

RÁDIÓ — TECHNIKA ÉVKÖNYVE 1983



A
RÁDIÓTECHNIKA ÉVKÖNYVE
– 1983 –

A RÁDIÓTECHNIKA ÉVKÖNYVE – 1983

Szerkesztette:

Stefanik Pál főszerkesztő
okl. vill. mérnök **HA5BT**

Írták:

Anka Vince okl. vill. mérnök
Bassó Andor **HA5NM**
Békei Ferenc okl. vill. üzemmérnök **HA5KU**
Bucsás Péter okl. vill. mérnök
Fáber József okl. vill. mérnök **HA5JJ**
Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök
Dr. Hetényi László okl. vill. mérnök **HA5BK**
Dr. Ijjas Gábor okl. vill. mérnök
Kisvölcssey András okl. vill. mérnök
Kollár Ernő **HA5DB**
Lóska Péter okl. IC-szakmérnök
Dr. Madarász László okl. irányítástechnikai
szakmérnök
Nagy Sándor okl. vill. üzemmérnök **HA5GH**
V. Nazarenko mérnök ezredes
Plachtovics György műszeripari technikus
Romet Róbert híradástechnikus **CB-29**
Rózsa László okl. üzemmérnök
Rózsa Sándor okl. vill. mérnök
Solymosi János okl. vill. üzemmérnök **HA50E**
Sipos Gyula okl. IC-szakmérnök

TARTALOMJEGYZÉK

Előszó	3
Háború az éterben	4
HI-FI technika – házi stúdió	9
Autósok, figyelem!	31
Vevőkészülékek kezdőknek	53
Feszültségstabilizátor	70
Amatörkapcsolások	79
500 kHz-es SSB adó-vevőegység	95
CW/SSB adó-vevő készülék 80 m-re	101
Digitális skála és frekvenciamérő	105
12 V/10 A-es hálózati tápegység	111
Modern szintetizátor áramkörök	115
Kettős tápegység	130
CQ de HA	133
Elektronikus szintetizátor-vezérlőáramkör	136
PROM-programozó készülék	140
Hangfrekvenciás generátor és vobulátor	142
A LED-gyártás és alkalmazás újdonságai	145
Kapcsolástechnikai érdekességek	156
2 × 50 W-os ekvalizeres erősítő	178
Gitártestbe beépíthető torzító	188
Automata elakadásjelző	190
Junosty TV kétnormásítása	194
Elektronikus feszültség szabályozó	197
1 W-os AM üzemi CB adó-vevő	201
Integrált áramkörös CB adó-vevő	208
Az EPROM memóriák programozása	213
Gyári CB-készülékek	223
A gyújtókörkészítés ABC-je	232
Katalógus	250

Kiadja: Zrínyi Katonai Kiadó – A kiadásért felel: a Zrínyi Katonai Lap- és Könyvkiadó igazgatója

Athenaeum Nyomda, Budapest – Felelős vezető: Szlávik András vezérigazgató

ISSN 0557-6229

Előszó

Szeretettel és tisztelettel köszöntjük Önt tizenhatodik évfolyamával jelentkező Könyvünk első hasábjain. Amikor – több mint egy fél emberöltővel ezelőtt – első Évkönyvünket útjára bocsátottuk, bevallott és hirdett célunk volt, hogy lépést igyekezzünk tartani a rohanó – és egyre iramosabban – fejlődő technikával, ugyanakkor népszerűen megírt ismeretnyújtó anyagainkkal a kezdők érdeklődését is fel kívánjuk kelteni.

Ez a cél vezérel bennünket most is, amikor a világ a kommunikációs revolúció lázasan pergő filmjét – nem nézi! – rendező és szervezi.

A technika forradalmi fellendülése az elmúlt évben sem szünetelt, gazdaságunk nagy érdeme, hogy sok más államnál jobban és hatékonyabban tudtunk népgazdasági szinten is versenyre kelni a mind magasabb igényeket támasztó 1982-es esztendővel.

A lezárult esztendő során számos gond jelentkezett mind a termelés, mind pedig a fogyasztás világában. A Magyar Szocialista Munkáspárt vezette nép azonban megvalósítva terveit, szorgos munkájával elérte, hogy az áringadozások és emelkedések ellenére alapvető célunkat – az életszínvonal szintentartását és a legjobban rászorultak körében némi emelését – magunk mögött tudhatjuk. *Kádár Jánosnak* – a Magyar Szocialista Munkáspárt első titkárának hetvenedik születésnapja alkalmából – dolgozó népünk elégedetten és újabb feladatok megoldására készen tekintette át az eltelt időszakot. Ezt a történelmi elmaradottságunkat, úgy tűnik, jelentős mértékben felszámoló korszakot. A szocialista termelési rend előnyeit és lehetőségeit gyümölcsözőtő munkát. Az éves tervek teljesítése – az ebben elvárt és megkívánt pontosság – meghozta a maga eredményeit, és amikor az 1982-es év belpolitikai eseményeit próbáljuk dióhéjba foglalni, ez a meghatározás a leglényegesebb megállapításnak tűnik. Pártunk, kormányunk sem állítja, és magunk sem áztatjuk önmagunkat azzal, mintha gondjaink mindegyike megoldódott volna. De a legnehezebbjén már túl vagyunk.

Erre vallanak azok az eredmények, amelyeket legfontosabb gazdasági partnereinkkel a KGST tagországaival közös tevékenységünkben is felmutathatunk. A hagyományos – mezőgazdasági – termékeken kívül újabb és a legfejlettebb technikát igénylő szocialista piacokon megnőtt áruink, termékeink értéke. A dolgozó magyar ember kezemunkáját becülik – a kereskedelmi szerződések nyelvére „lefordított” – megrendelői igényekkel. Még az oly fejlett gépiparral rendelkező államok is, mint a Szovjetunió, Csehszlovákia és az NDK. Az őszi és a tavaszi vásárok során – a BNV pavilonjaiban – százmillió rubeles nagyságrendű megrendeléseket kaptunk eddig is. Az 1982-es esztendő a korábbi csúcsokat is megdöntötte.

Hosszú és fáradtságos gazdaságépítő munkánk eredménye, hogy a nagy nyugati pénzintézetek – ezek az ottani gazdaság egészét kezükben tartó monopóliumok – is elismerni kényszerültek eredményeinket. Számos nyugatnémet, olasz, francia és fejlődőországbeli céggel léptünk a közös vállalatok szervezésének útjára. Liszenzvásárlásainkkal, új, automata termelési, gyártási rendszerek telepítésével nem egyszerűen a termelékenység fokozását valósítottuk meg, de kialakult a világszínvonalú termékek piaca is. E mellett, ezzel egy időben nagyarányú rekonstrukciót hajtottunk végre a textil-, a nyomda-, a papíriparban; a gépjárműgyártásban is előreléptünk, élelmiszer-gazdaságunk világszerte elismerést kelt, a Világbank is tagjai sorába iktatott.

Az elmúlt év első napján a gazdaság egészére jótékony hatást gyakorló rendelkezések sora látott napvilágot. Újfajta gazdasági közösségek szerveződése kezdődött meg. A kezdeti tétovázás után – az újszerű jogszabályok alkalmazásával kapcsolatos tájékoztatatlanság volt ennek egyik oka – a gazdasági társulások munkába lendültek, s ennek főképp a szolgáltatások javulásában volt nyomon követhető hatása.

Előttünk az 1983-as esztendő, amely további feladatokkal újszerű elképzelések megvalósulásával kecsegtet. A nép jólétének továbbra sem szabad hanyatlania, a fogyasztásnak a szükségletek kielégítését kell szolgálnia. Tovább kell szépülnie, gazdagodnia hazánknak, amelyet polgárai az alkotmányban megfogalmazott kötelezettségeinek megfelelően védelmeznek.

A honvédelem erősítése, a Varsói Szerződés keretében való helytállásunk számos elismerésben részesült eddig is. Ebben része van a honvédelmi előkészítésben, előképzésben oly fontos szerepet betöltő Magyar Honvédelmi Szövetségnek, amelyet e téren végzett munkásságáért a Vörös Csillag Érdemrenddel is kitüntettek. A szövetség idén ünnepli fennállásának 35. évfordulóját. A rádiós klubokban javában tartanak az évforduló tiszteletére szánt rendezvények előkészítési munkálatai. Magunk is csatlakozunk, hiszen csak aki az országot járja, az látja igazán, mennyit fejlődtek klubjaink, akár az elhelyezésüket, akár felszereltségüket, akár személyi adottságaikat tekintjük is. Rádiós-sportéletünk számos sikere is éppen az MHSZ egészétől kapott támogatásra vezethető vissza: a szövetség szervezeti, szervezési keretei ideális munkalehetőséget teremtenek a rádiózás számára is.

Mielőtt elköszönnénk és bezárnánk e köszöntő levelünket, elmondjuk, hogy idei Évkönyvünket – mint mindig – az amatőr társadalom igényeinek, kívánságainak megfelelően állítottuk össze.

Kell-e bemutatnunk *Sipos Gyula* szerzőnket, akit a Rádiótechnika több tízezres olvasó tábora jól ismer népszerű cikksorozata révén. Most „Hi-Fi technika–Házi stúdió” című cikkében újabb erősítőkapcsolásokat mutat be. Kezdőknek szántuk *Rózsa Sándor* „Vevőkészülékek – kezdőknek” című cikkét. Gépkocsi-tulajdonosok számára közöljük ez évben is az „Autósok, figyelem!” című cikkünket. Nem kevés terjedelmet biztosítottunk a nálunk is annyira népszerűvé vált CB-rovatnak, melyben gyári és házi készítésű készülékek leírását ismertetjük. „Hivatásos” amatőreink – úgy gondoljuk – szívesen olvassák majd „Amatőr kapcsolások”, „500 kHz-es SSB adó-vevő egység”, „Modern szintetizátor áramkörök”, „Cq de HA”, „Digitális skála és frekvenciamérő” cikkünket. Ezenkívül különböző stabilizált tápegységek, 2 × 50 W-os ekvalizeres sztereó erősítő leírások találhatók idei Évkönyvünkben.

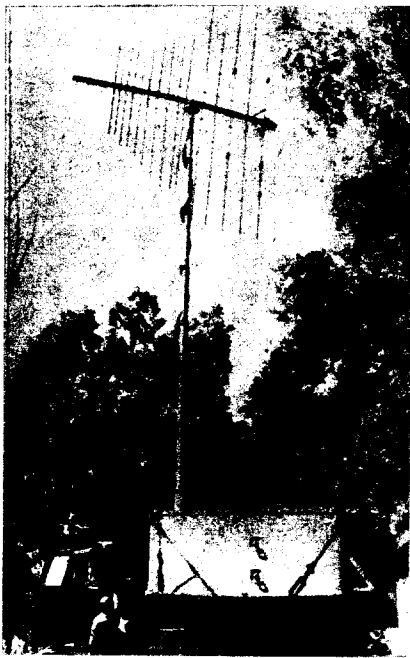
Az 1983-as Évkönyvünket ugyan azzal a reménnyel bocsátjuk útjára, mint az eddigieket, sok sikert, eredményes munkát és boldog új évet kívánunk.

A Rádiótechnika szerkesztősége

Háború az éterben

A korszerű fegyverek és a harci technika alkalmazásának lehetőségei a rádióelektronika széles körű rendszerbe állításával jelentősen bővültek. Napjainkra a rádióelektronika gyakorlatilag minden csapatvezetési és harci technikailag rendszer anyagi-technikai alapjává vált a szárazföldön, a levegőben és a tengeren egyaránt. A rádióelektronikai berendezések működésének folyamatosságától és megbízhatóságától függ gyakorlatilag teljes egészében a felderítés minősége, a csapatvezetés hatékonysága és operativitása, a fegyverirányítás pontossága – lényegében a harc sikere. Ez a magyarázata a szemben álló felek törekvésének, hogy az ellenség rádióelektronikai eszközeinek működését a lehető legnagyobb mértékben zavarják, ugyanakkor biztosítsák a saját berendezéseinek védettségét.

„Hosszú évekig úgy tartották – írta a Signal című amerikai folyóirat –, hogy a felderítés garantálja a biztonságot. Eljött azonban a rádióelektronikai háború kora, amely a rádióösszeköttetések szándékos zavarásával vette kezdetét. Eléinte sokan nem mérték fel e fenyegetés jelentőségét, feltételezve, hogy végül is sikerül kiküszöbölni a zavarokat és biztosítani az összeköttetést. A harctevékenységek tapasztalata azonban megcáfolta ezeket a korábbi elméleteket. Ettől az időtől kezdve az Egyesült Államok Fegyveres erőinél és a hadiipari körökben az egyik legnépszerűbb témává a



Az amerikai hadseregben rendszeresített URH-zavaróállomás

rádióelektronikai háború

kérdése vált. A Pentagonban, ahol szeretnek színesen és túlzón fogalmazni, a következő jelmondat született: „A rádióelektronikai harc hadüzenet nélküli háború, amelyet senki sem hirdét meg, sohasem fejeznek be, titkosan folytatnak és nincs határa sem térben, sem időben.”

A gyakorlatban a fenti megfogalmazás azt jelentette, hogy a NATO-hadseregekben, soha nem látott mennyiségben kezdtek alkalmazni a rádióelektronikai harc technikai eszközeinek egész arsenálját. (Rádióelektronikai harc – rövidítve REH – az utóbbi időben használatos kifejezés. A külföldi sajtóban ezenkívül találkozhatunk még a „rádióháború”, „elektronikai hadviselés”, „rádióelektronikai háború” kifejezésekkel.)

Az Egyesült Államokban – de a NATO-országokban is – 1956–1983 között a rádióelektronika harc eszközeinek kifejlesztésére és rendszerbe állítására fordított összeg megtízszereződésével számolnak. Ez az összeg napjainkban eléri a 4,1 milliárd dollárt.

Milyen elképzelései vannak a NATO katonai szakértőinek az éterben folyó küzdeletről? Milyen célokat próbálnak elérni és milyen eszközökkel?

A NATO hivatalos dokumentumaiban a rádióelektronikai harc olyan hadművele-

ti-harcászati és technikai rendszabályok összessége, amelyek az ellenséges csapatvezetési és fegyverirányítási rendszerek és eszközök felfedezésére, működésük megbontására, saját hasonló rendszereik és eszközeik folyamatos működésének biztosítására irányulnak a szándékos és kölcsönös rádiózavarás viszonyai között.

A rádióelektronikai felderítés feladata az ellenséges rádióelektronikai eszközök keresése, felfedése, felismerése, helyének meghatározása, valamint a célmegjelölés. Elméletileg bármilyen állomás, amelynek

működése az elektromágneses jelek vételén alapul, zavarokkal lefogható. Nehézséget a sugárforrás felderítése, paramétereinek és típusának a meghatározása jelent. Az azonosítás megbízhatóságát jelentősen csökkenti, ha az állomás sugárási paramétere és üzemmódjai időben változnak. Az elektronikus számítógépek alkalmazása a beérkező információáradat feldolgozása során lehetővé teszi a felderítés adatainak megbízható elemzését.

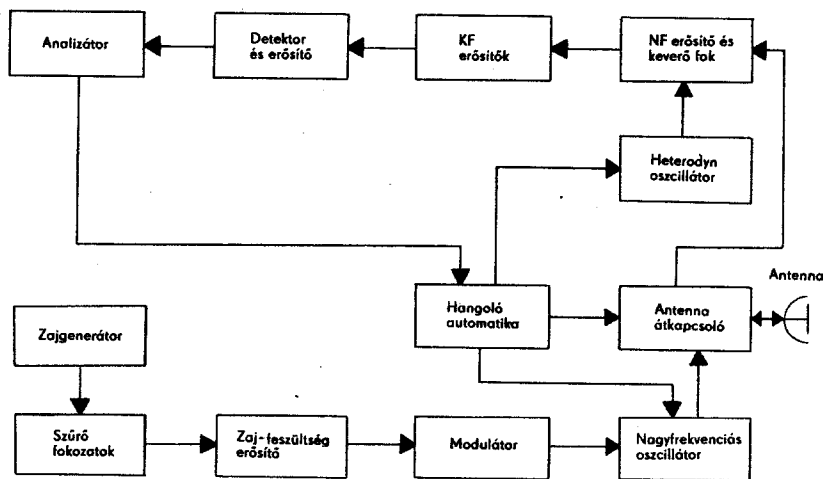
A rádióelektronikai lefogás szándékosan létrehozott elektromágneses (akusztikus) zavarok alkalmazása. E tevékenység arra irányul, hogy megbénítsa és szétzilálja az ellenség csapatvezetésének rádióelektronikai rendszerét, csökkentse a fegyverek alkalmazásának hatékonyságát és harci lehetőségeit, megbontsa a csapatok közötti együttműködést. Gyakran használt módszer az úgynevezett rádiómeztévesztés. Ezt úgy valósítják meg, hogy például eleve meztévesztő információkat továbbítanak a saját (harci) híradórendszerben, meztévesztő rádióállomásokat alkalmaznak a saját csapatok harcrendjében, imitálják az ellenség rádióeszközeinek adásait, vagy

meztévesztő információkat

adnak le az ellenség rádióhálójában. A rádiómeztévesztés célja, hogy az ellenségben meztévesztő kép alakuljon ki a velük szemben álló saját csapatok csoportosításáról és tevékenységéről, valamint az, hogy az ellenség a kívánt módon reagáljon bizonyos esetekben.

A rádióelektronikai védelem feladata, hogy megnehezítse az ellenség rádióelektronikai felderítését, megakadályozza a saját rádióeszközök zavarását vagy megsemmisítését önirányító rakétákkal.

Függetlenül a rádióelektronikai harc különböző elemeinek eltérő céljaitól és al-



Rádiólokátorokat zavaró állomás működési sémája



Gépkocsra épített föld-föld típusú rádiójel-zavaró állomás

kalmazott módszereitől, közöttük kölcsönös függés és egymásroutaltság van, mert a korszerű csapatvezetés komplex rendszereit csak úgy lehet megbontani, ha egyeztetett módszerekkel, egyszerre hatnak a legfontosabb rádióelektronikai objektumokra, eszközökre.

A fegyveres erők jelenlegi fejlettségi fokán a rádióelektronikai harc

elválaszthatatlan összetevője

a szárazföldi csapatok, a légi erő és a haditengerészet harctevékenységének. NATO-körökben úgy tartják, hogy a fölény kivívása és megtartása ezen a téren a korszerű összefegyvernemi harc, amely meghatároz-



A helikopterre a nyíllal jelölt helyen szerelték fel az M-130 típusú több célú zavaróberendezést, amellyel megtévesztő impulzusokat sugároznak a földi telepítésű lokátorállomások zavarására

za a harcászati, hadműveleti, sőt a hadászati célok elérését. Mások egyenesen azt állítják, hogy a rádióelektronikai harcban elért fölény jelentősége egyenértékű a második világháborúban kivívott légi fölényel.

Külföldi szakértők véleménye szerint a NATO-országok hadseregei között az Egyesült Államok fegyveres erői vannak a legjobban felkészítve és ellátva a rádióelektronikai harcra. Sőt a tömb fegyveres erőknek egységei és alegységei javarészt amerikai technikával vannak felszerelve és harci alkalmazásuk elvei is egységesek.

Az Egyesült Államok szárazföldi haderejében a hadtestek és hadosztályok állományába a rádióelektronikai hadviselési és felderítőcsoporthoz, -zászlóaljhoz tartoznak. A rádióelektronikai harc technikai eszközeit gyakorlatilag teljesen felújították. Annak érdekében, hogy megfelelő időben felderítsék az ellenség csapatainak diszlokációját, összetételét, mozgásának irányát, tevékenységének jellegét a harcászati és a hadműveleti mélységben, a rádióelektronikai felderítésnek nemcsak megtalálnia és azonosítania kell a működő rádióelektronikai eszközöket, hanem azok települési helyeit is gyorsan és pontosan meg kell határozni, hogy a tüzéség csapatát mérhessen rájuk.



Rádióelektronikai felderítőállomás kezelőpultja

A rádiófelderítés és -iránymérés a rádióelektronikai hadviselési és felderítő-zászlóaljakban olyan földi komplexummal történik, amely öt szállítható és különböző helyekre telepíthető állomásból áll: kettő

központi adatfeldolgozó

és irányítóállomás, három pedig távolsági mérőállomás. A komplexum hat rádióirány meghatározására képes percnként. A hadtest típusú rádiófelderítő és rádióiránymérő komplexum két központi adatfeldolgozó és irányítóállomásból, valamint négy távvezérelt mérőállomásból áll.

Ismeretes, hogy a rádiófelderítés távolságára erősen hatnak a rádióhullámok terjedési viszonyai. Így például az URH-sávban a felderítést gyakorlatilag csak az egyenes látótávolságban lehet végezni, ez a távolság földi telepítésű állomások esetében 30–40 kilométer. A rövidhullámú tartományban, felületi hullámú összeköttetések esetén a felderítés mélysége 80–100 kilométer, térhullámú összeköttetések esetén elérheti a néhány száz, sőt 1000 kilométert is. A külföldi szaksajtóból ismeretes, hogy a rádiótechnikai felderítő-állomások a földi telepítésű rádiólokátorokat mintegy 30 kilométeres távolságig képesek felderíteni, a helmegehatározás pontossága pedig mintegy 50 méter.

Az Egyesült Államok hadseregében, a földi felépítésű rádióállomások zavaróállomásokat alkalmaznak. Feladatuk sokrétű. Megtalálhatók, közöttük a helikopter- és repülőgép-fedélzeti felderítő- és fegyverirányító lokátorokat zavaró állomások, a több célú földi lokátor, az URH-rádió- és rádiórelé-zavaró eszközök, valamint a tüzéségi lövedékek, bombák és rakéták közeleégi gyújtóit zavaró berendezések.

A rádióelektronikai védelem legfontosabb rendszabályai között említik a szakértők a rádiókisugárzások korlátozását, a rövid forgalmazási időt, a különféle gyorsadó-berendezések alkalmazását, a forgalmazás rendszabályainak szigorú betartását, a titkosító (kódoló) berendezések használatát és az irányított antennákat.

tengereken és az óceánokon vívott rádióelektronikai harc bizonyos

sajátos vonásai.

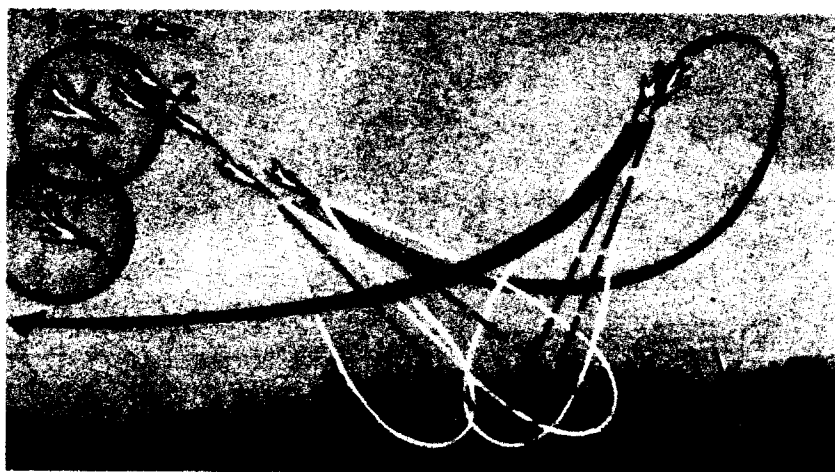
Ezek közül az egyik a hajó-hajó osztályú rakéták elleni védelem rádióelektronikai eszközökkel. Erre azért van szükség, mert a kis magasságokban repülő rakétákat időben felfedezni és a hagyományos eszközökkel megsemmisíteni rendkívül nehéz. Ez a körülmény komoly lendületet adott a hajók rádióelektronikai harcra történő felkészítésének.

Napjainkban a különböző hajóosztályok számára, három különböző típusú rádióelektronikai komplexum sorozatgyártását kezdték meg. Ezek közül a legkorszerűbb a cirkálókra, a nagy deszanthajókra és a nagyobb kisegítőhajókra szerelt berendezés. Ez egy teljesen automatizált

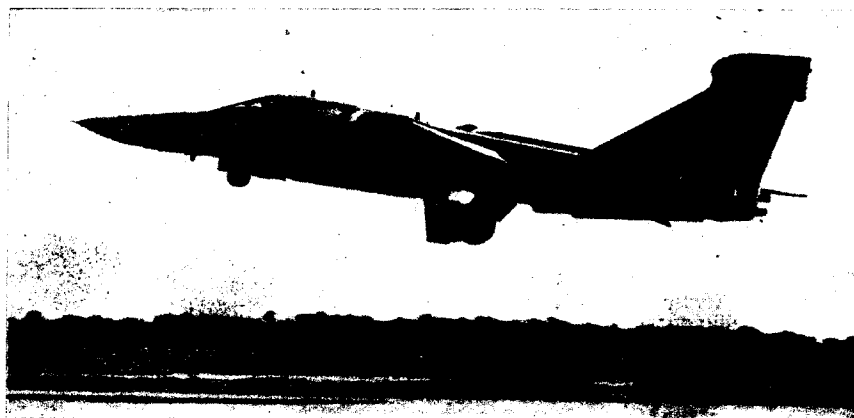
Rádióelektronikai harc a tengereken és a légtérben

A második világháborút megelőző években, majd a háború alatt a nyugati államok haditengerészeti erőinél döntő fontosságúvá vált a rádiótechnikai felderítés, a rádió elektronikai és hidroakusztikai zavarás és zavarvédelem. A legnagyobb ilyen jellegű hadműveletre 1944-ben került sor az angol-amerikai szövetségesek normandiai partraszállása idején. Bombatámadásokkal, aktív és passzív zavarás alkalmazásával a szövetségeseknek sikerült teljesen szétzilálni a fasiszta német csoportosítás partvédelmi rádiólokációs rendszerét, és a tüzéségi tűzvezető rendszerét. (A repülőgép-fedélzeti berendezéseken kívül a rádiózavarás hajófedélzeti eszközeit is bevetették: 262 hajón állítottak fel aktív és közülük további 42-n passzív zavaróberendezéseket. Nagyobb hajók imitálására széles körben használtak úszó, fém szögviszszaverőket, valamint hamis célként dipól-viszszaverőket.)

A háború utáni években – általánosítva a szerzett tapasztalatokat – továbbfejlesztették a hadiflotta rádióelektronikai felderítő- és zavaróeszközeit, fokozták a rádióeszközök zavarvédettséget. Kialakultak a



Földi cél elleni, aktív zavarást alkalmazó repülőkötelék támadásának sémája. A rajzon az eggyessel jelölt gépek a biztosító vadászok, a kettes számú gépek semmisítik meg a célt, míg a hármassal jelölt repülők alkalmazzák a rádiózavarást



Az EF-11A típusú harcászati zavaró repülőgép 1981 második felében szállt fel először. Összesen 42 darab ilyen típusú gépet kívánnak rendszeresíteni az amerikai légierőnél, fedélzetükön az ALQ99E mintájú zavaróberendezésekkel

komplexum, amelynek fő részei a szélessávú rádióvevő, a vezérlő- és indikátoregység, az elektronikus számítógép, a több üzemmódban működő zavaróberendezés, amellyel le lehet fogni az irányított rakéták rávezetőlokátorait, az öniravezető rakéták érzékelőfejeit, valamint a hajó- és repülőgép-fedélzeti eszközöket.

A hajókról, repülőgépekről, tengeralattjárókról és szárazföldről indított robotrepülőgépek ellen a repülőgép-anya-hajókat vagy speciális rendszer védi, amelynek csapatpróbat az amerikai flotta Enterprise nevű repülőgép-anya-hajóján hajtották végre. A hajó fedélzetére telepített adóvevő antennák két csoportja gyakorlatilag bármely irányba lehetővé teszi a rádiózavarást. A rendszer számítógépe az adatfeldolgozás során automatikusan kiszűri a saját rádióelektronikai eszközök jeleit, és ugyancsak automatikusan képes meghatározni az ellenséges rakéták rádiókisugárzásának paramétereit.

Az Egyesült Államok haditengerészeti flottájánál a hajófedélzeti berendezéseken kívül széleskörűen alkalmazzák az ügynevezett kiküldönített zavaróállomásokat, a bójákra, helikopterekre, fedélzetről indí-

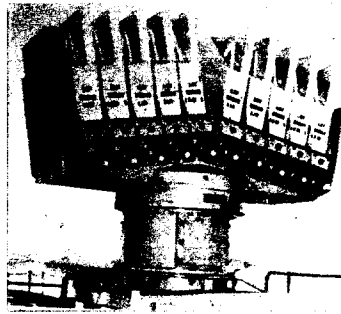
tott robotrepülőgépekre és rakétákra szerelt zavaróberendezéseket. Hamis célokat lehet létrehozni passzív eszközökkel is – dipól-szögviszazverőkkel, hőkisugárzó berendezésekkel.

A nemzetközi szakirodalom szerint a korszerű tengeri hadviselés elválaszthatatlan részévé vált a rádióelektronikai harc eszközeinek kiterjedt alkalmazása.

A rádióelektronikai harc legfejlettebb eszközeivel hagyományosan a légierő gépei vannak felszerelve. Ennek magyarázata, hogy a repülőgépek harctevékenysége erősen függ a különböző rádióelektronikai berendezések működésének folyamatosságától és megbízhatóságától. (Katonai szakértők véleménye szerint például a koreai háborúban az amerikai légierő veszteségei háromszor akkora lettek volna, ha nem alkalmaznak rádióelektronikai zavarást.)

A rádióelektronikai harc eszközeinek fejlesztésében gyökeres változás állt be 1965-ben, amikor a Vietnami Demokratikus Köztársaság légvédelme először alkalmazta az irányított légvédelmi rakétákat, ami az amerikai légierő veszteségeinek ugrásszerű növekedését eredményezte.

Ebben az időszakban kezdték az amerikaiak a gyakorlatban alkalmazni a „Wild Wheels” fedőnévű rendszert. Ennek lényege abban állt, hogy az amerikai légierő repülőgépeit speciális harcrendben vetették be, az ellenséges vadászlégierő, a légvédelmi tüzéség és rakétakomplexumok vezetési rendszerében telepített földi eszközök ellen. A „Wild Wheels” program alapján először 40 darab F-105G és néhány EB-66 típusú repülőgépet szereltek fel. Minden egyes F-105G repülőgép fedélzetére a rádiólokátorok kisugárzását érzékelő vevőberendezést, egy külső felfüggesztésű, rádiózavaró berendezésekkel felszerelt



Francia gyártmányú hajófedélzeti automatikus dipól- és hőcsapadikilövő rendszer, amely a hajó-hajó osztályú rakéták elleni védelem része

konténert, és négy Shrike vagy két Standard ARM típusú – a földi rádiólokátor-állomások megsemmisítésére szolgáló – önrávezető rakétát szereltek.

A Vietnamban kipróbált „Wild Wheels” program vált az amerikai légierő hasonló eszközei fejlesztésének alapjává, amelyeket azóta széles körben alkalmaznak. Alaprepülőgépként az F-4G Phantom típusú gépeket használják. Ezek fedélzetén a következő berendezések és fegyverek találhatók: felderítő vevőberendezés, jelanalizátor, számítógép, helyzetindikátor, automatikus rádiózavaró állomás, valamint a már említett Shrike, Standard ARM, illetve HARM rakéták, ezenkívül levegő-levegő osztályú Sparrow és Sidewinder rakéták. A tervek szerint összesen 116 F-4G repülőgépet állítanak rendszerbe, ezek egy része máris az Egyesült Államok légierőjének európai parancsnoksága kötelékébe tartozik.

A Délkelet-Ázsiában szerzett tapasztalatok alapján az amerikaiak nemcsak a repülőgépek

speciális harcrendekben

való alkalmazását tekintik fontosnak, hanem foglalkoznak a repülőgépek egyedi rádióelektronikai harc eszközeinek tökéletesítésével is. Újabban olyan komplex fegyverirányító és védőrendszereket alkalmaznak, amelyek nemcsak az ellenséges rádiólokátorok felfedését, azonosítását, helyének meghatározását végzik el, hanem automatikusan az adott térségbe irányítják a repülőgépet, majd a szükséges időben parancsot adnak a megfelelő zavaróberendezés felhasználására.

Megváltozott az aktív zavarok alkalmazásának módszere is. A repülőgépek fedélzetén konténerekben több adóberendezést helyeznek el, amelyek különböző üzemmódokban és más-más frekvenciatartományokban működnek. A harci feladatok végrehajtásának rugalmasságát nagymértékben növeli, hogy a konténerek gyorsan cserélhetők, a konkrét harc helyzet követelményeinek megfelelően.

A Shrike típusú passzív önrávezető rakétákat 1966 májusában Vietnamban vetette be először az amerikai légierő, a légvédelem földi és hajófedélzeti lokátorállomásai ellen. A Shrike rakéták hátránya a kis hatótávolság (15–16 kilométer) és a nagy szórás volt azokban az esetekben, amikor a lokátorállomások beszüntették a sugárzást. Az adott típus továbbfejlesztésére dolgozták ki a Standard rakétát, amelynek hatótávolsága 50 kilométer, és önrávezető rendszere képes „megjegyezni” a rádiólokátor koordinátáit a sugárzás beszüntetése után is. E két rakétafajta leváltására fejlesztették ki a HARM típusú rakétát, melynek önrávezető feje szélesebb frekvenciatartományban működik.

Nyugati szakértők nagy reményeket fűznek az

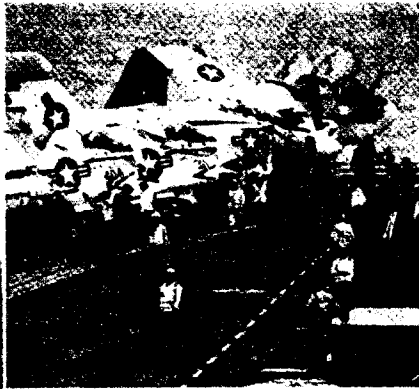
egyszeri felhasználású

aktív zavaróadók rendszerbe állításához. Ezeknek az eszközöknek a célba juttatására repülőgépeket, robotrepülőgépeket, irányított és nem irányított rakétákat, léggömböket és léghajókat kívánunk felhasználni.

A repülőgépekről ledobható zavaró eszközök hamis céljeleket hoznak létre a lokátorernyőkön, a légtér egyes szektorait álcázzák, biztonságos távolságból felrobbantják a rakéták rádióvezérlésű robbanószerkezeteit. A Vietnamban és a Közel-Keleten vívott légi háborúk során széleskörűen alkalmazták a dipól-visszazverőket, köztük az úgynevezett aktív dipólokat, amelyek felerősítik és visszasugározzák a rádiólokátor által kibocsátott jeleket.

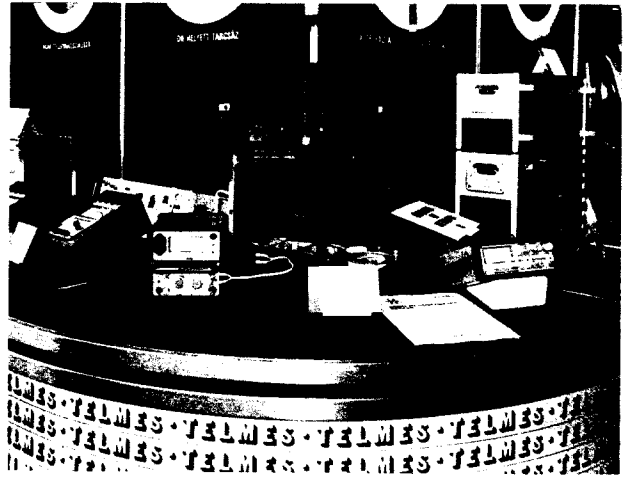
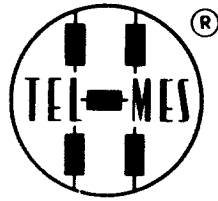
A légierő és a fegyveres erők más haderőnemeinek harci hatékonyságának növelésére irányuló törekvés a rádióelektronikai harc eszközeinek egyre elterjedtebb használatához és folyamatos drágulásához vezet, ami egyben a fegyverkezési versenyre költött összegek ugrásszerű növekedését is eredményezi.

V. Nazarenko mérnök-vezetős
a haditudományok kandidátusa



A repülőgép-anyahajókra telepített rádióelektronikai komplexum lehetővé teszi a körkörös rádiózavarást

Kábel- és csőnyomvonal- kereső



A tavaszi Budapesti Nemzetközi Vásáron mutatta be a TELMES Műszeripari Szövetkezet legújabb típusú KÁBEL- és CSŐNYOMVONAL-KERESŐ készülékét.

A készülék elektronikus módszerrel határozza meg a részben vagy teljesen ismeretlen, eltemetett, föld alatti kábelek és csővezetékek nyomvonalát, térszint alatti mélységét és esetleges hibáit. A készülék a TT—2150 típusú gyártmányunk továbbfejlesztett változata.

A készülék alkalmas az alábbi feladatok elvégzésére:

- Nyomvonalkeresés hagyományos módszerrel;
- Nyomvonalkeresés két csatornával, hányadosképzéssel;
- Kábelek és csővezetékek térszint alatti mélységének meghatározása;
- Kábelek hibahelyének meghatározása;
- Erősáramú kábelek felkutatása erőterük segítségével (50 Hz);
- Feszültség alatt levő elektromos kábelek felkutatása kábel-fogó segítségével;
- Tapintó mikrofonnal történő mérés;
- Nyomás alatt álló csővezetékek hibahelyének meghatározása (geofon);
- Elfedett fémtárgyak felkutatása.

A készülék előnyei

- nagy adóteljesítmény
- folyamatos és impulzusüzemű mérés
- beépített akkutöltő
- minimum- és maximum-mérési eljárás
- aritmetikai üzemmódban nagy pontosságú mérés
- nagy átfogású érzékenységszabályozás
- nagy zavarvédelem
- túlterhelés elleni védelem
- beépített fémkereső egység
- kis fogyasztás
- csekély súly.

Műszaki adatok

Adóegység

- | | |
|--------------------------------|-----------------------------------|
| 1. Üzemi frekvencia | 10 kHz + 100 Hz |
| 2. Névleges kimenőteljesítmény | 3 W folyamatos,
9 W szaggatott |

- | | |
|---------------------------------|-----------------------------|
| 3. Terhelő impedancia | 0,5...1000 ohm |
| 4. Áramfelvétel | 300 mA |
| 5. Üzem mód | induktív és galvanikus |
| 6. Kimenőteljesítmény-indikálás | Deprez-műszer |
| 7. Tápellátás | 2 db 6 V-os NiCd Varta akku |

Vevőegység

1. Üzem módok:
 1. 10 kHz (10 kHz-es szelektív vétel min. v. max. eljárással)
 2. 10 kHz A (10 kHz-es szelektív vétel aritmetikai egységgel)
 3. 50 Hz G (szélessávú vétel, 50 Hz v. mérőmikrofonok részére)
 4. Metal (nagyobb fémtárgyak felkutatása)
2. Vételi frekvencia 10 kHz-es vételnél 10 kHz ± 60 Hz; szélessávú üzemmódban 100—800 Hz ± 3 dB
3. Érzékenység 10 kHz-es vételnél min. 10 μV; szélessávú üzemmódban min. 1 mV
4. Érzékenység szabályozás min. 60 dB
5. Bemeneti impedancia szélessávú üzemmódban min. 100 kΩ
6. Táplálás 10 db 1,2 V-os Varta NiCd akku
7. Kijelzés vizuális és akusztikus

Az árban foglalt tartozékok

Adóegység	Vevőegység	
Földnyárs	Vevőantenna	1 db
Földnyárs vezeték dobbal	Vevőantenna csatl. kábel	1 db
Hálózati csatl. kábel	Fejhallgató	1 db
Mágneses csatlakozó	Fémkereső antenna	1 db
Mágneses csatl. kábel	Akkutöltő kábel	1 db
Adóantenna		
Adóantenna csatl. kábel		

A szabadalommal védett aritmetikus üzemmóddal lényegesen pontosabb a mérés, mint a hagyományos készülékekkel. Az alkalmazott analóg átalakítóegység az eddig ismert elektromágneses térerősség függvényeket egy — a nyomvonal pontos meghatározására alkalmasabb — függvényre alakítja át.



Megrendelhető:

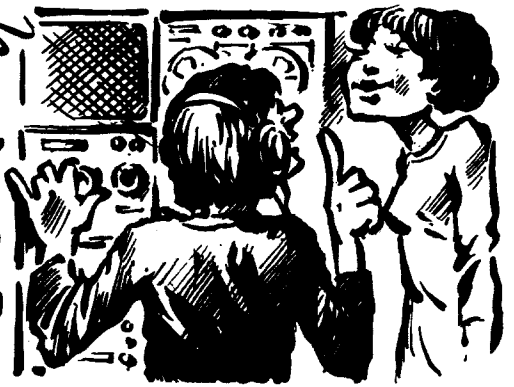
MIGÉRT

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALATNÁL

1392 Budapest, Pf. 295. Telefon: 117-090. Telex: 22-4736.

HI-FI TECHNIKA

HÁZI STÚDIÓ



Sipos Gyula okl. IC-szakmérnök

1. Bevezetés

Az egyetemes emberi kultúra egyik legfontosabb alappillére a zene. Hétköznapjainkat színesebbé, ünnepeinket hangszúlyosabbá teszi, változatossága révén szinte mindenki megtalálja az egyéniségéhez, hangulatához legjobban illő hallgatnivalót. Valljuk be őszintén, hogy a zene ürügye alatt sokkal több fölösleges szó hangzott el, mint ami szükséges lett volna, és valójában – a lehetőségekhez képest – kevés történt hazánban a zenei műveltség fejlesztése terén. Sőt vannak területek, ahol kifejezett visszalépés történt.

Vizsgáljuk meg, hogy az érdeklődő, vagy netán a zenerajongó milyen úton-módon élvezheti hazánk (vagy akár a nagyvilág) zenekultúráját, ha egyébként nem aktív zenész. Legnehezebb hozzáférni az élő zenéhez, különösen ha az ember igényes. Sem a komoly zene, sem a könnyebb műfaj kedvelői nincsenek elkényeztetve. Újjáépítettük a Vigadót, tehát sürgősen szét kellett szedni az Operaházat, hogy az egyensúly fel ne boruljon. Több hónapos előtervezéssel, protekcióval, félnapos sorbaállással aztán már hozzá is juthatunk néhány koncertjegyhez, bérlethez. Aki pedig szereti a rock-koncertet, a szabad levegőt, a nyitott tetőt, a Gellért-hegy oldalában igazán kitűnő lehetőségekre lelhet, főképp (mondjuk) augusztus hónapban. Mostohább időjárás esetére maradnak a különböző sportcsarnokok, kiállítási helyiségek és egyéb „lovardák”, amelyek tervezésénél annak idején az akusztika szóba sem került, mint szempont. Viszont ezeken a helyeken a kulturált zenehallgatás valamennyi előfeltétele biztosított...

Marad tehát a széles tömegek számára a gépzene; hangszóróból, rádióból, lemezzől, magnóról. Még legjobban a lemezkiadás az, amivel elégedettek lehetünk, a hozzáférhetőséget, a minőséget és a repertoárt tekintve. A magnószalag már nem ilyen rózsás a helyzet, különösen mióta „rendezték” a magnószalag-kérdést, eszi-nem eszi alapon. Sajnálatos, hogy a megfelelő minőségű lemezjátszók és magnók árszínvonalát nem szolgálja Bartók és Kodály országának zenei kultúrájának fejlesztését.

A legolcsóbb, valóban mindenki által elérhető eszköz tehát a rádiókészülék, ahol árban és minőségben a választék már majdnem kielégítő. Itt viszont egy új probléma vetődik fel. Szerencsés műsorpolitikával lehet jobban és kevésbé jól szolgálni az ügyet. Pillanatnyilag egyetlen sztereó műsorunk jelentős része nem sztereó, továbbá a rendelkezésre álló műsoridő el nem hanyagolható része próza, sokszor érdektelen beszélgetés, fecsegés, illetve szinte alig van zenei műsor, amit ne szabadlnának fel, vágnának darabokra a legkülönbözőbb indokokkal, belebeszéléssel, kis színes riportokkal, tornával, öt perc fontoskodással. Arra nézve, hogy ez milyen öröm, az egy-egy ritka számra vadászó magnósok tudnának egyet s mászt mondani.

Ilyen helyzetben a legcélyszerűbb, amit tehetünk: az önálló műsorellátásra történő berendezkedés, az anyagi lehetőségekhez és igényekhez mért kisebb-nagyobb házi stúdió kiépítése. Célunk kettős lehet: egyrészt biztosítanunk kell a kívánt műsoranyaghoz történő hozzáférést, másrészt lehetővé kell tenni a tetszés szerinti időben történő lehallgatást. A két művelethez részben gyári, vásárolt készülékekre, részben saját készítésű kiegészítő egységekre van szükségünk, mivel a hazai kereskedelemben komplett kis házi stúdió egységnek tekinthető berendezés („torony”) igen jutányosan, már félévi-egyévi átlagkeresetnek megfelelő összegeért kapható, ha kapható. Így ezen komplett készülékek széles körű elterjedése egy darabig még nem tartozik a realitások közé.

A kispénzű amatőr házi stúdióját fokozatosan építheti ki. Noha igen sokan foglalkoznak – részint kényszerűségből – lemezjátszó- és magnó-mechanikák készítésével, modernizálásával, felújításával, a szerző ezt csak végzettség esetén javasolja, mivel ez a legfáradságosabb útja a dolgoknak. Az eddigi tapasztalatok szerint rendkívüli kitartás és némi műhely-háttér szükséges a valamirevaló eredmény eléréséhez. Jó lemezforgató mechanika készítése még aránylag könnyen megy, orsós magnót már lényegesen nehezebb összehozni, míg kazettás magnót szinte teljesen reménytelen. Jó URH sztereó rádiókészü-

lék építéséhez a feltételek nem minden vonatkozásban adottak, pl. kis csoportfutási idő ingadozású KF-szűrők beszerzése még egy nyugati turistaúton sem teljesen problémamentes, itthon pedig nem megoldott. Mivel itt a piezokerámia szűrők egy különleges csoportjáról van szó, nem helyettesíthetők LC-rezgőkörökkel, mivel ezen utóbbiak stabilitása és behangolása egyaránt kritikus.

A legjobb eredményeket az otthoni munka során az előerősítő, korrektor, hangszínszabályozó egységek építése során érhetjük el. Sikeresen birkóztak meg amatőrjeink a különféle teljesítményerősítők építési nehézségeivel is. Az olvasói tapasztalatok összegezése során megmutatkoztak azok a problémák és igények, amelyek ezen munkák közben felmerültek. A következőkben az Olvasókat leginkább érdeklő néhány témakörrel foglalkozunk, továbbá néhány jól ismertnek tűnő dolgot helyezünk új megvilágításba. Törekvésünk változatlan: a legjobb kereskedelmi készülékeknel is jobb minőségű kapcsolások megépítését javasoljuk, lehetőleg tömegcikknek számító (kapható) félvezetőkből. Ahhoz, hogy törekvésünk sikeres legyen, az Olvasók részéről is szükség van erőfeszítésekre, az eddigi tapasztalatok szerint elsősorban az elméleti felkészültség terén. Igen gyakran fordul elő, hogy a gyönyörűen megépített, kivitelezett készülék egyszerű, elemi működési hiba miatt teljesen üzemképtelen. Sajnos, meglehetősen nehézkes a hibaelhárítás ilyen esetekben levezetés vagy telefonbeszélgetés útján.

2. A torzításokról

Az elektroakusztikai készülékek és berendezések a bemenőjeletől kisebb-nagyobb mértékben eltérő minőségű kimenőjelet szolgáltatnak, mely tulajdonságot összefoglaló néven torzításnak nevezünk. Az Olvasók a minőség fokozatos javítása során egyre többet foglalkoznak a torzítás fogalmával és számos téves elképzelés is átmegy a köztudatba. Különösen kiélezett a helyzet az idősebb és fiatalabb nemzedék között, az elektroncső kontra tranzistor vita miatt.

Köz tudomású, régről ismert, hogy az elektroncsöves erősítők korában nem volt túlságosan nehéz jó, vagy egészen kitűnő erősítőket készíteni házi eszközökkel, ha egy-két dolgot sikerült megoldani. Általában a kimenő transzformátor volt a legkevényebb dió. Ha egy ilyen régebbi, igen jó minőségűnek tartott csöves erősítőt villatni kezdünk, tulajdonképpen semmi különlegeset nem találunk a mérési adatok felvétele során, sőt a torzítási értékek gyengének is tűnnek. Ennek ellenére egy ilyen $k = 0,2 \dots 0,5\%$ harmonikus torzítással jellemezhető erősítőrendszer a meghallgatás alapján ma is kitűnőnek látszik, míg igen gyakran a hasonló torzítású tranzisztoros rendszer legfeljebb közepes; torzítása még a nem túlságosan igényes hallgatóság számára is észlelhető. Ez a tény közismert, a magyarázat viszont nem, így számos vitának képezi alapját.

Az összehasonlításnál az aktív elemekből kell kiindulnunk. Az elektroncsöves korszakban igen nagy nehézségekbe ütközött mind a gyors, mind pedig a nagy hurokerősítésű fokozatok és erősítők tervezése, építése. Az elektroncsöves nagy belső impedanciája, viszonylag nagy belső kapacitásai már 10–20 MHz körüli frekvenciákon is különleges intézkedések megtételét tették szükségessé, míg 100 MHz táján a jelentősen lecsökkent bemeneti impedancia az átlagos kivitelű elektroncsövet alkalmatlanná tette erősítési feladatok megoldására.

A korai germánium tranzisztorok hasonlóan gyengék, vagy még gyengébbek voltak erősítési szempontból. Viszont a technológia fejlődése során ma már ott tartunk, hogy a legközönségesebb (hangfrekvenciás célra gyártott) kisjelű szilícium tranzisztorok sebessége is túlságosan nagy hangfrekvenciás szempontból. Elvértve találunk 60–80 MHz-es f_T -jű kisjelű tranzisztorokat. Az eszközök zöme 150...400 MHz-en még többé-kevésbé jól működik, pl. oszcillátor építésére alkalmas. Ilyen körülmények között érthető, hogy bármi rendellenes történik egy Hi-Fi

erősítő belsejében, úgyszólván alig van akadálya a keletkezett jel alakhú terjedésének, akár a tizedik-huszedik harmonikus komponensig is. Ez viszont igen veszélyes egy másik szempont figyelembevételével; a félvezetők karakterisztikájának görbültsége az első számú „bűnös” a felharmonikusok és kombinációs jelek keletkezésében, de a keletkezett termékek akadály nélkül terjednek tovább az erősítő belsejében.

Az elektroncsöves erősítők fokozatait *méretezni kellett* a felső határfrekvenciára és ez nem is volt mindig egyszerű feladat. A félvezetős erősítők belsejében fázisjuttató tagokat, kapacitív belső terheléseket kellett beiktatni az egyes fokozatok, illetve a teljes erősítő *sávszélességének korlátozására*. Ismert tény, hogy az elektroncsöves erősítők gerjedése általában a hallható tartományba esett, hiszen az egész erősítő általában eléggé lassú volt. A félvezetős erősítők nem ritkán 1–10 MHz-en, vagy még magasabb frekvenciákon gerjednek esetenként. Mind a két esetben természetesen hibás üzemmállapotról van szó, de a keletkezett frekvenciák jellemzőek az erősítők sebességviszonyaira.

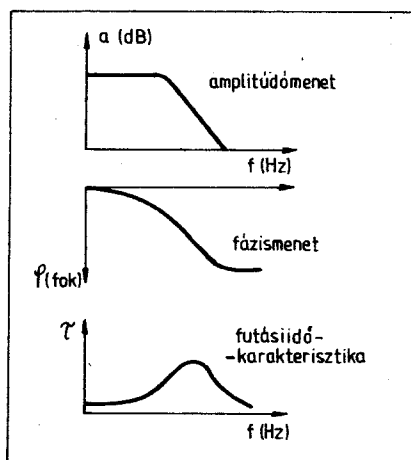
Fokozza a problémákat a félvezetős erősítőkben a rendelkezésre álló tápfeszültség szélsőséges, úgyszólván teljes kihasználása. Ez korábban nem volt jellemző. Különösen kedvezőtlen a helyzet a tranzisztorok görbe U_{be}/I_{ki} karakterisztikája miatt. Évtizedekkel ezelőtt gyártottak kifejezetten kistorzítású, igen jó linearitású U_{be}/I_{ki} karakterisztikával jellemzett elektroncsöveket. Ilyen tranzisztor nincs, a jellemző karakterisztika exponenciális görbültségű.

Az eleve lassú elektroncsöves erősítő nem, vagy csak elenyésző mértékben termelt igen magas fokszámú felharmonikusokat. A viszonylag lineárisabb és kisebb hányadban kihasznált karakterisztikák kis harmonikus ($k_{tot} = 0,2 \dots 1\%$) és kis intermodulációs ($k_{IM} = 0,2 \dots 1\%$) torzítást eredményeztek. Ez a két adat korábban úgyszólván minden specifikációs igényt kielégített és jellemezte az erősítőt. A félvezetős erősítő esetében az első, ami feltűnő volt a spektrumanalízatoros mérések kezdetekor, hogy a torzítási spektrum rendkívül dús és a magasabb fokszámú harmonikusok (a 10...100 kHz-es, sőt a MHz-es tartományban) értéke túlságosan magas és negatív visszacsatolással gyakorlatilag nem csökkenthető egy adott érték alá. Két különböző jelet vezetve a félvezetős erősítő bemenetére, a görbe karakterisztikák miatt (ahol a másodfokú és a harmadfokú függvényel jellemezhető torzulás a legjelentősebb) a harmonikusokon kívül kombinációs frekvenciák is létrejönnek, de értékük jóval nagyobb, mint a csöves elődöké volt. Kezdetben nem volt ritka a 3–5% intermodulációs torzítás sem. Csupán a kapcsolástechnika finomításával lehetett egy nagyságrenddel csökkenteni ezt a torzításfajtát. A két jellel történő mérésnek több módszere terjedt el, de az erősítők mérve, vagy mérés nélkül is még igen gyatrak voltak, sőt a problémák zöme még ma is létezik.

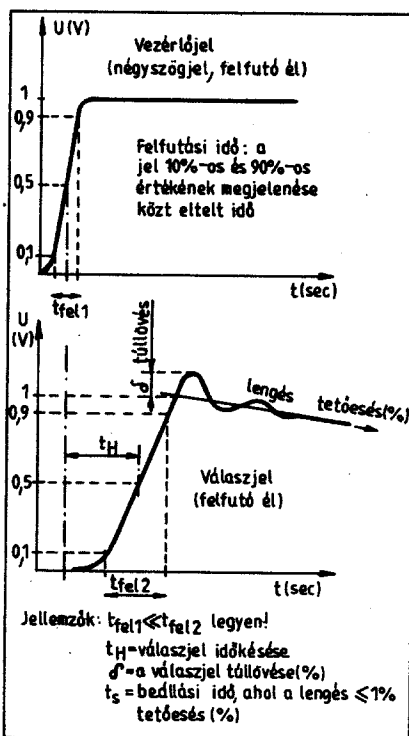
Különböző mesterkedésekkel leszorítva az IM-torzítást, még mindig igen gyenge hangminőséget kapunk a félvezetős erősítőből. Részletesebb matematikai és mérés-technikai vizsgálatok arra utalnak, hogy nem elegendő a két jel az erősítő hibáinak felderítésére. Ha pl. az egyik jelet amplitúdóban kissé moduláljuk, majd ezt a jelet egy másik modulálatlan jellel együtt vezetjük az erősítőre, meglepő eredményt kapunk. Míg az IM-torzítás esetében a görbe karakterisztikák másodfokú jellege lehet a bűnös, a háromjeles módszerrel főképp a harmadfokú jellegből erednek a bajok. A részletesebb vizsgálatok azzal a meglepő eredménnyel zárultak, hogy a harmonikus torzítás értékéből, pontosabban a k_3 értékéből jósolni lehet ezen újabb torzítás fajta számértékét: $k \approx 12 k_3$, ami annyit jelent, hogy $k_3 = 0,08\%$ harmadik harmonikus 1% további torzítás okozója! Ez a torzítási fajta már jó fél évszázada ismert, csupán a rádióvetél kapcsán emlegettük, keresztmoduláció néven.

Egy erősítő tulajdonságainak vizsgálata során általában bevált módszereket követünk. Egyszerűbb mérésekhez már régóta kitűnő, félig, vagy teljesen automatizált mérőrendszerek léteznek. Sajnos, ezek szolgáltatják az érdektelen reklámadatok zömét. A minőséget egyre inkább jellemző mérésekhez egyre kevesebb célműszer áll rendelkezésünkre és számos esetben magunk állítunk össze egy-egy ravaszabb méréshez segédkészüléket, mérőáramköröket.

A kiindulási alap általában a frekvencia-tartományban tanúsított viselkedés (1. ábra). Az átviteli sáv rendszerint semmire



1. ábra. Egy rendszer átviteli függvényének leírása a frekvenciatartományban az amplitúdó-, a fázis- és a futásiidő-karakteristikával



2. ábra. Egy rendszer átviteli függvényének leírása az időtartományban átmeneti (egységugrás, négyzetjél) függvényel: felfutási idő, időkésslettelés, túllövés, lengés, tetőződés

sem jellemző, különösen közepes, vagy magasabb kategóriájú készüléknél. A fázismenet már valamivel többet mond, elárulja a kevésbé gondos tervezést, a sávszéleken jelentősen lecsökkenő negatív visszacsatolást. Szemléletesebb a futásiidő-karakterisztika, ami a fáziskarakterisztika megváltozásaira jellemző. Ha a futásiidő-karakterisztika erősen hullámos, jósolható az igen rossz impulzusátvitel. A frekvenciaátvitelt mindig mérik, mert semmitmondó, a fáziskarakterisztikát már csupán a körmönfontabb tesztlők mérik, gyakran nehézségek áran. A futásiidő-karakterisztikát, ami valamennyi között a legszemléletesebb, nem mérik.

A frekvenciatarományban történő mérés állandósult üzemiállapotot tételez fel, de ez azért megtévesztő, mert ilyen üzemiállapot úgyszólván csak a mérések alkalmaival fordul elő, a gyakorlatban soha. Jellemzőbb az időtartományban történő mérés, amelyet a gyakorlatban egységugrás (négyyszögjel-sorozat) segítségével szoktak elvégezni. A négyyszögjel igen széles spektrumú szinuszos jelekből áll össze, amelyek egymással szigorú fáziskapcsolatban vannak. Ily módon lehetőség van az eredeti és az erősítőn átvezetett jel közötti különbségek kiértékelésével az erősítő viselkedésére vonatkozóan következtetések levonására. A kimeneti jelel alak részletei jellemzőek a hibákra.

A 2. ábrán megfigyelhetjük a bemeneti és a kimeneti jel közötti különbségeket. Megfelelő, szép vizsgálójel birtokában mérhetjük az erősítő felütási idejét, ami a nagyfrekvenciás átvitelre jellemző. Ha a kimeneti jel jelentős (néhány: 1-3%-nál nagyobb) túllövést, vagy/és hullámosságot tartalmaz, hibás a fázisátvitel, a negatív visszacsatolásban kevés a fázistartalék stb. Az erősítő minden bizonnyal egy, vagy több frekvencián kiemelést és/vagy behorpadást mutat fel az átviteli tartományban. Durva hiba.

A négyyszögjeles vizsgálat az első, ami már valóban hitelesen és mértékadóan tájékoztat az erősítő, vagy bármilyen elektroakusztikai szerkezet, egység minőségéről, a lényeges tulajdonságok egy részéről. Kifogástalan minőségről akkor beszélhetünk, ha a bemenőjel és a kimenőjel egymástól alig, vagy nem különböztethető meg. Ilyen minőségű elemek csak elvéve találhatóak az átviteli láncban; legjobb átvitelrel általában a lineáris átvitelű előerősítők rendelkeznek. A végfokozatok átvitelére erősen függ a terheléstől, főképp annak fázistolást okozó komponenseitől (passzív hangváltók és maguk a hangszórók!). Impulzustechnikai szempontból elfogadhatatlan, kiforratlan konstrukciónak tekinthető valamennyi hangszedő, tekintet nélkül a gyártóra és a rendszerre. Hasonlóképpen elfogadhatatlan a dinamikus hangszóró átvitele; konstrukciótól, gyártótól, ártól függetlenül. Ebben a tekintetben a megkövetelhető technikai szinttől a lemaradás mintegy fél évszázad. Különösen a dinamikus hangszóró az a tárgy, amely fejlődése az autóéval mérhető össze: a Ford T-modell (automata bolygókerékes sebességváltójával!) ma is jó konstrukciónak számít és leviszázgatható.

A különböző folyóiratokban, magazinkban bemutatott négyyszögletes vizsgálatok arra mutatnak, hogy az elektroakusztikai jelátalakítók jelenlegi fejlesztési iránya elhibázott is lehet. Minden bizonynyal a digitális rögzítés oldja meg csupán a felvétel/lejátszás problémakörét, de a hangvisszaadás (hangsugárzók, fejhallgatók) kérdése nyitott, a döntő javulásra ebben a pillanatban még remény sincs.

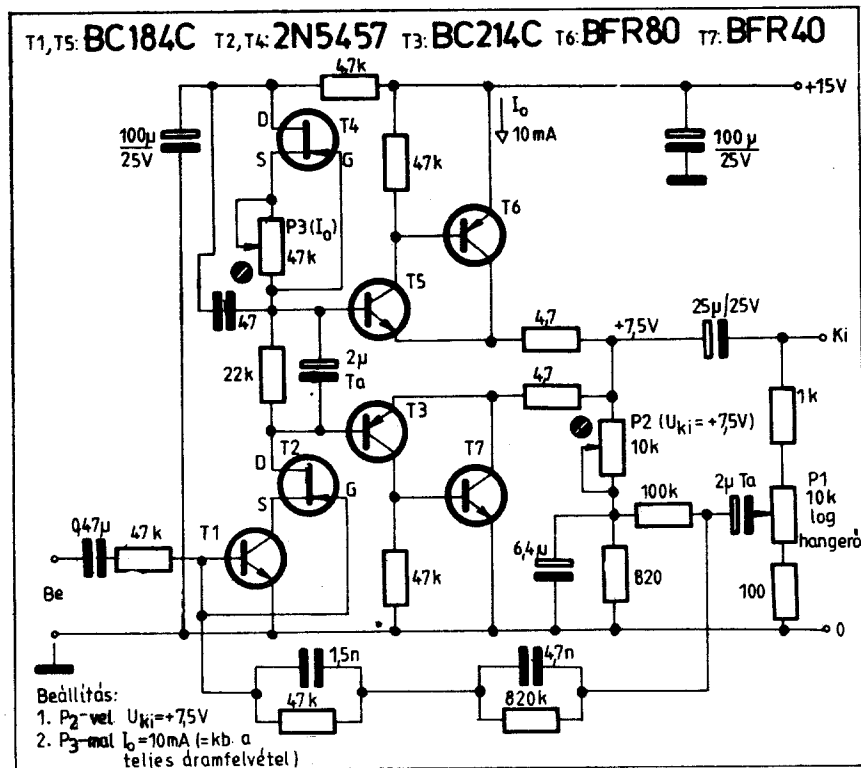
Az időtartományban történő vizsgálat már sok problémát felderít, de nem minden hiba mutatható ki segítségével. Nem mutat rá pl. az eszköz vagy berendezés lineáritáshibáira. Ez torzításméréssel mutatható ki. A reklámatad itt is a harmonikus torzítás értéke, ami ellenszattalással és egyéb módszerekkel eléggé kis értékre lezöríthető. A jellemző adat azonban a kombinációs jelekkel történő mérés. Arra vonatkozóan, hogy nem találtuk fel a meleg vizet, utaljunk Kádár Géza: Hangerősítők című könyvére. A mű 3. kiadása 1955-ben jelent meg. A szerző háromféle torzítástípust ismert (32..41. old.), a harmonikus, a kombinációs különbségi és a modulációs torzítást. A harmonikus torzítás mérésekor a görbe karakterisztikák miatt keletkező és az egyetlen szinuszos mérőjelben meg nem levő többszörös frekvenciájú komponenseket vizsgáljuk, állandósult állapotot feltételezve. A kombinációs különbségi torzítás esetében két különböző szinuszos mérőjel összegének, illetve különbségének különféle rendszámú kombinációit vizsgáljuk, a mérőjelekre viszonyítva, állandósult állapotot feltételezve (ezzel a módszerrel mérjük az intermodulációs torzítást manapság). A modulációs

torzítás külön esetekre bontható. A mérés végezhető két jellel, ekkor azt vizsgáljuk, hogy a bemenetre adott két mérőjel a kimeneten arányaiban azonos-e (rendszerint nem, mert a nagyobb jel amplitúdóban modulálja a kisebbet), továbbá három jellel is mérhetünk, ekkor az egyik jel két szinuszos jel keveréke, amelyet egy harmadik mérőjellel együtt bocsátunk a mérendő készülékbe. Ekkor állandósult állapotban azt vizsgáljuk, hogy f_1 és f_2 amplitúdóarányai hogyan változtak meg f_3 következtében.

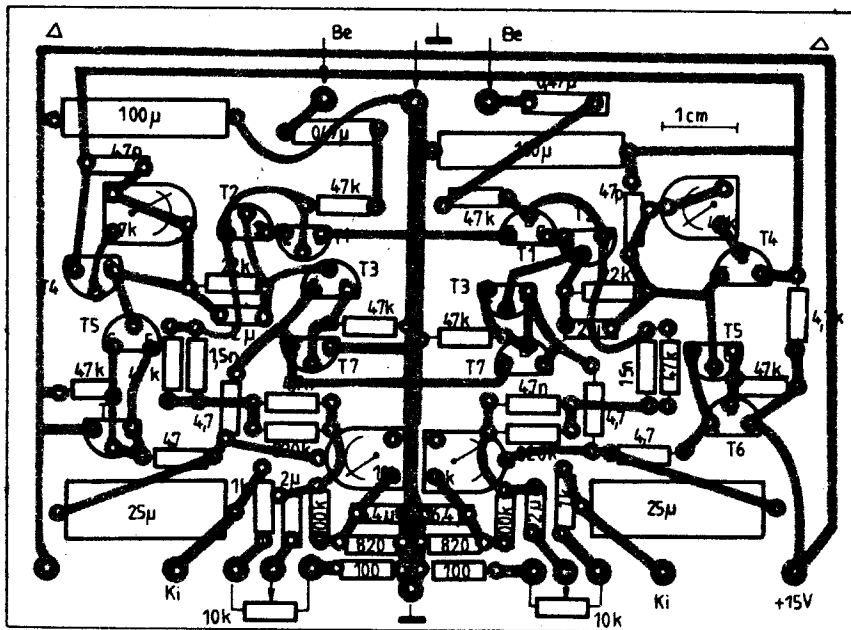
Mind a modulációs, mind a kombinációs különbségi torzítás évtizedek óta tisztázott fogalmak a rádió vételtechnikában, csupán elfelejtettük, hogy az elektronok tudják a fizikát, függetlenül attól, milyen készülékről van szó. Az a helyzet, hogy a szóhasználat más a vételtechnikában (keresztmoduláció, modulációs mélység eltorzulása).

Ha vizsgálatainkat kiterjesztjük most már az időtartományban is, tehát impulzuszerű mérést hajtunk végre (transziens intermodulációs torzítás), kiderül, hogy további hibák vannak a rendszerben. Sajnálatos, hogy a mérés technikai oldal elcsúszott elvekkel és célműszerekkel) egyáltalán nem követi a felmerült igényeket. Ez a legkényelmesebb álláspont: az a hiba, amiről beszélünk ugyan, de nem mérhető meg vagy nem mértük meg, nos, az a hiba nincs. Legfeljebb halljuk, hogy torz.

A következőkben egy válogatást mutatunk be az erősítők olyan csoportjából, amely minőségében tükrözi a kor technikai színvonalát, megépítése viszont ennek ellenére hazai anyagokból is lehetséges, igen jó eredménnyel.



3. ábra. Jó minőségű RIAA-korrektor (J. Linsley Hood)



4. ábra. A 3. ábra szerinti kapcsolás NYÁK-lemeze

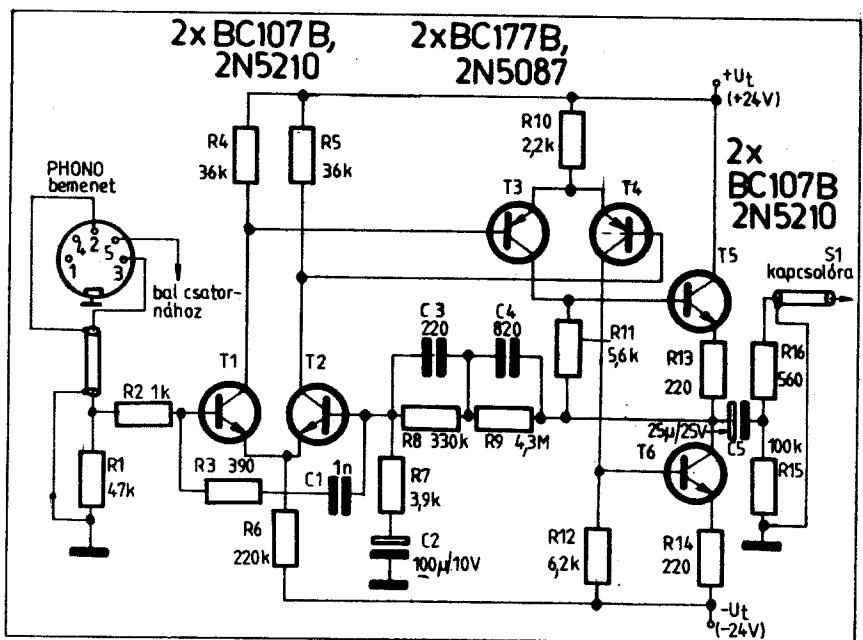
3. Korrektorok

Az amatőrök igen széles tábora szívesen foglalkozik RIAA-korrektor erősítők építésével. Ezen kapcsolások megépítése viszonylag kevésbé költséges, munkaidőigényes, így a kezdők is hamar jutnak sikerélményhez. A korábbiakban említett torzítási jelenségek viszont ezekben az erősítőfélésekben is jelentkeznek, így a jobb minőségért folytatott folyamatos küzdelem újabb és újabb erősítők kidolgozásához vezetett. A 3. ábra szerinti kapcsolás kidolgozója (John Linsley Hood) abból a közismert tényből indult ki, hogy egy túl sok fokozatból álló erősítő fázisemenete, így impulzusátvitelre kevésbé tartható kézben, nem kielégítő. Helyette célszerű a lehető legkevesebb fokozattal megvalósítani a szükséges nyílthurkú erősítést.

Különleges kapcsolástechnikájú a T_1 - T_2 - T_4 tranzisztor alkotta erősítőfokozat. T_1 - T_2 mint kaskád erősítő működik. T_1 munkaellenállása T_2 földelt vezérlő-elektrodájú FET, de a mérések szerint kedvezőbb fáziskarakterisztikát eredményezett a bemutatott megoldás, amelynél a T_2 gate nem a testre van kötve (mint egy szokásos kaskád fokozat esetében), hanem a T_1 bázisára. A kaskád fokozat munkaellenállása a T_4 áramgenerátor. A kitűnő nagyfrekvenciás viselkedést elősegíti a következő és egyben kimeneti fokozatot képező szimmetrikus darlington elrendezés: a nyílthurkú erősítés 95...100 dB (!) és az egységnyi erősítéshez tartozó sáv szélesség kb. 20 MHz.

A kimeneti ellenütemű komplementer darlington fokozat beállítása lényegében „A” osztályú, így torzítása minimális. Az erősítő torzítása 1 kHz-en, 1 V_{eff} kimeneti amplitúdónál $k_{tot} = 0,0008\%$ körüli. Az RIAA korrekciós görbét $\pm 0,5$ dB-en belül követi 30 Hz...21 kHz között. Az erősítő

munkapontbeállítása igen egyszerű. A P_2 potenciómterrel a kapcsolási rajzon jelzett ponton 1/2 tápfeszültséget (+7,5 V) állítunk be, majd a teljes kapcsolás áramfelvételét mérve (ez lényegében a T_6 - T_7 kollektorárama) P_1 -mal 10 mA fogyasztást állítunk be. A végfokozat kimenőteljesítménye éppen elegendő egy nagyohmos (pl. Sennheiser HD 414) fejhallgató meghajtására; ekkor P_1 -et hangerőszabályozónak használhatjuk, különben pedig ezzel állítható be a kimeneti szint célszerű értéke. A sztereó kivitelű korrektor nyomtatási és beültetési rajzát a 4. ábrán láthatjuk.

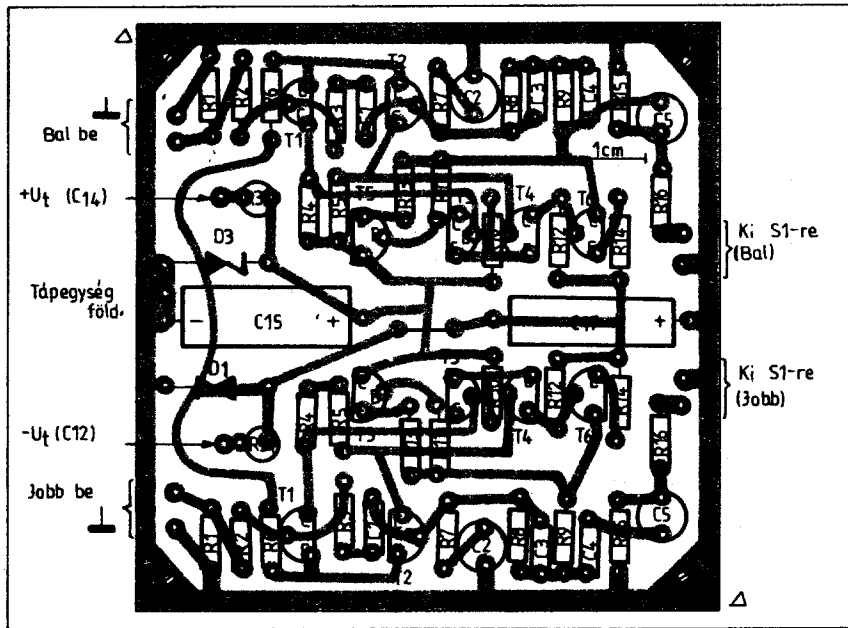


5. ábra. Jó minőségű RIAA-korrektor (W. Marshall Leach)

A kapcsolás a 10 kHz-es négyszögjelet 100 ohm paralel 0,22 μF műterhelés mellett alakhűen, túllövés, lengés nélkül viszi át. Torzítása főképpen „ k_2 jellegű”, ami a kombinációs torzítások szempontjából kifejezetten kedvező.

Igen jó eredmények érhetők el, ha a műveleti erősítőkhöz hasonló kapcsolástechnikával közelítjük meg a problémakört. Az utóbbi időben számos kitűnő megoldás született, az egyik ilyen korrektor-erősítő az 5. ábrán látható. (W. Marshall Leach). A kiindulási alap itt is a kaskád erősítéstarték megteremtése volt; ehhez jelentős nyílthurkú erősítés tartozik. Többfokozatú erősítőnél mindig kritikus a sávhatáron a frekvenciamenet kifutásában a rendre megjelenő időállandók nagy száma, ami a fázisátvitel, jelalakhűség szempontjából kritikus, számításokkal nem tartható kézben.

A T_1 - T_2 differenciálerősítő csekély, 50 μA körüli árammal üzemel, ami elősegíti a kiszajú működést. Célszerű a tranzisztorokat párba válogatni bétára és U_{EB} feszültségre. Ez elősegíti a torzítás csökkentését. A bemeneti fokozatot ugyancsak differenciálerősítő (T_3 - T_4) követi, ami végezeti az „A” osztályú T_5 - T_6 végfokozatot hajtja meg, ellenütemben. A kimenetről a T_2 bázisára visszavezetett negatív visszacsatoló feszültség csökkenti a szükséges mértékre az erősítést és a visszacsatoló körben elhelyezett R_8 - R_9 - C_3 - C_4 tagok állítják be a frekvenciamenetet. A kapcsolás erősítése 20 Hz-en kb. 60 dB, mintegy 20 dB-lel kisebb, mint a nyílthurkú feszültség-erősítés. Ez elegendő tartalmat jelent a mélyhangok táján is a kielégítő negatív visszacsatoláshoz. C_2 az alsó törésponti frekvenciát valamivel 1 Hz alatti értékre állítja be. Ez esetleg túl alacsony lehet, ha a komplett (a következőkben ismertetendő) kapcsolásból csak ezt a fokozatot építjük meg. Ha $C_2 = 5 \mu F$ -ot alkalmazunk,



6. ábra. Az 5. ábra szerinti kapcsolás NYÁK-lemeze

8 Hz-es határfrekvenciát kapunk, ami rumpli szempontból kedvezőbb.

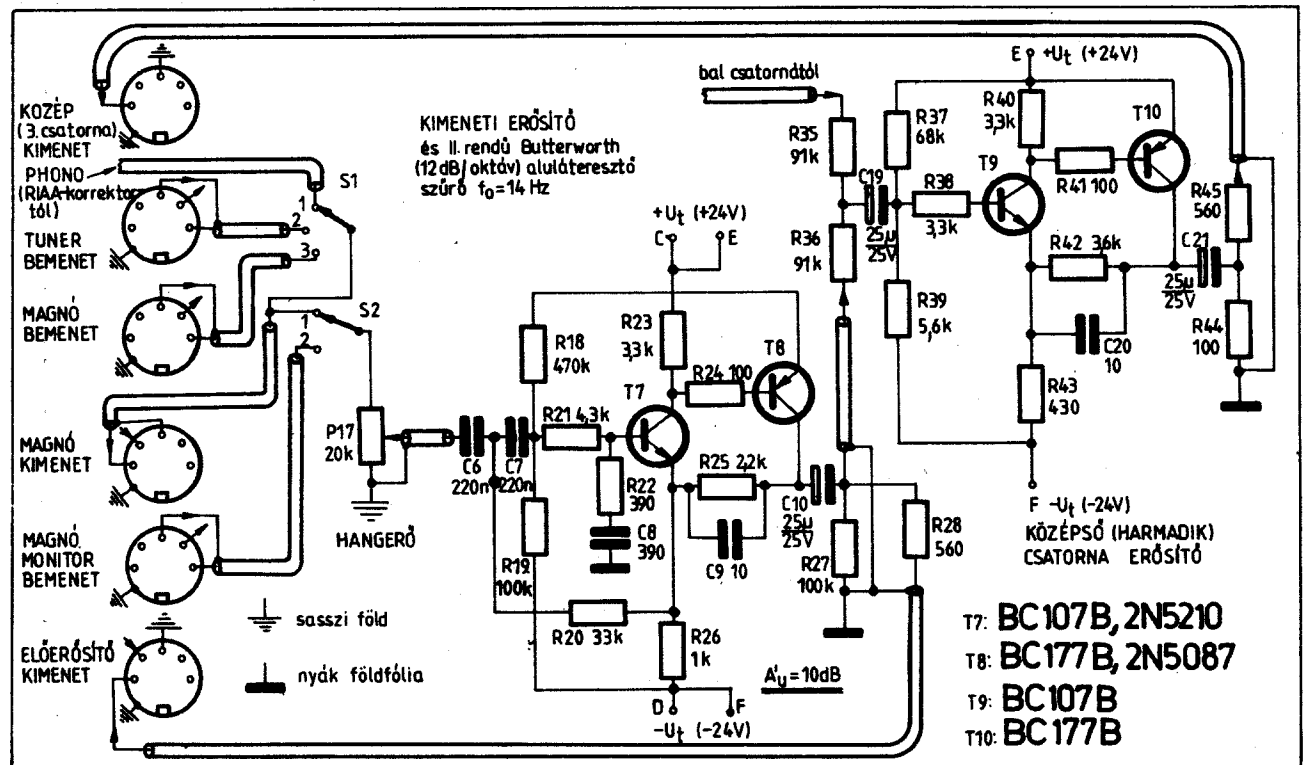
A negatív visszacsatoló körben alkalmazott RC-clemek időállandója a számítások alapján nem egyezik a szabványos RIAA-időállandóval. Ez módosítás eredménye, ugyanis az elkészített kapcsolást passzív inverz RIAA-korrektoron keresztül meghajtvva a frekvenciamenetben eltéréseket lehetett tapasztalni. Ezen kívül a négy-

szögletes mérés is kívánivalót hagyott maga után. A korrekció finom módosításával és fázisjavító tagok beiktatásával az inverz RIAA tagon keresztül meghajtvva a korrekort, kifogástalan frekvenciamenetet és négyszögátvitelt lehetett elérni. Az előerősítő tulajdonságaira jellemző, hogy intermodulációs torzítása $k_{IM} = 0,004\%$ ($u_{ki} = 1 V_{eff}$), a legnagyobb kimeneti feszültségamplitúdó $40 V_{pp}$ 120 kHz-en, a

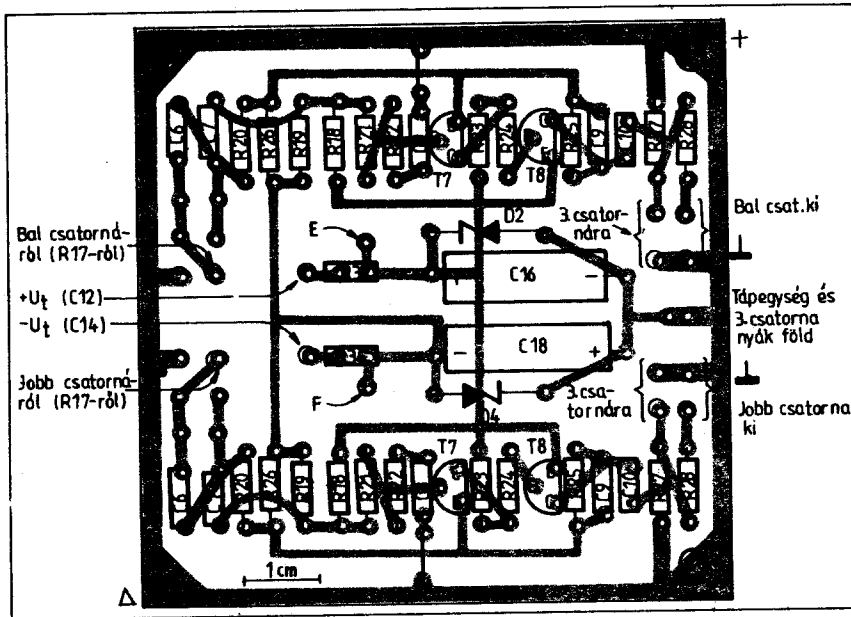
jel-zaj viszony 84 dB a bemenetre vezetett 10 mV-os, 1 kHz-es jel értékéhez viszonyítva.

A korrektor nyomtatott áramköri huzalozása és beültetési rajza a 6. ábrán látható. A földhurkok elkerülésére tartcsuk be a bemutatott bekötési vázlatot, különösen az árnyékoló vezetékek esetében!

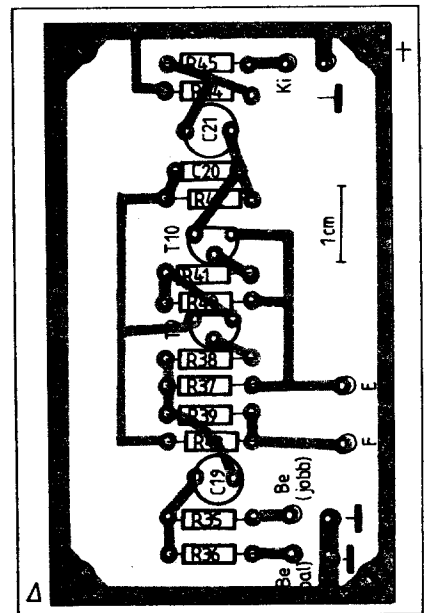
A 7. ábrán az erősítő további részletei láthatók. A T_7 - T_8 tranzisztorok 10 dB erősítésű 20 Hz-es felüláteresztő szűrőt alkotnak (12 dB/oktáv meredekségű Butterworth-szűrő). A különféle bemenetek és kimenetek teszik célszerűen használhatóvá az előerősítőt; az üzemmódok egyszerű kapcsolókkal állíthatók be. Magyarázatra szorul az ún. III. csatorna. Különösen a házigyári „csőszobákban” merül fel gyakran az a probléma, hogy a hosszabbik oldalfal mentén a sarkokban elhelyezett hangszórók között túl nagy bázistávolság adódik. Emiatt a sztereó hangképpben közepített lyukat vélünk tapasztalni, a hanghatás sehogyan sem kielégítő. A szoba méretei viszont megválogathatatlanok. Ilyenkor segít a két hangszóró között fél-távolságban elhelyezett harmadik egység, amelyre összegjelet kell vezetnünk. T_9 - T_{10} tranzisztorokból képezett fokozat összegzi a jobb és bal oldali jeleket és ezt (valamilyen kisebb teljesítményű mono) erősítőre vezethetjük. A szerző tapasztalatai szerint hatása az említett körülmények fennállása esetén igen kedvező, ha a középhangszóró minősége nem tér el lényegesen a másik két csatornától (vagy ugyanolyan). A 8. ábrán a kimeneti erősítők, a 9. ábrán a középső csatorna nyomtatott áramköri huzalozása és beültetése látható. A 10. ábrán a bemutatott kapcsolás tápfeszültségellá-



7. ábra. Rumpliszűrő és III. csatorna erősítő az 5. ábra szerinti erősítőhöz



8. ábra. A rumpliszűrő NYÁK-lemeze



9. ábra. A III. csatorna NYÁK-lemeze

tásának egy megoldása látható. Az ábrákon a mignon-tuchel csatlakozók ábrázolása – a megszokottal ellentétben – a dugó forrasztási oldala felől történt. Valamennyi esetben ügyeljünk a rajzokon szereplő vezetékvezetés betartására, a földhurkok és gerjedések elkerülése végett. A T_8 és T_{10} tranzistorokat célszerű ellátni valamilyen kis hűtőcsillaggal, hűtőzással. Az áramkör beállítását nem igényel.

A 11. ábrán az előbbihez nagymértékben hasonlító kapcsolást láthatunk, amelyet szovjet amatőrök dolgoztak ki a Kenwood KA9100 erősítője alapján. A T_1 – T_2 bemeneti differenciálerősítő összeválogatott, vagy duál FET-tel van megépítve. A szimmetrizálásról a P_5 potencióméterrel gondoskodhatunk. A bemeneti fokozat feszültség-erősítése kb. 25 dB. A T_3 – T_4 alkotta második fokozat 1 mA körüli áramra van beállítva, a megfelelő slew-rate értékhez és a kifogástalan kivezérelhetőség érdekében. Feszültség-erősítése kb. 30 dB. A kimeneti fokozat T_5 földelt emittes kapcsolásban, áramgenerátoros munkaelállással (T_6), feszültség-erősítése 55 dB. A teljes erősítő nyílthurkú erősítése ilyen módon 110 dB alacsonyfrekvencián.

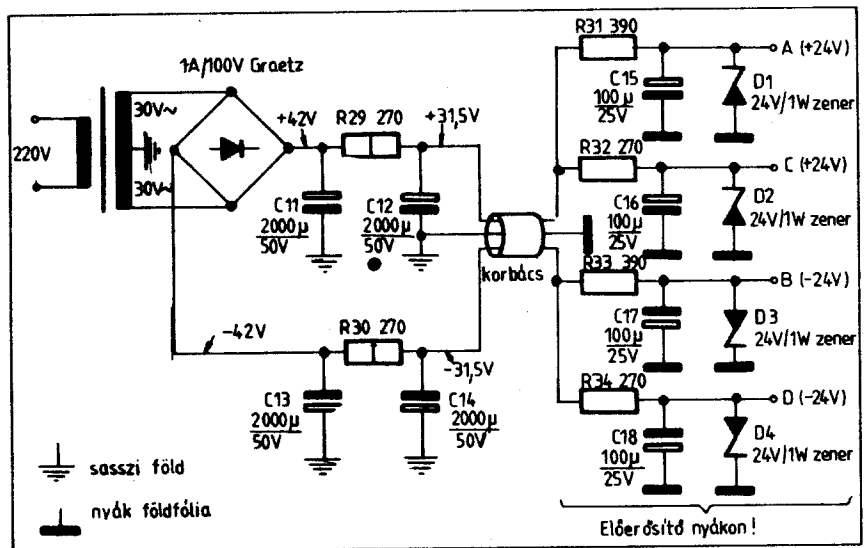
A korrekter tulajdonságai kedvezőek. Torzitása $k_{tot} = 0,03\%$, $u_{ki} = 20 V_{eff}$ kimeneti amplitúdónál (!), míg 1 V_{eff} körüli kimeneti feszültségnél a torzítás nem mérhető, mert a komponensek eltűnnek a zajfeszültségben. A feszültség-erősítés 1 kHz-en 42 dB, a jel-zaj viszony 82 dB („A” szűrővel mérve). A bemeneti impedancia 48 k Ω paralel 26 pF. A legnagyobb kimeneti terhelhetőség $R_L > 5 k\Omega$, $C_L < 2 nF$. A RIAA korrekter túlzérelhetősége 30 dB (1 kHz-en $U_{bemax} = 160 mV$).

A korrekter frekvenciamenete már megfelel az új RIAA–78 szabvány szerinti előírásnak, amennyiben az alacsonyfrekvenciás átvitel szabványos értékű rumpliszűrőt tartalmaz ($\tau = 7950 \mu s$ időállandóval).

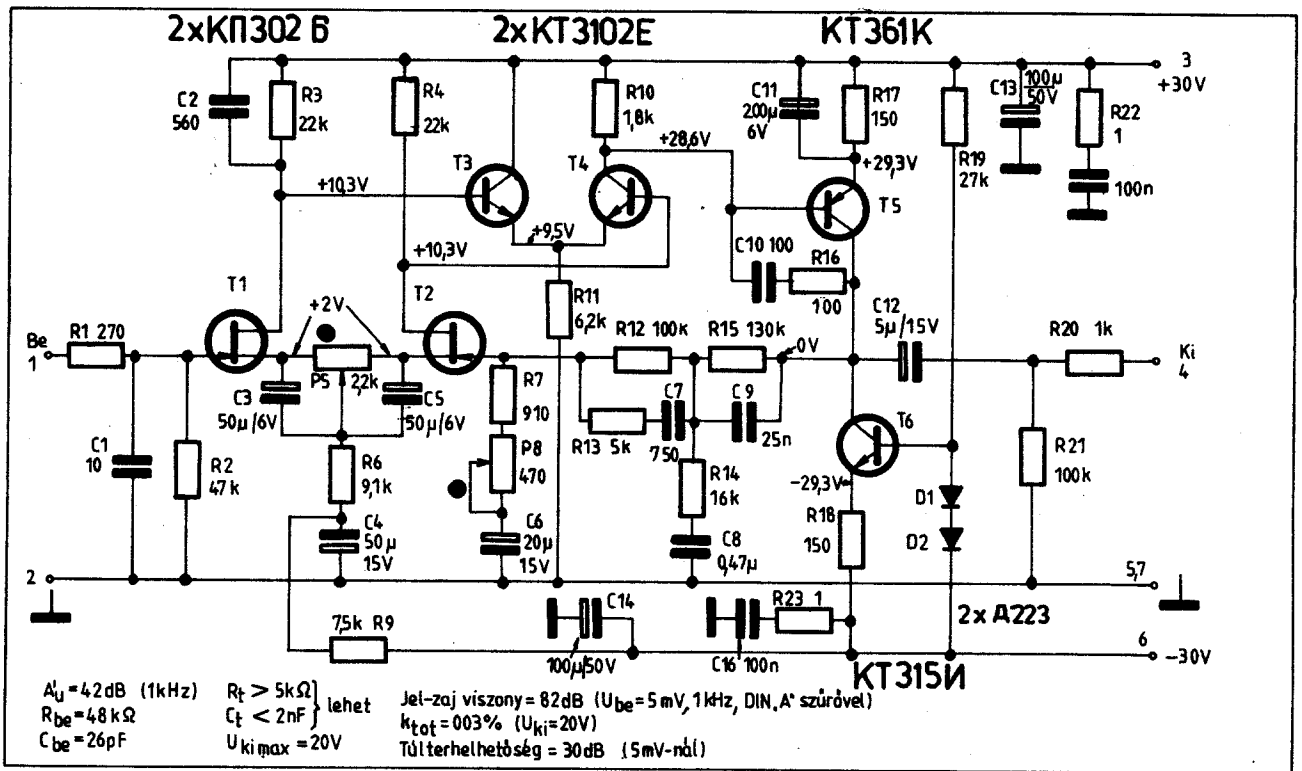
A korrekter frekvenciamenete az R_{12} – R_{13} – R_{14} – R_{15} – C_7 – C_8 – C_9 tagok határozzák meg. Ezen kívül további nagyfrekvenciás korrekciót is tartalmaz az áramkör. A részletesebb vizsgálatok ugyanis kiderítik, hogy a hangszedő-betétek induktivitása a korrekter bemeneti kapacitásával egy kevésbé csillapított rezgőkört alkot; ez a kimenőjelben jelalaktorzulást eredményezhet, amely ellensúlyozható az erősítő belsejében az R_{13} – C_7 időállandó hefyes megválasztásával. Ha ez az időállandó megegyezik a fej és az erősítő adataiból számítható időállandóval, az átvitel optimális (aperiodikus) lesz: $R_{13} = L_{fej}/R_{pe}C_7$. A kapcsolási rajz szerinti értékek optimális korrekciót adnak pl. a Shure M44MB, M95EJ, V–15–IV. stb. betétekhez. Szük-

ség esetén a kapcsolás mérőlemezrel és oszcilloszkóp segítségével bemérhető, finomítható.

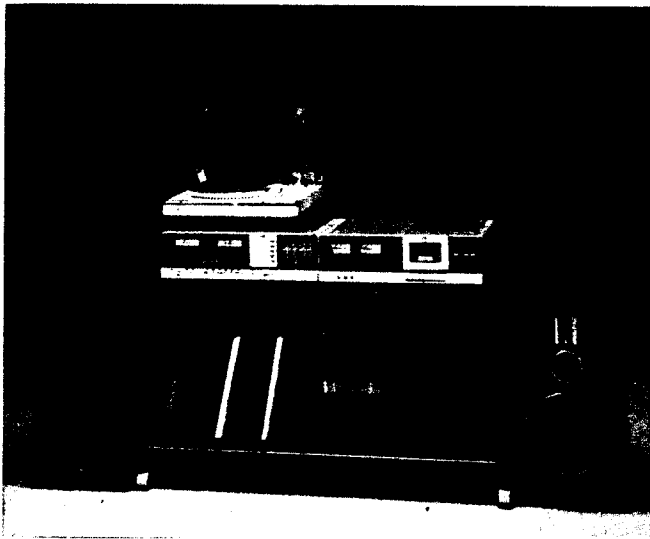
A kapcsolás jól működik még $\pm 10 V$ -os tápfeszültségről is, ekkor túlzérelhetősége 15 dB-re csökken. Működés közben tranziens intermodulációs torzítás nem tapasztalható. Félvezetőre nem különösebben kényes, de a bemeneti FET célszerűen párba válogatandó a 12. ábra szerinti kis egyszerű mérőkapcsolásban. A két FET azonos munkaponti áramhoz tartozó előfeszültsége ne térjen el jobban $\pm 0,5 V$ -nál, illetve azonos U_{GS} -feszültségnél a munkaponti áram $\pm 25\%$ túréssal egyforma legyen. A kapcsolás nyomtatott huzalozási és beültetési rajzát a 13. ábrán láthatjuk. A bemérés során egyetlen te-



10. ábra. Az 5–7. ábra szerinti erősítő tápegysége



11. ábra. Jó minőségű RIAA-korrektor (Kenwood-Szuhov, Bajlo)



SZTEREÓ- ÉS MONO MAGNÓ, LEMEZJÁTSZÓ-, RÁDIÓ- ÉS TV-JAVÍTÁS

Bp. VII., Dózsa György út 44. Tel.: 428-993

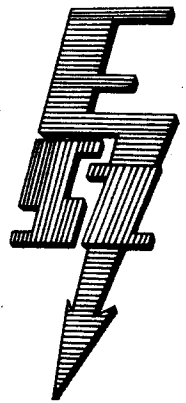
Bp. VII., Hernád u. 33. Tel.: 428-461

Bp. VII., Majakovszkij u. 87. Tel.: 425-747

Bp. X., Újhegyi sétány 16. Tel.: 580-775

Bp. X., Pongrác u. 9. Tel.: 575-634

Elektromos Szövetkezet



HI-FI SZERVIZ

A KONSUMEX és az INTERTURIST által forgalomba hozott elektroakusztikai berendezések (TV, rádió, magnó, lemezjátszó) garanciális és garancia időn túli szakszerű javítása.

SONY, SÁNYO, AKAI, GRUNDIG stb. készülékek URH áthangolása

Bp. VII., Majakovszkij u. 19.

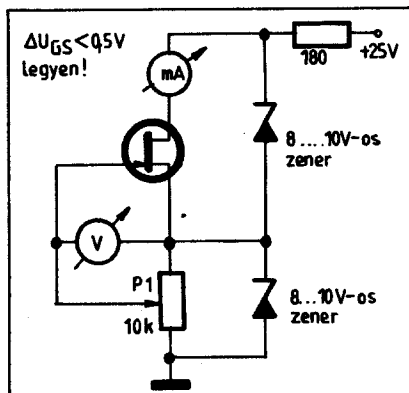
Tel.: 225-252

dőnk van: P_5 potenciométerrel a kimeneten 0 V potenciált kell beállítani.

A műveleti erősítő technika fokozottabb alkalmazásával a tulajdonságokat igen kedvezően befolyásolhatjuk. A 14. ábrán egy univerzális erősítőmodult láthatunk, szokatlanul jó adatokkal (B. J. Codd). A modul felépítése szinte „szóról szóra” követi a szokásos műveleti erősítők felépítését. A bemeneti T_1 - T_2 differenciál-erősítő munkaellenállása a T_4 - T_5 - T_6 javított kivitelű áramtűkör, emitterellenállása a T_3 áramgenerátor. A jel T_1 kollektorából halad tovább a T_7 - T_8 kaszkód kivitelű nagyjelű erősítőre, melynek munkaellenállása a T_9 - T_{10} javított áramgenerátor. A kimeneti fokozat T_{11} - T_{12} komplementer emitterkövető, közel „A” osztályú munkapontban.

Az erősítő tulajdonságai igen kedvezőek: 10 k Ω -os terhelésen 50 V_{pp} kimeneti amplitúdó szolgáltatására képes, elsősorban második harmonikus torzítással; $k_2 = 0,003 \dots 0,004\%$, $k_3 = 0,0004 \dots 0,0006\%$ értékek mérhetők, alig valamivel jobb generátor-torzítás mellett. Sőt még tovább csökkenthető a torzítás (a felére), ha a T_7 tranzisztort a 15. ábra szerinti áramköri részlettel helyettesítjük.

Ezzel a modullal építhetjük meg az egyik legjobb minőségű előerősítő kapcsolást. Ugyanis ilyen magas kategóriájú modullal megvalósíthatjuk a passzív RIAA-korrektíót, amint ez a 16. ábrán látható.



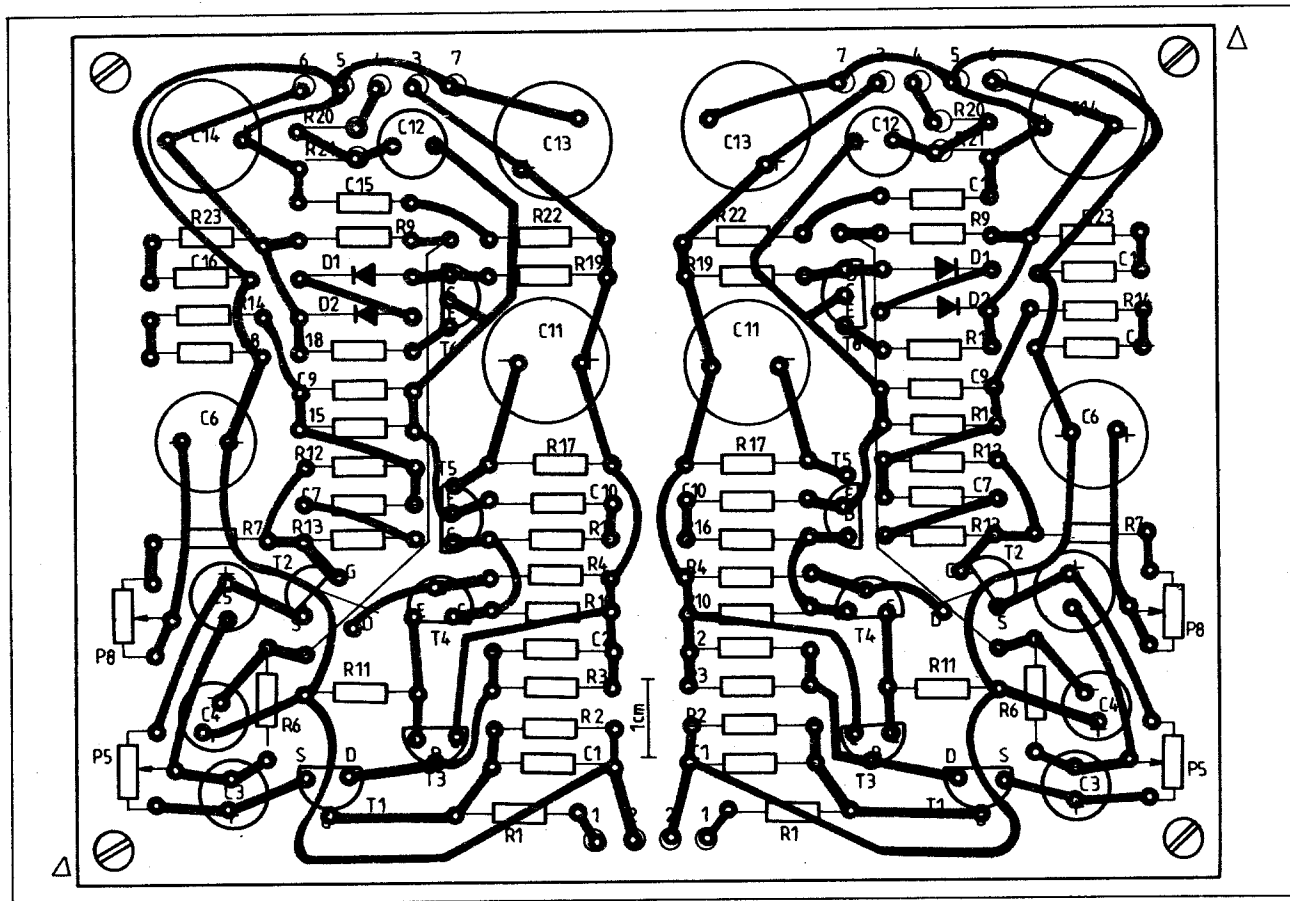
12. ábra. FET-válogató áramkör a 11. ábra szerinti erősítő számára

Az 1. erősítőegység rumpliszűrőn keresztül fogadja a hangszedő jelét, majd 34 dB-es lineáris karakterisztikájú (!) feszültség-erősítés után frekvenciafüggő feszültségosztó típusú, passzív RIAA-korrektíós tagra kerül. A sávközépi leosztás (1 kHz-en) 23,5 dB. Erről a jel a 2. erősítőmodulra kerül, melynek feszültség-erősítése 30 dB. A 2. erősítőmodul kimenetén megjelenő jelre érvényesek a következők: 3,5 mV-os bemeneti jelre vonatkozóan ($f = 1$ kHz) a

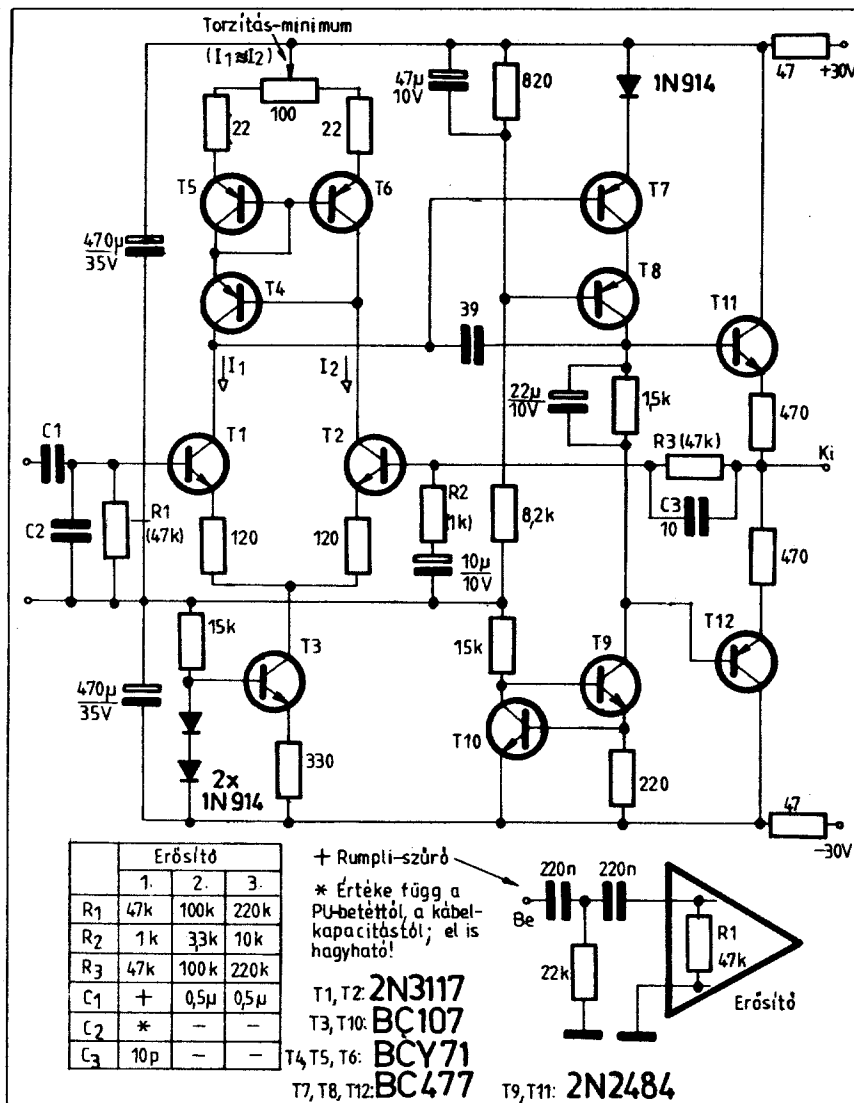
jel-zaj viszony 50 Hz-15 kHz sávzélességben mérve súlyozatlanul 70 dB, „A” görbe szerint súlyozva 78 dB. A túlvézelhetőség 500 mV_{pp} 1 kHz-en, 1 V_{pp} 20 kHz-en és 50 mV 50 Hz-en (a névleges érzékenységre vonatkozóan rendre: 33 dB, 40 dB és 17 dB).

A 2. erősítőfokozatot passzív lepkhangszínszabályozó követi, melynek beiktatási csillapítása 20 dB, szabályzási tartománya ± 15 dB körüli érték a sávszéleken. A 3. erősítőmodul feszültség-erősítése 26 dB, ez ellensúlyozza a lepke erősítésveszteségét. Az előerősítő kimenetén található a kétfokozatú zajsűrű, 7 kHz-es (12 dB/oktáv meredekségű) és 5 kHz-es (24 dB/oktáv meredekségű) törésponti frekvenciával. A teljes erősítő névleges kimeneti feszültsége 700 mV, a névleges bemeneti érzékenység a PU-bemeneten 3,5 mV, a másik három bemeneten 100 mV.

Az ismertett felépítésű erősítő szolgáltatja a legjobb impulzusátvitelt, mivel a korrekciós lánc nem része az erősítőmodul negatív visszacsatoló hálózatának. Hátránya viszont, hogy a jel több ponton is kiszűnt az erősítő belsejében, így gondosan kell ügyelni az árnyékolásokra, jelvezetésekre és a kiszájú tranzisztorok alkalmazására. A fenti hátrányokat teljes mértékben ellensúlyozza az egyedi erősítőegységek problémamentes linearitása, kifogástalan impulzusátvittele, kitűnő jel-zaj viszonya.



13. ábra. A 11. ábra szerinti kapcsolás NYÁK-lemeze



14. ábra. Kistorzítású műveleti erősítő modul (B. J. Codd)

4. Teljesítményerősítők

Annak érdekében, hogy elérjük, vagy legalább megközelítsük a korabeli legjobb elektroncsöves erősítők minőségi jellemzőit, igen sok intézkedést kell tennünk egy tranzisztoros Hi-Fi erősítőben, különösen a végfokozatokban. Általában jellemző a modern erősítőkre, hogy fokozataik a korábbiaknál szimmetrikusabb felépítésűek, az erőteljes és a teljes erősítőt átfogó negatív visszacsatolás helyett az egyes fokozatokat külön-külön lineárizálják, sávszélességüket tervezett módon állítják be, majd alkalmaznak ugyan a teljes erősítőt átfogó visszacsatolást, de ennek mértéke igen csekély a korábbiakhoz viszonyítva. Ezáltal eredőben vissza lehet szorítani a túlságosan dús torzítási spektrumot és a számtalan módon keletkező kombinációs jeleket a korábbi elektroncsöves erősítők szintjére. A mérések és a gyakorlat azt

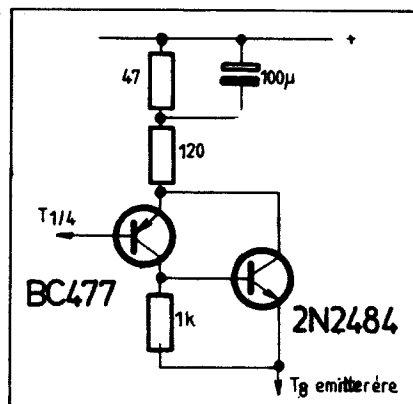
mutatta, hogy kb. azonos hangzású lesz a tranzisztoros erősítő az elektroncsövesével, ha a tranzisztoros torzítása egy nagyságrenddel kisebb. A korábbiakban jó minőségűnek tartott $k_{tot} = 0,5\%$ torzítású elektroncsöves erősítővel egyenértékű tranzisztoros torzítása $k_{tot} = 0,05\%$ lehet, ekkor a két erősítő füllel kb. azonos minőségű osztályba sorolható. A szerző belátja, hogy ezen állítása egyenértékű a szentségtöréssel, de ezt ma már annyi mérés, meghallgatási tapasztalat és széles körű kereskedelmi gyakorlat támasztja alá, hogy vitán felül áll. Az elektroncsöves készülékek ma ismét keresett cikkek lettek nem csupán a Hi-Fi megcsallottak, hanem a profi hangosítással foglalkozók táborában is; 1981-es, 1982-es konstrukciókban ismét találunk 6L6GC és hasonló sugártetradákat, melyek minden külön ellencsatolás nélkül mindössze 2–3% harmonikus torzítást adnak.

Mindezek ellenére a szerző nem tanácsolja az Olvasónak a múltba való fordulást és csöves erősítő építését. Az elektroncsöves erősítő minősége (legalább) 50%-ban a kimenő transzformátor konstrukcióján és kivitelén múlik. Amatőr körülmények között aligha lehet olyan minőségű transzformátort készíteni, ami megérné a munkát és valóban igen jó minőségű erősítőt eredményezne, amely felvehetné a versenyt egy ténylegesen elég jó tranzisztoros konstrukcióval. A következőkben olyan, a kombinációs és tranziens torzítások szempontjából megnyugtató minőségű erősítőket mutatunk be, melyek megépítési nehézsége össze sem mérhető egy hasonló képességű csövesével.

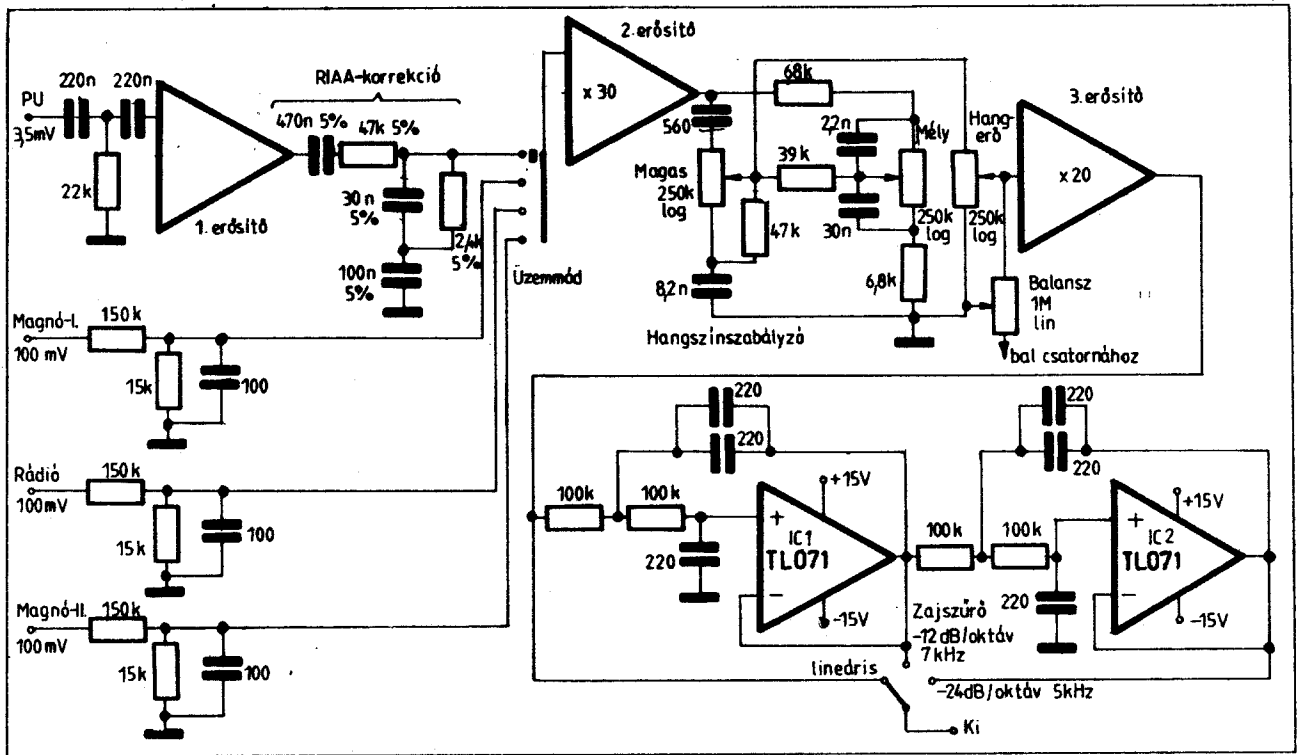
A 17. ábrán látható kapcsolás egyszerű felépítése mellett is számos igen jó ötletet tartalmaz és utánépítése (a darlington beszerzésétől eltekintve) problémamentes. A bemeneten kiképezett T₁–T₃ és T₂–T₄ komplementer differenciálerősítők lineárizáló R₁₀–R₁₁–R₁₂–R₁₃ emitterellenállásokkal rendelkeznek. Az így létrejövő ellencsatolás mérsékeli a fokozatok erősítését és erőteljesen csökkenti a torzítást.

Annak ellenére, hogy mindkét differenciálerősítőre (T₁ és T₂ bázisára) ugyanaz a bemeneti jel van rávezetve, a komplementer felépítés miatt a kollektorban ellenütemű felerősített jel jelenik meg. A T₅ és T₆ erősítőtranzisztorok igen szellemes üzemmódban dolgoznak. Egyrészt egymásnak kölcsönösen munkaellenállást képeznek, ezen kívül az egyes tranzisztorok vezérlése bázisaikban, ill. emittereikben ellenütemben történik. Ezzel a technikával a T₇–T₈ nagyjelű fokozat vezérlése, munkapontja kizárólag az elemek hibájából eredő (és igen csekély) hibát tartalmaz, mivel a szimmetria elvileg tökéletes. Ez igen kevés nagyjelű fokozatról mondható el.

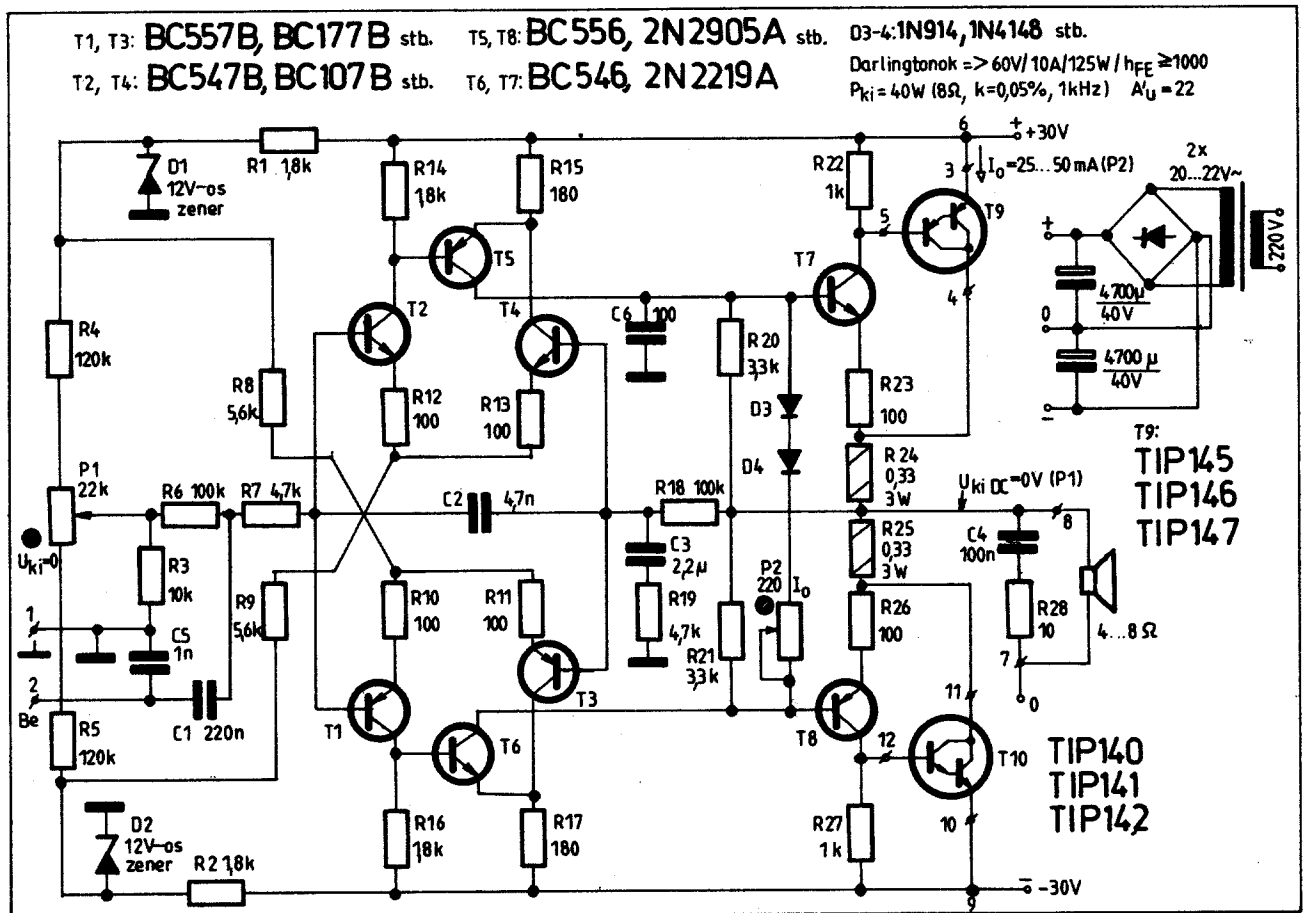
A kimenet ellenütemű komplementer, igen szoros belső visszacsatolással ellátott fokozat. Az egyik oldalt tekintve, pl. T₇ a T₉ darlington szempontjából földelt emitteres kapcsolásban működik. A kollektor-ellenálláson, R₂₂-n megjelenő jel vezérli T₉-et. T₉ kollektorában keletkező nagy amplitúdójú jel egyrészt már maga a teljes kimeneti jel, másrészt az R₂₃ ellenálláson keresztül visszakerül – ellencsatolásként



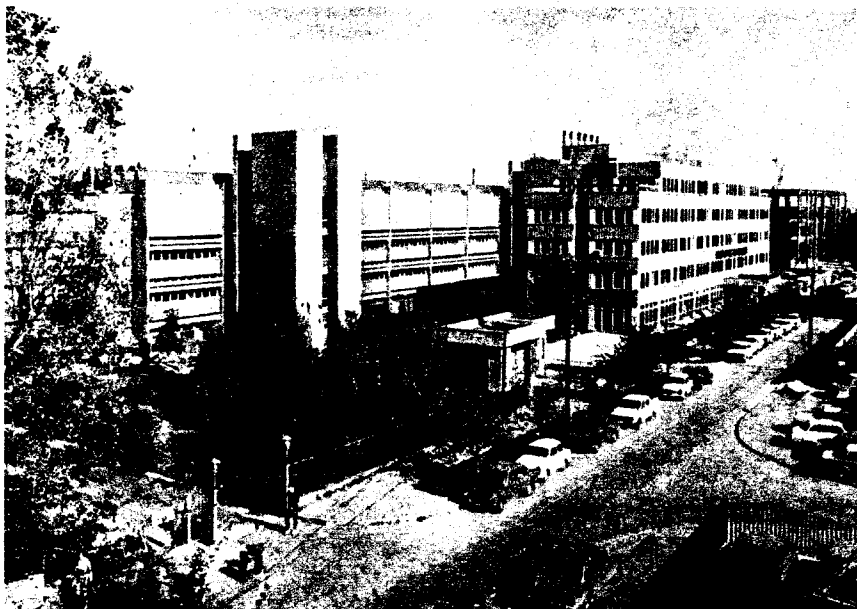
15. ábra. Komplementer áramgenerátor a torzítás további csökkentésére



16. ábra. Komplet előerősítő/RIAA korrektor a 14. ábra szerinti erősítőmodul felhasználásával



17. ábra. Kiszorítású 40 W-os teljesítményerősítő



Híradás- technikai Szövetkezet

Budapest, Pf. 268. 1159,
vagy Budapest, Temesvár u. 20. 1116
Telefon: 869-522 közp. -294,
-325, és 366 mellékállomásokon
Telex: htszh 22—6151

ZÁRTLÁNCÚ TV- ÉS STÚDIÓ TV BERENDEZÉSEK

Video és RF kamerák
Fekete-fehér és színes video- és RF monitorok
Képközvetítő elemek, pl. aut. vagy kézi működtetésű
képválasztó egységek
Távvezérlő pultok
Szelektorok
Kábelkorrekciós erősítők
ipari-, oktatási-, házi stúdiócélokat szolgáló egyéb
rendszerek tervezését is vállalják.

TV VIZSGÁLÓ MŰSZEREK

Nagy pontosságú szinkrongenerátorok
Fekete-fehér és színes monosztkópára generátorok
SECAM ÉS PAL coderek
Modulátorok
VHF és UHF OIRT vagy CCIR rendszerű nagyfrekvenciás
egységek
Mérőműszerek
Tv oszcilloszkópok
külön-külön speciális összeállításokban egyaránt meg-
rendelhetők.

TV SZERVIZMŰSZEREK

Fekete-fehér és színes tv vevőkészülékek minden foko-
zatának nagypontosságú ellenőrzésére alkalmasak.

TV TECHNOLÓGIAI BERENDEZÉSEK

Professzionális ellenőrző, vizsgáló és hangoló nagy-
berendezések, amelyek a tv vevőkészülékgyárak köz-
ponti jelforrásaként alkalmazhatók. A szövetkezet
a szériagyártáshoz munkahelyi bemérő készülékeket
is gyárt.

ELEKTRONIKUS SZÁMOLÓGÉPEK

Kisméretű elektronikus tudományos zsebszámológépek
és mikroszámítógép rendszerek különleges felhasz-
nálásra.

Belföldre forgalmazza:

MIGÉRT Budapest, Pf. 295. 1392 Telefon: 117-090

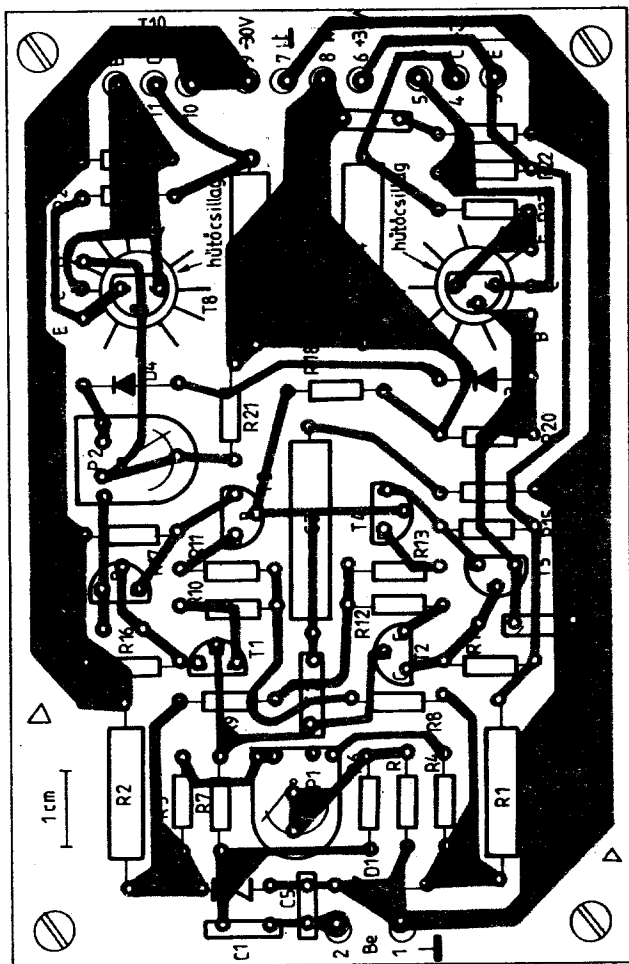
Külföldre a műszereket

a METRIMPEX KKV Budapest, Pf. 202. 1319 Telefon: 321-330

Video gyártmányokat

az ELEKTROIMPEX Budapest, Pf. 296. 1392 szállítja





18. ábra. A 17. ábra szerinti erősítő NYÁK-lemeze

harmonikusok minimumára állítandó a végfokozat munkapontja. A $T_{1,2}$ kollektorban a nyugalmi munkaponti áramot $I_0 = 100$ mA-re állítjuk P_{30} -cal, továbbá P_{24} segítségével T_5 és T_6 kollektorában a kapcsolási rajzon feltüntetett feszültséghez közeli értéket igyekszünk beállítani ($-0,8$ V és $+0,6$ V).

A kapcsolat kitűnő elektromos és akusztikus tulajdonságokkal jellemezhető. Sávszélessége $B = 20$ Hz...30 kHz, a teljes frekvenciatartományban, $k_{tot} = 0,02\%$ torzítás mellett $P_{ki} = 60$ W teljesítmény leadására képes 4 ohmos terhelésen. A maximális kimenő teljesítmény $P_{ki,max} = 80$ W, a jel-zaj viszony jobb, mint 90 dB.

A 20. ábrán egy szokatlan kapcsolástechnikájú és üzemmódú, kiváló minőségű teljesítményerősítőt láthatunk. Az elektroncsöves erősítők egyik jellemzője, hogy az aktív eszközök munkapontja a hosszú idő átlagában stabil, állandó. Még a kifejezetten „B” osztályú végfokozatok is lineárisabb üzemben dolgoznak, mint a tranzisztoros megfelelőik, ugyanis a félvezető paraméterek java része túlságosan függ a munkaponti áramtól. Az elektroncsövek kifejlesztése idején külön megoldoztak a konstruktőrök azért, hogy változó meredekségű (szabályozó-) csövet állíthassanak elő. A tranzisztor pedig automatikusan ilyen karakterisztikájú! A torzítás csökkenthető, ha törekszünk a közel állandó munkaponti áramra, vagyis: építsünk „A” osztályú végfokozatot!

Természetesen az „A” osztály jelentős munkaponti árammal jár, ami tetemes hőfejlődést, szokatlanul nagy hálózati transzformátort, nagy szűrőelkökat, rendkívül nagy hűtőbordát, netán ventilátoros hűtést (!) is jelent egyúttal. Cserébe kiváló minőséget kapunk. Az áramkör működését a 21. ábra alapján tárgyaljuk.

Az egyszerűsített felépítés alapján látható, hogy differenciálerősítés erősítőbennel van dolgunk, majd ezt követi a nagyjelű erősítőfokozat, áramgenerátoros munkaellenállással. Enek kollektorából hármas darlington fokozat továbbítja a jelet a kimenet felé. A kimeneten a szükséges terhelhetőséget három paralel kapcsolt teljesítménytranzisztor biztosítja. A hármas darlington munkaellenállása áramgenerátor, megfelelő áramterhelhetőséggel.

Összevetve egy ilyen „A” osztályú végfokozatot egy hasonló kategóriájú tranzisztoros „AB” végfokozattal, a következő tapasztalatokat nyerhetjük. Kb. azonos k_{tot} torzítás mellett az „A” osztályú erősítő főként alacsonyrendű harmonikusokat termel (k_2, k_3) és a csúcs-kimenőteljesítménynél alig nő meg kétszeresére a torzítás a közepes teljesítményekhez képest. Az „AB” osztályú erősítőnél igen dús, magas fokszámú harmonikusokból álló torzítási spektrumot találunk, továbbá a csúcs-kimenőteljesítménynél a torzítás akár a harmincszorosára is ugorhat. Ez a hallgatóság számára szinte tűrhetetlen, bereccsenős, kemény torzítási képet jelent.

Az áramkör megépítését a 22. ábrán látható nyomtatott áramköri és beültetési rajz segíti. A $T_9 \dots T_{16}$ teljesítménytranzisztorok üzem közben szokatlanul, de természetes módon melegszenek. Feltétlenül

– T_7 emitterébe. A végfokozat munkaponti áramát a $D_3-D_4-P_2$ lánc állítja be. Az erősítő feszültség erősítését (mintegy 22-szeresre) az $R_{18}-R_{19}$ visszacsatoló tagok állítják be. A kapcsolat igen egyszerű tápegységről működik.

Üzembe helyezés után állítsunk be P_1 -gyel a kimeneti ponton kb. 0 V-ot, majd P_2 -vel 25...50 mA körüli végfokozat nyugalmi áramot. Az erősítő ± 30 V-os tápfeszültségnél, 8 ohmos terhelésen kb. 40 W teljesítmény leadására képes, $k_{tot} = 0,05\%$ torzítás mellett, elhanyagolható transziens torzítás mellett. T_9-T_{10} legalább 2°C/W termikus ellenállású hűtőfelületre szerelendő. A 18. ábrán az áramkör NYÁK rajzát láthatjuk.

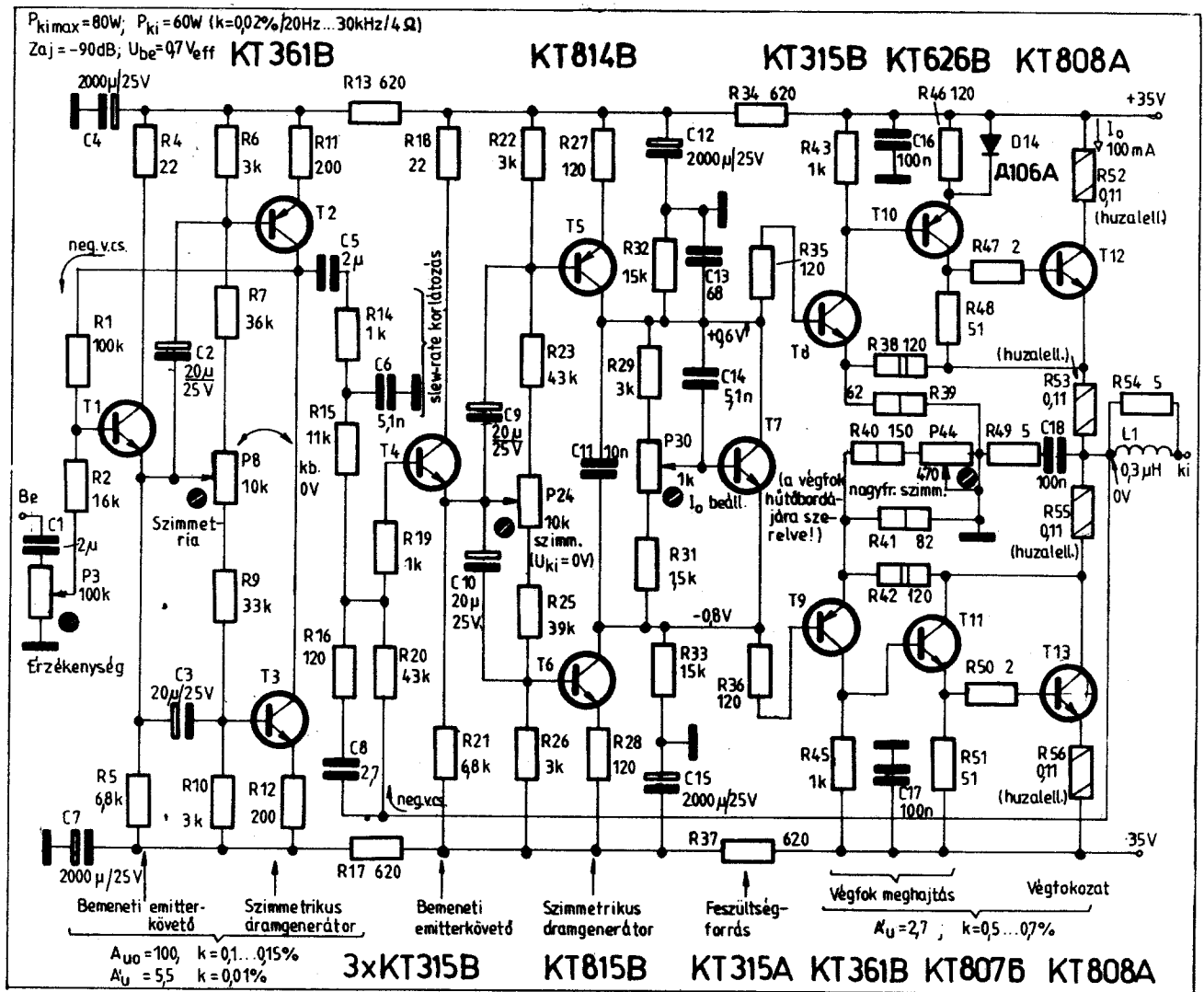
A 19. ábra szerinti erősítőben más linearizálási megoldásokat láthatunk. T_1 emitterkövető érdekes, komplementer áramgenerátor fokozatot hajt meg, amelyet felfoghatunk földelt emitteres fokozatokként is. T_2 és T_3 bázisában a vezérlés – noha egyetlen jerről van szó – ellenüteműként értelmezhető; a kollektorokban megjelenő kimenőjel is ellenütemű, vagyis amíg az egyik tranzisztor U_{CE} feszültsége növekszik, a másiké csökken a vezérlés hatására. A közös kollektorvezetékek viszont a két jel eredője jelenik meg, de ez a két jel a komplementer kapcsolás miatt (a földvezetékekhez képest) azonos polaritású. Ily módon a két „egymásba dolgozó” tranzisztor kitűnő linearizáló fokozatot alkot.

A $T_1-T_2-T_3$ alkotta előerősítő fokozat nyílthurkú feszültség erősítése $A_{uo} = 100$, torzítása $k_{tot} = 0,15\%$. A fokozat kimenetéről a bemenetre ható párhuzamos negatív visszacsatolás ($R_1 + R_2$) a feszültség erősítést $A'_{uo} = 5,5$ -re állítja be és a torzítás $k_{tot} = 0,01\%$ -ra csökken. A kimenőpont 0 V potenciálját és így a szimmetriát P_8 segítségével állíthatjuk be.

A $T_4-T_5-T_6$ fokozat az előbbiekhöz hasonlóan működik. A közös kollektorvezetékben viszont most a T_7 feszültségforrást találjuk. A fokozat nyílthurkú erősítése $A_{uo} = 100$, torzítása $k_{tot} = 0,1 \dots 0,15\%$.

A teljesítményfokozat némiképpen hasonlít az előző kapcsoláshoz, de kvázi-komplementer kialakítású, részleges belső negatív visszacsatolásokkal. A fokozat feszültség erősítése $A_{uo} = 2,7$, míg torzítása $k_{tot} = 0,5 \dots 0,7\%$.

Az erősítő nagyfrekvenciás tulajdonságait több RC-tag optimalizálja. Az $R_{14}C_6$ szűrő az eredetileg kb. 1,8 MHz-es felső határfrekvenciát csökkenti le kb. 35 kHz-re az első erősítőegységben. Mivel az erősítő kimenetéről a T_4 bázisára paralel negatív feszültségvisszacsatolás hat, a második erősítőegység első törésponti frekvenciáját a fázishibák (gerjedés) elhárítására $f_1 = 35$ kHz-re állítja be C_{13} . A második törésponti frekvenciát $f_2 = 2$ MHz-re a C_8 kondenzátor állítja be. A végfokozat nagyfrekvenciás szimmetriája a P_{44} potenciométerrel optimalizálható: a páros fel-



19. ábra. Kistorzítású 60/80 W-os erősítő (Pikerszgil-Beszpalov)

(min. 6–800 cm² méretű) hűtőfelületre kell telepíteni minden egyes tranzisztort, ami egy komplett sztereó erősítőnél 1 m² körüli felület... Aligha lehet egy gyakorlati kivitel ventilátor nélkül megúszni.

Az áramkör beállítása különbözik a szokásos metódustól. Mielőtt bekapcsolnánk a készüléket, R₁₆-ot állítsuk a legnagyobb ohmérték eredményező végállásba. Bekapcsolás után *esetleg kiolvad a negatív tápfeszültség biztosítéka*; ekkor állítsuk kissé odébb a potenciómétert és új biztosítókkal tegyünk újabb bekapcsolási kísérletet. Ha a biztosíték nem ég ki, meg lehet kezdeni a finombeállítást.

A kimenetet terheljük le a névleges terheléssel (célszerűen megfelelő ohmértékű műterheléssel) és csatlakoztassunk a kimenetre oszcilloszkópot. Hajtsuk meg az erősítőt közel a névleges kimenő teljesítményre úgy, hogy P₁₆-tal közben egy átmeneti helyzetet állítsunk be. A kimenőjel vágását P₁₆-tal és a bemeneti jellel úgy állítsuk be, hogy a negatív félperiódus vágása előbb következzen be, mint a pozitív jelé. A méréshez célszerűen 1 kHz-es szinuszelet

használhatunk. Működtesse ebben az állapotban kb. 15 percig az erősítőt. Ez az idő alkalmas egyrészt a hőegyensúlyi állapot elérésére, másrészt némi elmélkedésre az „A” osztályú erősítő melegedésével kapcsolatban...

Ez után finomítsuk a beállítást úgy, hogy a vágás épp létrejöjjön és szimmetrikusan következzen be. Újabb 15 perc múlva ellenőrizzük a beállítást és szükség esetén finomítsuk azt. Az erősítő üzemi körülményei egyezzenek meg a végleges (beépített) állapottal.

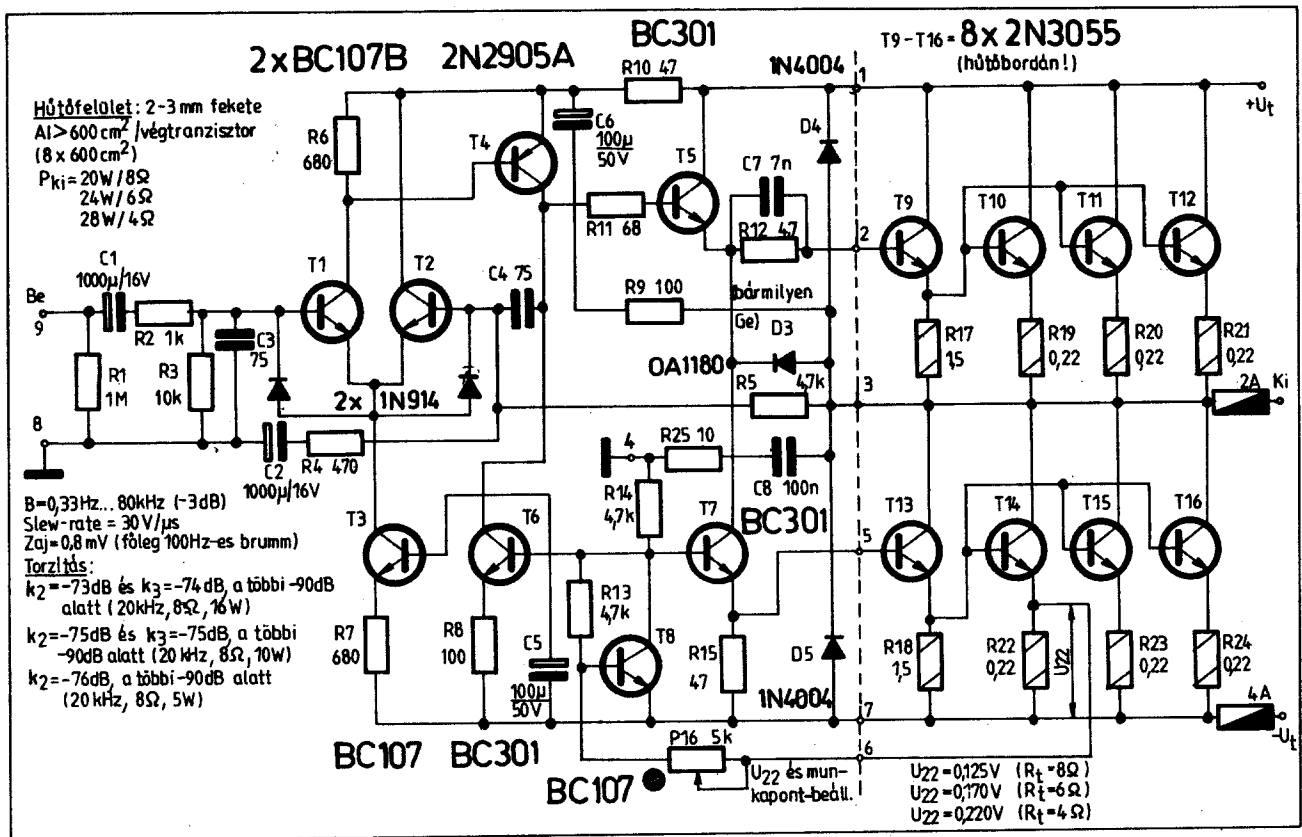
Ha nem áll rendelkezésünkre oszcilloszkóp, akkor egy jobb mV-mérőre van szükségünk. Mivel a T₈ tranzisztor lényegében feszültségforrás és a T₃-T₆-T₇-T₁₃-T₁₄-T₁₅-T₁₆ áramgenerátor-rendszer áramát állítja be, mód van az áram értékének mérésével a munkapont beállítására. Először is időt biztosítunk az erősítő bemelegedésére (kb. 1/2 óra). Névlegesen leterheljük és vezéreljük az erősítőt. Az R₂₂ ellenálláson mérjük meg a feszültségesést. Ez függ a termelőimpedanciától.

$U_{22} = 125$ mV (8 ohm), $U_{22} = 170$ mV (6 ohm), illetve

$U_{22} = 220$ mV (4 ohm). Ezen egyenfeszültségeket a P₁₆ finom állítgatásával kell bejátszanunk, közben 1/2 órás hőegyensúlyi állapotokat biztosító várakozásokat beiktatva. A félvezetőket válogatni nem szükséges. T₈ és T₇ hűtőcsillagot igényel. Gyors négyszögjellel meghajtva az erősítőt (f = 100 kHz, vagy hasonló), esetleg lengést találunk a kimenőjelen. Ekkor C₇ csekély csökkentésével, vagy C₄ kismértékű növelésével a jelet optimálisra állíthatjuk be.

Az erősítő kimenőteljesítménye 20 W/8 ohm, 24 W/6 ohm, 28 W/4 ohm. Sávszélessége 0,33 Hz...500 kHz (-3 dB), a slew-rate értéke 30 V/μs. A kimeneten kb. 0,8 μV zaj tapasztalható, elsősorban 100 Hz-es brumm. Az erősítő a max. kimenő teljesítmény környékén (még a vágás előtt) csupán k₂ és k₃ torzítási komponenseket termel, a többi komponens értéke -90 dB alatt van. A torzítási komponens értéke 20 kHz-es mérőjelnél a következő:

16 W/8 ohmnál $k_2 = -73$ dB,
 $k_3 = -74$ dB;
 10 W/8 ohmnál $k_2 = -75$ dB,
 $k_3 = -75$ dB;



20. ábra. „A” osztályú 20/28 W-os teljesítményerősítő (Nelson Pass)

5 W/8 ohmnál $k_2 = -76 \text{ dB}$,
 $k_3 =$ mérési küszöb alatt.

A 23. ábrán az erősítő tápegységét, a 24. ábrán a teljes erősítő huzalozási rajzát láthatjuk. A bekötésnél legyen tekintettel a tartós és nagy áramfelvételre, a feltétlenül fellépő tetemes melegedésre. Az erősítő akusztikus tulajdonságai kiválóak (ha eltekintünk a ventilátor okozta zajtól...).

4. Segédáramkörök

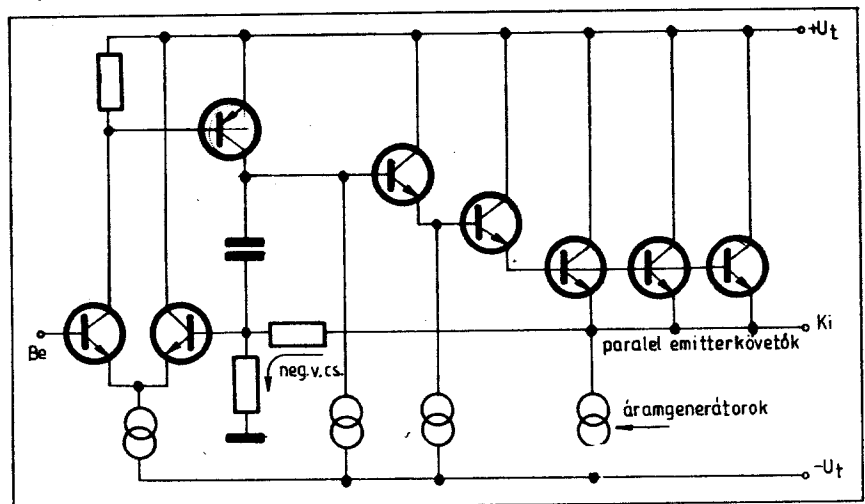
A különféle Hi-Fi berendezéseket létesítő amatőrök ritkán elégedettek maradéktalanul az adott hangképpel. Ezt részben az eredeti műsoranyag felvételi hibái, másrészt a lehallgatási tér fogyatékosai is okozhatják. Ekkor kerül sor a különféle módosító áramkörök alkalmazására, függetlenül attól, hogy a végső eredmény élet-hű-e. Sok esetben a furcsa, meghökkentő hatások elérése a cél.

A 25. ábrán sztereó XY-MS-XY átalakítót láthatunk. A bemenetre kapcsolt XY (jobb-bal) sztereó jelből az áramkör összeg- (M) és különbségi (S) jelet képez. Az összegjel hordozza az információ zömét, térélmény nélkül, míg az S különbségi jel szerepe főképp a térélmény biztosításánál jelentős. Az M és S jel arányát módosítva a térélmény, a sztereó bázisszélesség módosítható. Egy ízben a szerzőnek módja nyílt ilyen (térélmény-fokozó) hordozható rádiómagnót meghallgatni. A hatás döbbsé-

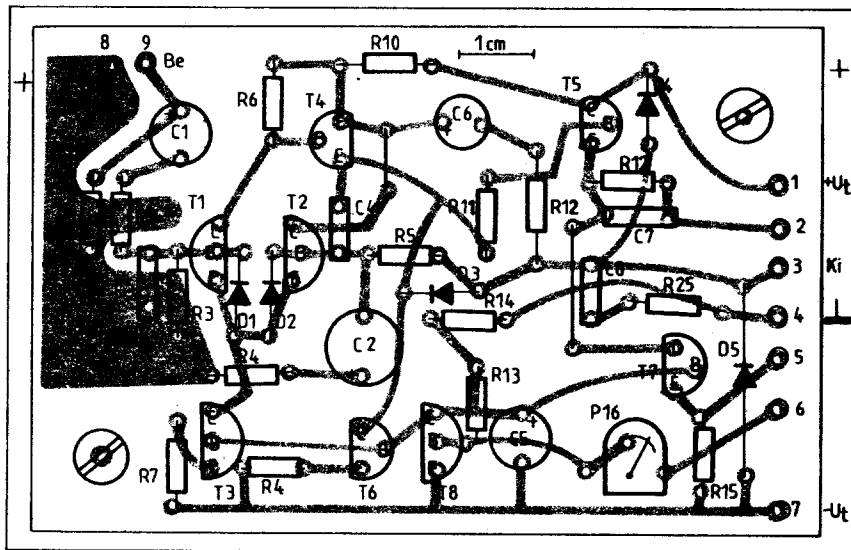
netes, ugyanis a beépített két hangszóró megnövelt S jel mellett olyan térélményt adott, amihez ugyan a valóságnak sok köze nem volt, de a bázistávolság látszólagosan kb. 1 m lett (20 cm hangszóró-távolságnál!). Kétúton észlelhető volt ugyanekkor az összegjel csökkenése (a középhangok kiestek, egész hangszer-szekciók hiányoztak stb.).

A bemutatott kis áramkör a kétszeres oda-vissza átalakítás során lehetőséget ad a térélmény módosítására. Felépítésre, felvezetésre nem kényes, torzítása igen csekély.

Az elmúlt években igen sok amatőr állt át kvadrofon rendszerre, elsősorban mátrix-kvadró dekóder és erősítők építése útján. Sajnos, az utóbbi években, amilyen gyorsan feljutott, olyan gyorsan le is csengett a mátrix kvadró. A lehallgatható lemezek száma (különösen saját tulajdonban) erősen korlátozott, így aztán műsoranyag nélkül maradt a komplikált, drága berendezés. A helyzetet felismerve a CBS Laboratóriumban kidolgozták a 26. ábrán látható kapcsolást, ami egyfajta négycsatornás szintetizáló.



21. ábra. Az „A” osztályú erősítő egyszerűsített kapcsolási vázlatja

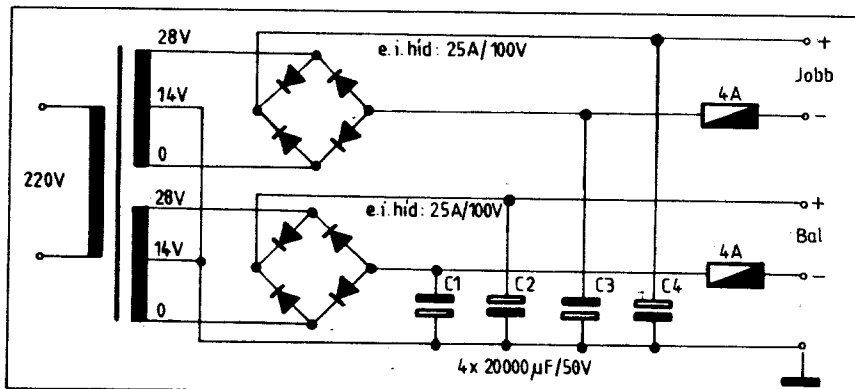


22. ábra. A 20. ábra szerinti erősítő NYÁK-lemeze

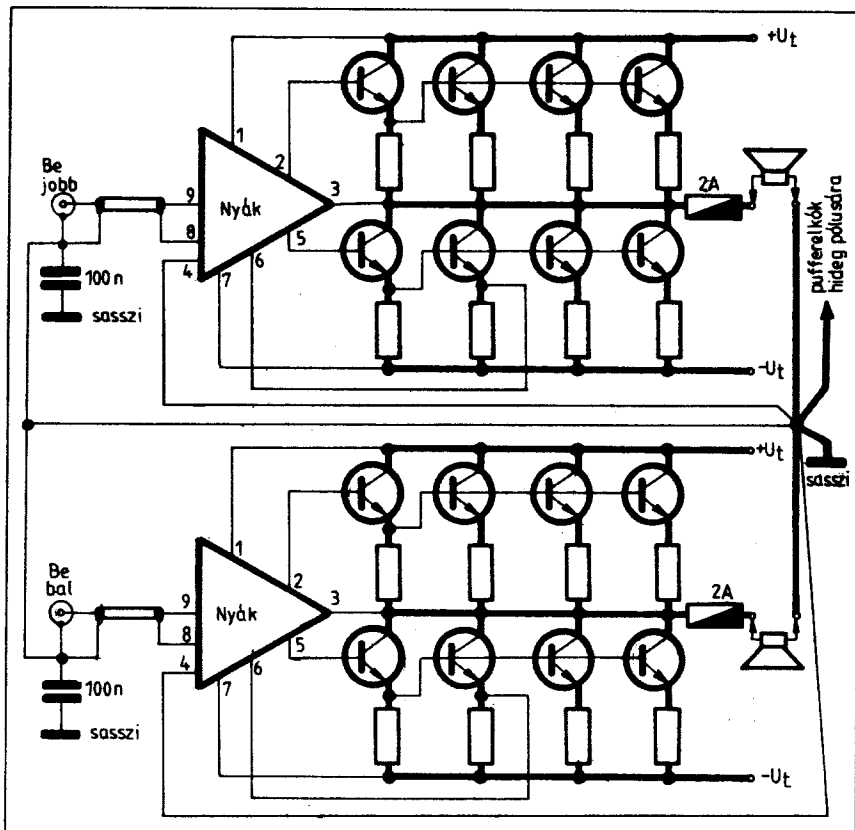
Az áramkör működése azon alapul, hogy a sztereo jel olyan rejtett információkat is hordoz, ami a szokásos kétsatornás lehallgatás mellett az elsődleges X és Y jelek miatt háttérbe szorul, a gyakorlatban nem hallható. Ezt a rejtett információt megfelelő fázistolókkal, összeadó és kivonó áramkörökkel olyanszerű jellel lehet alakítani, mint a szokásos mátrix kvadró jel. Az így keletkezett terméket mátrix dekóderre vezetve egy alapiában véve hamis, de igen tetszetős és a szokásos visszahallgatáshoz képest lényeges többletet adó („majdnem-kvadró”) hatást kapunk.

A fázismodulációt alkalmazó eljárás a jól ismert kvadrofon dekóder IC-t, a Motorola MC 1312P áramkört használja fel 180°-os, illetve 270°-os fázismoduláció céljára. Az így létrejött hangkép kegyes család eredménye, de az akusztikában egyébként is lépten-nyomon ilyesféle családoknak esünk áldozataul (pl. Dolby, DNL stb.). Az áramkör kimenőjelét bármilyen típusú SQ-dekóderre vezethetjük és sztereo lemezeinket kvadró berendezésünkön kvadró (?) hangkép mellett hallgathatjuk le. Az áramkör nyomtatott áramkörti és beültetési rajzát a 27. ábrán láthatjuk.

Változatlan az érdeklődés a különféle hangszin szabályozók iránt. Annak ellenére, hogy a különféle szabályozó áramkörök segítségével az eredeti hangképet telje-



23. ábra. A 20. ábra szerinti erősítő tápegysége



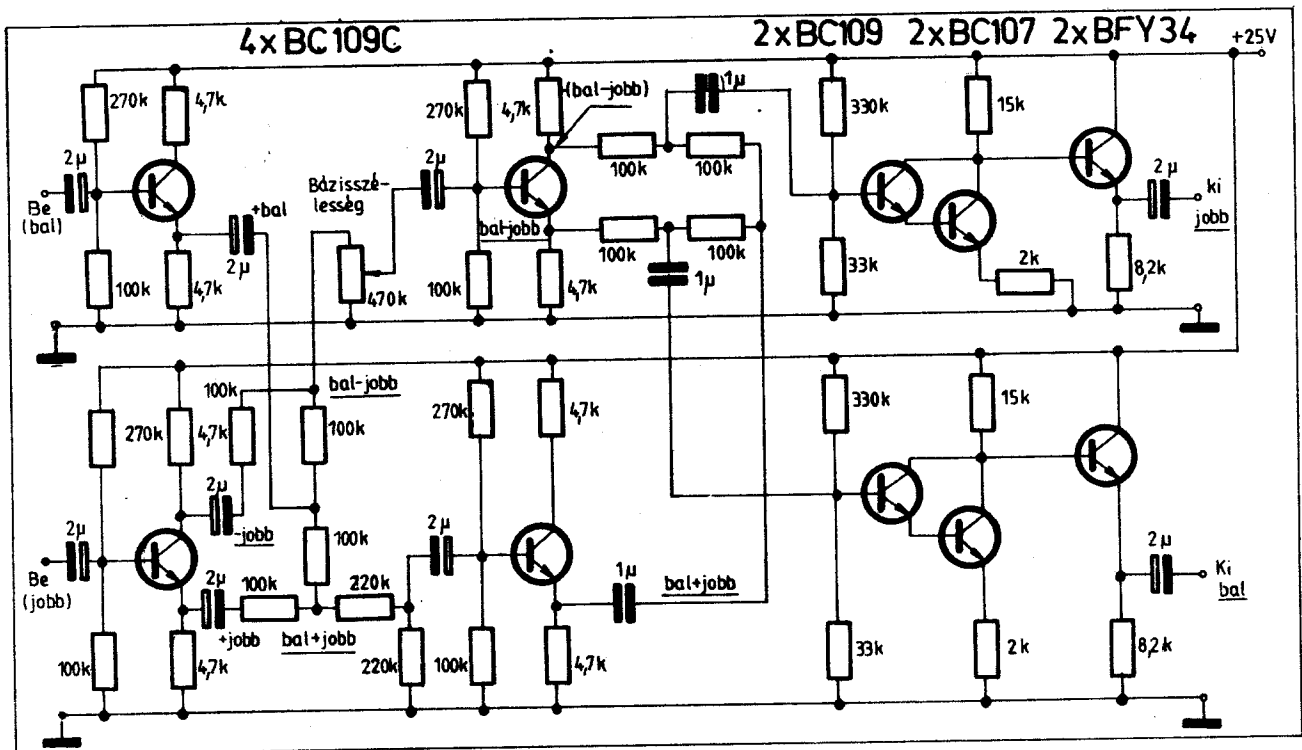
sen el is ronthatjuk, eltorzíthatjuk, mégis mindenkiben él a remény, hogy neki egészen biztosan jobb hangot sikerül kicsikarnia berendezéséből. Ennek tudatában bocsátjuk útjára a 28. ábra szerinti (eredetileg japán konstrukciójú, gyári) tizsavos hangszin szabályozót.

Működése az elektronikus induktivitás, a girátoros impedancia tulajdonságain alapul. Minden egyes szűrőtag egy művelti erősítővel kialakított R-L-C soros rezgőkör, amely potenciométerrel szabályozható módon befolyásolja az összegző-erősítő frekvenciamenetét. Miután a jel útjában mindössze a be- és kimeneten van egy-egy művelti erősítő, a teljes egység zaja és torzitása rendkívül kicsiny: $k_{tot} = 0,08\%$ alatti, a jel-zaj viszony jobb, mint 80 dB. Az egyes jelzett frekvenciákon ± 12 dB szabályozás lehetséges, a 29. ábra szerinti karakterisztikák szerint. Az áramkör erősítése egyenes állásban 0 dB, névleges bemeneti szintje normálnívó ($0,775 V_{eff}$). Az áramkör zenekari gyakorlatban hosszú évek óta remekül üzemel.

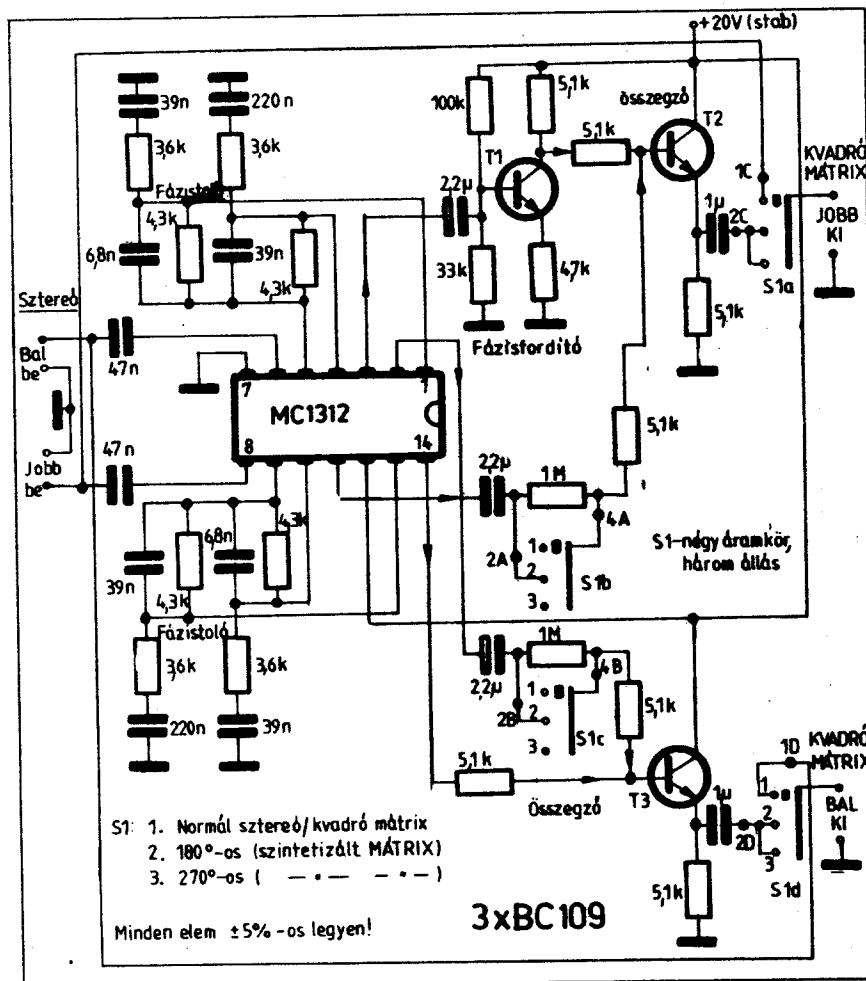
5. Váltószűrők

Többutas hangsugárzó rendszerek használatánál lép fel az a probléma, hogy a tel-

24. ábra. A 20. ábra szerinti erősítő huzalozása



25. ábra. Sztereó XY-MS-XY térhatás-szabályozó áramkör

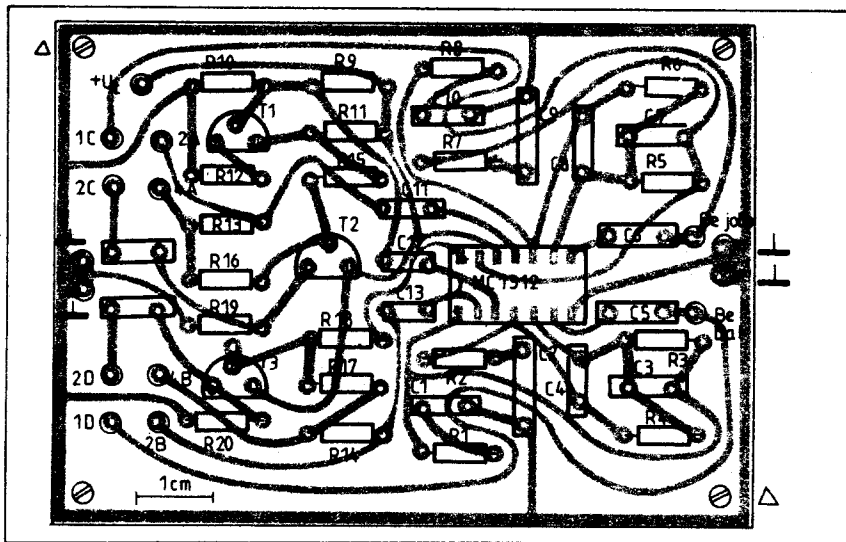


jes hangfrekvenciás sávot két, három vagy több részre bontva lehet az egyes szekciókra bocsátani, az adott hangszórók átviteli sávhatárainak megfelelően. Felmerült tehát az igény egy olyan szűrőrendszer iránt, amely kellő pontossággal, csekély veszteséggel képes ezt a feladatot teljesíteni. Ilyen szűrőtípus az átviteltechnikában jól ismert váltószűrő, amely LC elemekkel szükség szerint aluláteresztő, felüláteresztő és sáváteresztő típusú tagokból áll (keresztváltó, crossover).

A gyakorlatban azonban igen sok probléma adódott a váltószűrővel kapcsolatban. Az alapvető probléma az egyes hangszórók megfelelő szétválasztása egymástól. A szokásos szűrők ezt adott pontossággal, meredekséggel képesek elvégezni, így a szétválasztás minősége függ a konstrukciótól is. Meredekebb, több szűrőtagot tartalmazó váltó jobb elválasztást biztosít, de előállítása némileg bonyolultabb és drágább. Ez ugyan nem lenne túl nagy akadály, de a sztereó és egyéb többszörös átviteli módszerek előtérbe kerülésével váratlan problémák léptek fel.

Amíg a sztereó csatornákat egy bal és egy jobb oldalon elhelyezett szélessávú hangszóró sugározta, a sztereó kép ezen két hangszóró pontos egyformaságának volt elsősorban a függvénye. Midőn azonban kettő helyett kétszer kettő, kétszer három vagy még több hangszóró együttfutásáról kellett gondoskodni, továbbá szükség lett volna két teljesen egyforma váltószűrőre, a nehézségek olyan mértékben

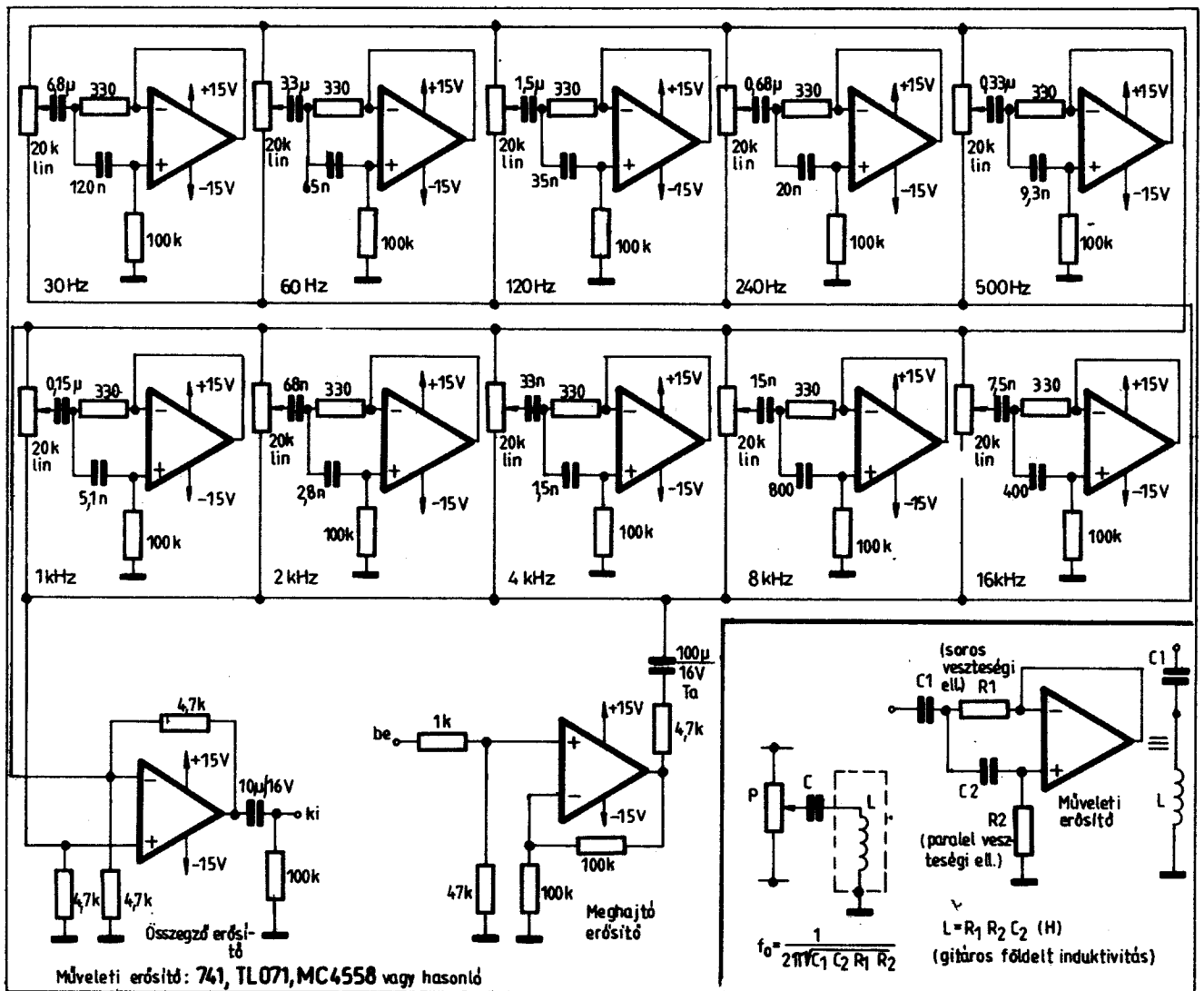
26. ábra. Négycsatornás szintetizáló áramkör (A. Nichols, CBS Labor)



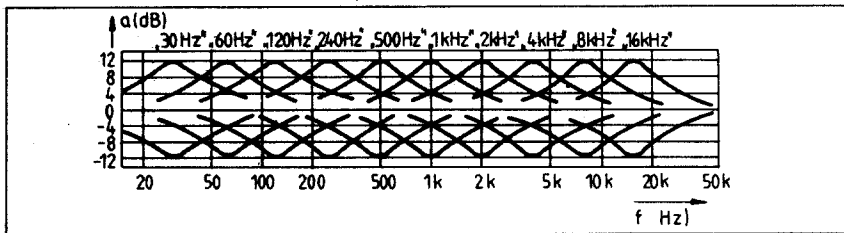
27. ábra. A 26. ábra szerinti áramkör NYÁK-lemeze

növekedtek meg, hogy csupán elvéve fordul elő egy-két cég, amelynek kifizetődő valamennyi probléma korrekt megoldása. Már maguk a hangszórók sem egyformák (durva eltérésekről van szó!), a váltósűrűk pontossága is véges, vagy legtöbbször kifejezetten primitív konstrukciójú: $\pm 30 \dots 100\%$ névleges pontosságú elköből van felépítve stb. Ilyenkor a sok hiba természetesen összegződik és ezer hangsgárgó közül ezekben a hibák egymást erősítve összegeződnek. A sztereo térélmény ennek megfelelően alakul.

Vizsgáljuk meg a váltósűrű szempontjából a térhatás alakulását. Tételezzük fel, hogy a hangszórók minden szempontból ideális eszközök és az összes hiba csupán a hangváltóból eredhet. A legegyszerűbb konstrukciójú hangsgárgók kétutasok; a két hangszóró szétválasztására a 30. ábra szerinti hangváltókat alkalmazzák. A csupán egy induktivitást és egy kapacitást tartalmazó váltósűrű szétválasztása meglehetősen mérsékelt; a 31. ábrán bemutatott frekvenciamenet alapján belátható, hogy a



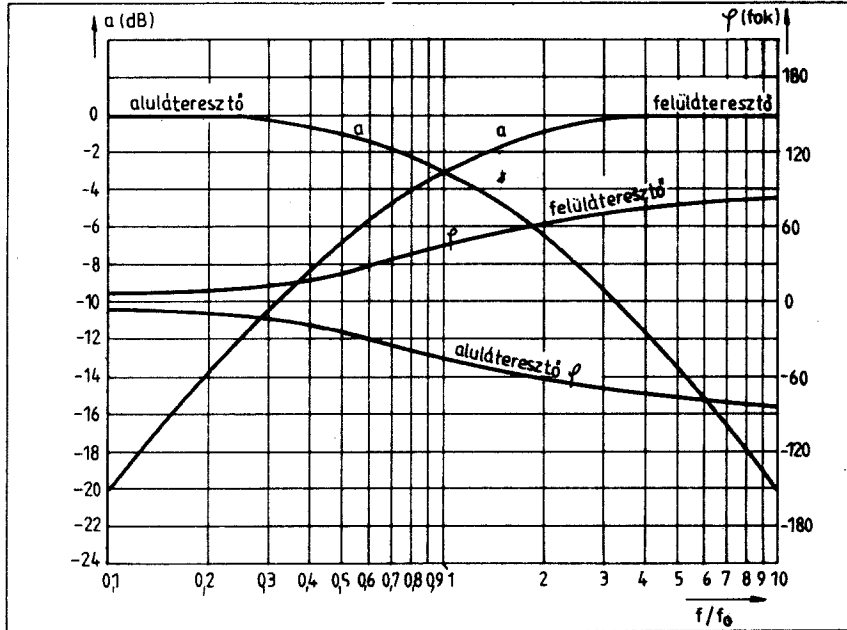
28. ábra. Tízszávos hangszínszabályozó; a girátoros RLC-rezgőkör felépítése



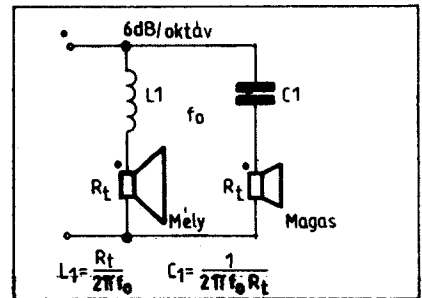
29. ábra. A 28. ábra szerinti kapcsolás átviteli görbéi

be a két hangszórót a váltósűrűbe, a szűrő jellegzetessége, hogy a két hangszóró mindenképpen (pozitív, vagy negatív értelmű) fázishibával rendelkezik. Ez az impulzusátvitelre, valamint a sztereó térélményre döntő kihatással van. A hiba oka tehát villamos eredetű.

Ha a váltósűrű meredekségét megnöveljük 12 dB/oktávra (32. ábra), egyrészt a szétválasztás lényegesen javul, másrészt a keresztelési frekvenciától eléggé távol a fázistolás olyan nagy mértékű lett, hogy a két hangszóró már éppen ellenfázisban sugároz (33. ábra). Ez kiküszöbölhető, ha az egyik hangszóró polaritását megfordítjuk (180°-os fáziseltolás). Valóban, a kereskedelemben található kétutas hangszugárzók zöme ilyen konstrukciójú. Zavarja az összképet az, hogy sem a váltó, sem a hangszóró nem ideális, sem villamos, sem akusztikus szempontból. A váltó elméleti működését zavarja, hogy a két hangszóró impedanciája nem egyforma a keresztelési frekvencia környezetében, sőt pontos értéke sem ismert, csak ha megmérjük. Emiatt a váltó működése eltér az elméleti, a terve-



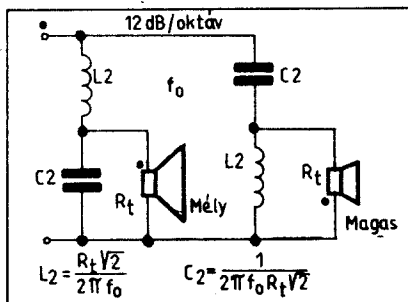
31. ábra. A 30. ábra szerinti áramkör frekvencia- és fázismenete



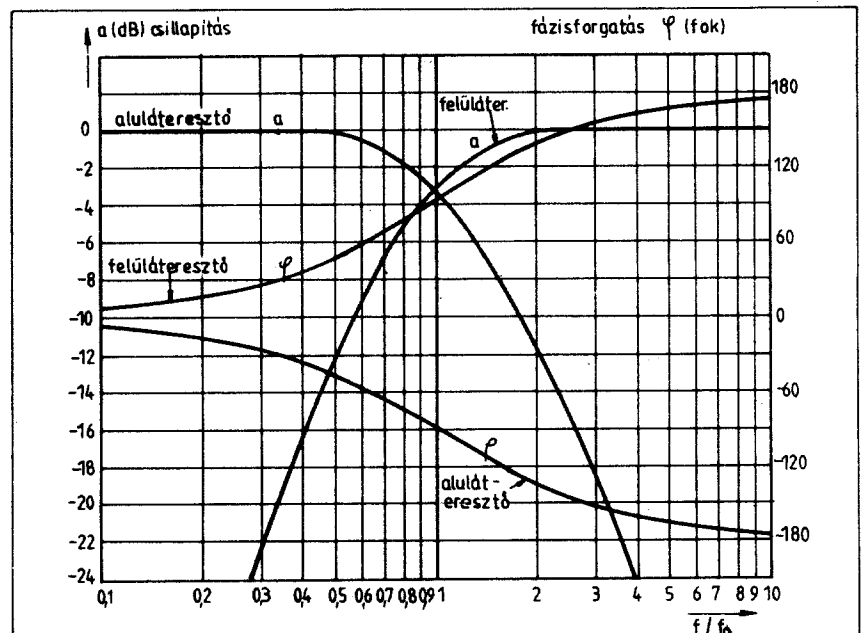
30. ábra. Kétutas, 6 dB/oktáv meredekségű passzív keresztváltó

keresztelési frekvenciától egy dekád távol- ságra még mindig 10%-nyi amplitúdójú jel kerül a leválasztott szekcióra. Ez részben az esetleges túlterhelések miatt nem megengedhető, másrészt az üzemi sávon kívül a hangszórók frekvenciamenete rendkívül változó, egyedi és csipkés, hullámos.

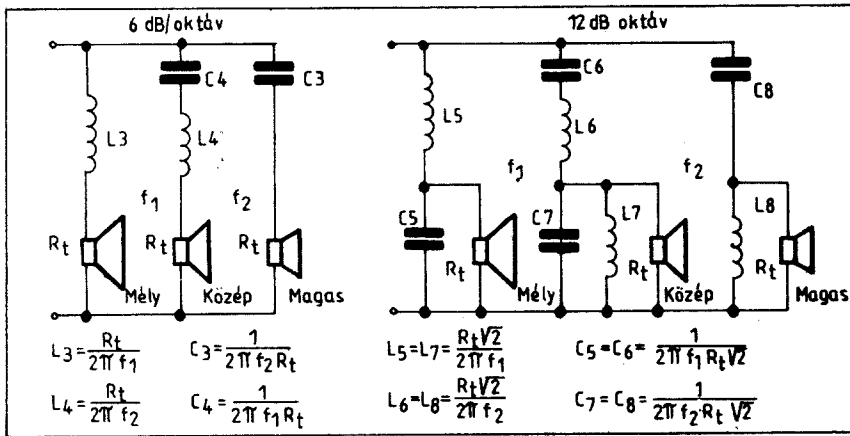
Ez még nem minden. A 6 dB/oktáv meredekségű szűrő fázismenete azt mutatja, hogy nincs a két hangszóró összekapcsolásának olyan konfigurációja, amely szerint az eredő fázismenet lineáris lenne. Akár azonos, akár fordított polaritással kötjük



32. ábra. Kétutas, 12 dB/oktáv meredekségű passzív keresztváltó



33. ábra. A 32. ábra szerinti áramkör frekvencia- és fázismenete



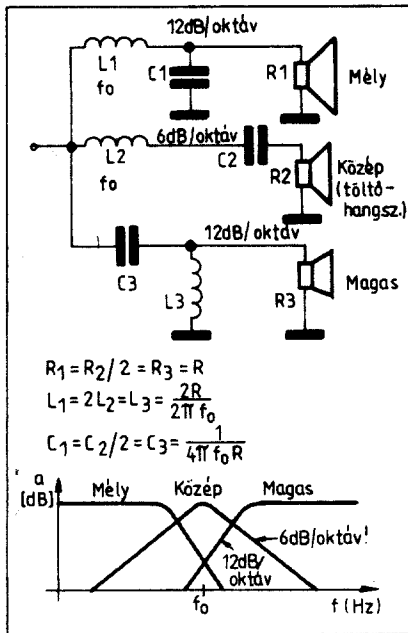
34. ábra. Háromutas, 6 és 12 dB/oktáv meredekségű passzív keresztváltók

zett működéstől, fázishibák, impulzustorzítás, frekvenciamenet egyenetlenség (lyuk vagy púp) lép fel.

A háromutas váltószűrővel még rosszabb a helyzet. Gyakorlatilag nincsen olyan konstrukció, amely fázismentes így impulzustorzítása, sztereó képe megnyugtatóan megoldott lenne. A 34. ábrán olyan háromutas konstrukciókat láthatunk, ami – a körülmények ismeretében – megépítésre alkalmas, természetesen engedelmekkel.

Valamennyi váltószűrő a legtöbb bizonytalanságot a keresztelési frekvencia környékén hordozza magában, éppen a hangszórók esetlegessége, továbbá az alkatrészszórás miatt. És ekkor még nem is beszéltünk a hangszórók fázismenteséről! A gyakorlatban több félmegoldás terjedt el a feltárt hiányosságok kiküszöbölésére.

A 35. ábrán az ún. töltőhangszórós kivitel láthatjuk. A háromutas hangszórós elvi működése szerint megfelel a kétutas-



35. ábra: Töltőhangszórós, 2/3 utas keresztváltó-konstrukció

nak, de a mély- és magassugárzó keresztelési frekvenciája szét van húzva (tulajdonképpen nem is egyetlen frekvencia). Az így létrejövő frekvenciamenet-hibát egy harmadik hangszóróval, a töltőhangszóróval egyenlítjük ki. Ez utóbbi a keresztelési frekvenciára hangolt rezgőkörön keresztül van meghajtvva és ily módon kiegyenlíti azt a fázishibát, ami a keresztelési frekvencia környékén keletkezik. A töltőhangszóró hatásfoka eltérő a két másiktól, hiszen az energia kis hányadát kell szolgáltatnia.

Az előzőnél sokkal korrektebb megoldás, de az amatőrök számára teljesen járhatatlan út a futásiidő-korrektor alkalmazása. Ismeretes, hogy az impulzusátvitel milyen jelentős mértékben függ a fázisátvitel egyenetlenségétől. Ez utóbbi a futási idő ingadozásából állapítható meg. Az impulzustechnikában, az átviteltechnikában a futásiidő-korrektorok alkalmazása éppen ezért mindennapos. Miről is van szó?

Ha van egy hálózatunk, áramkörünk, amely lineáris frekvenciamenettel (vagy előírt frekvenciamenettel) rendelkezik, de fázismentes különféle okokból hullámos, nem kielégítő, akkor lehetőség van olyan további áramkör beiktatására, ami ezt és csakis ezt a hibát küszöböli ki. A pótlólagosan beiktatott áramkör a futásiidő-korrektor, ami konstrukciójában rendszerint valamilyen áthidalt-T, LC-elemből. Néhány ilyen korrektor a 36. ábrán láthatunk.

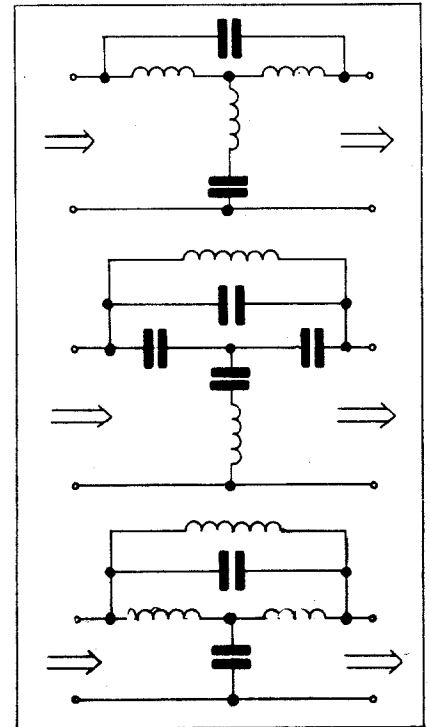
Egy lineáris frekvenciamenettű, de jelentős fázisdistortíváltószűrő, plusz egy futásiidő-korrektor eredője olyan kitűnő frekvencia- és fázismentes hangváltó lehet, ami az adott körülmények között – a hangszóró fázismentesének figyelembevétele mellett! – a lehető legjobb fázisátvitelt, impulzusátvitelt, sztereó térélményt jelent. Sajnos, ilyen hangváltó tervezése és építése hazánkban csupán egy-két intézmény keretén belül lenne megoldható, a legjobb külföldi konstrukciók között is csak elvétve találunk példákat a beépített futásiidő-korrektorra.

A 37. ábrán kétutas, 6 dB/oktáv meredekségű, futásiidő-korrektorral kiegészített gyári váltószűrőt láthatunk. Maga a szűrő igen egyszerű, a működés felismerése viszont a futásiidő-korrektor beépítése miatt (áthidalt-T) meglehetősen nehéz. Az

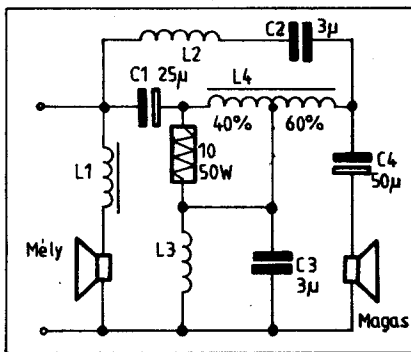
eredeti alkatrészértékek csak a gyártó számára jelentenek információt, ugyanis a korrektor a teljes, összeépített hangszóró tulajdonságait figyelembe véve ad fázismentes-korrektíót. Ez viszont csak az eredeti doboz és hangszórók beszerzése esetén teszi lehetővé a tervezett eredmény elérését egy esetleges utánépítés során. Erre viszont aligha van mód. A teljes hangszóró a meghallgatások során igen kedvező tulajdonságokat mutatott fel.

A váltószűrő tervezésénél igen sokan megfeledkeznek arról, hogy a hangszóróba beépített különféle hangszórók tulajdonságai a frekvencia függvényében igen változatos módon függnek több tényezőtől. A leginkább zavaró tényező az impedanciamenet frekvenciafüggése. Relative alacsony frekvencián a hangszóró impedanciája jó közelítéssel megegyezik az egyenáramú ellenállás értékével. Közvetlenül a lengőrendszer rezonanciapontjához, az impedanciameneten hatalmas kiugrás található, ami a rezonanciaponton eléri a maximumát, majd csökkenni kezd. A sávközépen újra lecsökken az impedancia, hogy azután a frekvencia növekedésével kb. azzal arányosan növekedjen a felső határfrekvencián túl is. Az impedanciamenet konstrukciós kérdés, típusonként és egyenként is eltérő lehet.

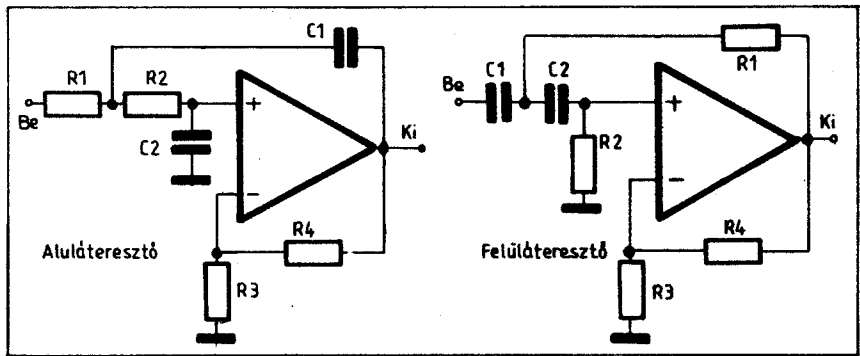
Ha a hangszóró mechanikusan és elektromosan kellő módon csillapított, az impedanciamenet hullámzása lényegesen kisebb, mint egy kevésbé csillapítotté. A váltószűrő viszont ezekről a jelenségekről mit sem tud és a tervezésnél általában feltételezzük, hogy a hangszórók impedanciája megfelel a katalógusbeli értéknek. Ez természetesen a keresztelési frekvencia kör-



36. ábra. Néhány futásiidő-korrektor elvi felépítése



37. ábra. Futásiidő-korrektorral bővített kétutas, 6 dB/oktáv meredekségű keresztváltó (Peavey)



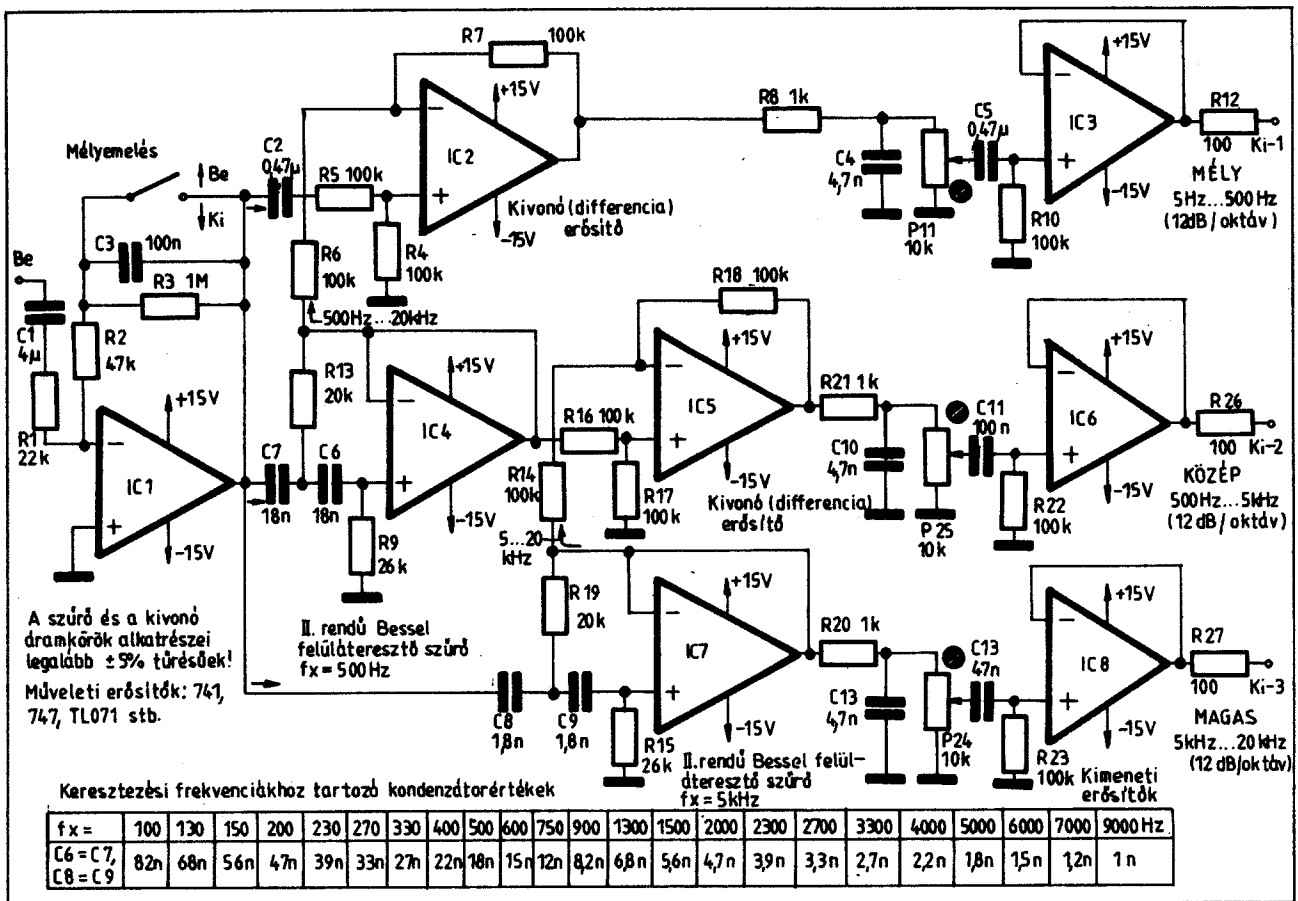
38. ábra. Egy műveleti erősítő, másodrendű, Sallen-Key konstrukciójú, Butterworth- vagy Bessel-típusú aktív szűrők

nyezetében a leginkább zavaró, amikor is a szűrő a hangfrekvenciás teljesítményt kezdi kettéosztani az elválasztott két hangszóró között. A szétosztás függ egyrészt a váltó villamos tulajdonságaitól, konstrukciójától, másrészt, a szűrőtől elvonatkoztatva, a két hangszóró impedanciájától. Nyilvánvaló, hogy az a hangszóró vesz fel nagyobb teljesítményt, amelyik az adott frekvencián (pl. a keresztvezési frekvencián) kisebb impedanciájú.

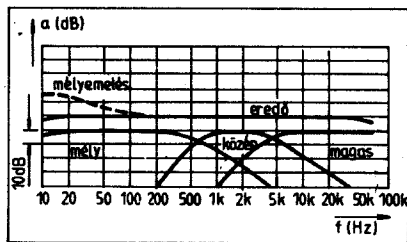
Mivel a hangszórók impedanciája teljesen esetleges, a keresztvezési frekvencián a teljesítmény szétosztása is esetleges. Ennek

különbözetű következményei lehetnek, de minden esetben hibát tapasztalhatunk a frekvenciamenetben, kiemelés vagy beszakadás képében. A fázismenet is kritikus lesz, a hibás impedanciaillesztés a váltó és a hangszórók között megzavarja a váltó elméleti működését. Mindezek a hibák csak egyedi beméréssel, előrelátó tervezéssel, szükség esetén korrekciós tagok beépítésével küszöbölhetők ki. Sajnálatos, hogy a tervezés során nem lehet figyelmen kívül hagyni a doboz tulajdonságait sem, így amatőr vagy kisipari módszerekkel (akusztikai labor háttér nélkül) precíz kivitel aligha képzelhető el.

Belátható, hogy fokozódó minőségi igények esetén elháríthatatlan akadályok lépnek fel a házi konstrukciós munka során. Sőt ipari szinten sem egyszerű és főleg nem olcsó a tervezés, kivitelezés a megkívánt sok egyedi munka miatt. A probléma áthidalására azonban van mód, de a korrekt villamos megoldás tetemes anyagi áldozat árán képzelhető el. Ha a váltószűrőt a teljes hangfrekvenciás lánc végéről annak közepére (a teljesítményerősítő elé) helyezzük át, mód van a hangszóróból eredő bizonytalanságok és a váltó konstrukciójától függő problémák kettéválasztására.



39. ábra. Háromutas aktív váltószűrő



40. ábra. A háromutas aktív váltószűrő frekvenciagörbéi

Ha a hangszórót elfogadjuk olyanak, amilyen, a szűrő ettől teljesen függetlenül és kifogástalan minőségben megtervezhető, ha az erősítő belsejében helyezkedik el és meghajtása, terhelése korrekt. Persze, ez is csupán félmegoldás, hiszen a hangszóró még mindig akármilyen is lehet, de ezt nem tudjuk befolyásolni. Az erősítő belsejében elhelyezett szűrő viszont jól kézben tartható (egy problémával kevesebb).

Ha a váltószűrőt a teljesítményerősítő elé helyezzük, akkor hirtelen, ugrásszerűen emelkednek a költségeink. Szükség van tehát oldalanként egy (rendszerint aktív) szűrőre, továbbá annyi teljesítményerősítőre, ahány tartományra bontottuk a hangfrekvenciás sávot. Továbbá, most már nem csupán két teljesítményerősítő (sztereo csatorna) együttfutására kell ügyelnünk, hanem mondjuk egy háromutas sztereo berendezésnél háromszor két erősítővel bajlódunk. Kvadró berendezésnél kis házi erőművünk nyolc, tizenkettő stb. számú teljesítményerősítőt tartalmaz. (Egy ilyen erősítőszerkezet elhelyezése persze nem okozhat gondot lakásunk télikertjében, vagy könyvtárszobájában, izléses kis mahagóni szekrényében. Az ügyesebbek díszíthetik a szekrényt elefántcsont, vagy teknőc berakásokkal is...)

A gyakorlatban az aktív szűrő tulajdonságait a bonyolultság és a minőség közötti optimum keresése dönti el. Kellő mértékű szétválasztást csak eléggé magas fokszámú szűrőkkel lehet elérni, ezek viszont bonyolultabbak, kissé drágábbak és az alkatrészek toleranciájára fokozottan érzékenyek. Kielégítő megoldást adnak a másod-harmadfokú szűrők.

A szűrők felépítése egyben azok impulzusátvitelét is meghatározza. A jobb szétválasztást eredményező Butterworth típusú szűrők impulzusátvitelük rosszabb, mint a gyengébb szétválasztást adó Bessel-szűrők. Mivel a futási idő (fázisátvitel) témától itt sem tudunk megszabadulni, erre is figyelemmel kell lennünk. A Bessel típusú szűrő ebből a szempontból is lényegesen jobb.

A 38. ábrán bemutatott Sallen-Key típusú szűrőkonstrukció azzal a tulajdonsággal rendelkezik, hogy az elemértékek megfelelő megválasztásával mind Butterworth-, mind Bessel-karakterisztikájú szűrőt építhetünk. Ezekből azután mint építőkövekből, különféle felépítésű szűrőrendszereket konstruálhatunk. A 39. ábrán látható aktív váltószűrő variálható, háromutas, magas igényeket kielégítő kapcsolás.

Az elemértékek megfelelő megválasztásával mind Bessel-, mind Butterworth-karakterisztikát kialakíthatunk, a korábbi jelzett tulajdonságok mellett. A keresztelési frekvenciákat széles határok között állíthatjuk be az egyes szűrők elemértékeinek megváltoztatásával.

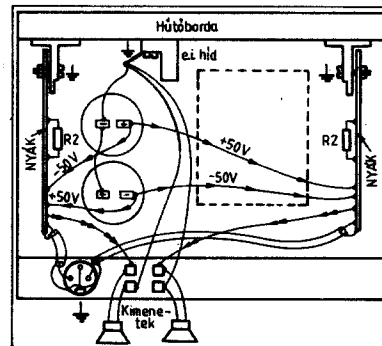
A szűrő bemenetén elhelyezkedő műveleti erősítő ki/be kapcsolható alacsonyfrekvenciás mélykiemelő áramkört tartalmaz, egyébként némi feszültség erősítést ad a későbbi veszteségek ellensúlyozására. Kimenetén a hangfrekvenciás jel háromfelé ágazik. A mélyhangú csatorna jele – eltekintve a legalacsonyabb frekvenciát meghatározó csatolókondenzátorok okozta mélyvágástól (rumpliszűrő) – lényegében változatlanul halad tovább a kimenetig. Az egészen magas frekvenciákat (zaj, pilot stb.) egyszerű RC-tag vágja (R_8C_4).

A kapcsolás két felüláteresztő, Sallen-Key konstrukciójú aktív szűrőt tartalmaz. A magas csatorna a $C_8-C_9-R_{15}-R_{19}$ tagok által meghatározott frekvenciák fölött engedi tovább a jelet a magashangú kimenetre. A középhangú csatornában a $C_6-C_7-R_9-R_{13}$ tagok által meghatározott frekvenciákat engedi tovább az R_{16} ellenálláson. A teljes szűrőáramkör két kivevőt tartalmaz. A mélyhangú csatornában IC_2 invertáló bemenetére kerül és csak a közép- és magashangokat tartalmazó hangfrekvenciás jel az ellenkező polaritás miatt kivonódik a mély csatornában tovább haladó (teljes) jelből, így a mély kimeneten csak a különbségi jel, vagyis a $C_6-C_7-R_9-R_{13}$ tagok által meghatározott frekvencia alatti jelek fognak megjelenni.

A középhangú csatornában is létrejön a kivevő, az IC_5 segítségével. IC_5 neminvertáló bemenetén a mélyhangok kivételével a teljes spektrum megjelenik. Az invertáló bemenetre vezetett és a $C_8-C_9-R_{15}-R_{19}$ által meghatározott (csakis magashangú összetevőket tartalmazó) hangfrekvenciás jel az ellenkező polaritás miatt kivonódik az IC_4 kimenetéről felől érkező jelből. Ezért a középhangú tartomány mind alulról, mind felülől korlátozva van.

Összefoglalva tehát, a magashangú csatornát IC_7 aktív felüláteresztő szűrő tulajdonságai határozzák meg, a mélyhangú csatorna átvitelét az IC_4 aktív felüláteresztő szűrő állítja be kivevő útján, míg a középhangú csatorna alsó határfrekvenciáját az IC_4 szűrője közvetlenül, felső határfrekvenciáját az IC_7 közvetve, kivevő által határozza meg. Mindhárom csatorna kimenőjele elválasztóerősítőn keresztül vezethető el és a szint egymástól függetlenül szabályozható. Megfelelő, jó minőségű műveleti erősítővel a bemutatott kapcsolás kiváló tulajdonságokkal rendelkezik.

Ha TL-071-es, vagy hasonló korszerű műveleti erősítővel építjük meg, a következő kimeneti jellemzőkre számíthatunk: sáv szélesség $B = 20 \text{ Hz} \dots 65 \text{ kHz}$ ($\pm 0,5 \text{ dB}$), $u_{ki} = 4 V_{eff}$ (max. $7 V_{eff}$), $u_{be \text{ max}} = 2 V_{eff}$, $A_u = 0 \dots 2$, $R_{be} = 47 \text{ k}\Omega$, $R_{ki} = 220 \Omega$, jel-zaj viszony jobb, mint 100 dB ($u_{ki} = 1 V_{eff}$ -nél), torzitása kisebb, mint $0,05\%$. A táblázat segítségével tet-szész szerinti két keresztelési frekvenciát



41. ábra. A Quad 405-ös erősítő huzalozása, mint iskolapélda

választhatunk. Az áramkör átviteli görbéit a 40. ábrán láthatjuk.

A szűrő kimeneteire összesen három db (lehetőleg teljesen egyforma) teljesítményerősítőt kell csatlakoztatnunk. A csatornák egymáshoz képest nem fordítanak fázist, így egyforma teljesítményerősítők esetén a hangszórókat is azonos polaritással kell bekötni. Ez azért is hatalmas előny, mert egy passzív LC-váltónál soha nem tudjuk, melyik a helyes polaritás, sőt *esetleg nincs is ilyen* a zavaros fázismenet miatt.

6. Építési tanácsok

Mikor belefogunk egy bármilyen Hi-Fi berendezés építésébe, gondoljuk végig, milyen felkészültséggel, milyen anyagi, műszerezettségi háttérrel rendelkezünk és mit is akarunk tulajdonképpen csinálni. Sajnos kevés amatőr gondolja ezeket idejében végig és így számos félkész áramkör, szerkezet kallódik a lomtárakban, jelezve egy-egy sikertelen építési kísérletet. A legbiztonságosabb áramkörök sem működnek teljesen egyformán mindenkinél, az egyedi kivitelezési különbségek miatt.

Éppen az utánépítés megkönnyítésére ismertettünk számos nyomtatott áramköri kártyát, beültetést, egyes esetekben konkrét huzalozási rajzot is. A 41. ábrán – az Olvasók kívánságára – ismertetjük a Quad 405-ös erősítő huzalozási elrendezését, mint iskolapéldát az egyszerűnek tűnő feladat bonyolult, ugyanakkor mégis *logikus és egyszerű* megoldását.

Kövessük végig az ábra alapján a felépítést és azokat a szempontokat, amelyeket figyelembe kell vennünk egy erősítő megépítése során. Induljunk ki a hálózati transzformátorról. Konstrukciója talán legkevésbé kritikus, csupán az alapvető adatokra kell ügyelni: megfelelő teljesítményű vason, kellő keresztmetszetű huzalból álló, számított és terhelés m. alatt is ellenőrzött menetszámú, feszültség-ekercseléssel legyen ellátva. Ez rutinfeladat a haladó amatőr számára. Nem mindegy viszont az egyenirányító és az esetleges stabilizált tápegység bekötési módja. Feltétlenül a pufferekkel legyen a készülék terhelési középpontja, vagyis: vezessük a puffereket

a szekunder váltófeszültségeket az egyenirányítón keresztül és minden további elemző vezeték a pufferekről menjen tovább. Ha két erősítőnk van (vagy akár négy is), azokat külön-külön vezetékkel kössük rá a pufferekra. A pufferek hideg pontja képezi a tápegység leghidegebb pontját, ezért itt földeljük a sasszihoz az egyenirányító-tápegység-stabilizátor rendszert.

Itt kell megjegyezni, hogy igen kevés áramkör igényel külön (nagyáramú) stabilizált tépfeszültségforrást. Általában minden áramkörben van olyan kapcsolási részlet, ami meggátolja a tápvezetéken keresztüli összegerjedést; ez majdnem mindig tápfeszültség-változás iránti érzéketlenséget is eredményez. Így a stabilizált tápegység beépítése csak munkatöbbletet és alkatrész-többletet eredményez, minimális előnyök felmutatása mellett.

A teljesítményerősítő kimenetén rendszerint hangszóró található. Ennek hideg pontját viszont nem mindegy, hova kötjük, a jelentős áramkivétel miatt. Legcél- szerűbb csatlakoztatási pontja a tápegy-

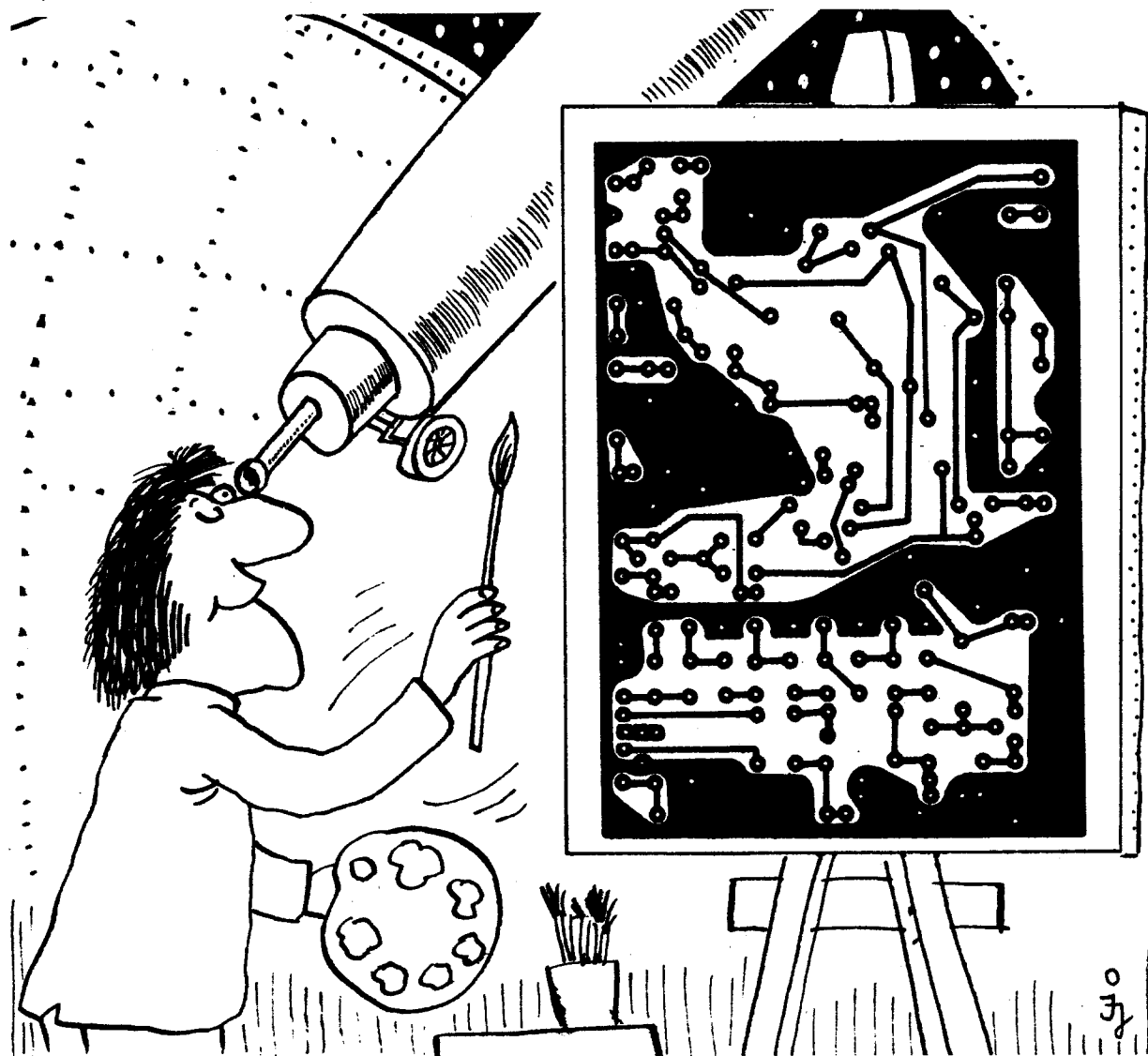
ség/pufferek hidegpontja, amint ezt az ábra is mutatja. A teljesítményerősítő bemenetére többnyire árnyékolt (vagy legalábbis kéterű) huzallal csatlakozunk. Ennek hidegpontja viszont igen kritikus, nem köthető minden további nélkül a sasszira.

Két megoldás terjedt el. Az egyik megoldás az, hogy a bemeneti árnyékolt vezeték harisnyáját csak az erősítőpanel (NYÁK) bemeneti hidegpontjára kötjük, de a sasszira nem! Ekkor a bemeneti ötpólusú csatlakozó fémhurája a sasszin van, de a foglalat 2. lába, mint hidegpont nincs lekötvé oda. Ehhez kötjük a csatlakozó kábel harisnyáját. Ilyen megoldást láthatunk egyébként az 5. ábrán.

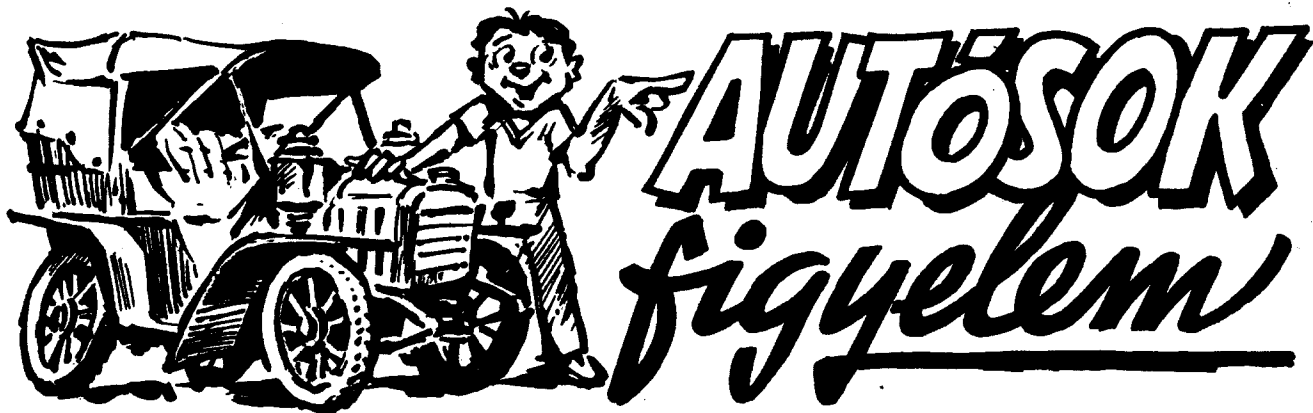
A másik helyes kivitelnél az erősítő eleje is, vége is a sasszira van kötve (pl. Quad 303 és 405). Ekkor azonban fel kell vágnunk valamilyen úton a NYÁK belsejében haladó földvezetékét a földhurok elkerülésére. Ha ugyanis az erősítő eleje-vége között két úton is (vezetékezéssel, nyomtatással) vezetjük a hideg ágat, az így keletkező igen kis ellenállású hurokban a hálózati

tráfó szórt mezője jelentős áramot indukál, ami természetesen bejut az erősítő bemenetére. A Quad 303-as és 405-ös erősítőben a hurkot egy 2,2 ohmos ellenállás vágja fel a NYÁK-on, míg más erősítőkben (pl. Hitachi HA-5300) pl. 10-100 nF-os kondenzátorral szokásos megoldani ugyanezt. Mindkét esetben a hurok ellenállása már olyan nagy 50 Hz-en, hogy nem alakul ki számottevő áramerősség.

Különösen előerősítőknél gyakori, hogy a bemeneti és csupán a NYÁK-on földelt végű árnyékolt kábel (pl. az 5. ábra) antennaként működik és az erősítő hajlamos a kábel hosszától függően valamilyen rövidhullámú adóállomás vételére. Ennek megakadályozására célszerű az ilyen - egyik végén földelt árnyékolt - kábelt a bemenetnél 1-10 nF-os kondenzátorral hidegíteni úgy, hogy az árnyékolóharisnyát kötjük össze a bemeneti csatlakozó fémházával a kondenzátor segítségével. Ez nagyfrekvenciás rövidzárat ad, de a földhurok számára szakadás.



Modell...



Kisvölcsy András okl. vill. mérnök

Idén ismét jelentkező autósoknak szóló összeállításunkkal. Az autó-elektronika témái ugyanis – mint azt a szerkesztőségünkbe érkező számos levél és információkérő telefonhívás bizonyítja – változatlanul népszerűek, és nemcsak az autós barkácsolók, hanem azok között is, akik a leírt megoldásokat, áramkörti ötleteket más területen kívánják hasznosítani. Ezek az áramkörök ugyanis – néhányuk kivételével – igen „rugalmasak”, a gépkocsin kívül egyéb célokra is – pl. a háztartás területén is – jól alkalmazhatók. Most közölt kapcsolásgyűjteményünk jelentős részét szocialista országokban megjelenő amatőr és barkács-folyóiratokban megjelent közlemények alapján állítottuk össze, mivel mostanában ezekben a lapokban igen sok ilyen tárgyú közlemény jelenik meg. Ez arra utal, hogy ezekben az országokban – így nálunk is – az autó-elektronikai berendezések készítése, alkalmazása „feljövőben” van (már csak emiatt is figyelmet kell fordítanunk e témákra). A nyugati országokban viszont a gyári készítésű autó-elektronikai berendezések terjednek, már szériakocsik szabványos alkatrészeiként. Az ismertett berendezésekről, áramkörökről további részleteket tudhatunk meg a már

hivatkozott folyóiratok (Amaterske Radio, Sdelovaci Technika, Radioelektronik, Tehnum, Radio-Amater, Radio Fernsehen Elektronik, Funkamateure, Funk-schau, Elektor, Wireless World és Practical Wireless) 1981-es évfolyamaiban megjelent közleményeiből (néhány 1980-ban, ill. 1982-ben megjelent cikket is felhasználunk). Az ismertett autós kapcsolások nagy része integrált áramkörös, igen sok közülük modern CMOS IC-kkel épült meg. Az ilyen kapcsolások tanulmányozása az újabb technológiájú integrált áramkörök alkalmazástechnikájának elsajátítását is segítheti. Áramköreinket igyekeztünk a legnagyobb érdeklődésre számot tartóak közül kiválogatni, melyek tanulmányozásához a jól használható berendezések elkészítéséhez és használatához szerkesztőségünk is sok sikert kíván.

Autórádiók kiegészítő berendezései

Az autórádiók ma már nem számítanak luxuscikknek – széles választékban és aránylag alacsony árakon a kereskedelem sokféle típust kínál. Nagyon sok autóban

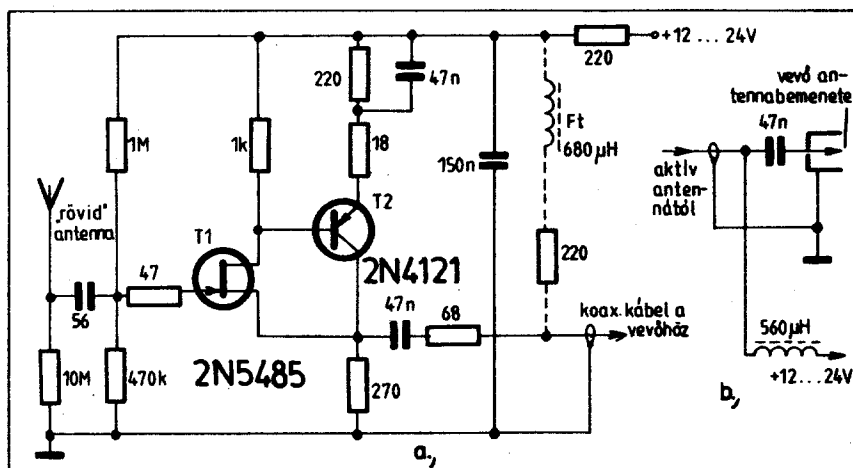
található rádió, különösen azóta, amióta megszüntették az autórádiók előfizetési díját. A rádióon kívül sokan kazettás magnót, hordozható TV-készüléket is üzemeltetnek a gépkocsiban – a CB-tulajdonosokról most nem is beszélve. Az autóban használható „híradástechnikai berendezések” kedvelőinek a továbbiakban néhány kiegészítő áramkör leírását ismertetjük.

Az 1. ábrán egy ún. *aktív autóantenna* kapcsolási rajzát láthatjuk. Az aktív antenna lényegében egy igen rövid botantennával egybeépített erősítő fokozat. Előnye a kis méret: 20–30 cm hosszú kis rúd, esetleg a szélvédőre ragasztott fóliacsík vagy huzaldarab is lehet. Az aktív antenna erősítőjét mindig közvetlenül az antenna mellé kell szerelni, hogy a lehető legrövidebb huzallal csatlakozzon hozzá. Ragasztott fóliacsík esetén célszerűen pl. a kárpitozás alá szerelhetjük, a szélvédő mellé. Egyes megoldásoknál az antennát a gépkocsi fémtestétől elszigetelt visszapiillantó tükörnek képezik ki, az erősítőt pedig a tükör fémburkolata takarja.

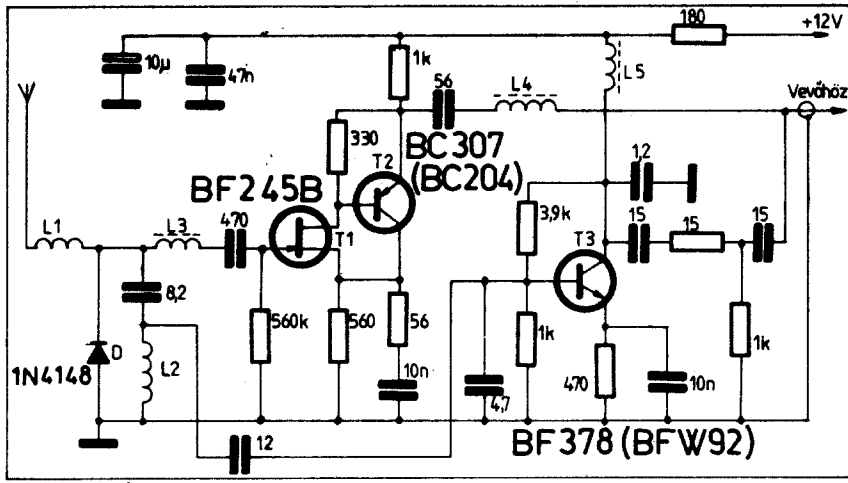
A rövid antenna hátránya, hogy kis antennajelét szolgáltat, amelyet a rádióhoz vezető kábel kapacitása még le is oszt, még abban az esetben is, ha speciális, kiskapacitású, ún. autóantenna-kábelt használunk. A zaj- és impedanciaviszonyok javítása céljából ezért feltétlenül antennával egybeépített erősítőt kell használnunk, még akkor is, ha ez csupán – mint esetünkben is – csak impedanciát illeszt.

Az 1. ábrán látható erősítő – noha a T_2 kollektorából csatlakozik ki a jelet – egyetlen emitterkövető fokozatnak tekinthető, ezért feszültséget nem erősít. A T_1 FET és a T_2 szilícium pnp-tranzisztor ugyanis „kompozit”-Darlington kapcsolásban üzemelnek, ezért a T_2 kollektora tekinthető a „szuper-emitterkövető” emitterének. A kapcsolás áramerősítése igen nagy. Bemenő impedanciája az előzőknek megfelelően nagy (nem terheli a rövid antennát), kimenő impedanciája pedig kicsi, így hosszú kábelterhelést is elvisel. A kis kimenő impedancia miatt nem szükséges a speciális autóantenna-kábel használata, közönséges 50–75 Ω -os koaxiális kábellel csatlakozhatunk az autórádióhoz.

A szélessávú antennaerősítő az AM-rádiósávok (500 kHz – 30 MHz) vételére



1. ábra. Aktív autóantenna



2. ábra. Szélessávú antennaerősítő

készült. Áramfelvétele a tápfeszültségtől függően 10–20 mA. Tápellátása a hozzávezető koaxiális kábelben keresztül is történhet (az 1b ábra szerint). Ebben az esetben az ábra szaggatott vonallal jelölt rajzrészletét kell figyelembe venni, a beiktatott $680 \mu\text{H}$ -s fojtótekerccsel. A távtáplálásra akkor lehet szükség, ha erősítőnket nem gépkocsiban, hanem egyéb célokra, helyhez kötötten kívánjuk használni (pl. rövid botantenna illesztése központi antenna hálózatához).

A bemeneten levő $10 \text{ M}\Omega$ -os ellenállás az antenna sztatikus feltöltődéséből adódó esetleges zavaró sercegéseket küszöböli ki. Az erősítő félvezetőinek megfelelő kiváltó típusok pl. BF 245 és BF 237 stb.

Az aktív antenna erősítőjét nyomtatott áramkörös kivitelben célszerű elkészíteni és jól záródó (pl. ónozott finomlemezből készült) árnyékoló dobozba kell zárni. Ugyanez mondható el a 2. ábrán látható rajz áramkörére is, amely szintén autórádióhoz készült antennaerősítőt ábrázol.

Ez az antennaerősítő valamivel bonyolultabb felépítésű, mint az előzőekben tárgyalt készülék, azonban ez nemcsak az AM-sávok, hanem az URH-sáv vételéhez is alkalmas, ezenkívül némi feszültségerősítéssel is rendelkezik.

Az antennaerősítő bemeneten aluláteresztő-felüláteresztő szűrőkombinációt találhatunk (L_1 , L_3 és a megfelelő kondenzátorok), melyeknek segítségével a vett jelek útja kettéágazik. Az aluláteresztő szűrő az AM-sáv adóinak antennajelét (30 MHz alatt) a T_1 – T_2 tranzistorból álló erősítő fokozatra továbbítja. Az URH-sáv magasabb frekvenciájú jelei a másik szélessávú erősítőre jutnak a felüláteresztő szűrőn át. Ez a fokozat a T_3 tranzisztorral épült fel. A két erősítő kimenetén a jelek (ismét egyszerű szűrőkön keresztül) összegződnek és a vevőt az erősítővel összekötő antennakábelre jutnak. Az antennaerősítő kis kimeneti és (AM-sávokon) nagy bemeneti impedanciával rendelkezik, így a rövid antenna jelét megfelelő impedancia-

viszonyok mellett juttatja el a vevő antennabemenetére.

Az antennaerősítő fogyasztása kb. 10 mA. A tápfeszültség-ellátást célszerű az autórádió bekapcsolójáról biztosítani. Az erősítőt a szokásos autóantenna-kábellel köthetjük össze az autórádióval.

Az erősítő tekercsadatai: $L_1 = 16$ menet $\varnothing 0,8$ mm-es CuL huzalból; 15 mm hosszú, 4 mm-es belső átmérőjű légmagos tekercs. Az L_2 légmagos tekercs is azonos belső átmérőjű készült, de 8 menetes, $\varnothing 0,6$ mm-es CuZ huzalból (kb. 6 mm hosszú legyen). Az L_3 , L_4 és L_5 vasmagos fojtók azonos kivitelűek: $\varnothing 3 \times 12$ mm-es ferrit „ceruzabél”-magra 20 menetet kell csévélni, $\varnothing 0,3$ mm-es CuZ huzalból.

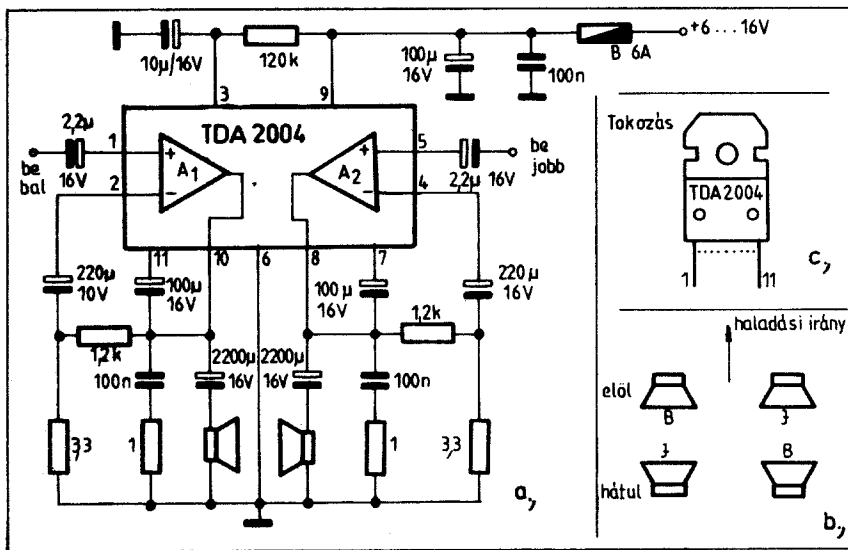
Autórádióinkat vagy kazettás lejátszóinkat jóminőségű, nagyteljesítményű sztereó végfokozattal egészíthetjük ki. Az SGS-ATES gyártmányú sztereó teljesítményerősítő fokozatot tartalmazó integrált áramkör megfelelő teljesítmény leadására képes, amely még zajos környezet (forgalom vagy nagy sebesség) esetén is elegendő a gépkocsi hangszóróinak megfelelő hangerejéhez.

A sztereó erősítő kapcsolási rajzát a 3. ábrán láthatjuk. A 11 lábú, hűtőfelülettel ellátott integrált áramkör két teljesen azonos felépítésű sztereó erősítőt és végfokozatot tartalmaz, a kapcsolási rajz is ennek megfelelően szimmetrikus. Az áramkör kimenő teljesítménye a szokásos 14,4 V akkumulátor-feszültség esetén (járó motor) 4Ω -os hangszórókkal $2 \times 6,5 \text{ W}$. Az IC 2 Ω -os hangszóró-terhelés esetén sem hibásodik meg a rajzon megadott tápfeszültségeken. A kisebb impedanciájú hangszóróval a teljesítmény természetesen nagyobb: $14,4 \text{ V}$ esetén kb. 10 W. A 2 Ω -os terhelést célszerűen 2 db 4 Ω -os hangszóró párhuzamos kapcsolásával realizálhatjuk, ekkor a gépkocsiban 4 db hangszórót használhatunk, a „gépkocsi-sztereó” kialakult gyakorlatának megfelelően a hátsó hangszórókat keresztbe kötve, mint ahogy azt a 3b ábra mutatja.

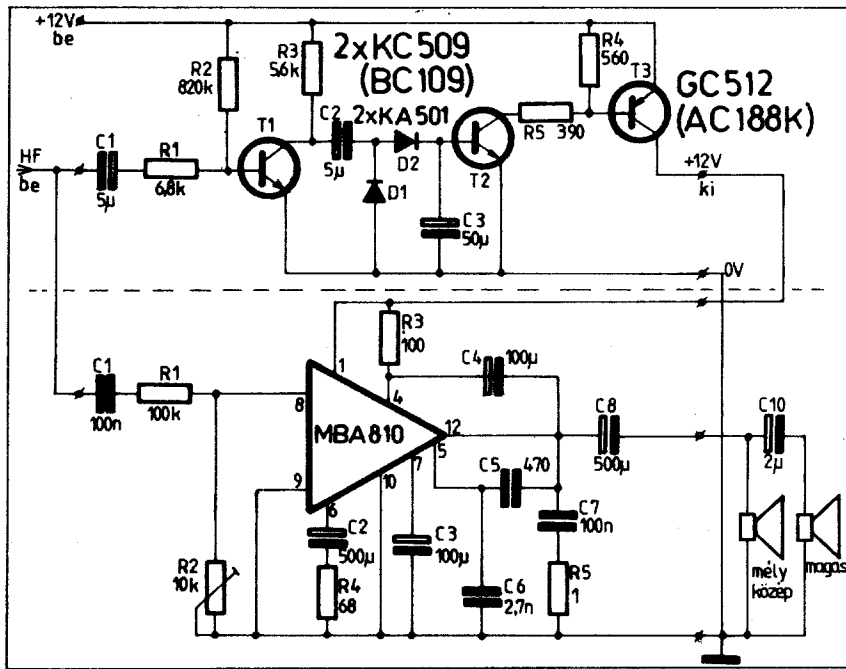
A teljesítmény-adatok 10% torzítás mellett érvényesek. Normális hallgatási szint, kisebb teljesítmény mellett a torzítás alacsony (pl. $2 \times 6 \text{ W}$ esetén, 2 Ω -os terhelésnél a torzítás 0,3%-osnál kisebb). A sztereó erősítő érzékenységét, erősítését gyakorlatilag a negatív visszacsatoló lánc, az 1,2 k Ω -os és a 3,3 Ω -os ellenállások aránya határozza meg. Az érzékenységet e tagok változtatásával más értékre is beállíthatjuk. Az ábrán megadott alkatrészekkel az erősítés kb. 50 dB, a teljes kivezérléshez tartozó bemeneti érzékenység kb. 15 mV. Az IC bemenő ellenállása kb. 100 k Ω . Ha a bemeneten hangerőszabályozó potenciométert alkalmazunk, ennek ellenállása $2 \times 50 \text{ k}\Omega$ legyen.

Az erősítő frekvenciamenetének 3 dB-es pontjai 40 Hz-nél és 16 kHz-nél vannak. Az integrált áramkör bekötését a 3c ábrán láthatjuk. A tokozás fém-hűtőlapját megfelelő nagyobb méretű hűtőfelülethez kell csavarozni, melynek hőellenállása max. 4 K/W értékű lehet.

Szintén autórádióink, magnónk hangerejének növelésével szolgál az az „aktív



3. ábra. 2 x 10 W-os sztereó erősítő autórádióhoz



4. ábra. Aktív hangdoboz áramköre

hangdoboz”, melynek kapcsolási rajza a 4. ábrán szerepel. (A hangerő növelésére egyébként gyakran szükség van, mert egyes autórádiók hangereje – országúton, nagyobb sebességnél – sokszor nem elégséges a nagy sebességből adódó karrosszeria- és egyéb zajok miatt.)

Az aktív hangdoboz lényegében egy megfelelő teljesítményű, jómínőségű erősítő, amely a hangszóró dobozában foglal helyet. Az ábrán látható megoldásnál az integrált áramkörös erősítő állandóan az akkumulátor-feszültségre van kapcsolva, külön ki-be kapcsolója nincs. „Hangmen-

tes” állapotban ugyanis (vezérlés nélkül) fogyasztása minimális.

A kapcsolás csehszlovák gyártmányú félvezetőkkal készült, azonban minden további nélkül hazai alkatrészekkel is megépíthető, mint azt az ábrán is jeleztük (az MBA 810 megfelelője a TBA 810 integrált áramkör). Az aktív hangdoboz áramköre lényegében két különálló részre tagozódik: az MBA 810-zel felépített hangfrekvenciás erősítőre (az ábra alsó részén), valamint az erősítő tápellátását biztosító „kapcsoló” fokozatra (felül). Az erősítő és a kapcsoló fokozat különálló nyomtatott lapokon foglalnak helyet, amelyek a hangszóródoboz belsejében nyertek felerősítést. Az erősítő nyomtatott lapjának rajzát az alkatrészek beültetésével az 5. ábra, míg a kapcsoló fokozatát a 6. ábra mutatja.

Nyugalmi állapotban, amikor a hangfrekvenciás bemeneti pontra nem kerül bemenő jel, a T₂ tranzistor árammentes, így a T₃ sem tud vezetni. Miután az IC-s erősítő a T₃ tranzisztoron keresztül kapja a pozitív tápfeszültséget, így az erősítő is kikapcsolt állapotban van. Ha a bemenetre vezérlő hangfrekvenciás jel került, ezt a nagy erősítésű, T₁ tranzisztorral felépített fokozat felerősíti, kollektoráról pedig a jel a D₁-D₂-C₂-C₃ elemekből álló feszültségkétszerező egyenirányítóra kerül. Az egyenirányító által szabályozott pozitív feszültség (a C₃ kondenzátoron) kinyitja a T₂ tranzisztor, amely nyitó bázisáramot szolgáltat a T₃ tranzisztornak is. A hangfrekvenciás jel tartama alatt így telítésben tartott T₃ tranzisztor tápáramot szolgáltat az erősítőnek. A kapcsoló fokozat beszédközvetítés alatt sem kapcsol ki a szünetekben, mert a bemenő jel megszűnése után a C₃ kondenzátor még egy ideig megtartja a töltését.

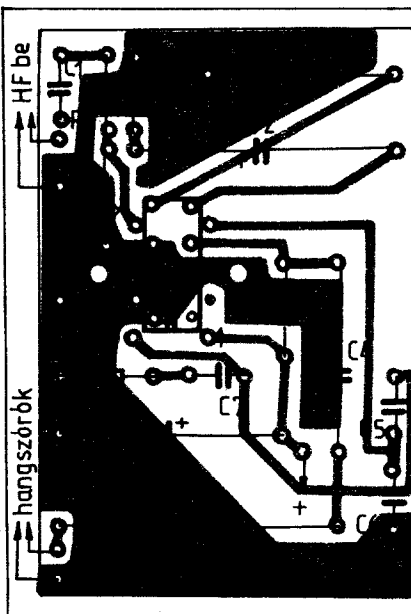
Az aktív hangdoboz kimenő teljesítménye 14,4 V akkumulátor-feszültségnél, 4

ohmos hangszóróval min. 4,5 W. Bemeneti érzékenységét az R₂ trimmer-potenciométerrel lehet beállítani. A kapcsoló fokozat már kb. 15 mV-os szintű bemenő jelre bekapcsolja az erősítőt. Az eredeti kapcsolásban külön magashangú hangszórót is alkalmaztak a hangdobozban (TESLA ARZ 389 típus a mélyebb, ARV 081 a magas hangokra). Az erősítő frekvenciakimenele 60 Hz...18 kHz ± 1,5 dB. A nyugalmi áramfelvétel 1,6 mA, maximális áramfelvétele pedig 0,65 A. A megépített aktív hangdoboz bemenetét árnyékolt kábellel kell csatlakoztunk.

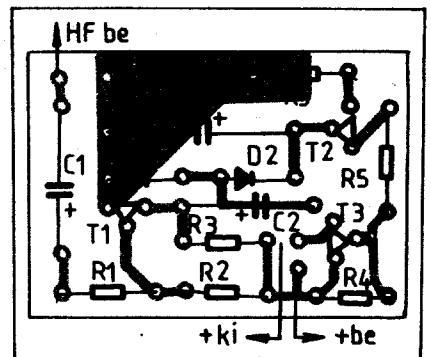
A 6 V-os akkumulátor-feszültségű gépkocsik tulajdonosainak örök problémája, hogy a legtöbb gépkocsiban üzemeltethető fogyasztó 12 V-os névleges feszültségre készült. Ezért azután nem tudják üzemeltetni a kiválasztott autórádiót, magnót vagy esetleg CB-készüléket, TV-vevőt. Az ilyen gondokon segíthet az a feszültségkétszerező berendezés, amelynek kapcsolási rajza a 7. ábrán látható. A készülék 6 V-os akkumulátor-feszültségből névleges 12 V-ot állít elő, néhány száz mA-es áramterhelhetőség mellett. Az alábbiakban leírt működési elv alapján azonban – az alkatrészek cseréjével – nagyobb teljesítményre is megépíthetjük.

A kapcsolás két integrált áramköre, az SGS-ATES gyártmányú, TDA 2002 típusú hangfrekvenciás teljesítmény-IC-k, lényegében stabil multivibrátor áramkört alkotnak az R₁, R₂, R₃, R₄, C₃ és C₇ alkatrészek segítségével. A multivibrátor frekvenciája kb. 4–6 kHz, a terheléstől függően. Működésmódjából következők, hogy a rezgési frekvencia ütemében az IC-k kimeneti pontjai (4) felváltva vagy közel a teljes bemenő tápfeszültségre (6 V-ra), vagy pedig testpotenciálra kapcsolódnak, ellenütemben. Lényegében tehát az IC-k felváltva, ellenütemben működő váltókapcsolóknak tekinthetők, amelyek néhány kHz-es frekvenciával a 4-os pontokat testre, vagy pozitív feszültségre kapcsolják.

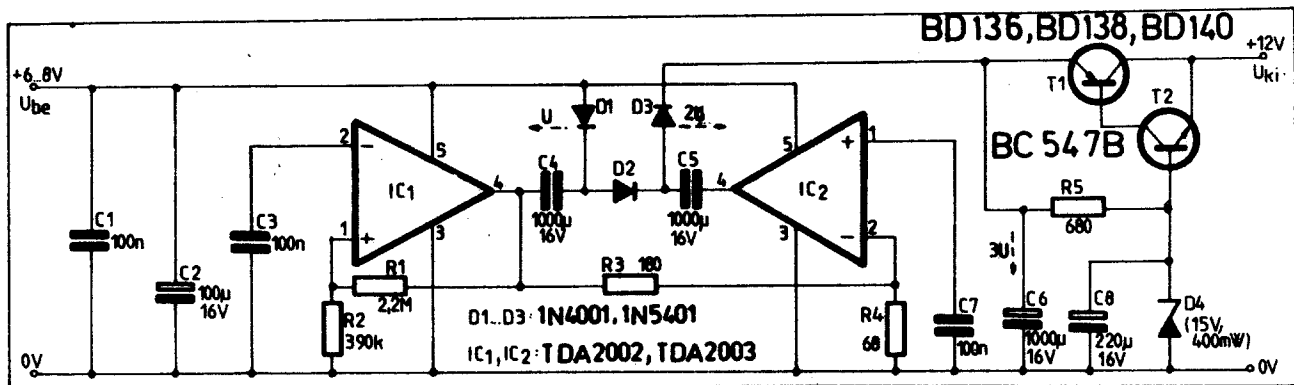
Az integrált áramkörök kimeneti pontjaira kötött D₁, D₂, D₃ és C₄, C₅, C₆ alkatrészek feszültségháromszorozó kapcsolást alkotnak, melynek működése az előbbieken alapján a következő. Bekapcsolásnál a kondenzátorok töltetlenek. Tétellezzük fel, hogy a multivibrátor kapcsolási fázisa olyan, hogy IC₁ kimenete test-, míg IC₂-é



5. ábra. A hangerősítő nyomtatott áramkörének rajza (alkatrészoldal, M = 1:1)



6. ábra. A kapcsoló fokozat NYÁK-terve (alkatrészoldal, M = 1:1)



7. ábra. 6/12 V-os egyenfeszültségű átalakító integrált áramkörökkel

pozitív, 6 V-os potenciál. Ekkor a C_4 kondenzátor a D_1 diódán keresztül 6 V-ra, a C_6 pedig a D_1 - D_2 - D_3 diódákon át szintén 6 V-ra töltődik, a C_5 töltetlen marad. A következő multivibrátor-periódusban az IC-k kimenete előjelet vált. Ekkor a D_1 dióda lezár (C_4 töltése lezárva tartja) és a bal oldali IC kimenetén megjelenő 6 V-os tápfeszültség, a C_4 6 V-os feszültségéhez hozzáadódva, a D_2 diódán át feltölti a C_5 kondenzátort, melynek jobb oldali fegyverzete most testre kapcsolódik. (Terheletlen esetben néhány periódus alatt a C_5 feszültsége így névlegesen 12 V lesz). Hasonló módon tovább töltődik kétszeres feszültségre a C_6 kondenzátor is, a D_2 és D_3 diódákon át (l. az ábrán szaggatott vonallal bejelölt feszültségirányokat).

A következő időpillanatban az IC-k kimenete ismét átbillen. Ekkor C_4 ismét 6 V-ra töltődik, pótolva az áttöltődéséknél elvesztett töltését, D_2 lezár, a kétszeres feszültségre töltött C_5 kondenzátor feszültségéhez pedig hozzáadódik a 6 V-os tápfeszültség az IC₂ kimeneti pontján keresztül, így a C_6 kondenzátor most – néhány perióduson belül – háromszoros tápfeszültségre fog feltöltődni a D_3 diódán át. Terheletlen esetben tehát a C_4 kondenzátor elvileg 6 V-ra, a C_5 12 V-ra a C_6 pedig 18 V-ra töltődik. Ha az egyenirányítót terheljük, a feszültség természetesen esni fog, de normál autórádió-terheléseknél még így is elegendő lesz a kimeneti 14,4 V biztosításához (ennyi a 12 V-os gépkocsik hálózati feszültsége jól töltött akku, jól beállított feszültségszabályozó és járó motor esetén).

A feszültségháromszorozó kimeneti feszültségét egyszerű kompozit-Darlington emitterkövetős áteresztő tranzisztoros stabilizátor tartja állandó értéken. A kompozit-fokozat előnye, hogy csak egy db bázis-emitter nyitófeszültség-értékkel különbözik a kimenő feszültség a referencia-feszültségtől. Ez utóbbit jelen esetben a 15 V-os Zener-dióda képviseli. A stabilizátorra a feszültség állandósítása mellett szűrési okokból is szükség van, mert a 4–6 kHz-es kapcsolójel szűrletlenség esetén rádiózavarokat is okozhat.

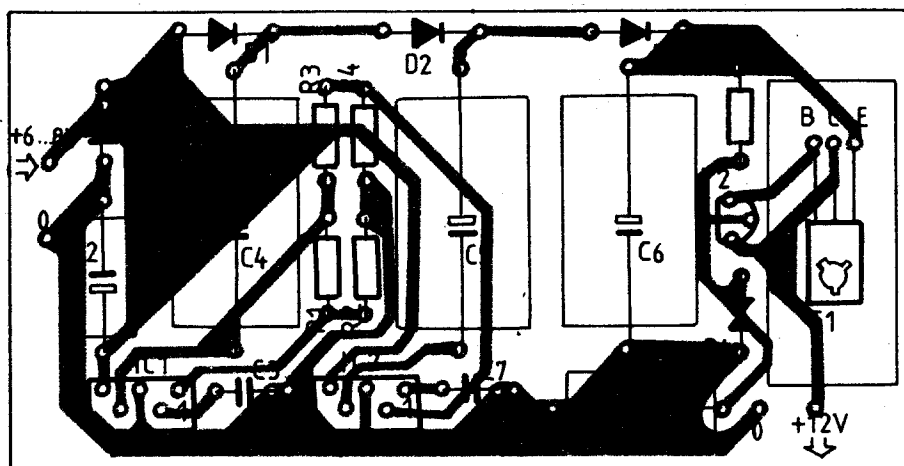
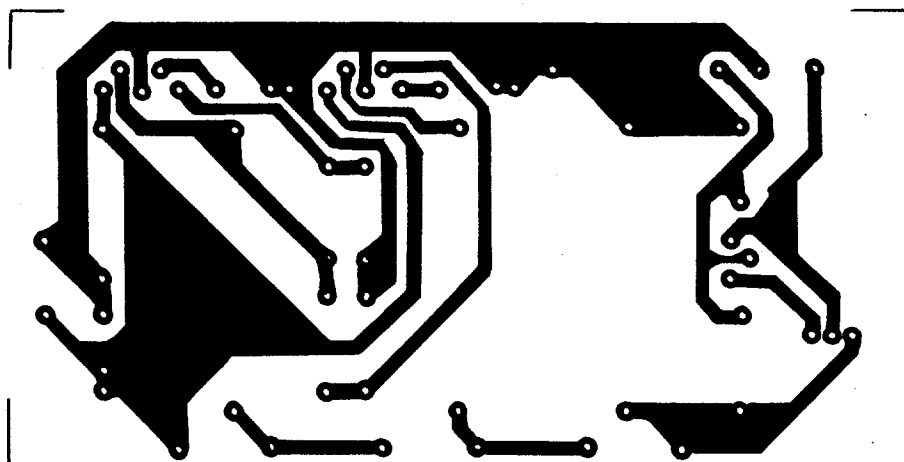
A 6/12 V-os átalakítót nyomtatott áramkörös kivitelben célszerű elkészíteni. A nyomtatott lap rajzát az alkatrészek beültetésével a 8. ábrán láthatjuk. A T_1 tran-

zisztort, valamint az integrált áramköröket kisméretű hűtőlapra kell szerelni.

Sokszor az a követelmény, hogy a 12 V-os gépkocsiban a kisebb feszültségű táskarádiókat vagy hordozható magnókat szeretnénk üzemeltetni. Régebben erre a célra ellenállásos – Zener-diódás adaptereket használtak, amelyek terhelés nélkül is melegedtek. A problémát egyszerűbben és elegánsabban oldhatjuk meg a ma már

könnyen beszerezhető „háromlábú” feszültségstabilizátor-IC-k valamelyik típusának alkalmazásával, amely egyúttal kitűnő szűrést is biztosít a tápfeszültség-vezetéken érkező rádiózavarok ellen.

A táskarádiók leggyakoribb tápfeszültsége 6; 7,5 esetleg 9 V. 6 V-os feszültségstabilizátorra mutat példát a 9. ábra áramkörre. Azért 5 V-os feszültségstabilizátorral építettük meg, mert ez a legközönsége-



8. ábra. A 6/12 V-os feszültségátalakító 1:1 méretarányú nyomtatott áramköre (alkatrészoldal)

sebb, legkönnyebben beszerezhető tápegység-IC ebben a sorozatban (a +5 V a TTL-IC-k jellemző tápfeszültsége). A 7805-ös IC közös kivezetését 2 db dióda nyitófeszültségével a testhez képest megemeltük, ezt a feszültséget (a stabilitás némi romlásával) az IC kimenőpontjának feszültsége is követi. Ha 7806-os (6 V-os) tápegység-IC-t tudunk beszerezni, a diódák természetesen feleslegesek. Ez esetben, ha integrált áramkörünk TO-3-as tokozású, az IC-t szigetletlenül erősíthetjük fel a gépkocsi testlemezére. Az integrált áramkörűt ugyanis hűteni kell. Túlterhelés esetén (pl. hűtőfelület nélkül) sem megy azonban tönkre, mert belső hővédelemmel rendelkezik. Már kisebb hűtőfelülettel is biztonságosan legalább 1 A-rel terhelhető.

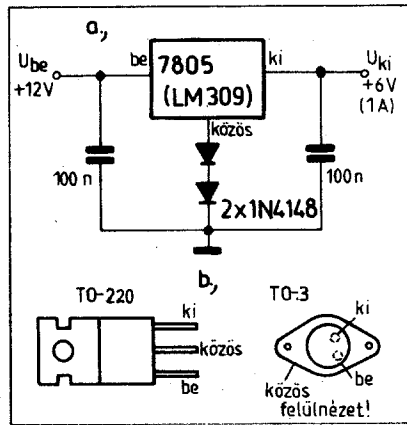
7,5 V-os tápfeszültség-szükséglet esetén célszerű 7808-as típusú IC-t alkalmazni, a kis túlfeszültség a legtöbb készülékre nem ártalmas. Ha 9 V-ra van szükségünk, a 9. ábrán látható kapcsolás mintájára szintén 7808-as IC-t használhatunk, 2 dióda beiktatásával.

Gyári kapcsolások

Szokásunk szerint bemutatunk néhány autósok számára készült gyári készítésű berendezés, készülék kapcsolási rajzát is. A gyári rajzok közlése elsősorban a szervizelőknek, javítóknak hasznos, de esetleg utánépítési célokra is alkalmas lehet.

Elsőnek egy 6/12 V-os gyári készítésű *transzverter*-berendezést mutatunk be (10. ábra). A lengyel gyártmányú, SPT-1 típusú készülék hasonló célokat szolgálhat, mint azt az előző részben leírtuk. A transzverter nálunk nem volt kereskedelmi forgalomban, de feltehetően turistabeszerezések útján elég sok üzemel belőle itthon is. Az átalakító 6 V-os tápfeszültségből névleges 12 V-ot állít elő (12,8 V-ot), 400 mA-es terhelőáram mellett.

A készülék mérete 100 × 64 × 42 mm. A lengyel gyártmányú BCP sorozatú tranzisztorok megfelelő kisteljesítményű szilícium-planár npn, ill. pnp tranzisztorokkal



9. ábra. Egyszerű tápegység táskarádióhoz

helyettesíthetők. A Zener-dióda kisteljesítményű 13 V-os típus, a D₁-D₈ diódák kisfeszültségű, 300 mA-es típusok.

Ez a készülék is feszültségháromszorzóval működik, hasonlóan a 7. ábra kapcsolásához. A T₄ és T₅ tranzisztorok egyszerű astabil multivibrátor kapcsolást alkotnak. A felváltva lezáró-vezető tranzisztorok a T₁ és T₂ tranzisztorokból álló ellenütemű kapcsoló fokozatot vezérlik, mégpedig úgy, hogy a T₄ tranzisztor kollektorárama nyitja ki a T₁-es és a T₅ kollektorárama pedig a T₂ tranziszort. A T₁ és T₂ tranzisztorok így ellenütemben felváltva nyitnak-zárnak, a vezérlő astabil multivibrátor periódusidejének megfelelően.

A kapcsoló fokozatot a D₁-D₈ diódák-ból és a C₄-C₇ kondenzátorokból álló feszültségháromszorzó követi, melynek működése az alábbi. Tételizzük fel, hogy a bekapcsolás pillanatában T₂ vezet, T₁ pedig zár. Ekkor a kapcsoló fokozat kimeneti A pontjának feszültsége testpotenciál, ennek megfelelően a C₄, C₅, C₆ és C₇ kondenzátorok a névleges 6 V-ra töltődnek a diódákon keresztül. Ha a multivibrátor átbillen, a T₁ tranzisztor kinyit, T₂ pedig le-

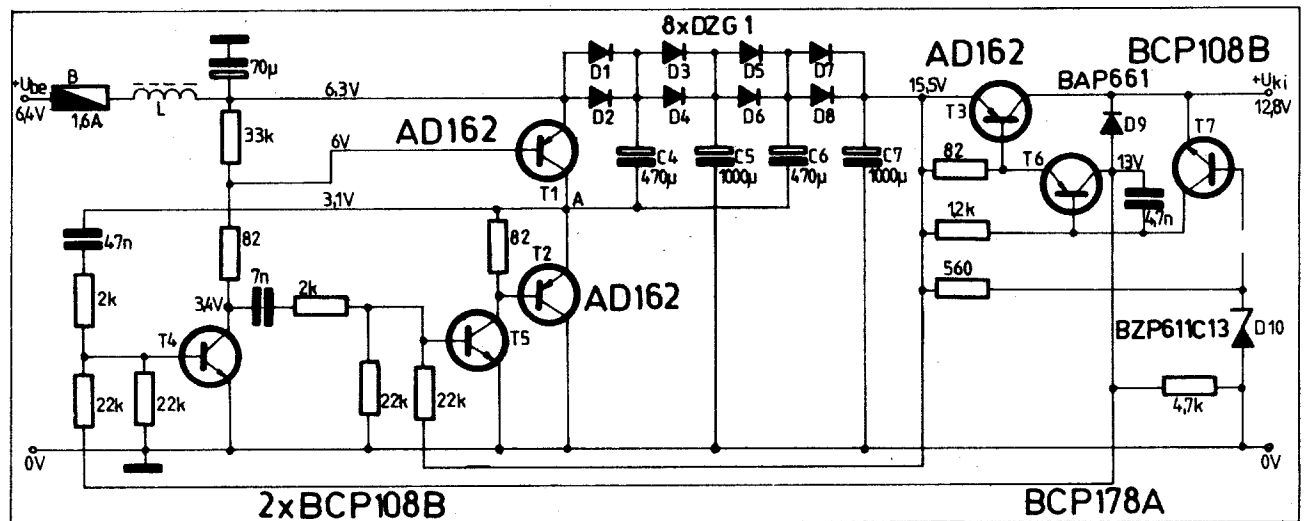
zár, az A pont feszültsége most a testhez képest +6 V lesz. Ez a feszültség hozzáadódik a feltöltött C₄ és C₆ kondenzátorok feszültségéhez és a D₃-D₄ ill. D₇-D₈ diódákon keresztül feltöltik a C₅ és C₇ kondenzátorokat (néhány periódus után elvileg kétszeres feszültségre). A D₁-D₂ diódák eközben zárva vannak. A következő időpillanatban ismét a T₂ tranzisztor fog vezetni és T₁ zárni. Ekkor a D₁ és D₂ diódák kinyitnak, a C₄ kondenzátor ismét teljesen feltöltődik 6 V-ra, a C₅ kondenzátor töltése pedig – a nyitott D₅-D₆ alkatrészekon keresztül áttöltődve a C₆-ba – ez utóbbit (néhány periódus után) elvileg kétszeres feszültségre tölti. A D₃-D₄ és D₇-D₈ diódák most zárva vannak. A soron következő kapcsolási periódusban pedig – amikor az A pont feszültsége ismét +6 V-ra ugrik – ez a feszültség hozzáadódva a C₄ kondenzátor névleges 6 V-os és a C₆ kondenzátor névleges 12 V-os feszültségéhez, a C₅ kondenzátort a bemenő feszültség kétszeresére, a C₇-et pedig a háromszorosára tölti. Terheletlen esetben tehát (a diódák és a kapcsoló veszteségeinek elhanyagolása esetén) a C₅ kondenzátoron 12 V-ot, a C₇ kondenzátoron pedig 18 V-ot mérhetünk a testhez képest.

A kapcsolási rajzon néhány feszültségértéket is feltüntettünk, 150 mA-es közepes kimeneti terhelés esetén. Látható, hogy a feszültségháromszorzó kimenő feszültsége 15 V-nál nagyobb.

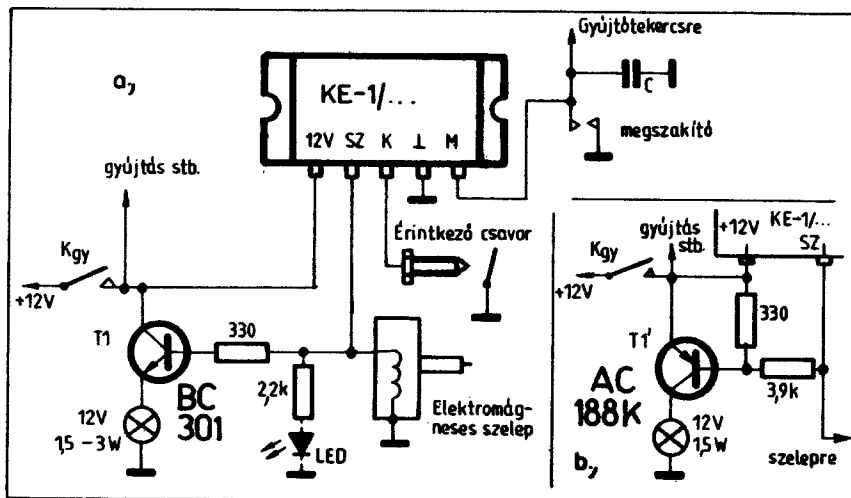
A háromszorzót egyszerűen kompozit-Darlingtonos emitterkövető kapcsolású áteresztő feszültségstabilizátor követi. A stabilizátor referencia-eleme a D₁₀ Zener-dióda, melynek feszültségét a kimenet néhány tízed volt különbséggel követi (T₃-T₆-T₇ egy kompozit-kapcsolású „szuper-emitterkövetőnek” fogható fel).

Az áramkör érdekessége, hogy további előstabilizálást jelent az astabil multivibrátor frekvenciájának (ill. kitöltési tényezőjének) változása. A multivibrátor bázis-ellenállásai ugyanis a kimeneti feszültségpontokra vannak kapcsolva.

Igen hasznos felszerelés az Egyesült Izzó Konverta gyáregysége által nagy sorozat-



10. ábra. Az SPT-1 típusú feszültségátalakító kapcsolási rajza



11. ábra. A KE-1 típusjelű benzinmegtakarító elektronika bekötése

ban gyártott KE-1 típusú elektronikus benzinmegtakarító készülék. A szerkezet négyütemű gépkocsi porlasztóinak szabályozására készült, azokhoz a típusokhoz, amelyek elektromágneses szeleppel ellátott üresjárati fűvókával rendelkeznek, vagy utólag elláthatók ilyennel (pl. az összes LADA-típusok, Dacia, Skoda stb.). A benzinmegtakarítót változó típusjelűekkel egységcsomag formájában forgalmazzák a különböző típusú gépkocsikhoz. Lényegében azonban mindegyik a KE-1 típusú, műanyag tokozású, műgyantával kiöntött és öt kivezetéssel ellátott áramkört tartalmazza, melynek bekötését a 11. ábrán láthatjuk.

A készülék elektronikája lényegileg úgy működik, hogy kényszerüresjárásban – motorfék-üzemben – elzárja az üresjárati benzin útját az elektromágneses alapjárati szelep segítségével. Alapjárati fordulatszám azonban kinyitja a szelepet, hogy a motor ne álljon le. A benzin motorfék-üzemben történő elzárása legalább 2,5%, várható forgalomban pedig több mint 4% biztos üzemanyag-megtakarítást eredményez, a motornak nem árt, sőt csökkenti ennek kopását. Használata mérsékeli a levegőszennyezést, valamint növeli a motorfék hatékonyságát is.

A berendezés a kényszerüresjárat meglétét a K és M bemeneteinek segítségével érzékeli, éspedig a motor fordulatszámát a megszakítóról származó impulzusok „számlálásával” (M), a gázpedál állását pedig a K bemenetre csatlakoztatott, a készülékhez mellékelte és a porlasztóba csavarható érintkező csavar segítségével. Ha a gázpedál nyugalmi helyzetben van (tehát motorfék-üzemben is), az érintkező csavar testre kapcsolja az áramkör K kivezetését.

Az áramkör kapcsolási frekvenciája 40–46 Hz. Ez azt jelenti, hogy négyütemű, négyhengeres motor esetén kb. 1200–1400-as percnkénti fordulatszámánál kikapcsolja az elektromágneses szelepet, azaz megszünteti az üresjárati benzinellátást. Ez alatt a fordulatszám alatt azonban bekapcsolva tartja a fűvókát, hogy a motor ne álljon le üresjárásban.

(Mindezeket a funkciókat csak akkor végzi, ha a gázpedál elengedett állásban van. Lenyomott gázpedálnál az üresjárati szelep állandó tápfeszültséget kap.)

A benzinmegtakarító bekötése az ábra szerint egyszerű. Ha a porlasztó rendelkezik elektromágneses szeleppel, ennek eddigi (a gyújtáskapcsolóra menő) vezetéket meg kell szakítani és a készüléken keresztül kell biztosítani a szelep tápfeszültségét. Új szelep beszerelése esetén a jelzett kivezetési pontok a gépkocsi villamos hálózatának megfelelő pontjaihoz kell kapcsolni, az ábra szerint, a mellékelt vezetékek segítségével. (Az ábrán – és a továbbiakban szereplő ábrákon is – K_{gy} -vel jelöljük a gyújtáskapcsolót.)

Az elektronikus egység mérete $10 \times 65 \times 22$ mm, tömege kb. 250 g. Névleges feszültsége 12 V, a nyugalmi áramfelvétel 20 mA. Az SZ kimenet terhelhetősége max. 200 mA.

A beszerelt benzinmegtakarító ellenőrzése céljából, de takarékosági okokból is célszerű kijelzeni a készülék működését, már ti. azt, hogy „éppen mikor takarít meg üzemanyagot”. Ez a kijelzés vezetéstechnikánkat is befolyásolhatja a takarékoság irányába. Miután a mágneses szelepet mű-

ködöttő SZ kimenet terhelhetősége csak 200 mA. ezt nem szabad a szelep mellett még jelzőizzóval is terhelni, ezért a kijelzéshez csak LED-et alkalmazhatunk (szaggatott vonal). Ha ennek fényét nem találjuk elegendőnek, egy tranzisztoros elválasztó fokozat segítségével (T_1) jelzőizzót is alkalmazhatunk.

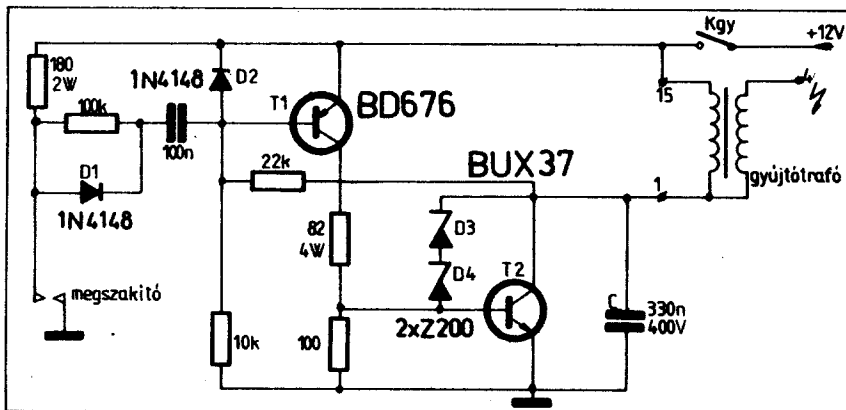
A kijelzők akkor világítanak, ha az elektromágneses szelep működik. A jelzés inverze jóval hatásosabb: ha akkor kapunk kijelzést, ha „éppen spórol” a berendezés. Ez is könnyen megoldható a b ábra rajzrészletének felhasználásával (T_1 pnp tranzisztorral).

Autós kapcsolások

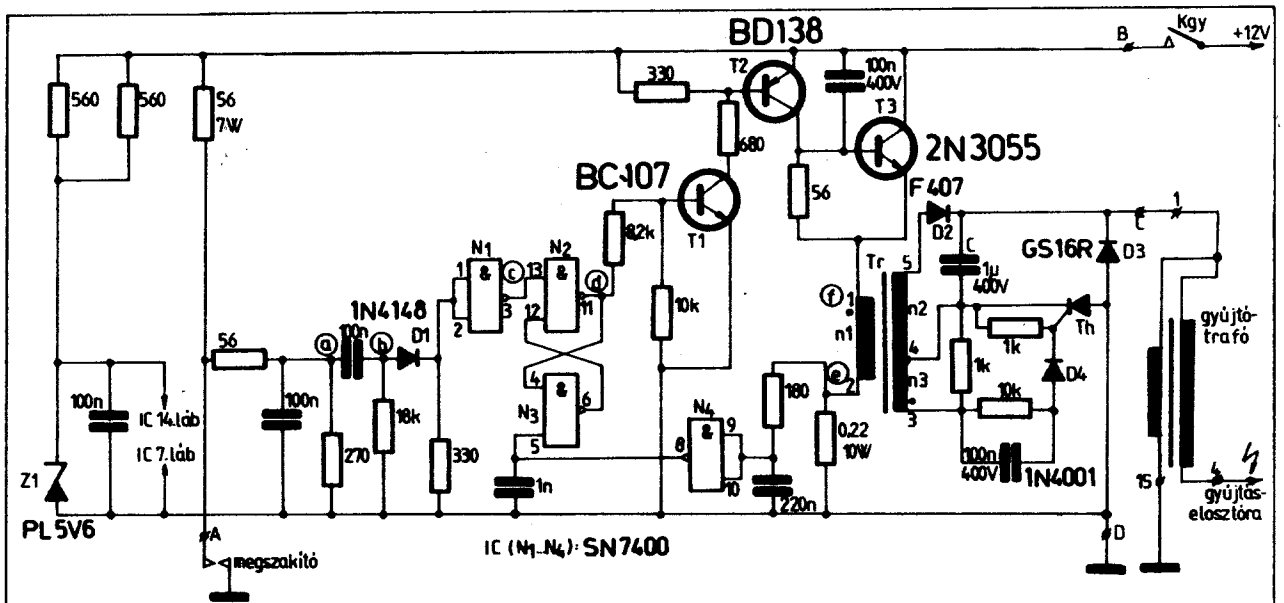
Az autóban használatos áramkörök közül a legnagyobb érdeklődést mindig a félvezetős gyújtás-kapcsolások váltják ki. A félvezetős gyújtás örökzöld téma: a különböző megoldású és kivitelű áramkörök építői a félvezetős gyújtástól jelentős fogyasztáscsökkenést remélnek. Időről-időre magasra csap a vita arról, hogy mi a jobb: a tranzisztoros vagy a tirisztoros gyújtási rendszer. Gyújtás-kapcsolásokat régebbi évkönyveinkben már igen sokat ismertettünk, az ott elmondottak áttanulmányozása az alábbiakban leírt áramkörök működésének jobb megértését is elősegítheti.

A 12. ábrán egy tranzisztoros gyújtáskapcsolás látható. Hasonló kapcsolásokat már régebben is közöltünk; a megszakító érintkezőt helyettesítő BUX 37 teljesítménytranzisztorral felépített kapcsoló fokozat a szokványos felépítésű. Az áramkör érdekessége a megnövelt zárásszög, amelynek segítségével jóval nagyobb primer áramérték érhető el a gyújtótékercsben. Így a megszakítóról indukálódott nagyfeszültség csúcserőtelje is nagyobb lesz, mivel ez egyenesen arányos a primer áram megszakítás előtti értékével. A kapcsoláshoz természetesen célszerű ún. tranzisztoros gyújtótékercsot használni (ez kisebb induktivitású és nagyobb áttételű a hagyományosénál), és természetesen olyant, hogy a megnövelt primer áram ne tegyen kárt benne.

A zárásszög megnövelését a kapcsolás segítségével érik el, ugyanis a T_1 és T_2 tran-



12. ábra. Megnövelt zárásszögű tranzisztoros gyújtóáramkör



13. ábra. Tirisztoros gyűjtés-kapcsolás integrált áramkörökkel

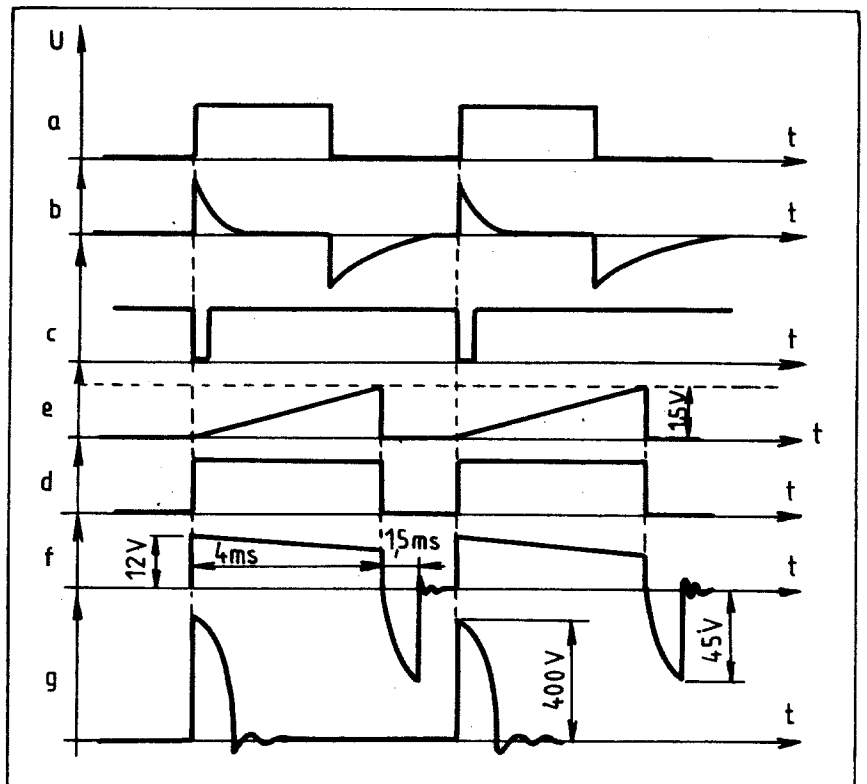
zisztorok nem csak azon idő alatt vezetnek, amíg a megszakító érintkezők zárva vannak, hanem azon túl is, a megszakító nyitási idejének egy részében. A működés a következő. Tekintsük a kapcsolást zárt megszakító mellett, közvetlenül a nyitást megelőző, stabilizálódott időpillanatban. Ekkor mindkét tranzisztor nyitva van (T_1 a $10\text{ k}\Omega$ -os és $22\text{ k}\Omega$ -os ellenállásokon keresztül, T_2 pedig a T_1 tranzisztor kollektorkörén keresztül kap nyitó bázisáramot), a primer tekercs pedig be van kapcsolva. A T_1 báziskörében levő 100 nF -os kondenzátor gyakorlatilag a tápfeszültségre van feltöltve. Ha most a megszakító nyit, a kondenzátor bal oldali fegyverzetének potenciálja hirtelen a tápfeszültségre ugrik, a pozitív feszültségugrást a kondenzátor a T_1 tranzisztor bázisára juttatja. Ennek hatására a T_1 hirtelen lezár, kikapcsolja a T_2 -t is és a gyűjtőtekercs primer árama hirtelen megszakad. A D_1 és D_2 diódákon, valamint a 180 ohm ellenálláson át kisülő kondenzátor árama a D_2 diódán a T_2 bázisköre számára zárófeszültséget ejt, így a T_1 zárva marad. A megszakítás pillanatában a szekunder tekercsben így intenzív nagyfeszültség keletkezik, ezt a gyűjtéselosztó az éppen gyűjtési időpontban levő megfelelő henger gyűjtőgyertyájára vezeti.

A T_1 báziskörében levő RC-taggal történő indítás a megszakító prellezésének hatását is kiküszöböli, így a gyűjtési időzítés pontosabb lesz. A tranzisztorok gyors ki-be kapcsolását a T_2 kollektorról a T_1 bázisára visszavezetett pozitív visszacsatolás is gyorsítja (a $22\text{ k}\Omega$ -os ellenálláson keresztül).

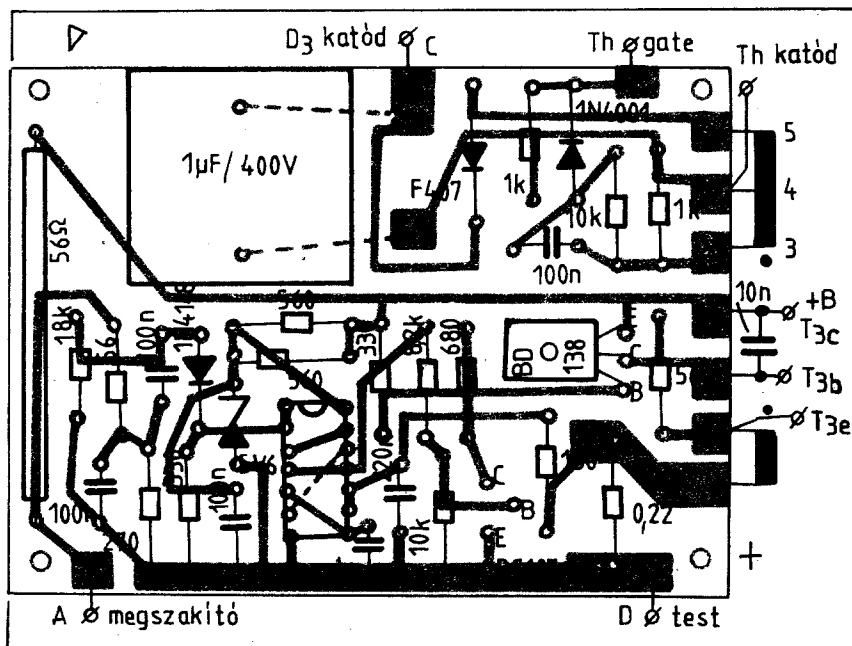
Ennek az ellenállásnak azonban más szerepe is van. Miután a T_1 tranzisztor kikapcsolt, a bázisköri 100 nF -os kondenzátor gyorsan kisül, majd aránylag rövid időállandóval ellenkező irányban töltődni kezd a $10\text{ k}\Omega$ -os ellenálláson keresztül – azaz jobb oldali fegyverzetén a feszültség

1 ms -on belül már annnyival kisebb lenne a tápfeszültségnél, hogy a T_1 tranzisztor újból ki tudna nyitni. Mivel ekkor még a gyűjtőkörben tranziens áramok folynak (l. részletesebben régebbi évkönyveinkben), a gyűjtőtekercs újbóli bekapcsolása ekkor még zavarokat okozna. Ez alatt az idő alatt azonban meglehetősen nagy pozitív feszültségcsúcsok alakulnak ki a gyűjtőtekercs 1. pontján, ezt pedig a $22\text{ k}\Omega$ -os el-

lenállás a T_1 bázisára vezeti, biztosítva a gyűjtési tranziens folyamatok alatt a T_1 tranzisztor biztos lezárását. A tranziens folyamatok lezajlása után a T_1 bázisárama megindulhat a $10\text{ k}\Omega$ -os ellenálláson át és a visszacsatoló ellenállás által gyorsítva mindkét tranzisztor igen rövid idő alatt vezetésbe billen – ismét bekapcsolva a gyűjtőtekercs primer áramát, jóval azelőtt, mielőtt a megszakító érintkező záródna. Az



14. ábra. A tirisztoros gyűjtőkör jelalakjai



15. ábra. Az integrált áramkörös tirisztoros gyújtás nyomtatott áramkörének rajza (alkatrészoldal, $M = 1:1$)

effektív zárási szög így tehát megnövekedett.

A megszakító zárása a tranzisztorok állapotán nem változtat. A 100 nF-os kondenzátor lassan töltődni kezd a T_1 tranzisztor bázis-emitter körén, valamint a 100 k Ω -os ellenálláson keresztül (a D_1 dióda ilyenkor az ellenkező irányú töltőáram miatt le van zárva.) A töltési időállandó nagy, a gyújtási időpontig a kondenzátor a fordulatszám függvényében fog kisebb vagy nagyobb feszültségre töltődni. (Nem szükséges teljesen feltöltődni – a gyújtásvezérlés a megszakítás pillanatában töltetlen kondenzátor mellett is biztos.)

A gyújtóáramkör kivitele a már régebben ismertetett áramkörökhöz hasonló. A tranzisztorokat, valamint a D_3 és D_4 200 V-os teljesítmény-zenereket megfelelő nagyságú hűtőlapra kell szerelni. Ez utób-

biak korlátozzák kb. 400 V-ra az indukálódott primer feszültség csúcserőértékét – véde a kapcsoló tranzisztor, valamint a gyújtótekercset is az átütéstől. A C kondenzátor szerepe a hagyományos gyújtásnál szereplő, megszakítóval párhuzamos kondenzátor egyik feladatához hasonló: meghatározza a gyújtókör rezgési frekvenciáját, ill. ezzel beállítja a nagyfeszültség felütésének legkedvezőbb meredekségét.

A 13. ábrán tirisztoros gyújtás-kapcsolást láthatunk, impulzuspeltöltés elvén működő transzverterrel. Az áramkör érdekessége az integrált áramkörös jelformálás, amely pontos gyújtási időzítést tesz lehetővé.

Az áramkör energiatároló eleme a C kondenzátor. A transzverter ezt (megszakításként egyetlen impulzussal) néhány száz voltra tölti. A feltöltött kondenzátor a

gyújtás időpillanatában az ekkor bekapcsolódó Th tirisztoron, valamint a gyújtótrafó primer tekercsén keresztül „villan el”, amikor is a szekunder körben nagyfeszültségű gyújtószikra keletkezik.

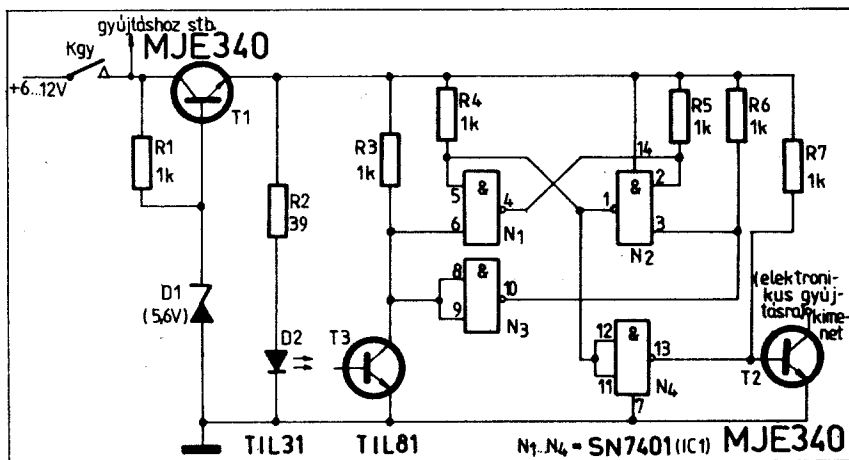
A kondenzátor feltöltési-kisütési folyamatának megértéséhez segítséget nyújtanak a 14. ábra jelalakjai. A feltöltést a megszakító nyitása indítja. Ekkor ugyanis az a pont feszültsége pozitívba ugrik. A differenciált pozitív feszültségugrásból az N_1 inverter határozott élű negatív indító impulzust állít elő a kapcsoló-jelfrisítők funkciót betöltő R-S flip-flop számára (N_2-N_3). Az ilyen kapcsolású R-S flip-flop tulajdonsága, hogy kimeneti állapotát csak 1 \rightarrow 0 átmenetű bemeneti impulzussal lehet megváltoztatni (billenteni), mégpedig magas szintre, ha – jelen esetben – a c pontra kapcsolunk alacsony szintet, és 0-ra, ha az alsó bemenetre (az 5. IC-lábra) kapcsolunk alacsony szintet. Jelen esetben itt magas szintet biztosít az N_4 inverter kimenete, mert ennek bemenetén a feszültség nulla.

A megszakító nyitása esetén tehát a flip-flop d kimenete logikai 1 szintre ugrik. Így a T_1 tranzisztor nyitó bázisáramot kap, kollektorárama pedig kinyitja a T_2 és T_3 tranzisztorokat is. A T_3 emitterkörén át a Tr transzformátor primer tekercse a tápfeszültségre kapcsolódik. Szekunderkörü n_3 tekercsében olyan irányú feszültség indukálódik, amely begyújtja a Th tirisztor gate-körét. A tirisztor bekapcsol és „elvilantja” az előző periódusban már feltöltött C kondenzátort a gyújtótrafón át. Ez a gyújtás pillanata.

Közben a Tr transzformátor bekapcsolt primer tekercsén az áram közel lineárisan nő. Egy bizonyos áramerősség elérése után a soros 0,22 Ω -os ellenálláson eső feszültség már akkora lesz, hogy magas szintet jelent az N_4 inverter számára. Ekkor az inverter kimenete 0 szintre ugrik és kikapcsolja (0-ra váltja) az R-S flip-flop d kimenetét. A T_1 , T_2 és T_3 tranzisztorok hirtelen kikapcsolnak, a Tr trafó primer árama megszakad és a tekercseken az előzőleg fennálló feszültséghez képest ellenkező irányú feszültségugrás lép fel. Iránya tehát olyan, hogy a tirisztor gate-körét zárja, de a D_2 dióda számára nyitóirányú impulzust jelent. Ez a feszültségimpulzus tölti fel újra a C kondenzátort a D_2 diódán keresztül. Ezután a megszakító zár (az áramkör működésében nem történik változás), majd ismét nyit, ekkor a folyamat újból, periodikusan ismétlődik.

A C kondenzátor feszültségét a 0,22 Ω -os ellenállás változtatásával lehet beállítani (ellenálláshuzal-darab), kb. 300–350 V-ra. A Th tirisztor 5–600 V-os, 3 A-es típus, a D_2-D_3 diódák 800 V, 1 A-es típusok, lehetnek. A tirisztor és a T_3 tranzisztor kisméretű (kb. 100 cm²-es) hűtőlapra szerelhetjük, mely egyúttal a készülék árnyékoló fémdobozának része lehet. A Z_1 Zener-dióda kisteljesítményű, 5,6 V-os feszültségű alkatrész.

A készülék nyomtatott áramkörös lapját az alkatrészek beültetésével a 15. ábrán láthatjuk. A Tr transzformátor adatai: kb. 4 cm²-es lemezelt vasra készült, 0,1 mm-es légréssel. Menetszámok: $n_1 = 70$



16. ábra. Kontakts nélküli integrált áramkörös gyújtásvezérlő áramkör, optoelektronikus elemekkel

menet $\varnothing 1$ mm-es, $n_2 = 800$ menet $\varnothing 0,2$ mm-es és $n_3 = 60$ menet $\varnothing 0,2$ mm-es CuZ huzalból.

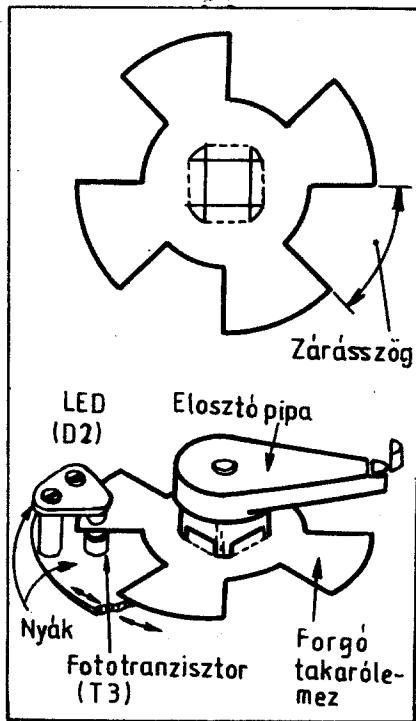
Megszakító nélküli elektronikus gyújtás vezérlő egységének kapcsolására mutat példát a 16. ábra. A megszakító nélküli megoldásokat egyre szélesebb körben alkalmazzák. Előnyük, hogy itt nem kell számolnunk a megszakító érintkezők beégésével, kopásával, a büttykös tengely sem kopik, így a mechanikai hibákból adódó gyújtási pontatlanságok sem léphetnek fel.

A vezérlő egység optoelektronikai elven működik. A D_2 LED és a T_3 fototranzisztor közötti fénysugár útját szakítja meg a gyújtáselosztó tengelyére erősített forgó takarólemez. A lemeznek négyhengeres motornál négy szegmense van, vázlatát a 17. ábra mutatja. Amikor a takarólemez megszakítja a fény útját, a kimeneti T_2 tranzisztor is szakadást mutat. Ez a tranzisztor – mint egy „mechanika nélküli” megszakító – most már bármilyen rendszerű elektronikus gyújtást vezérelhet.

A 17. ábrán látszik, hogy a berendezés 2 db nyomtatott lapra van szerelve, az egyikén csak a fénykibocsátó dióda foglal helyet. A két lap csavarkötéssel csatlakozik egymáshoz. A nagyobbik nyomtatott lapot a gyújtáselosztó alaplemezhöz kell rögzíteni, a megszakító érintkezők eltávolítása után, ezek helyére. Így a gyújtás szabályozók (röpsúlyos és esetleg depressziós) funkciója továbbra is megmarad. A nyomtatott lapok rajzát az alkatrészek beültetésével a 18. ábrán láthatjuk. A lapok fóliarajzát 1:1 méretben a 19. ábrán külön is megadtuk.

A vezérlő egység IC-s felépítésű. A nyitott kollektoros TTL-IC-t, a D_2 LED-et és a T_3 tranziszort a T_1 tranzisztorral, felépített egyszerű stabilizátor látja el +5 V-os tápfeszültséggel.

Az egység működése a következő. A jel formálására a pontos időzítés céljából itt is R-S flip-flop szolgál (N_1 és N_2 NAND-kapuk). A flip-flop kimenetének (1. IC-láb)



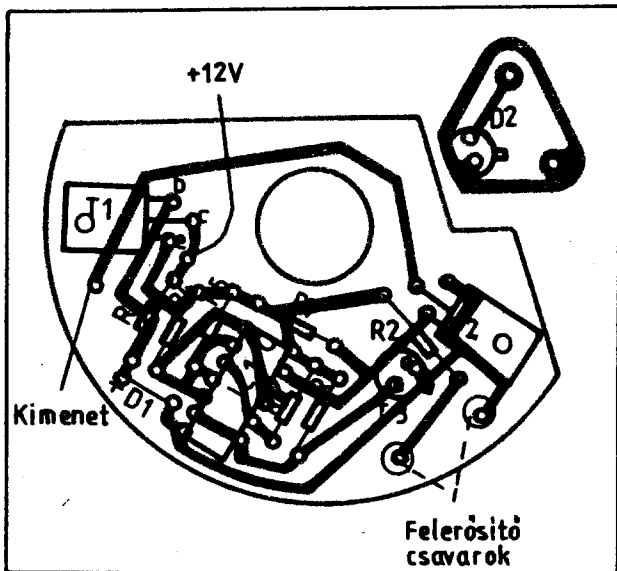
17. ábra. A gyújtáselosztóba szerelt takarólemez alakja

magas szintre billentését csak a 6. lábra, alacsony szintre billentését pedig csak a 3. lábra adott alacsony szintű feszültséggel lehet elérni. Ezért a flip-flopot a T_3 tranzisztor kollektorköre a 6. lábán közvetlenül (1 → 0 átmenet), a 3. lábán pedig az N_3 inverter közbeiktatásával ki-be kapcsolgatja. A flip-flop kimenete (1. láb) pedig egy inverteren (N_4) keresztül vezérli a kimeneti T_2 tranziszort. Végeredményben ha a T_3 tranzisztorra fény esik, a kimeneti T_2 tranzisztor vezet, ha a fény útja megszakad, a kimeneti tranzisztor is lezár.

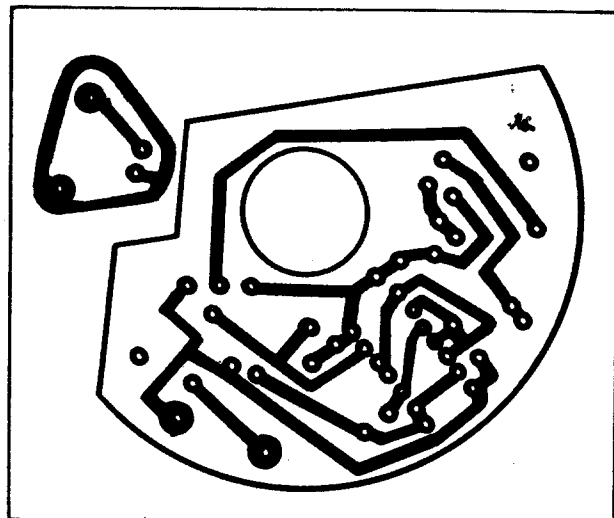
A különböző gyújtási rendszerek működéséről további részleteket tudhatunk meg régebbi évkönyveinkből. Hasonló részletességgel tárgyaltuk az elektronikus generátor-szabályozók működését. Ezért a most ismertetésre kerülő szabályozóknál a részletes működésre nem is térünk ki, csupán röviden annyit: a szabályozó a gépkocsi áramfejlesztőjének gerjesztő tekercsét kapcsolgatja. Ha a generátor feszültsége az előírtnál kisebb, bekapcsolja, ha pedig nagyobb, kikapcsolja a gerjesztőtekercset. A kapcsolási frekvencia – a terheléstől és a fordulatszámától függően – több kHz is lehet. A szabályozók 1–2 tized volt pontos-sággal stabilizálják a gépkocsi hálózati feszültségét. A ki-be kapcsolgatás ellenére a generátor gerjesztőtekercsén mindig folyik (közel fűrészalakú) áram, csökkenő vagy növekvő jelleggel. Az induktív jellegű fogyasztó ugyanis „nem ismeri” az áramugrást. A kikapcsolási idők alatt a gerjesztőtekercs áramának útját az ún. visszafutási (visszatápláló) dióda biztosítja.

A 20. ábrán látható kapcsolási rajz olyan generátorhoz készült elektronikus feszültség-szabályozó áramkörre, amely ún. „negatív gerjesztésű”. Ez azt jelenti, hogy a generátor vagy dinamó belső kapcsolása olyan, hogy testpotenciálra kell kapcsolnunk a gerjesztőtekercs kivezetésére, csak ez esetben folyik gerjesztőáram.

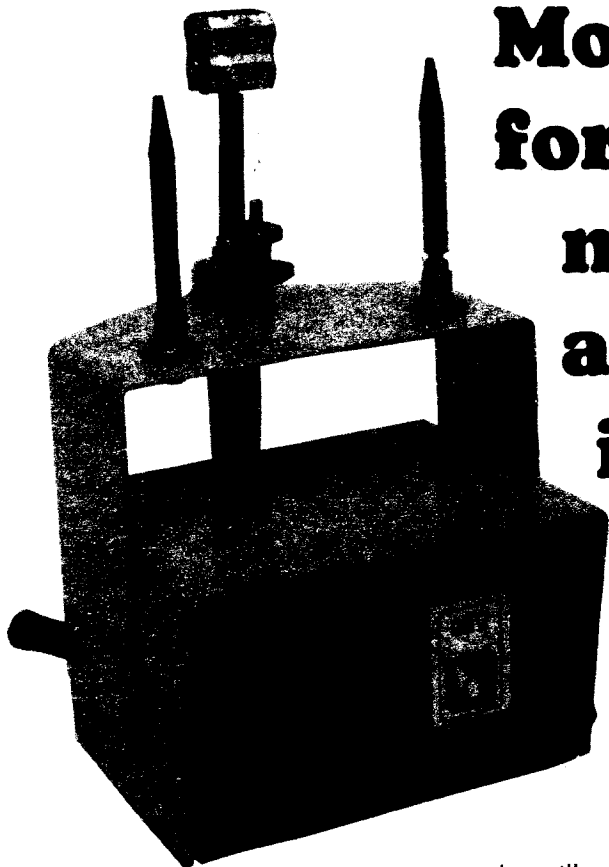
A rajzon T_4 és T_5 tranzisztorok képezik az L töltésellenőrző lámpa áramkört, míg a tulajdonképpeni szabályozó a T_1 , T_2 és T_3 tranzisztorokkal épült fel. A gyújtás-kapcsoló (K_{gy}) bekapcsolása után, álló motornál a töltésellenőrző lámpa világít. Ugyanis a nyugalmi 12 V-os akkumulátor-feszültségről a D_2 Zener-dióda nem tud nyitni a T_4 tranzisztor bázis-emitter átmenetén át. Így T_4 zárt, ennek megfelelően T_5 nyitott állapotban van. Ha a motort beindítjuk, a 15. ponton a gépkocsi hálózati feszültsége kb. 14 V fölé növekszik. Ekkor a töltésellenőrző lámpa elalszik, mert ez esetben a T_4 tranzisztor bázisárama már megindult.



18. ábra. A 16. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri lapja, az alkatrészek beültetésével (alkatrészoldal)



19. ábra. A 16. ábra kapcsolásának NYÁK-rajza (fóliás oldal, $M = 1:1$)



Modern forrasztástechnikai eszközök az elektronikai ipar korszerű kihasználá- sához

Az elektronikai ipar gyors fellendülése megköveteli a forrasztástechnika mint háttérpari tevékenység gyors fejlődését, melyhez Szövetkezetünk rugalmasan igyekszik alkalmazkodni és a gyors és egyre szélesedő igényt megfelelő választékkal, illetve a választék folytonos bővítésével kiszolgálni.

A lépéstartást egyrészt saját fejlesztéssel másrészt az ezen a területen mozgó tőkés cégekkel kialakított kooperációval és különféle együttműködéssel igyekszünk biztosítani. Ezen a termékcsoporton belül a termelés és értékesítés az alábbi termékek forgalmazását teszi lehetővé:

- különféle forrasztópákák, melyeket széles választékban kínálunk felhasználóinknak. Termelésünkben a hagyományos hálózati és törpe feszültségű pákák 24 V/50—180 W illetve 750 W teljesítményig, az ERSA és Weller céggel kialakított együttműködés kereté-

ben pillanatpákák és gyorsforrasztópákák, valamint szabályozható hőmérsékletű Curie pontos pákák, forrasztóállomások egyaránt szerepelnek.

— kiforrasztó szerszámok

Ezen termékcsoportba egyrészt különféle kiforrasztó fejek tartoznak, melyek különféle méretű és lábú IC-k kiforrasztására alkalmasak. Előnyük, hogy egyszerre minden láb forrasztási kötését old-

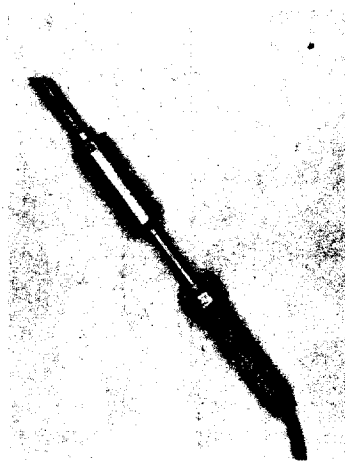
ják. (DIL 16, DIL 24, DS TO stb.) Másrészt IC kiemelők, melyek az IC méreteire készülnek és alkalmasak az IC lábak sérülésmentes kiemelésére. (Pul a dip, flip a dip)

- Beültető szerszámok, melyek alkalmazása a beforrasztást előzi meg (dip a dip beültető)

- Miniatűr ki és beforrasztó fürdők, melyek alkalmazása lehetővé teszi a visszaforrasztás időráfordításának csökkentését. A hőfokszabályozós forrasztópákákra szerelhetők és vele együtt üzemeltethetők. Legismertebb típusa a heat dip tip. fürdő.

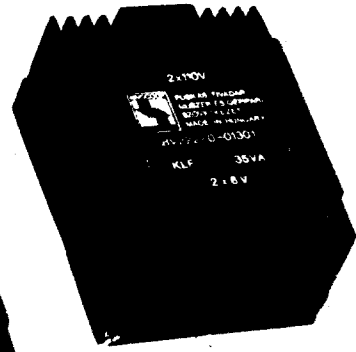
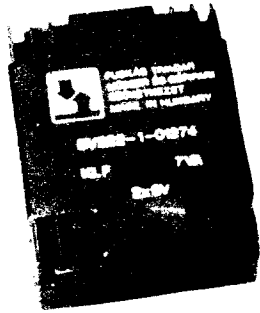
- Egyéb forrasztástechnikai eszközök és tartozékok. Ide tartoznak a biztonsági pákatranszformátorok 6—24 V/30; 35 és 50 W választékban, pákatartók (KH—2 és AK—2) ónszippantó, ki és beforrasztófej tartó állványok (A 10 és A 20 típus.)

Fenti forrasztástechnikai eszközeink a Ramovill Vállalattal közös Forrasztástechnikai mintaboltunkban (Budapest, V. Sörház u. 1. sz. alatt) megvásárolhatók.



Új termékcsoportot jelentenek termelésünkben a statikus elektromosság elleni védelmet szolgáló eszközök. Leggyakrabban alkalmazott eszközei: karkötő, munkaasztal terítő, földelő vezeték, vezetőképes hablémez, szőnyegpadló, stb. Rendelhetőik kompletten és alkatrészekenként is.

Forrasztástechnikai eszközeink részletes ismertetését tartalmazó katalógusunkkal állunk érdeklődőink szíves rendelkezésére.



Híradás- technikai kistransz- formátorok

Szövetkezetünk tipizált kistranszformátorokat gyárt a következő típuscsaládokban: szabadvéges biztonsági transzformátorok, kapcsolécses és nyomtatott áramköri lemezekbe ültethető kivitelű kistranszformátorok. A tipizált kistranszformátorok elsődleges felhasználási területe az elektronikus és híradástechnikai műszerek, készülékek feszültségellátása. A szabadvéges és kapcsolécses kivitelű transzformátorok mind biztonsági, mind pedig normál kivitelben

készülnek. Teljesítményválaszték: 1, 5; 2; 3, 4, 5, 8, 15, 25, 40 és 50 VA. A tekercsek vácuumimpregnáltak, vasmag alacsony wattvesztésű hűdegen hengerelt lemezekből épülnek fel, hőállósági besorolásuk: E. 1979. évtől sorozatban gyártjuk a Schaffer cégtől vásárolt gyártási jog alapján a nyomtatott áramköri lemezekbe ültethető zárt, műanyaggal kiöntött hálózati törpetranszformátor családot. Ezen transzformátorok előnyei:
— különösen lapos felépítés
— Európa szabvány szerinti nyomtatott áramkörbe ültethetőség

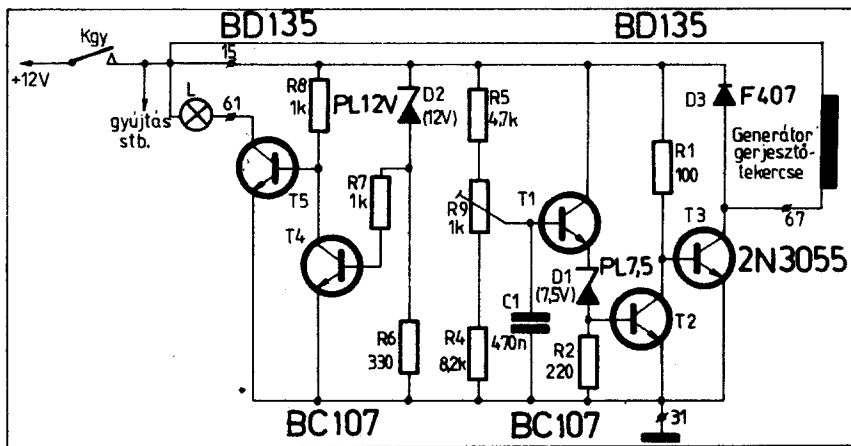
— műanyag ház és csévetest, műgyanta kiöntés
— kettőscsévetest, biztonsági konstrukció, kis súly és helyszükséglet
A nyomtatott tipizált kistranszformátorokon kívül egyedi igények kielégítését is vállaljuk max. 50 VA-ig. Kistranszformátoraink az Elektromodul Vállalatnál megrendelhetők, illetve a Budapest, IX. Hernád u. 9. sz. alatti üzletben megvásárolhatók. A termékkála bővítésére fejlesztettük ki a kompakt nyákba ültethető stabilizált tápegységeinket (TM típus) és a nyákon kialakított stabilizált tápegységeinket (TE típus).



Puskás Tivadar Műszer és Gépipari Szövetkezet

Budapest XIII., Topolya u. 4-8.
Tel.: 295-014 491-393
Telex: 226428

Értékesítés: Budapest VIII., József u. 34.
Tel.: 335-513, 336-701



20. ábra. Félvezető kapcsoló-szabályozó gépkocsi-generátorhoz

A szabályozó rész összehasonlító eleme a T_1 tranzisztor. Ha a gépkocsi hálózati feszültsége kicsi (a beállított érték alatt van), megfelelő leosztott része (R_9 potenciométer) is kevés ahhoz, hogy kinyissa a T_1 tranzisztor, melynek emitterkörébe van kötve a D_1 referencia-dióda. Ennek megfelelően a T_2 is lezárt állapotban van, a T_3 tranzisztor pedig nagy árammal vezet az R_1 bázisellenállás segítségével: kollektor-árama szolgáltatja a generátor gerjesztő-áramát. A gerjesztőtekercsen közel lineárisan növekvő gerjesztőáram a generátor feszültségének hasonló növekedését vonja maga után. Egy idő múlva a generátor-feszültség akkora lesz, hogy az R_9 potenciométerrel leosztott része is kb. két emitter-bázis nyitófeszültséggel meghaladja a referencia-dióda Zener-feszültségét. A T_1 tranzisztor ekkor hirtelen kinyit, bekapcsolja a T_2 -t is, amely – söntölve a T_3 tranzisztor báziskörét – megszakítja annak kollektor-áramát. A generátor gerjesztőtekercsének tápláló áramköre így megszakad, a gerjesztőáram csökkenve tovább folyik a D_3 visszafutási diódán keresztül. A csökkenő gerjesztőárammal csökken a generátor kimenő feszültsége is és nem sokára a T_1 tranzisztor ismét lezár. Ez a ki-be kapcsolási folyamat periodikusan ismétlődik és

segítségével stabilizálódik a gépkocsi hálózatának feszültsége.

A berendezést nyomtatott áramkörös kivitelben építhetjük meg. Az alkatrészbeültetési rajz (a fóliarajz tükkörképével) a 21. ábrán található. A generátor feszültségét beépítés után az R_9 trimmer-potenciométerrel állíthatjuk be (célszerűen 13,5–14,4 V-ra).

Hasonló megoldású, de pozitív gerjesztésű generátorhoz készült feszültség-szabályozó rajza látható a 22. ábrán. A kapcsolás Dacia 1300 gépkocsihoz készült. A szabályozó összehasonlító eleme itt a T_2 tranzisztor, melynek emitterpotenciálja a D_1 Zener-dióda és a T_1 tranzisztor segítségével kb. 3 V-ra meg van fogva a 15. ponthoz képest. (T_1 és T_2 lényegében egyenfeszültségű differenciál-erősítő kapcsolást alkotnak.)

Ha a generátor feszültsége (a 31. és 15. pontok között) a kívántnál alacsonyabb, az ellenállásosztó lánc által leosztott feszültség a T_2 tranzisztor bázisán csekély, nem elegendő annak nyitására. Ha a T_2 zárva van, a T_3 és T_4 tranzisztorok ennek megfelelően nagy árammal vezetnek. A T_1 emitterárama egyúttal a generátor gerjesztő-áramát.

A generátor kimenő feszültsége – az elő-

zőekben leírtakhoz hasonlóan – a gerjesztőáram bekapcsolásával nőni kezd. Egy bizonyos feszültségértéknél a P potenciométer csúszkáján (a 15. ponthoz képest) a negatív feszültség kb. 3,3 V-ot meghalad. Ekkor a T_2 tranzisztor kinyit és lesöntöli a T_3 báziskörét, minek eredményeképpen a T_3 és T_4 tranzisztorok lezárnak. A gerjesztőtekercs táplálása így megszakad és a generátor kimenő feszültsége az előbbieken alapján csökkenni kezd. A kapcsoló szabályozó így ki-be kapcsolgatva tartja a kimenő feszültséget állandó értéken, melynek nagyságát a P potenciométerrel állíthatjuk be 14 V körüli értékre. Az érzékeny feszültségösszehasonlító fokozatot RC szűrőtag (10Ω – $47 \mu F$) védi a generátor kapcsolóiról érkező zavaró jelektől.

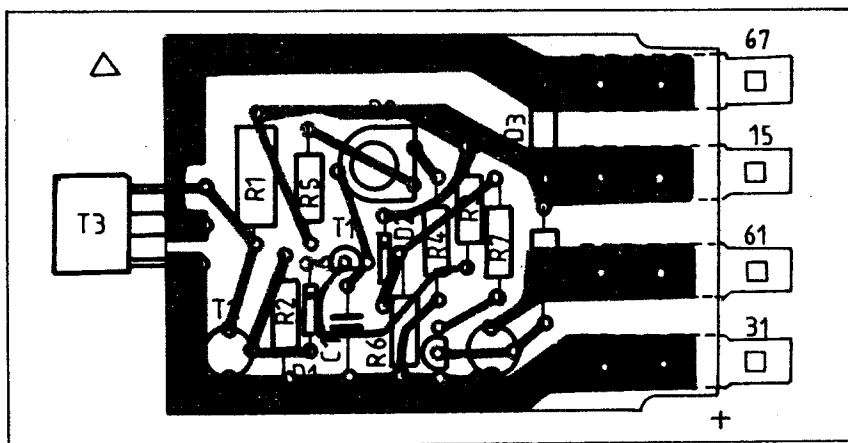
A 20. és 22. ábra áramköreihez visszátápláló dióda céljaira legalább 3–5 A-os, 100 V-os zárófeszültségű diódát használunk. (Jól megfelel pl. az SY 170 vagy 171 típus). A teljesítmény-tranzisztorokhoz megfelelő hűtőfelület szükséges.

Integrált áramkörös autóörző kapcsolási rajza szerepel a 23. ábrán. Az érdekes megoldású berendezés a bekapcsolás után néhány másodpercig még nem riaszt, ha a gépkocsi ajtaját kinyitják. Bekapcsolása (és a gépkocsi elhagyása) után rövid idő múlva „élesedik”. Ekkor ajtónyitás után – ha nem kapcsolják ki – rövid idő múlva (beszállási késleltetés) riasztani fog: szagatottan működött a kürtöt. Kb. fél perces riasztójelzés után a kürt elhallgat, majd az áramkör alaphelyzetébe billen vissza, készen a következő riasztásra.

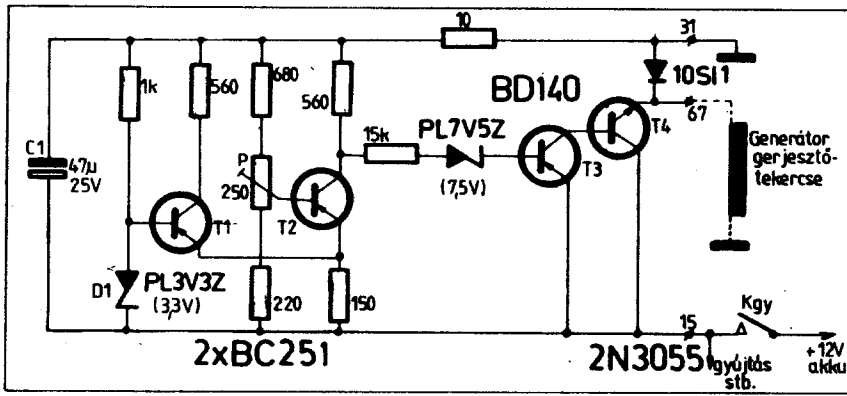
Az áramkör működése röviden a következő. A riasztó tápfeszültségre kapcsolása a K_1 bekapcsolóval történik. (Ennek nyugalmi kontaktusa csupán a C_2 kondenzátor kisütött állapotban való tartására szolgál.) Ezután elhagyjuk a gépkocsit. A K_a ajtókapcsoló az ajtó nyitáskor záródik és zárja a T_1 kollektorkörét, de a T_1 tranzisztor most még nem tud vezetni, mert báziskörét a töltetlen C_2 kondenzátor rövidre zárja. (Több K_a ajtókapcsoló esetén ezek párhuzamosan kapcsolódnak; a D_6 dióda az ajtókapcsolók által működtetett belső világítás áramkörét választja el a riasztótól.)

A riasztó bekapcsolása után a C_2 kondenzátor töltődni kezd a P_2 trimmer-potenciométeren keresztül. A P_2 – C_2 időállandó határozza meg a kiszállási késleltetést, amelyet a P_2 -vel legalább 10–15 mp-re állítunk be, hogy legyen idő a kényelmes kiszállásra. A kiszállási késleltetés letele után, ha bármelyik ajtót nyitjuk, a megfelelő K_a ajtókapcsoló zár és a J_1 jelfogó meghúz. A jelfogó j_{11} érintkezője segítségével tartóáramkört biztosít a nyitott T_1 tranzisztor kollektorkörén át, ugyanakkor felszabadítja a testről az N_1 NAND-kapu 2. bemenetét. A jelfogó másik érintkezője tápfeszültségre kapcsolja az IC_1 és IC_2 integrált áramköröket, valamint a riasztást jelző D_5 LED-et is.

Az N_1 – N_4 NAND-kapukból álló 4011-es CMOS integrált áramkör első három kapuja astabil multivibrátor kapcsolást alkot, melynek rezgési frekvenciája kb. 0,8 Hz. Kimenő jele az N_4 inverteren át a jelfogót (J_2 autórelét) kapcsolgató T_3 telje-



21. ábra. A feszültség-szabályozó nyomtatott lapja (alkatrészoldal, $M = 1:1$)



22. ábra. Félvezetős feszültségszabályozó Dacia 1300-as gépkocsi generátorához

sítmény-transzisztort vezérli, amely a multivibrátor működése alatt periodikusan kibe kapcsolgatja a gépkocsi kürtjét.

Az astabil fokozat azonban csak akkor tud rezegni, ha szabadon hagyott bemeneteire (2. és 8. kivezetések) magas szint kerül. Ellenkező esetben a multivibrátor kimenete tartósan magas szintű, ennek megfelelően a J_2 kürtrelé elégedett állapotban van.

Amikor a J_1 jelfogó meghúzz, az astabil multivibrátor még nem tud működni, mert 2. bemenetét a még töltetlen C_3 kondenzátor letiltja. A kondenzátor az R_1 ellenálláson át lassan töltődik. Amikor kb. a tápfeszültség felére töltődött (a CMOS-áramköröknél kb. előlött van a magas szint), az astabil fokozat rezegni kezd, ugyanis másik (8.) tiltó bemenetén még magas a szint. A C_4 kondenzátor ugyanis még lassabban töltődik a P_3 potencióméteren keresztül és töltőárama megfelelő feszültségszintet biztosít a 8. bemenet számára.

A C_3-R_1 időállandó határozza meg a

beszállási késleltetést, amely kb. 10 mp. Ez alatt az idő alatt (a beszállás után) ki kell kapcsolnunk a riasztót a rejtett K_1 kapcsolóval, ellenkező esetben riasztás történik.

Riasztás a multivibrátor rezgési ideje alatt jön létre. A multivibrátor csak addig rezeg, amíg a C_4 kondenzátor megfelelő mértékben fel nem töltődik a P_3 potencióméteren keresztül. Ez kb. fél perc, ez alatt az idő alatt a dudu szaggatottan szól. A riasztási idő hosszát a P_3 trimmer-potencióméterrel állíthatjuk be.

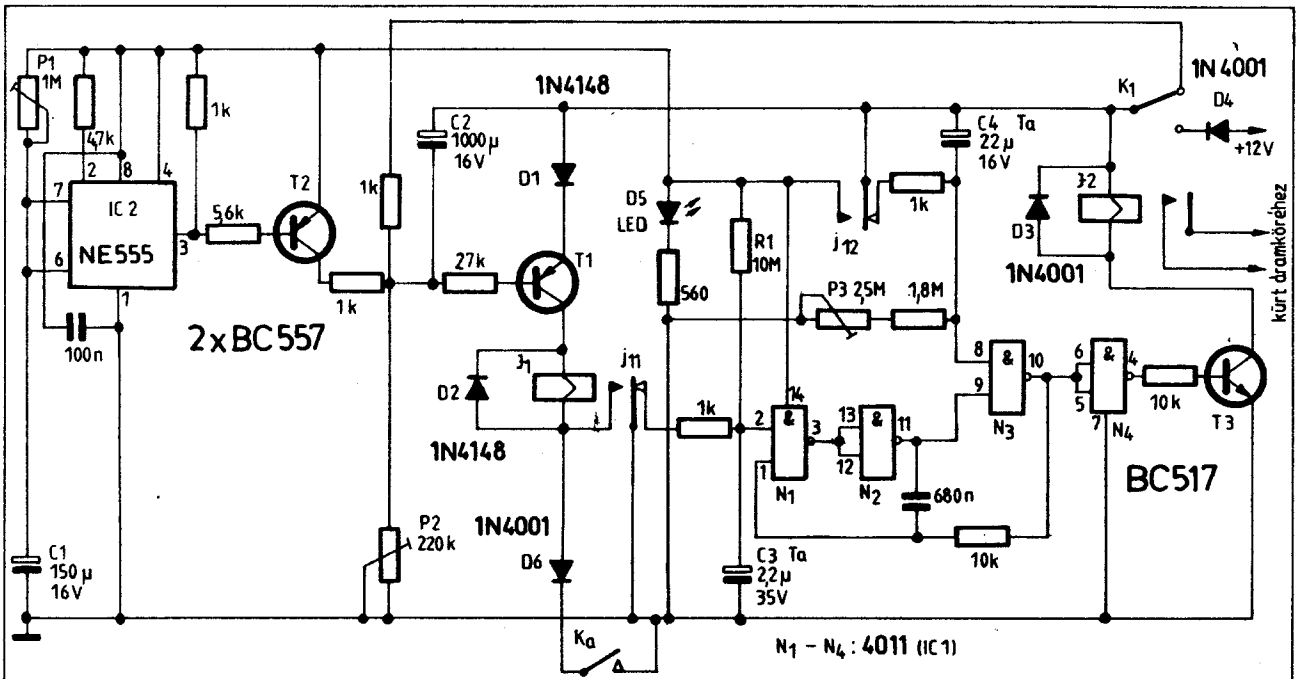
A kapcsolás egy idő múlva alaphelyzetébe billen vissza. A jelfogó meghúzásával ugyanis tápfeszültséget kap az 555-ös IC-vel felépített időzítő áramkör. Egy bizonyos késleltetési idő után (amelyet a P_1 trimmer-potencióméterrel állíthatunk be) az IC 3. kimenete testpotenciálra kapcsolódik. Ekkor kinyit a T_2 tranzisztor, amely az 1 kΩ-os ellenálláson és a J_{12} jelfogó-érintkezőn keresztül söntöli a T_1 tranzisztor báziskörét, kisütve egyúttal a kb.

1 V-ra töltött C_2 kondenzátort is. Ekkor a T_1 tranzisztor bázisárama megszűnik, a tranzisztor kikapcsol és a J_1 jelfogó eléged. A jelfogó-érintkezők kisütik a C_3 és C_4 kondenzátorokat az 1 kΩ-os ellenállásokon keresztül, a C_2 kondenzátor pedig ismét feltöltődik. Az áramkör tehát minden áll az újabb riasztásra. Nyugalmi állapotban a berendezés csupán néhány μA áramot fogyaszt.

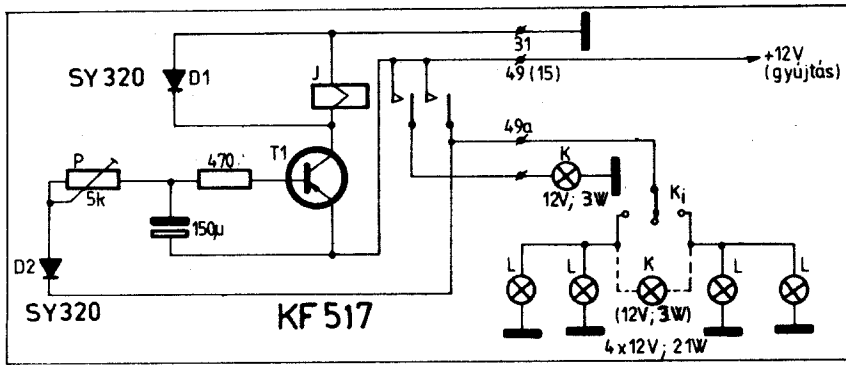
Nagyon egyszerű felépítésű elektronikus irányjelző-ütemadó kapcsolási rajzát mutatjuk be a 24. ábrán. A villogó automata egyetlen tranzisztorral működik, amely kisméretű jelfogót működtet. Célzerű azonban a kapcsolást nagyobb áramú „autorelevél” kivitelezni, ha be tudunk szerezni két munkaérintkezővel rendelkezőt. Ez esetben a tranzisztor nagyobb teljesítményű legyen (pl. BC 303).

A K_1 irányjelző kapcsoló kikapcsolt (középső) állásban az áramkör árammentes. Ha az irányjelző kapcsolóval a jobb vagy bal oldali villogó izzókat (L) bekapcsoljuk, a bázisköri kondenzátor az izzón, a D_2 diódán és a trimmer-potencióméteren keresztül töltődni kezd. A kondenzátor negatív fegyverzetének (a 15. ponthoz viszonyított) negatív feszültsége addig nő, amíg az elégséges lesz a T_1 számára akkora bázisáram biztosításához, hogy az meg tudja húzni a jelfogót. Ekkor a kondenzátor töltőfeszültsége megszűnik, az irányjelző lámpák kigyulladásnak és a kondenzátor kisül a tranzisztor bázis-emitter körén keresztül. A csökkenő bázisáram csökkenő kollektoráramot von maga után, egy idő múlva a jelfogó eléged, majd a folyamat periodikusan ismétlődik.

A villogás frekvenciáját 1–2 Hz közé kell beállítani, lehetőleg 1:1-es üzearánnyal („világos” és „sötét” idő aránya). A frekvenciát a trimmer-potencióméterrel állítjuk be. A kondenzátor töltődési idejét



23. ábra. Riasztóberendezés gépkocsikhoz



24. ábra. Ütemadó kapcsolás villogó irányjelzőkhöz

(kezdetben, amíg a tranzistor nincs nyitva) a trimmer-potencióméter, kisülési idejét viszont egyedül csak a báziskör határozza meg, mert meghúzott jelfogónál a potencióméter felől haladó áram útját a D_2 dióda elszigeteli. Ha a kapcsolási idők nem lennének megfelelőek, az alkatrészek értékein kell változtatnunk.

Érzékeny szűrőkapcsoló áramkör vázlatát mutatjuk be a 25. ábrán. A készüléket sokféle célra használhatjuk. Attól függően, hogy a T_3 tranzistor kollektorkörében elhelyezett jelfogó munka- vagy nyugalmi érintkezős, áramkörünk egy adott megvilágítási küszöbszintnél valamilyen elektromos fogyasztókat be- vagy kikapcsol, kívánságunk szerint.

A szűrőkapcsolót jelen esetben automatikus parklámpa-áramkörnek használjuk fel. Egy adott megvilágítási szint alatt meghúztatja a J jelfogót és ezzel bekapcsolja a parkolólámpákat. Nappal pedig a parkolólámpák automatikusan kikapcsolódnak. A készülék a K kapcsolóval külön is kikapcsolható.

A parklámpa-áramkör érzékeny Schmitt-trigger kapcsolásból és az ezt követő kapcsoló fokozatból áll. A T_1 - T_2 tranzistorokkal felépített Schmitt-trigger stabilizált tápfeszültséget kap, amelyet a D_3 9 V-os Zener-dióda állít elő.

Nappal az R_F fotoellenállás rezisztenciája kicsi, így az R_F - R_p - R_7 feszültségosztó a T_1 bázispontján akkora szintet biztosít, hogy a T_1 tranzistor biztosan nyitva van és zárva tartja a trigger másik tran-

1. táblázat. A 28. ábra transzverterének adatai

Tápfeszültség (V)	12	24	12	24	
Kimenőteljesítmény (W)	500		1000		
Tr_1	Vasmagkeresztmetszet (cm ²)	4,5	4,5	5,5	5,5
	n_1 (menet)	2 × 30	2 × 30	2 × 30	2 × 30
	\varnothing_1 (mm)	0,82	0,9	0,82	0,9
	n_2 (menet)	2 × 5	2 × 5	2 × 5	2 × 5
	\varnothing_2 (mm)	0,28-0,3	0,3-0,35	0,28-0,3	0,3-0,35
Tr_2	Vasmagkeresztmetszet (cm ²)	29	29	46	46
	n_1 (menet)	2 × 19	2 × 19	2 × 19	2 × 19
	\varnothing_1 (mm)	2,8	2,3	2 × 2,8	2 × 2,3
	n_2 (menet)	348	175	348	175
	\varnothing_2 (mm)	1,5	1,5	2,5	2,5
R_1 (Ω/W)	12/2	10/2	12/2	12/2	
R_2 (Ω/W)	1000/1	5000/1	1000/1	5000/1	
f_1	2 × BD 139	2 × BD 139	2 × 2N3055	2 × 2N3055	
f_2	6 × 2N3055	6 × 2N3055	12 × 2N3055	12 × 2N3055	

zisztorát. Így a T_3 tranzistor is árammentes, a jelfogó pedig elégedett állapotban van, a parkolólámpák nem égnek.

Ha a megvilágítás csökken, R_F ellenállása nőni kezd és a bázisponton a feszültség csökken. Egy bizonyos feszültség-küszöbértéknél a Schmitt-trigger átbillen: T_1 lezár, T_2 kinyit és lezárva tartja T_1 -et. Ennek megfelelően a T_3 tranzistor nyitó bázisáramot kap, kollektorárama pedig meghúztatja a J jelfogót. A parkolófény ekkor kigyullad.

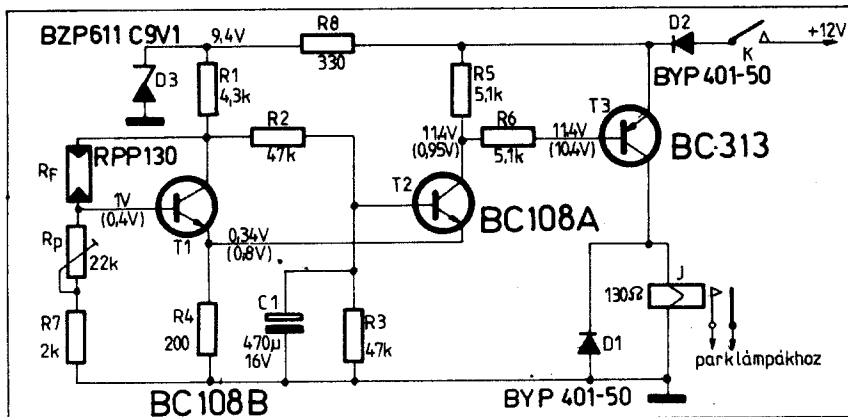
körében levő feszültségosztó lánc többi alkatrészén is változtatni kell. A szűrőkapcsoló érzékenységét (a kapcsolási küszöböt) az R_p trimmer-potencióméterrel állíthatjuk be.

Kiegészítő felszerelések autósoknak

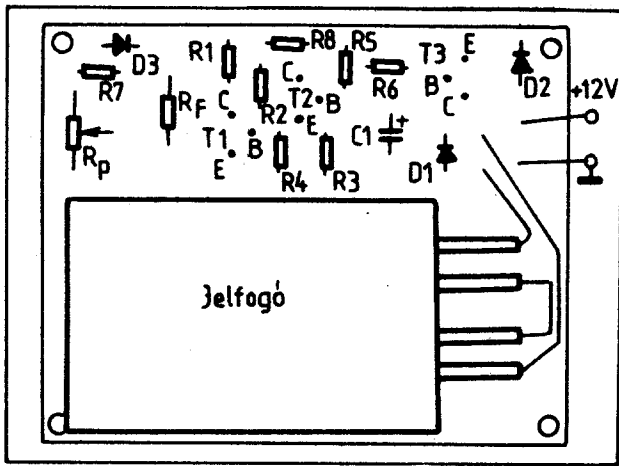
Kapcsolásgyűjteményünknek ebben a részében néhány olyan készüléket mutatunk be, amelynek elsősorban az autós kempingezők vehetik jó hasznát. Az ötnapos munkahét általánossá válása nagyban kedvez az autós turizmusnak is – ez talán az alábbi „camping”-áramkörök ismertetésének is időszerezést adhat. Ezekon kívül néhány, a javításhoz, karbantartáshoz használható készüléket is ismertetünk.

Elsőként egy nagyteljesítményű transzverter kapcsolási rajzát adjuk közre (28. ábra). Az átalakítóról nagyobb teljesítményű 220 V-os fogyasztókat is táplálhatunk. A készülék 220 V-os, kb. 50 Hz-es váltófeszültséget állít elő az akkumulátor feszültségéből.

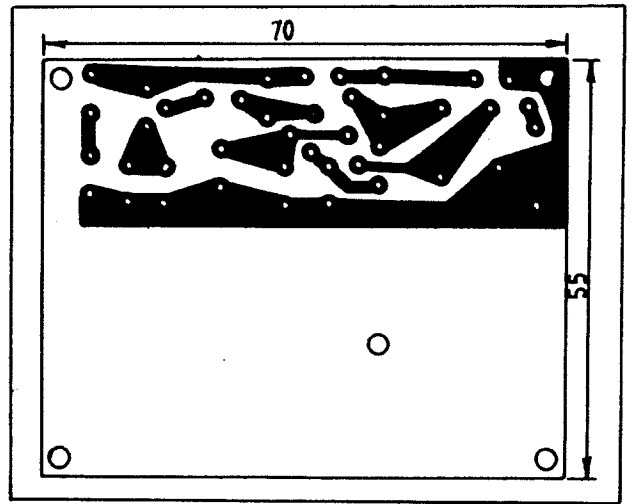
A transzverter két részből áll: a T_1 tranzistorokkal és a Tr_1 transzformátorral felépített önzregő meghajtó fokozatból és a T_2 tranzisztorokkal készült végfokozatból, amely a Tr_2 transzformátort táplálja.



25. ábra. Parkolólámpa-kapcsoló áramköre



26. ábra. A parklámpa-kapcsoló alkatrészbeültetési rajza (alkatrészoldal)



27. ábra. A parklámpa-kapcsoló áramkör fóliarajza (M = 1:1)

Mindkét fokozat ellenütemű, B-osztályban működik.

A transzverter többféle feszültségre és kimenő teljesítményre készíthető el. A 28. ábra 12 V-os, 500 W-os változatot mutat. Más feszültség- és teljesítményadatokra az alkatrészek és a lemezelt vasmagos transzformátor adatait az 1. táblázatban találjuk.

A teljesítmény-transzisztorok adatai (pl. nagyjelű áramerősítési tényező) lehetőleg azonosak legyenek. Transzisztoronként legalább 150 cm² hűtőfelületet kell alkalmazni.

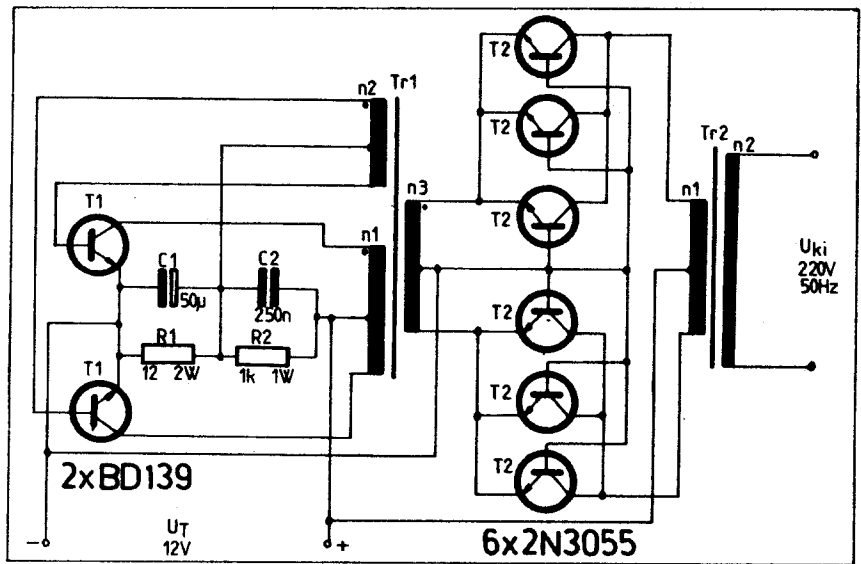
A 29. ábrán „nagyteljesítményű” kemping-kézilámpa kapcsolási rajza látható. A hordozható lámpa gépkocsiszerelésnél is jó szolgálatot tehet. Célszerű nagyméretű tükörrel ellátni a 2,5 W-os izzólámpáját. Megépítésénél az érintésvédelmi szempontokra gondosan ügyeljünk!

A kézilámpa 4 db nagyméretű nikkel-kadmium akkumulátorról működik. Az akkumulátorok töltése egyaránt történhet a gépkocsi 12 V-os elektromos hálózatáról (polaritásfüggetlenül), vagy pedig a 220 V-os váltófeszültségű hálózatról. A feszültségváltót (pl. egyes táskarádióknál alkalmazott módszerhez hasonlóan) úgy alakítsuk ki, hogy amikor 12 V-os állásban van kapcsolva, a 220 V-os hálózat zsinóráját ne tudjuk csatlakoztatni.

A lámpa legalább két órai folyamatos üzemre képes, ha akkumulátorai fel vannak töltve. A töltésre kapcsolást egy LED is jelzi, figyelmeztetve, hogy az előírt töltési időn túl ne hagyjuk bekapcsolva. A töltőáram kb. 70 mA, a teljes töltési idő kb. 20–24 óra.

Nem lenne teljes ez az összeállítás, ha nem közölnénk benne akkutöltő-leírást, amely iránt olvasóink rendszeresen érdeklődnek. Most egy tirisztoros áramstabilizátort mutatunk be, amely a rákapcsolt akkumulátor állapotától függetlenül állandó, beállítható árammal tölti az akkumulátort.

Az akkutöltő töltőáramkörét a 30. ábrán láthatjuk. A töltőkör egyszerű; nem tartalmaz külön egyenirányító diódákat.



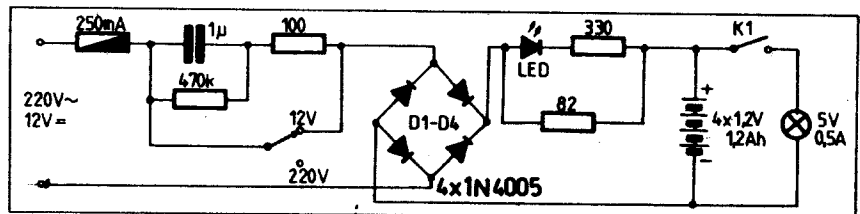
28. ábra. Nagyteljesítményű 12 V/220 V-os transzverter

A hálózati transzformátor középleágazású szekunder tekercse által szolgáltatott váltófeszültséget a T₁ és T₂ tirisztorok egyenirányítják (kétoldalasan) az akkumulátor számára. A töltőkör ezeken kívül csak előterhelést (2 × 470 Ω), biztosítékot (automatát, ill. kismegszakítót), védődiódát és zavarűző elemeket tartalmaz.

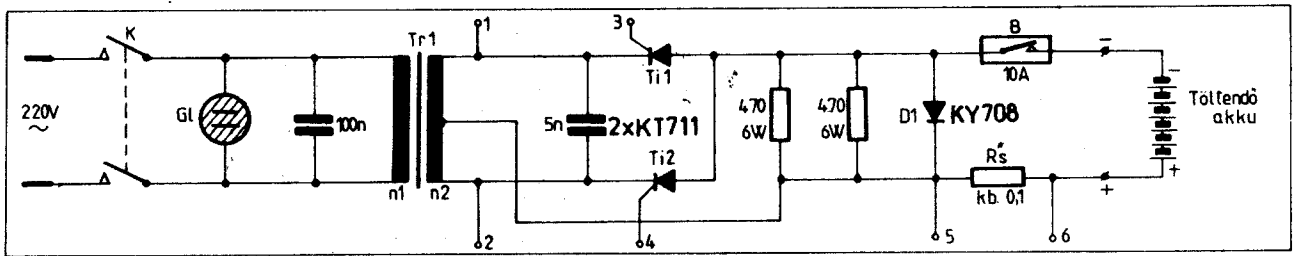
A töltőáram nagysága a tirisztorok áramfolyási szögétől, ill. gyújtási időpontjától függ. A tirisztorok felváltva minden

második félperiódusban begyűjtanak. Minél később történik a gyűjtás a félperióduson belül, annál kisebb az átlagáram. A félperiódusok végén a megfelelő tirisztor mindig kialszik.

A tirisztorok vezérléséről az elektronikus egység gondoskodik, melynek kapcsolási rajzát a 31. ábra mutatja. A tirisztorok vezérlése a katód-gate között történik az 1–3, ill. 2–4 csatlakozási pontokon keresztül. Ezekre a pontokra egy impulzus-



29. ábra. Tölthető kézilámpa kapcsolási rajza



30. ábra. Állandó áramú tirisztoros autóakkumulátor-töltő

transzformátor (Tr_2) szekunder tekercsei csatlakoznak. Az impulzustranzformátort egyszerű kéttranzisztoros (T_2 - T_3) impulzusgenerátor táplálja.

A T_2 - T_3 tranzisztorok lényegében két-bázisú diódát (UJT-t) helyettesítenek. Az egész elektronikus egység tápfeszültsége kb. 18 V-os amplitúdójú pozitív trapézfeszültség (az A ponthoz képest, jelen esetben ezt tekintjük vonatkozási pontnak), amely az 5 csatlakozáson jelenik meg. A tápfeszültséget a D_1 - D_2 - D_3 és D_5 diódák állítják elő a transzformátor szekunder feszültségéből (1, 2 és 5 csatlakozási pontok).

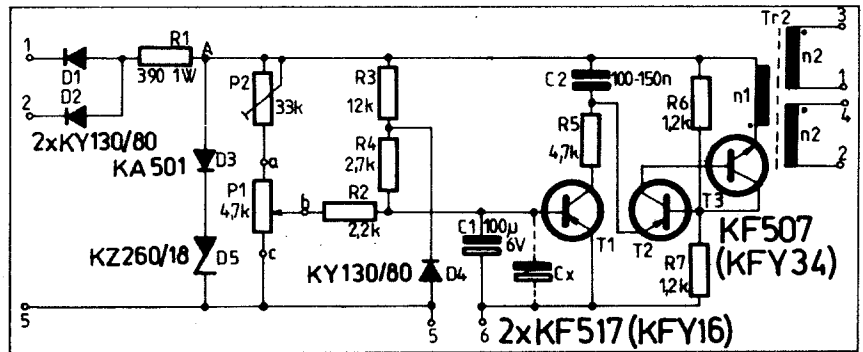
Az UJT-s generátor működése a következő. Amikor a félperiódus kezdetén a trapézfeszültség megjelenik, ennek leosztott része is fellép az R_6 ellenálláson (az A ponthoz képest). A C_2 kondenzátor még töltetlen, ezért a T_2 és T_3 tranzisztorok árammentesek, bázisuk sehonnán sem kaphat nyitóáramot. A T_1 tranzisztor nyitva van, bázisáramát a P_1 potenciométer beállítása határozza meg. Így a C_2 kondenzátor a T_1 -en keresztül lassan töltődik. Amikor a kondenzátor alsó fegyverzetének feszültsége (az A ponthoz képest) eléri az R_6 - R_7 feszültségosztó által meghatározott potenciált, a T_2 tranzisztor hirtelen kinyit, kollektorárama nyitóáramot jelent a T_3 számára is. A két nyitott tranzisztor ekkor a C_2 kondenzátort a Tr_2 impulzustranzformátor primer tekercsére kapcsolja, a C_2 ezen keresztül küül. Ekkor a megfelelő tirisztor, amelynek anódján éppen pozitív a feszültség, begyűjt. A következő félperiódusban a másik tirisztor fog vezetni és a folyamat így ismétlődik.

A tirisztorok áramvezetési szögét a C_2 kondenzátor töltődési sebességével tudjuk szabályozni, ezt pedig – mint láttuk – a T_1 bázisárama határozza meg. Ha a potenciométert az A pont felé csavarjuk, a tranzisztor gyorsabban tölti a kondenzátort, a tirisztorok gyűjtása a félperióduson belül hamarabb következik be, így a töltőáram közéértéke is nagyobb lesz.

A T_1 tranzisztor bázisáramát azonban nemcsak a P_1 potenciométer állása, hanem az 5-6 pontok között fellépő kis értékű feszültség nagysága is befolyásolja. Ide van kapcsolva az akku töltőkörében sorosan elhelyezkedő R_s áramfigyelő ellenállás (l. a 30. ábrán). Éppen ez a visszacsatolás adja az áramstabilizáló jelleget. Az 5 és 6 pontok között fellépő feszültség iránya ugyanis olyan, hogy az 5 pont a pozitívabb. Ha az akkumulátor P_1 -gyel beállított töltőárama valamilyen okból pl. csökkenni

kezdene, az 5-6 pontok között kisebb lesz a feszültség, amely a T_1 számára záróirányú. Ezért a T_1 jobban nyit, a C_2 kondenzátor gyorsabban töltődik, a tirisztorok pedig a félperióduson belül előbb gyűjtanak. Így a töltőáram nőni kezd és az előzőleg beállított értéken stabilizálódik.

szültséget kell biztosítania. Ennek megfelelően a vasmagkeresztmetszet kb. 25 cm² lehet. A primer tekercs $n_1=430$ menet $\varnothing 0,3$ mm-es CuZ huzalból, a szekunder pedig $n_2=2 \times 64$ menet $\varnothing 1,7$ mm-es CuZ huzalból. A Tr_2 impulzustranzformátor 25 \times 16 mm-es ferrit fazékmagra készült.



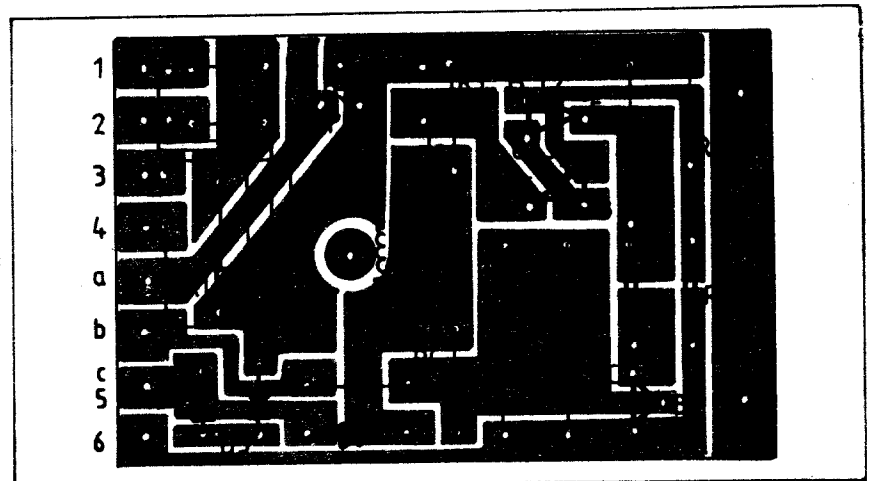
31. ábra. Az akkutöltő vezérlő elektronikája

Az akkutöltő pontos működéséhez az R_s ellenállás és a C_1 kondenzátor értékét kísérletileg kell beállítani. A készülék nyomtatott lapját az alkatrészek beültetésével a 32. ábrán láthatjuk. Az elkészített akkutöltő max. kb. 6-7 A töltőáram leadására képes.

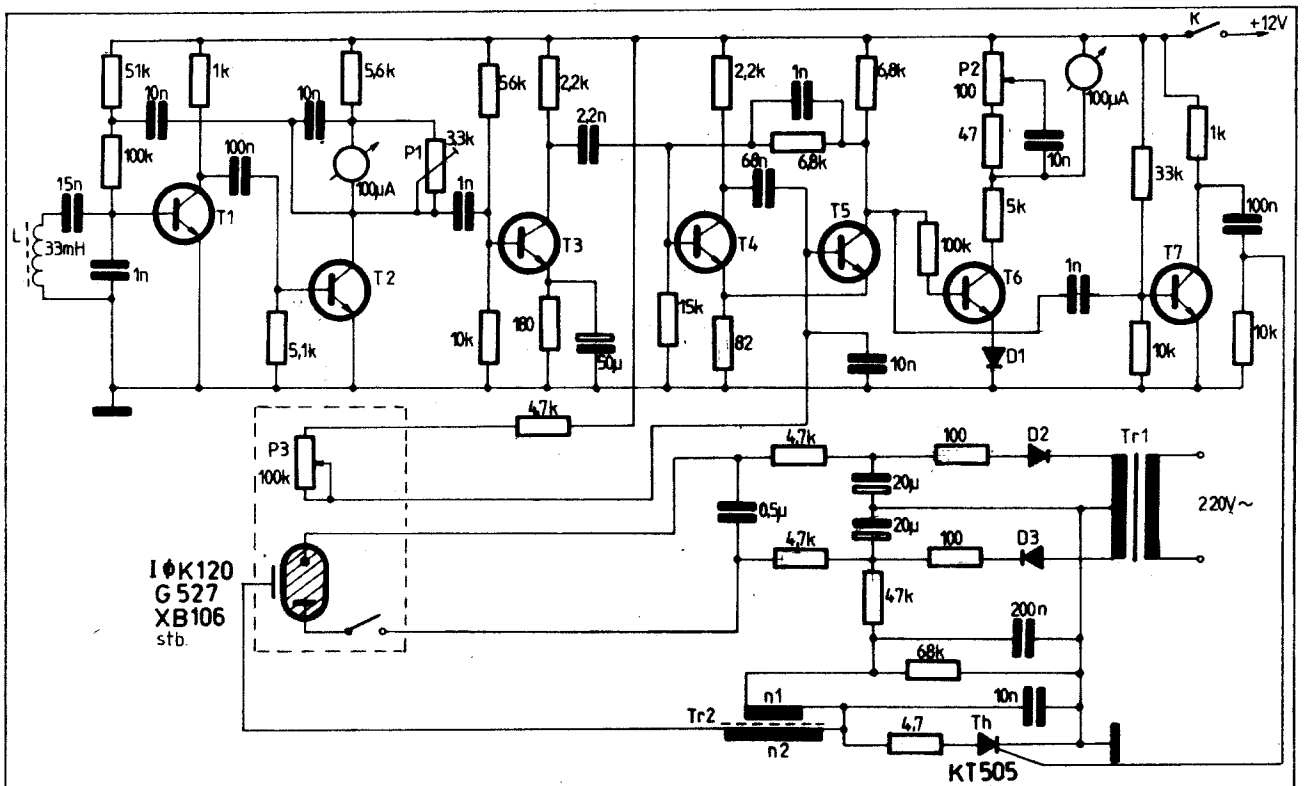
A transzformátorok adatai a következők. A hálózati transzformátor kb. 300 VA-es és 2 \times 29 V-os szekunder fe-

A menetszámok: $n_1=50$ menet, $n_2=2 \times 120$ menet. Mindhárom tekercs $\varnothing 0,2$ mm-es CuZ huzalból készült. A tirisztorokat célszerű kisméretű hűtőlapra szerelni.

A kiegészítő felszerelések bemutatását végül egy nagyon érdekes készülék ismertetésével zárjuk, amely egy fordulatszám-mérővel egybeépített gyújtásvizsgáló stroboszkóp, és amely képes az előgyújtási



32. ábra. A 31. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköre (alkatrészoldal, $M = 1:1$)



33. ábra. Fordulatszámot és előgyújtási szöget mérő gyújtásvizsgáló stroboszkóp

szög üzem közbeni mérésére is. Hasonló készüléket ismertettünk 1976-os évkönyvünkben is, a működési elv leírását ott részletesebben is megtalálhatjuk.

A fordulatszám- és szögmérő műszer kapcsolási rajza a 33. ábrán szerepel. A készülék indítójelét valamelyik henger (rendszerint az első) gyújtókábeljéről kapja, amelyet induktív csatolásba kell hozni (rá kell fűzni) az L tekercsre.

A fordulatszám-mérést a T_1 és T_2 tranzisztorokból álló fokozat végzi: a tranzisztorok monostabil multivibrátor kapcsolást alkotnak. Nyugalmi állapotban a T_1 vezet és a T_2 zár, kvázistabil állapotban rövid időre a T_2 tranzisztor fog vezetni és a T_1 zárni. Eközben a T_2 kollektorkörében a multivibrátor időzítésének megfelelő állandó hosszúságú áramimpulzus lép fel. Miután a fokozat tápfeszültsége és az impulzusok hossza állandó, a T_2 átlagárama a beérkező gyújtóimpulzusok számával, vagyis a fordulatszámmal lesz egyenesen arányos. A fordulatszám, vagyis az időegységre eső uniformizált áramimpulzusok számával arányos átlagáramot a T_2 kollektorkörébe kötött műszer mutatja, amelyet lineárisan fordulatszámban kalibrálhatunk.

A műszer másik multivibrátora a T_4 és T_5 tranzisztorokból áll. Ennek beállítása olyan, hogy nyugalmi állapotban a T_5 tranzisztor vezet, T_4 pedig le van zárva. Ez a másik multivibrátor ezért a T_4 bázisán pozitív éllel indítható. A gyújtószikra pillanatában a T_2 kollektorkörén keletkező negatív feszültségugrást a T_3 tranzisztor differenciálva és fázisát megfordítva juttatja a multivibrátor bemenetére. Tehát a másod-

dik multivibrátor is a gyújtás pillanatában billen kvázistabil helyzetébe. A multivibrátor időzítését a P_3 potenciométerrel változtatni tudjuk.

A második multivibrátor kvázistabil ideje alatt a T_5 tranzisztor le van zárva, így kollektorkörén pozitív négyszögimpulzusok jelennek meg. Ezek átlagértéke adott állandó fordulatszám mellett az impulzusok szélességével arányos. Ez pedig az a kvázistabil idő, melynek hosszát a P_3 potenciométerrel változtathatunk. Az impulzusok szélességét a T_6 tranzisztor kollektorkörébe kötött műszer méri. Mint látni fogjuk, ezt a műszert használjuk az előgyújtási szög mérésére.

A T_7 tranzisztor áramköre a második multivibrátor pozitív négyszögimpulzusát differenciálja és fázisát megfordítja. Így a fokozat kollektorkimenetén a multivibrátor lefutó élének megfelelő időpillanatban kapunk pozitív impulzust. Ez a pozitív impulzus fogja elvillantani a stroboszkóp vakucsövét a Th tirisztor és a Tr_2 impulzustranszformátor segítségével.

A hengergyújtásról kapott impulzust tehát a T_4 - T_5 multivibrátorral késleltetjük a vakucső számára. A vaku így nem a gyújtás pillanatában villan el, hanem a P_3 potenciométer elfordításának segítségével megfelelően késleltetve. A késleltetési időt a T_6 kollektorkörébe kötött műszerrel olvashatjuk le. Ezt a műszert lineárisan mindjárt előgyújtási szögfokokban kalibráljuk. A stroboszkópos mérés ugyanis úgy történik, hogy rávilágítva vele a lendkerékre, a P_3 potenciométert úgy szabályozzuk, hogy a lendkerék felső holtponthoz jelszét éppen a hengertömb 0°-os jelszé-

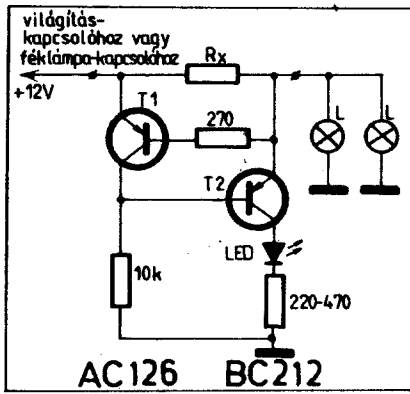
előtt lássuk állni. Ekkor a stroboszkópcső villanása éppen az előgyújtási szögnyinek megfelelő időt késik a hengergyújtáshoz képest. A késleltetési időnek megfelelő szögértéket a műszerről leolvashatjuk. A mérést különböző fordulatszámokon megismételhetjük.

A villanócső áramköre egyszerű, megszokott felépítésű. A tápegységet úgy méretezzük, hogy kb. 500 V-ra töltse fel a 0,5 μ F-os energiatároló kondenzátort. A Tr_2 impulzustranszformátor 1:70 áttételű; légmagos is lehet (vaku-alkatrész). A tápegység diódját a feszültségnek megfelelően válasszuk meg, a D_1 dióda pedig pl. 1N914 lehet. Az összes tranzisztor szilícium-plánár kisteljesítményű típus (pl. BC 108). Az L tekercs nagyméretű toroid vasra készíthető, 60-70 menetel, $\varnothing 0,2$ -0,5 mm-es CuZ huzalból. Hengeres légmagos tekercs esetén a menetszám 100-150 lehet, a tekercstest belső átmérőjét a gyújtókábel vastagsága határozza meg (15 mm belső átmérő megfelelő lehet).

A stroboszkóp vakucsövét megfelelő lámpatestbe kell szerelni, amely a P_3 potenciométert is tartalmazza. A készülék, valamint az előzőekben ismertett akkutöltő kialakításánál - tekintve, hogy hálózati feszültségről üzemelnek - a jó szigetelésre, az élettvédelmi, érintésvédelmi szempontokra gondosan ügyeljünk!

Elektronika a műszerfal alatt

Egyre több autós műszer működik elektronikus elven. A műszerek kijelzése rendszerint LED-ekkel történik. Az elektronikus műszerek megbízhatóbbak me-



34. ábra. Izzólámpa-kontroll áramkör

chanikus elődjeiknél, jelzésük is feltűnőbb, így alkalmazásuk közvetve a forgalom biztonságát is növeli. Néhány ilyen elektronikus műszer, jelzőberendezés kapcsolási rajzát ebben az összeállításunkban is bemutatjuk.

A 34. ábrán egyszerű izzólámpa-kontroll áramkört láthatunk, amely LED-es kijelzéssel működik. Elsősorban olyan nagyobb teljesítményű izzók működésének ellenőrzésére szolgálhat, amelyeket nem látunk a vezetőülésből (a féklámpák, de a tompított fényszóró is ilyen, ha nappal is használjuk). Az R_x ellenállást a lámpa-terhelésnek megfelelően kell megválasztani úgy, hogy két izzó esetén az ellenálláson kb. 350 mV feszültség essen, de ennél semmiképpen sem nagyobb. Így ha az izzók működnek, az R_x ellenálláson eső feszültség nyitja a T_1 tranzisztort, amely elszívja a T_2 bázisáramát és a LED nem tud világítani. Ha csak egyetlen izzó is kiég, az áram már nem elégséges a T_1 tranzisztor nyitva tartásához és a LED meggyullad. Az áramkörhöz csak germánium tranzisztort használhatunk a T_1 helyén, mert így az R_x ellenálláson kisebb feszültséget kell ejtőnünk a kontroll-kapcsolás működtetéséhez. Az izzólámpák fényereje ugyanis már néhány tized volt feszültségcsökkenésre észrevehetően csökken. Az R_x figyelőellenállást vastag ellenálláshuzalból készíthetjük el. Az áramkört a gépkocsi elektromos hálózatának megfelelő pontjaira kell kapcsolni (féklámpa-kapcsoló vagy világítás-kapcsoló).

Világítási kontroll célokat szolgál a 35. ábra áramköre is. A jelzőberendezés a szórakozott gépkocsivezető figyelmeztetésére szolgál. A készülék szaggatott hangjelzést ad bekapcsolt parkolólámpa esetén, ha a fényszórók be vannak kapcsolva kikapcsolt gyújtásnál, vagy pedig a gyújtás van bekapcsolva kikapcsolt fényszórónál. (Ezek a következőket jelentik: leállítottuk a motort, de a fényszórókat elfelejtettük kikapcsolni; kikapcsoltuk a fényszórókat, a motort leállítottuk, de a gyújtást valami okból mégis bekapcsoltuk azután úgy felejtettük; beszállásnál este elindítjuk a motort – a parkolólámpák égnek –, de elfelejtjük meggyújtani a fényszórókat.)

A készülék két darab integrált áramkör tartalmaz, amelyeknek logikai kapui a következő logikai függvényt valósítják meg

az ábra alapján: $Y = A\bar{B}C + \bar{A}BC$. Az A, B és C bemenetek a gépkocsi megfelelő pontjaira csatlakoznak. Így tehát A magas szintű bekapcsolt gyújtásnál, B égő fényszórónál és C bekapcsolt parkolólámpa esetén. Ha az Y ponton magas szint van, az N_4 NAND-kaput követő I_3 inverter kimenete nyitásba vezérli a T_1 tranzisztort, amely bekapcsolja a kollektorkörébe kötött „telefonhallgató-oszcillátort”. Ez egy olyan átalakított telefonhallgató, melyet két tekercs és a beleépített T_2 tranzisztor segítségével hangforrásnak alakítottuk át. Az „aktív hallgató” egyenfeszültségre kapcsolva kb. 1–2 kHz-es frekvenciával rezeg – az oszcillátora és a membránja egyaránt.

A T_1 tranzisztort akkor tudja bekapcsolni az N_4 NAND-kaput az I_3 inverteren keresztül, ha mindkét bemenetére magas szint kerül. Jelzés tehát akkor lesz, ha Y magas és a 9. lábra érkező szint is magas. Ez pedig változó magas–alacsony szint, ugyanis erre a pontra az I_4 – I_5 inverterekkel felépített astabil multivibrátor kimenete csatlakozik. A jelzés tehát 1 kHz-es fűtly lesz, kb. 1 Hz-es frekvenciával megszagatva, az I_4 – I_5 astabil multivibrátor periódusidejének megfelelően.

A logikai függvény C változóját a parkolólámpa ki- vagy bekapcsolt állapota jelenti, ez egyúttal az IC-eket is ki-be kapcsolja, ugyanis erről a pontról biztosítottuk az 5 V-os tápfeszültséget a D_1 Zener-dióda segítségével. A működést (a logikai függvényt) a 2. táblázatban foglaltuk össze.

A jelzőberendezést nyomtatott áramkörös kivitelben készíthetjük el. Az alkatrészek beültetését és a fóliarajz tükörképét a 36. ábrán tüntettük fel.

2. táblázat. A kombinált jelző igazságtáblázata (35. ábra)

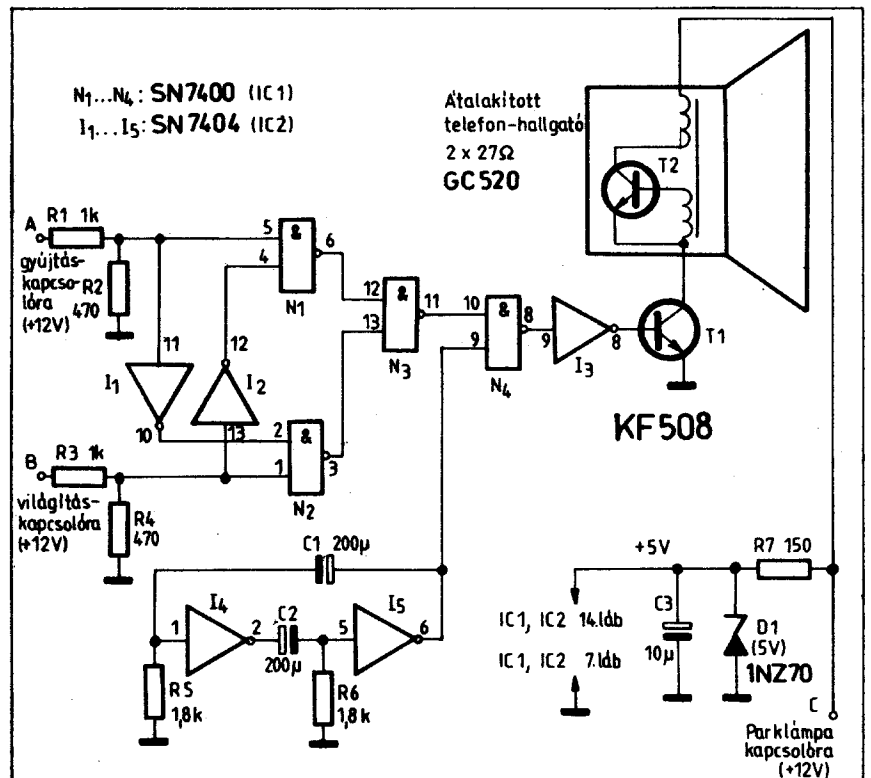
Gyújtás A	Fényszóró B	Parklólámpa C	Jelzés Y
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	0

Az LM 3914 típusú integrált áramkör segítségével szemléletes akkufeszültség-jelző műszert készíthetünk. Az IC egy LED-sor meghajtó áramkör és az a tulajdonsága, hogy a beállított működési tartományát egyenletes feszültséglépcsőkre osztja el, így a LED-sor hossza a feszültséggel arányos lesz (37. ábra).

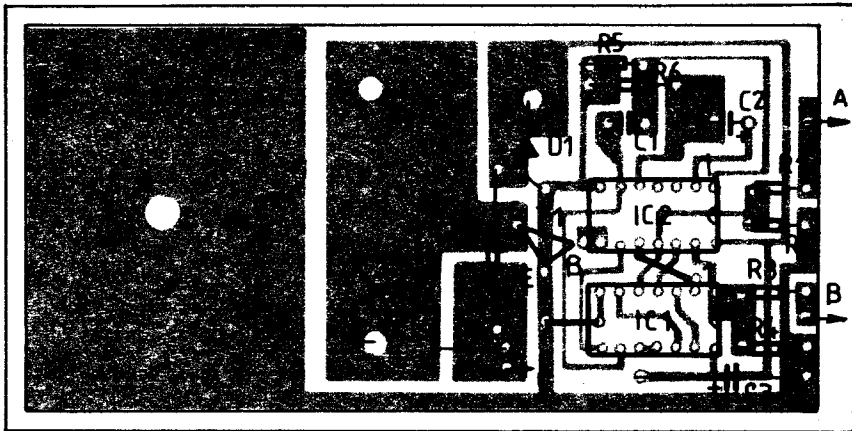
Az integrált áramkör tíz darab LED-et tud meghajtani. Célzerű a feszültséglépcsőket ezért 0,5 V-onként felvenni, 10,5 V és 15 V között. A LED-ek célszerűen különböző szintűek lehetnek, az ábra szerint. A zöld színű LED-ek jelentik azt, hogy a gépkocsi hálózatának feszültsége megfelelő (12–14 V között).

A kapcsolás nyomtatott áramkörének rajzát is közreadjuk (38. ábra). A feszültségjelző hitelesítése a P_1 és P_2 potenciométerekkel történik, változtatható feszültségforrással és hiteles feszültségmérővel. A potenciométereket úgy kell beállítani, hogy 10,5 V-nál gyulladjon ki a D_1 dióda és 15 V-nál a D_{10} jelzésű LED.

A fékfolyadék hiánya veszélyes balesetet okozhat. Modern gépkocsik már rendel-



35. ábra. Kombinált jelzőberendezés integrált áramkörökkel



36. ábra. A jelöberendezés NYÁK-lapja (alkatrészoldal, $M = 1:1$)

keznek a fékfolyadék tartályát ellenőrző műszerrel, a legtöbb gépkocsiban azonban még nincs ilyen. Ezért a 39. ábrán közre- adunk egy ilyen kapcsolást is.

A folyadék-tartály fedelére két érzékelő elektródát kell szigetelten elhelyeznünk, amelyek normális folyadékszint mellett beleérnek a fékfolyadékba. Ennek vezetése elegendő ahhoz, hogy a T_1 tranzisztort a nagytértékű R_1 bázisellenállás mellett biztosan zárva tartsa.

Ha a fékfolyadék szintje az idők folyamán lecsökken, az érzékelő elektródák teljes szakadást mutatnak. A T_1 tranzistor ekkor már ki tud nyitni az R_1 bázisellenállás segítségével és nyitásra vezérli a T_2 tranzisztort is. Ez utóbbi tápfeszültségre kapcsolja a T_3 és T_4 tranzistorokkal felépített komplementer tranzisztoros astabil multivibrátor fokozatot. A két tranzistor periodikusan és egyszerre nyit-zár, közben a T_3 kollektorkörébe kötött D_1 LED ütemesen villog az astabil multivibrátor rezgési frekvenciájának megfelelően – feltűnően figyelmeztetve a fékfolyadék hiányára.

Az áramkör nyomtatott lapját az alkatrészek beültetésével a 40. ábra mutatja. A jelző táplálása a gyújtáskapcsolóról történik. A berendezés 11–16 V feszültségnél $-20 \dots +70 \text{ }^\circ\text{C}$ között üzemképes, maximális áramfogyasztása (jelzés, esetén) 50 mA.

Végül egy érdekes fordulatszámjelző áramkör kapcsolási rajzát mutatjuk be (41. ábra). A készülék két db (egy vörös és egy zöld) fényki-bocsátó diódával rendelkezik, ennek ellenére ötféle üzemmállapot kijelzésére alkalmas:

a) a motor extrém alacsony fordulatszámmal működik, ami a motorra nézve káros lehet (pl. 1500-as percenkénti fordulatszám alatt): a vörös LED folyamatosan világít;

b) alacsony, de megengedett fordulatszám (pl. 1500/perc között): a zöld és vörös LED felváltva villog;

c) kedvező fordulatszám-tartomány (pl. 2700-as és 4000-es között): a zöld LED folyamatosan ég;

d) magas fordulatszám (pl. 4000–6000/perc között): a vörös és zöld LED felváltva villog;

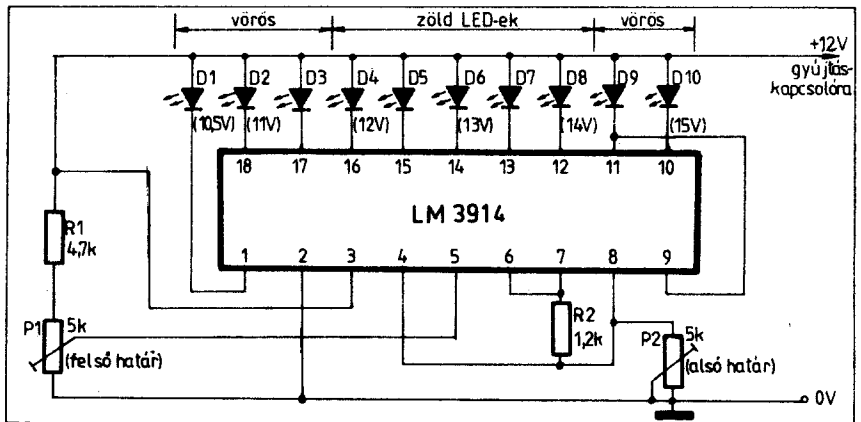
e) igen magas, már nem megengedett fordulatszám (pl. 6000/perc felett): a vörös LED folyamatosan ég.

Az áramkör működése röviden a következő. Az L tekercs néhány menet szigetelt huzalból, amely a gyújtótrafót a gyújtáselosztóval összekötő nagyfeszültségű kábel-

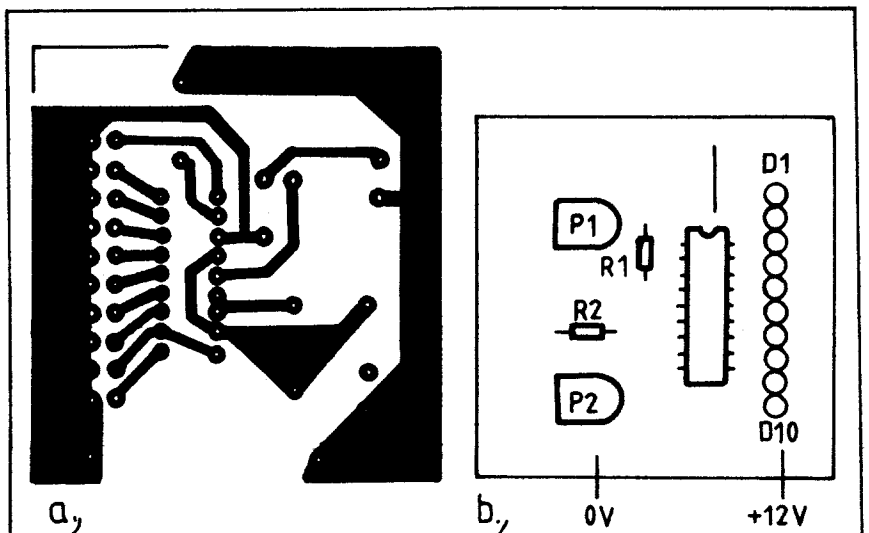
re van csévéelve. Az innen kapacitív úton származó jel elegendő ahhoz, hogy indítsa a N_5 – N_6 CMOS–NAND–kapukkal felépített egyszerű monostabil multivibrátort, melynek kimenő jele (pontosabban ennek átlagértéke), mint tudjuk, a fordulatszám arányos.

Az átlagérték-képzést a T_1 töltőtranzisztor végzi a C_3 kondenzátor segítségével. A kondenzátor feszültsége, ezzel a P_1 – P_4 potenciométerek „felső” pontján levő feszültség a mindenkor fordulatszám arányos lesz.

A fordulatszám arányos jelet négy darab feszültségkomparátorra vezetjük, melyeknek kimenőjeleit úgy kombináljuk, hogy a kívánt jelzések előálljon. A komparálási szinteket (amely, mint tudjuk, kb. a stabil U_T tápfeszültség felénél van), a P_1 – P_4 potenciométerekkel állítjuk be, mégpedig – példánk számértékeivel – P_1 -et a 6000-es fordulathoz, P_2 -t az 1500-as fordulathoz, P_3 -at a 4000-es és P_4 -et a 2700-as fordulatszámhoz megfelelő kapcsolási szint értékére. Ha tehát a fordulatszám ezeket a jellemző értékeket eléri, a megfelelő potenciométer-csúszkára kapcsolt kapubemenet éppen magas szintre jut.



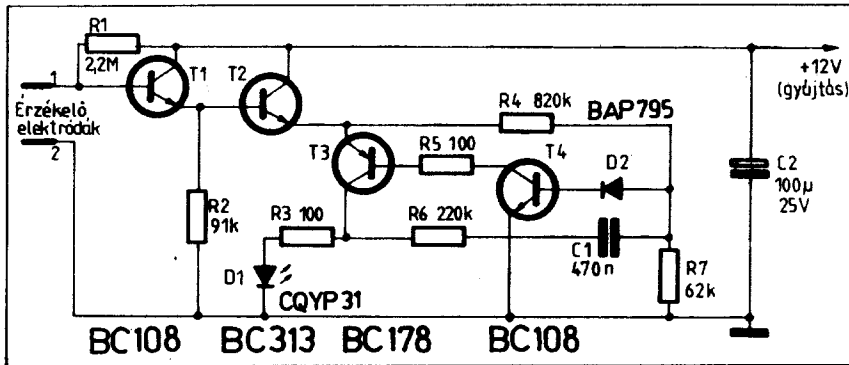
37. ábra. Integrált áramkörös akkufeszültség-ellenőrző LED-es kijelzéssel



38. ábra. Az akkufeszültség-jelző nyomtatott áramköre

3. táblázat. Logikai tábla a 41. ábra áramköréhez.

Allapot (l. a szövegben)	a	b	c	d	e
Fordulatszám (1/perc)	< 1500	1500-2700	2700-4000	4000-6000	> 6000
P ₁ szint	0	0	0	0	1
N ₁ kimenet	1	1	1	1	0
P ₂ szint	0	1	1	1	1
N ₂ kimenet	1	0	0	0	1
P ₃ szint	0	0	0	1	1
N ₃ kimenet	1	1	1	0	0
P ₄ szint	0	0	1	1	1
N ₄ kimenet	1	1	0	1	1
N ₅ -N ₈ rezeg	-	-	-	-	-
D ₂ -D ₃ VAGY kimenet	1	1-0	0	0-1	1
Kijelzés	vörös ég	vörös zöld villog	zöld ég	zöld vörös villog	vörös ég



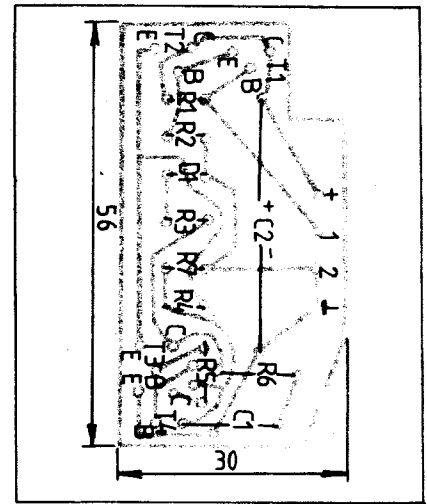
39. ábra. Fékfolyadék-őr

A logikai működés magyarázatát a 3. táblázat segítségével könnyen végigkövethetjük. A megengedett alsó és felső fordulatszámot kijelző hálózat (N₁-N₂ kapuk), valamint a kedvező fordulatszám tartományt kiválasztó N₃-N₄ logikai áramkör kimenetei egy diódás VAGY-kapura (D₂-D₃) csatlakoznak. Az N₃-N₄ logikai blokk kimenete – ha kimenő szintje 1 – még egy astabil multivibrátor fokozattal meg van szaggatva. Az N₇-N₈ kapukkal megépített astabil fokozat ugyanis csak akkor rezeg, ha a 12. lábára logikai 1 szint kerül, ellenkező esetben a rezgés leáll és a multivibrátor kimenő szintje tartósan 0.

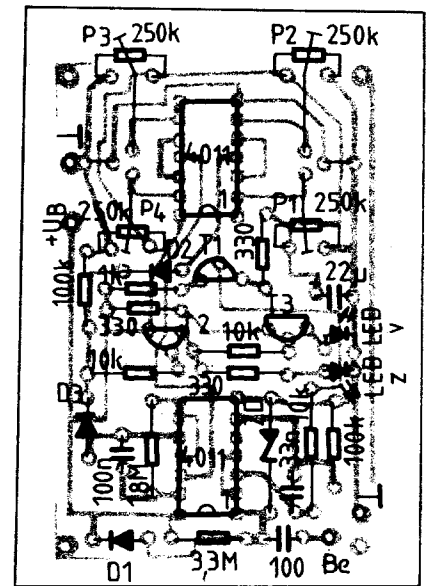
A T₂ és T₃ tranzisztorok által kapcsolt vörös és zöld LED-ek ellenütemben működnek. Ha a zöld LED világít, a vörös elalszik és viszont.

A készüléket stabil (pl. 10 V-os) feszültségről kell működtetni a kijelzés pontossága érdekében. A stabil feszültséget pl. egy 10 V-os Zener-dióda szolgáltathatja, amely soros ellenállással a gyújtáskapcsolóra csatlakozik.

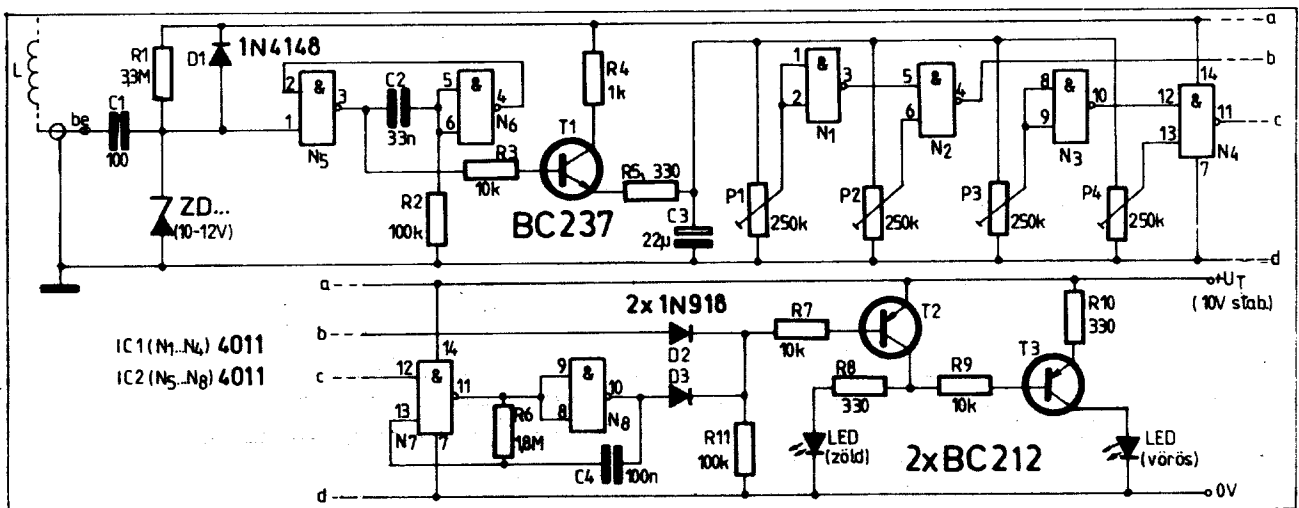
A jelzőberendezés nyomtatott lapjának rajzát a 42. ábrán láthatjuk. A kijelző LED-eket is a panelba forraszthatjuk, ez esetben a panelt közvetlenül a műszerfal mögött helyezjük el. Az áramkör hitelesí-



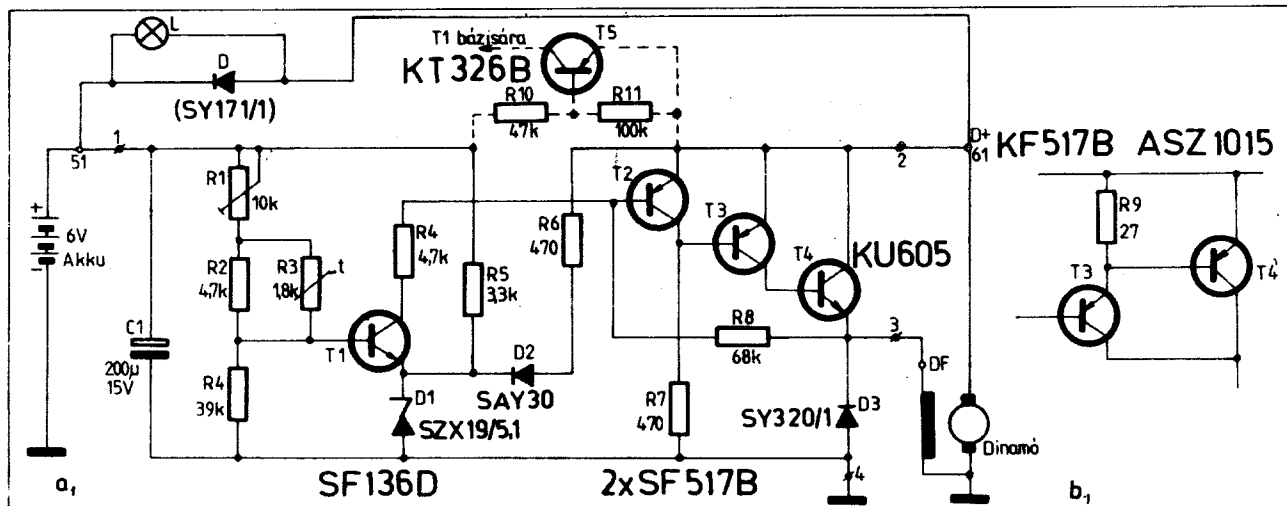
40. ábra. A folyadékszint-ellenőrző nyomtatott áramkör (alkatrészoldal. M = 1:1)



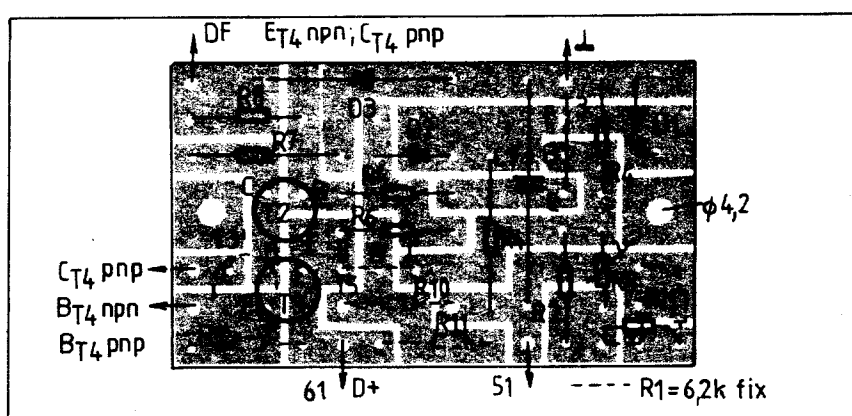
42. ábra. A fordulatszámjelző 1:1 arányú nyomtatott áramkör (alkatrészoldal)



41. ábra. Sokoldalú integrált áramkörös fordulatszámjelző berendezés



43. ábra. Dinamó-szabályozó motorkerékpár számára



14. ábra. A 43. ábra kapcsolásának NYÁK-terve (M = 1:1, alkatrészoldal)

árama kevés. Azonban a nyitott T_3 és T_4 tranzisztorok segítségével a gerjesztőtekercs árama és a dinamó feszültsége nőni kezd az öngerjesztés elve alapján. Nemsokára annyira megnövekszik a feszültség, hogy kinyitja a D dióda és a dinamó tölteni kezdi az akkumulátort is. Ha azonban a feszültség egy bizonyos beállított érték fölé növekedne, a T_1 tranzisztor kinyit, nyitja a T_2 -t is, amely hirtelen lezárja a T_3 és T_4 tranzisztorokat is. Ekkor – a már korábbiakban leírt módon – a gerjesztőáram csökkenni kezd és a dinamó kapocsfeszültsége is csökken. A szabályozó így – a gerjesztőtekercs áramkörét kapcsolgatva – állandó értéken igyekszik tartani a dinamó feszültségét, amelyet kb. 6,8–6,9 V-ra célszerű beállítani az R_1 trimmer-potenciométerrel. A kapcsoló szabályozó hiszterézisét és az átkapcsolás gyorsaságát az R_8 ellenállással megvalósított pozitív visszacsatolás

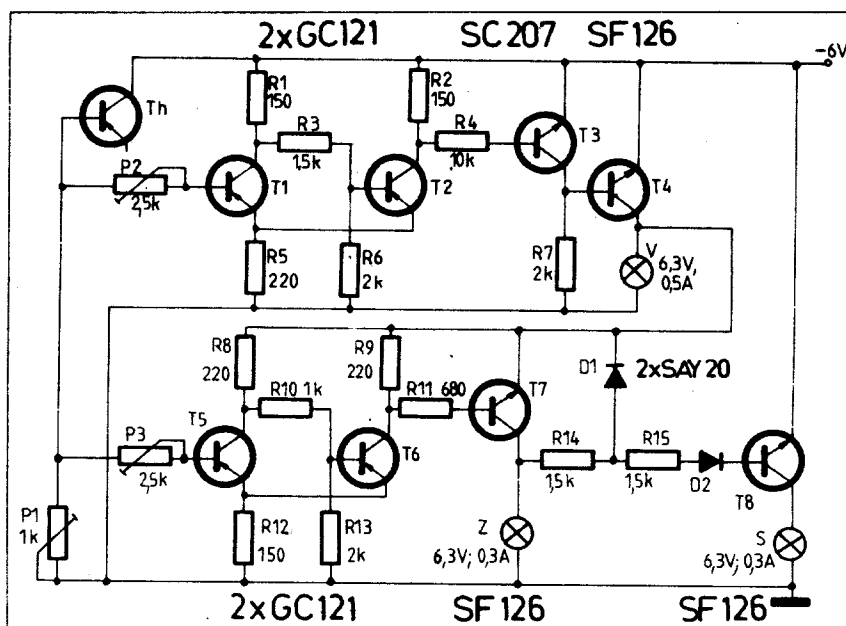
tése a leírtak alapján a P_1 – P_4 potenciométerekkel, hiteles fordulatszám-mérő műszer birtokában történhet.

Kapcsolások motorosoknak

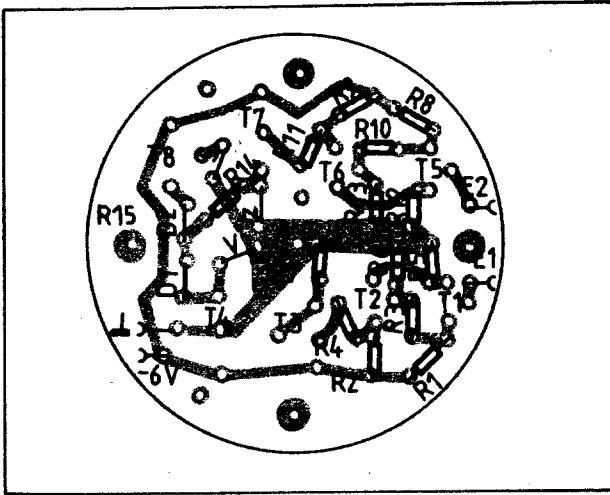
Összeállításunk befejezéséig még két áramkört mutatunk be, amelyek kifejezetten motorkerékpárhoz készültek.

A 43. ábrán MZ motorkerékpárhoz alkalmas elektronikus feszültség-szabályozó áramkör kapcsolási rajzát láthatjuk. A szabályozó négy ponton csatlakozik a motorkerékpár elektromos hálózatához (1–4). A rajzon a D dióda tölti be a visszaramkapcsoló szerepét, L a töltésellenőrző lámpa.

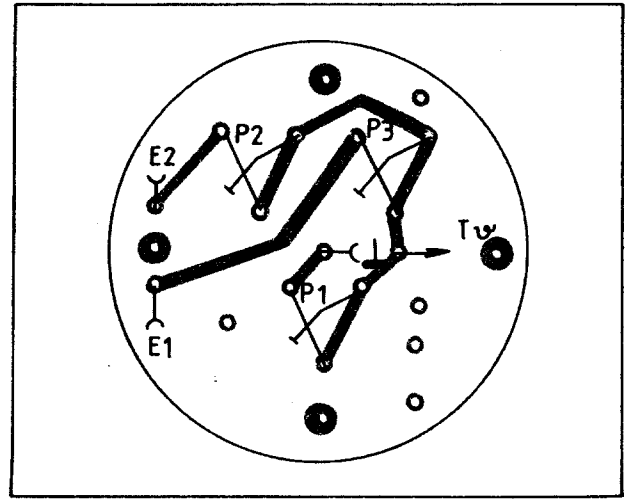
Az áramkör működése az előbbieken tárgyaltak alapján könnyen érthető. Ha a dinamó által szolgáltatott feszültség kisebb az akku feszültségénél, a D dióda zárva van. Az R_1 trimmer-potenciométer úgy van beállítva, hogy a T_1 tranzisztor – melynek emittora a teszthez képest a D_1 Zener-diódával meg van fogva – lezárt állapotban legyen. A dinamó kezdetben csekély feszültséget termel, mert a gerjesztő-



45. ábra. Hengerfejhőmérséklet-ellenőrző és jelző motorkerékpárhoz



46. ábra. A hengerfej-hőmérő NYÁK-lapja (alkatrészoldal, $M = 1:1$)



47. ábra. A beállító potenciométerek elhelyezése a hőmérő másik NYÁK-lapján ($M = 1:1$)

növeli. Az áramkör hőkompenzála van. A T_4 tranzisztort kisméretű hűtőlapra kell szerelni.

A dinamó védelmére a szabályozót rövidzárvédelemmel is elláthatjuk (l. az ábrán a szaggatott vonallal rajzolt részt). Az 51 kivezetés testzárlata esetén ugyanis a T_5 tranzisztor kinyit és erősen nyitásban vezérli a T_1 -et is. Ennek hatására az előbbieket alapján a dinamó azonnal legerjesztődik. A *b* ábrán a T_4 tranzisztor áramkörének egy másik megoldását is felrajzoltuk. pnp tranzisztorral. Ennek megfelelően az áramkör beültetési rajza (44. ábra) is kétféle lehet (szaggatott vonallal van feltüntetve a pnp tranzisztoros változat beültetése).

Utolsó kapcsolási rajzunk (45. ábra) egy motorkerékpár hengerfejhőmérséklet-ellenőrző jelzőkészüléke. Egyes motorok kényesek a hengerfej hőmérsékletének túllépésére, emiatt gyakran fordul elő meghibásodás. Áramkörünk egy TS 250-es motor hengerfej-hőmérsékletének ellenőrzésére készült.

A készülék vörös, sárga és zöld jelzőlámpák fényével mutatja a hengerfej állapotát. „Hőmérő” céljaira egy germánium pnp tranzisztor kollektor-bázis átmenete szolgál, amelyet termikus kapcsolatba kell hozni a hengerfejjel. Elhelyezését ki kell kísérletezni.

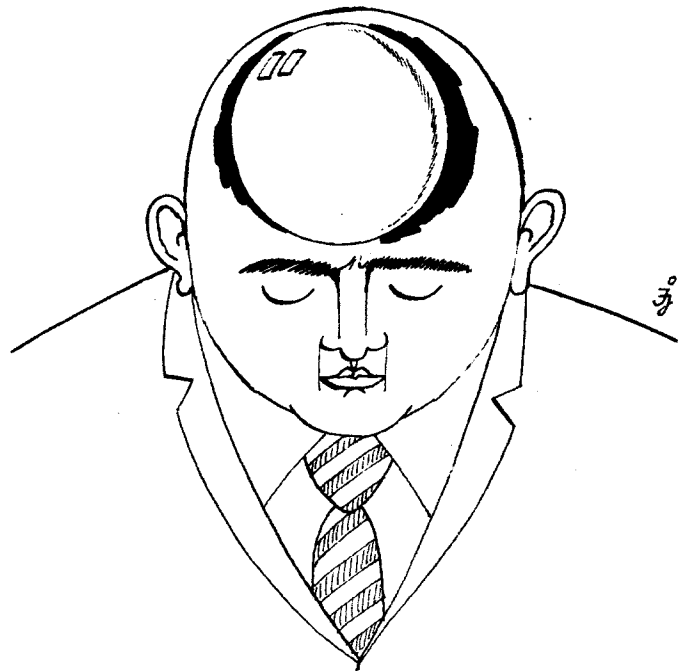
Az áramkör két Schmitt-trigger áramkörből és az ezeket követő kapcsoló fokozatokból áll. Alacsony hőmérséklet esetén a felső Schmitt-trigger olyan állapotban van, hogy T_1 tranzisztora lezárt, T_2 tranzisztora pedig nyitott állapotban van. Ennek megfelelően a T_4 is lezárt, így a vörös lámpa nem világít. A T_5 - T_6 - T_7 tranzisztorokból álló fokozat pedig nem kap tápfeszültséget, így a zöld izzó sem világíthat. Ég viszont a sárga izzó, mert a T_8 tranzisztor bázisa nyitóáramot kap a zöld színű izzólámpán keresztül. Ez az alacsony hőmérséklet esete.

A hőmérséklet emelkedésénél a T_h hőfokérzékelő tranzisztor visszárama nő, a

trigger-fokozatok bemenetén a (negatív) feszültség növekszik. Az alkatrészek értékei úgy vannak megválasztva, hogy először a felső Schmitt-trigger billen át (az első egyébként sem tudna, hiszen a tápfeszültséget a T_4 kollektorköréből kapja). Ekkor a T_2 és a T_3 tranzisztorok lezárnak, a T_4 pedig kinyit. Ezért a vörös izzó kigyullad, valamint – mivel a T_7 tranzisztor is tápfeszültségre kapcsolódik – a zöld színű izzó is világít. Kialszik viszont a sárga színű izzólámpa, mert a T_8 tranzisztor bázisán a negatív irányú feszültség megnövekedett. Ez a normális megfelelő üzemállapot kijelzése. Ha azonban a hőmérséklet

tovább növekszik, a T_5 - T_6 tranzisztorokból álló Schmitt-trigger is átbillen. Ekkor a T_7 kikapcsol, a zöld lámpa is elalszik, csak a vörös marad égve, figyelmeztetve a veszélyes túlmelegedésre.

A kijelzőt a motor fényszóróházába szerelhetjük. Kisméretű nyomtatott lapjának rajzát az alkatrészek beültetésével a 46. és 47. ábrákon láthatjuk. A kijelző szendvicsszerűen összeszerelt három nyomtatott lapon foglal helyet. A 47. ábra nyomtatott lemezén a beállító potenciométeren vannak elhelyezve. A harmadik lemezen (ennek rajzát itt nem adjuk közre) a három kijelző izzó van felerősítve.



Buborékmemória – karikaturista szemmel



Rózsa Sándor okl. vill. mérnök

A Rádiótechnika évkönyveiben 1968–1976 között nagyszámú elektroncsöves, tranzistoros és integrált áramkörös rádióvevőkészülék működését, kapcsolási rajzát vagy építési leírását ismertettük. Ezek a leírások ma már nem mindenki számára hozzáférhetőek. Különösen hiányoznak azok részére, akik most kezdnek az elektronikával a rádiótechnikával ismerkedni, gyakorlati tapasztalatokat szerezni. Jelen leírásban egy kivételtől eltekintve csak egyenes rendszerű rádióvevőkészülékekkel foglalkozunk. Célunk, hogy az ilyen típusú készülékek különböző változatairól áttekintést adjunk, a szupervevőkészülékekkel egy későbbi közleményben foglalkozunk.

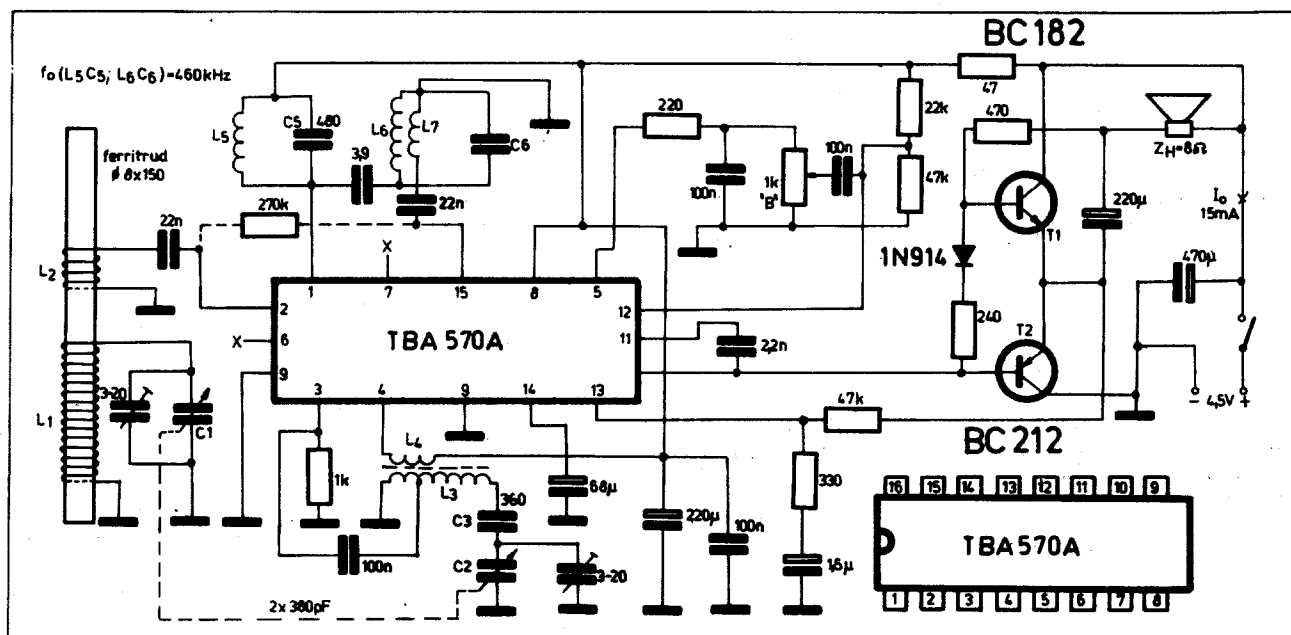
Bevezetés

A rádiótechnikai alapismeretek megszerzésének egyik legjobban bevált útja a különböző bonyolultságú rádióvevőké-

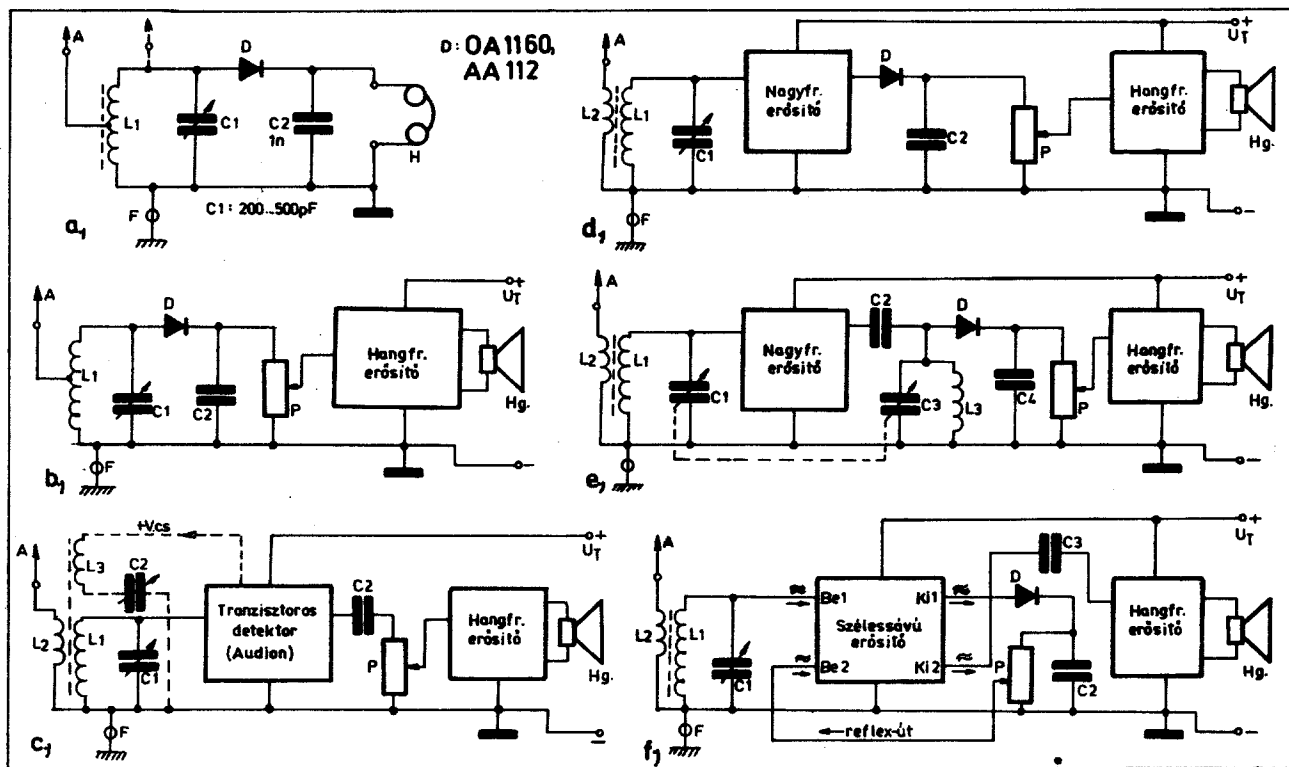
szülékek egymás utáni elkészítése. Bár a multivibrátor kapcsolást is nagyon sokféle változatban lehet elkészíteni, melyek műszaki paraméterei (frekvencia, amplitúdó, üzemmód, működésgyorsaság stb.) nagyon eltérőek lehetnek, mégis ezek között különbséget tenni csak jól működő műszerekkel lehet, amelyekkel éppen a kezdő amatőrök nem rendelkeznek. A rádióvevő esetében kedvezőbb a helyzet, mert a nagyvilág sok ezernyi rádióadója mind megannyi jelforrásként rendelkezésre áll az elkészült „mestermű” vizsgálatára. Az egyre bonyolultabbá váló készülékek közötti minőségi különbség szó szerinti értelmezésében „füllel hallható”. Az érzékenyebb készülék távolabbi állomásokat vesz. A szelektívebb jobban elválasztja a közeli adókat vagy lehetővé teszi erős állomás melletti gyengébb, távolabbi adók vételét. A készülékek hangteljesítménye, hangtisztasága és hangszínezete is egyre változik s ha ismereteink valóban gyara-

podnak, akkor mindig a kedvezőbb irányba.

Ahhoz, hogy jól működő rádióvevőkészüléket készíthessünk, tisztában kell lenni az aktív elemek feszültségellátásával, a szükséges tápegységekkel, a hangfrekvenciás és a rádiófrekvenciás technika alapvető fogásaival, buktatóival és a felmerülő problémák (áramkörök összekapcsolása, fokozatok egymásra hatása, illesztés, gerjesztés, instabilitás stb.) elvi és gyakorlati megoldásaival. Ezen ismeretek megszerzéséhez kívánunk segítséget adni azzal, hogy rendszerezetten áttekintjük az egyenes, azaz frekvenciaváltást nem tartalmazó tranzistoros rádiókészülékek gyakorlatban kialakult változatait. Az ismertetésben több mint 30 komplett vevőkészülék megoldás szerepel a detektoros, illetve egytranzistoros készüléktől kezdve a soktranzistoros, illetve integrált áramkörös készülékekig. Ha viszont a különböző készülékek főbb egységeit (rádiófrekvenciás



1. ábra. Korszerű integrált áramkörös középhullámú szupervevő kapcsolási vázlata



2. ábra. Egyenes rendszerű rádióvevőkészülékek főbb változatai

rész – hangfrekvenciás erősítő tápellátás) egymással kombináljuk, akkor akár 100 különböző készülék leírása is megtalálható összefoglalásunkban. Javasoljuk, hogy a gyakorlati munka elkezdése előtt gondosan olvassuk végig az egész anyagot, mert a magyarázatok összefüggenek.

Rádióvevőkészülékek alapváltozatai

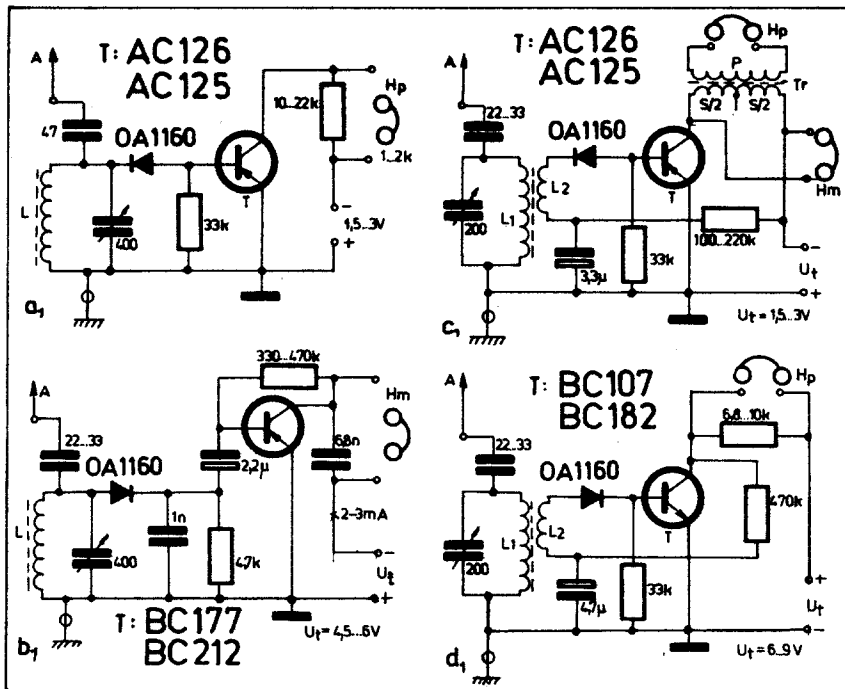
Anyagunk terjedelmi korlátai miatt fel kell tételeznünk, hogy olvasóink tisztában vannak a rádióvevőkészülékek elvi működésével és ismerik az egyenes és a szuperheterodin rendszerű vevők közötti különbséget. Mindezek mellett rögzítsük le, hogy azt a készüléket nevezzük egyenes vevőnek, melynek valamennyi, a szelektivitást meghatározó rezgőkörét a vett állomásra kell hangolni és ha a demoduláció előtt nagyfrekvenciás erősítést is alkalmazunk, akkor ez a vett állomás vivőfrekvenciáján történik. Ismeretes, hogy a rádióállomások amplitúdómodulált (AM) vagy frekvenciamodulált (FM) vivőhullámot sugároznak. A közismert hosszú-, közép- és rövidhullámú műsorsávokban dolgozó adóállomások szinte kizárólagosan AM üzemmódban működnek. Az egyenes vevők általában az említett hullámsávokon (többnyire csak középhullámon) működnek, ezért demodulátoruk AM-jelek vételét kell, hogy biztosítsa.

Mielőtt bárki feltenné a kérdést, hogy minek foglalkozunk az integrált áramkörös szupervevők világában a rosszabb vételkészességű egyenesvevőkkel, készséggel elismerjük, hogy az 1. ábrán látható, 4,5 V

tápfeszültségről működő, 250 mW teljesítményű IC-s rádióvevő valamennyi ismeretetre kerülő egyenesvevőnél érzékenyebb, vételkészebb, és szelektívebb. Ahhoz azonban, hogy ilyen vevőkészüléket építhessünk és a működést pontosan ismerjük, nagyon hasznos az egyenesvevőkkel való alapos megismerkedés. A szupervevőkészülékek teljesítményerősítésén kívüli valamennyi funkcióját ellátó TBA 570 A típusú áramkört sem lehet egyszerűen beszerezni, ezzel szemben tranzisztorokkal működő egyenes- és szupervevők építéséhez a legtöbb amatőrnek minden anyag rendelkezésére áll vagy könnyen elérhető.

Az egyenes-vevőkészülékek funkcionális felépítés szerint különböző főbb változatait a 2. ábrán mutatjuk be. A legegyszerűbb egyenesvevő (a részletrajz) az ún. detektoros vevőkészülék, ami az L_1C_1 rezgőkörből, a D detektorból és a 2...4 kΩ ellenállású H hallgatóból áll. Ez a készülék aktív elemet nem tartalmaz ezért tápfeszültségre sincs szükség. Az L_1 tekercs a forgókondenzátor kapacitásától függően 100...150 menet lehetőleg litze huzalból 8...10 mm-es vasmagos tekercstesten. A kisebb menetszámú tekercs a nagyobb kapacitású kondenzátorhoz tartozik. Antennaillesztésre szolgáló leágazást (esetleg többet is) végmenetszám 35...70%-ánál lehet készíteni. Jól elkészített vevőkészülékkel a helyi adók műsora vehető. A következő vevőkészülék típusban (b rajz) a detektoros vevőkészüléket hangfrekvenciás erősítővel egészítjük ki a hangerő növelése vagy hangszóró működtetése céljából. Ezeknek a készülékeknek a vételkészessége azonos és csak az antenna hatásosságának növelésével javítható.

A c részletrajz az ún. audion típusú vevőkészülék felépítését mutatja, amire az jellemző, hogy dióda helyett tranzisztor végzi a demodulációt a hangfrekvenciás erősítőt megelőző bemeneti fokozatban. A készüléktípus nagy előnye, hogy pozitív nagyfrekvenciás visszacsatolás alkalmazásával a készülék vételkészessége és szelektivitása nagyon jelentősen fokozható. Az a-b-c rendszerű vevőkészülékek közös jellemzője, hogy egy rezgőkört tartalmaznak és nincs bennük nagyfrekvenciás erősítők fokozat. A d-e-f részletrajzokon látható készülékekben már a bejövő jeleket is erősítik a vételi frekvencián. A d-típusban a demodulátor előtt aperiódikus, azaz nem hangolt szélessávú nagyfrekvenciás erősítő található. A nagyfrekvenciás erősítő alkalmazása lehetővé teszi hangolt körök számának növelését is a szelektivitás javítása érdekében. Az e változat szerinti készülékekben a nagyfrekvenciás erősítő csak a vett állomások jeleit erősíti a második hangolt kör (L_3C_3) alkalmazása következtében. Az f-megoldású ún. reflex vevőkészülékekben a hangfrekvenciás és a nagyfrekvenciás áramkörök szétválasztásával a nagyfrekvenciás erősítőt kétszeresen kihasználjuk. Demoduláció után a hangfrekvenciás jeleket is erősítjük a szélessávú nagyfrekvenciás bemeneti fokozattal. Megemlítjük, hogy reflex vevőkészülék is lehet kéthangoltkörös. A fenti főbb vevőtípusok mellett néhány érdekesebb, ezektől eltérő megoldást is ismertetni fogunk. Az ismertetésre kerülő készülékek, ahol nem adunk meg adatot, mindig a középhullámú frekvenciasávban (500...1620 kHz) működnek.



3. ábra. Egytranszistoros, dióda demodulátoros rádióvevőkapcsolások

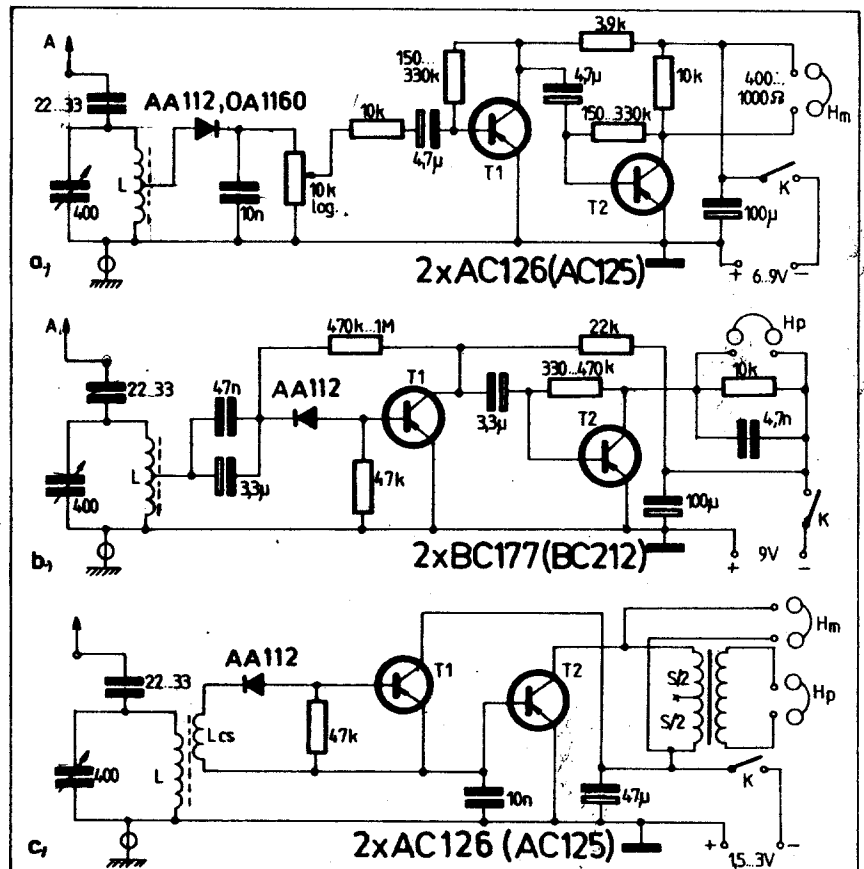
Diódás vevők hangfrekvenciás erősítővel

Az egytranszistoros hangerősítővel kiegészített diódás vevőkészülékek különböző változatai a 3. ábrán láthatók. Az a részletrajzon a T tranzisztor munkapontját a vett állomás vivőhullámából egyenirányított egyenfeszültség állítja be. A H_p hallgató piezoelektromos rendszerű, ezért kell áramvezetés céljából munkaellenállást is alkalmazni. Mágneses rendszerű hallgató (H_m) használatához alkalmas a b-kapcsolás, melynél a T tranzisztor munkapontját a kollektort és a bázist összekötő $330 \dots 470 \text{ k}\Omega$ -os ellenállás állítja be. Az ellenállást úgy kell megválasztani, hogy $1 \text{ k}\Omega$ -nál kisebb ellenállású hallgatón $2 \dots 3 \text{ mA}$, $1 \text{ k}\Omega$ -nál nagyobb hallgatón pedig $1 \dots 1.5 \text{ mA}$ kollektoráram folyjon. Piezoelektromos (kristályos) hallgatót transzformátorral is lehet tranzisztor kollektor-körébe csatlakoztatni (c rajz), e célra megfelel egy fordítva kapcsolt fázisfordító transzformátor is, melynek áttétele általában $4:1 + 1$. Mind a c mind a d részletrajz érdekessége, hogy a diódán átfolyik a tranzisztor bázisárama is. Ezzel a megoldással csökken a vevő küszöberzékenysége, mert a diódát a bázisáram a görbült kezdeti szakaszból átviszi a lineárisabb működési tartományba. Mind a 4 vevőkészülék tekerceire a diódás vevőnél elmondottak érvényesek. Ahol a diódát külön tekercs illeszti (c-d), ott a csatolótekercs menetszáma a hangolótekercsének körülbelül a fele. Kisebbszámú menetszámnál a vevő érzéketlenebb de szelektívebb, mert a diódakör kevésbé csillapítja a rezgőkört.

Az egytranszistoros vevőkészülék vételképességét a hangerősítő fokozatok számának növelésével lehet javítani. A még min-

dig fejhallgató működtetésére ajánlott kéttranszistoros változatok a 4. ábrán láthatók. Az a megoldásban önálló hangerőszabályozót alkalmazunk a diódák után, amit 2 db földelt emitterű erősítő fokozat követ mágneses hallgató működtetése céljából. A b-változatban a dióda nyit irányú előfeszítést kap, mert része a T_1 tranzisztor bázisáramkörének. E készülékhez kristályos hallgatót lehet használni. Mindkét hallgatótípus működtethető a c-változatú készülékkel. A T_1 tranzisztor vezérlését bázisa és emittere között kapja, de munkaellenállása, ami a T_2 báziskörébe kerül, nem a kollektor hanem az emitterkörébe kerül. Mindkét tranzisztor munkapontját a vett állomás egyenirányított vivőhulláma állítja be. Hangerőállítás félrehangolással történhet. Az L hangolótekercs 6 mm -es vasmagon $130 \dots 140$, 8 mm -es vasmagon pedig $110 \dots 120$ menet $10 \dots 20 \times 0.05 \text{ mm}$ -es litzehuzalból. Leágazás $50 \dots 60$ menettel, illetve a külön csatolótekercs menetszáma is ugyanennyi.

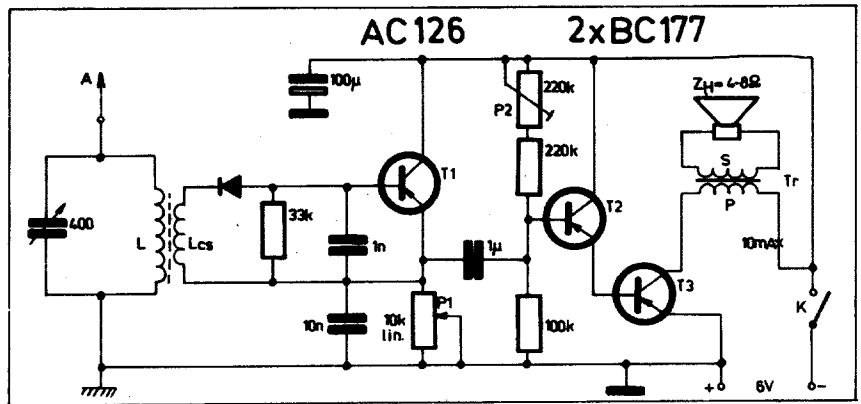
Nemcsak a kéttranszistoros, de még az egytranszistoros rádióval is meg lehet kísérlni a hangszóróvétel, különösen az adóállomások közvetlen környezetében. Mivel a tranzisztorok ára lassan lecsökken az ellenállások árszintjére, nem elvileg a kondenzátorokat, melyek egyes változatai már most is drágábbak az egyszerű félve-



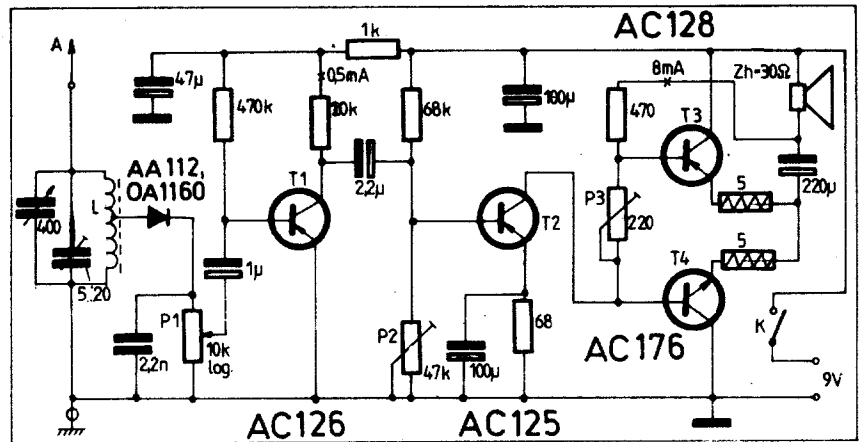
4. ábra. Kéttranszistoros dióda demodulátoros rádióvevőkapcsolások

zetőkénél a hangszóró vételhez az 5. ábrán látható háromtranzisztoros kapcsolást javasoljuk. Az előző vevőkből ismert bemeneti rezgőkörhöz a T_1 germánium tranzisztor munkapontját is beállító diódás egyenirányító csatlakozik. A T_1 munkaelenállását képező P_1 potenciométerrel az erősítést lehet szabályozni. A T_1 azért germánium tranzisztor, mert kisebb a nyitó feszültsége mint a szilícium tranzisztoroké. Az egyenáramúlag összekapcsolt T_2 - T_3 szilícium tranzisztorok közül a T_2 földelt kollektoros illesztőfokozat (emitterkövető) a T_3 pedig transzformátoros kimenetű földelt emitteres erősítő. Mindkét tranzisztor munkapontját a P_2 potenciométerrel lehet egyszerre beállítani oly módon, hogy a T_2 kollektorkörében 10 mA egyenáram folyjon. A T_3 illesztő ellenállása mint tudjuk $6\text{ V} : 0,01\text{ A} = 600\ \Omega$ 4 Ω -os hangszórót $\sqrt{600:4} \cong 12$ -szeres 8 Ω -os hangszórót pedig $\sqrt{600:8} \cong 8,7$ -szeres áttételű transzformátorral illeszthetjük a T_3 tranzisztorhoz. Egy kisméretű, 0,8 - 1,5 cm^2 magkeresztmetszetű transzformátoron a primer tekercs 500...600 menet, 0,1 - 0,2 mm-es huzalból a szekunder tekercs 4 Ω -ra 42...50 menet, 8 Ω -ra pedig 60 menet 0,5 - 0,8 mm-es huzalból. Ha a vasmag tekercselési tere megengedi, mindig a vastagabb huzalt kell alkalmazni. Kísérleti célokra gyári kimenőtranszformátorokat is lehet alkalmazni. Sokféle zsebrádió push-pull kimenőtranszformátora elérhető, vagy ronc készülékből kiserelhető. Ezeket vagy fél vagy teljes primer tekercsel kell bekötni a T_3 kollektorkörébe.

A 6. ábrán bemutatunk egy 250 mW kimeneti teljesítményű négytranzisztoros hangszórós vevőt a közvetlen bemenetű rádióvevők típusainak lezárásaként. Ebben a vevőben a demodulátort hangerőszabályozó (P_1) követi, melyhez egy tranzisztoros előerősítő (T_1) csatlakozik. A T_1 0,5 mA-os munkapontját szükség esetén a bázis nyitó ellenállás (*) cseréjével lehet beállítani. A T_2 , a T_3 és a T_4 tranzisztorok együttesen egy ún. komplementer tranzisztoros transzformátor nélküli teljesítményerősítőt alkotnak. A kapcsolás csak 30 Ω -os hangszóróval működtethető. A P_2 potenciométert úgy kell beállítani, hogy a két emittert összekötő 5 Ω -os ellenállások közös pontján vezérlés nélkül 4,5 V feszültség legyen mérhető. A P_3 potenciométerrel pedig a T_3 - T_4 tranzisztorok induló áramát



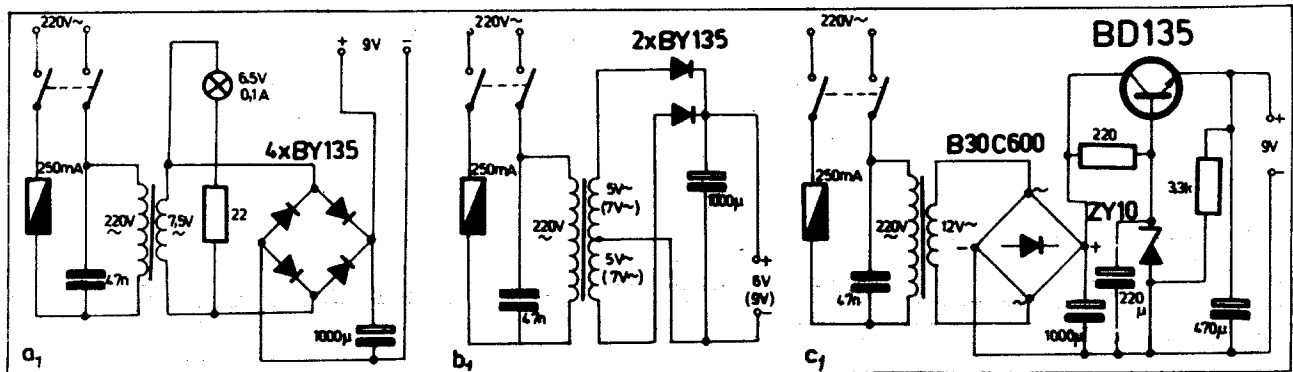
5. ábra. Háromtranzisztoros dióda demodulátoros rádióvevő kapcsolási vázlata



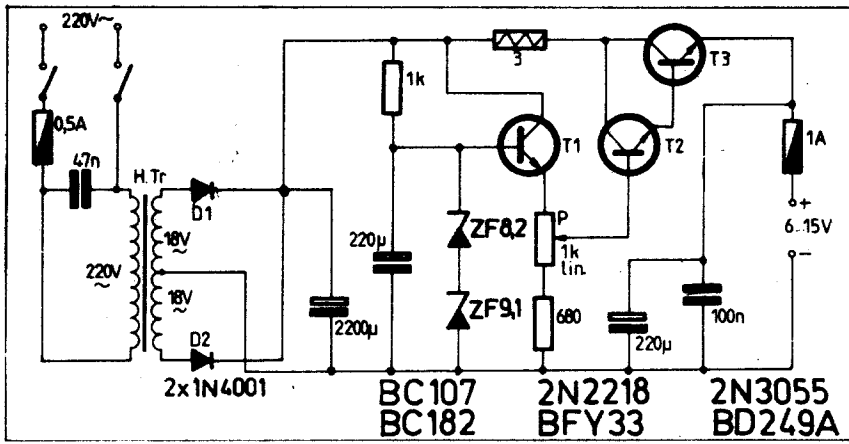
6. ábra. Négytranzisztoros dióda demodulátoros rádióvevő kapcsolási vázlata

kell 3...5 mA-ra beállítani. A T_2 munkaelenállását 470 Ω -ról 1 (1,5) k Ω -ra is lehet növelni a kollektoráram 4 (3) mA-ra való csökkentése mellett. Megemlítjük, hogy a T_2 kollektorellenállása (470 Ω) feszültségutánhúzás céljából kapcsolódik az erősítő kimenethez, illetve a hangszórón keresztül a tápfeszültségre. Ily módon a kimeneti feszültség hozzáadódik a tápfeszültséghez amikor a T_3 tranzisztorot kell kinyitni teljesítménykivezérlésnél a T_2 tápfeszültsége nem 9 V hanem 13 V.

A rádióvevők ismertetésének sorát megszakítva a 7. és a 8. ábrán bemutatunk 4 egyszerű hálózati tápegységet, mert a kísérletezés ily módon olcsóbbá válik az elemek magas árához viszonyítva, másrészt pedig a vevőkészülékek vételképessége megjavul különösen ott, ahol az elektromos hálózat légyvetékes. A 7/a és a 7/b ábrán egyszerű csúcseyenirányítós tápegységek rajza látható. Mivel a bemutatott vevőkészülékeink áramfelvétele ritkán éri el a 100 mA-t jól szűrt, közel csúcsertékű



7. ábra. Egyszerű fix kimeneti feszültségű tápegységek tranzisztoros rádióvevőkörhöz



8. ábra. 6...15 V között szabályozható feszültségű tápegység kapcsolási vázlata

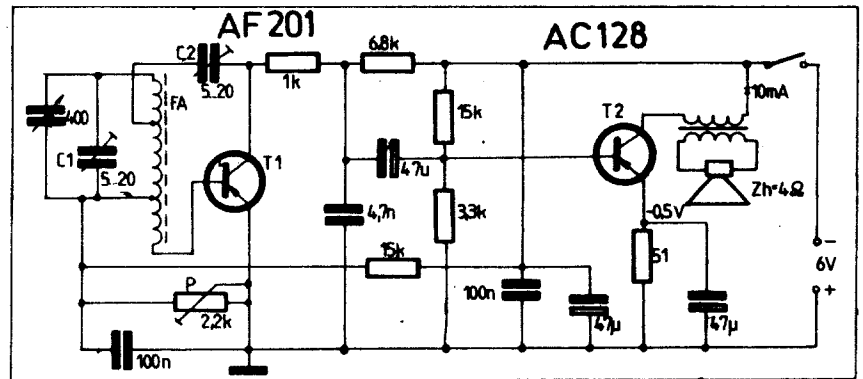
egyenfeszültséggel számolhatunk. A 7/c ábrán akár 500 mA-ig is terhelhető egyszerű kivitelű feszültségstabilizátor kapcsolási vázlata látható, melyben a soros szabályozó tranzisztor bázisfeszültségét Z-dióda fogja meg, illetve tartja állandó értéken.

A 7/c ábrán látható kapcsolás továbbfejlesztett 6...15 V között beállítható változata látható a 8. ábrán. A kapcsolásban a T_3 tranzisztor az áteresztő-szabályozó elem, a T_1 és a T_2 illesztési célokat szolgálnak. Mind a 4 tápegység rajzán megadtuk a szükséges transzformátorok feszültségadatait. Elkészítésükénél túlméretezésre kell törekedni, azaz vastag huzalokat kell használni. Irányadatként jegyezzük meg, hogy a kívánt egyenáramú terhelés 2...3-szorosának megfelelő áramra kell a transzformátor huzalokat méretezni. Ha pl. 200 mA egyenáramot kívánunk felhasználni, akkor méretezzük a csúcsegényerősítő transzformátor szekundertekercsét 500 mA-ra és a primer keresztmetszetét is növeljük meg, ha élfér az ablakban ilyen arányban.

Tranzisztor demodulátoros vevőkészülékek

Az egyenes vevőkészülékek következő csoportját az elektroncsöves technikából ismert audion fokozatnak megfelelő tranzisztor demodulátoros készülékek alkotják. Előrebocsátjuk, hogy audionfokozat-

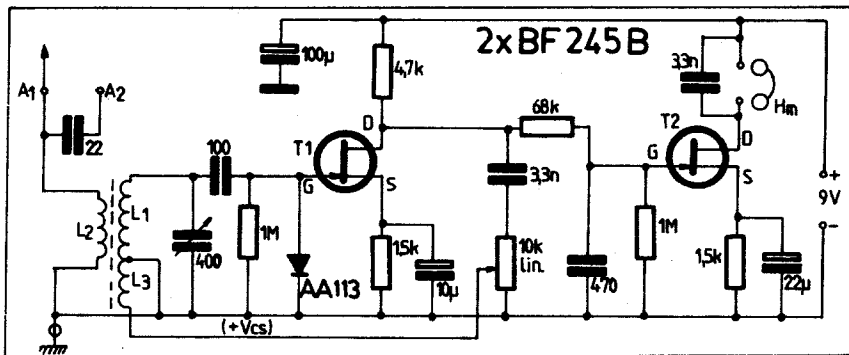
ban csak nagyfrekvenciás tranzisztort lehet alkalmazni, hiába hangfrekvenciás feszültség a kimenete. Viszonylagosan egyszerű kéttranzisztoros vevőkészülék kapcsolási vázlata a 9. ábrán látható. Ebben a vevőben a T_1 tranzisztor alkotja a demodulátor fokozatot a T_2 pedig egyszerű



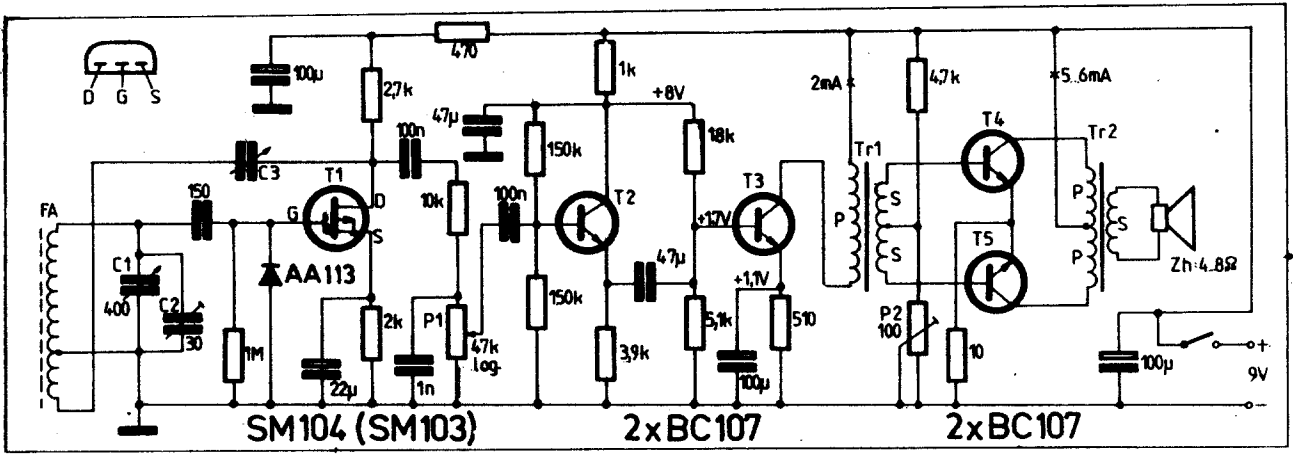
9. ábra. Tranzisztordemodulátoros, visszacsatolt rádióvevő kapcsolási vázlata

hangfrekvenciás erősítő 60 mW nyugalmi teljesítmény felvétellel, melyből a hangszóron teljes kivezrlésnél jó illesztés mellett 20...25 mW hangteljesítményt hasznosít. Ez a készülék az, amelynél meg lehet kezdeni az önálló munkát, mert a T_2 helyett 2, 3 vagy 4 tranzisztoros hangerősítő fokozatot is lehet alkalmazni a hangteljesítmény

ciós tulajdonságai, általában egy germánium diódaival is kiegészítik. A 10. ábrán zárórteges FET-tel működő 2 tranzisztoros hallgató vevőkészülék kapcsolási vázlatát ismertetjük. Ebben a készülékben is megtalálható a 10 kΩ-os potenciométerrel folyamatosan beállítható pozitív visszacsatolás. Ha a H_m mágnes hallgató helyett beiktatunk egy 3,3 kΩ-os ellenállást, akkor ezt a vevőkészüléket kondenzátoros csatolással tetszés szerinti hangfrekvenciás teljesítményfokozatokkal bővíthetjük. A 400 pF-os hangoló kondenzátorhoz 8×20 mm-es vasmagra 110 menetes hangoló tekercset kell készíteni (L_1). Az L_2 antenna csatoló tekercs vagy 25...30 menet vagy pedig 350 menet 0,1 mm-es zománc selyem huzalból. Az L_3 visszacsatoló tekercs 25...30 menet, s mivel az L_1 folytatásaként kell feltekercselni ugyanabból a huzalból készülhet mint az L_1 . Ha az antennatekercs kis menetszámú, akkor önrezonanciája a vételi sávba esne, s ennek környezetében éppen lenne egy adóál-



10. ábra. FET audionos rádióvevő kapcsolási vázlata



11. ábra. MOSFET audiosos öttranszisztoros rádióvevő kapcsolási vázlata

lomás, akkor ezt mindig lehetne hallani. Ha ilyen esettel találkozunk, akkor meg kell változtatni az antenna csatoló tekercs menetszámait az elmondottak szerint.

Az előző készülék öttranszisztoros komplettebb változata a 11. ábrán látható. A bemeneti fokozatban SM 103 (104) típusú nagyfrekvenciás MOSFET tranzisztor működik. Fontosabb változások a bemeneti fokozatban 10. ábrához viszonyítva: Vasmagos tekercs helyett ferritantenna, kondenzátorral szabályozható pozitív visszacsatolás és önálló hangerőszabályozó (P₁). A 4 transzisztorból álló 3 fokozatú hangfrekvenciás erősítőben a T₂ impedanciaillesztő emitterkövető kapcsolásban, a T₃ erősítő és fázisfordító funkciót látja el a Tr₁ transzformátor segítségével. A T₄ és T₅ tranzisztorok ellenütemű (push-pull) transzformátoros kimeneti fokozatban működnek. A 10 mm átmérőjű 150...160 mm hosszú ferritrudon az L₁ tekercs 65...70 menet az L₂ csatolótekercs 30...35 menet sodrott huzalból. A Tr₁ és a Tr₂ transzformátorok gyári kivitelűek is lehetnek. Elkészítésükhöz irányadatok a következők: Mindkét transzformátor 1...2 cm² magkeresztmetszetű lemezzelt vasmagra készíthető el. Tr₁: primer 2000 menet

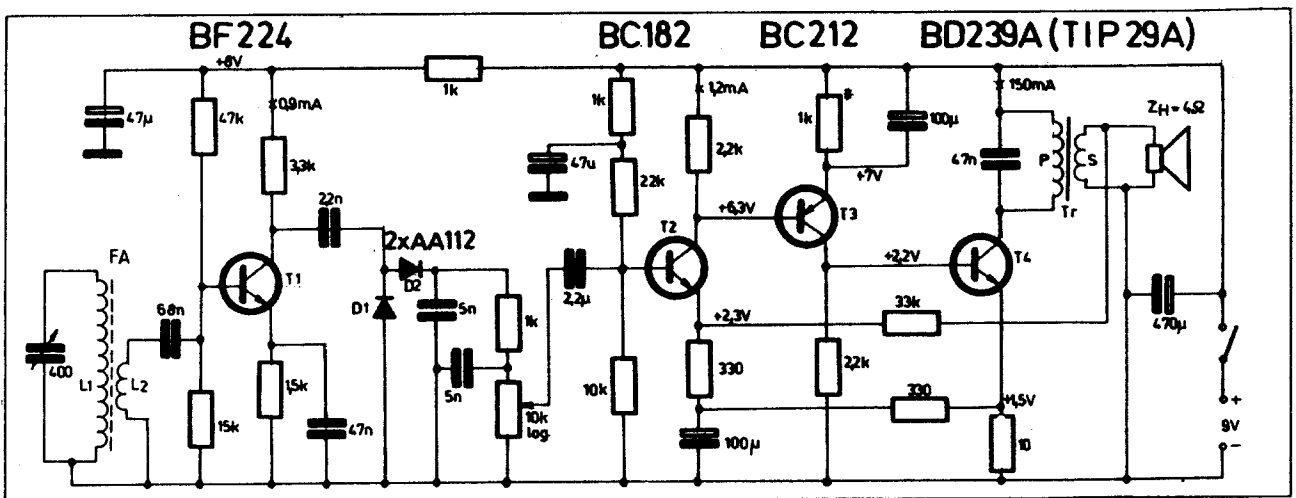
0,1 mm-es, szekunder 2 × 500 menet bifilárisan 0,15 mm-es huzalból. Tr₂: primer 2 × 250 menet 0,2 mm-es szekunder 60 menet 0,6...0,8 mm-es huzalból. Ha a hangszóró 8 Ω-os, akkor a szekunder menetszámot 80-ra kell növelni a vékonyabb huzal alkalmazása mellett. A hangteljesítmény várható értéke 300...400 mW.

Rádióvevők nagyfrekvenciás erősítéssel

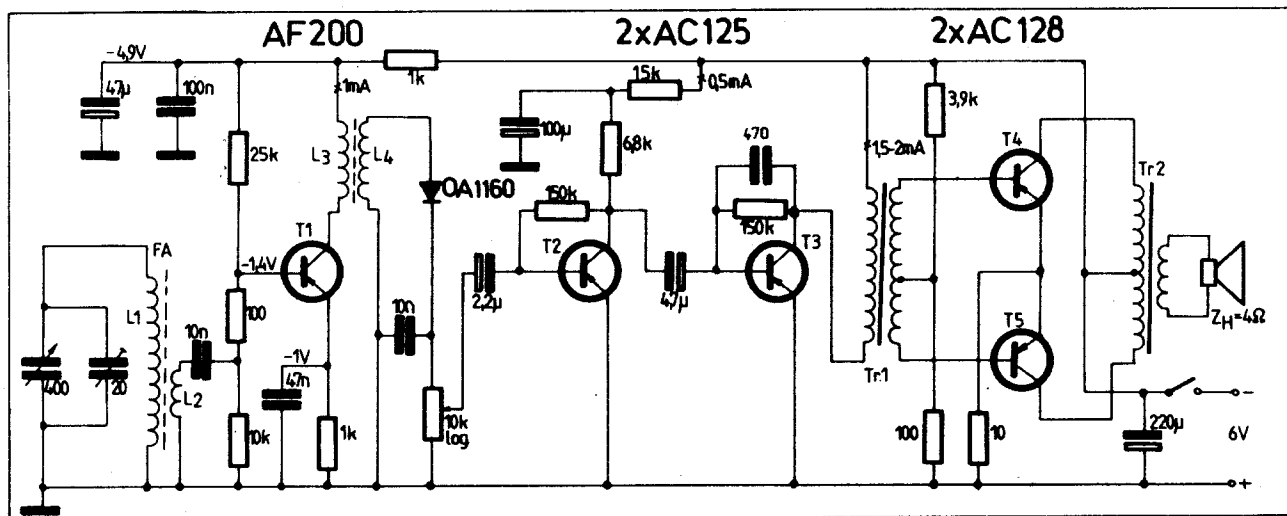
Az összefoglaló ábránk (2) d-változata szerint működik a legtöbb egyenes vevő, mert az érzékenységet a demodulátor elé épített 1...2 fokozatú nagyfrekvenciás erősítő jelentősen megjavítja. Gondoljuk meg, hogy a diódás demodulátor működéséhez 50 mV nagyságrendű nagyfrekvenciás feszültség szükséges. Akármilyen jó antennatranszformáció mellett is ez csak néhány százszor 10 mV-os jelek vételét teszi lehetővé. Pozitív visszacsatolással, tranzisztoros demodulátorral el lehet érni az 1 mV-os érzékenységet is. Ugyanitt vagyunk akkor is, ha meg tudunk valósítani egy 30...100-szoros erősítést a vett állomás

vívóhullámán s emellett nem szükséges a visszacsatolás állítgatása. A nagyfrekvenciás erősítést mint a későbbiekben látni fogjuk automatikusan is lehet változtatni oly módon, hogy erős állomás vételénél csökkenjen mértéke (AVC) s ezzel javíthatunk azon a problémán, hogy különböző térerejű állomások erősen eltérő hangerővel jelentkeznek.

A legelső készülék, amit ebben a kategóriában bemutatunk négytranszisztoros és tekintélyes 500 mW-os hangerőt biztosít. Rendszerében egyfokozatú nagyfrekvenciás erősítőből (T₁), két diódás feszültségkettőző demodulátorból és egy 3 fokozatú komplementer tranzisztoros (T₂-T₃-T₄), kimenetén „A” osztályú teljesítményerősítőből (T₄) áll. A hangszórót transzformátor illeszti a T₄ tranzisztorhoz. A 9 V tápfeszültségen 150 mA áramot vezető tranzisztor munkaellenállása 9 V : 0,15 A = 60 Ω ebből 10 Ω az emitterellenállás ezért a hangszórót kb. 50 Ω-ra kell illeszteni. A transzformátor áttétele az impedanciák hányadosának négyzetgyökéből számolva: $\sqrt{50 : 4} \approx 3,5$ -szeres, azaz P : S = 3,5 : 1. Ha egy 3...4 cm² magkeresztmetszetű lemezzelt vasmagon a szekunder tekercs 60 menet 0,8 mm-es huzal-



12. ábra. 500 mW kimeneti teljesítményű négytranszisztoros rádióvevő kapcsolási vázlata



13. ábra. 200 mW kimeneti teljesítményű öttranszistoros rádióvevő kapcsolási vázlatja

ból, akkor a primer 200...210 menet 0,3...0,4 mm-es huzalból. EI-formátumú lemezeket kell használni s egy oldalon kell berakni, hogy egy kis légrés is kialakuljon az előmágnesezés hatásának ellensúlyozására. Nézzük meg, hogy hogyan keletkezik a végfokozatban 0,5 W hangteljesítmény. Mivel T_4 „A” osztályú munkaponti árama 150 mA, vezérlés közben a T_4 tranzisztor olyan váltakozó áramot állíthat elő, melynek amplitúdója elvileg 0-ig csökkenhet és 300 mA-ig növekedhet, azaz ± 150 mA az áramváltozás csúcserőteke. Tegyük fel, hogy ezt az elvi értéket ± 140 mA-os határig megközelítjük, ebből pedig $\sqrt{2}$ -vel való osztással adódik, hogy a kimenő transzformátor primer tekercsén folyó hangfrekvenciás váltakozó áram effektív értéke 0,1 A. A teljesítményképlet alkalmazva: $P_{ki} = I_{eff}^2 \cdot Z_p = 0,1^2 \cdot 50 = 0,5$ W. A képletben Z_p a hangszóró primer körébe áttanszformált impedanciáját jelenti.

Ebben és az összes ezután következő rádióvevőkben ha külön adatokat nem adunk meg, akkor az FA jelű, ferritrudra tekercselt rezgőkör adatai az alábbiak: Hangolótekercs 10 mm-es 150...160 mm hosszú ferritrudon 400 pF-os forgókondenzátorhoz 65...70 menet, 300 pF-os forgóhoz 80-85 és 200 pF-os forgóhoz 90...100 menet lehetőleg $20 \times 0,05$ mm-es sodratból. A nagyfrekvenciás erősítő báziscsatoló tekercse függetlenül a hangolótekercs menetszámától 6...10 menet. 6 menetnél szelektívebb 10 menetnél érzékenyebb lesz a készülék. A bázis csatoló tekercs menetiránya közbimbós, ha pozitív visszacsatolás van a készülékben, akkor ez csak akkor áll elő, ha a bázistekercs és a visszacsatoló tekercs menetiránya ellentétes.

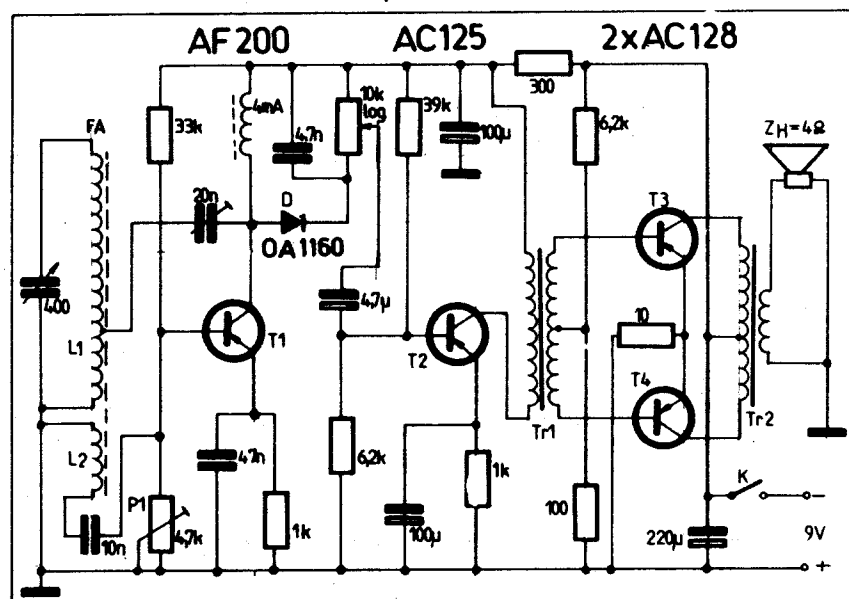
A 12. ábrán bemutatott készülékben a nagyfrekvenciás erősítő munkaellenállása $3,3$ k Ω -os rétegellenállás. A tranzisztor és a szórt kapacitások söntölő hatása miatt a munkaellenállás értéke nem növelhető tetszés szerint. Gyakran előfordul az egyenes vevők nagyfrekvenciás erősítőiben induktív munkaellenállás vagy esetenként transzformátoros csatolás is. A 13. ábrán

látható vevőkészülékben a nagyfrekvenciás erősítő munkaellenállása szélessávú transzformátor. Az L_3 tekercs induktivitása 0,5 mH, az L_4 szekunderé pedig 1 mH. Ily módon kismértékű feltranszformálás is fellép a T_1 tranzisztor kollektora és a diódás demodulátor között. Az L_3 - L_4 tekercseket lehetőleg zárt vasmasos tekercsként kell elkészíteni és a ferrit antennától távol esetleg forgatással kikeresett, gerjedésmentes pozícióban kell elhelyezni. A 6 V tápfeszültségről működő vevőkészülék kimeneti teljesítménye a Tr_2 transzformátorral megvalósított illesztéstől függ. A teljesítményhatárok 50...300 mW, ismételjük a transzformátor menetszámoktól függően. A nagyfrekvenciás fokozatban bármilyen típusú 50 MHz-nél magasabb határfrekvenciájú, pnp germánium tranzisztor alkalmazható. A hangfrekvenciás fokozatokban is tetszés szerinti típusú tranziszto-

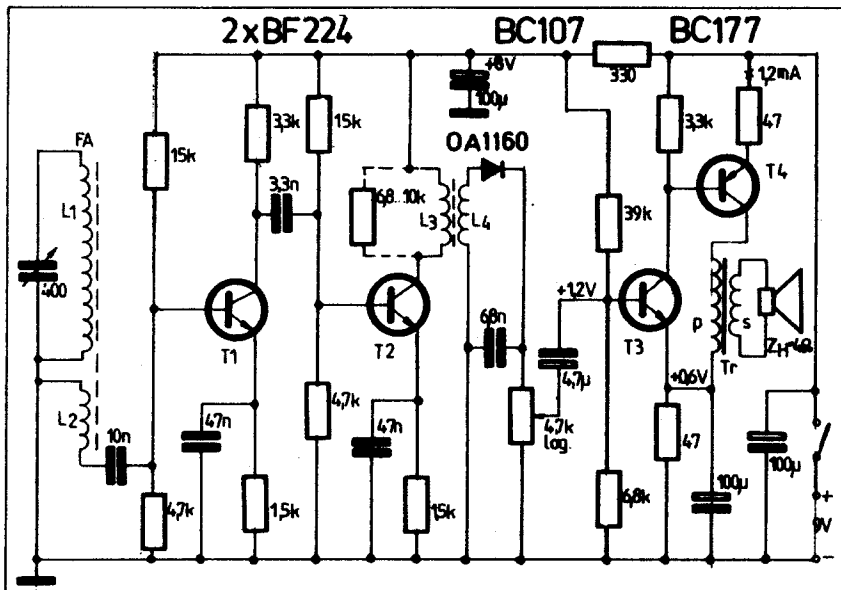
rok felhasználhatók, ha a megadottakkal közelítően egyenértékűek.

A pozitív visszacsatolás mint említettük megközelítően egy erősítő fokozatot pótol, ezért van egy tranzisztorral kevesebb a 14. ábrán látható vevőkészülékben. A demodulátor áramkörü elrendezése is eltér az előző készülékétől, mert egyszerűen a T_1 munkaellenállása fojtótekercs (4 esetleg 1...2 mH) másrészt az egyenirányító nem a föld, hanem a tápfeszültségoldalra dolgozik. Ez a megoldás azon alapul, hogy a fojtótekercsen nincs számottevő egyenáramú feszültségesés. Ha transzformátorokat a 11. ábrához megadott adatok szerint készíjtjük el vagy szerzük be, akkor ez a vevő is 350 mW nagyságrendű hangteljesítményt szolgáltat.

Egy helyett kétfokozatú a rádiófrekvenciás erősítés a 15. ábrán látható négytranszistoros mindössze 30...40 mW-os sze-



14. ábra. Négytranszistoros egyenes vevőkészülék visszacsatolt nagyfrekvenciás erősítő fokozattal



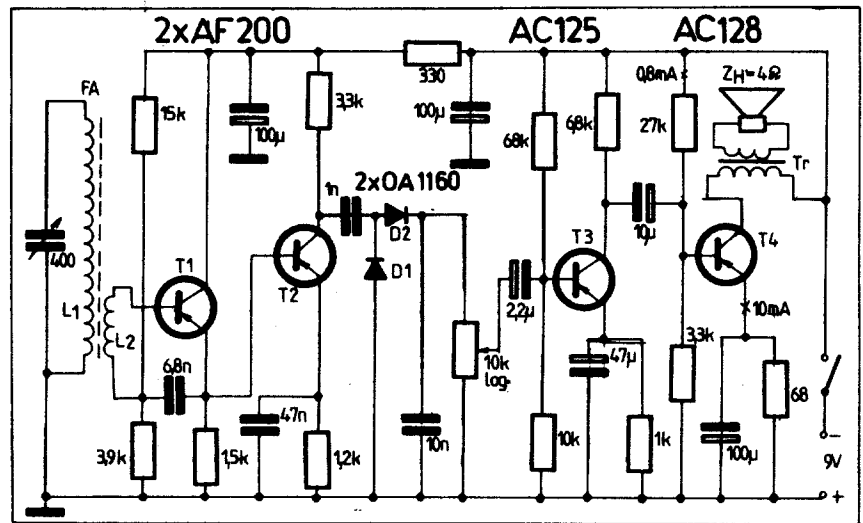
15. ábra. Négytranzistoros vevőkészülék transzformátoros csatolású nagyfrekvenciás erősítővel

A fokozat a T_2 szempontjából egyenáramúlag emitterkövető, de váltóáramúlag olyan mintha földelt emitteres erősítő lenne. A második fokozathoz (T_2) két diódás demodulátor csatlakozik. A T_3 és T_4 egyszerű hangfrekvenciás erősítő 15:1 áttételi kimeneti transzformátorral illesztett 4 Ω -os hangszórót táplál. 8 Ω -os hangszórót 10:1 áttétellel kell a T_4 tranzistorhoz illeszteni.

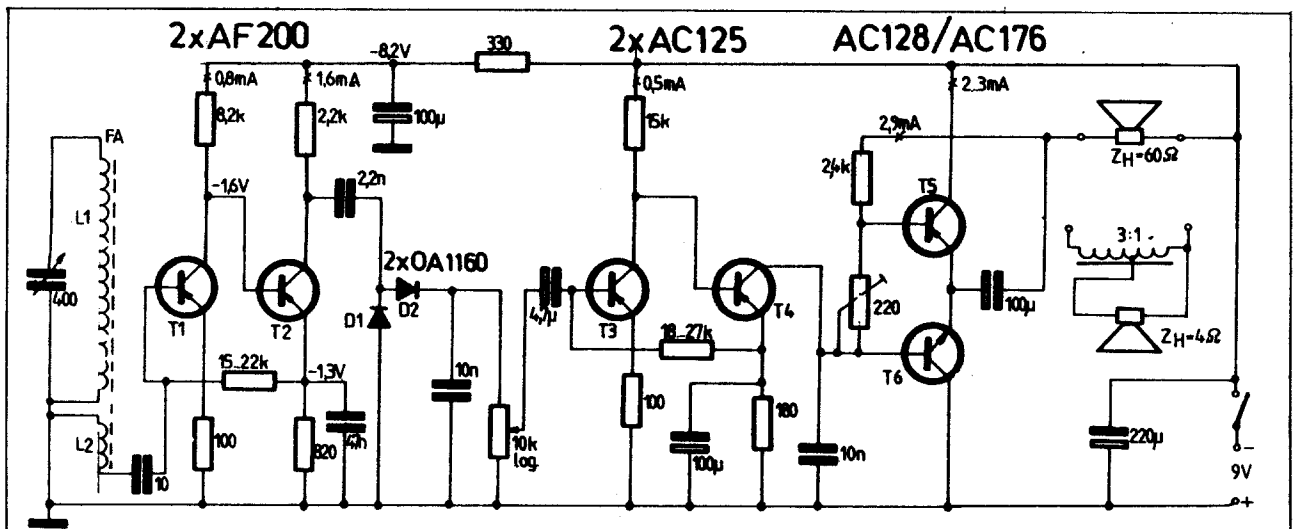
Az előzőekhez hasonló (kicsit eltérő) nagyfrekvenciás fokozattal ellátott hat-tranzistoros vevőkészüléket a 17. ábrán mutatunk be. A T_3 - T_4 - T_5 - T_6 tranzistorokból álló egyencsatolt 3 fokozatú transzformátor nélküli erősítő 60 Ω -os hangszórón 100; 30 Ω -os hangszórón pedig 200...250 mW hangteljesítményt biztosít. Ilyen hangszóró hiányában a rajzon meg-

rény hangteljesítményű de emellett érzékeny vevőkészülékben. Az L_3 - L_4 szélessávú transzformátor azonos a 13. ábrához megadottal, de még gondosabban kell elhelyezni a fokozottabb gerjedésveszély miatt. Ha a nagyfrekvenciás erősítés sok lenne, gerjedne a készülék, akkor a T_2 tranzistor kollektorköri munkaellenállását kell csökkenteni az L_3 ohmikus söntölésével. A sönt ellenállás szükség esetén akár 1 k Ω is lehet. A T_3 és T_4 egyszerű kivitelű, egyencsatolt kétfokozatú hangfrekvenciás erősítő, amit más erősítővel is lehet helyettesíteni ha nagyobb hangteljesítményre van szükség. A transzformátor áttétele $P : S = 12 : 1$.

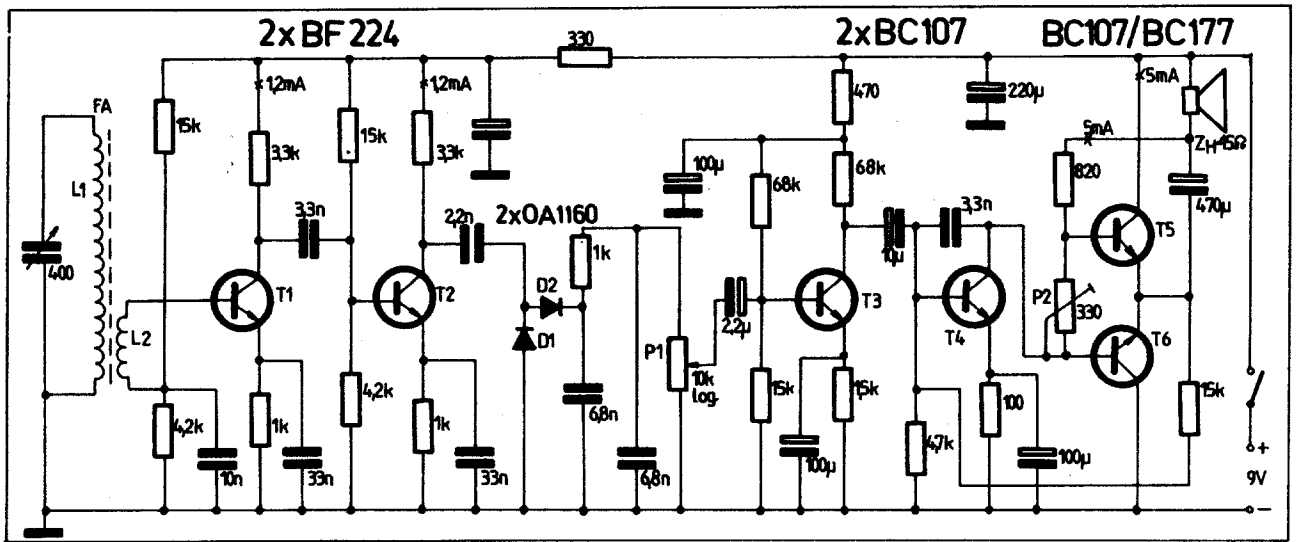
A 16. ábrán ismertetett készülékben már nincs induktív munkaellenállás, mert a kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítőben kevésbé indokolt a használata mint az egytranzistorosban. A T_1 tranzistor is szabályosan erősít, mert vezérlését az L_2 tekercsről bázisa és emittere között kapja.



16. ábra. Négytranzistoros vevőkészülék kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel



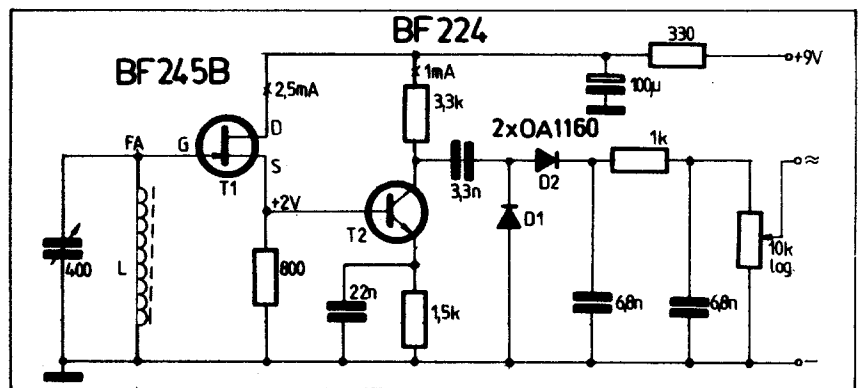
17. ábra. Hat-tranzistoros vevőkészülék kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel



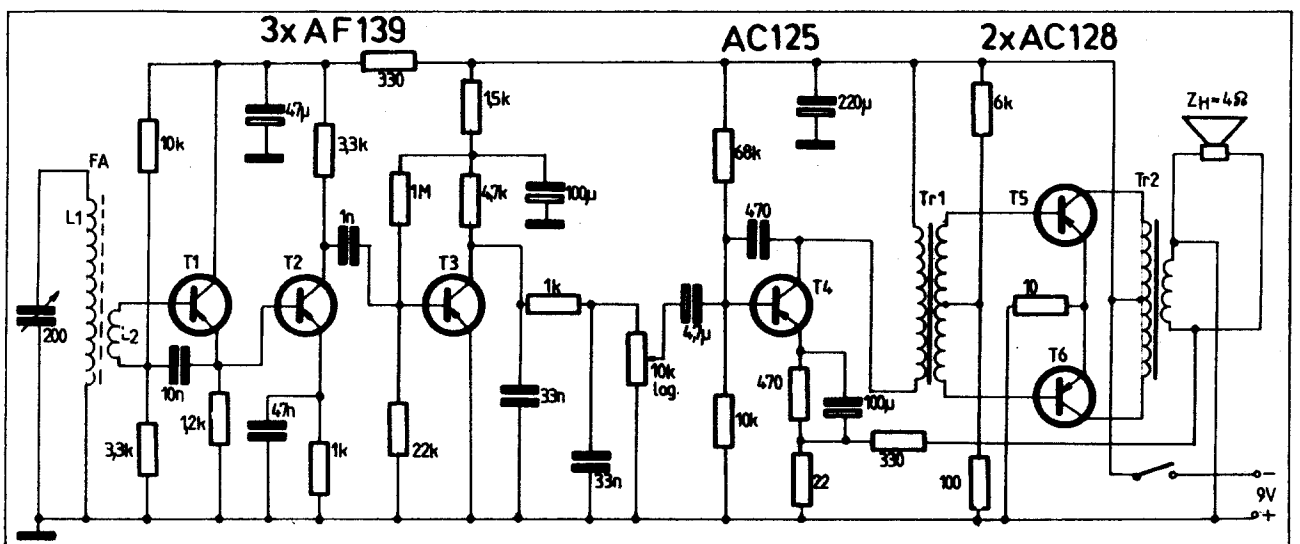
18. ábra. Szilíciumtranszisztoros vevőkészülék kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel

adott módon, autotranszformátoros illesztéssel lehet kisebb impedanciájú (4...8 Ω) hangszórókat alkalmazni. A T₃ tranzisztor bázisnyitó ellenállását addig kell változtatni míg a T₅-T₆ közös emitterpontja -4,5 V-ra áll be. A 2...3 mA-os nyitóáramot a 220 Ω-os potenciométerrel lehet szabályozni.

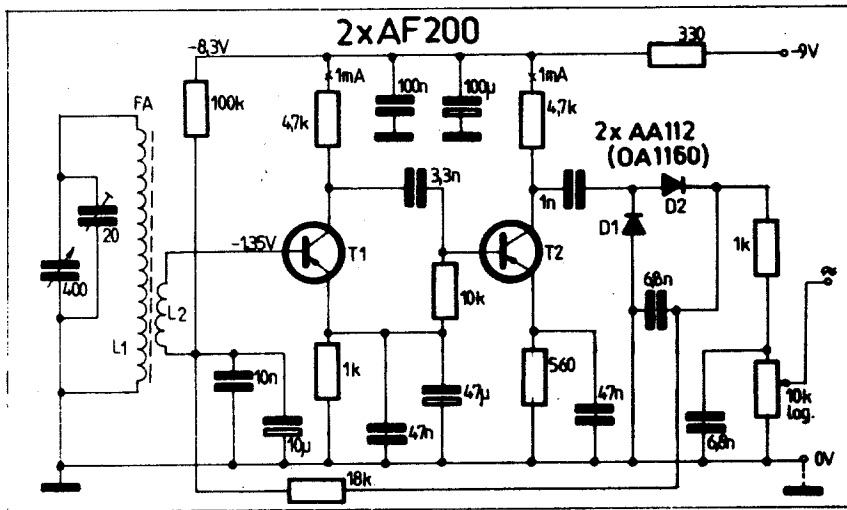
Az előző készülék szilíciumtranszisztoros változata látható a 18. ábrán, melynek hasonló felépítésű erősítője 15 Ω-os hangszórón közel 500 mW-os hangteljesítményt biztosít. A végfokozat munkapontja automatikusan beáll a T₅-T₆ 5 mA-os nyugalmi áramát a P₂ 330 Ω-os potenciométerrel lehet vezérlés nélküli esetben beállítani. A vevőkészülék nyugalmi áramfelvétele 15 mA. Erős adó vételénél, maximális hangteljesítmény leadása esetén az áramfelvétel megközelíti a 100 mA-t. A korszerű szilíciumtranszisztoros vevőkészülékekhez ismertetünk egy FET-es bemeneti fokozatot is (19. ábra). A T₁ FET bemeneti



19. ábra. A szilíciumtranszisztoros vevő nagyfrekvenciás részének FET-tel működő vázlatja



20. ábra. Hattranszisztoros vevőkészülék kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel és tranzisztoros demodulátorral



21. ábra. Kétfokozatú aperiodikus nagyfrekvenciás erősítő automatikus érzékenységszabályozással

impedanciája következtében a teljes rezgőköri feszültséget kapja vezérlő elektródján (G). Mivel ez a megoldás a csatolótekercses megoldásokhoz képest 10...15-szörös feszültségnövekedést biztosít a T_1 -nek nem feltétlenül szükséges erősítése, elegendő ha erősítése egyszerűen, amit a source követő kapcsolás is biztosít. A T_2 szabályos beállítású szélessávú nagyfrekvenciás erősítő, ami az ismert kétdiódás demodulátort működteti. Ehhez a bemeneti fokozathoz is természetesen más rendszerű hangfrekvenciás erősítő csatlakozhat.

A kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítőhöz nemcsak diódás, hanem tranzistoros demodulátor is csatlakozhat. Ilyen készülékre kapcsolási példát a 20. ábrán mutatunk be. A T_1 - T_3 kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítő, melyhez a mintegy 50 μ A nyugalmi áramra beállított demodulátor fokozat csatlakozik (T_3). A demodulátor fokozatban is csak nagyfrekvenciás tranzistor

működhet. Ez az a fokozat, ami germánium tranzisztorral kedvezőbben működik mint szilícium anyagúval, mert nyitófeszültsége közelítően fele az utóbbinak, ezért a vevő küszöbérzékenysége is jobb lehet germánium tranzisztoros demodulátorral. A tranzistoros demodulátornak erősítése is van, ezért egyszerűbb felépítésű hangfrekvenciás erősítő is jó vételkészéget, illetve hangteljesítményt biztosíthat.

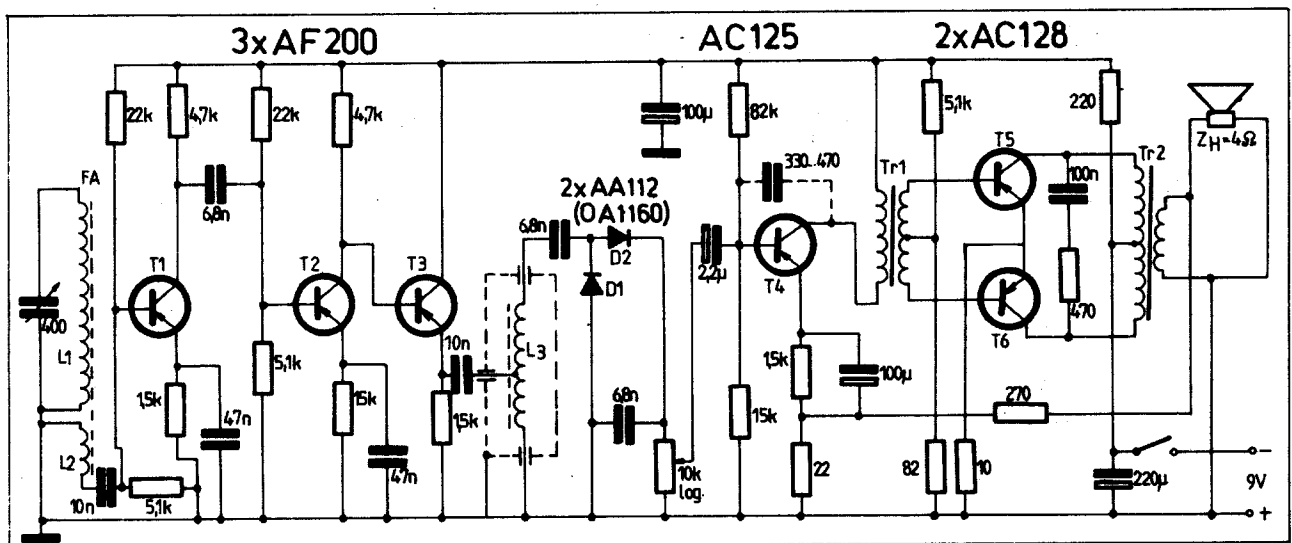
A kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítőben automatikus erősítés szabályozást is lehet alkalmazni. A szükséges áramköri módosítás a 21. ábrán látható. A T_1 tranzistor bázisnyitó osztóját a rajz szerint összekapcsoljuk a diódás demodulátorral. Mivel a dióda körben pozitív polaritású a T_1 szempontjából záróirányú feszültség keletkezik erős állomások vételénél a T_1 bázisfeszültsége úgy változik, hogy munkaponti árama s vele együtt az erősítést meghatározó meredeksége is csökken. Ezen túlmenően a két tranzistor egyen-

áramú összekapcsolása miatt a T_1 áramának csökkenésekor a T_2 -é is csökken, ezért az erősítésszabályozás mindkét fokozatra kiterjed. Végeredményben erős adók vételkor mindkét fokozat erősítése csökken s a vétel kiegyenlítettebbé válik.

A nagyfrekvenciás erősítő fokozatainak számát kettőtől háromra is lehet növelni (22. ábra). A bemutatott készülékben a T_1 és a T_2 tranzistor földelt emitteres szélesávú erősítő, a T_3 pedig nagyfrekvenciás impedanciaillesztő 1-szeres erősítéssel. Ennek ellenére a demodulátorra nagyobb feszültség kerül mintha a T_2 kollektorköréhez csatlakozna, mert egyrészt a T_2 erősítése a T_3 nagyobb bemeneti impedanciája miatt megnő, másrészt pedig az 1 mH induktivitású L_3 tekercs 1:2 arányú feltranszformálást végez. Az L_3 -at zárt fazékvasmagon kell elkészíteni és lehetőleg árnyékoltan kell beszerelni. Leágazás a végmenetszám 50%-ánál. A hangfrekvenciás erősítő ismert megoldással azzal a többlettel, hogy a kimeneti transzformátor szekunder tekercséről hangminőség javító negatív visszacsatolást alkalmazunk a T_4 emitterére.

A háromfokozatú nagyfrekvenciás erősítő induktivitás nélküli, RC-csatolt változatának kapcsolási rajza a 23. ábrán látható. Ehhez a bemeneti fokozathoz bármilyen hangfrekvenciás erősítő csatlakoztatható ha a bemeneti impedanciája 10 k Ω és 5...10 mV bemeneti feszültségről legalább 50 mW hangteljesítményt biztosít. Megjegyezzük, hogy az autotranszformátoros fokozat nagyobb erősítést biztosít ha jól van elkészítve, ez utóbbi pedig könnyebben elkészíthető.

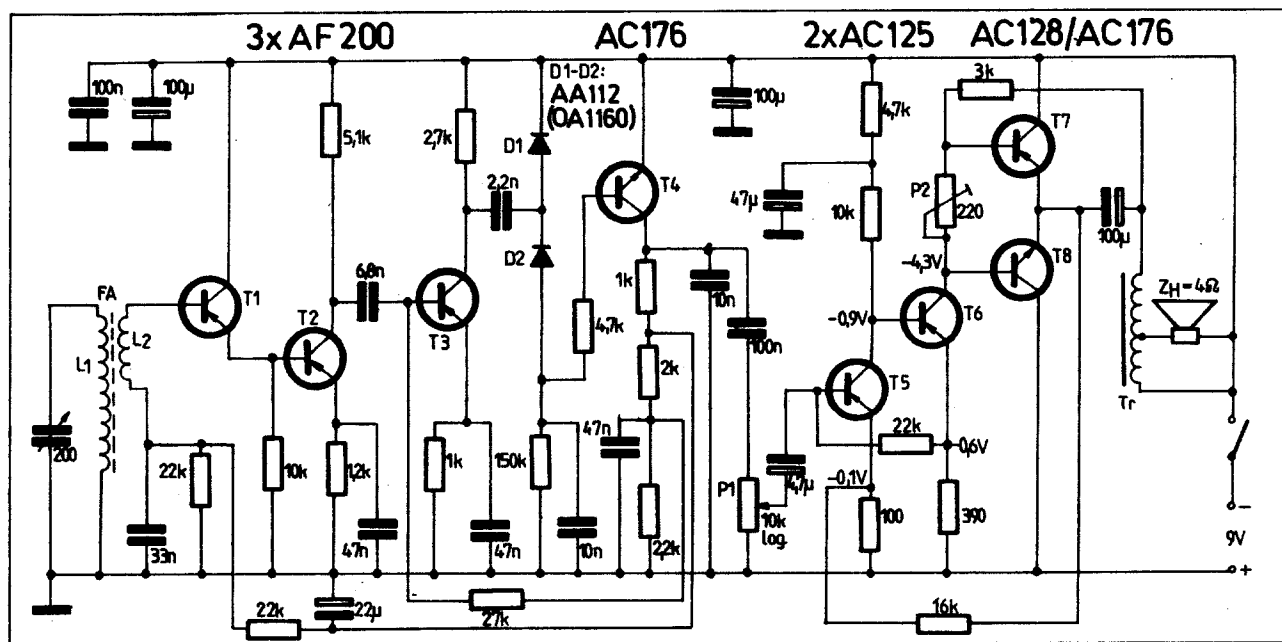
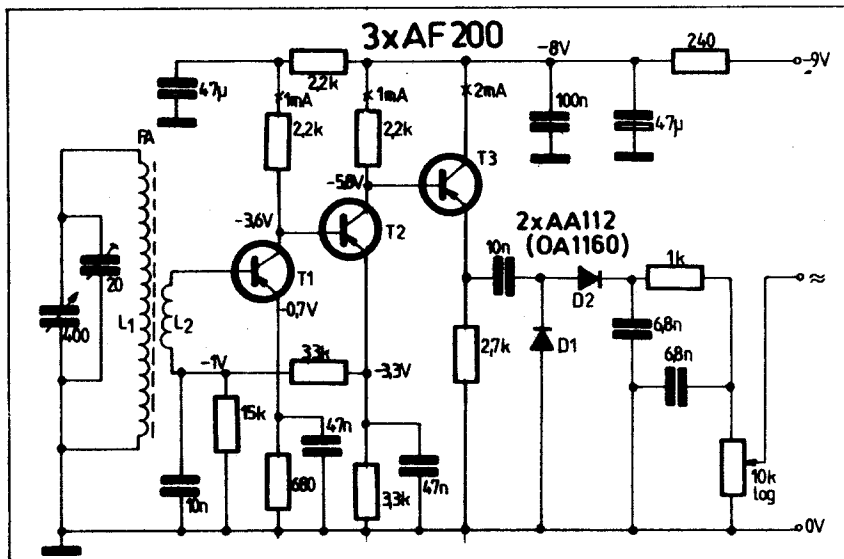
Az utóbb ismertett egyenesvevők minőségi jellemzői a tranzisztorszám növelésével még javíthatók. A 24. ábrán látható nyolctranzisztoros vevőkészülékben háromfokozatú erősített automatikus érzékenységszabályozással ellátott nagyfrekvenciás erősítő működik, és a csatlakozó hangfrekvenciás erősítő is nagyon jó jellemzőkkel rendelkezik. A nagyfrekvenciás előfokozat áramköri megoldása is eltérő



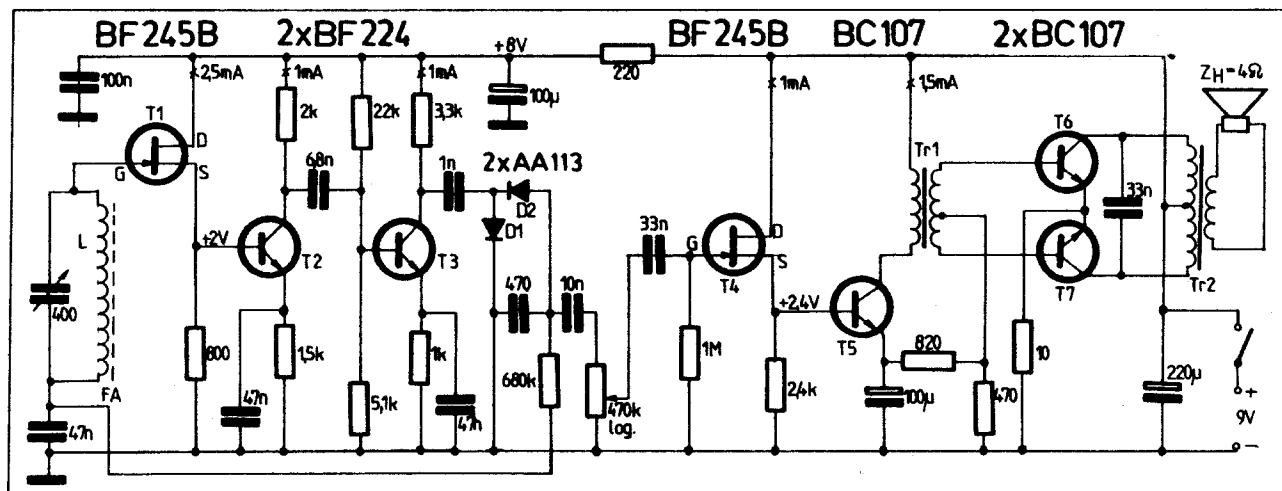
22. ábra. Hátranzisztoros vevőkészülék háromfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel

23. ábra. RC-csatolt aperiodikus háromtranzisztoros rádiófrekvenciás erősítő kapcsolási vázlat

az eddigiektől. A T_1 tranzisztor nagyimpedanciájú emitterkövető fokozat, ezért az L_2 menetszámát az L_1 menetszámának 30–40%-ig meg lehet növelni. A T_2 és a T_3 hasonló felépítésű földelt emitteres erősítő. A kétdiódás demodulátort a T_3 kollektor-feszültsége hajtja meg. A T_4 tranzisztor a demodulátorhoz egyenáramúlag csatlakozik, ezért munkaponti árama a vett állomás térerjétől függ mégpedig oly módon, hogy erősebb állomások vételénél csökkenni fog. A T_1 – T_2 – T_3 tranzisztorok bázisozói a T_4 kollektor köréhez csatlakoznak. Mivel a T_4 npn tranzisztor árama ezen keresztül a földhöz viszonyított fe-



24. ábra. Nyolctranzisztoros vevőkészülék háromfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel és automatikus érzékenység szabályozással

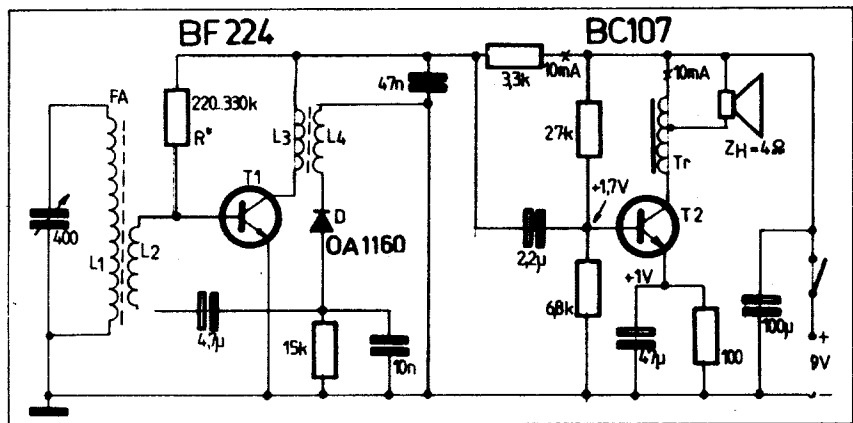


25. ábra. Héttanzisztoros vevőkészülék FET-bemenetű erősítővel és automatikus érzékenységszabályozással

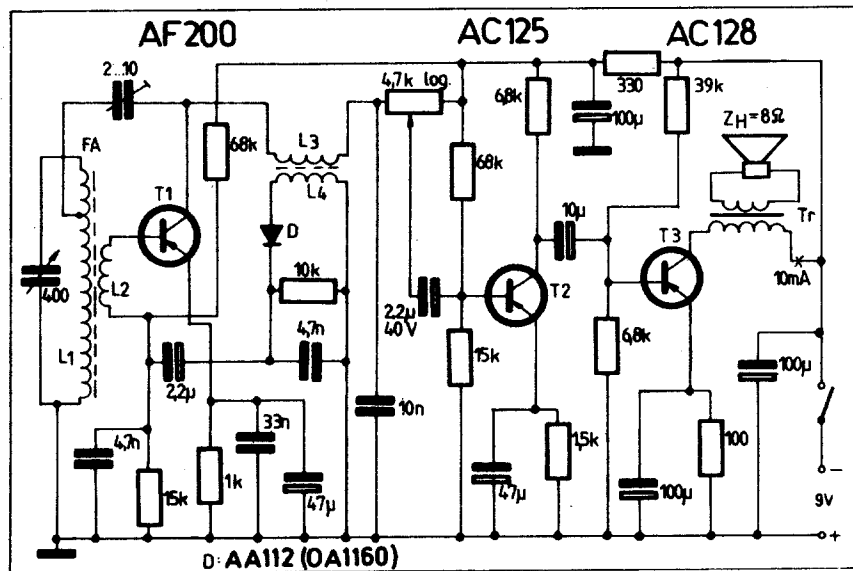
szültsége a vett állomás térerejétől függ a nagyfrekvenciás tranzisztorok árama, illetve erősítésük is csökkenni fog erősebb állomások vételénél. A T_4 hangfrekvenciás előerősítést végez s ezért a végfokozat erősítését kisebbre lehet választani, illetve jelentősebb torzításcsökkentő negatív visszacsatolásokat lehet alkalmazni. A négytranzisztoros végfokozat ($T_5-T_6-T_7-T_8$) egyensatolt, automatikus munkapontbeállással. A T_7-T_8 tranzisztorok 4...6 mA-os nyugalmi áramát a P_2 potenciométerrel lehet beszabályozni. A 4 Ω -os hangszóró impedanciát autotranszformátorral 30 Ω -ra kell illeszteni. A várható kimeneti hangteljesítmény 300 mW. Az autotranszformátor menetszáma 60 + 100 0,6 mm-es huzalból 1...2 cm² magkeresztmetszetű vasmagon. 30 Ω -os hangszóró közvetlenül is alkalmazható. A P_1 potenciométerhez tetszés szerinti hangfrekvenciás erősítő csatlakozhat.

A sokat tudó nyolctranzisztoros vevőkészülék FET-es változata 7 db szilícium tranzisztorral a 25. ábrán látható. A T_1 FET sourcekövetőként a teljes rezgőköri feszültséget továbbítja a T_2-T_3 tranzisztorokból álló nagyfrekvenciás erősítőhöz. A demodulátor egyenfeszültségével, a T_1 FET-en keresztül, a T_2 erősítést automatikusan szabályozzuk. A demodulátor kör nagyimpedanciás, ezért a T_3 kollektorkörét kevésbé terheli, ami magasabb értékű feszültség kialakulását eredményezi s ennek következtében a leválasztott modulációs hangfrekvenciás feszültség is nagyobb amplitúdójú lesz.

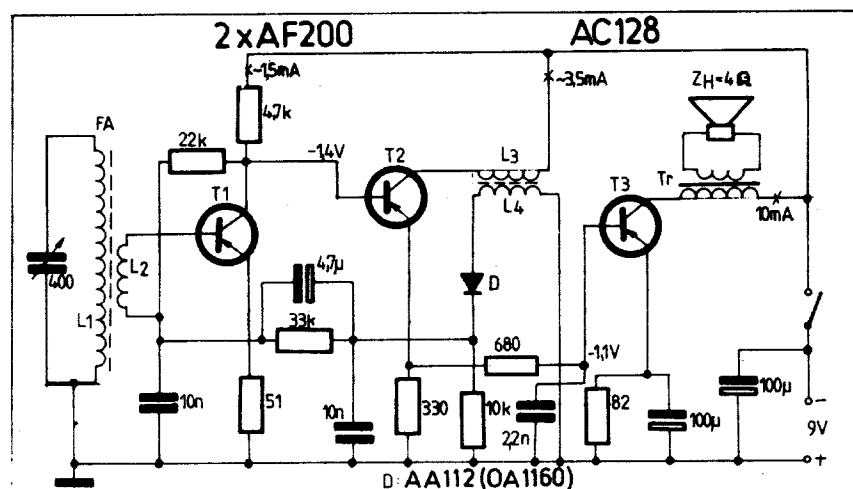
Az utóbbi két készüléket összehasonlítva belátható, hogy a hárctranzisztoros vevő bemeneti fokozata ($T_1-T_2-T_3$) nagyobb erősítést, illetve érzékenységet biztosít, mint a nyolctranzisztoros vevő megfelelő fokozata. Ezeket az előnyöket azonban csak úgy érhetjük el, hogy a demodulátort sem terheljük ezért kell a T_4 helyen is FET-es impedanciaillesztő kapcsolást alkalmazni. A T_4 -hez csatlakozó hangfrekvenciás erősítő ($T_5-T_6-T_7$) hagyományos megoldású transzformátoros teljesítmény erősítő. A T_4 és a T_5 tranzisztorok munkapontja automatikusan beáll, a T_6-T_7 mintegy 5 mA-os nyugalmi áramát a 470 Ω -os potenciométerrel kell beállítani. A BF 245 sorozatú A-B-C betűjelű FET-ek közül a B változat a legalkalmasabb. Más típusú n-csatornás záróréteges FET vagy más betűjelű BF 245-ös FET használatánál addig kell a T_1 és a T_4 emitterköri ellenállását cserével változtatni míg a source feszültség be nem áll a megadott értékre (2. ill. 2,4 V). Csak ötletként megemlítjük, hogy a 470 k Ω -os hangerőszabályozó potenciométerhez a közismert TBA 810 S jelű hangfrekvenciás integrált áramkör is csatlakozhat, mert bemeneti ellenállás 5 M Ω nagyságrendű. 9 V tápfeszültségnél 4 Ω -os hangszórón 2,5 W hangteljesítmény nyerhető. Ha a 8. ábrán megadott tápegységet használjuk, akkor 12 V-nál 4,5 W a leadott hangteljesítmény. Ez utóbbi esetben az előfokozat 220 Ω -os szűrőellenállását 1 k Ω -ra kell cserélni.



25. ábra. Kétranszisztoros reflex vevőkészülék kapcsolási vázlata



27. ábra. Háromtranzisztoros reflexvevő kapcsolási vázlata



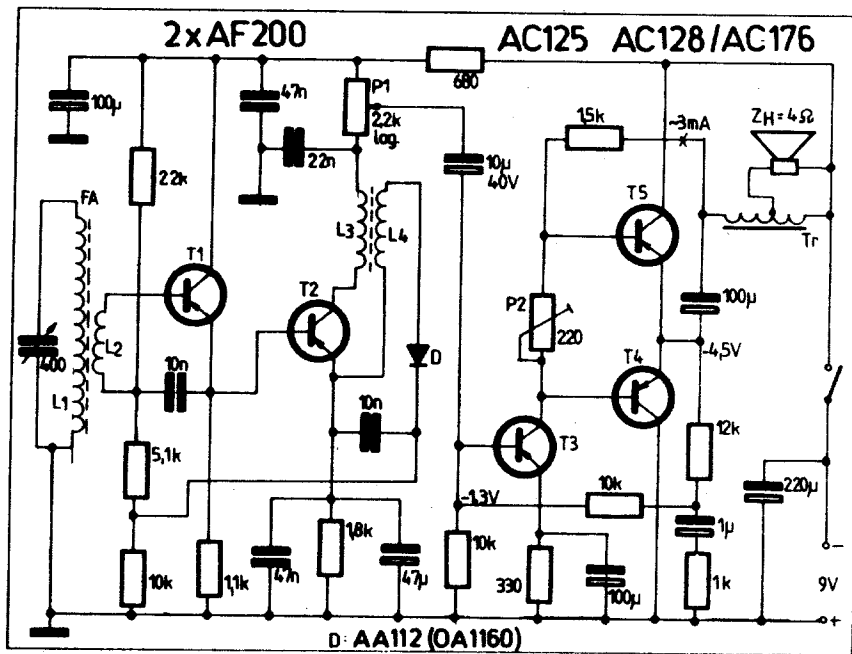
28. ábra. Háromtranzisztoros reflexvevő automatikus érzékenység szabályozással

Reflex vevőkészülékek

A vevőkészülékek felépítésével foglalkozó előzetes összefoglalónkban azzal definiáltuk a reflex vevőkészüléket, hogy van olyan fokozata, ami nagyfrekvenciát is és demodulálás után hangfrekvenciát is erősít. Ez a megoldás az aktív elemek kétszeres kihasználását eredményezi a passzív áramköri elemek számának növekedése mellett. Addig, amíg a tranzisztorok ára magas volt a reflex kapcsolások nagyon népszerűek voltak az amatőr rádióépítők között. Ma már a probléma ilyen szemléletének nincs létjogosultsága, mert a tranzisztorok ára olcsóvá vált. Meg kell továbbá jegyeznünk, hogy egy reflex fokozat a gyakorlatban nem éri el, csak megközelíti azt a teljesítményt (erősítést) amit két külön aktív elemmel felépített, egymás után kapcsolt fokozattal lehet biztosítani. Részenben a témánk teljessége, részben a kapcsolástechnika ismertetése érdekében bemutatunk 4 különböző, fokozatszámban, áramköri megoldásban eltérő reflex vevőkészüléket is.

Az egytranzisztoros reflex vevőtől eltekintve, ismertetésünk egy kéttranzisztoros kapcsolás (26. ábra) bemutatásával kezdődik. Egyébként is mivel e készülékben a következőben is csak az első tranzisztor fokozat reflex, e vevőkészülékek első tranzisztorai fülhallgatóval működtethető egytranzisztoros vevőkészüléknek is tekinthetők. A 26. ábrán látható vevőkészülékben a ferritantennával felfogott nagyfrekvenciás feszültség az L_2 csatoló tekercs közvetítésével a T_1 tranzisztor bázisára jut. A T_1 tranzisztor munkaponti áramát a (*)-gal jelölt ellenállás változtatásával 1 mA-ra kell beállítani. A T_1 tranzisztor kollektorköri munkaellenállása 2 részből áll, az L_3 - L_4 zárt fazékvasmagra tekercselts szélessávú transzformátor a nagyfrekvenciás, a 3,3 k Ω -os ellenállás pedig a hangfrekvenciás munkaellenállás. Azért, hogy a 3,3 k Ω -on ne keletkezzen a T_2 működését zavaró nagyfrekvenciás feszültség, az L_3 induktivitás után a 4,7 nF-os kondenzátor beiktatásával csak a nagyfrekvenciás feszültségre sönttől rövidzárt alkalmazunk. A szélessávú transzformátor szekunder tekercsén megjelenő nagyfrekvenciás feszültséget a D dióddal demoduláljuk és a keletkező hangfrekvenciás feszültséget a reflex működtetésnek megfelelően visszavezetjük a T_1 bázisára. Figyeljük meg a nagyfrekvenciás és a hangfrekvenciás áramkörök bázisköri szétválasztását is. A diódakör szűrőkondenzátora (10 nF) a csatoló-kondenzátoron (4,7 μ F) keresztül az L_2 alsó kivezetését hidegíti, illetve nagyfrekvenciás rövidzárként viselkedik. A visszavezető hangfrekvenciás útban az L_2 tekercs minimális induktivitása észrevehetetlen veszteséget okoz csak.

A T_1 által erősített hangfrekvenciás feszültséget a 3,3 k Ω -os munkaellenállásról vezetjük a T_2 bázisához. A T_2 10 mA áramra beállított földelt emitteres kapcsolású végerősítő. Illesztő ellenállása 800 Ω mivel hatásos tápfeszültsége az emitter komplexum miatt 8 V. (8 V : 0,01 A = 800 Ω). A 4 Ω -os hangszórót illesztő autotranszformátor áttétele: $\sqrt{800 : 4} =$



29. ábra. Öttranzisztoros reflexvevő kapcsolási vázlatja

$= \sqrt{200} \approx 14$ -szeres. 50 menetes hangszórótekercs esetén tehát a teljes menetszám 700 lesz, 1...2 cm² magkeresztmetszetű lemezelt vasmagon. 8 Ω -os hangszórónak a 70. menetnél kell leágazást készíteni. Az autotranszformátor hangszóróhoz csatlakozó részét 0,6...0,7 mm-es, a további részét pedig 0,15...0,25 mm-es huzalból kell tekercselni.

A kéttranzisztoros reflexvevő vételképességét még egy hangfrekvenciás erősítőfokozat beépítésével jelentősen fokozhatjuk. A 27. ábrán megadott kapcsolásunk a fenti elv szerint működik a T_1 a reflex, a T_2 a ~~2000 Hz-es~~ végerősítő tranzisztor. Mivel a 3 tranzisztoros reflexvevő tulajdonképpen egy 4 tranzisztoros készüléknek felel meg, hangere szabályozót is be kell építeni, mert az erősebb adók már jelentősen túlzérelnek a felezékenyített hangfrekvenciás erősítőt. A készülék egyszerűsítése érdekében a reflex tranzisztor (T_1) hangfrekvenciás munkaellenállása helyén építettük be a 4,7 k Ω -os potenciometert. A végfokozat Tr transzformátora ennél a készüléknél is 800 Ω -ra illeszti a hangszórót. A Tr egyébként az előző ábrán megadott autotranszformátor formában is elkészíthető. Mindkét reflexvevőben az L_3 induktivitása 0,5 az L_4 -é pedig 1 mH. Vasmagként olyan zárt fazékmagot kell használni, ami 1,5 mHz-en még hatásosan működik. Az L_3 és az L_4 tekercsüket 0,1 mm-es zomancselyem huzalból lehet szoros csatolással (egymásra tekercselve) elkészíteni. A menetszámok a rendelkezésre álló vasanyag mágneses jellemzőitől (A_L -értéktől) függően pár 100 menet nagyságrendűek.

A reflexvetet egyidejűen több fokozatra is ki lehet terjeszteni. A következő 2 vevőkészülékben nemcsak az első, hanem a második tranzisztor is erősíti a nagyfrek-

venciás jeleket s majd a demodulálás után mindkettő a hangfrekvenciás feszültségeket is. A 28. ábrán látható egyszerűbb felépítésű háromtranzisztoros reflexvevőben a T_1 tranzisztor egyencsatolással hajtja meg a T_2 tranzisztor. Nagyfrekvenciás erősítésnél mind a T_1 , mind a T_2 földelt emitteres kapcsolásban működik, a szabad emitterellenállásokon (51 és 330 Ω) létrejövő negatív visszacsatolás linearizáló hatása mellett. A reflexút hangfrekvenciás kihasználásánál csak a T_1 tranzisztor földelt emitteres erősítő a T_2 már csak impedancia illesztő, emitterkövető kapcsolásban. A készülékben nagyon tisztá a reflexutat szétválasztása. A kisebb szintű jeleket erősítő T_1 -nek mind a nagy, mind a hangfrekvenciás munkaellenállása azonos (4,7 k Ω). A T_2 -nek viszont a kollektorköréből veszünk ki a hatatosan felerősített nagyfrekvenciás jeleket az ismert szélessávú transzformátorral, az emitteréről pedig a végfokozatot hajtjuk meg hangfrekvenciásan. A T_3 tranzisztor illesztő ellenállása 800 Ω a leadott kimeneti teljesítmény 30 mW nagyságrendű. Mivel az T_1 tranzisztorra az egyenfeszültséget is visszavezetjük, a készülékben erősebb állomások vételénél automatikus érzékenyszsabályozás történik, mert a demodulátorkörben pozitív egyenfeszültség jön létre s ez a tranzisztorokra záróirányba hat. Az automatikus érzékenyszsabályozásra való tekintettel a hangerő állító potenciométer mellőzhető.

A reflexvevők ismertetését a 29. ábrán látható öttranzisztoros készülék bemutatásával zárjuk. E vevőben is 2 tranzisztor (T_1 - T_2) működik reflexkapcsolásban. A hatfokozatúnak számító készülék egyébként 7 egyedi tranzisztorral lenne megépíthető. Nagyfrekvenciásan mind a T_1 , mind a T_2 földelt emitteres erősítőnek tekinthető, a T_1 ugyanis bázisa és emittere között

Kvarckristály gyártás a Gamma Műveknél!

Az amatőrök a rezgőkvarc igényeiket még nem elégíthetik ki a Gamma Művektől, de szeretnénk némi segítséget adni a meglevő, vagy máshonnan beszerzett kvarcokhoz.

- Az alacsonyfrekvenciás-rezgőkvarcoknál (150 kHz alatt) a frekvencia elsősorban a kvarclapka hossz-méretétől függ. A hossz méret csökkentése a frekvenciát növeli.
- Az 1 MHz feletti rezgőkvarcoknál a kvarclapka vastagsági mérete határozza meg a frekvenciát, és a fémelektrodák tömege csökkenti azt.

Néhány adat a rezgőkvarcokról

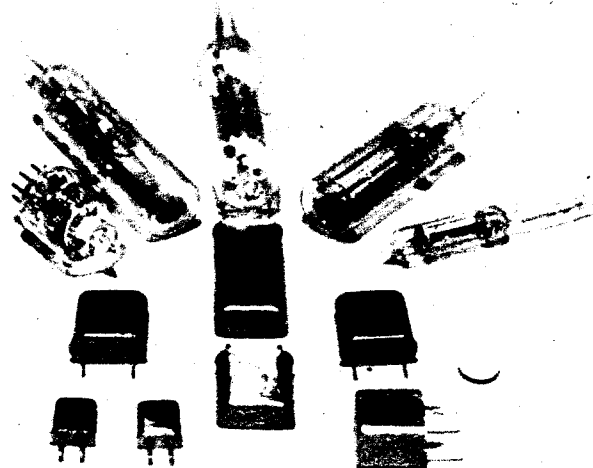
Fr. tartomány	Rezgésmód	TK jellege	Max. Pq	Tokozás
4—35 kHz	Rúdhajlító	Parabola	10 μ W	üveg
15—40 kHz	Laphajlító	Lin. neg.	100 μ W	üveg-fém
40—150 kHz	Hosszrezgő	Parabola	100 μ W	üveg-fém
1—20 MHz	Vastagságyíró	3-ad fokú	1,0 mW	fém
20—66 MHz	Vastagságyíró 3-ik harm.	3-ad fokú	0,5 mW	fém
60—100 MHz	Vastagságyíró 5-ik harm.	3-ad fokú	0,5 mW	fém

- Tokozási módszerek: a fémtoknál a régebbi lágyforrasztásos lezárási módszert egyre inkább felváltja a hegesztéses lezárási, (hideg vagy ellenállás-hegesztett), amely csak roncsolással bontható fel. Ez a technológiai változtatás az időbeli stabilitási adatokra kedvezőbb.

Az üvegbúrás kristályok egy része üvegtechnikailag összeforrasztott, másik részük ragasztással összezárt.

— **Frekvencia-stabilitás:** ez alatt sokan a beállítási pontosságot értik. A beállítási pontosság mindig egy adott rendszerben (pl. soros 30 μ F) és kötött hőmérsékleten (pl. 24° C) a kvarcgyártók által garantált érték, melyet a felhasználó az oszcillátor rendszerének módosításával — pl. kapacitás változtatásával, vagy hangolható induktivitással — általában a kívánt névleges-frekvenciára be tud állítani. A rezgőkvarc frekvenciája a soros és paralel frekvenciák között kapacitással hangolható. A soros frekvenciánál alacsonyabbra csak sorbakapcsolt induktivitással lehet hangolni. A tényleges frekvencia-stabilitás, egy adott rendszerben beállított frekvenciától való eltérés az oszcillátor elemeinek, illetve tápfeszültségének változásából, a hőmérséklet változásokból és a kvarc ún. időbeli-stabilitásából tevődik össze.

A rezgőkvarcok időbeli-stabilitása stabil körülmények és W nagyságrendű disszipált teljesítmény mellett a $3 \cdot 10^{-6}$ /év értéket is eléri, a precíziókvarc stabilitása $3-5 \cdot 10^{-8}$ /hó, a beöregedési ciklus után (kb. 3 hónap folyamatos üzem).

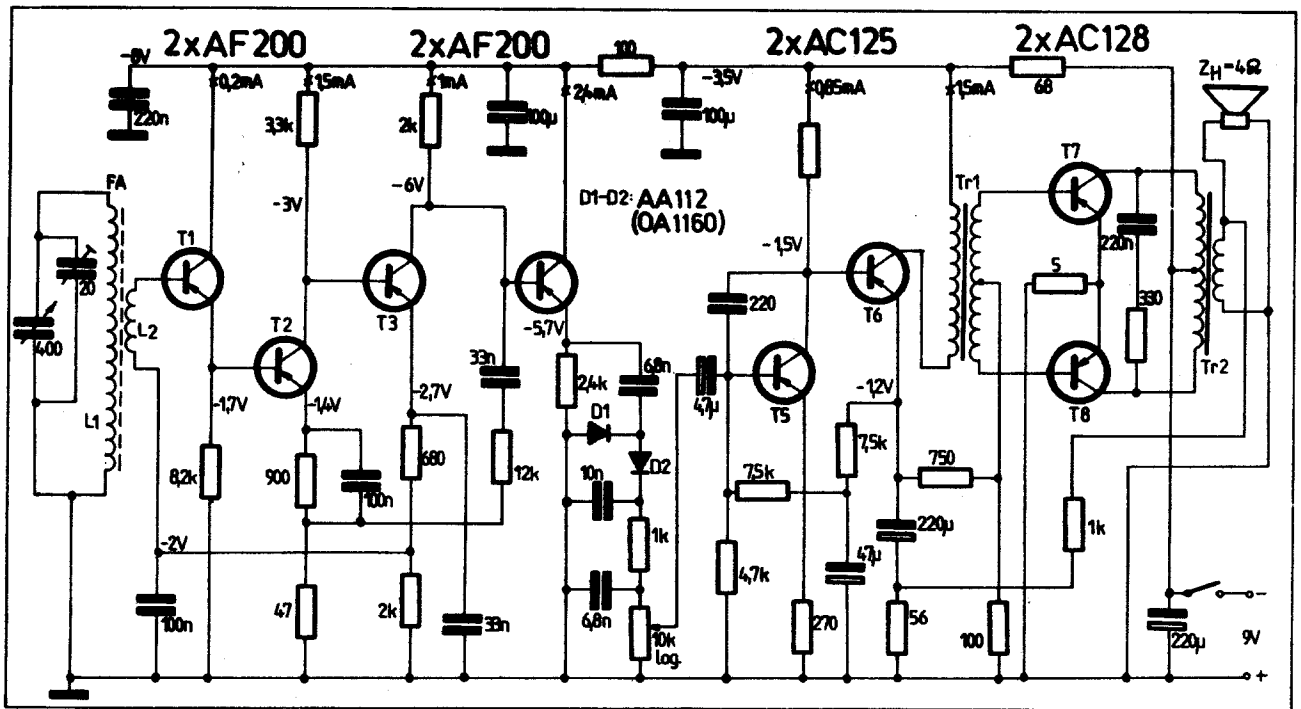


A rezgőkvarcok gyártói az általuk adott frekvencia-tartományokon belül a megrendelő által meghatározott bármilyen frekvenciát elő tudnak állítani.

A kvarckristályok hőmérséklet-frekvencia menetének jellegét elsődlegesen a rezgésmód határozza meg, és egy kész kvarc esetében az már nem módosítható.

Gamma

BUDAPEST



30. ábra. Nyolctranzisztoros vevőkészülék négyfokozatú nagyfrekvenciás erősítővel

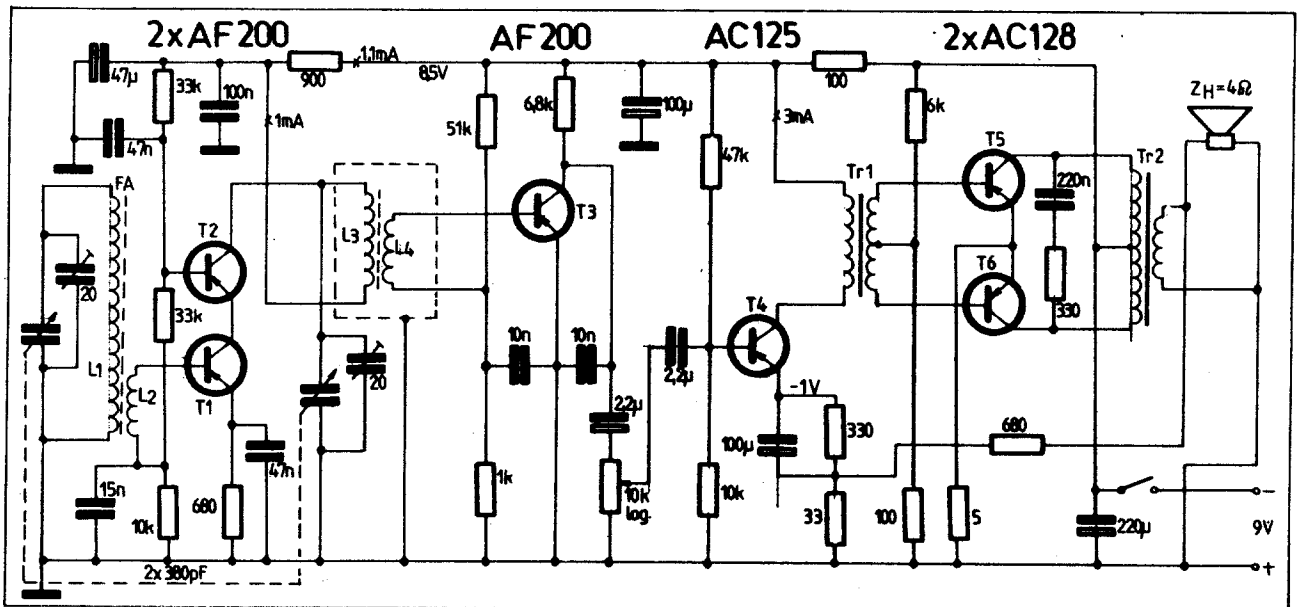
vezérelt. A demodulátor pozitív egyenfeszültsége e készülékben is végez automatikus erősítésszabályozást. A hangfrekvenciás erősítést tekintve azonban a helyzet fordított mint az előző készülékekben, ugyanis a T_1 az emitterkövető és a T_2 a földelt emitteres feszültség-erősítő. A szélessávú transzformátor (L_3-L_4) azonos az előzőekben megismerttel. A P_1 potenciométerhez csatlakozó háromtranzisztoros hang-erősítő ún. transzformátor nélküli kapcsolásban működik, de $15\ \Omega$ -nál kisebb impedanciájú hangszórót csak a megadott módon transzformátorral lehet hozzáillesz-

ni. $15\ \Omega$ terhelésnél $400\ \dots 500$, $30\ \Omega$ terhelésnél $200\ \dots 250$ mW a várható hangteljesítmény. A végfokozat nyugalmi áramát a P_2 potenciométerrel $4\ \dots 5$ mA-ra kell beállítani. A P_1 -hez más rendszerű teljesítményerősítő is csatlakozhat.

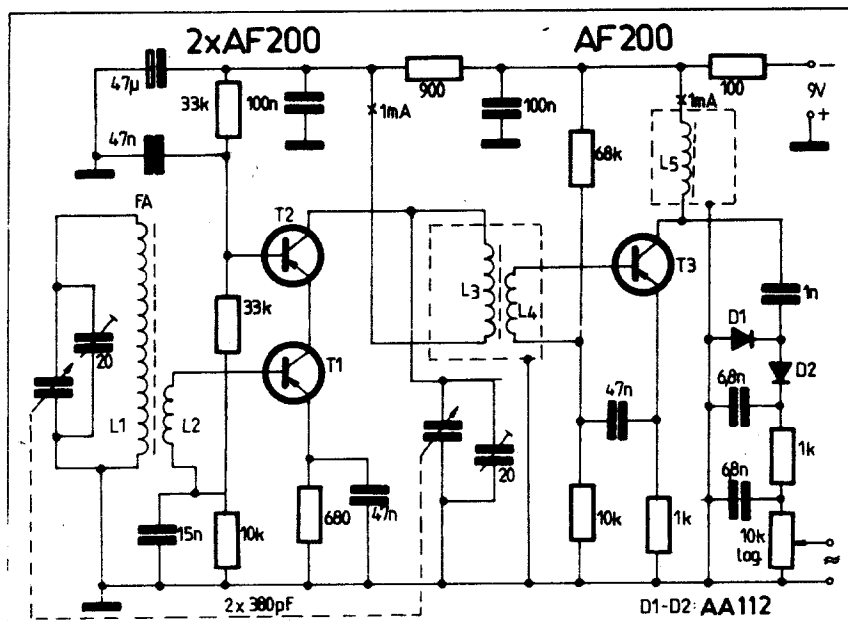
Különleges egyenes vevőkészülékek

Összeállításunk zárórésében 6 olyan vevőkészülék kapcsolását ismertetjük, me-

lyek elkészítése nagyobb ráfordítást igényel de teljesítményük is meghaladja az egyszerűbb készülékekét. A 30. ábrán nyolctranzisztoros vevőkészülék kapcsolása látható, melyben a demodulátor előtt 4 tranzistor végez nagyfrekvenciás erősítést. A T_1 tranzistor impedanciaillesztő emitterkövető kapcsolásban működik, ezért az L_2 csatolótekeres menetszáma $25\ \dots 30$ lehet. Mind a T_2 , mind a T_3 tranzistor földelt emitteres erősítő. Együtt erősítésüket a T_3 kollektoráról a T_2 emitterére ható negatív feszültségvisszacsatolás több mint 250-szeresre állítja be. A T_4



31. ábra. Hattranszisztoros kéthanglókörös rádióvevő kapcsolási vázlatja



32. ábra. Módosított bemeneti fokozat a kéthanglókörös rádióvevőhöz

transzisztor is impedanciaillesztő, a demodulátorfokozat terhelését választja el a T_3 kollektorkörétől. Az emitterkövetők (T_1 és T_2) 1-szeresnél valamivel kisebb erősítést is figyelembe véve a teljes nagyfrekvenciás erősítő ($T_1 \dots T_2$) legalább 200-szoros erősítést biztosít. Mivel a T_1 bázisára a rezgőköri feszültségnek kb. a fele jut 50 mV minimális demodulátorköri jelfeszültséget akkor kapunk, ha a bemeneti rezgőkörön 500 μ V nagyfrekvenciás feszültség keletkezik. Ebben az esetben a hangfrekvenciás erősítő bemenetére a T_2 bázisára felcsavart potenciométer helyzetekben 1.5...3 mV hangfrekvenciás feszültség kerül. Ha a hangfrekvenciás erősítő ennél a vezérlő feszültség szintnél legalább 50 mW teljesítményt szolgáltat, akkor azt mondhatjuk, hogy a vevő érzékenysége 500 μ V

nagyságrendű, ami jó középhullámú vételt biztosít.

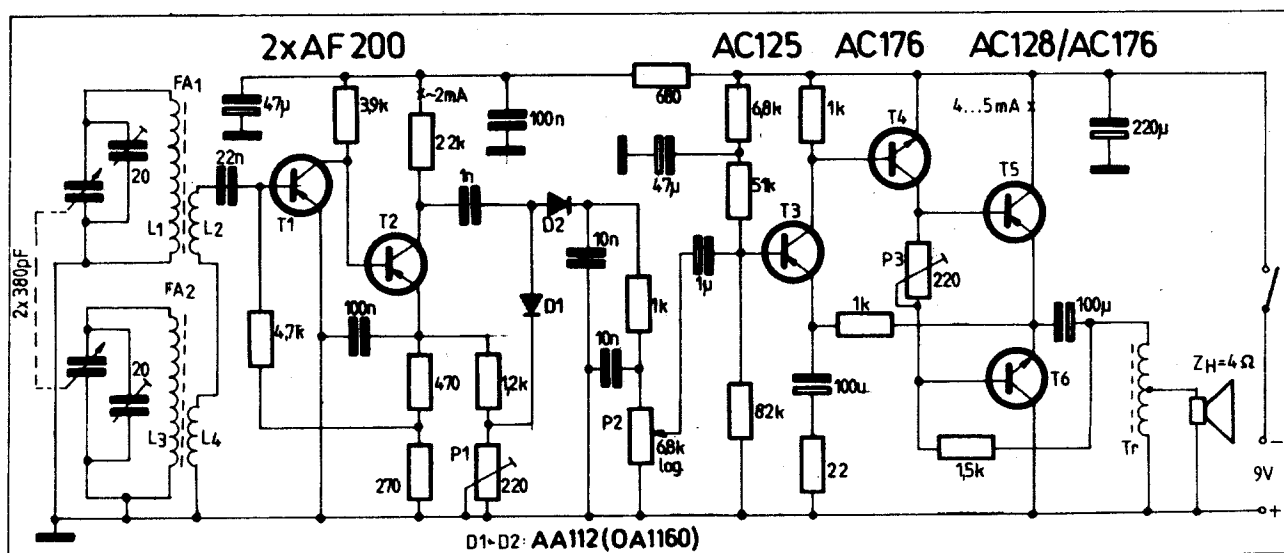
A nyolctranzisztoros vevő 3 fokozatú, 4 tranzisztorból ($T_5 - T_8$) álló hangfrekvenciás erősítő hagyományos, transzformátoros megoldású kb. 300 mW maximális kimeneti teljesítménnyel. A hangminőséget negatív visszacsatolás javítja. A $T_7 - T_8$ kollektorát összekötő RC kombináció a végfokozat magasfrekvenciás begerjedését akadályozza meg. Transzformátor adatokat előző kapcsolásainkból vehetünk.

Az egyenesvevők szelektivitását és érzékenységét a hanglókörök számának növelésével, illetve hanglókör nagyfrekvenciás erősítő alkalmazásával lehet fokozni. A szélessávban hanglókör erősítők viszont a kollektor-bázis kapacitáson létrejövő ká-

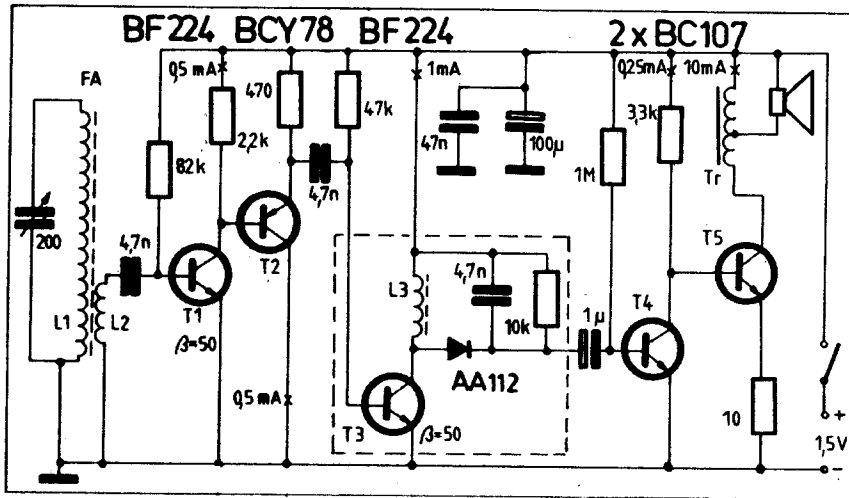
ros visszacsatolás miatt könnyen begerjednek. A 31. ábrán bemutatott rádióvevőkészülékek nagyfrekvenciás fokozata két-hanglókörös és a gerjedési problémák elkerülése érdekében kaszkód kapcsolású. A kaszkódba kapcsolt $T_1 - T_2$ tranzisztorok közül a T_1 bázisa kapja a bemeneti jelfeszültséget és az önmagában földelt bázisnak tekinthető T_2 kollektorkörébe kapcsolt 2. hanglókörön ($L_3 - 380$ pF-os forgó) keletkezik a felerősített nagyfrekvenciás feszültség. A 2. hanglókörből az L_4 tekerccsel kicsatolt nagyfrekvenciás feszültség a T_3 tranzisztorra jut, ami B osztályú demodulátor kapcsolásban működik. A demodulátor után háromtranzisztoros, 300 mW teljesítményű erősítőt alkalmazunk. Az $L_3 - L_4$ tekerceket árnyékolatlan szerelt zárt fazékvasmagra kell megtekercselni. Az L_3 litzvezetékkel készült tekerces induktivitása 250 μ H. Az L_4 tekerces menetszáma az L_3 menetszámának 1/12-ed része.

A 32. ábrán az előző vevőkészülék továbbfejlesztési lehetőségét mutatjuk meg. A $T_1 - T_2$ kaszkóerősítő és a 2 hanglókör felépítése, kapcsolása változatlan. A T_3 tranzisztor viszont ebben a változatban nagyfrekvenciás erősítő, amit kétodiódás demodulátor követ. Az L_5 tekerces induktivitása 1 mH. A 32. ábra szerint megépített előfokozat a fentiek szerint kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítést biztosít és a kimenetéhez (10 k Ω -os potenciométer) tesztes szerinti felépítésű hangfrekvenciás erősítő, akár IC-s is csatlakozhat. Ebben a fokozatrendezésben a készülék érzékenyebb lehet, de vigyázni kell az L_5 elhelyezésével, mert induktív csatolás útján könnyen okozhat gerjedést.

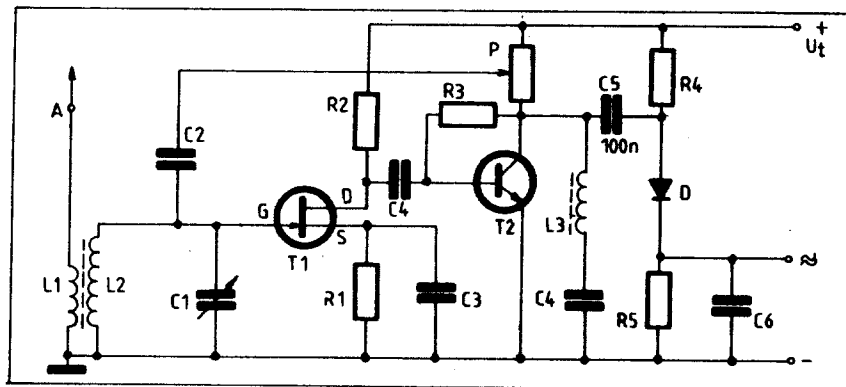
A 33. ábrán a kéthanglókörös vevőkészülékeknek egy nagyon érdekes változatát mutatjuk be. A 2 hanglókör a vevő bemenetén található s mindkettő egy-egy különálló ferritrudra van tekercselve. A párhuzamosan elhelyezett ferritantennák egymástól való távolsága 70...80 mm. Az L_2 és L_4 egyenként 4 menetes csatoló te-



33. ábra. Két ferritantennás rádióvevő kapcsolási vázlata



34. ábra. 1,5 V tápfeszültségű rádióvevőkészülék kapcsolási vázlata



35. ábra. Rövidhullámú rádióvevő bemeneti fokozatának elvi rajza

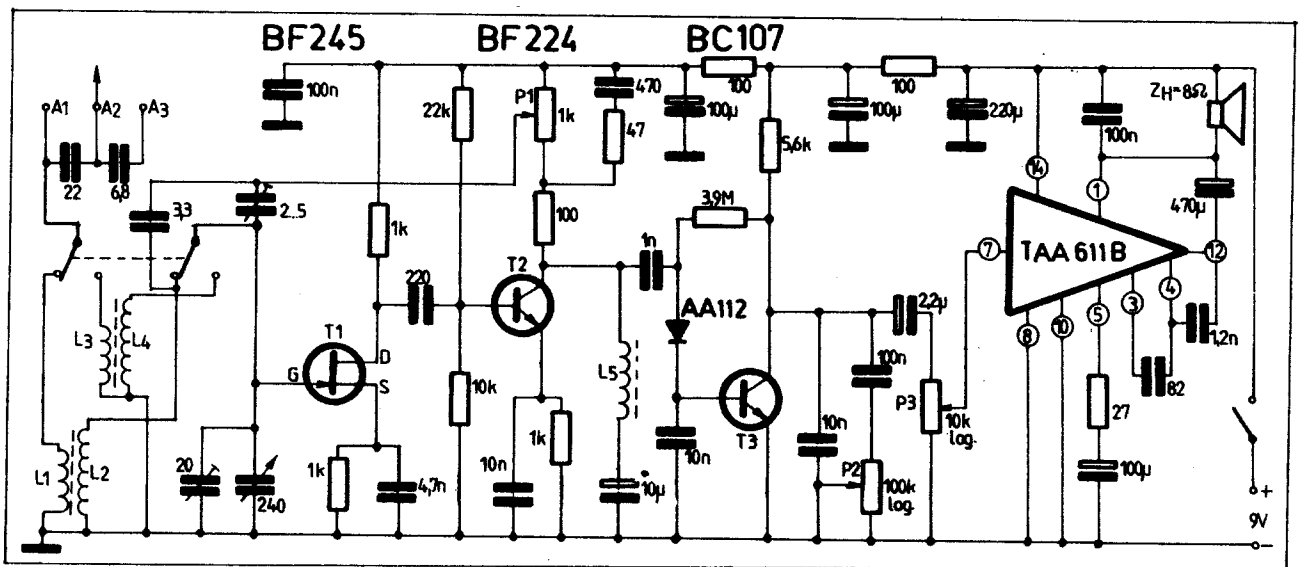
kercsben keletkező nagyfrekvenciás feszültségek összeadva vezérik a T_1 és T_2 tranzistorokból álló kétfokozatú nagyfrekvenciás erősítő bemenetét. A T_2 -höz kétdiódás demodulátor csatlakozik. A dió-

dás demodulátor érzékenységének növelése érdekében a diódákat kismértékben (a P_1 potenciométerrel beállítva) kinyitjuk. A P_2 hangerőszabályozó potenciométerhez csatlakozó hangfrekvenciás erősítő ismert

megoldású, komplementer tranzistorokból felépített teljesítményerősítő, 15 vagy 30 Ω -os hangszóróval közvetlenül működtethető. 4 vagy 8 Ω -os hangszórót transzformátorral kell illeszteni. A végfokozat nyugalmi áramát a P_3 potenciométerrel lehet beállítani.

Az ún. takarékos üzemmódú rádióvevők kimeneti hangteljesítménye minimális 5...10 mW nagyságrendű és fokozatai úgy vannak megkonstruálva, hogy a teljesítményfelvételük minimális legyen. A teljesítményfelvétel csökkentésének egyik legkézenfekvőbb módja a tápfeszültség és a munkaponti áramok csökkentése ezért működnek az ilyen vevők 1,5 v. 3 V-os tápfeszültségről. A 34. ábrán bemutatott vevőkészülék öttranzistoros, 1,5 V tápfeszültségről működik, kb. 20 mW teljesítményfelvétel mellett 5...6 mW hangteljesítményt szolgáltat. A T_1 , a T_2 és a T_3 komplementer tranzistorokból álló háromfokozatú részben direkt, részben pedig RC csatolt szélessávú nagyfrekvenciás erősítő, melynek a kimenetén induktív a munkakellenállás (L_3). Az 1 mH inductivitású fojtótekerészhez egydiódás egyszerű demodulátor csatlakozik, melynek kimeneti feszültsége kétfokozatú hangfrekvenciás erősítőt működtet. A T_5 teljesítményerősítő tranzisztor munkaponti árama 10 mA. Illesztő ellenállása $1,5 \text{ V} : 10 \text{ mA} = 150 \Omega$, amiből az emittellenállás 10 Ω , ezért a 4 Ω -os hangszórót 140 Ω -ra kell illeszteni. Az autotranszformátor áttétele: $\sqrt{140 : 4} \approx 6$ -szoros, azaz a hangszóró részére az összemetszám 1/6-ánál kell leágazást készíteni. 8 Ω -os hangszórót 25%-nál megcsapolott transzformátorral lehet optimálisan illeszteni.

Az egyenes vevőkészülékek építésénél a stabil rövidhullámú működés biztosítása az egyik legnehezebb probléma. Elfogadható szelektivitású vételt csak pozitív visszacsatolással lehet elérni s ennek optimális beállítása a frekvencia növekedésével, illetve a hullámhossz rövidülésével egyre nehezebbé válik. Nemcsak a beállítás ne-



36. ábra. Kéthullámsávú rövidhullámú vevőkészülék kapcsolási vázlata

hézkes, hanem még a vevő olyan elkészítése is, hogy a visszacsatolás az egész vételi sávban egyáltalán beállítható legyen. A fenti problémákör megkerülésére dolgozták ki a 35. ábrán látható áramkörti megoldást, aminek az a fő jellemzője, hogy a pozitív visszacsatolás nem egy, hanem két fokozatra terjed ki. Ebben az esetben a kapcsolás kialakítható úgy is, hogy nem szükséges az esetenkénti fázisproblémákat okozó külön visszacsatoló tekercs sem. Az L_2C_1 rezgőkör teljes kapcsolófeszültségét erősíti a T_1 FET és meghajtja a T_2 tranzisztort. A T_2 munkaellenállásaként szereplő P potenciómterről a C_2 kondenzátoron keresztül visszavezetett feszültség pozitív csatolást idéz elő, mivel mind a T_1 , mind a T_2 az erősítés során 180° -os fáziseltolást hoz létre. Az eredő fáziseltérés a T_1 bemenete és a T_2 kimenete között emiatt 360° , illetve 0° -os, ami a pozitív visszacsatolás alapfeltétele. A T_2 kimenetéhez diódás demodulátor csatlakozik, az L_3C_4 rezgőkör a zavaró kisfrekvenciás zajkomponen-

seket tartja távol a demodulátortól és hangfrekvenciás erősítőtől.

A fentiekben vázolt alapelv gyakorlati megvalósítása a 36. ábrán látható. A 3 db tranzisztorral és 1 db IC-vel működő rövidhullámú vevőkészülék 2 frekvenciasávban 3,5 MHz-től 28 MHz-ig működik. Sávhatárok: 3.5...9 MHz és 9...28 MHz. A tekercsrendszer és visszacsatolás kialakítása megfelel az elvi sémának és a sáv-váltáshoz is csak nagyon egyszerű 2 morse érintkezős kapcsoló szükséges. A visszacsatolás a P_1 potenciómterrel szabályozható, az antennacsatolás kapacitív úton változtatható. A demodulátor után egyfokozatú hangfrekvenciás előerősítő található, melyet hangszin és hangerőbeállító követ (P_2 - P_3). A hangfrekvenciás teljesítményerősítést a TAA 611 B típusú IC végzi, ami a $8\ \Omega$ -os hangszórón 1 W hangteljesítményt biztosít. A végfokozatban más típusú IC pl. TBA 800, TBA 810 S vagy TBA 820 is alkalmazható a kiválasztott IC-re előírt kapcsolásban. Tekercs adatok:

3.5...9 MHz: $L_1 = 5$ menet

$L_2 = 20$ menet

9...28 MHz: $L_3 = 3$ menet

$L_4 = 6$ menet

szűrőtekercs $L_5 = 50$ menet

Valamennyi tekercs 8×20 mm-es vasmagos tekercstesttre készül, a rezgőköri tekercs $0.4 \dots 0.5$ mm-es, az antennatekercsek és az L_5 szűrő pedig $0.1 \dots 0.15$ mm-es szigetelt huzalból. A forgókondenzátor csak légszigetelésű lehet. Finombeállítás céljából célszerű a trimmerkondenzátort ($20\ \text{pF}$) is gombbal állíthatóan kivitelezni vagy egy külön $10\ \text{pF}$ -os finombeállító kondenzátort alkalmazni. A visszacsatolás optimális tartományát sávonként a P_1 -hez csatlakozó kondenzátorok állításával vagy cseréjével kell megkeresni.

A vevőkészülékekkel való kísérletezéshez sok sikert és jó vételi eredményeket kívánunk.

Magas megbízhatóságú, precíziós feszültségstabilizátor

Rózsa Sándor okl. villamos mérnök.

A mintakészüléken mért műszaki adatok:

kimeneti feszültség: Két tartományban folyamatosan változtatható
A: 4-18 V
B: 18-30 V

Kimeneti áram: 2 A (maximum)

Aramhatárolás: 0,5; 1; 1,5 vagy 2 A

Kimenet rövidzártűrése: korlátlan

Belső ellenállás: $< 5\ \text{m}\Omega$

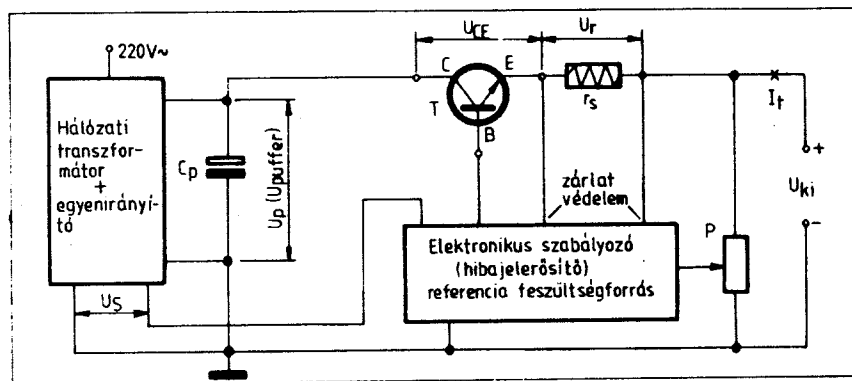
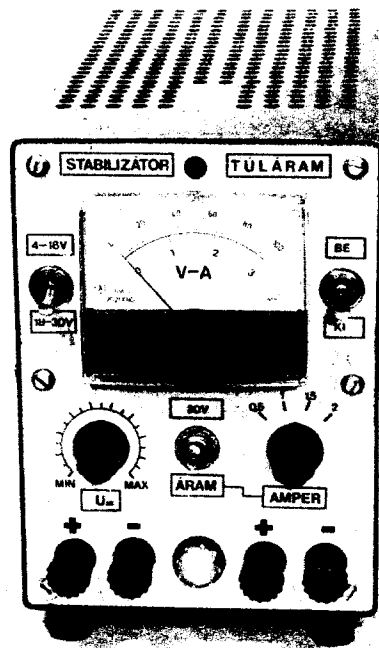
Kimeneti feszültség változása üresjárás és teljes terhelés között: $< 10\ \text{mV}$

Kimeneti feszültség változása $\pm 10\%$ hálózati feszültségváltozásnál $< 0,2\%$

Brummfeszültség 24 V/2 A-os üzemmódban: $< 1\ \text{mV}_{\text{cs cs}}$
Teljesítményfelvétel 30 V/2 A-os üzemmódban: kb. 100 VA

Bevezetés

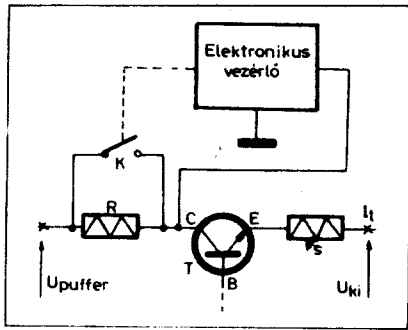
Elektronikus alkatrészek és készülékek vizsgálatához tág feszültséghatárok között beállítható, kielégítően terhelhető, rövidzárvédelemmel ellátott tápegységek szükségesek. A szakfolyóiratokból és szakönyvekből már számos, e célokra alkalmazható elektronikus stabilizált tranzistoros és integrált áramkörös, egyszerű



1. ábra. Ateresztőtranzisztoros elektronikus feszültségstabilizátorok áramkörti tömbvázlata

es bonyolult tápegység kapcsolása és építési leírása ismeretes. A stabilizált tápegységek legerjedtebb változataiban a 723 C (PC) típusú integrált áramkör működik, amit a kívánt áramterheléstől függően egy vagy több darab, soros szabályozó üzemmódban működő ún. áteresztő teljesítmény tranzisztor egészít ki.

Ezek a készülékek, a szakszerű elkészítést feltételezve kifogástalanul működnek, ha a transzformátort és az egyenirányítót helyesen méretezik, a teljesítménytranzisztorokat jól választják meg, gondoskodnak a hűtésükről és a 723-as IC semmilyen üzemmódban nem terhelődik túl. Az ilyen készülékek építési problémái a követelményekkel arányosan növekednek. Azaz egyszerű, esetleg fix kimeneti feszül-



2. ábra. A soros áteresztőtranszisztor áramkörének elvi módosítása

szerű tápegységeket könnyen lehet így módon készíteni, de ha a kimeneti feszültséget tág határok között kell változtatni jelentősebb áramerhelés mellett, akkor számos nehézség jelentkezik mind a tervezés, mind az építés során.

A vázolt rendszerű egyszerű elektronikus feszültségstabilizátorok sematikus áramköri vázlata az 1. ábrán látható. A rajz alapján áttekintjük a teljesítmény és disszipációs viszonyokat mert a precíziós stabilizátort ebből az alapkapsolásból fejlesztettük ki. Írjuk elő, hogy a feszültségstabilizátor kimeneti feszültsége $4 \dots 30 \text{ V}$ között legyen változtatható 2 A maximális kimeneti árammal legyen terhelhető és rendelkezzen rövidzárvédelemmel is. Mindezek a feltételek egy db 723 PC típusú IC-vel biztosíthatók az 1. ábra szerinti megoldásban, ha a részáramköröket és az IC feszültségállítását a követelményeknek megfelelően választjuk meg és a T áteresztő transzisztor v. transzisztorcsoport elegendő veszteségi teljesítményt fog disszipálni. Mekkora lehet ez a disszipációs teljesítmény a legkedvezőtlenebb esetben, vetődik fel az első kérdés? A disszipáció szélső értéke $+10\%$ -kal magasabb hálózati feszültség mellett bekövetkező esetleges rövidzárlatban lép fel. Értékének kiszámításához ismerni kell a puffer kondenzátoron ez esetben kialakuló U_p egyenfeszültség értékét. Az U_p -nek viszont ki kell elégítenie azt a feltételt is, hogy csökkentsen pl 195 V -os hálózati feszültségnél is elegendő legyen a stabilizátor működéséhez. Ha a stabilizált U_{ki} kimeneti feszültség 2 A terhelő áram mellett 30 V , akkor az r_s áramfigyelő ellenálláson kb. $U_r = 0,5 \text{ V}$ feszültség keletkezik és a T tranzisztornak az U_{CE1} működőtétő feszültsége legalább 2 V . Ezekből az adatokból következik, hogy az U_p minimális értéke ebben az esetben $32,5 \text{ V}$ lenne, ha az egyenfeszültség tökéletesen szűrt lenne. Ha C_p értéke $2200 \mu\text{F}$, akkor 2 A -nél kb. 4 V azaz $\pm 2 \text{ V}$ a brummfeszültség csúcstól csúcsig mérhető értéke s emiatt még 2 V -tal nagyobbra $34,5 \text{ V}$ -ra kell a pufferfeszültséget 195 V -os hálózati feszültségnél megválasztani. Ha a hálózati feszültségnek másik szélső értéke a 240 V lép fel, akkor változatlan 2 A -os terhelés mellett az U_p automatikusan megnő $240/195 = 1,23$ -szorosra, azaz $34,5 \cdot 1,23 = 42,5 \text{ V}$ -ra. Üzemszerű állapotban a megnövekedett feszültséget a T soros tranzisztor veszi fel, azaz U_{CE1} 4 V -tól 12 V -ig

változik. A disszipáció maximuma ebben az esetben $12 \text{ V} \cdot 2 \text{ A} = 24 \text{ W}$. Ha történetesen 4 V -ra állítjuk ugyanebben az esetben az U_{ki} értékét, akkor a T soros tranzisztoron $42,5 - 0,5 - 4 = 38 \text{ V}$ a feszültségesés, a disszipáció pedig 24 W -ról 76 W -ra nő meg. Ezt a nagyjértékű disszipációt a kimeneti feszültség tartományokra való osztásával lehet csökkenteni. Ha a stabilizátort úgy szerkesztjük meg, hogy a $4 \dots 30 \text{ V}$ -ig változtatható kimeneti feszültség, átkapcsolás útján 2 tartományban pl. $4 \dots 18 \text{ V}$ -ig és $18 \dots 30 \text{ V}$ -ig legyen állítható akkor az üzemszerű disszipáció értéke a felső feszültségtartományban ($U_{ki} = 18 \text{ V}$ -nál) magasabb hálózati feszültségen $42,5 - 18 - 0,5 = 24 \text{ V} \cdot 2 \text{ A} = 48 \text{ W}$. A 48 W veszteségi teljesítményt 2 db párhuzamosan kapcsolt nagyteljesítményű (pl. 2 N 3055) tranzisztoron megfelelő hűtőbordán el lehet disszipálni. A tartományokra való osztás azonban nem csökkenti a rövidzárlatban fellépő veszteségi teljesítményt. Ennek az érteke megközelíti a 90 W -ot, mert ekkor az U_p feszültségértékéből $U_p - U_r = 42 \text{ V}$ esik a tranzisztorra és az áramhatárolás is $2,1 \dots 2,2 \text{ A}$ -on áll be.

A fenti gondolatmenetben most egy döntési ponthoz érkezünk el, mert 3 lehetőség között választhatunk:

- 2 helyett 3 db áteresztő transzisztor építünk be a T helyen és küszködünk az egyenletes áramelosztás biztosításával.
- Megnöveljük a hűtőfelületet, esetleg kényszerhűtést alkalmazunk.
- Elektronikusan változtatunk a stabilizátor rendszerén, az áramhatárolást visszahajló karakterrel alakítjuk ki.

A precíziós stabilizátorban az előző 3 alternatíva helyett egy negyediket - más kapcsolási megoldást - alkalmazunk. Mielőtt az új megoldást bemutatnánk csak vázlatosan felsoroljuk a stabilizátor meg-szerkesztésének egyéb problémáit.

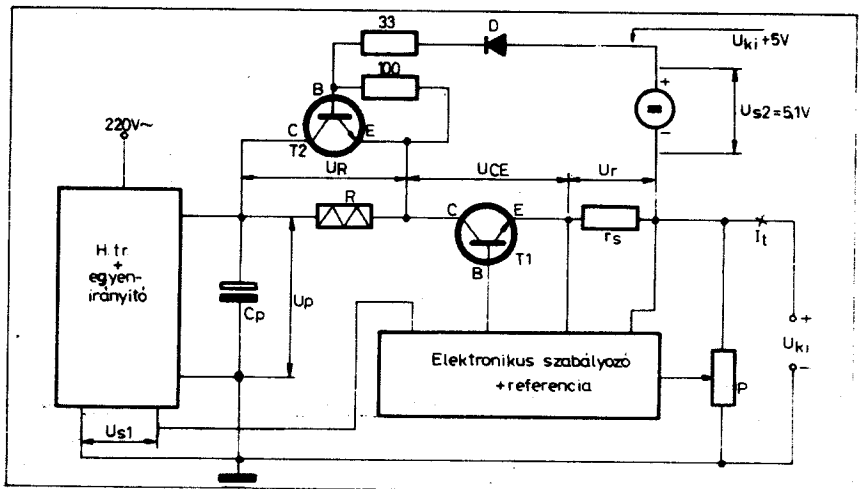
- A transzformátor megfelelő méretezése. Amikor az $U_p = 42,5 \text{ V}$ 2 A terhelés mellett, akkor üresjárásban a puffer feszültség 50 V -ra növekszik.
- A 723-as IC maximális működtető tápfeszültsége 40 V lehet, tehát az

esetlegesen 50 V -ot is elérő puffer feszültségről nem lehet közvetlenül működtetni, elő kell állítani egy $U_{s1} \leq 40 \text{ V}$ -os segédtápfeszültséget az IC részére.

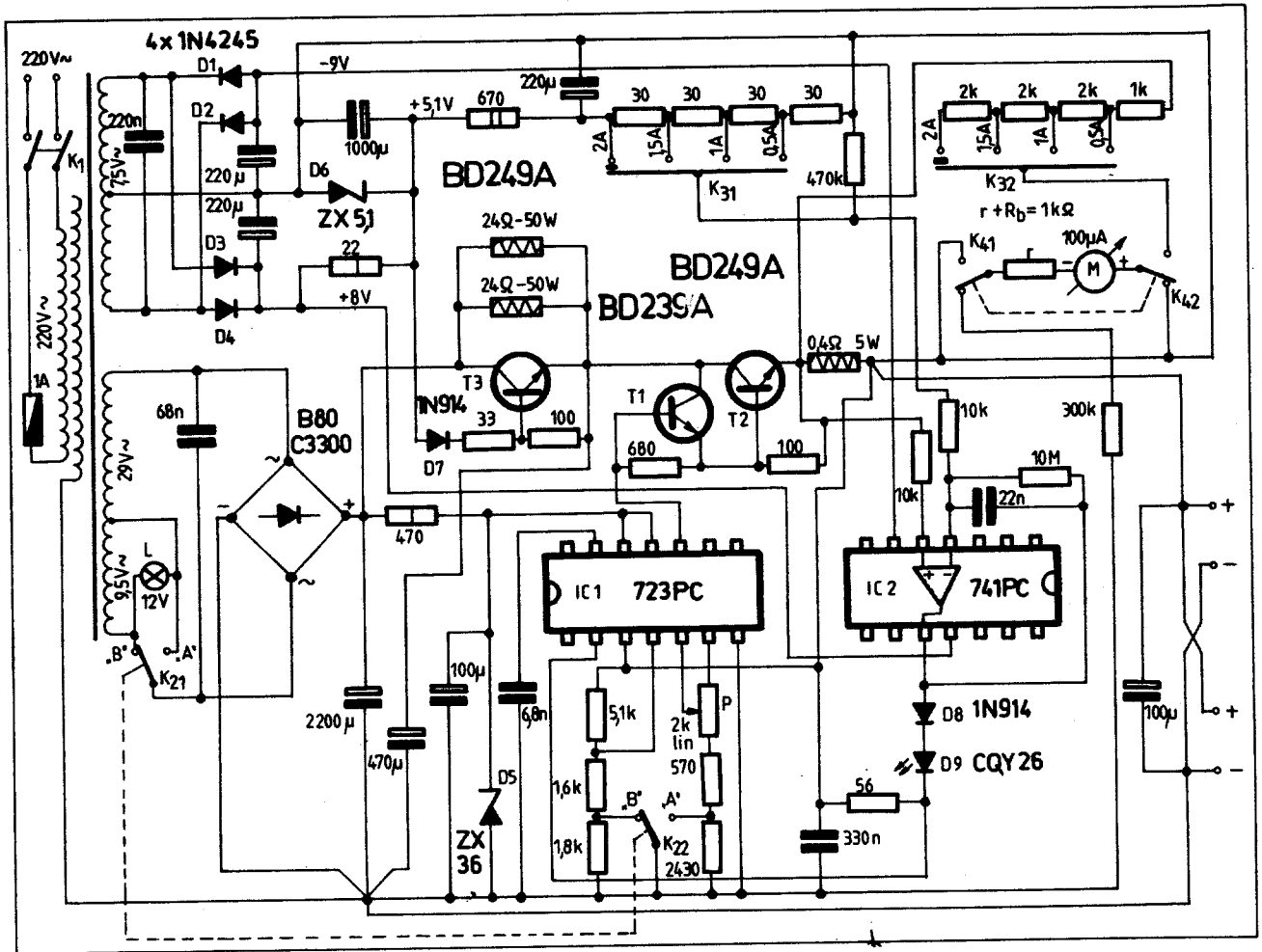
- A 723-as áramhatárolása nem elég határozott, ha 2 A áramot akarunk korlátozás nélkül biztosítani, akkor az áramhatárolás kb. $2,2 \text{ A}$ -nál fog beállni. Ha viszont 2 A -on határolunk, akkor kb. $1,8 \text{ A}$ -ig működik a stabilizátor kifogástalanul.
- Több soros tranzisztor alkalmazása esetén áramkiegyenlítés céljából járulékos emitter ellenállásokat kell alkalmazni. Mind az áramfigyelő ellenállás elköszítése nehézkes, mert az értékük tízedezhokban mérhető, ugyanakkor jelentősen terhelődnek.

Az összes nehézségek számbavétele után a stabilizátor részére egy módosított áramköri megoldást választottunk mind a soros szabályozó elem, mind az áramhatárolás szempontjából. A megoldás alap gondolata a 2. ábrán látható. Kapcsoljunk a T áteresztő transzisztorral egy nagyterhelhetőségű R ellenállást (pl. cementált huzelellenállást) sorba, ami zárlat esetén a soros kör zárlati teljesítményének nagy részét felveszi. Ezen az ellenálláson azonban normál üzemben is keletkezik feszültségesés, ami az R értékétől függően olyan nagy is lehet, hogy korlátozza a stabilizátor működését, azaz növekvő kimeneti feszültségnél egyre csökkenne az áramterhelhetőség. Azért, hogy a vámon nyert előnyt ne veszítsük el a révén, beiktatunk egy elektronikus vezérlőt is a rendszerbe, aminek funkcióját így írjuk elő, hogy az R ellenállást áthidaló kapcsolót zárja, ha a T tranzisztor kollektor feszültsége nem elegendő a működéshez.

A 3. ábrán bemutatjuk a teljes áramkört, ami az előbbieken vázoltakhoz képest kedvezőbben működik, mert az R ellenállást nem ki-be iktatja, hanem szükség szerint folyamatosan söntöli. A kapcsolási, illetve folyamatos söntölési funkciót egy önmagát vezérlő második (T_2) teljesítmény transzisztorral oldjuk meg. A T_2 tranzisztor



3. ábra. A precíziós stabilizátor módosított soros áteresztő rendszerének kapcsolási rajza

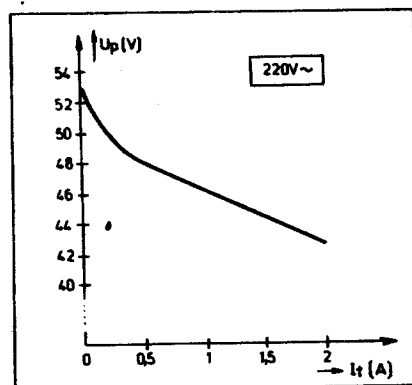


4. ábra. A 30 V/2 A-os precíziós stabilizátor kapcsolási rajza

működtetéséhez alkalmazunk egy U_{S2} -vel jelölt 5,1 V-os további segédfeszültségforrást, melynek negatív pontját ráültetjük a kimeneti feszültségre ezért a pozitív sarkának a földponthoz (hidegponthoz) viszonyítva mindig $U_{ki} + 5,1$ V a potenciálja. A T_2 kapcsoló tranzisztor emittora a T_1 kollektorához csatlakozik s felveszi az ott kialakuló, az áramerheléstől függő feszültséget, a bázisa viszont a D dióda 0,7 V-os nyitófeszültsége miatt, ha a dióda vezet $U_{ki} + 5,1 - 0,7 = U_{ki} + 4,4$ V-os potenciálon áll. Könnyen belátható, hogy a T_1 U_C feszültsége üresjárásban azonos az U_n feszültséggel vagyis sokkal nagyobb az U_{ki} feszültségnél, ezért a T_2 le van zárva. A D dióda túl nagy zárófeszültségnél a T_2 tranzisztort még a segédfeszültség potenciáljától is elválasztja, hogy ne következhesen be bázis-emitter átütés s a T_2 tranzisztor lezárt állapotban szinte lebeg az R ellenállással párhuzamosan. Amint elkezd az áramerhelés növekedni, az R ellenálláson feszültségesés keletkezik az U_C feszültség csökken az U_b értéktől, változik a beállított U_{ki} irányába. Amikor az U_C feszültség még csak kb. 3,5 V-tal magasabb az U_{ki} értékénél kinyit D dióda és a T_2 tranzisztor elkezdi sőtölni az R ellenállást. Mivel a T_2 -n átfolyó áramban néhány tized volt bázis-emitter feszültség változta-

tásával igen nagy növekedést lehet elérni az U_C érték pár tized voltos változása elegendő a T_2 oly mérvű kinyitására, hogy az R ellenállás kellő mértékben sőtölnődjék s mindig legyen elegendő feszültség a T_1 működéséhez.

Gyakorlati tapasztalatok alapján, amit számításokkal is lehet igazolni az R értéket úgy kell megválasztani, hogy zárlatban a veszteségi teljesítménynek kb. az 50-60%-át vegye fel. A 30 V/2 A-os táp-



5. ábra. Az egyenirányító kimeneti feszültségének terhelőáram függése

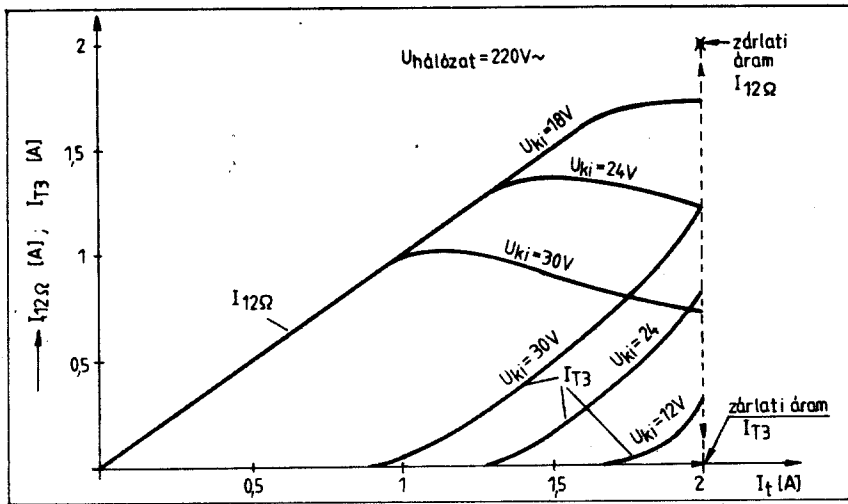
egységben ezért 10...12 Ω az R irányértéke. A bemutatott rendszer az alábbi előnyökkel rendelkezik:

- Zárlatban a veszteségi teljesítmény nagyobb részét egy tetszés szerint túlméretezhető, külön hűtést nem igénylő passzív alkatrész disszipálja.
- Üzemi állapotban is felveszi az R ellenállás a soros áteresztő rendszer veszteségi teljesítményének egy részét, s ezáltal csökkenti a T_1 és a T_2 veszteségi teljesítményét.
- A disszipált veszteség 3 elemre oszlik meg a kimeneti áramtól és feszültségtől függően s nem arányosan. Kisebb áramoknál a T_1 , nagyobbaknál pedig a T_2 disszipációja nagyobb, ezért egy hűtőfelületre is szerelhetők, mert vagy az egyik melegít, vagy a másik.

A stabilizátor rendszer további előnyös megoldásait a konkrét kapcsolás ismertetésénél mutatjuk be.

A teljes stabilizátor áramköri ismertetése

A 4. ábrán bemutatjuk annak a precíziós feszültségstabilizátornak a teljes áramköri kapcsolási rajzát, ami az előzőekben vizsgált újszerű soros szabályozót tartalmaz-



6. ábra. A segédátteresztő rendszer ($12\ \Omega$ - T_3) árameloszlása a terhelő áram függvényében

za, könnyen elkészíthető és több olyan előnyös műszaki jellemzővel rendelkezik, amit az 1. ábra szerint elkészített stabilizátorokkal nem lehet elérni.

Ezek az említett előnyös tulajdonságok a következők:

- Egyszerű és üzembiztos feszültségtartomány átkapcsolás.
- Az áramhatárolás az igényeknek megfelelően könnyen és tetszés szerint választható meg.
- Az áramhatárolás precíz működése és határozott optikai jelzése.
- A soros szabályozó elemek veszteségi teljesítményének megosztása, s emiatt korlátlan ideig tartó rövidzár tűrése.
- A stabilizátor IC (723) disszipációja minimális értékű (Kimeneti áram $1,5 \dots 2\ \text{mA}$)
- Különlegesen kis értékű brummfeszültség a kimeneten.

A komplett stabilizátor a következő főbb részekből áll: Hálózati transzformátor, szilícium dióda egyenirányítók, segéd stabilizátorok (D_5 - D_6), soros átteresztő rendszer (T_2 - T_3 - $12\ \Omega$), feszültségszabályozó és referencia forrás (IC_1), áramillesztő fokozat (T_1), komparátor a precíz áramhatároláshoz (IC_2) és feszültség, illetve árammérő műszer (M). Az egyes fokozatok működését, méretezését és egymáshoz való illeszkedésüket részletesen is áttekintjük.

Annak ellenére, hogy a tápegység hőtermelő elemei hűtésének korlátlan rövidzárlati időre történt méretezése lehetővé tenné az átkapcsolás nélküli kimeneti feszültség állítását, kisebb kimeneti feszültségeknél a primer oldali teljesítményfelvétel csökkentése és nagyobb áramoknál a főlősleges hőtermelés elkerülése érdekében előnyösebb két beállítási tartomány ($4 \dots 18\ \text{V}$ és $18 \dots 30\ \text{V}$) használata. A hálózati transzformátor szekunder oldali feszültségét a K_{2a} kétállású, $6 \dots 10\ \text{A}$ terhelhetőségű billenő kapcsolóval váltjuk e két tartománynak megfelelően. A feszültségértékek meghatározása úgy történt, hogy a szilícium diódás egyenirányítással a pufferkondenzátoron nyervehető egyenfeszültség

segédegendő legyen a stabilizátor működtetéséhez $195\ \text{V}$ hálózati feszültségnél és $2\ \text{A}$ kimeneti áramnál is. Üres járásban a „B” feszültségtartományban a $2200\ \mu\text{F}$ -os pufferkondenzátoron kialakuló feszültség $+50\ \text{V}$ -nál nagyobb is lehet, ami az IC_1 (723) áramkörre nem megengedett, ezért ennek tápfeszültségét a D_5 nagyteljesítményű Z-diódával $36\ \text{V}$ -ra korlátozzuk.

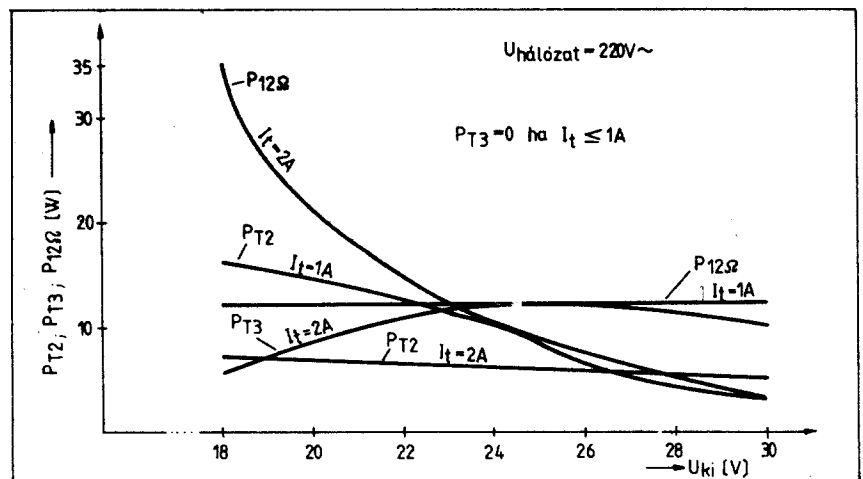
A feszültségstabilizálás funkciót alapvetően a referenciafeszültséget is előállító IC_1 , az áramillesztő T_1 és a soros szabályozó elemként működő T_2 tranzisztor látja el. Az átteresztő rendszerhez tartozik még a T_3 tranzisztor is, illetve a $2\ \text{db}\ 24\ \Omega$ -os egyenként $50\ \text{W}$ -os párhuzamosan kapcsolt eredőben $12\ \Omega$ -os $100\ \text{W}$ -os ellenállás is, melyek szerepét a bevezetésben részletesen ismertettük. A mintakészülékben a T_2 és a T_3 tranzisztorhelyen BD 249 A tranzisztorok kerültek beépítésre, helyettük $2\ \text{N}\ 3055$ vagy más hasonló nagyteljesítményű legalább $60\ \text{V}$ zárófeszültségű teljesítménytranzisztorok is alkalmazhatók.

A T_3 tranzisztor és a később bemutatásra kerülő áramkorlátozó áramkört egy

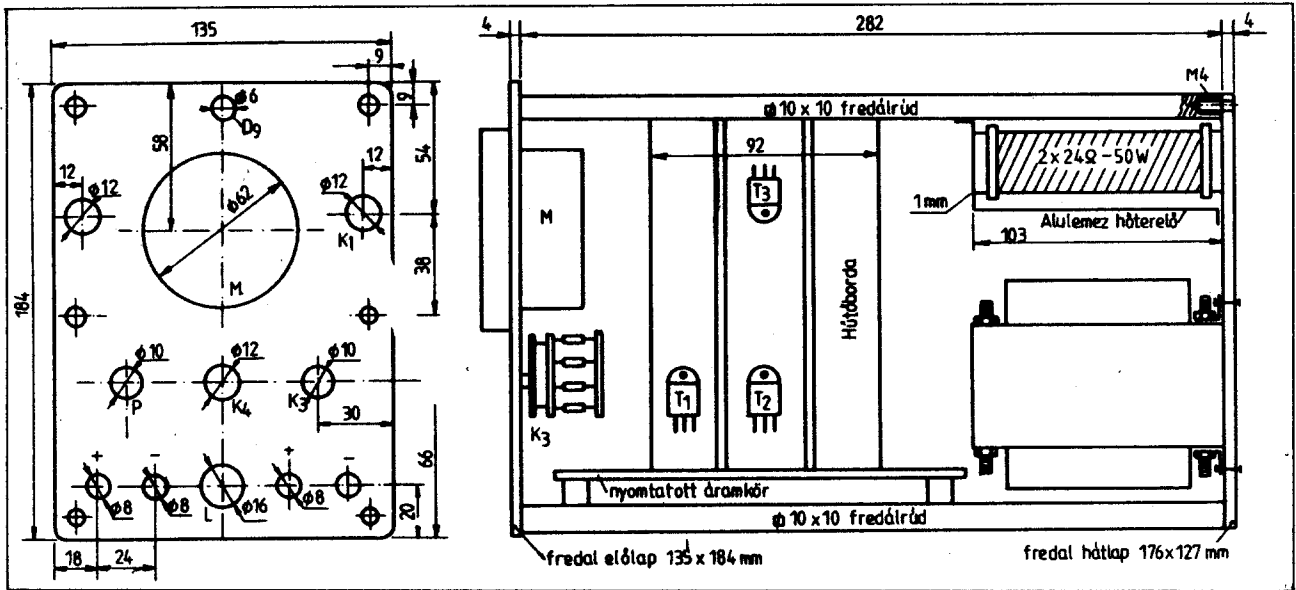
segéd tápfeszültség rendszer működteti. A hálózati transzformátor $2 \times 7,5\ \text{V}$ -os tekercséről nyert váltakozó feszültséget a $D_1 \dots D_4$ diódákkal egyenirányítjuk. A segéd tápfeszültségek értéke a $+8$ és $-9\ \text{V}$ főstabilizátor pozitív kimeneti pontjához kapcsolt közös 0 pontjukhoz viszonyítva. A két érték azért nem azonos, mert a pozitív segéd feszültség terhelése lényegesen nagyobb mint a mínuszé, ugyanis ebből még egy $+5,1\ \text{V}$ -os Z-diódával ($D_6 = ZX\ 5,1$) stabilizált ugyancsak a kimenethez viszonyított stabilfeszültséget is előállítunk a T_3 működtetéséhez.

Vizsgáljuk meg még egyszer konkrétan a T_3 tranzisztor szerepét, ami az áram terheléstől függő emitterfeszültségével önmagát vezérli, az $5,1\ \text{V}$ -on megfogott bázis-referencia rendszerben oly módon, hogy mindig annyira nyit ki és söntöli a $24\ \Omega$ -os ellenállásokat ha szükséges, hogy a T_2 kollektorán kb. $3,3\ \text{V}$ -tal legyen magasabb a feszültség mint a kimeneten. A soros elemek: T_2 - $T_3\ 2 \times 24\ \Omega$ mint tudjuk a bevezetőből együttesen úgy működnek, hogy zárlat esetén a T_2 és az ellenállások veszik fel a zárlati veszteségi teljesítményt. Üzem közben a T_3 egy bizonyos kimeneti feszültségtől függő áramhatár átlépésénél kezd kinyitni és az áramtól függően disszipál. A számszerű viszonyok áttekintéséhez ismernünk kell a stabilizálatlan feszültség (pufferfeszültség) terhelő áramtól való függését. Az $U_p = f(I)$ összefüggés a mintakészüléken végzett mérés alapján az 5. ábrán látható.

Az áramértékekhez pontosan hozzárendelhetők azok a kimeneti feszültségértékek, amelyeknél a T_3 vezetni kezd. $0,5\ \text{A}$ terhelő áram $6\ \text{V}$ feszültségesést létesít a $12\ \Omega$ -os soros ellenálláson, tehát $42\ \text{V}$ marad a T_2 kollektorán a T_3 itt még zárva van bármilyen kimeneti feszültségnél ($18 \dots 30\ \text{V}$) sőt még alacsonyabb hálózati feszültségen is. $1\ \text{A}$ -os terhelő áramnál a $46\ \text{V}$ -os U_p feszültségből lejön $12\ \text{V}$ marad $34\ \text{V}$. Ez a határ, amikor a $T_3\ 30\ \text{V}$ -os kimeneti feszültségénél éppen vezetni kezd, de ha a hálózat $220\ \text{V}$ alá megy már határozottan kinyit. $1,5\ \text{A}$ terhelő áramnál $44 - 18 = 26\ \text{V}$ a T_2 kollektor feszültsége.



7. ábra. Az átteresztő rendszer elemei disszipációjának feszültség és áramfüggése



8. ábra. A stabilizátor előlapja és oldalnézete a főbb alkatrészekkel

Amíg az U_{ki} nem éri el a kb. 22 V-os értéket a T_3 zárva van, s amint az U_{ki} feszültséget növeljük 30 V felé a T_3 egyre jobban nyit. $U_{ki} = 30$ V-nál a T_2 kollektorfeszültsége kb. 33,5 V kell, hogy legyen. Mivel a puffer feszültség 1,5 A-nál 44 V a 12 Ω -os ellenálláson csak 10,5 V a feszültségesés, ezért 1,5 A helyett csak 10,5/12 = 0,875 A folyhat rajta s a 1,5 A-ig hiányzó 0,625 A-t a T_3 -nak kell vezetnie. 2 A-nál már a 18 V-os alsó határban is vezetnie kell a T_3 -nak mert 24 V feszültségesés keletkezne rajta, ami nem a kimeneten hanem a T_2 kollektorán felelne meg 18 V-nak, ennek pedig 18 + 3,5 = 21,5 V a minimális értéke. Ezek szerint $U_{ki} = 18$ V-nál a 12 Ω -on 42 - 21,5 = 20,5 V feszültségesés. Az átfolyó áram kb. 1,7 A lehet a T_3 -nak 0,3 A-t kell vezetnie. 30 V/2 A-nál az ellenállásmenti feszültségesés mindössze 8,5 V (42 - 33,5) ezért az átfolyó áram 0,7 A a T_3 árama pedig 1,3 A lesz. A megadott értékek 220 V-os hálózatra vonatkoznak. Ahogy változik a hálózat s vele együtt a pufferfeszültség, úgy módosulnak az előbbiekben számított s mérészekkel is ellenőrzött értékek. Csökkenő hálózati feszültségnél előbb, illetve jobban nyit a T_3 , növekvőnél pedig fordítva. 195 V-os hálózati feszültségnél 2 A terhelés mellett 37 V körüli a pufferfeszültség, ekkor már az ellenállásokon csak 2-300 mA áram folyik ezért szinte a teljes áramot a T_3 biztosítja. A számítások alapján a 6. ábrán grafikusán is szemléltetjük a segéd áteresztő rendszer (12 Ω - T_3) áramelosztását a kimeneti terhelő áram függvényében a kimeneti feszültség 3 értékére.

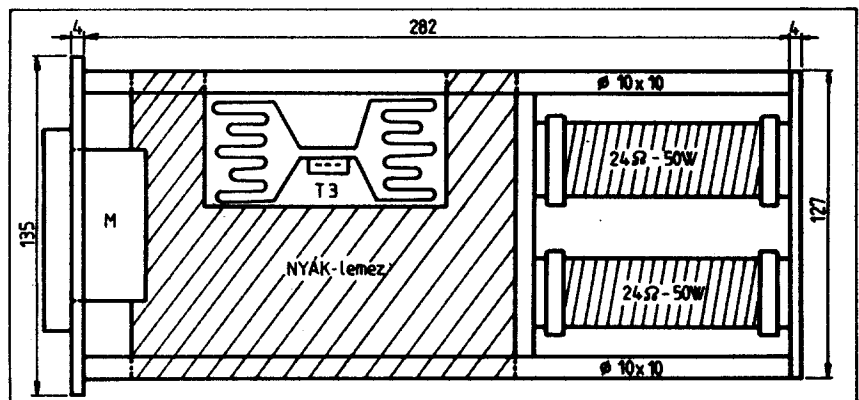
Az áramok és a feszültségek ismeretében kiszámíthatjuk és ábrázolhatjuk az egyes elemek disszipációs veszteségét is. A számításokat a kimeneti feszültség függvényében végezzük a terhelő áram különböző (pl.: 1 és 2 A) értékre s eredményeket a 7. ábrán foglaltuk össze grafikusán. Az ábrákat értékelve megállapítható, hogy a soros elemek közül legnagyobb teljesítményt a

12 Ω -os ellenállás disszipálja (kb. 35 W 18 V/2 A-nál). A félvezető elemek közül a T_2 disszipációja is ugyanebben az üzemállapotban maximális (16 W), a T_3 tranzisztoré pedig 24 V/2 A-nál a legnagyobb kb. 11...12 W. A közös hűtőbordára szerelt T_1 - T_3 tranzisztorok együttes disszipációjának maximuma is a 24 V/2 A-os üzemállapot körülmények között jelentkezik 21...22 W körüli értékkel. Ez a veszteségi teljesítmény azonban kisebb a 2 A-ra korlátozott rövidzárban a T_2 -n fellépő teljesítménynél, mert ennek értéke 18 V · 2 A = 36 W ugyanis a 42 V-os pufferfeszültségből 24 V esik az ellenállásokon ($P_D = 48$ W!). Figyelemre méltó, hogy ugyanakkor maximális terhelésnél (30 V/2 A) éppen a T_2 van a legkevésbé terhelve, mert disszipációja kb. 5 W (2,5 V · 2 A). A 2,5 V-os feszültségesés úgy alakul ki, hogy a segédfeszültségnek mind az inverz feszültség elleni védelmet ellátó D_7 diódát, mind a T_3 tranzisztor nyitnia kell (0,7 + 0,8 V), a 0,4 Ω -os soros áramfigyelő ellenálláson 0,8 V a T_3 báziskörüli 33 Ω -os ellenállásán pedig néhány tized volt feszültségesés keletkezik.

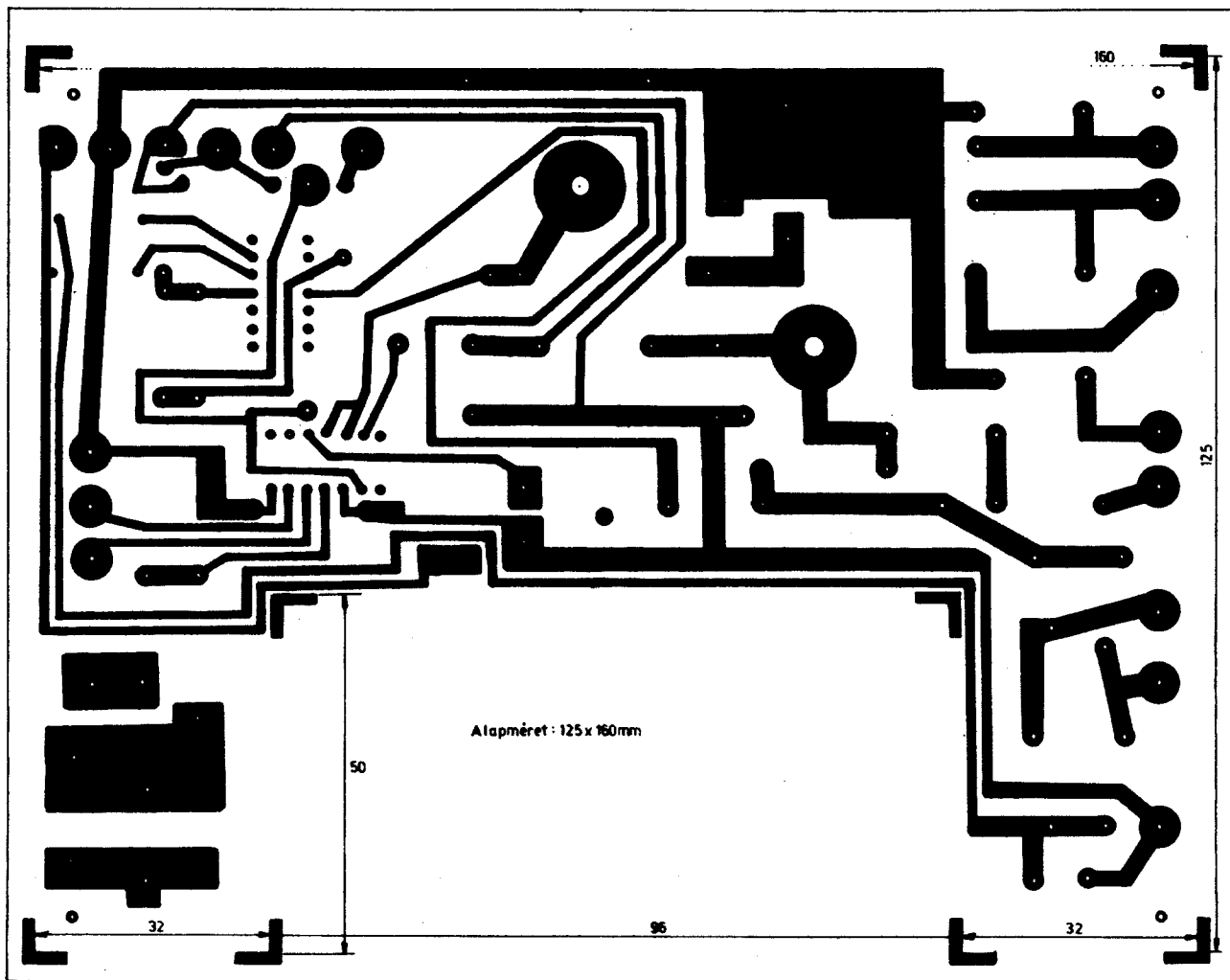
A hűtőbordát a zárlati teljesítményre (36 W) kell méretezni. Hővezetési ellenállása 1 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ vagy ennél kisebb értékű legyen. A mintakészülék 176 mm hosszú bordázott hűtőfelülete a fenti követelménynek megfelel (1. mechanikai rajzok).

A T_2 kollektorához kapcsolt 470 μF -os elektrolit kondenzátor nagyon hatásos járulékos brummszűrést biztosít. 3,3 Ω -os impedanciája a 12 Ω -os ellenállással a pufferkondenzátoron fellépő brummfeszültséget a negyedrésznél kisebbre csökkenti. Amikor a T_3 kinyit a brummfeszültség a T_2 kollektorán még kisebb lesz, mert a T_3 nagyon kis belső ellenállású emitter követőként viselkedik.

Az IC_1 az áramkorlátozási funkciót is ellátja, de a saját működése nem elegendően határozott. Az IC_2 rajzjelű 741 PC típusú áramkörrel komparátort alakítunk ki. A komparátor kimenő jelét a 723-as IC megfelelő bemenetéhez vezetjük, ami éles átmenetet biztosít az áramhatárolásban. Az IC_2 segítségével a 0,4 Ω -os ellenálláson eső feszültséget a +5,1 V-os stabilizált segédfeszültségből leosztott és a K_{31} kapcsol-



9. ábra. Az alkatrészek elrendezése felülnézetben



10. ábra. A stabilizátor nyomtatott áramkörének rajza

lól kiválasztott részfeszültséggel komparáltatjuk és ezáltal 0,5–1,5 vagy 2 A-os áramhatárolást állítunk be. A K_{31} kapcsolóhoz tartozó ellenálláshálózatot meg lehet változtatni és a 2 A-en belül más áramkorlátokat is lehet választani. Sőt egy 120 ohmos potenciométerrel a beállítást folyamatosan lehet tenni. A kapcsolós üzemnek megvan az az előnye, hogy egy járulékos kapcsoló áramkörrel (K_{32}) a kimeneti áramot mérő műszer végkitérését egyeztetni lehet az áramkorláttal.

Az IC_2 komparátor kimenetét oly módon is lehet az IC_1 áramlimit bemenetéhez illeszteni, hogy működési helyzetben egy túláramot jelző fénydiódat (D_0) is működtet. A komparálás, illetve áramhatárok jóságára jellemző, hogy az áramkorlát eléréséig a működés zavartalan azaz feszültséggenerátor jellegű. Az áramkorláton felül 4...5 mA túláram a működést kiváltja és a stabilizátor átmegegy áramgenerátor üzembe. Az áramhatárolás ilyen megoldása azzal a nagy előnnyel jár, hogy nem kell tízedes ohmos áramfigyelő ellenállásokat kapcsolgatni amperos terhelések mellett. Az egész komparátor rendszert (IC_2) egy nem lineáris hibajel erősítőnek is lehet tekinteni, amit 2–3 mV. annyira kivezérel, hogy az áramhatárolás élesen létrejön.

A K_{20} kapcsoló K_{22} áramköre váltja a kimeneti feszültségtartományokat. Ez a nagyon egyszerű megoldás a minimális elemszám mellett igen megbízhatóan működik. A készülékbe beépített 100 μ A-os alaplámpa (M) a K_{40} két áramkörös billenő kapcsoló helyzetétől függően vagy feszültséget mutat 0...30 V méréstartományban, vagy a kimeneti áramot mutatja. Árammérésnél a K_{32} kapcsoló áramkör úgy váltja a méréshatárokat, hogy a végkitérés mindig azonos legyen a határolt áramértékkel. Árammérésre is a 0,4 Ω -os áramfigyelő ellenálláson eső feszültségesezt használjuk. A kapcsolástechnikailag nagyon előnyös megoldásnak az a kis szépséghibája van, hogy a műszer mutatója terheletlenül nem áll nullán, mert mutatja az IC_1 invertáló bemenetéhez csatlakozó ellenállás hálózaton átfolyó pár mA-os áramot is. Maximális értéke kb. 5 mA (30 V : 6,7 k Ω), amit a 0,5 A-os méréshatárban lehet leginkább észrevenni. A stabilizátor kimenetét a jobb kihasználás érdekében megkettőztük és 100 μ F-os kondenzátorral való söntöléssel csökkentjük a váltóáramú belső ellenállását.

A készülék főbb alkatrészeinek és előlapjainak elrendezése, a mechanikai vázszerkezet főbb méretei a 8. és 9. ábrán lát-

hatók. A burkoló fémdobozt vagy perforált lemezből kell készíteni, vagy furatokkal kell ellátni a jó szellőzés érdekében. A nyomtatott áramkör rajza a 10., az alkatrészek beültetési rajza a 11. ábrán látható. Az ábrán szaggatott vonallal bejelöltük azokat az árampályákat, melyeket meg kell erősíteni egy 1,5 mm vastag rézrót ráforrasztásával. Ezeket az áramutakon folyik a 2 A-os terhelőáram keresztül. A mintakészülekről 2 db fényképet is bemutatunk. A mintakészületben alkalmazott a stabilizátor műszaki jellemzőit biztosító hálózati transzformátor adatai a következők:

Vasmagformátum: EI 105

Vasmagkeresztmetszet: 13,5 cm²

Primer: 220 V 800 menet 0,5 mm-es CuL huzalból

Árnyékolás: 1 sor 0,2 mm-es CuL huzalból

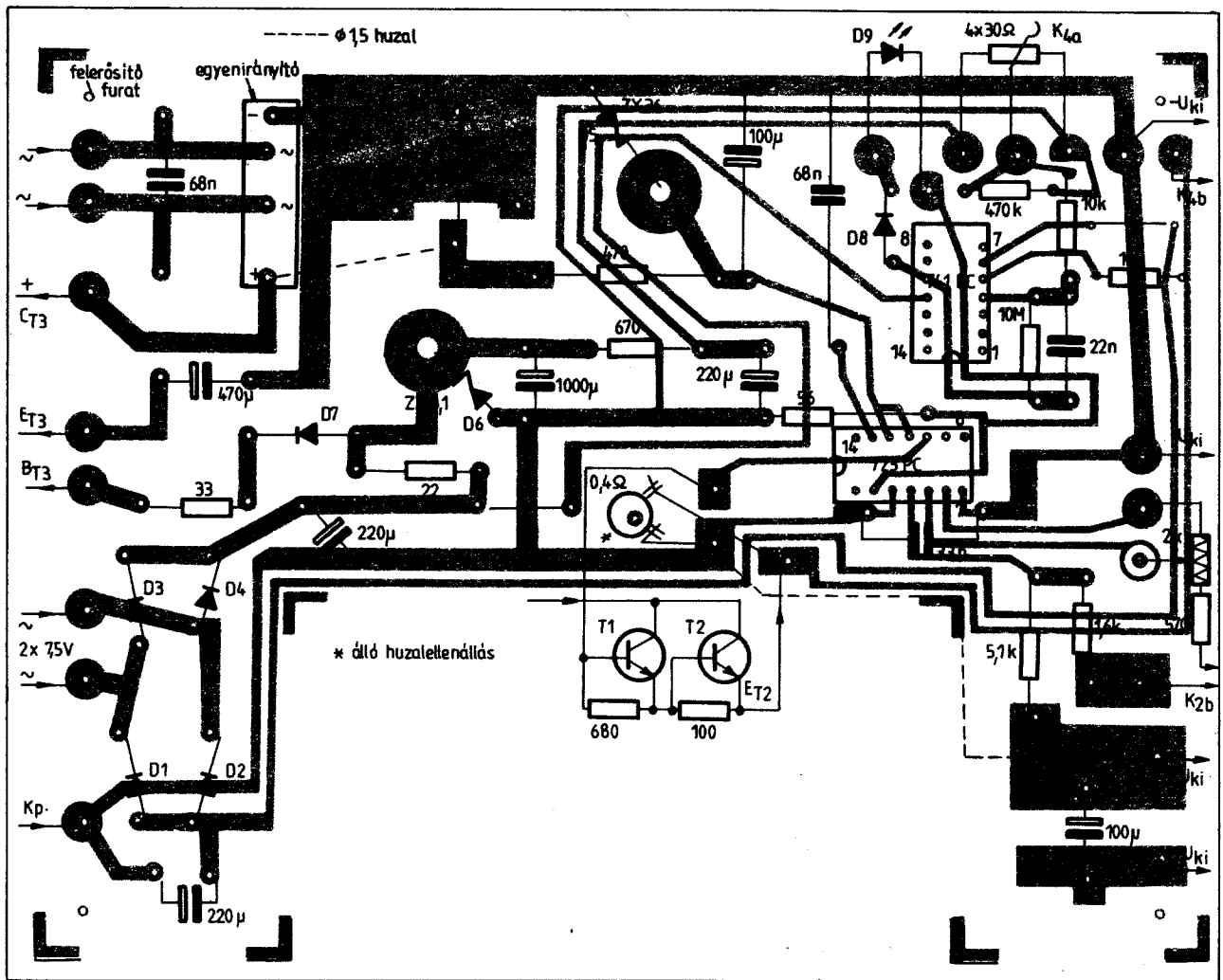
Szekunder: 29 + 9,5 V 106 + 34 menet

1,2 mm-es CuL huzalból

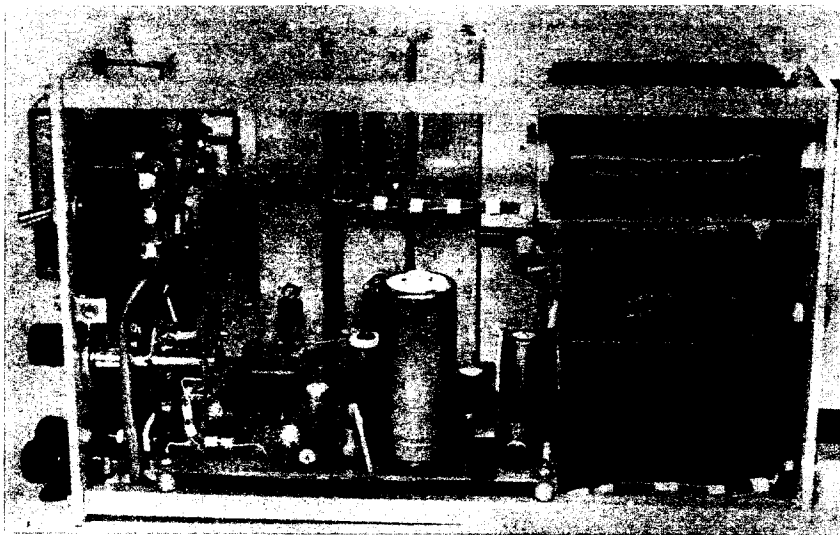
2 x 7,5 V 2 x 27 menet

0,5 mm-es CuL huzalból

Befejezésül megemlítjük, hogy a bemutatott áramkörök alkalmazásával kettős tápegységek is készíthetők.



11. ábra. Az alkatrészek beültetési rajza



12. ábra. A stabilizátor alkatrészeinek elrendezési képe



Informatika

ELLENÁLLÁSDEKÁD

TR—9408 típus: 1 ... 1,099.999 ohmig

TR—9409 típus: 10 ... 10,999.990 ohmig



KONDENZÁTORDEKÁD

TR—9307 típus: 45 ... 1,100.000 pF-ig

TR—9308 típus: 50 ... 11,000.000 pF-ig



Minden elektronikus munkahelyen nélkülözhetetlen segédészköz a változtatható értékű, fokozatosan állítható ellenállás- és kondenzátor dekád. A TELMES Műszeripari Szövetkezet által a jövőben ismét gyártani kívánt dekádokat a szakemberek a tavaszi ipari vásáron láthatták. Akiknek nem sikerült a vásáron gyártmányismeretöt szerezni, azoknak a Rádiótechnika folyóirat hasábjain ezúton adunk részletes ismerttetést. Mindkét dekád kétféle kivitelben készül, az eltérést a műszaki adatokban közöljük. Mind az ellenállás-, mind a kondenzátordekádokban ezüstérintkezős, könnyen kezelhető, stabil felépítésű fokozatkapcsolók kerültek beépítésre. (A kondenzátordekádban az utolsó kapcsoló helyett forgókondenzátor van!) A beállítani kívánt értékeket a fokozatkapcsolók „takarékkapcsolásban” állítják elő.

MŰSZAKI ADATOK

Ellenállásdekádok:

Ellenállás értéktartomány

a TR—9408 típusú kivitelnél 1...1,099 999 ohm
a TR—9409 típusú kivitelnél 10...10,999 999 ohm

A dekádkapcsolókon beállítható értékek:

	TR—9408	TR—9409
S1 dekád	9×1 ohm	9×10 ohm
S2 dekád	9×10 ohm	9×100 ohm
S3 dekád	9×100 ohm	9×1 kohm
S4 dekád	9×1 kohm	9×10 kohm
S5 dekád	9×10 kohm	9×100 kohm
S6 dekád	10×100 kohm	10×1 Mohm

Kezdő ellenállás (R₀)

≤ 40 mohm

Pontosság (az R₀ levonása után)

az 1 ohmos dekádkapcsolónál < ± 0,05 ohm
a 10 ohmos dekádkapcsolónál < ± 1%
a 0,1; 1; 10; 100 kohmos és az 1 Mohmos kapcsolóknál < ± 0,5%

Terhelhetőség
Határfeszültség
Méret

> 0,5 W (< 1 W)
250 V ≅
500×106×
× 280 mm
kb. 4 kg

Súly

Kondenzátordekádok:

Kapacitás értéktartomány

a TR—9307 típusú kivitelnél 45...1;100 000 pF
a TR—9308 típusú kivitelnél 50...11,000 000 pF

A kapcsolókon (ill. a C1-en) beállítható értékek:

	TR—9307	TR—9308
S4 dekád	10×100 nF	10×1 μF
S3 dekád	9×10 nF	9×100 nF
S2 dekád	9×1 nF	9×10 nF
S1 dekád	9×100 pF	9×1 nF
C1 forgón	100 pF-ig	1000 pF-ig

C₀ kezdőkapacitás (a—b kivezetések között)

TR—9307 típusnál 45 pF ± 2 pF
TR—9308 típusnál 50 pF ± 2 pF

a — ⊥ kapacitásérték kb. 60 pF (TR—9307)
kb. 50 pF (TR—9308)
b — ⊥ kapacitásérték kb. 80 pF (TR—9307)
kb. 90 pF (TR—9308)

Pontosság (a dekádkapcsolókra) < ± 1%
tg δ értéke (1 kHz-en mérve) ≤ 150×10⁻⁴ (1 μF-ig)
Terhelhetőség 250 V—100 V
Méret 500×106×280 mm
Tömeg kb. 4,5 kg

Gyártja:

TELMES MŰSZERIPARI SZÖVETKEZET

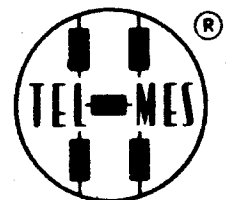
Budapest XVIII., Marx u. 12. Telefon: 272-808

Forgalomba hozza:



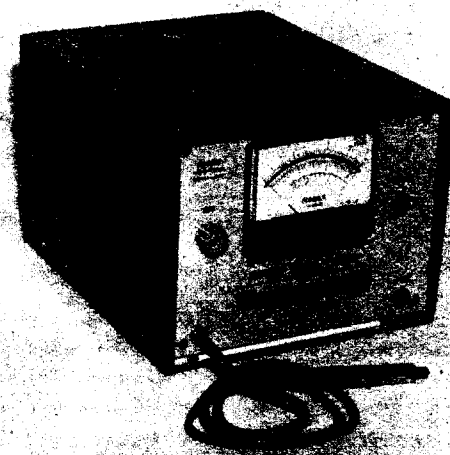
MIGÉRT

Műszer- és Irodagépértékesítő Vállalat 1392 Budapest, PF. 295. Telefon: 117-090
TELEX: 22-47-36



Szélessávú mintavételező voltagemérő

Típus: **BSV-1624-1**



Alkalmazási terület:

A készülék inkoherens mintavételező technika alkalmazásával a mérendő, nagyfrekvenciás jelet statikus jellemzőiben egyenértékű, alacsony-

frekvenciás impulzussorozattá transzponálja. Ezen impulzussorozat mérésével képi a nagyfrekvenciás jel átlagát. A kijelző műszer a szinusz effektív értékre van kalibrálva. A készülék nagy érzékenységgel,

széles frekvenciatartománnyal rendelkezik. Felhasználható vevőkészülékekben (normál vagy színes tv), erősítőkből, nagyfrekvenciás tápvonalakban (50 ohm), átmenő és végmérésekre.

Műszaki adatok:

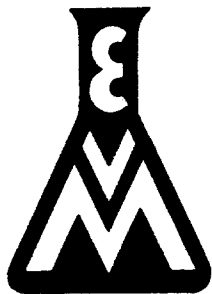
Frekvenciatartomány: 5 kHz...1000 MHz
Feszültségméréshatár: 10 mV_{eff}...3 V_{eff}-1 típus
Feszültségmérés pontossága:
20 kHz... 50 MHz ± 3%
5 kHz...150 MHz ± 6%
5 kHz... 1 GHz ± 1 db

Skálaosztás:

két lineáris skála 0...1 és 0...3

Mérőfej bemeneti ellenállása: 100 kohm parallel 2 pF
Feszültség kimenet:
— a mérendő nagyfrekvenciás jellel arányos DC és
— a mérendő nagyfrekvenciás jellel statisztikailag impulzus sorozat.

Részletes felvilágosítás



Elektronikus és Villamos Mérőműszerek Osztály

Budapest VI., Bajcsy-Zsilinszky út 37. I. emelet
Telefon:
118-469; 322-916



Békei Ferenc okl. vill. üzemmérnök, HASKU

Amatőr kapcsolások

Szinkrodin vevőkészülékek 28 MHz-re

V. Poljakov (RA3AAE) az utóbbi tíz évben több egyszerű felépítésű szinkrodin rendszerű vevőt ismertetett a 28 MHz-es amatőrsávra. Ezekből mutatunk be most kettőt, egy egyszerűbb és egy bonyolultabb felépítésűt. E vevők nagy előnye az egyszerű felépítés melletti nagy érzékenység. A CW és SSB adások vételére alkalmas készülékekkel DX vételt is elérhetünk a mostani jó terjedési viszonyok mellett.

Az 1. ábrán az egyszerűbb, „kezdő”, pnp tranzistoros megoldás látható. Az antenna jele egy, a venni kívánt sávresz közepére hangolt párhuzamos rezgőkörre jut. A rezgőkör terhelésének csökkentése végett az antenna és a kicsatolás is tekercsleágazásra csatlakozik. A D_1-D_4 diódákból felépített gyűrűs modulátor a vevő keverő fokozata. A vett jel a Tr_1 -es, a helyi rezgés a Tr_2 -es transzformátoron keresztül jut a keverőbe. A szinkrodin (egyenáramú KF) elvből adódóan a helyi rezgés frekvenciája megegyezik a vett jelével. Tehát a helyi

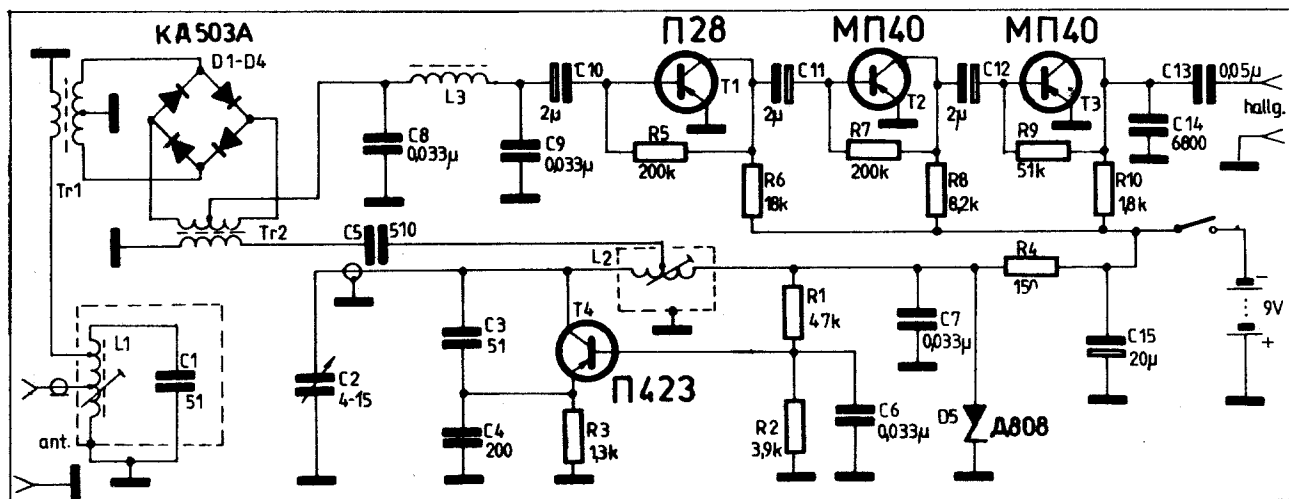
rezgést szolgáltató T_4 -es oszcillátor fokozat is 28 MHz-en üzemel. A földelt bázisú kapcsolás a D_5 -ös Zener-diódával stabilizált 6 V körüli tápfeszültségről üzemel. A keverő optimális üzeméhez szükséges jel-szintet L_2 leágazásával, illetve a C_5 -ös csatoló kondenzátorral állíthatjuk be.

A detektált hangfrekvenciás jelet a $C_8-L_3-C_9$ -ből kialakított aluláteresztő szűrő választja le. A hangfrekvenciás erősítő fokozatot T_1-T_3 alkotja. A három hasonló kialakítású erősítő fokozatban csak az R-elemek változnak. Az elérendő zajmentes erősítés miatt az egyes fokozatok munkaponti árama egyre növekszik (a hallgató felé haladva). A kimenetre csatlakoztatott fejhallgató lehetőleg nagy impedanciás (4000 Ω) legyen. A vevőkészülék érzékenységét (1 μ V/10 dB jel-zajnál) a kb. 30000-szerest erősítő hangfrekvenciás fokozat határozza meg, ezért lényeges annak zaját alacsony értéken tartani. (T_1 kis zajú példány legyen.) A sávzélességet alulról a C_{13} -as kicsatoló kondenzátor kb. 300 Hz-re korlátozza. A felső átvitelt az

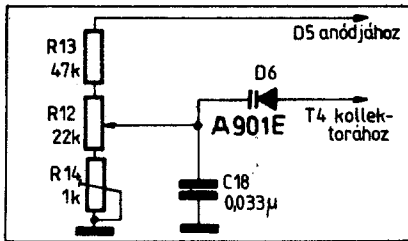
aluláteresztő π -tag – 30 dB/10 kHz-re állítja be. A kimeneten levő C_{14} is a magas frekvenciás zajösszetevők csökkentésére szolgál.

A vevő élesztése egyszerű. Az R_5, R_7 és R_9 ellenállások esetleges módosításával T_1 kollektorán 1,5–2 V, illetve T_2 és T_3 -nál kb. 4,5 V-ot állítsunk be. T_4 áttételes meghajtású forgókondenzátorával (C_2) pedig át kell hangolnunk a 28–29,7 MHz-es sávot. Az oszcillátor működéséről egyszerűen úgy győződhetünk meg, hogy a kollektort kézzel érintve csökkenni kell a hallgatóban a zajnak (leszakad a rezgés). Az állomásra hangolást a 2. ábra szerinti varikapdiódás finomhangolóval könnyíthetjük meg. (Ha a hangerőszabályozást is meg akarjuk oldani, akkor a 4,7–10 k Ω -os potenciométert a szűrő után, a C_{10} elé kössük be.)

Tekercsadatok: L_1, L_2 : kb. 0,6 μ H, a leágazásokat kísérlettel állapítsuk meg (kb. 1/3 és 1/2, ill. 1/2-nél lehetnek); Tr_1, Tr_2 : $8 \times 4 \times 2$ -es 100 HH toroidon $20 + 2 \times 10$ me. 0,2 mm CuZ-ból (a kétlyukú



1. ábra. Szinkrodin rendszerű (egyenés) vevőkészülék a 28 MHz-es amatőr sávra. Felvezető-helyettesítések: T_1 : AC125, AC107, BC212 stb.; T_2, T_3 : AC125, AC126, BC212 stb.; T_4 : AF106, AF139, BC212 stb.; D_1-D_4 : 1N914, 1N4148, BAY94 stb.; D_5 : ZF6,2, ZG6,2



2. ábra. Finomhangoló áramkör az 1. ábra szerinti vevőkészülékhez. D_6 -ot pl. BA102, BA111, BB109-cel helyettesíthetjük

N-10-es sárga jelzésű TV antennabemeneti baluntrafó vasa is használható, kb. hasonló menetszámokkal); T_3 : 170 mH, $10 \times 6 \times 5$ 4000 HM toroidon 300 me. 0,1 mm CuZ-ból.

A vevőkészülék alkatrész-elrendezési rajza a 3. ábrán látható. A panelt maratás nélkül, „karcolással” is elkészíthetjük.

A „haladó” felépítésű szinkrodin vevőkészülék kapcsolási rajzát a 4. ábra mutatja. Ez a bonyolultabb és érzékenyebb megoldás már a Poljakov által igen kedvelt antiparalel diódás keverő-megoldást („Tallózás a baráti lapokból”, Rádiótechnika 1980/10.) tartalmazza. Ezáltal a vevő stabilitása is javult az előző, egyszerűbb kivitelhez képest. Most a helyi rezgéskeltő a mindenkori vételi frekvencia felén rezeg (14,75 MHz körül), és erre az alacsonyabb tartományra könnyebb stabil oszcillátort készíteni. A vevőkészülék főbb műszaki adatai a következők:

Vételi sáv:	29,3...29,6 MHz
Érzékenység:	0,3 μ V (10 dB S/N)
Bem. impedancia:	75 Ω
Szelektivitás:	± 10 kHz / -35 dB
Tápfeszültség:	12 (9) V
Áramfelvétel:	20 (7) mA

Az antennabemeneten található C_1 -es trimmer-kondenzátor az alacsony impe-

danciás bemenetet illeszti a rádiófrekvenciás sávzélességet beállító sávszűrőhöz. A sávszűrő elemei $C_2-L_1-L_2-C_3$. Az alkalmazott induktív csatolást az utánépítésnél nehézkes megvalósítani (adott geometriájú tekercsek, adott távolságban egymástól), ezért itt felső kapacitív csatolást is alkalmazunk. A csatoló kondenzátor kb. 5-15 pF lehet. A sávszűrőt természetesen más sávra is lehangolhatjuk, a bemutatott vevőnél a műholdas frekvenciatartomány vétele volt a cél.

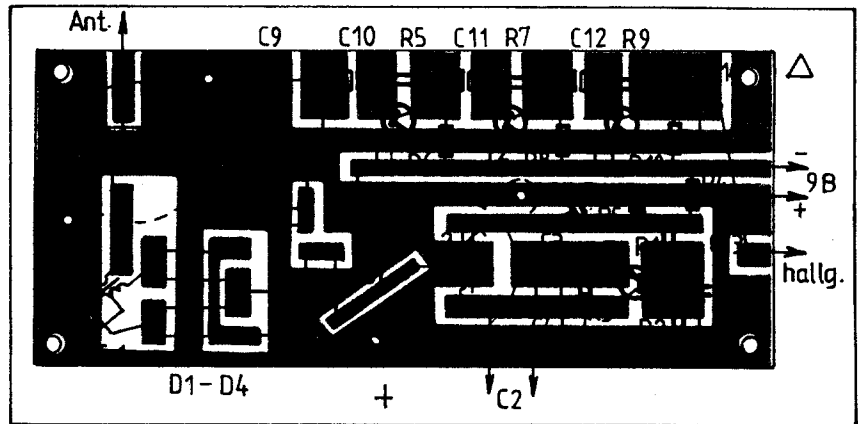
T_1 alkotja az érzékenység-szabályozott RF előerősítő fokozatot. Az alkalmazott jFET kis saját zajt termel. Az érzékenység-szabályozást a gate negatív előfeszültségének növelésével, a FET lezárásba vezérlésével oldották meg. A szabályozójelet a hangszórókimenet HF feszültségéből a D_1-D_2 alkotta feszültségkétszerező egyenirányító állítja elő. T_1 drainkörébe sávközepra (29,45 MHz) hangolt zárókerület. A teljes előerősítő fokozat erősítése egy körüli, mert a fokozat célja a sávszűrő

veszteségeinek pótlása, és az, hogy az oszcillátorjelet leválassza az antennáról.

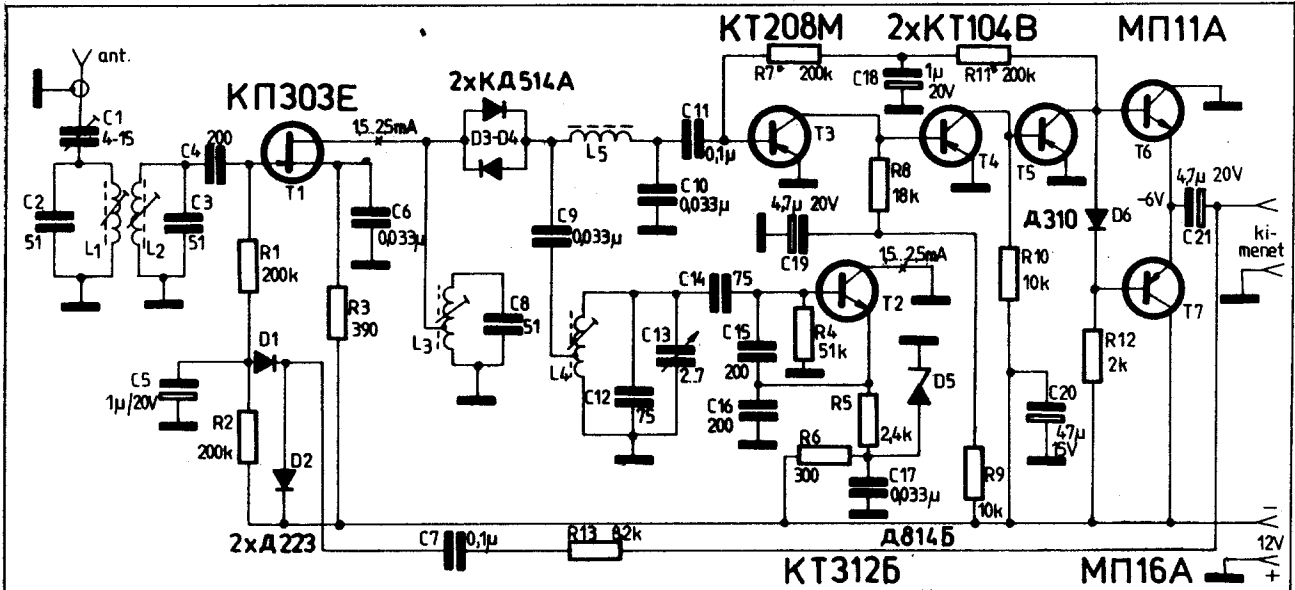
D_3-D_4 antiparalel kapcsolt diódák alkotják a vevő keverő fokozatát. E megoldás előnye az igényelt „félfrekvenciás” helyi rezgés és az AM jelekkel szembeni érzéketlenség. A keverő kimenetén az 1. ábráról már ismerős aluláteresztő π -tag választja ki a különbséget, a hangfrekvenciás sávba eső keverési terméket.

A helyi rezgéskeltő tranzisztora a T_2 . A Colpitts-oszcillátor meglehetősen kis átfogású hangoló kondenzátora (C_{11}) biztosítja a 300 kHz-es üzemi tartományt (~14 MHz-en csak 150 kHz-et kell hangolni). Az oszcillátor is stabilizált tápfeszültségre üzemel; erre szolgál a D_5 -ös zencr.

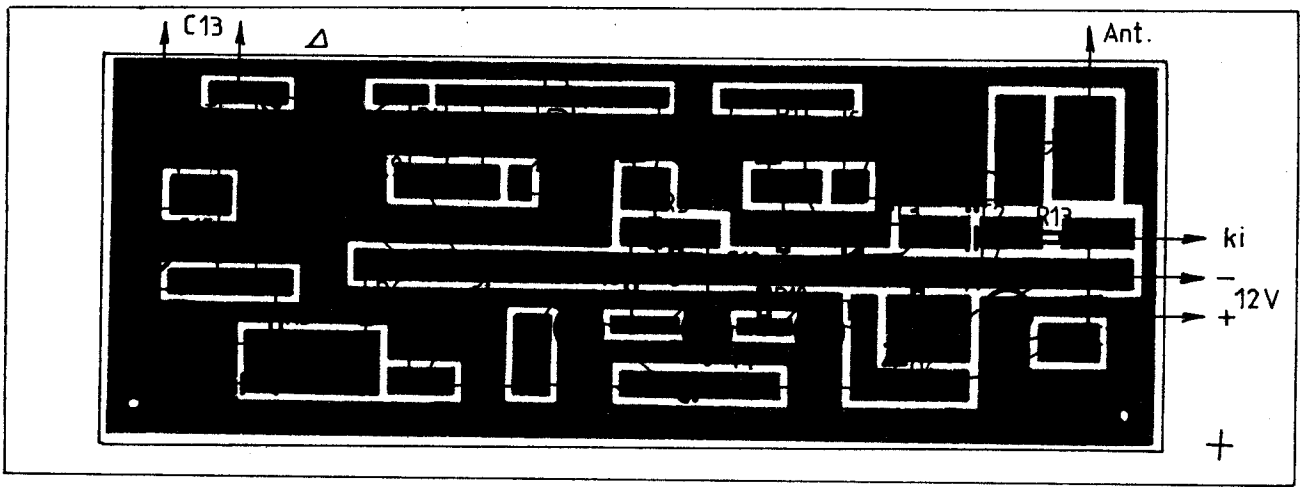
A hangfrekvenciás fokozat ebben a vevőben már igényesebb kialakítású. Ebben is megtaláljuk a három feszültségerősítő tranzisztort (T_3-T_5), de ezeket végül „megfejték” egy komplementer tranzisztoros teljesítményerősítővel (T_6, T_7). A hangfrek-



3. ábra. Nyomatási és alkatrész-elrendezési rajz az 1. ábra vevőjéhez. (Az alkatrészek felől nézve)



4. ábra. Szinkrodin rendszerű vevőkészülék 28 MHz-re, antiparalel diódás keverővel. A sávon belüli üzemi frekvenciatartomány módosítható



5. ábra. Nyomatási és alkatrész-elrendezési rajz (az alkatrészek felől nézve) a 4. ábra kapcsolásához

venciás kimenet most már jobban terhelhető, minimum $70-100 \Omega$, illetve nagyobb impedanciájú fejhallgatókat használhatunk. (Hangszórót illesztő transzformátoron keresztül kapcsolhatunk a vevőre.) A HF-fokozat hőstabilitása, az alkalmazott szilícium tranzisztoroknak köszönhetően, nagyobb az előző megoldásénál. T_3-T_5 DC-csatolásban üzemel, R_7 és R_{11} -en keresztül egyenáramú visszacsatolást kapott.

A vevőkészülék alkatrész-elrendezési és panel-tervét az 5. ábra mutatja.

A vevőkészülék élesztésénél vegyük figyelembe a kapcsolási rajzon megadott feszültség- és áramértékeket. T_6-T_7 közös emitterpontján a mindenkori tápfeszültség felét kell beállítani, nyugalmi állapotban. Ezt R_7 és R_{11} módosításával oldhatjuk meg. T_1 és T_2 megadott nyugalmi kollektoráramát R_3 és R_4 esetleges érték módosításával érhetjük el. A bemeneti sávszűrő köreit „szét kell hangolni”, az L_3-C_8 párhuzamos kört sávközépre (max. zajra). Tekercsadatokat, a használt spec. tekercsformák és vasak miatt, nem közlünk. A megadott hangoló kapacitások és az üzemi frekvencia figyelembevételével kiszámítha-

tók a szükséges induktivitásértékek. L_3 és L_4 leágazása kb. $1/3$ -nál van, a hideg végétől számítva. L_5 induktivitása kb. 170 mH. Ezt legelőszerűbb fazékvasmagra kivitelezni.

Félvezető helyettesítések: T_1 : BF244, 2N3819, 2N4416, BF247 stb.; T_2 : BC107-109B, BC182, BC237-239B stb.; T_3 : BC109, BC184, BC239; T_4 , T_5 : mint T_2 ; T_6 és T_7 : AC187/AC188 pár; D_1 , D_2 , D_3 , D_4 : 1N914, 1N4148, BAY94 stb.; D_5 : $5,1$ V-os zener (pl. ZF5,1); D_6 : OA...

(Ragyo 1973/7. és Ragyo 1978/12.)

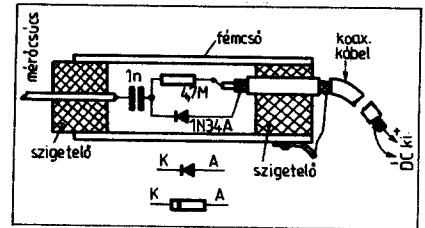
Integrált áramkörös voltmérő

500 k Ω /V érzékenységű integrált áramkörös egyenfeszültség voltmérő kapcsolása látható a 6. ábrán. Rövidebben „IC-s csővoltmérőről” is beszélhetnénk, a kedvezően nagy bemenő ellenállásra utalva. A kapcsolás előnye, hogy érzéketlen (1 mA) műszert használ.

A konstruktőrök két szülő műveleti erősítőt alkalmaztak, melyeket egyetlen kettős tokkal is helyettesíthetünk (747. 1458).

IC_1 visszacsatolt áramerősítő. Az áramkör erősítése $0,5$, az IC_1 6-os lábán 1 V-os feszültségváltozás a műszer végkiterésénél. A két méréshatárnál változik a műszer bemenő ellenállása, a 20 V-nál jelentkező 10 M Ω már jó csővoltmérő-jellemző. A bemeneten levő két szilícium dióda az IC-t védi a túlfeszültségektől.

IC_2 -es műveleti erősítő látszólagos földpontot képez, és így megoldható az egyteljes tápellátás. A műszer igen gazdaságosan üzemeltethető egyetlen 9 V-os zsebrádiótelepről (vagy Sokol akkumulátorról), lévén a tápáramfogyasztás csak $2-4$ mA körüli.

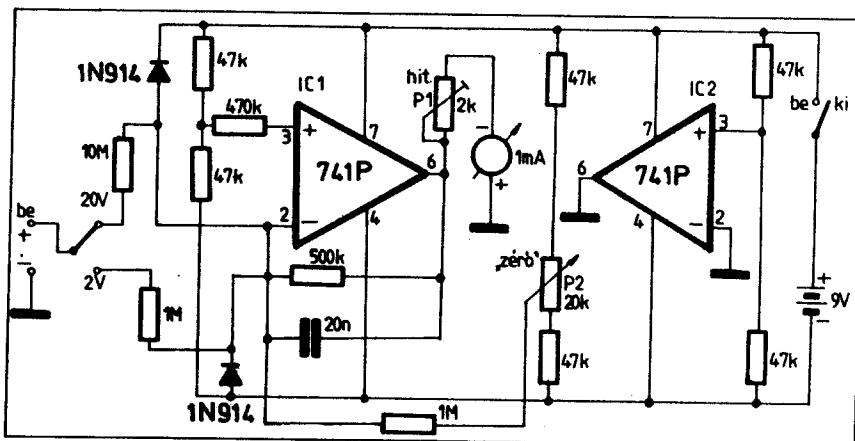


7. ábra. Rádiófrekvenciás mérőfej 10 M Ω bemenő ellenállású voltmérőkhöz. A mérőfej kb. 2 pF \parallel 6 k Ω impedanciát képvisel 150 MHz-en. OA 1160 vagy esetleg 1 N914 is használható kb. $15-20$ V_{eff} mérendő feszültségig

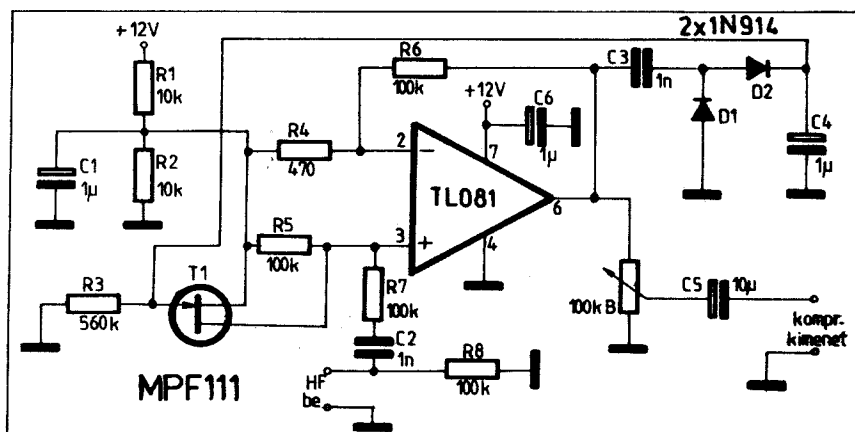
A voltmérőt a P_2 -es potenciométerrel lehet mérés előtt nullázni. A hitelesítésre P_1 szolgál.

A 7. ábra egy rádiófrekvenciás mérőfejet mutat, melyet a voltmérő 20 V-os méréshatárában használhatunk. Az egyenirányítókört úgy alakították ki ($4,7$ M Ω -os ell.), hogy azt 10 M Ω -os bemenő ellenállású csővoltmérőkhöz használva az egyenáramú skálán mutatott érték valóban a mért váltójel effektív értékének feleljen meg. (A bemutatott voltmérő 20 V-os állásban 10 M Ω bemenő impedanciájú.) A mérőfej 50 kHz és 150 MHz között elfogadható pontossággal dolgozik.

(Solid State Design, ARRL, 1977)



6. ábra. Integrált áramkörös voltmérő egyenfeszültség mérésre. A javasolt RF mérőfej csak a 20 V-os méréshatárban nyújt hiteles mérést, mikor is a műszer DC skáláját használhatjuk



8. ábra. Hangfrekvenciás kompresszor BiFET műveleti erősítővel; az áramkör fogyasztása 12 V-ról kb. 4 mA. Az alsó határfrekvencia 400 Hz körüli, minék csökkentését C_2 és C_3 növelésével oldhatjuk meg

Hangfrekvenciás kompresszor

Kevés alkatrészsel, kis fogyasztás mellett épített jó minőségű hangfrekvenciás kompresszort C. W. Anderesen N6WA (8. ábra). Az alkalmazott ún. BiFET műveleti erősítőt CA3140, illetve a kiskereskedelemben időnként (kb. 60 Ft-ért) feltűnő LF356-tal is helyettesíthetjük.

A kapcsolásban az IC állandó értékkel erősít, míg a jFET a szabályozó elem. A bemenő hangfrekvenciás jel a TL081 neminvertáló bemenetét vezérli, az R_7 és R_5 100 k Ω -okból álló osztón keresztül. Tehát nyugalmi állapotban, helyesebben igen kis szinteknél a bemenő jel felező osztással jut az IC-re. Az IC mindkét bemenete (az egytelepes tápellátás miatt) az R_1 , R_2 -ből álló osztóról feltápfeszültséget kap. A fixen beállított erősítés kb. 200-szoros (R_6/R_4). Az erősített kimeneti jelből a D_1 , D_2 -ből kialakított feszültségkészszerző egyenirányító képezi a szabályozó feszültséget.

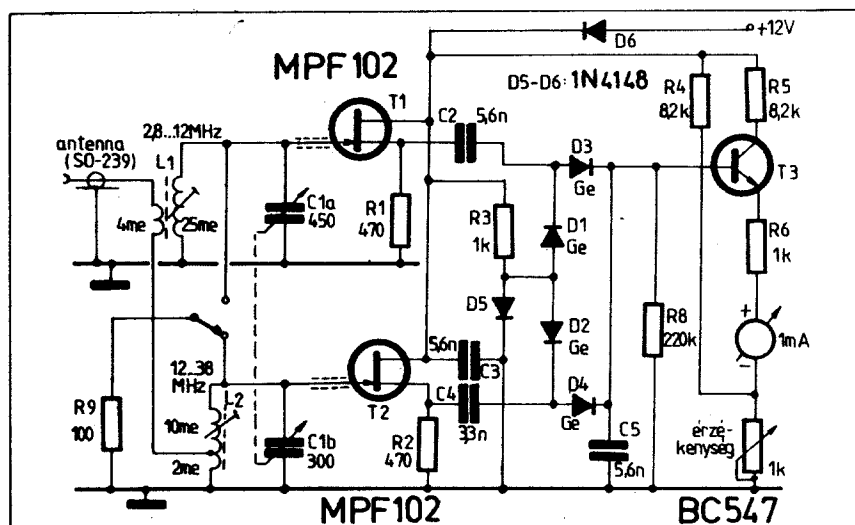
Az erősítés-szabályozást a feszültségvezeirelt ellenállásként használt jFET végzi.

Ennek csatornája párhuzamos a bemeneti osztó alsó tagjával, az R_5 -tel. Nyugalmi állapotban a tranzistor gate-je R_3 -on keresztül nulla potenciálban van. Mivel a source (mindig) +6 V-ra van felemelve, a FET a -6 V-os előfeszítés miatt zárásban van, a csatornaellenállás sőt hatása az R_5 100 k Ω mellett nem számottevő. Növekvő bemeneti jeleknél a pozitív előjelű szabályozó feszültség nyitása viszi a FET-et, ami kezdi kisontolni R_5 -öt. Tehát a szabályozás a bemeneti jel leosztása révén történik. A szabályozás időállandóját R_3 változtatásával módosíthatjuk, az a megadott 560 k Ω -mal gyors fel- és lefutású.

Az IC 6-os lábához kapcsolt potenciométerrel a kimenő hangfrekvencia szintjét állíthatjuk.

A kapcsoláshoz megadott +12 V-os tápfeszültség a jó működés alsó határát jelenti. A tápfeszültséget igény szerint max. +30 V-ig növelhetjük. A FET-et 2N3819, BF244A, BF245A-val helyettesíthetjük.

(73 magazine 1979/9.)



9. ábra. Érzékeny térerősségmérő-műszer 2,8...38 MHz-es frekvencia-tartományra. A FET-ek gate-jeire ferritgyöngyöt kell húzni (gerjedés-gátlás)

Könnyen utánépíthető, érzékeny térerősségmérő műszert készített amatőr laboratóriumához LA8AK, J. M. Noeding. A 9. ábrán látható kapcsolás indikátor műszerét a 2,8...38 MHz-es tartományban átlag 60 mV bemeneti jel téríti ki végállásba.

A megadott mérési tartományt két méréselhatárban fogja át a műszer. Ennek megfelelően két hasonló felépítésű bemeneti fokozatot találunk. A méréselhatárváltás igen egyszerűen van kiképezve. Az éppen nem használt tartomány rezgőkörét egy 100 Ω -os ellenállás csillapítja - a téves indikációt elkerülendő. A C_1 -es kettős forgókondenzátort egy 2×450 pF-os (2×500 pF) szupervevőkben használatos forgóból alakíthatjuk ki, az egyik szektorból néhány lemez eltávolításával.

A T_1 és T_2 -ből álló fokozatok a stabil, szélessávú működés érdekében source-követőként lettek kiképezve. Source-ükben feszültségkészszerzős kialakítású egyenirányító körök detektálják az RF jelet (D_1 , D_3 és D_2 , D_4). Tehát a jFET-ek csak elválasztást, impedancia-illesztést adnak a rezgőkörök és a detektorok között. Az egyenirányító körök diódáit - az érzékenység növelése érdekében - az R_3 és D_5 -ből álló előfeszítő áramkör enyhén nyitásra viszi. Az indikátor műszert a T_3 -as emitterkövető hajtja meg. A kapcsolás előnyeként írható az itt alkalmazott érzékletlenebb (olcsóbb) 1 mA-es műszer.

A D_5 -os szilícium dióda fordított polaritású tápfeszültség-csatlakoztatás ellen ad védelmet. LA8AK részletesen taglalja a műszer felhasználati körét - ismeretlen frekvenciás jelek azonosítása, RF és KF erősítők behangolása, balansz-modulátorok kiegyenlítése, harmonikus-tartalom vizsgálata -, csak éppen a tekercsek adattairól nem szól (H1). A megadott menet-szám-áttelemek figyelembevételével L_1 kb. 6,5 μ H, míg L_2 kb. 0,6 μ H lehet.

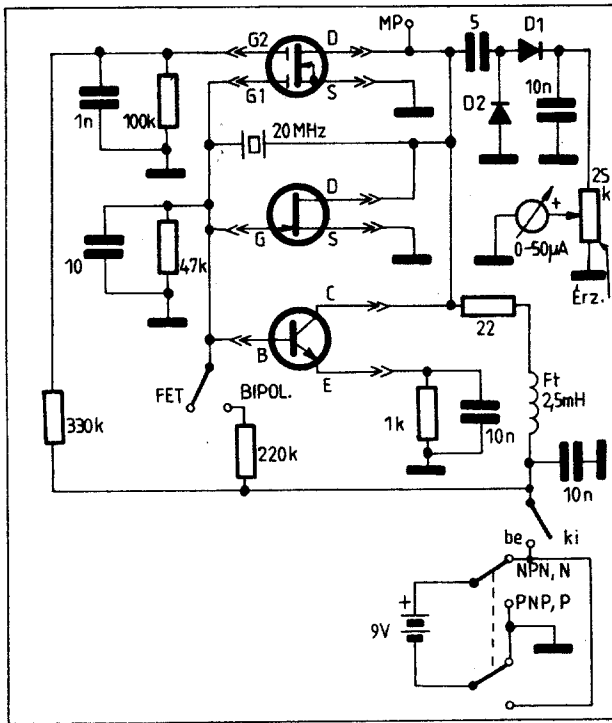
A félvezetők közül T_1 - T_2 -t BF244, BF245, 2N3819-cel, T_3 -at BC107-109B, BC182-vel, D_1 , D_2 , D_3 , D_4 -et OA1160, AA116-tal, D_5 és D_6 -ot 1N914, BAY43-45-tel helyettesíthetjük.

(Radio Communication 1981/9.)

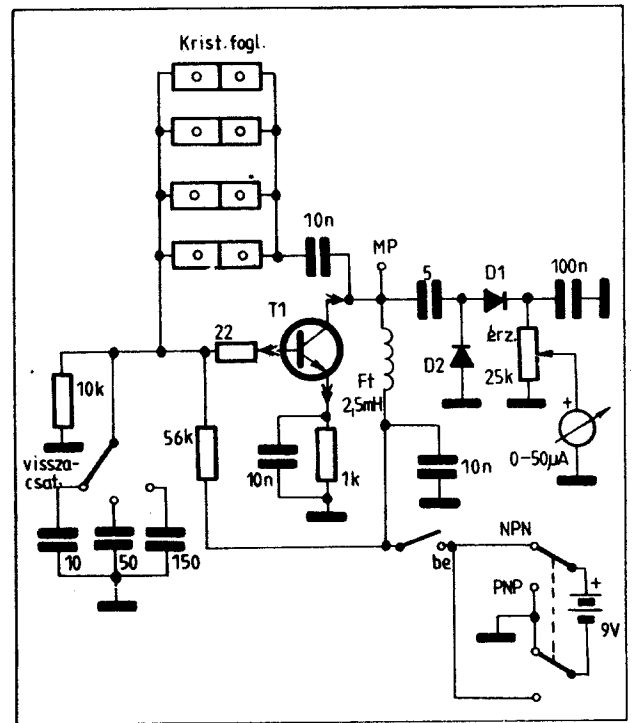
Tranzisztor- és kristályvizsgáló műszerek

Egyszerű, „megy-nem megy” tranzisztor- és kristályvizsgáló műszereket ismeretnek rendszeresen az ARRL Handbook-ok. Az évente újra és újra visszatérő kapcsolások egyszerűek és sokoldalúan használhatók.

A 10. ábra szerinti megoldással bipoláris tranzisztorok, jFET-ek és MOS-FET-ek működőképessége ellenőrizhető. A műszer dobozán ennek megfelelően három felvezető „aljazat” található. A vizsgálendő tranzisztor minden esetben egy Pierce-kapcsolású kristályoszillátor aktív eleme lesz. A kristály 20 MHz-es, alaphangú. Természetesen a kvarc névleges frekvenciája nem lényeges, bármilyen „vad értékű” 8-20 MHz közötti példány használható. Felhang kristályt is használhatunk, az az alaphangfrekvenciáján fog dolgozni.



10. ábra. Egyszerű „megy-nem megy” vizsgálóműszer bipoláris tranzisztorok, jFET-ek és MOS-FET-ek vizsgálatához. A vizsgálandó eszköz határfrekvenciája legalább 50 MHz legyen!



11. ábra. Kvarckristályok és bipoláris tranzisztorok működőképességét vizsgáló műszer. A vizsgálandó tranzisztor határfrekvenciája legalább 3-szor akkora legyen, mint a behelyezett kristály frekvenciája!

Ha a behelyezett félvezető működőképes, akkor az oszcillátor RF-jelét a D_1 - D_2 -ből álló feszültségkészszerző kapcsolás egyenirányítja. Az 50 μ A-es (esetleg 100-150 μ A-es) indikátor műszer kitér. A kitérés relatív nagysága a tranzisztorok kijelölt áramerősítésére (β) is utal. A kapcsolással minimum kb. 50 MHz f_T -jú tranzisztorok vizsgálhatók. A telepkörben található polaritásváltó kapcsoló pnp-npn struktúrájú, illetve p és n csatornájú félvezetők vizsgálatát biztosítja. Az MP mérőponton oszcilloszkóppal is vizsgálható a rezgés.

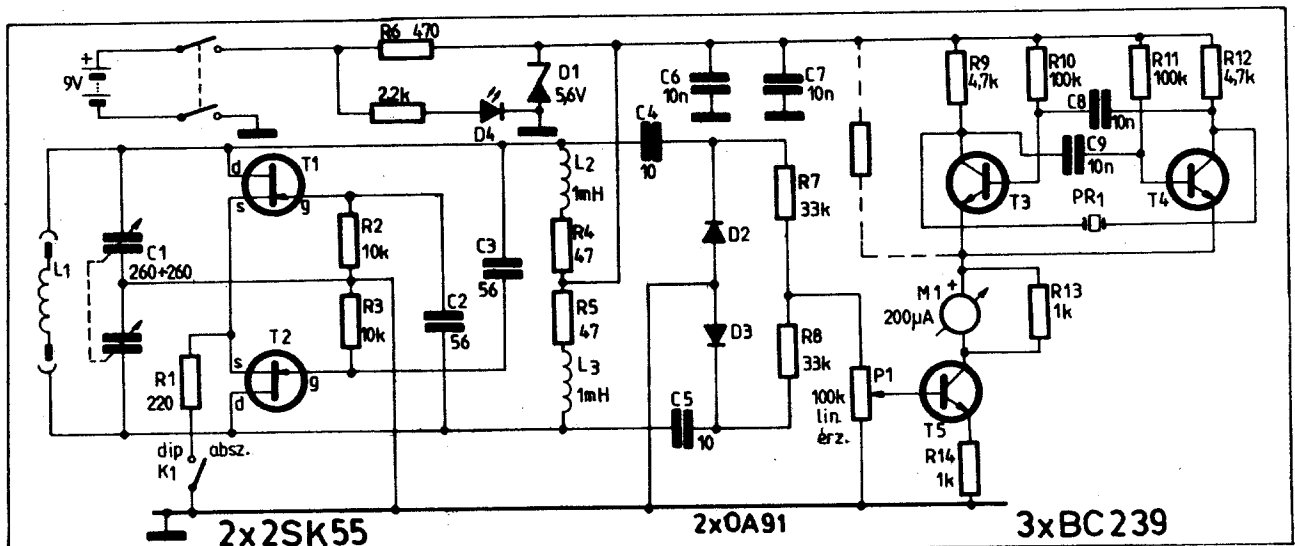
A 11. ábrán látható műszerrel kvarckristályok és pnp-npn tranzisztorok működőképessége ellenőrizhető. Természetesen ha tranzisztor akarunk vizsgálni, akkor garantált kristályt kell behelyeznünk, illetve fordítva. A mérőkapcsolás ezúttal is egy Pierce-oszcillátor, annyi különbséggel, hogy három váltható fix visszacsatoló kondenzátor között választhatunk. Ezek váltásával a kristály aktivitásáról szerezhetünk információt.

Az indikálás elve és kiképzése hasonló a 10. ábránál leírtakkal. Az MP mérőpont itt is oszcilloszkópos mérésekre szolgál. Fel-

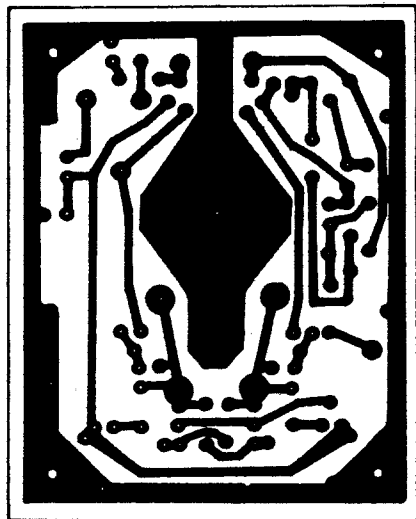
hang kvarcok szintén ellenőrizhetők a műszerrel, de azok az alappfrekvenciájukon fognak berezgni. A kapcsolási rajzon jelképezett több foglalat a különböző kristálytokozásokhoz szükséges (pl. HC6/U, HC25/U, FT243, szovjet tokok stb.).

Végül két megjegyzés a teszterekhez: a ki-be kapcsolót méréskor csak legvégül, figyelmes ellenőrzések után kapcsoljuk be: a két műszer némi kombinációval gyakorlatilag egyesíthető, és így eredményül egy igen sokat tudó készüléket nyerhetünk.

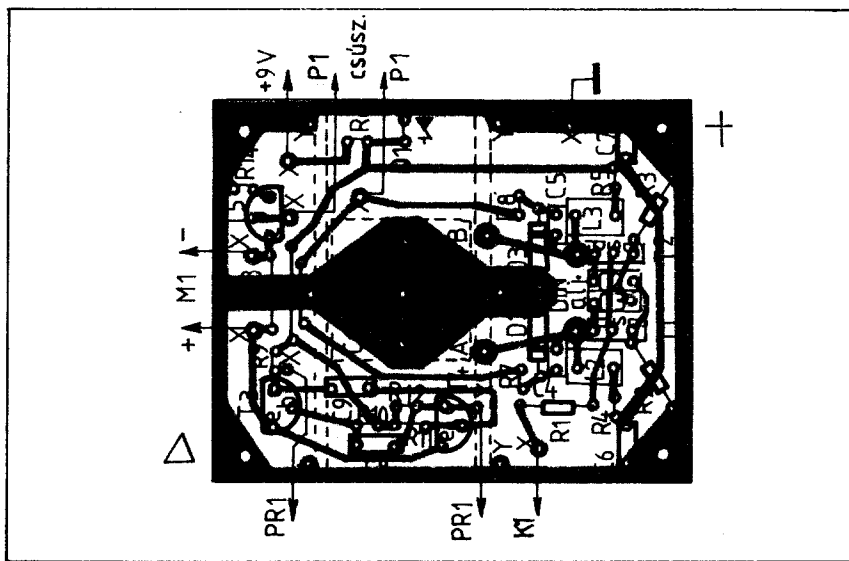
(The Radio Amateur's Handbook, 1981)



12. ábra. 1,6-215 MHz-ig használható FET dip-mérő kapcsolási rajza. Félvezető-helyettesítések: T_1, T_2 : BF244, BF245, 2N4416; T_3, T_4, T_5 : BC107-109, BC182-184, BC237-238; D_1 : ZG5,6; D_2, D_3 : OA1160, AA116, D_5 : TIL209 stb.



13. ábra. Nyomatott áramkörtérkép a FET dip-mérőhöz (M 1:1)



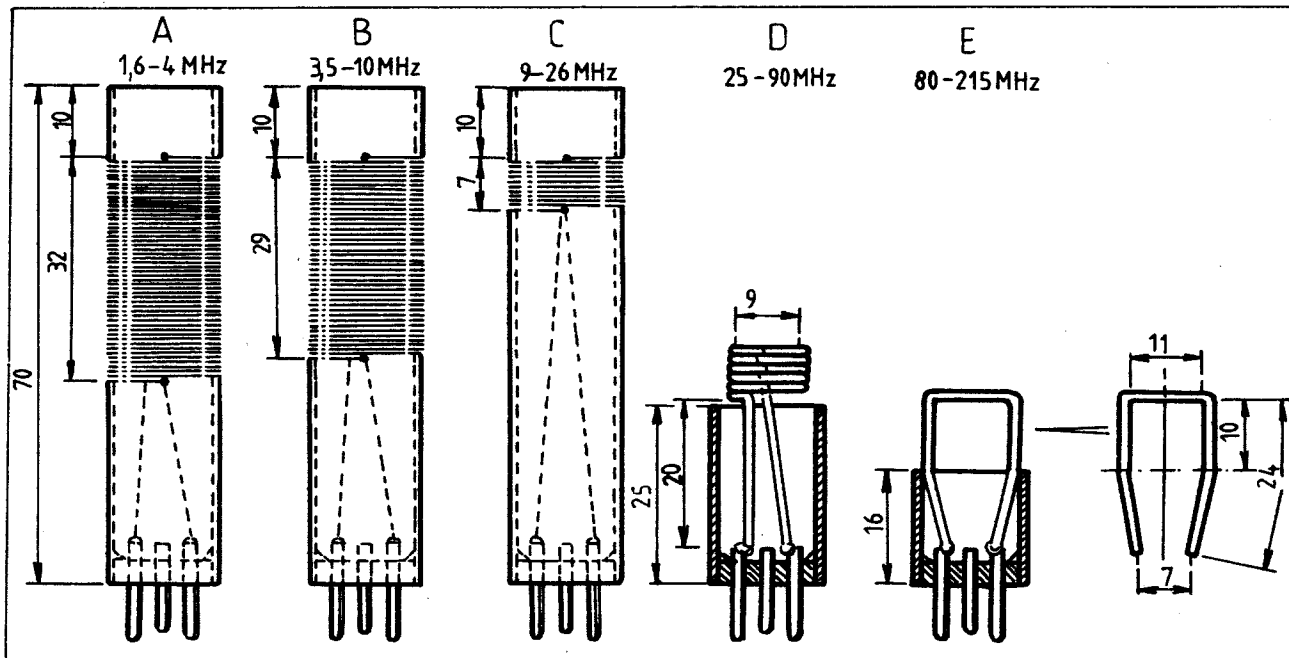
14. ábra. A FET dip-mérő alkatrész-beültetési rajza. A hangoló forgó a fóliaoldalról szerelve

FET dip-méter 1,6–215 MHz-ig

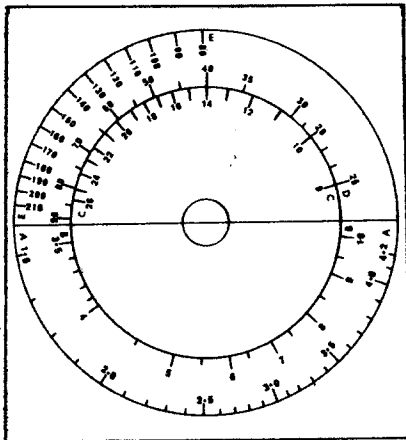
G3WPO, A. L. Bailey több praktikus szempont figyelembevételével készítette el ezt, az amatőr laborok meghatározó műszerét (12. ábra). Célja a széles működési tartomány, azon belül a stabil szintű rezgés biztosítása és nem utolsósorban a könnyen beszerezhető hangoló elem és tekercsszerelvény-csatlakozók alkalmazása volt. A konstrukció sikerét a 30 feletti példányszámban elkészült, a mintával hasonló minőségű, műszer bizonyította.

A dip-mérő oszcillátor fokozatában a T_1 - T_2 jFET dolgozik, ellenütemű kapcsolásban. Ezzel a megoldással egyszerűen lehet biztosítani az egyes mérőszálakon belüli stabil oszcillátor-amplitúdót, leágazás nélküli tekercsek és különböző váltott visszacsatoló hálózatok nélkül. Az alkalmazott 2×260 pF-os hangoló forgó a japán zsebrádiókban megszokott PVC típusú. A műszer aktív (dip-mérő) és passzív (abszorpciós hullámmérő) üzemmódját a K_1 -es kapcsolóval válthatjuk. (A kapcsoló nyitott állásában a FET-ek nem működnek.) Dip-mérő üzemben a drainkörtől mün-

kaellenállásokon (L_2 és L_3) keletkező RF-jelet a D_2 és D_3 -ból álló körök egyenirányítják. Az 1 mH-s tekercsekkel soros 47Ω -ok az esetleges kiemeléseket nyomják el. Hullámmérő üzemben az L_1 - C_1 rezgőkörön ébredő jelet szintén D_2 , D_3 detektálja. A nyert egyenfeszültség a P_1 -es „érzékenység” potenciométer csúszkájáról T_5 bázisára jut. T_5 kollektorába került a $200 \mu A$ -es indikátor műszer. Továbbá T_3 - T_4 -ből álló astabil multivibrátor is, melynek az a feladata, hogy PR_1 -es piezó rezonátorral hangindikációt biztosítson. A keltett hangfrekvenciás rezgés frekvenciája



15. ábra. A FET dip-mérő tekercseinek rajza. A: 109 me., $\varnothing 0,25$ mm-es CuZ-ból, huzalhossz ~ 580 cm; B: 45 me., $\varnothing 0,56$ mm-es CuZ-ból, huzalhossz ~ 255 cm; C: 11 me., $\varnothing 0,56$ mm-es CuZ-ból, huzalhossz ~ 65 cm; D: 5,5 me., $\varnothing 1,25$ cm-es CuZ-ból, huzalhossz ~ 27 cm; E: $\varnothing 1,25$ mm-es CuZ-ból, huzalhossz $\sim 6,5$ cm. A tekercselés: menet menet mellett



16. ábra. A FET dip-mérő forgókonduktancia skálarajza

dip, rezonancia esetén lecsökken. A piezó rezonátor Toko gyártmányú, típusa PB2720. Nehézségszabályozása miatt elhagyhatjuk a komplett astabil áramkört. Helyette egy kb. 4,7 kΩ-os kollektorellenállást tegyünk a tápfeszültség és a műszer közé (szaggatottan jelölve a kapcsolási rajzon).

A komplett műszer egy 9 V-os zsebrádió telexből (Sokol-akku) a D₁-es Zenerdióda látja 5,6-os stabilizált feszültséggel. Ezáltal kb. 6 V-ig lemerült telextel működőképes a műszer. A fogyasztás kb. 7 mA, az öttranszistoros kivitel esetén. A D₄-es LED a bekapcsolást jelzi.

A dip-mérő nyák-terve a 13. ábrán, alkatrész-beültetési rajza pedig a 14. ábrán látható.

Az 1,6–215 MHz-ig terjedő frekvenciatartomány öt tekercsel fogható át (15. ábra). A csatlakozó dugók a közismert 3 lábú DIN- (Tuchel-) dugókból valók, a műszerbe pedig egy 3 lábú aljzat került. A csévtestek 16 mm külső átmérőjűek, 1,1 mm-es falvastagsággal.

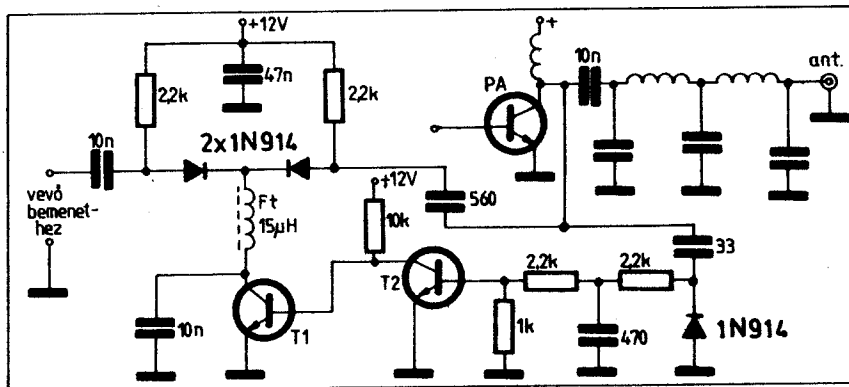
A 16. ábrán a dip-mérő hangoló forgójának skálarajzát láthatjuk. A könnyebb hangolást, illetve mérest egy 6:1-es golyós áttétellel oldotta meg a konstruktőr. (Végül megjegyzem, hogy a megadott irodalom a műszer igen részletes – fotókkal, mechanikai rajzokkal ellátott – leírását tartalmazza, mintegy hat és fél oldalon!)

(Radio Communication 1981/11.)

Elektronikus antennakapcsoló

Kisteljesítményű adó-vevőkben (kb. 2 W-ig) használható a 17. ábra szerinti elektronikus antennakapcsoló.

A legtöbb QRP adó-vevő antennája mind adáskor, mind vételkor egy aluláteresztő szűrőn keresztül csatlakozik a készülékhez. Ez a szűrő egyben a végfokozat tranzistorjának illesztő, harmonikus szűrő egysége is, tehát a vevőrés antennabemenete a végtranzistor kollektorához csatlakozik. Adáskor, a vevő első fokozatának megkímélése érdekében, egy relé érintkezővel vagy elektronikusan bontani kell ezt a kapcsolatot. A vázolt példában a kapcsoló elem a két „szembekap-



17. ábra. Elektronikus antennakapcsoló QRP adó-vevőkhöz. A tranzisztorokat bármilyen kisjelű szilícium npn példánnyal helyettesíthetjük (pl. BC182)

csolt” 1N914-es dióda, melyeket automatikusan a T₁ és T₂ áramköre vezérel.

Vételkor T₂ lezár, ezért T₁ nyitott állapotban van. A dióda-katódok közel nulla potenciálra kerülnek, a diódákon egyenként kb. 6 mA-es nyitóirányú áram folyhat. Az antennajel 7 MHz-en kb. 1 dB-es csillapítással jut a vevőbemenetre. Adáskor a végtranzistor kollektorköri RF-jeléből a 33 pF-on keresztül mintát kap a vezérlő áramkör. Ezt az 1N914-es dióda egyenirányítja. T₂ nyitásra megy, ezáltal T₁ lezár. A kapcsoló diódák is lezárnak és az adó jele több, mint 40 dB-es csillapítással juthat csak a vevőbemenetre. A megadott kis adóteljesítmény mellett ez nem okozhat károsodást a vevőben.

Az ismertetett megoldás különösen jól alkalmazható táviró BK-üzem esetén, mert gyors üzeme még saját jeleink közötti vételt is lehetővé tesz. (Természetesen a vevőben további gyors elektronikus süketítésre is szükség van.)

(Solid State Design. ARRL, 1977)

Egyszerű hangfrekvenciás táviró szűrő

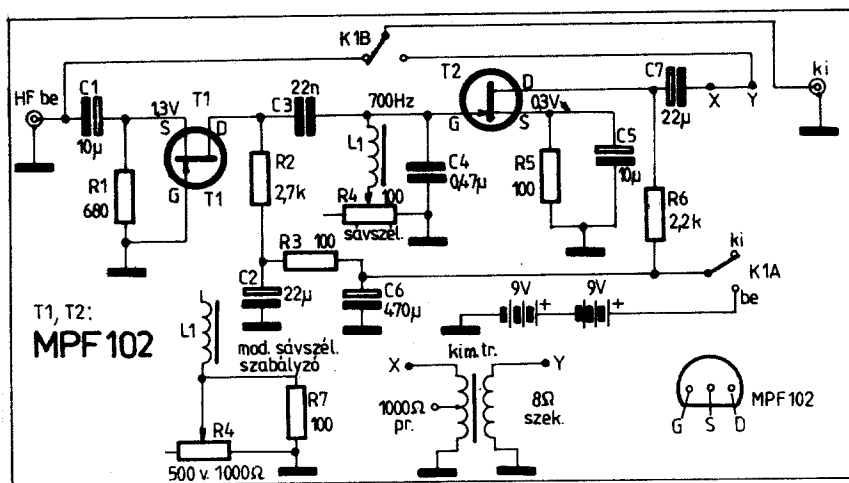
Egyszerű vevőhöz egyszerű szűrőt elven szinkrodin, vagy audion rendszerű kezdő

megfigyelő vevők után célszerű használni a 18. ábra szerinti táviró szűrőt.

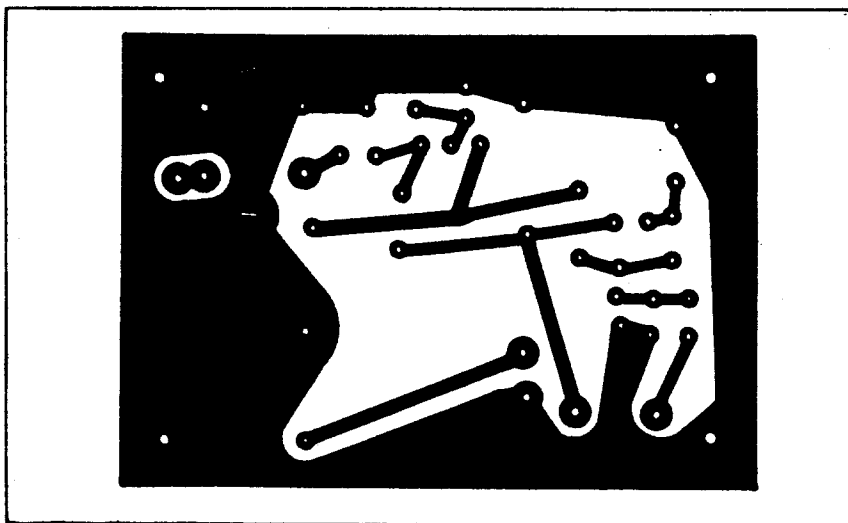
A kapcsolásban két jFET-es hangfrekvenciás erősítő fokozat közé került egy 700 Hz-re hangolt párhuzamos rezgőkör, mint a selektív elem. T₁ földelt gate-es kapcsolásban fogadja a vevőtől érkező HF jelet. A 680 Ω-os source-ellenállás cseréjével állíthatjuk be a kb. 2–3 mA értékű drain-áramot. A földelt gate-es alapkapcsolás nagy kimenő impedanciát biztosít a fokozatnak. Ez kedvező, mert így kevésbé terheljük a selektív kört. A párhuzamos rezgőkör tekercsével sorosan kapcsolt (előlapi) potenciométer a sávzélesség szabályozását teszi lehetővé. Minél nagyobb hányadot iktatunk be a 100 Ω-ból, annál jobban növeljük a tekercs veszteségét, rontjuk a rezgőkör jósági tényezőjét. L₁ induktivitása C₄=470 nF és f₀=700 Hz mellett 110 mH. Ezt az induktivitásértéket egy fazékvasmágos tekercsrel könnyen realizálhatjuk. A szükséges menetszámot az

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

képlettel határozhatjuk meg. Vigyázzunk arra, hogy a HAGY gyártmányú vasmagokon feltüntetett A_L-értékek használata esetén L-et mindig nanohenryben kell a képletbe helyettesíteni.



18. ábra. Egyszerű hangfrekvenciás táviró szűrő kapcsolási rajza (konstruktőr: KITX)



19. ábra. Nyomatott áramköri terv a hangfrekvenciás táviró szűrőhöz (M 1:1)

A T_2 -es földelt source-ös erősítő kimenetéhez nagyohmos (2000–4000 Ω) fejhallgatóval csatlakozunk. Alacsony impedanciás hallgatókat egy tranzisztoros rádiókba való kimenő transzformátoron keresztül használhatunk.

A kapcsolási rajz két részlete még az alacsony impedanciás hallgatóhoz szükséges transzformátor bekötését, illetve 500–1000 Ω -os sávészélesség-szabályozó potenciométer alkalmazását mutatja. A hangfrekvenciás szűrő nyomtatási rajzát a 19., az alkatrészek beültetését a 20. ábra mutatja.

Az áramkör két 9 V-os zsebrádiótelepről üzemeltethető, méghozzá meglehetősen sokáig, mert a teljes áramfelvétel kb. 5 mA.

(QST 1979/4.)

SSTV-jel analízátor

SSTV kísérleteihez építette a 21. ábrán látható kapcsolást Louis I. Hutton K7YZZ. A hangfrekvenciás sávban működő szelektív áramkörrel kamera- vagy rádióon vett SSTV-jelét vizsgálhatunk. A katódsugárcsővet alkalmazó megoldásokkal szemben ennél a jelvizsgálónál LED-es kijelzés működik, elkerülve a különböző eltérítő és nagyfeszültségű áramkörök nehézségeit.

A bejövő hangfrekvenciás spektrum egy limiter fokozatra jut. Az első határolást a két antiparalel kapcsolt 1N914-es szilícium dióda végzi. Ezt egy műveleti erősítő (1/4 LM324) követi, melynek a visszacsatoló ágába került az 50 k Ω -os (előlapi) érzékenység-szabályozó potenciométer.

Az erősítő kimenő jele hatfelé ágazik, egy-egy szelektív körre. Ezek a szelektív körök aktív RC-szűrőkből állnak. Kialakításuk és alkatrészértékeik hasonló, eltérés csak a frekvencia-meghatározó trimmer-potenciométerek által beállított ellenállásértékekben van. Az SSTV-jel spektrumát tehát ez a hat szelektív kör figyeli. A kapcsolási rajzon láthatók az egyes szelektív frekvenciák. Ezek: – 1200 Hz, ami

megfelel az SSTV-jel szinkronfrekvenciájának; – 1500 Hz, amihez a fekete szín tartozik; – 1700, 1900 és 2100 Hz szürke és egyre világosodó színek; – 2300 Hz, melyhez a fehér színt rendeli az SSTV szabványa. Az egyes körök – 3 dB-es sávészélessége 88,4 Hz, az erősítések pedig rendre 1,2-szeresek. Az egyes – növekvő – frekvenciaértékekhez a következő – csökkenő – ellenállásértékeket kell beállítani a trimmer-potenciométerekkel: 490 Ω , 310 Ω , 240 Ω , 195 Ω , 160 Ω és 130 Ω . A szelektív körök kimenetén szintén hasonló kialakítású kijelző körök vannak (az npn tranzisztorok és a LED-ek).

Az áramkör behangolásához egy hangfrekvenciás generátor szükséges. Ebből először 1200 Hz-es jelet (néhány száz millivoltsot) adjunk a bemenetre. Ezután a hozzá tartozó trimmerrel maximális LED fényerőt állítsunk be. Ezt azután végezzük el a további öt frekvencián is. Ezután ismét 1200 Hz-et adva az érzékenység potenciométert addig szabályozzuk vissza, amíg

éppen csak világít a megfelelő LED. Majd a megfelelő trimmerrel ismét keressük a hangolási optimumot, az elérhető legnagyobb fényerőt. Végül ugyanezt mind az öt magasabb frekvencián is el kell végezni. (Ha nincs pontos frekvenciájú generátorunk, de az alkatrészeket – 150 k Ω , 360 k Ω , 10 nF – mérőműszerrel legalább 5%-ra be tudjuk mérni, akkor a trimmereket beforrasztás előtt – állítsuk be a korábban már megadott névleges értékekre.)

Az analízátor használata magáért beszél, magyarázat helyett a 22. ábrán néhány jelformát, illetve annak képét láthatjuk.

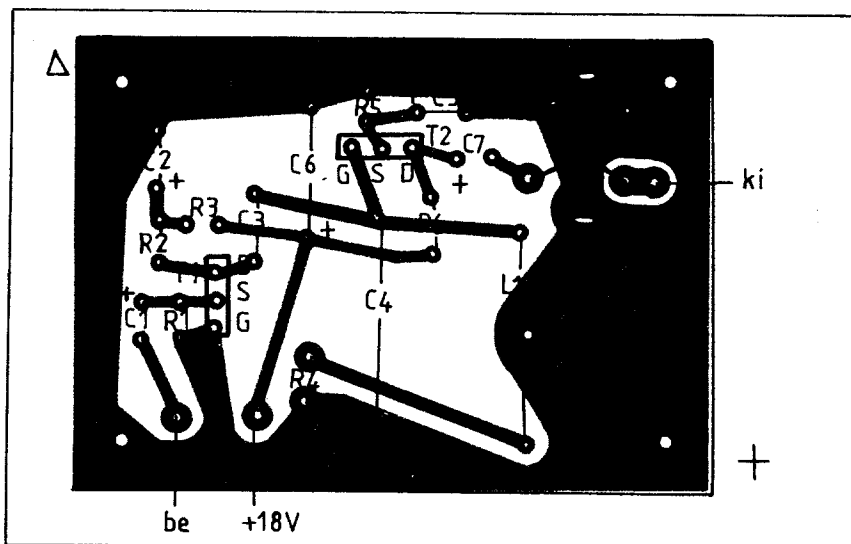
A konstruktőr készülékében két LM324-es IC-t használt. Ezekben egyenként 4–4 db 741-szerű műveleti erősítő van, tehát a kapcsolást 741-ekkel (vagy 747, LM1458, 748 + 30 pF külső kompenzálás) is utánépíthetjük. A táplálás kettős tápfeszültségét (± 15 V) két stabilizátor IC-vel oldhatjuk meg a legegyszerűbben. (Igaz, egy-egy zener + áteresztő tranzisztor is megtenné e helyütt.)

(73 magazine 1981/11.)

AGC-jel képzők IC-s KF fokozatokhoz

Adó-vevő készülékek vételi KF erősítő fokozataiban gyakran találkozhatunk integrált áramkörökkel. A két legismertebb típus e helyen az MC1350 és a CA3028-as IC. E tokok előnye, hogy erősítésük szabályozható; ennek megfelelően a szakirodalomban megjelentek AGC-jel képző áramkörök, melyek az előbbi két típus kiszolgálására készültek. A kapcsolások az alapvevő hangfrekvenciás vagy KF fokozataiból veszik bemenő jelüket.

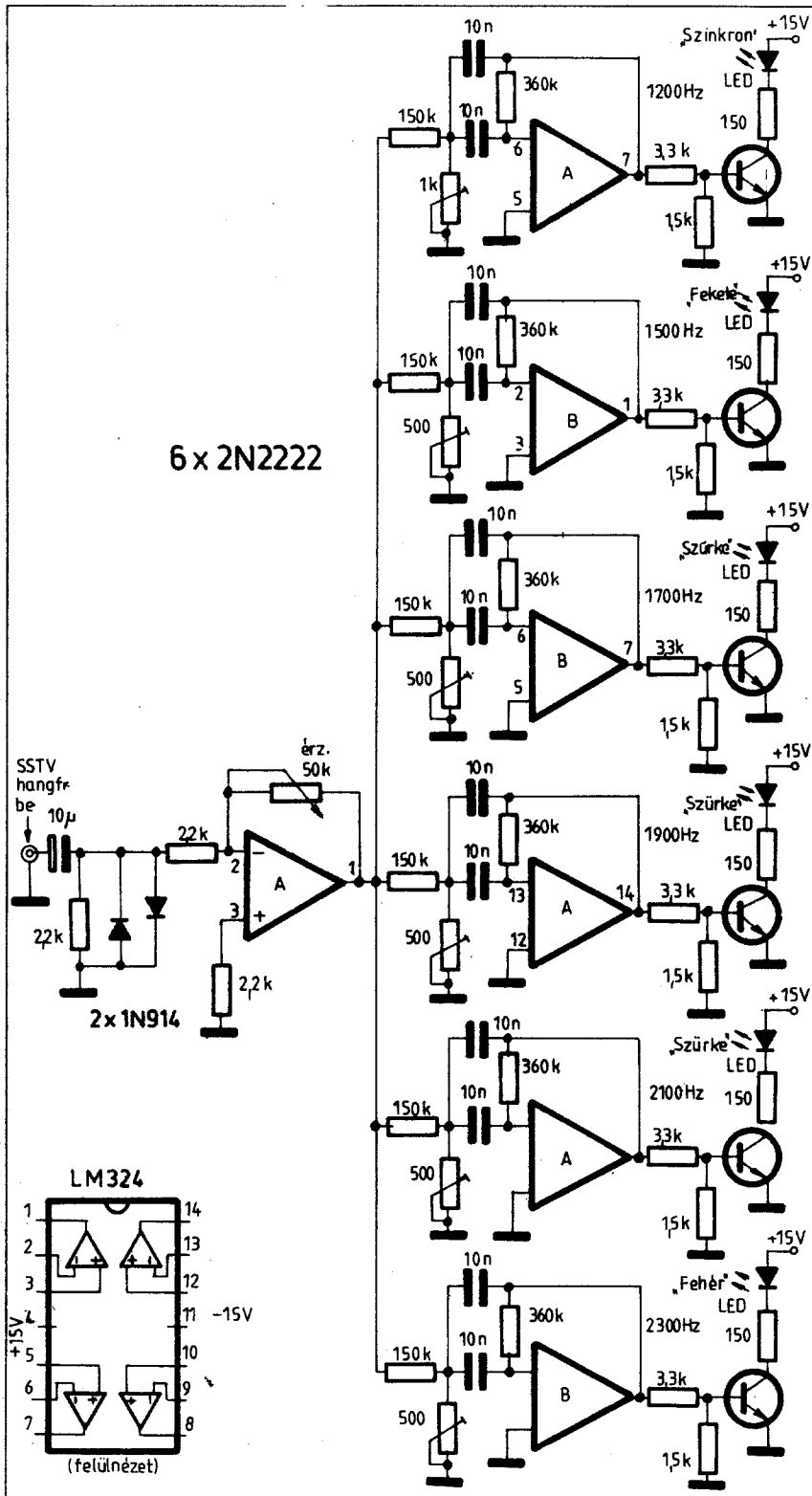
A 23. ábrán két, csak tranzisztorokkal kivitelezett megoldást láthatunk. Az a) részlet az MC1350, a b) a CA3028-hoz illeszthető. Az áramkörök bemenetein detektor található (1N914). A bemeneti csatoló kondenzátor, illetve a detektor szűrőkörének alkatemelei nincsenek megadva.



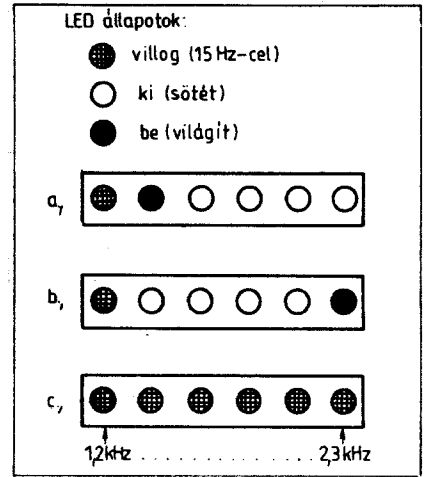
20. ábra. A hangfrekvenciás táviró szűrő alkatrész-beültetési rajza

Előbbi értéke attól függ a HF-, vagy KF-fokozatból vesszük a bemeneti jelet ($C_{be} \sim 10 \text{ nF} \dots 4,7 \mu\text{F}$). A szűrőtag időállandója ($\tau = R_1 \cdot C_1$) pedig a teljes AGC fokozat késleltetési jellemzőit, időállandóját határozza meg. Célszerű az a) részleten javasolt

$2,2 \text{ M}\Omega$ -ot irányadónak tekinteni, mert ehhez viszonylag kis értékű (és méretű) szűrőkonduktort választhatunk. Az első aktív elem – az előbbieken tárgyaltak miatt – egy JFET. Ennek gate-ellenállását – ez az R_1 – tetszés szerint módosíthatjuk, mert



21. ábra. SSTV-jel analízator LED-soros kijelzéssel. A 2N2222-k helyett bármilyen kisjelű npn tranzisztort használhatunk



22. ábra. Néhány jellegzetes SSTV-jel megjelenítése az analízatoron: a) fekete kép szinkronjellel, b) fehér kép szinkronjellel, c) szürke kép szinkronjellel

értéke nem szól bele a munkapont-beállításba. Továbbá az is előny, hogy a FET-eknek igen nagy a bemenő ellenállása, gyakorlatilag a C_1 -et csak az R_1 terheli.

A bemeneti detektort mindkét változatban egy-egy egyenáramúlag csatolt erősítő követi. Kialakításuk eléggé hasonló, a különbségeket a két IC eltérő AGC-feszültség igénye adja. Mindkét áramkör rendelkezik kézi érzékenység-szabályozó (előlapi) potenciométerrel (a $10 \text{ k}\Omega$ -ok), ún. szintező trimmer-potenciométerrel, melyekkel a nyugalmi (max. erősítéshez tartozó) kiemelő AGC-fesz. értékét lehet beállítani. (A 3028-nál differenciál-erősítős alapkapcsolásban ez kb. $+9 \text{ V}$, a 7. IC-lábon. Az MC1350-nél ugyanezen érték kb. $+5 \text{ V}$.) Továbbá mindkét kapcsolásban kiképeztek egy M-mel jelölt (mute) bemeneti pontot, melyre nulla potenciált adva süketíthető a KF. (A 3028-nál ehhez 0 V , a 1350-nél pedig $+$ táp tartozik.)

A kézi érzékenység-szabályozó potenciométerekkel a kívánt erősítésértékét állíthatjuk be, erre dolgozik rá az AGC-jel az erősítést – érzékenységet – csökkentve.

A tranzistorokat bármilyen jobb minőségű ($\beta > 150$) npn és pnp szilícium eszközzel helyettesíthetjük (pl. a BC szeria), a FET 2N3819, BF244A, BF245A lehet.

(Solid State Design, ARRL, 1977)

A 24. ábra két hibrid felépítésű AGC-jel képző fokozatot mutat. A némileg bonyolultabb áramkörök előnyös plusz szolgáltatása az „S”-mérő fokozat. Mindkét megoldás a CA3028-cal – miből több is lehet – működő, differenciál-erősítős alapkapcsolású KF-láncokhoz használható.

Az a) részlet szerinti áramkör hangfrekvenciás bemenő jellről üzemeltethető. A 741-es műveleti erősítő a viszonylag kis szintű hangfrekvenciás jel erősítését végzi. Neminvertáló bemenete feltápfeszültséges előfeszítést kapott ($2 \times 47 \text{ k}\Omega$) a kedvezőbb (egytelepes) tápellátás érdekében. Ha az IC nyújtotta erősítés soknak bizonyulna, akkor a $820 \text{ k}\Omega$ -os visszacsatoló ellenállást csökkentjük. Az AGC detektort a feszült-

HORIZONT

sokfunkciójú, variálható, minden korosztály minden igényét kielégítő

ELEMES

BÚTORCSALÁD

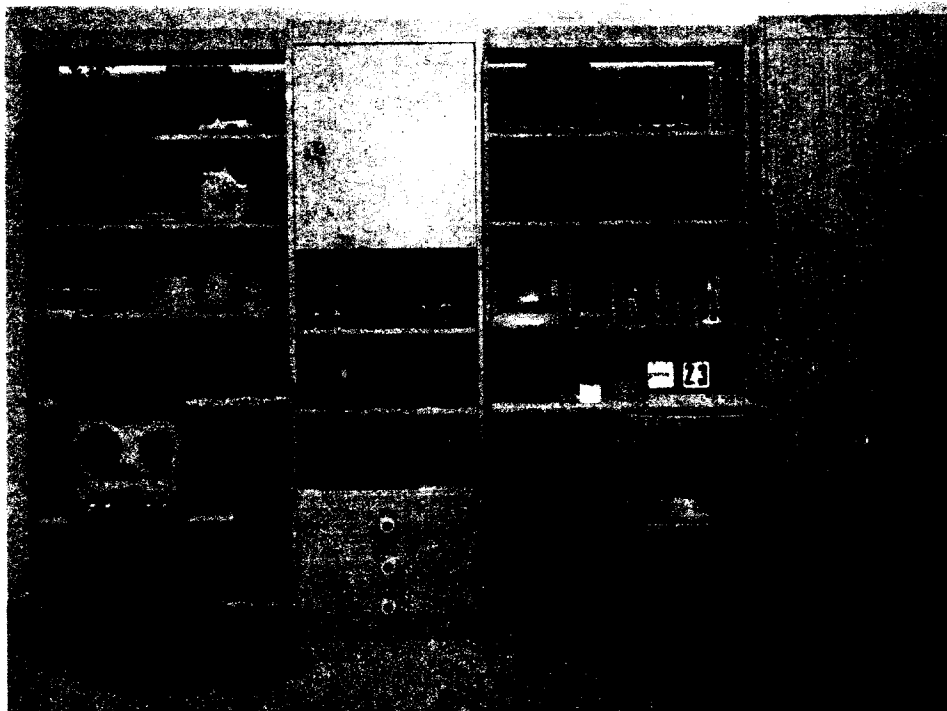
Megtekinthető és előjegyezhető a

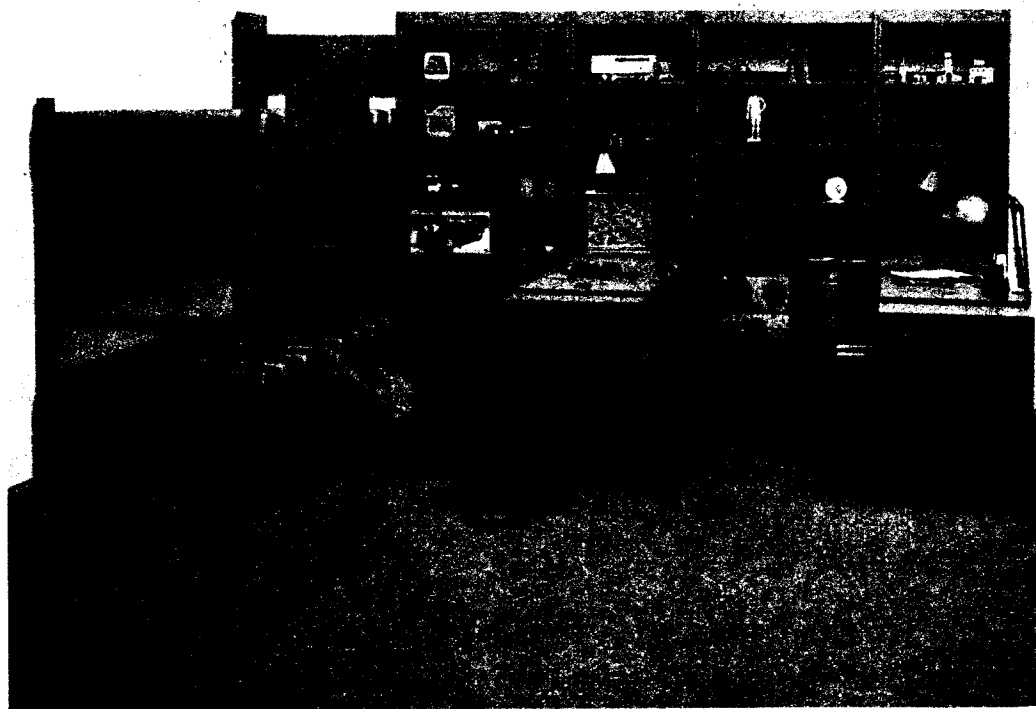
Varia Bútorboltban

Budapest

VII.,

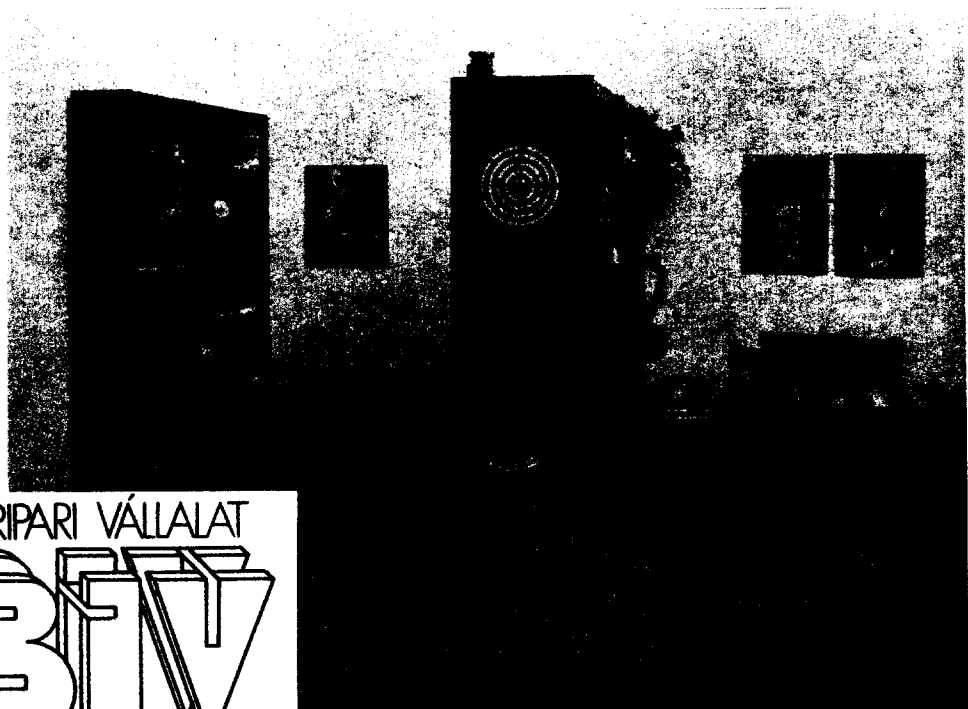
Rózsa Ferenc u. 4-6.





és a

Domus Áruházakban

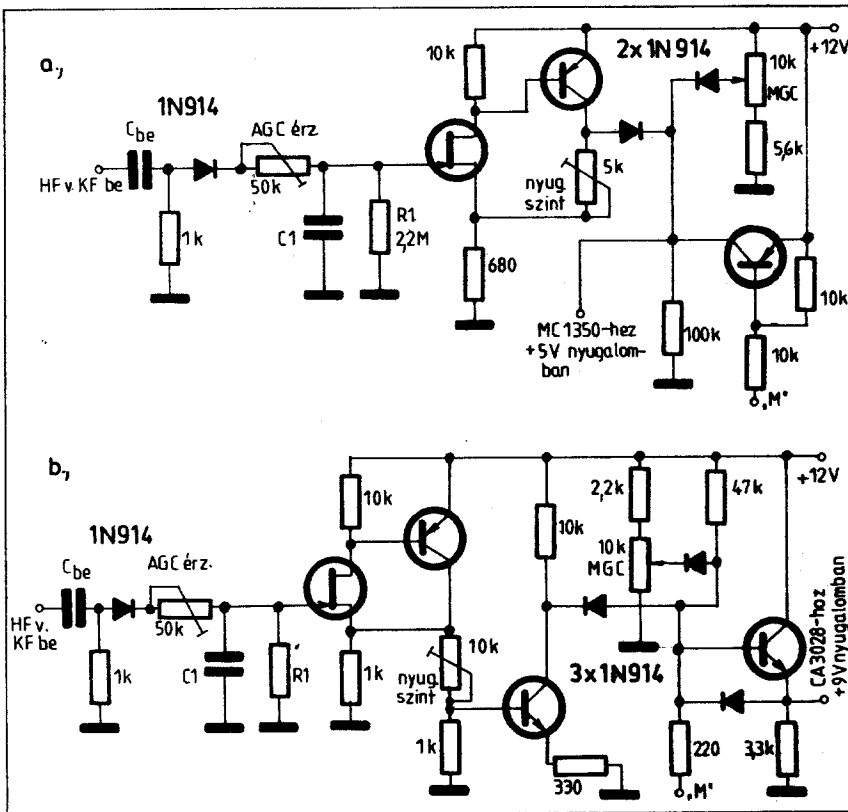


Gyártja:

BUDAPESTI BÚTORIPARI VÁLLALAT

BUBIV

23. ábra. Tranzisztoros AGC-jelképzők IC-s vevő KF fokozatokhoz. Az a) megoldás MC1350-eket, a b) részlet kapcsolódása CA3028-akat szolgál ki



séggétszerező kapcsolású D_2 , D_3 képezi. Ennek kimeneti szűrő komplexuma ($1 \mu\text{F}$, $1 \text{M}\Omega$ és a terhelő impedanciák) adja az AGC-kör időállandóját. A detektort követő kétfokozatú egyenáramú erősítő első tranzisztora viszonylag nagy bemenő ellenállással ($22 \text{k}\Omega$ a bázisban) terheli a detektort. A kimeneti pnp tranzisztor kollektor körében működik az „S”-mérő 1mA -es műszere. A kézi érzékenység-szabályozás kezelőszerve a $10 \text{k}\Omega$ -os potenciométer. A kb. $+9 \text{V}$ -os nyugalmi AGC szintet a potenciométerrel soros $15 \text{k}\Omega$ cseréljével állíthatjuk be (felcsavart poti mellett). Az itt levő D_1 -es kapuzó dióda a kézi és az automatikus szabályozást függetleníti egymástól. Most is az MGC értékére ül rá az AGC-hatás. Az „S”-mérőt a tápláló 100Ω -os trimmer-potenciométerrel lehet hitelesíteni.

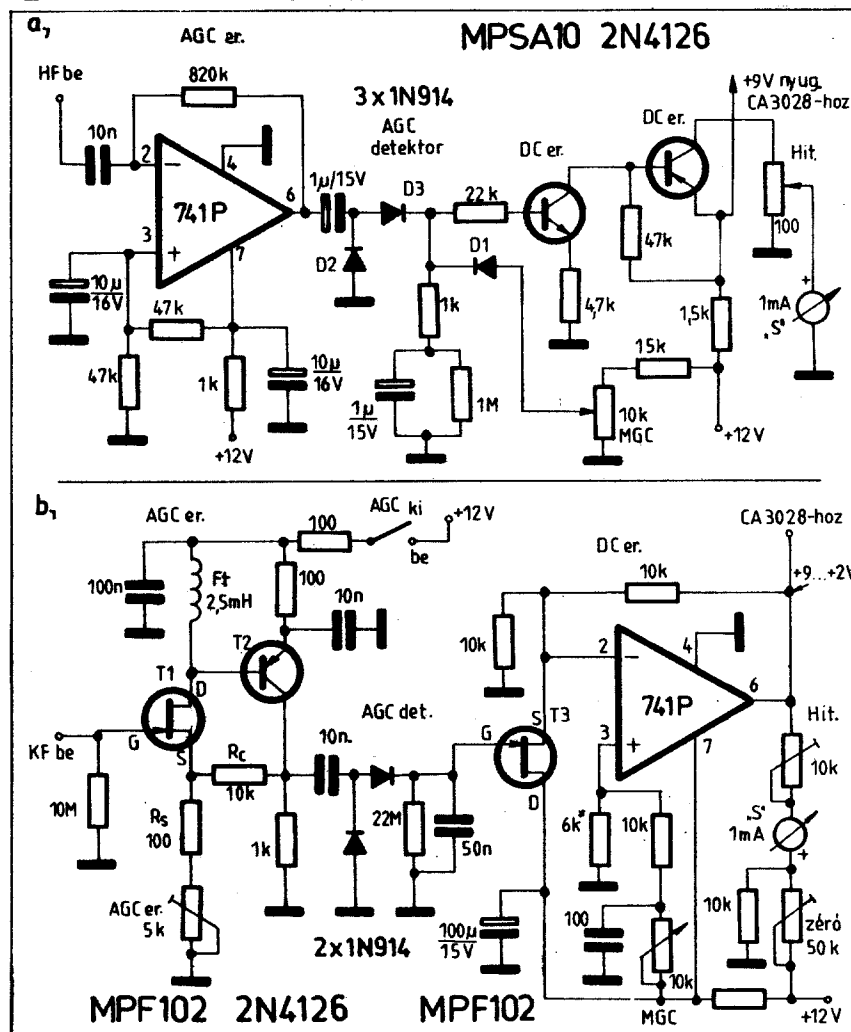
A 24.b ábra megoldásának bemenő jelét a detektor elől, a KF fokozat végéről vehetjük. A T_1 - T_2 jFET-tranzisztor kombináció a KF jelet erősíti. Az erősített nagysága a FET source-ében levő trimmer-potenciométerrel szabályozható, 2 és 100-szoros határok között. $10 \mu\text{V}$ -os antenna-bemeneti jelre már határozott AGC működést érhetünk el. Az AGC detektor most is feszültségkétszerezős megoldású (2 db 1N914).

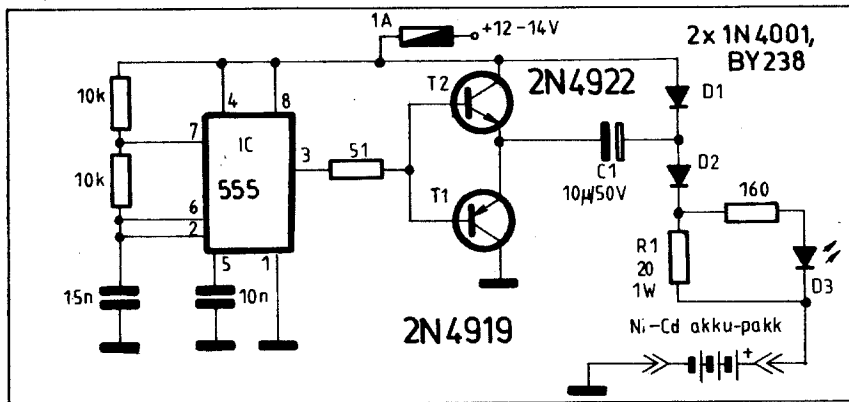
A szokásos DC-erősítőt T_3 és az IC alkotja. A jFET gate-körében van a késleltetést meghatározó komplexum ($22 \text{M}\Omega$, 50nF), mely a megadott elemekkel kb. 1 s-ot képvisel. A kézi érzékenység-szabályozó szerv a 741 neminvertáló bemenetre határos. Az itt levő osztó alsó tagjának, a $6 \text{k}\Omega$ -nak válogatásával állíthatjuk be a nyugalmi $+9 \text{V}$ -os AGC feszültséget a kimeneten. A 741 táplálja az „S”-mérőt. Ez most híd kapcsolású, az $50 \text{k}\Omega$ -os trimmer a nullázó, a $10 \text{k}\Omega$ -os pedig a hitelesítésre szolgál. A műszer 1mA -es. Az MGC (kézi érz. szab.) és az AGC szabályozás összefüggése hasonló az előző kapcsolásoknál elmondottakkal. A különbség most annyi, hogy a bemeneti erősítő tápfeszültségének megszüntetésével az AGC kikapcsolható, és így áttérhetünk csak kézi szabályozásra.

A bemutatott kapcsolások félvezetői közül a FET-eket 2N3819, BF244A, BF245A-val, a tranzisztorokat a BC-széria „A” béta-osztályú példányaival helyettesíthetjük (pl. BC107A).

(The Radio Amateur's Handbook, 1981)

24. ábra. Hibrid kialakítású AGC-jelképző és „S”-mérő fokozatok a CA3028-as IC-vel kivitelezett KF erősítőkhöz. Az a) részlet hangfrekvenciás, a b) KF bemenő jelet igényel





25. ábra. Ni-Cd akkumulátortelep-töltő gépjármű-üzemhez. A tranzisztorokat hűtőlemezzel kell szerelni

Ni-Cd akkupakk-töltő gépjármű-üzemhez

Az első olvasásra bonyodalmas cím egy olyan szerkezetet takar, mellyel 12 V-os Ni-Cd akkumulátor telepet tölthetünk fel a gépjármű akkumulátoráról. Az ilyen feladat problémája abban áll, hogy viszonylag állandó értékű töltőáramot kell biztosítanunk egy, a töltendő objektummal majdnem egyező nagyságú feszültséget adó akkumulátorról. Mindez nyugalmi, álló motorú helyzetre igaz, mert nagy fordulatszám esetén a kocsni akku feszültsége kb. 14,5 V-ra is felmehet. Nos ilyen meglehetősen változó feltételek mellett is jól használható töltő megoldását láthatjuk a 25. ábrán.

A konstruktőr – WA7ARK – a közismert 555-ös ún. timer IC-t astabil multivibrátoros alkapcsolásban használta. Az üzemi frekvencia 3,3 kHz és a keltett négyszögrezgés egy periódusának magas szintje kb. 200 µs, alacsony értéke pedig kb. 100 µs tartamú. Amikor az 555 kimenete (3-as láb) alacsony szinten van, akkor T₁ vezet. Emittére földpotenciálra kerül, C₁ a D₁ diódán keresztül közel tápfeszültségre töltődik. Ezután az IC kimenete magasba ugrik és T₂ kinyit; C₁ feszültsége mintegy „ráül” (hőzőadódik) az áramkör tápfeszültségére. Ez a jelentős nagyságú feszültség már biztosan kinyitja D₂-t, és megindulhat a töltendő Ni-Cd pakk töltőárama. A kialakuló körben (+táp-T₂-C₁-D₂-R₁ és a pakk) R₁, mint legnagyobb érték fogja limitálni a töltőáramot. Közben C₁ kisül, az 555 kimenete alacsonyba ugrik és az egész folyamat újraindul.

A kapcsolásban megadott 20 Ω-os R₁ mellett 150 mA-es töltőárammal számolhatunk, ami egy 500 mA-os 12 V-os akkutelepet négy-öt óra alatt feltölt. A tápfeszültség 12,5–14,8 V-os változásához kb. 140–180 mA töltőáram tartozik (ennek átlaga a 150 mA). Ha az említett áramérték nagy, akkor azt R₁ növelésével csökkenthetjük. Az R₁-gyel párhuzamos LED a töltést indikálja.

A bemutatott töltőhöz K1RT tervezett nyomtatott áramköri panelt és alkatrészbeültetési rajzot, amit a 26. ábra mutat. A viszonylag nagy méretű lemezt a tran-

zisztorok alá helyezett, U-alakúra felhajtott hűtőlemezek magyarázzák.

A megadott tranzisztor típusok helyett pl. a BD135–137–139 npn, illetve a BD136–138–140 pnp típusok közül választhatunk. Gyakorlatilag bármelyik hangfrekvenciás komplementer pár jó, kb. 25 V/2 A jellemzőkkel. (*The Radio Amateur's Handbook*, 1981)

Jó minőségű RH sávvevő

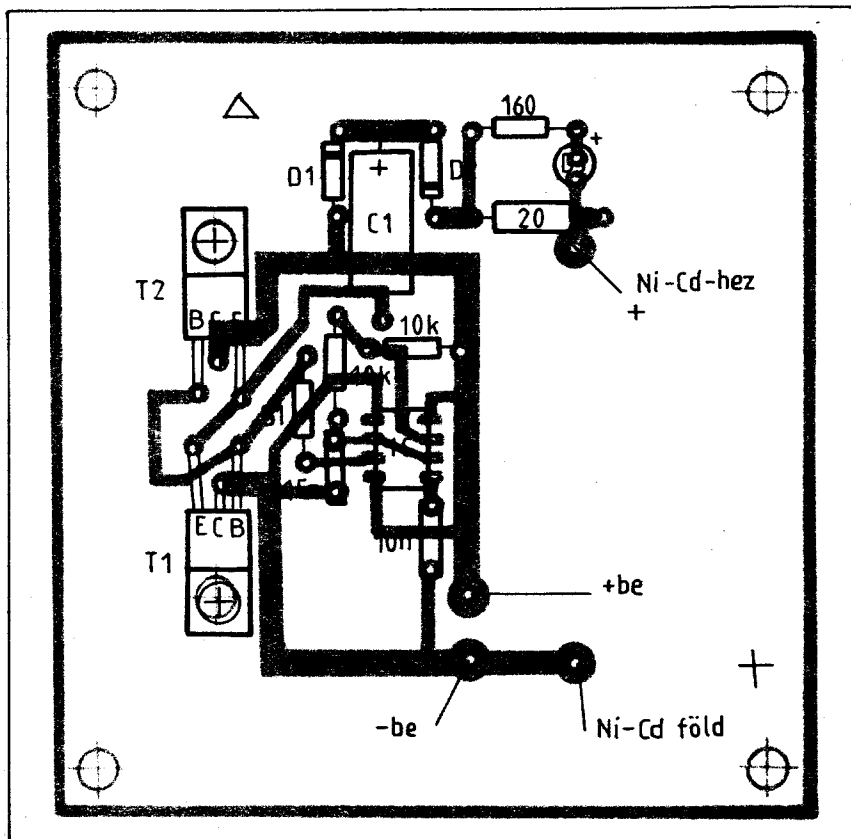
A szakirodalomban „középfokú vevőkészüléként” jelent W1FB konstrukciója,

melyet a 27. ábrán láthatunk. A tervezési elvek tiszták és korszerűek: modern alkatrészek és elvek felhasználásával viszonylag egyszerű, de jó minőségű vevőkészüléket építeni. Az alapvevőt tulajdonképpen egy 160 m-es hangolt KF-vevőnek tekinthetjük, mely elé még sávkonvertereket kell kapcsolni. A vevő felépítése és működése „röviden” a következő.

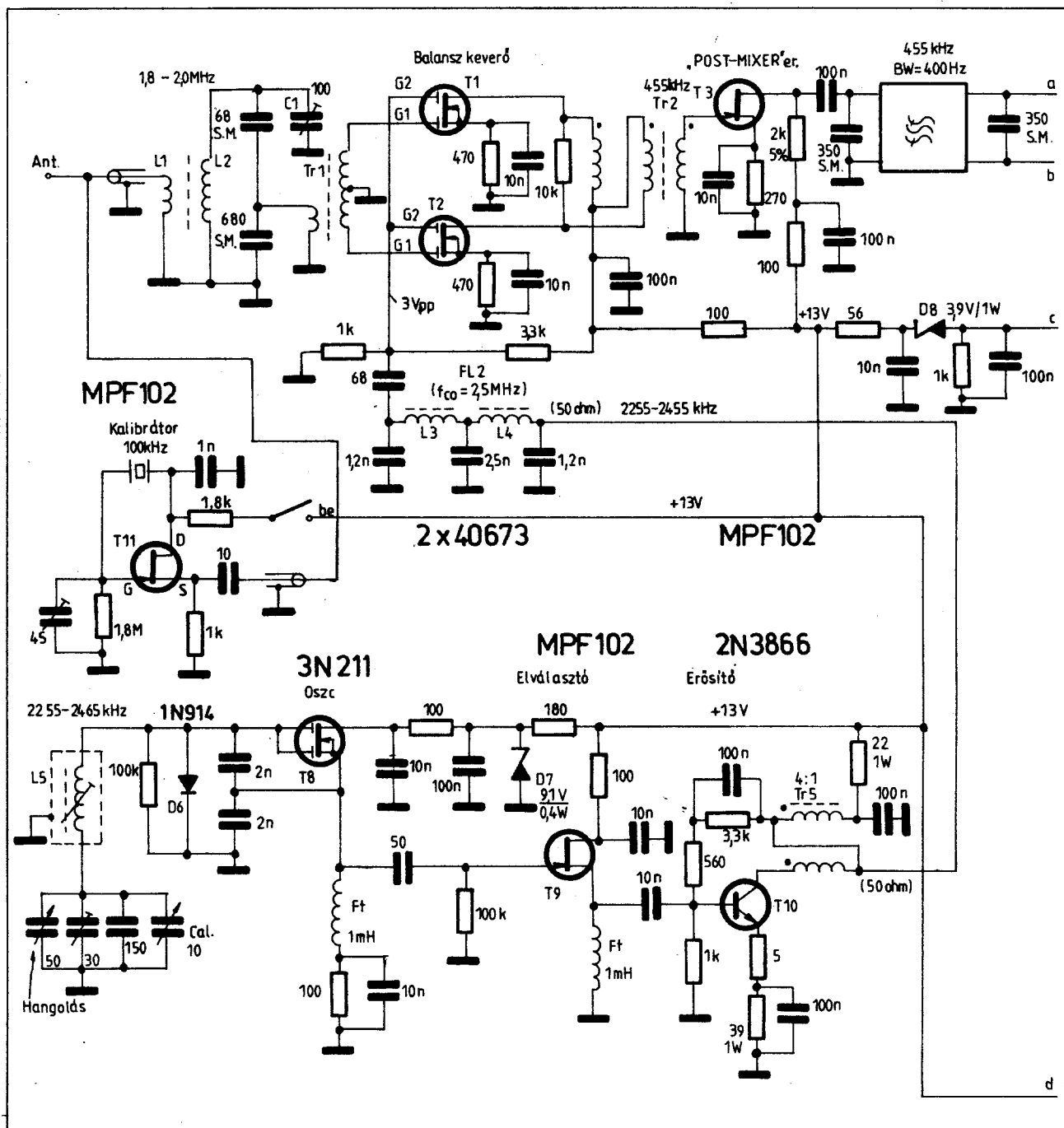
A keverő és a szűrő. A vevő a 160 m-es alapsávra lehangolt zárókörral indul. Erre transzformátoros csatlakozással csatlakozik az 50 Ω-os antenna-bemenet, illetve a keverő fokozat. Az alapsávon tehát nincs RF előerősítés.

Az első aktív fokozat a keverő, amit T₁-T₂ dual-gate-es MOS-FET-ek alkotnak, egyszerűen kiegyenlített (a bejövő jelre) ellenütemű kapcsolásban. A helyi rezgés a G₂-ket vezérli, 3 V_{pp} szinten. E jel tisztaságára ügyelendő került alkalmazásra az FL₂-es aluláteresztő szűrő, melynek levágási sarokfrekvenciája 2,5 MHz-en van. A KF-jelét a draineikről a trifiláris tekercselésű Tr₂-es transzformátor adja tovább. Ennek primerét csillapító 10 kΩ a lengési hajlamot csökkenti, javítja a keverő intermodulációs tulajdonságait.

A T₃-as, jFET-tel kialakított fokozat az ún. post-mixer (keverő utáni) erősítő. Ennek drainkörü munkaellenállása egyben a vevő üzemi sávszélességét meghatározó elektromechanikus sávszűrő optimális lezáró ellenállása. (Értékét az éppen alkalmazott szűrőhöz kell megválasztani.)



26. ábra. A Ni-Cd akkumulátortöltő alkatrészbeültetési rajza. Az U-alakúra meghajlított hűtőlemezt a tranzisztorok alá kell helyezni



27. ábra. Jó minőségű RH sávevő kapcsolási rajza

Az alkalmazott Collins-gyártmányú (távíró) szűrő 400 Hz sávzélességű, 455 kHz középponti frekvencián. Értelem-szerű módosításokkal, de jól használható itt az 500 kHz-es szovjet EMF szűrőcsalád bármelyik típusa (ebben van alsó és felső oldalsáv, illetve távíró modell), vagy a Gamma 450 kHz-es SSB példányai. A kapcsolásban látható 350 pF-os kihangoló tagok a Collins filterhez igazodnak.

A KF-erősítő. Két AGC-zett fokozatban CA3028-ás integrált áramkörök dolgoznak, differenciálerősítésű kapcsolásban. IC₁ 5-ös bemenetén levő munkapont-beállító

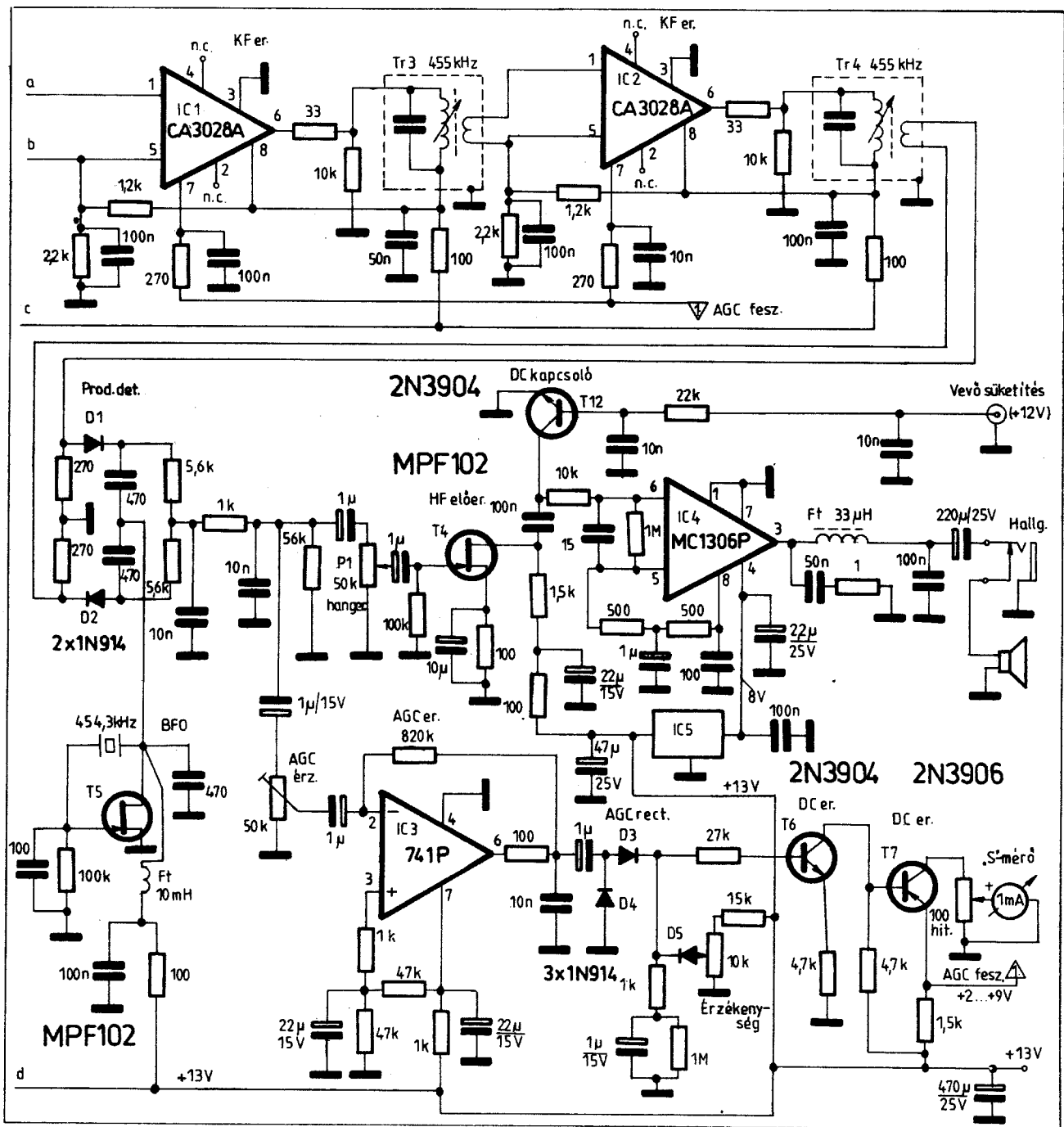
osztó adja egyben a szűrőkimenet lezáró ellenállását.

A KF-lánc egy soros-zeneres (D₈) megoldással kb. 9,1 V-ról üzemel. (A 3,9 V-os, ritkán előforduló, típus helyett pl. ZF3,3-at is használhatunk.) Az IC maximális erősítéséhez +9 V-os AGC feszültség tartozik, ami teljes leszabályozáskor kb. +2 V-ra csökken.

Produkt-detektor és hangfrekvenciás fokozat. A produkt-detektor egyszerűen kiegyenlített, passzív áramkör (D₁, D₂). Alacsony impedanciás meghajtását a Tr₄ KF csatoló tekercsétől kapja. A BFO, a T₅-ös

JFET-tel, Pierce-kapcsolású kristályoszillátor. A kvarc frekvenciáját az alkalmazott elektromechanikus szűrőhöz kell megválasztani. SSB üzennél az alsó és felső szűrőoldal -20 dB-es pontjához válasszuk a kristály-frekvenciákat. Két kristály használata esetén az oldalsávvaltó kapcsoló T₅ gate-jébe kerüljön.

A nyert hangfrekvencia egy RC aluláteresztő szűrőn (2 × 10 nF, 1 kΩ) át jut a hangerőszabályozó potencióméterre. A T₄-es JFET a hangfrekvenciás előerősítő. Ennek drainjében hatásos a T₁₂-es süketítő tranzisztor. Ha utóbbi bázisára (a



22 kΩ-mal) + tápfeszültséget adunk, akkor kollektora lehúzza a földre az IC₄-es hangfrekvenciás teljesítményerősítő bemenetét (az IC „kiakad”). Az MC1306-os – nálunk ismeretlen – végfokozat tok helyett, megfelelő beállításban, a TBA család bármelyik darabját használhatjuk. IC₄ valamely okból IC₅ fix stabilizátortól kap +8 V-os tápfeszültséget. (Valószínűleg az MC alacsony tápfeszültségű típus.)

Az AGC-fokozat. Az alkalmazott áramkört a 24.b ábra kapcsán az előzőekben már megvizsgáltuk.

A VFO-fokozat és a kalibrátor. A helyi rezgés keltő a felső keverésnek megfelelően 2,255–2,465 MHz közötti jeleket állít elő.

Három tranzisztora közül T₈ az oszcillátor, T₉ mint elválasztó, T₁₀ pedig szélessávú erősítőként dolgozik. Az Clapp-kapcsolású oszcillátor MOS-FET-jének két gate-jéből egy lett (H1). Erősen szűrt tápfeszültségét egy 9,1 V-os Zener-dióda stabilizálja. A rezgést a source-ból veszi ki a T₉-es elválasztó. T₁₀ szélessávú „A”-osztályú teljesítményerősítő. Kollektorköre az 50 Ω-os terhelést képviselő szűrőre dolgozik, de ettől függetlenül talán túlzott a nagy áramú munkapont. (Az adótranzisztort hűtőcsillaggal kell ellátni!)

A vevőkészület tekercsei, transzformátorai – többségükben – nehezen hozzáférhető toroid vasmagokra készültek. Irány-

adoul megadjuk az induktivitásértékeket és a menetszám-átteteleket: L₁: 2 me.; L₂: 50 μH, 70 me.; L₃ és L₄: 3 μH; L₅: 17–41 μH, Q=170; Tr₁: pr. 6 me., szék. 36 me. középleágazással; Tr₂: 3 × 50 me., trifilárisan; Tr₃ és Tr₄: 455 kHz-es KF transzformátor, lehet japán szebrádió KF is, sárga vagy fekete színjelzésű; Tr₅: 2 × 10 me. bifilárisan, 50 μH.

Félvezető-helyettesítések: T₁, T₂: BF900, BF961, 3N211 stb.; T₃, T₄, T₅, T₉, T₁₁: BF244, BF245, 2N3819, 2N4416 stb.; T₈: lehet jFET is, pl. BF244 stb.; T₇: BC212–214, BC307–309 stb.; T₆, T₁₂: BC182, BC107–109 stb.; T₁₀: BFW16A, 2N2222, BSX32, BSY34.

(The Radio Amateur's Handbook, 1981)

TELEX-PHONE »B«

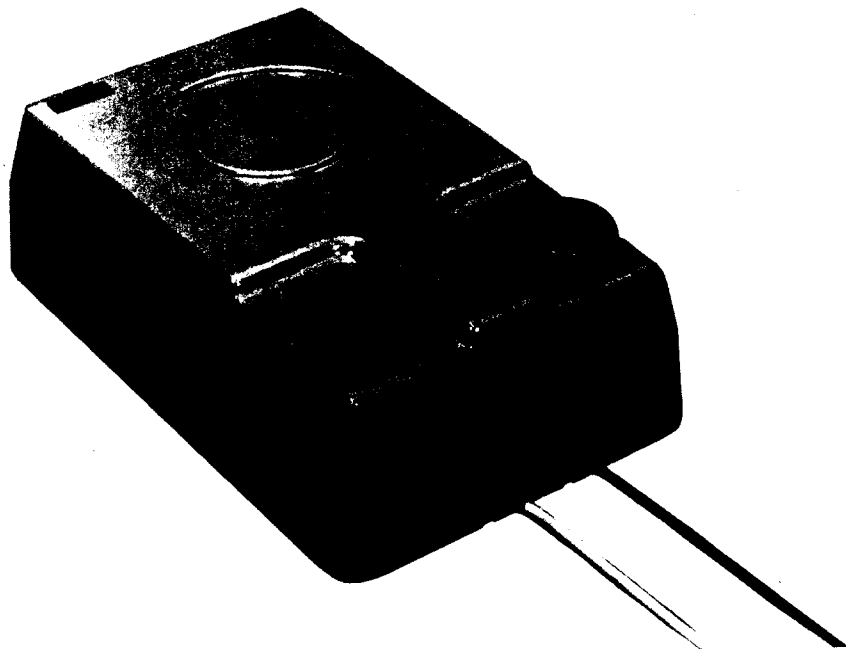
A „Telexphone” típusú 1+1 csatornás berendezés lehetőséget nyújt telexösszeköttetés létesítésére, külön alapáramkör kiépítése nélkül, a meglévő telefonelőfizetői vonal felhasználásával.

A berendezés egy távbeszélő és egy távíró összeköttetés létesítését teszi lehetővé egyetlen, terheletlen kábelpáron. A távbeszélő és a távíró átvitel egymás fölött, a 0,3+3,4 kHz-es, valamint a 4,2+6,675 kHz-es frekvenciasávban történik. Ezáltal lehetőség van a szűk keresztmetszetű helyi hálózat gazdaságosabb kihasználására.

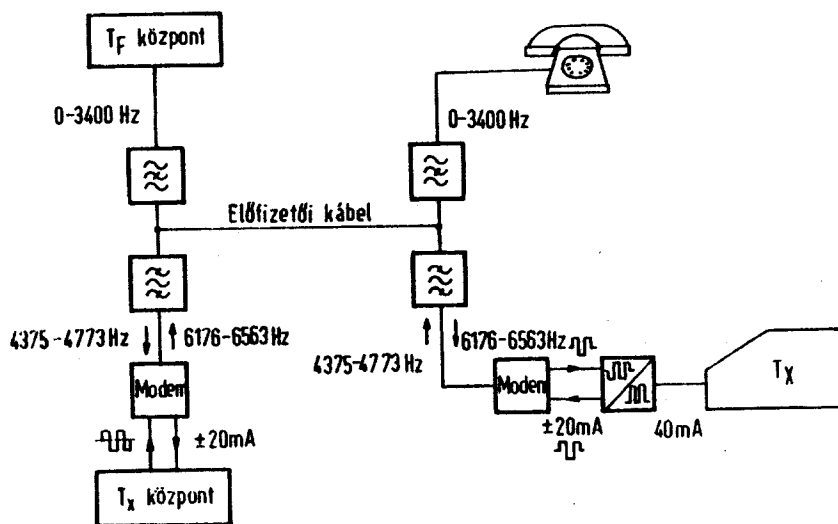
A rendszer a CCITT ajánlásainak, valamint a postai üzemviteli igények figyelembevételével készült. A beszédsávot nem szűkíti a távíróátvitel. A távíró csatorna kimenőszint beállítása olyan, hogy a helyi hálózatra megengedett 100 pW/km zajszintet nem haladja meg, a szomszédos érpárokra áthallásból származó zajterhelés. A berendezés frekvencia stabilitása kvarcpontosságú és kvarcstabil. A távbeszélő-áramkörbe bevitt beiktatási csillapítása alig kimutatható. Felhasználható pont-pont közötti, valamint kapcsolt távíróhálózaton üzemelő összeköttetések létesítésére, mivel az átvitelrendszere kódfüggetlen és transzparens. A rendszer nagyfokú flexibilitása következtében a legkülönbözőbb hálózati viszonyok között is alkalmazható.

Tekintettel arra, hogy felügyelet nélküli folyamatos üzemre méretezett, elektronikus elemekből felépített a berendezés, így karbantartást nem igényel. A folyamatos üzemvitel alatt az egyetlen tevékenység a távírótorzítás mértékének ellenőrzése.

A berendezés csak nagy megbízhatóságú alkatrészek (szilícium félvezetők, integrált áramkörök, kvarcoszcillátor, stb.) tartalmaz. Mozdó érintkezők nincsenek beépítve a berendezésbe, így karbantartást nem igényel. A távbeszélő összeköttetés továbbra is passzív, azaz hálózatkimaradás esetén is üzemképes marad. Konstrukciója olyan, hogy szabályos telepítés esetén a távbeszélő titkossága megőrizhető.



A rendszer felépítését a következő tömbvázlat szemlélteti:



ELEKTRONIKA

Átviteltechnikai Szövetkezet

Budapest, P.O.B. 6. 1400

Telefon: 217-732 Telex: 22-48-96

500 kHz-es SSB adó-vevő egység

Nagy Sándor üzemmérnök HASGH

A hazai amatőrök számára egy korszerű SSB adó-vevő építése nehéz feladat, mert az ilyen készülékekben használt 9 MHz-es SSB szűrő többek számára nem elérhető. A probléma megoldására születtek egyedi kvarcokból kialakított létraszűrős kapcsolások, melyek a gyári szűrőkkel azonos paraméterűek. A másik járható út a mechanikus szűrő alkalmazása. Én ez utóbbit választottam, mert turistautamon alkalmam volt szovjet gyártmányú mechanikus szűrőket vásárolnom. Azóta amatőrtársakkal folytatott beszélgetések során kiderült, hogy sokan rendelkeznek ilyen szűrőkkel, de alkalmazásukra kevés példával találkozott, így az eszközök többnyire a fiókok mélyén várják, hogy sorsuk jobbra forduljon. A cikk közreadásával szeretnék tippet adni a szűrők használatára, és az alkalmazott integrált áramkörök részletesebb bemutatásával azok felhasználását is szeretném megkönnyíteni.

A mechanikus szűrők adatai

A szűrők „Кварц-14”, „Кварц-15” és „Кварц-16” jelöléssel kerülnek forgalomba, az első kettő SSB, a harmadik távíró üzemmód céljára (az SSB szűrők ára 10,5 rubel, a távíróé 17,3 rubel). Valamennyi szűrő 500 kHz-es vívőfrekvenciához készült, így elegendő hozzájuk egyetlen vívőfrekvenciás oszcillátor. Attól függően, hogy melyik szűrőt használjuk, távíró, felső- vagy alsóoldalsávós üzemet valósíthatunk meg. Esetünkben az 500 kHz-es középfrekvencia érték azért is kedvező, mert az utóbbi időben készülő amatőr adó-vevőkben szinte mindig van frekvenciamérő, szintetizátor vagy kristálykalibrátor, vagyis kerek frekvenciájú kristályoszcillátort többnyire tartalmaznak a készülékek. Ilyen esetekben frekvenciaosztással előállítható a stabil vívőfrekvencia (például $1 \text{ MHz} : 2 = 500 \text{ kHz}$).

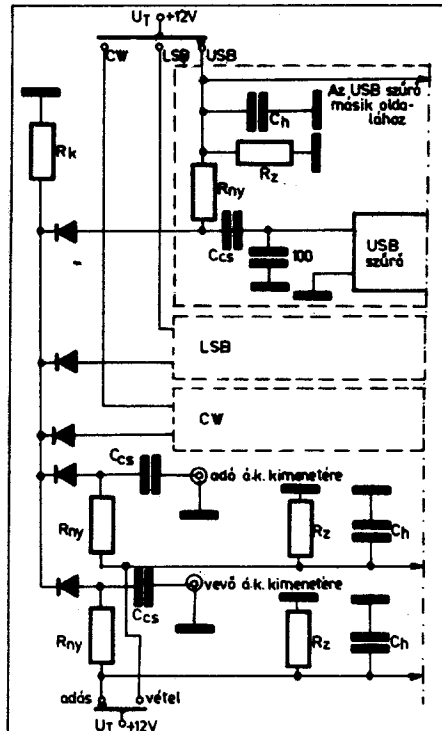
A szűrők be- és kimeneti induktivitása azonos (kb. 1 mH), melyet 100 pF értékű kondenzátorral hangolhatunk ki. A kondenzátor értéke nem túl kritikus, csakúgy, mint a lezáró ellenállásé sem, ez utóbbi minimálisan 500...800 Ω lehet. A két lezáró értékkel az áteresztő sáv hullámosságát állíthatjuk, az elérhető legkisebb csillapítási ingadozás sávon belül 0,5 dB. A többi, szűrőre vonatkozó adatot az 1. táblázat tartalmazza.

Szűrőváltó egység

Mint korábban említettem, az egyes oldalsávokra a szűrők váltásával kapcsolhatunk át. Erre a feladatra a legkézenfekvőbb megoldást, a diódás kapcsolóáramkört alkalmaztam. Így az üzemmódváltó

1. táblázat. A szovjet gyártmányú elektromechanikus szűrők adatai

Megnevezés	„Кварц-14”	„Кварц-15”	„Кварц-16”
Tipus	ЭМФ-500-3В	ЭМФ-500-3Н	ЭМФ-500-0,6С
Rezonancia (sávközép) [kHz]	501.3 ± 0.2	499.7 ± 0.2	500 ± 0.2
Csillapítás az áteresztő sávban [dB]	<15	<15	>15
A 60/6 dB-es pontok formátványozója	<2,4		
A bemenetekre adható feszültség maximális értéke [V]	10		
6 dB-es sávészélesség [kHz]	3 ± 0.4	3 ± 0.4	0,6



*1. ábra. A szűrőválasztó egység egyszerűsített rajza

tárcsás kapcsoló egyenáramot vált, tehát azt a készülékben bárhol elhelyezhetjük. Az áramkör további előnye, hogy a diódák munkapontját beállító ellenállások egyben a szűrők lezáróellenállását is megvalósítják. Ennek köszönhető – mint később látni fogjuk –, hogy az egész 500 kHz-es egység egyetlen tekercset sem tartalmaz.

Az illesztést az 1. ábra kapcsolási rajza alapján végeztem el. Az elrendezés a szűrők ki- és bemenete szempontjából szimmetrikus, így csak az egyik felet ábrázoltam. További egyszerűsítést jelent a rajzon az, hogy a különböző szűrők kapcsolóáramkörei azonos felépítésűek (szaggatott téglalapok).

Az átkapcsolásban részt vevő diódák katódjai össze vannak kötve, és egy közös katódelenállással csatlakoznak a föld felé. Egyszerre mindig csak két dióda van vezető állapotban, az egyik a szűrőt választja ki, a másik pedig az adás-vétel üzemmódot. Az éppen kiválasztott szűrőkapcsok az $R_k \times 0,5 \cdot R_{NY}$ párhuzamos eredőt „látják”. Ehhez képest a diódák nyitóirányú ellenállása elhanyagolható. A nyitó áramot ugyanis 1,5 mA-re választottam, és ekkora áramnál a dióda határozott vezető állapotban van. A kiindulási szempontok közé tartozik az is, hogy a katódpotenciált közel a tápfeszültség felére állítjuk be, így a nem működő diódák az R_z ellenállásokon keresztül hatásosan lezárnak, s megakadályozzák, hogy a jel nemkívánt irányba jusson. Figyelembe kell még venni a szűrőket meghajtó generátorokat is, melyek szintén valamilyen impedanciát fognak képviselni a szűrő szempontjából, így a munkapontbeállítók által létrehozott ellenállásértéket a minimálisnál valamivel nagyobbá kell megválasztani. Végül szükség van a tápfeszültség értékének ismeretére, amely az egész fokozatban a szokásos +12 V.

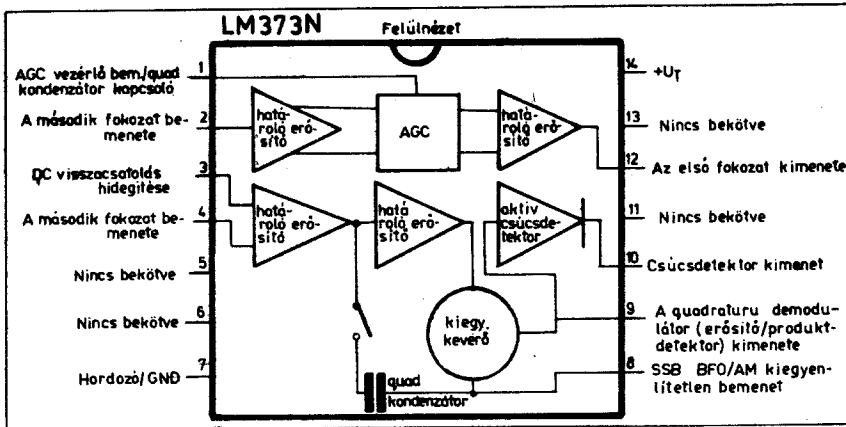
A leirtak alapján a számítás a következő:

$$R_k = \frac{U_T}{2} \cdot \frac{1}{2 \cdot I_{NY}} = \frac{12 \text{ V}}{4 \cdot 1,5 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega \rightarrow 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{NY} = \frac{U_T}{2} \cdot \frac{1}{I_{NY}} = \frac{12 \text{ V}}{2 \cdot 1,5 \text{ mA}} = 4 \text{ k}\Omega \rightarrow 4,7 \text{ k}\Omega$$

A működő szűrő tehát $R_k \times 0,5 \cdot R_{NY} = 2,2 \text{ k} \cdot 0,5 \cdot 4,7 \text{ k} \approx 1,1 \text{ k}\Omega$ lezárást lát mindkét oldalán.

A meghajtó és a szűrőt követő fokozattól most eltekintünk, ezekkel együtt a szűrők a minimális értékű lezárások között fognak dolgozni. A szűrőválasztó egység többi elemértéke nem kritikus, C_h -nak és C_{cs} -nek 33 nF–100 nF között bármilyen kondenzátort beépíthetünk, valamint az R_z is tetszőleges értékű lehet 20 kΩ felett.



2. ábra. Az LM373 belső felépítése

Vevő KF-erősítő LM373-mal

Vételi oldalon a NATIONAL-cég LM373N típusú integrált áramkörét alkalmaztam, amely a hangfrekvenciás erősítés kivételével a jelfeldolgozás összes fázisát elvégzi. A kiváló tulajdonságokkal rendelkező eszköz ugyan nem jelent még meg a hazai kiskereskedelemben, de elterjedésével előbb-utóbb számolnunk kell. A típust néhány rádióklub konstruktőrei már eredményesen felhasználták saját készítésű vevőkben.

Az áramkör AM, SSB, CW és FM jelek középfrekvenciás erősítésére és demodulálására alkalmas, valamint saját AGC erősítővel is rendelkezik. Szinte azt mondhatjuk, hogy egy többüzemmódú rádióvevő került a 14 lábú dual-in-line tokba (2. ábra). Mint a bekötési rajzon is látható, az áramkör két nagyobb egységre oszlik. Az első egység egy kétfokozatú szabályozott erősítő, melynek kimenete kis impedanciás terhelések meghajtására alkalmas. Ilyen például az általunk használt elektromechanikus szűrő is. A második fokozat további erősítést végez, és ez tartalmazza a kiegyenlített keverő áramkört, valamint a

kimeneti hangfrekvenciás jel csúcsértékével arányos feszültséget képező AGC erősítőt.

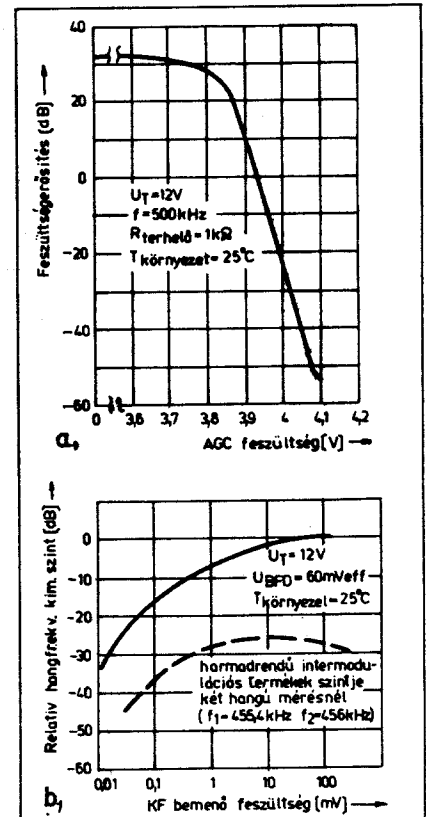
Az IC alkalmazásánál a gyár által ajánlott elrendezést követtem, ez a 3. ábrán látható. Az 500 kHz-es középfrekvenciás jel az első műveleti erősítő bemenetére kerül (2. láb). A katalógus erre a pontra $1,2\text{ k}\Omega$ - $2,5\text{ pF}$ bemenő impedanciát ad meg 500 kHz-en, 0 voltos AGC feszültség-nél, valamint 5 V-os AGC feszültség hatására ez az érték enyhén változik ($1,18\text{ k}\Omega$ - 3 pF). A bemenő impedancia értékének ismeretére az 500 kHz-es vevőkeverő tervezésekor lesz szükség. A fokozat erősítését az AGC bemenetre (1-es láb) adott feszültséggel lehet szabályozni a 4a ábra diagramja szerint.

A kimenet feszültséggenerátoros meghajtást ad (2. táblázat), a 12-es láb $70\ \Omega$ - 100 pF impedanciát képvisel. Ha ezt a pontot közvetlenül csatlakoztatnánk a szűrő bemenetére, nagyfrekvenciásan rövidre zárnánk azt, ezért egy ellenállást kell közébe iktatnunk. A korábban számított szűrőválasztó egység elemértékei által kiadott $1,1\text{ k}\Omega$ -os lezáráshoz párhuzamosan kapcsolódik a beiktatott ellenállás, ezek

eredőjének a szűrő üzemszerű lezárását kell kiadnia. $1,2\text{ k}\Omega$ választásával $1,1\text{ k}\Omega \times 1,2\text{ k}\Omega \sim 500$ ohmot kapunk, ami megfelelő a szűrő szempontjából.

A szűrő kimenete a második fokozatra kapcsolódik, amely a 4-es lábön $4,5\text{ k}\Omega$ bemenő ellenállást ad. Ez számottevően nem terheli a szűrőegység kimenetét, eredőben $1,1\text{ k}\Omega \times 4,5\text{ k}\Omega = 880\ \Omega$ a lezárás. A fokozat erősítése katalógus szerint 38 dB 500 kHz-en, 25°C -os környezeti hőmérsékleten.

Ugyancsak a második fokozat végzi a demodulációt. A BFO jelszintjére 10-100 mV_{eff} közötti értéket ajánl a gyár-

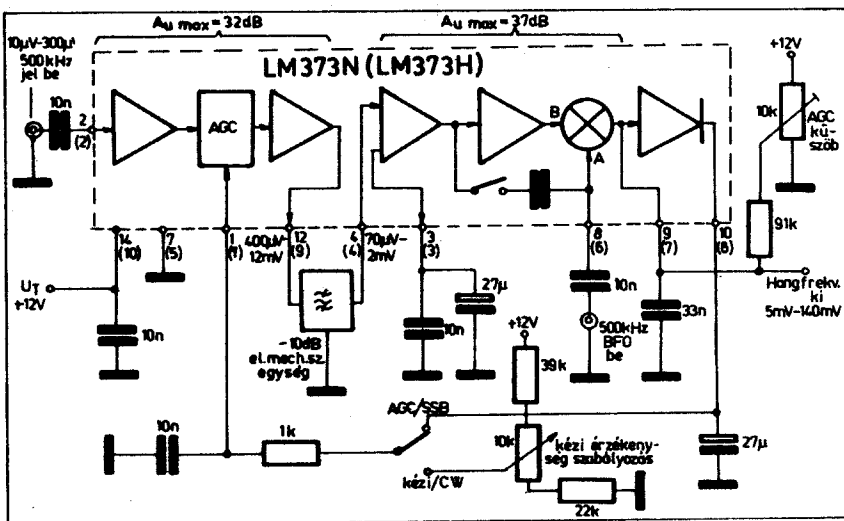


4. ábra. Az LM373 első fokozatának feszültség-erősítése az AGC feszültség függvényében (a). LM373-mal felépített SSB KF-erősítő hangfrekvenciás kimenő-szintje és intermodulációs termékei a KF bemenő-szint függvényében (b)

tó cég. Esetünkben szinusz helyett négyzög a vívőhullám jelformája, mert digitális úton állítjuk azt elő. A 8-as bemenet, ahová a BFO jelet adjuk, $3\text{ k}\Omega$ -os impedanciájú. A TTL digitális jel szintje kb. 2,5 V csúcstól csúcsig, ezt egy soros ellenállással tudjuk megfelelő mértékben leosztani 50 mV-ra.

$$R_{osztó1} = \frac{2,5\text{ V} \cdot 3\text{ k}\Omega}{0,05\text{ V}} = 3\text{ k}\Omega \approx 150\text{ k}\Omega$$

Az AGC feszültséget képező csúcsdetektor a hangfrekvenciás kimenetre csatlakozik. Táviró üzemben kézzel állítjuk az első fokozat erősítését, SSB vételkor pedig a



3. ábra. A NATIONAL-cég ajánlott kapcsolása az LM373 alkalmazására. Zárójelben a kerek tok lábszámozásai

Abszolút maximális értékek:	
Tápfeszültség 18 V Bármelyik lábra adható AC feszültség 1,4 V _{p-p} Az AGC-zett fokozat kimenetére adható egyenfeszültség +10 V, -0,5 V Bármelyik másik lábra adható egyenfeszültség +8 V, -0,5 V Működési hőmérséklet 0 °C - +70 °C	
Egyenáramú jellemzők +12 V tápfeszültségénél:	
Táparámfelvétel I _{1,2} = 14 mA AGC bemenő áram (U _{AGC} ≤ 5 V) I ₁ = 50 μA Az AGC-zett fokozat nyugalmi kimenőfeszültsége (U _{AGC} = 0 V) U ₁₂ = 4,75 V Az AGC-zett fokozat kimenetének szinttolása (U _{AGC} 0-ról 5 V-ra) ΔU ₁₂ = 0,1 V A második fokozat nyugalmi kimenőfeszültsége U ₉ = 3,8 V A csúcsetektor nyugalmi kimenőfeszültsége U ₁₀ = 3,8 V	
A rádiófrekvenciás kivezetések impedancia-adatai (20 mV _{eff} 500 kHz-es bemenő KF jelnél):	
2-es láb (U _{AGC} = 0 V)	1,2 kΩ 2,5 pF
2-es láb (U _{AGC} = 5 V)	1,18 kΩ 3 pF
4-es láb	4,5 kΩ 4 pF
8-as láb	3 kΩ 7,7 pF
9-es láb	1 kΩ 6 pF
12-es láb	70 Ω -100 pF
SSB jellemzők 500 kHz-en:	
Érzékenység (jel + zaj)/zaj = 10 dB, 60 mV _{eff} helyi oszc-jelnél 25 μV AGC küszöb 300 μV AGC jószág 60 dB, ekkora szinttel negyvenlével bemenőjel a 100 mV _{eff} kimenőjel szintjét 10 dB-el növeli meg Hangfrekvenciás kimeneti feszültség 100 mV _{eff} bemenőjelnél 60 mV _{eff}	

csúcsetektor kimenő jele szabályoz. Az erősítésszabályozás hatékonyságát a visszacsatoló láncba iktatott 1 kΩ-os ellenállás állítja be, ennek enyhé változtatására esetleg szükség lehet a kész áramkörnél.

A kapcsolási rajzon bizonyára feltűnt, hogy az első fokozatban semmi nem végez sávhatárolást. Erről az 500 kHz-es keverőben kell gondoskodnunk. Az egységet eredetileg második KF-nek terveztem, tehát a megelőző fokozatok által létrehozott átviteli sáv szélességeinek megfelelő spektrumot dolgozni fel az LM373 első fokozata. Első KF-ként alkalmazhatunk például 10,7 MHz-es NBFM kristályszűrőt, amellyel az eredő szelektivitási karakterisztika a két szűrő szuperpozíciójából (a karakterisztikáknak egymásra ültetéséből) jön létre. Ez már professzionális vevőkészüléknek is megfelelő paramétereket ad.

DSB-modulátor

Az adó oldali rész tárgyalását a DSB-jel előállító modulátorral kezdjük, mert a tervezésnél is ez volt a sorrend, az adott szűrőegységhez kellett a modulátort méretezni. A feladat megoldására a hazánkban is gyártott μA796 típusú kétszeresen kiegyenlített keverő áramkört alkalmaztam. Hasonlóan az LM373-hoz, ennek a típusnak is létezik műanyag dual-in-line és kerék fémtokos változata. Én az utóbbihoz, a μA796HC-hez jutottam hozzá, tehát a láb-számozások ennek megfelelőek.

Az áramkör belső felépítése az 5. ábrán látható, a szaggatott vonallal jelzett területen belül. Az ábrán megfigyelhető, hogy a felső két differenciálerősítőt egy alsó, közös áramforrással vezérelt differenciálerősítő hajtja meg. Az elrendezés olyan, hogy a két bemenetre adott jel szorzatának konstansszorososa jelenik meg a kimeneteket képző keresztül csatolt kollektorokon. Matematikailag elvégezhető az áramkör analízise, ennek eredményeképp kiadódik, hogy a kimeneti spektrumban a két bemenő frekvencia összege és különbsége jelenik meg. A spektrumban ugyanakkor el-

méletileg egyik alapjel sem található meg. Ilyen módon használható az eszköz elnyomó-vivőjű AM-jel előállítására.

A felső négyes differenciálerősítő, melyre a vivőt adjuk, egyaránt működtethető szinuszos vagy kapcsoló jelekkel. Ez utóbbi számunkra kedvezőbb, mert négyesög hullámú vivő áll rendelkezésünkre. Ilyen jellel vezérelve az áramkört, a kimeneti spektrumban az alpfrekvenciák kombinációján (összegén és különbségén) kívül a szinuszos vivőjénél nagyobb amplitúdóval lesznek jelen a kapcsoló jel alap és páratlan harmonikusai. Ezek természetesen 50-60 dB-el csillapítottak a hasznos jelhez képest. A kimeneti jel amplitúdója itt egyedül a moduláló jeltől függ, értékét az alábbi összefüggéssel számíthatjuk ki:

$$A_{ujel} = \frac{0,637 \cdot R_L}{R_E + 2 \cdot r_e}$$

ahol r_e a tranzisztor dinamikus emitterellenállása 25 °C-on ($r_e = 26 \text{ mV}/I_5 [\text{mA}]$). I_5 értékére a gyártók 1 mA-t ajánlanak. A kapcsolásból látszik, hogy a 6-os és a 9-es lábakon egyforma áramok fognak folyni. Az alsó áramgenerátorok a dióda alattal azonos értékű emitterellenállásokat tartalmaznak, ezért célszerű ezeket is 1 mA-t beállítani. A munkapontbeállító ellenállás értékét az alábbi összefüggés adja:

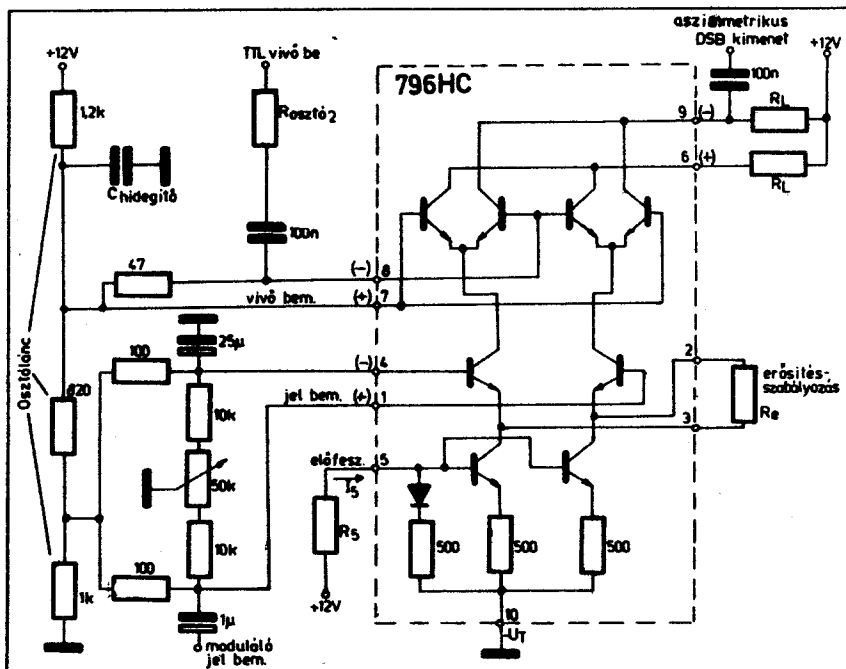
$$R_5 = \frac{12 \text{ V} - 0,75 \text{ V} - 500 \Omega \cdot 1 \text{ mA}}{1 \text{ mA}} = 10,75 \text{ k}\Omega \rightarrow 10 \text{ k}\Omega$$

A bemeneteket egy olyan osztólánccról látjuk el előfeszültséggel, amely szintén körülbelül 1 mA-t vesz fel.

Az egyszerűség kedvéért minden bemeneten aszimmetrikus vezérlést alkalmazunk, és a kimeneti jelet is aszimmetrikusan vesszük le. A vivő részére kialakított differenciál bemenet egy 47 ohmos ellenállással van lezárva, ez képezi a fokozat bemenő ellenállását. A felső négyes differenciálerősítőt kapcsoló üzemből működtetjük (négyesög alakú vivőjel), a teljes kivezérléshez körülbelül 400 mV_{p-p} jel szükséges. A rendelkezésünkre álló TTL kapcsolójelet erre a szintre kell leosztani a 47 ohmos bemeneten egy soros ellenállással, melynek értékét az alábbi összefüggés adja ki:

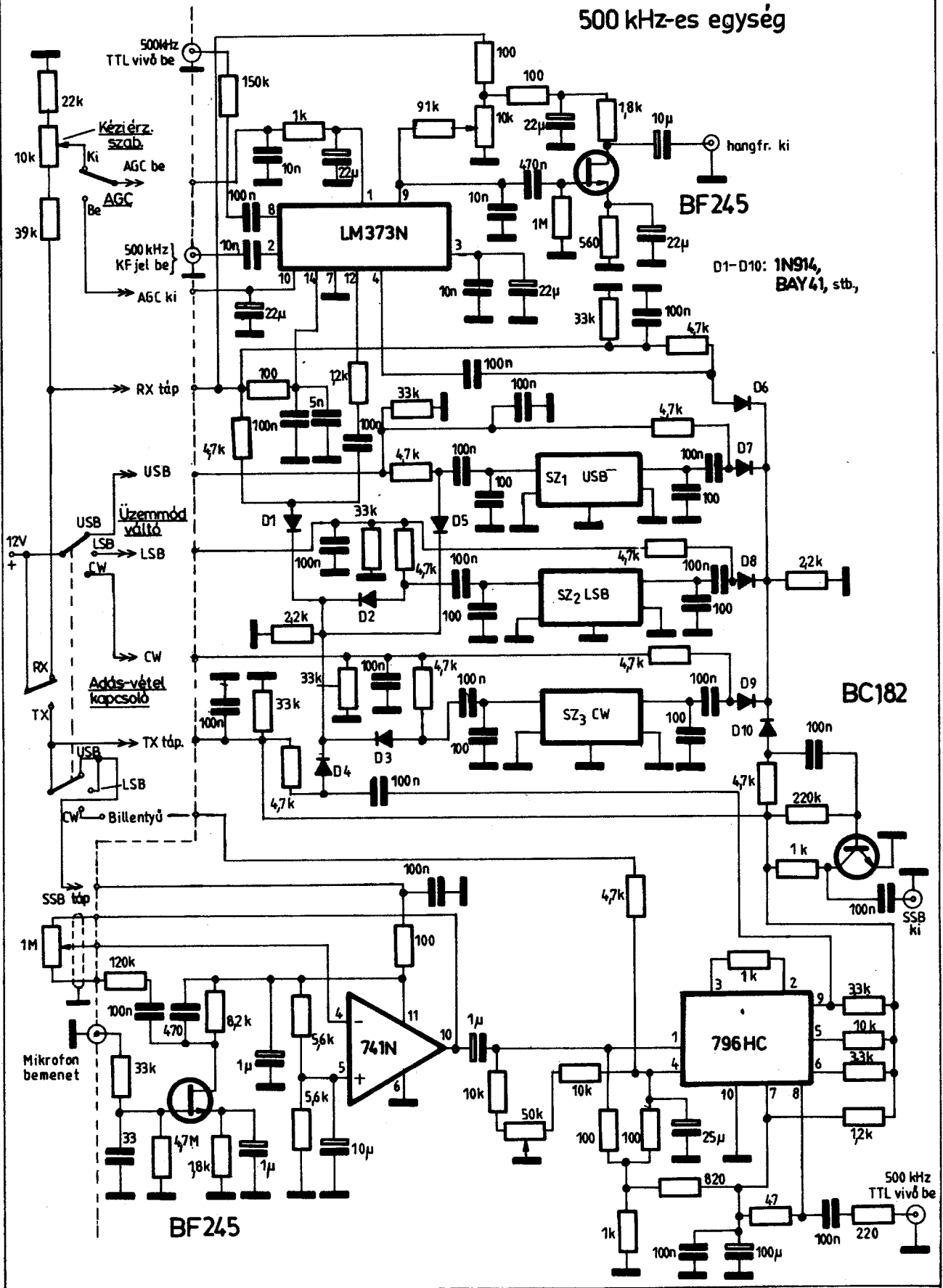
$$R_{osztó 2} = \frac{2,5 \text{ V} \cdot 47 \Omega}{0,4 \text{ V}} - 47 \Omega = 246 \Omega \rightarrow 220 \Omega$$

A moduláló jelet az alsó differenciálerősítő bemenetére csatlakoztatjuk. Ezt a bemenetet a külső ellenállások néhány száz ohmra állítják be, és itt történik a vivőkielegyenlítés is az ütköztetett 50 kΩ-os potenciométerrel. Ha valamelyik bemenet egyenfeszültségű szintjét megemeljük, a vivőhullám megjelenik a kimeneten. Ezt a lehetőséget táviró üzemből használjuk ki, amikor nem adunk moduláló hangfrekvenciás jelet az integrált áramkörre, hanem a 4-es hideg pontot egy ellenálláson

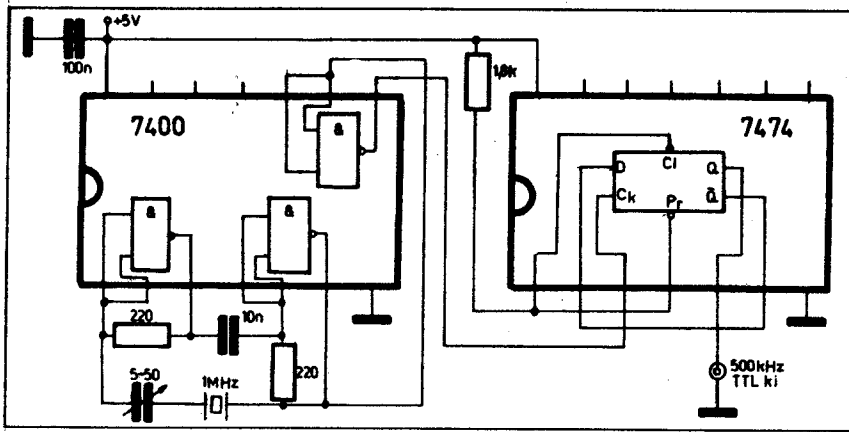


5. ábra. DSB-modulátor 796HC-vel

500 kHz-es egység



6. ábra. 500 kHz-es adó-vevő egység kapcsolási rajza



7. ábra. 1 MHz-es kristályoszillátor és frekvenciafelező TTL digitális áramkörrel

keresztül a tápfeszültségre kötjük. Ennek értékét kísérletileg állítottam be, ha túl nagy ellenállást tettem be, a kimeneti vevő amplitúdója kevésnek bizonyult, kis ellenállás alkalmazásakor pedig billentyűzésekor lebegett a kimenő szint. Végül 4,7 k Ω -mal állt be a stabil működés.

Az R_L értékének meghatározásakor a szűrőegységet kellett ismét figyelembe venni. A katalógus 3 k Ω körüli ellenállást ajánl erre a helyre, és ez az érték a szűrő lezárása szempontjából is megfelelő. Ahhoz, hogy a 3 k Ω -os terhelőellenállással a modulátor

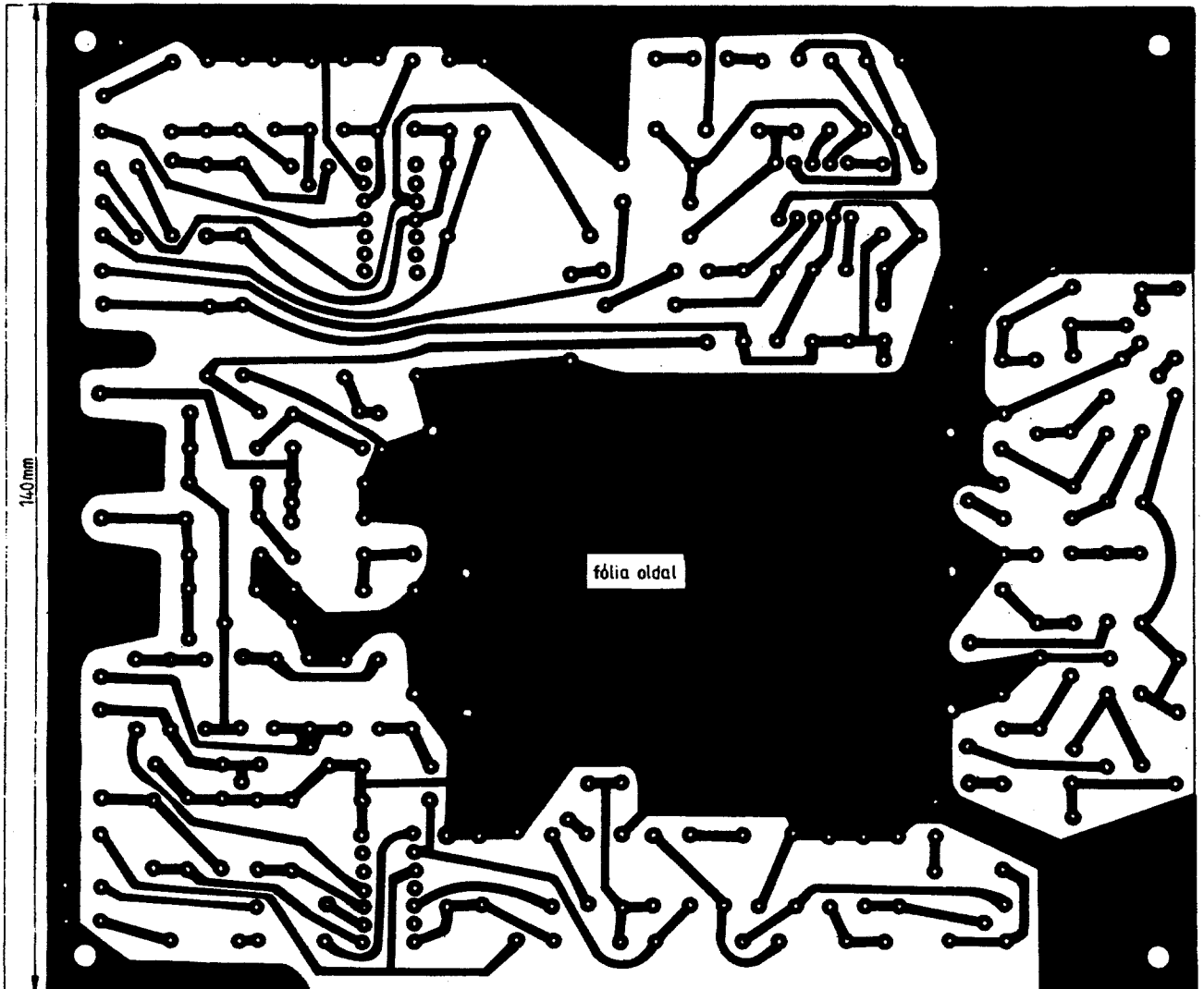
kb. 10 dB-t erősítsen, az R_e értékéhez 1 k Ω -ot ajánlanak a gyártók.

Az 500 kHz-es egység felépítése

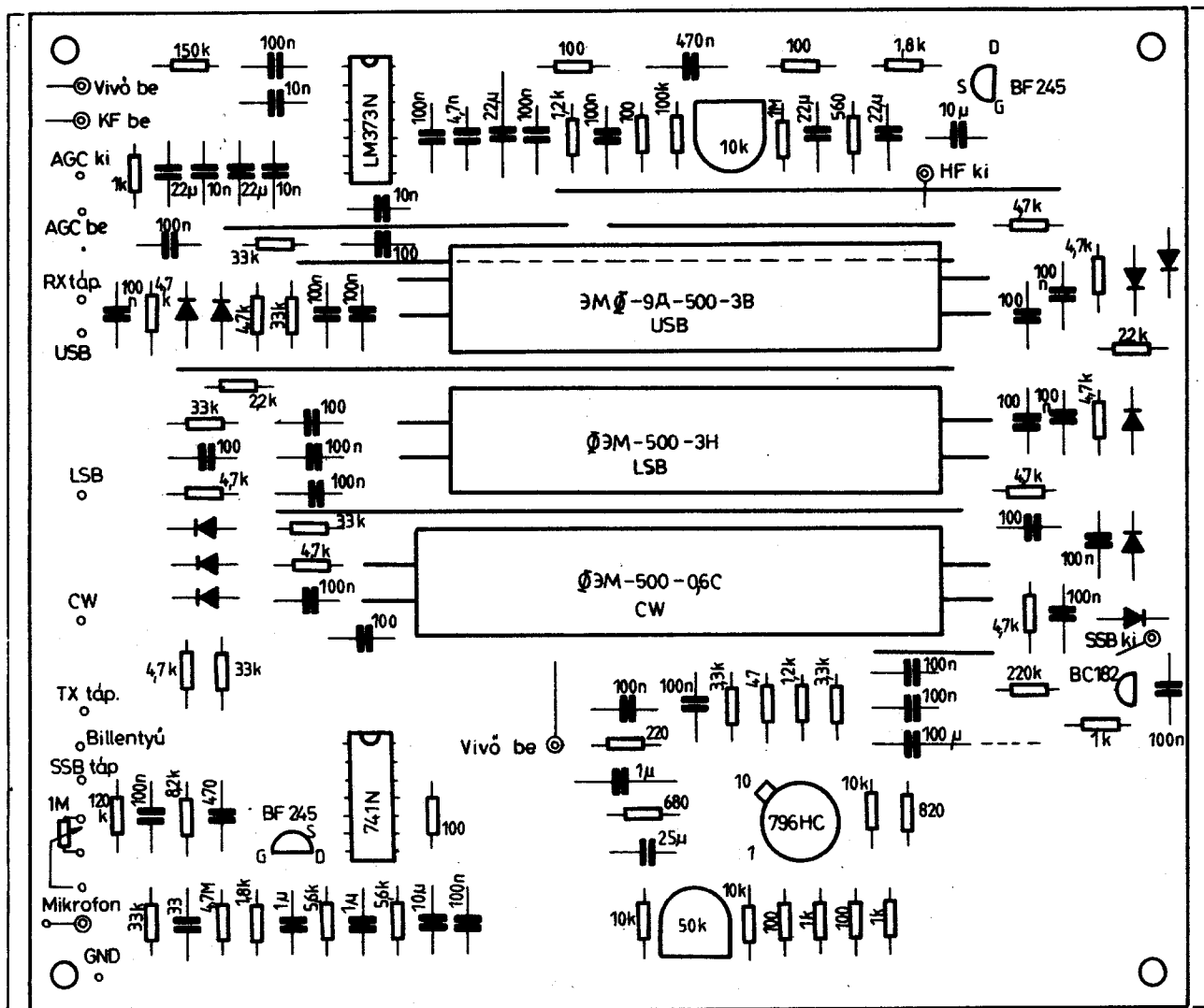
A részegységek kipróbálása után sor kerülhetett a teljes áramkör összeállítására (6. ábra). A szaggatott vonallal jelzett résztől balra található alkatrészek a készülék előlapjára kerülnek.

SSB-adás üzemmódban a mikrofon jele egy nagy bemenő ellenállású FET-es erősítőre jut, amely egy integrált áramkörös műveleti erősítőt hajt meg. Ennek erősítését az előlapon elhelyezett 1 M Ω -os potenciométerrel lehet tág határok között változtatni. A nagy bemenő ellenállás és nagy erősítés következtében tetszőleges típusú mikrofonról üzemképes a fokozat.

A hangfrekvenciás jel a műveleti erősítő kimenetéről a 796 kishomos moduláló bemenetére érkezik, s az előálló DSB jel a szűrőválasztó fokozatra kerül. A szűrő további vevőelnyomást végez, és a megfelelő oldalsávot áttereszte az immár SSB jel a BC182 bázisára jut. Ennek a tranzisztor-



8. ábra. Az 500 kHz-es adó-vevő egység nyomtatott-áramköri rajza



9. ábra. Az 500 kHz-es adó-vevő egység beültetési rajza

nak a kollektorán voltos nagyságrendűre erősített SSB jelet kapunk.

Táviró üzemmódban a mikrofonerősítő nem kap tápfeszültséget. A billentyűvel egyenfeszültséget juttatunk a modulátor jelműködésére, a már ismertetett módon. A távirósűrűt adás üzemmódban is működtetjük, kimenetéről szinuszos jel kerül az SSB-vel jelzett kimenetre, és segítségével a négyszög alakú vivó harmonikusai is megfelelő csillapítást szenvednek.

Vétel üzemmódban az RX-TX kapcsolóval válthatunk át. Ekkor tápfeszültség kerül az LM373-ra és az azt követő FET-es hangfrekvenciás erősítőre. Ugyanakkor a szűrők is a vevőághoz kapcsolódnak. A FET-es erősítő néhány száz millivolts demodulált hangfrekvenciás jelet szolgáltat, amellyel már például egy integrált áramkörös hangfrekvenciás végerősítőt (TBA810-et) kellőképpen kivezélhetünk. Innen vihetjük a jelet a készülék S-mérőjéhez is.

A vivó előállítására csak kapcsolási rajzot ismertetek példaként (7. ábra), hiszen különféle kristályoszillátorokat és frekvenciaosztó áramköröket bőségesen talál-

hatunk a Rádiótechnika korábbi számaiban. Az oszcillátort valamint a kiegészítő áramköröit mindenképpen külön panelre célszerű építeni, mert az „egymásra szórások” miatt nem szerencsés a digitális és analóg fokozatok egy helyre telepítése. Ezért a digitális panelről érkező vivót árnyékolt kábellel csatlakoztassuk az 500 kHz-es egységhez.

A 8. ábrán az áramkör nyomtatott fólia rajza látható, a beültetést a 9. ábra szerint kell elvégezni. Mivel egyoldalasan foliázott lemezt használtam, néhány átkötést kellett a beültetés felől beépíteni a jelzett módon. Igyekeztem a legtöbb kivezetést a panel egyik szélére telepíteni, így a huzalozás esztétikusan végezhető el. A panel felőli részére egyetlen átkötés került, egy árnyékolt kábellel a vivó jelet juttatjuk az adó oldali részhez.

Beültetés után azonnal működőképes az áramkör, csupán a vivókiegénylítő potenciométert, és az AGC küszöböt szabályozó 10 kΩ-os trimmert kell megfelelően beállítani.

Fizesse elő

a

RÁDIÓTECHNIKÁT!

Oktat,

nevel,

szórakoztat.

CW/SSB adó-vevő készülék 80 méterre

Kollár Ernő HA5DB

A Rádiótechnika folyóirat 1982. évi márciusi számától kezdődően került néhány folytatásban közlésre az RT-QRP adó-vevő készülék.

A készülék kiállta a gyakorlati próbákat. Az alkalmazott áramköri megoldással a vevő KF-szűrő átviteli görbéjének kedvező az oldalmeredeksége és az ezáltal nyert egyszerűes jelvétele készített arra, hogy kísérleteket végezzünk egy ilyen alacsony frekvenciás (465 kHz) keramikusszűrő elemekből felépített SSB generátor egység elkészítésére. A készülék többi műszaki adatai is lehetővé tették ezt, hiszen a vevő érzékenysége igen jó, az alkalmazott kétszeresen kiegyenlített vevőkeverő áramkör a nagy dinamikatartománya következtében jól viseli el a nagy szintű bemenő jeleket, valamint a VFO frekvencia-stabilitása is elfogadható. Továbbá a kísérletek mellett szólt még az is, hogy az átalakítás viszonylag könnyen elvégezhető a BFO panel cseréjével (helyére az SSB generátor egység kerül), valamint az adó végerősítő fokozatának lineáris üzemre történő beállításával. Igaz, hátrányként kell megemlíteni azt, hogy külön vevő- és külön adószűrőt alkalmazunk (ez egyszerűbbé tette az átalakítást).

A kísérletek kedvező eredménnyel jártak. Az átalakított készülékkel közel 300QSO-t

létesítettünk, a kapott riportok igen biztatóak voltak. A QRP teljesítmény ellenére számos OK-OE és HA állomás adott 59-es riportot. Természetesen az esti órákban az állomások a gyengébb riport mellé még a QRM-et is adták.

Elvi működés

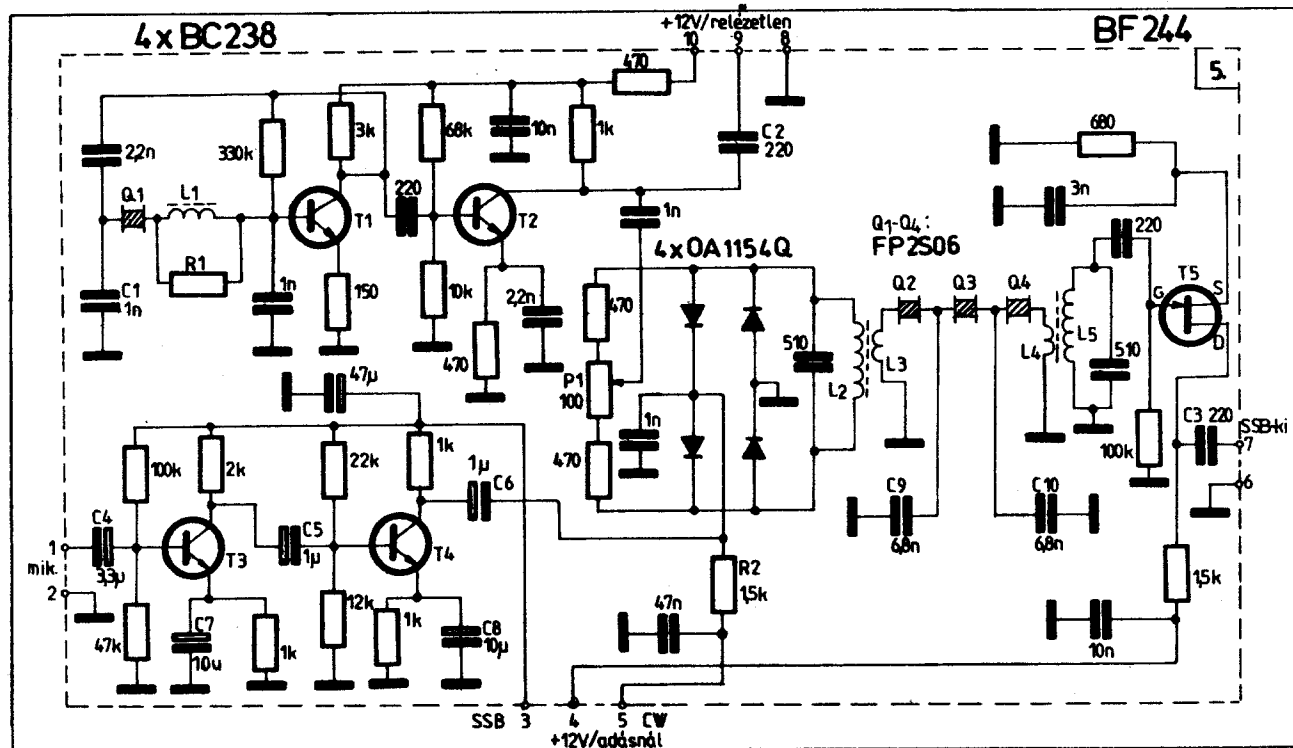
Az átalakítással a készülék főbb műszaki adatai nem változtak meg. Az adó az SSB generátor egység beszerelése után CW üzemmóddal mellett egy üzemmóddal tolokapcsoló segítségével SSB üzemmódban is működtethető. Az eredeti RT-QRP adó-vevő készülék leírását és működését ismertnek tekintjük, így itt csak azokat az egységeket ismertetjük, amelyeken valamilyen módosítást kellett végrehajtani, illetve az újlag beépítésre került SSB-generátort.

Az SSB generátor kapcsolási rajza az 1. ábrán látható. A T_1 -gyel megépített vévő-oszcillátor gyakorlatilag megegyezik a BFO oszcillátorral. A stabilitás növelése érdekében a T_1 emittére nincsen hűtítve és egy erősítő fokozattal (T_2) biztosítjuk a szükséges szintű vivőjelet. A C_2 -es kondenzátoron keresztül jut el a BFO-jel a

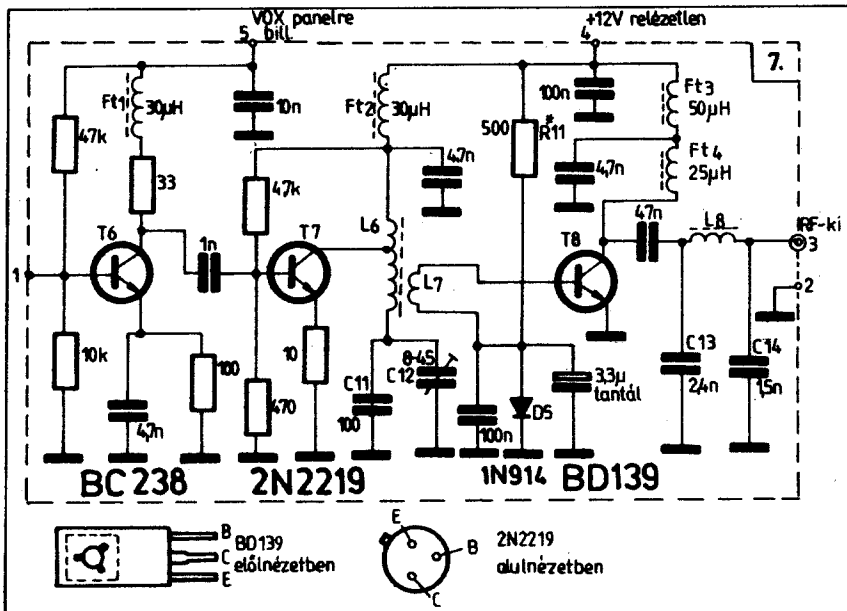
produkt-detektorra, illetve az 1 nF-os kondenzátoron keresztül a balansz-modulátorra. A balansz-modulátort 4 db összeválogatott OA1154Q germanium dióda alkotja. A vivő elnyomására a P_1 trimmerpotenciométer szolgál. Táviró állásban az 5-ös pont +12 V-os feszültséget kap, amelynek hatására a kiegyenlítés felborul és a vivő megjelenik a balanszmodulátor után. Az R_2 értékének megválasztásával állítható be az ún. CW-szint.

A modulátor egy egyszerű kétfokozatú erősítóből áll (T_3 és T_4). Csatoló elemei úgy vannak megválasztva, hogy az alacsonyfrekvenciás átvitele korlátozott legyen, amelynek fontos jelentősége van a nem kívánatos oldalsáv csökkentésében. A DX-132-es típusú japán gyártmányú dinamikus kapcsolós mikrofont alkalmazunk, amely a C_6 -os kondenzátoron mérve 300–350 mV-os hangfrekvenciás jelet ad normál beszédhangoknál. A mikrofon-bemenetre jutó nagyfrekvenciás jeleket egy hűtítve kondenzátor szűnteti meg (5. ábrán látható). A modulátor erősítő csak SSB üzemmódban kap tápfeszültséget.

Az SSB generátor „lelkét” a 3 db keramikusszűrő elemből összeállított létraszűrő képezi. A sávzélessége –3 dB-es pontok között 2,4 kHz, a –40 dB-es pontok

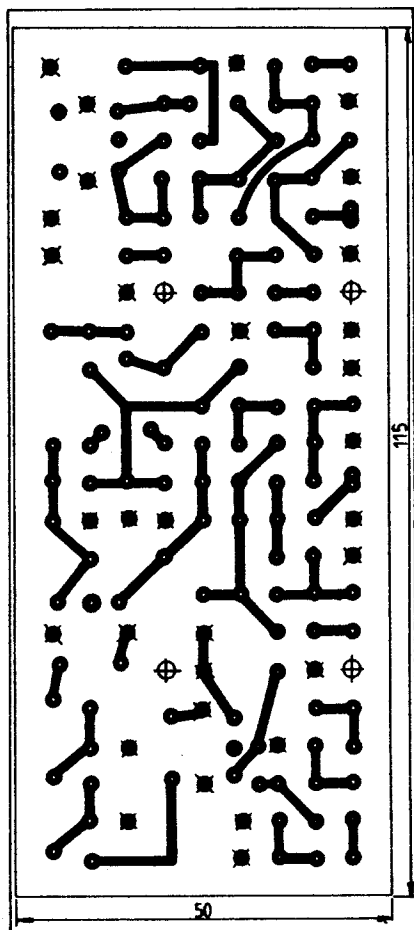


1. ábra. Az SSB generátor egység kapcsolási rajza. L_1 – Sokol, vagy Belson zsebrádió KF tekerce. (Sokol KF-nél a C_1 1 nF, Belson KF-nél a C_1 2,2 nF.) R_1 –3–6,8 kohm között, kísérletileg megállapítani. L_2 – Sokol vagy Belson zsebrádió KF tekerce. (Lásd a szövegben!) L_3 – az L_2 csatlakozó tekerce. L_4 – az L_5 csatlakozó tekerce. L_5 – a Sokol vagy a Belson zsebrádió (fehér vagy piros szintjelzéssel ellátott) KF tekerce



2. ábra. Az adó végerősítő fokozat módosított kapcsolási rajza

között pedig 8,2 kHz. Az oldalsáv-elynyomás 1 kHz-nél mérve -30...-35 dB, amely elfogadható értékű. A vivő helyének



3. ábra. Az SSB generátor egység nyomtatott áramkört rajza

megválasztása kritikus volt. Beállításakor arra törekedtünk, hogy az oldalsáv-elynyomás lehetőség szerint elfogadható legyen, de ugyanakkor a CW-szint is megfelelő legyen, valamint a modulációt se érje kifogás a túlzottan sok magas hangért. A vivő frekvenciáját 464,2 kHz-re állítottuk. Ez a kompromisszumos érték mind adás, mind vétel oldalon megfelelőnek bizonyult. A gyakorlatban a nem kívánt oldalsávot még a közeli állomások sem értékék.

A szűrő beiktatási csillapítása nagy. Ezért kellett viszonylag nagyobb szintekkel dolgozni. Az SSB-jel, illetve távirón a vivő a C₂-as kondenzátoron keresztül megy az adókeverőre. Vétel állásban a T₅ és az adókeverő sem kap tápfeszültséget, mégis az „átszivárgó” vivő és a VFO-jele, a keverő fokozat félvezető elemeiben, mint diódás keverő előállítják az üzemi jelet. Ez a vevő érzékenységét „leülteti”. Ennek megakadályozására kellett az adókeverő egyik bemeneti pontját 150–300 pF közötti kondenzátorral hidegíteni (5. ábrán látható).

Az adókeverő fokozat megfelelő működésű, így a fokozat nem igényel módosítást (utánhangolást sem). Azonban az adó végerősítő fokozatában a T₇-es meghajtó és a T₈-as végerősítő tranzisztor munkapontjait a lineáris üzem következtében közel „AB”-osztályú üzembe kellett állítanunk.

Az adó végerősítő fokozat módosított rajza a 2. ábrán látható. A T₇-es meghajtó tranzisztor kollektoráram-felvétele 8–10 mA, a T₈ végerősítő tranzisztornál 15–20 mA között van. Utóbbi nyugalmi áramát a bázisosztó ellenállásának óvatos változtatásával állítottuk be. A nyitóirányba kapcsolt dióda (D₅) vezérléskor a végerősítő tranzisztor munkapontját stabilizálja. A meghajtó tranzisztor stabilitásán javítottunk az emittert hidegítő kondenzátor elhagyásával. Most, hogy a fokozatok „AB”-osztályú beállításban dolgoznak, a meghajtó tranzisztor közel az üzemi frek-

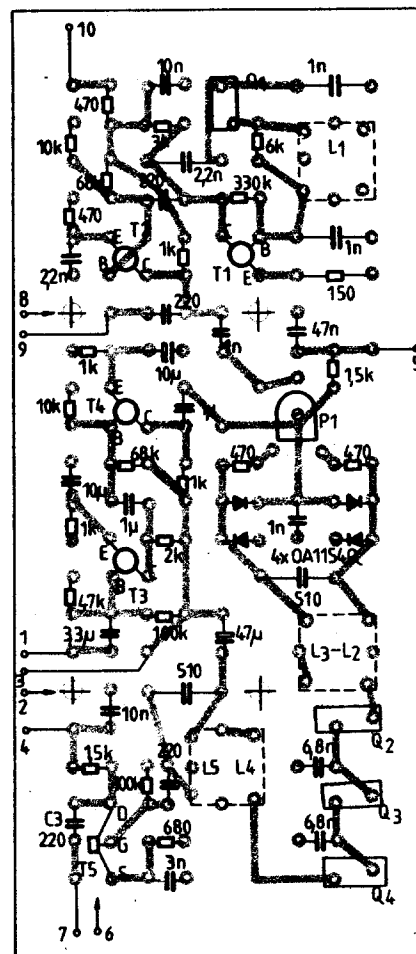
enciához hajlamos volt a gerjedésre. Előfordulhat, hogy az L₇ csatoló tekercs végeit fel kell cserélni. A módosítással a végfokozat bemenő teljesítménye nem változott meg. CW-n 4–500 mA, SSB-n csúcsokban éri el az 500 mA-t.

A CW-VOX áramkörben csak kisebb módosítást kellett végrehajtanunk. A panelon lévő átkötést kellett megszüntetni és az 5. ábrán látható huzalozási rajz szerint bekötni. Az üzemmód-kapcsoló SSB-állásban az önhanggenerátor nem kap tápfeszültséget.

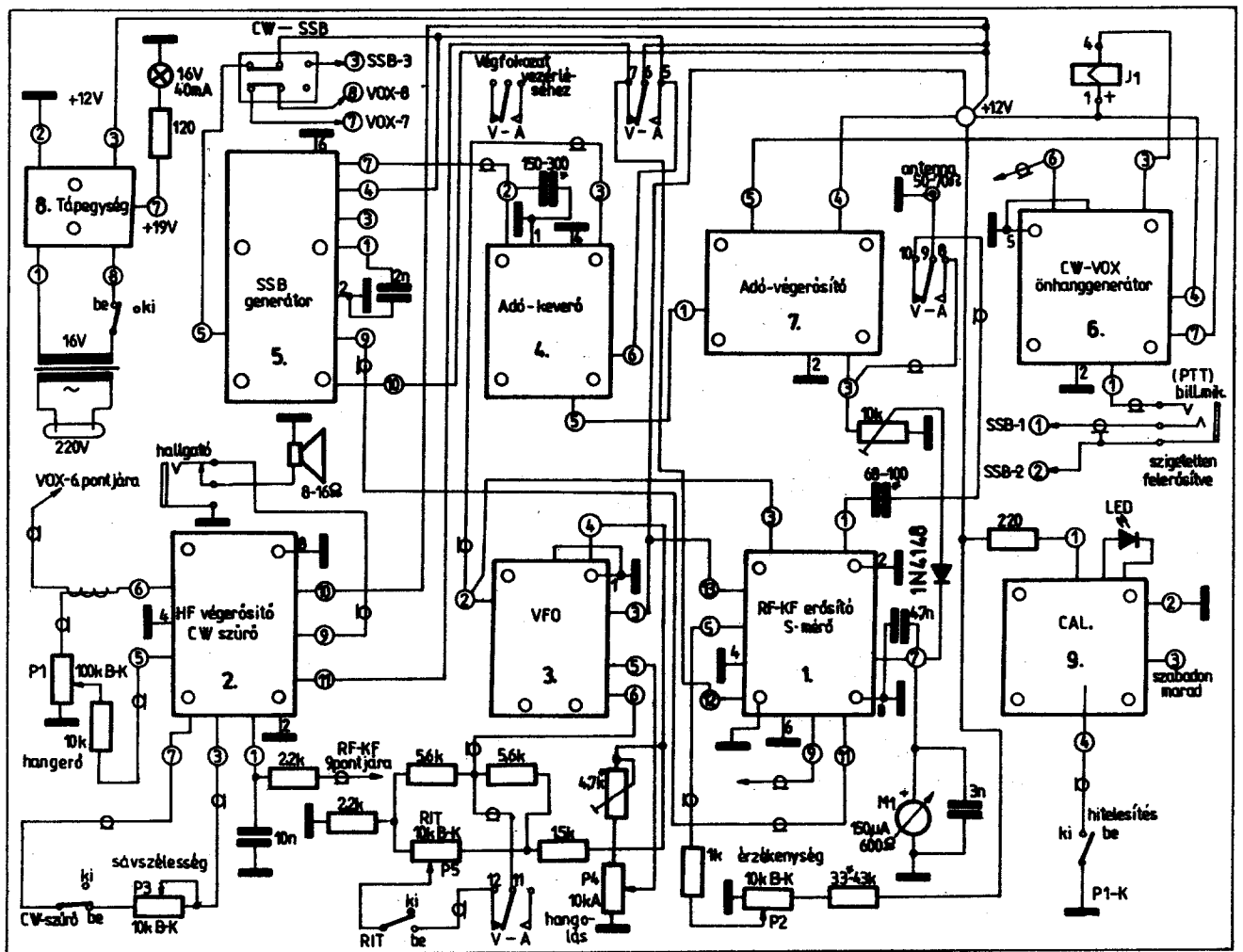
Gyakorlati kivitelezés

Az SSB generátor nyomtatott áramkört rajza a 3. ábrán, az alkatrész-beültetési rajz a 4. ábrán látható.

A generátor nyomtatott áramköre kétoldalt fóliázott lemezre készült. Az x-szel jelzett pontok az alkatrész felőli oldalon vannak forrasztva, viszont a többi forrasztási pont helyét az alkatrész felőli oldalról ki kell sülyeszteni, hogy az alkatrészek szárai ne érintkezzenek az árnyékolást és földpotenciált biztosító fóliával.



4. ábra. Az SSB generátor egység alkatrész-beültetési rajza



5. ábra. Az egyes panelek összekapcsolásának rajza

Az alkatrészeket állítva szereljük, a lehető legrövidebb kivezetésekkel. A C_6 -os kondenzátor lehetőleg minél jobb minőségű legyen (pl. tantál). Az első szivárgása esetén a kiegyenlítést nem lehet elvégezni, illetve gyakori utánállítást igényelhet. Amennyiben a vivőelnyomást nem tudnánk megfelelő értékűre beállítani a P_1 -gyel, úgy a kiegyenlítést javíthatják a diódák „meleg” pontjaira és a föld felé kapcsolt 15–20 pF-es kondenzátorok.

Az L_2 – L_3 tekercs a Belson zsebrádió fekete színjelzésű KF tekercse. Ennek helyére csak olyan KF trafó használható, amelynek csatoló tekercse nagyobb menetszámú. Az áttétel lehetőleg 2:1 vagy a 3:1-hez legyen. Elfogadható a 455–465 kHz-es KF-fel működő zsebrádiók „utolsó” KF tekercsei is, amelyek az AM-demodulátor diódákra csatlakoznak. A Q_2 – Q_3 – Q_4 (FP 2S06) keramikum szű-

rőelemek nem lettek válogatva. Egy megadott mérőkapcsolásban berezgetve a szűrőket nagyon kevés volt a szórásuk. A két szélső érték közti különbség 450 Hz volt.

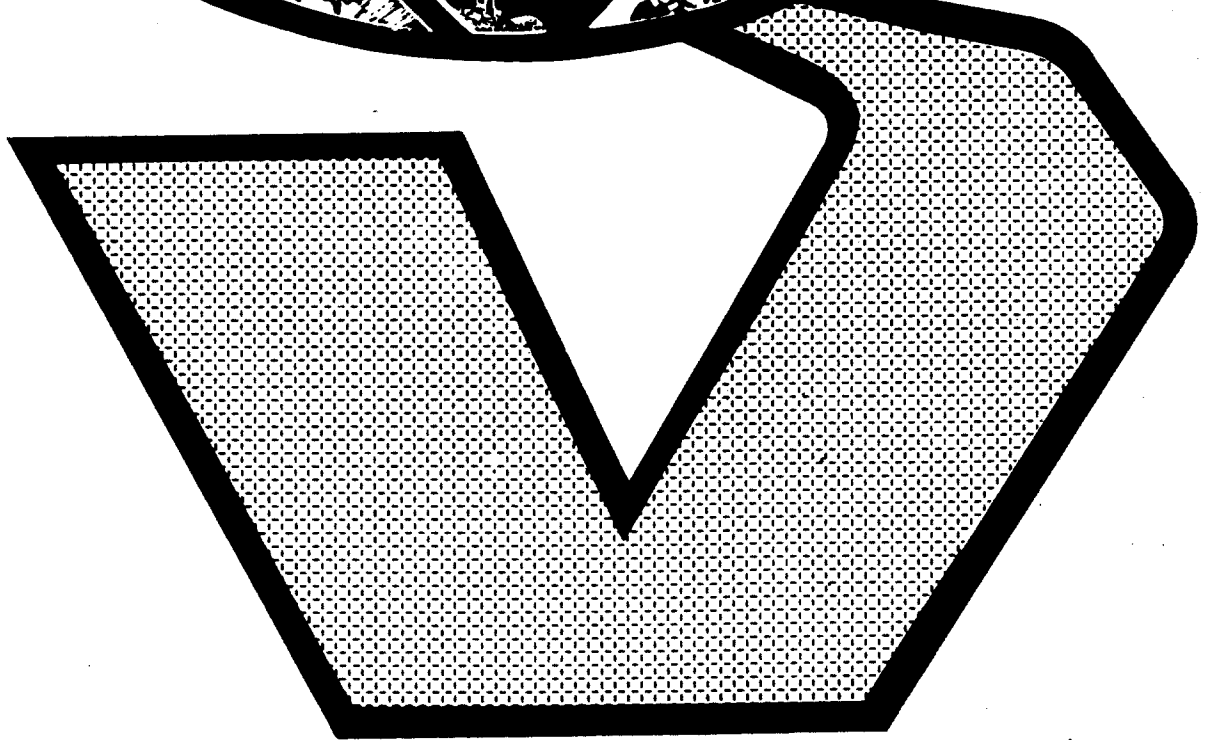
Az adó végerősítő fokozatában történt módosításokat az eredeti panelon végezzük el. Mindössze három furatot kell fúrni a három alkatrész egy-egy végének a testpotenciálra való forrasztásához. A többi vég összeforrasztása után elég stabil pontot kapunk ahhoz, hogy a csatoló tekercs föld felőli végét és a munkapont-beállító ellenállás egyik szarát odaforrasztjuk. A másik szára a 4-es pontra kerül. A meghajtott fokozat rezgőkörre utánhangolást igényel. A C_{11} értékét 30 pF-dal megnöveljük, hogy ismét rezonanciában legyen a rezgőkör.

A panelek összekapcsolási rajza az 5. ábrán látható. A nagyfrekvenciás pontok összekapcsolásához koaxiális kábelt, ros-

szabb esetben árnyékolt kábelt használjunk. Az újlag beszerelésre kerülő két-áramkörös tolékapcsolót (üzemmód-kapcsoló) a VFO forgatógombja alá szereljük, egy síkba az alul elhelyezkedő kezelőgombokkal. A billentyű csatlakozó-hüvelyét sztereó (3 pontos) csatlakozóra cseréljük ki, és az előlaptól elszigetelve szereljük fel. Különböző modulációkban kellemetlen „brumm” keletkezik. A VOX-vezeték földpontját is forrasztjuk le erről a pontról. SSB üzemmódban a mikrofon csatlakozójával (PTT), távirón a VOX áramkör működtetésével kapcsolhatunk adásra.

Az átalakítás elősegítése érdekében a Budapesti Rádióklub az SSB generátor egység nyomtatott áramköri paneljét több példányban elkészítette, és azt díjmentesen az érdeklődő, a QRP-t kedvelő rádióamatőrök rendelkezésére bocsátja.

ország



világ

Digitális skála és frekvenciamérő

Bassó Andor HASNM

„Digit vagy nem digit”

Az utóbbi 10 évben a gyárilag előállított „komolyabb” amatőr célú adó-vevők beépített – vagy külön csatlakoztatható – egysége az elektronikus, digitális kijelzésű skála. Az ilyen készülékeken nemritkán megtalálható emellett a hagyományos mechanikus skála is (analóg kijelzés). Így a vett, illetve kisugárzott jelek frekvenciáját – egy berendezésen – kétféle módon is leolvashatjuk. Tanulmányozva néhány árjegyzéket, kiderül, hogy a kétféle kivitelben gyártott (analóg és/vagy digitális skálával szerelt) készülékek áraiban az elektronikus skála kb. +17...25%-os árkülönbséget jelent. Eszerint igencsak meg kell fizetni e korszerű és pontos frekvencia-kijelzést.

Egy QSO közben legtöbbször nem érdekel bennünket különösebben a *pontos frekvencia*, amelyen dolgozunk, csak annyiban vagyunk kíváncsiak erre, hogy az adott amatőrsávon *belül*, és az üzemmódnak megfelelő szegmensben forgalmazunk. Tehát a sávszélektől néhány kHz-cel beljebb megfelelő céljainknak egy akár 5–10 kHz-es beosztású hagyományos skála is, ami gondos kivittel amatőr körülmények között is elkészíthető.

Vajon ezeket figyelembe véve luxusnak tekinthetjük-e a digitális frekvencia-kijelzést egy amatőr célú berendezésben? – Nem!

Gondoljunk csak végig a problémát. A rádióamatőr forgalmazás egyik – mondhatni legfontosabb – műszaki követelménye, hogy a sávhatárokon kívül ne sugározzunk ki jeleket. A sávon kívüli forgalmazás súlyos szabálysértésnek számít, ami esetleg az adóengedély visszavonását is maga után vonhatja. Ezt elkerülendő építenek be a készülékekbe ún. kvarckalibrátort, amivel a mechanikus skála a sávhatárokon (és még többnyire néhány ponton a sávon belül) hitelesíthető. A gyakorlatban ez a skálahitelesítés általában a forgalmazás megkezdése előtt – a készülék bemelegedése után – szokott megtörténni. De a berendezés frekvenciája a néhány óras QSO-zás közben is csúszhat. Arról már nem is beszélve, hogy mikor volt utoljára hitelesítve a hitelesítő kvarcoszcillátor frekvenciája. (Hi!) Sajnos erre bizony igen kevesen fordítanak gondot, mondván: kristály van benne, tehát pontos. Pedig ez nem így van! Az alkatrészek – a kristály is – öregednek, jellemzőik megváltoznak. Ha egy 100 kHz-es kvarccal működő hitelesítő oszcillátor frekvenciája csak 1 Hz-cel tér el a névleges értéktől (és ezt nem nehéz „elérni”), akkor ez a 10 m-es sáv esetében már 280 Hz-es nagyságú tévedésre ad alkalmat. Ezért tehát még a gyári készülékeknel is időnként nem ártana ellenőrizni a markergenerátor pontosságát! (Szomorú

példa erre az a kísérlet, amelyet a közel-múltban végeztem. Több kollektív állomás operátorát megkértem a sávban – 80 m-en –, hogy *skálahitelesítés után* adjon vivót 3600 kHz-en. Így a skálahiba stb. kiesett. Az eredmény elkéserítő volt, annak ellenére, hogy mindenki igen segítőkész volt a kísérletnél. 3598...3603 kHz között szórta a „hiteles frekvenciák”. Hiába, az FT 250-esek is lassan már tízévesek, legtöbbszörre ráférne már egy komoly utánhangolás – persze nem házilag! Nagy „bátorság” kell ilyen hitelesítési lehetőség mellett kimereszkedni, mondjuk a CW-DX sávok külső széleire!)

Tételezzük fel, hogy a markergenerátorunk pontos és gondosan hitelesítettünk. Azonban megtörténhet, hogy forgalmazás közben meghibásodik a készülék valamelyik oszcillátora vagy a VFO forgó lesz kontakthibás. Vételkor még csak észleljük az ilyen hibát, de adásnál csak a partnerállomás figyelmeztetéséből tudjuk meg, valamilyen probléma van a rig-gel. Az ilyen jellegű hibákat bizony nem tudjuk leolvasni a hagyományos, mechanikus skálákról. Az elektronikus skála viszont a mindenkori pontos üzemi frekvencián kívül – a sűrűn változó értékekkel – azt is kijelzi, hogy vigyázzunk, baj van a berendezéssel.

Azt hiszem, több érv nem nagyon szükséges annak bizonyítására: a digitális skála megéri a nagyobb anyagi vagy munkaráfordítást. Különösen nem, ha megoldhatatlan – problémát jelent saját készítésű berendezés esetén a megfelelő, kotyogásmentes, fogaskerekek vagy finommeghajtó mechanika beszerzése, elkészítése. Azt hiszem, hogy az amatőrök többségének lehetőségei (ill. lelkivilága. Hi!) közelebb áll-

nak egy elektronikus skála megépítéséhez, mint egy komoly és megbízható mechanikus áttétel elkészítéséhez.

A következőkben egy saját készítésű rövidhullámú adó-vevőben alkalmazott digitális skála leírását közlöm, mely alkalmas frekvenciamérő céljára is.

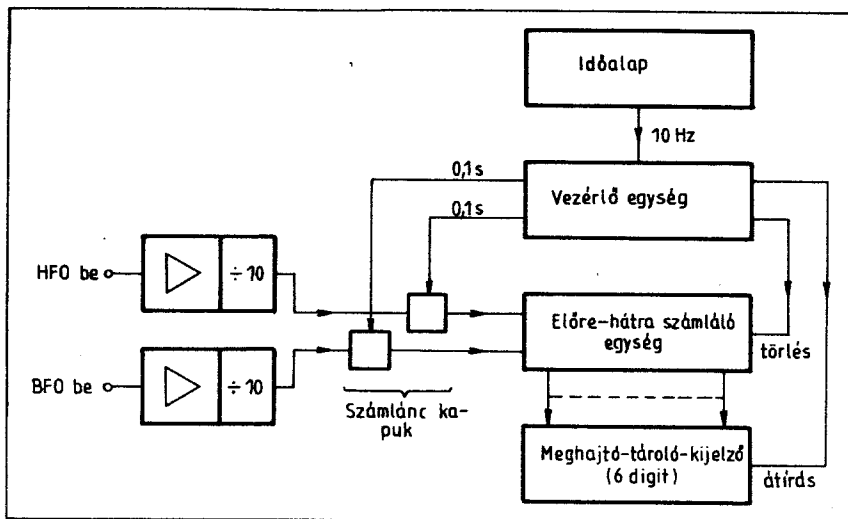
Elvi működés

A skála *csak felső keverést* használó transceiverhez készült. A két bemenetre az adó-vevő HFO-jának és BFO-jának jelét kell vezetni. A kijelzőn mindig e két frekvencia különbsége, tehát a mindenkori adási, ill. vételi frekvencia jelenik meg. Mindkét bemenet érzékenysége 100 mV alatti. A HFO bemenet 50...60 MHz-ig, a BFO bemenet kb. 15 MHz-ig képes feldolgozni a jeleket.

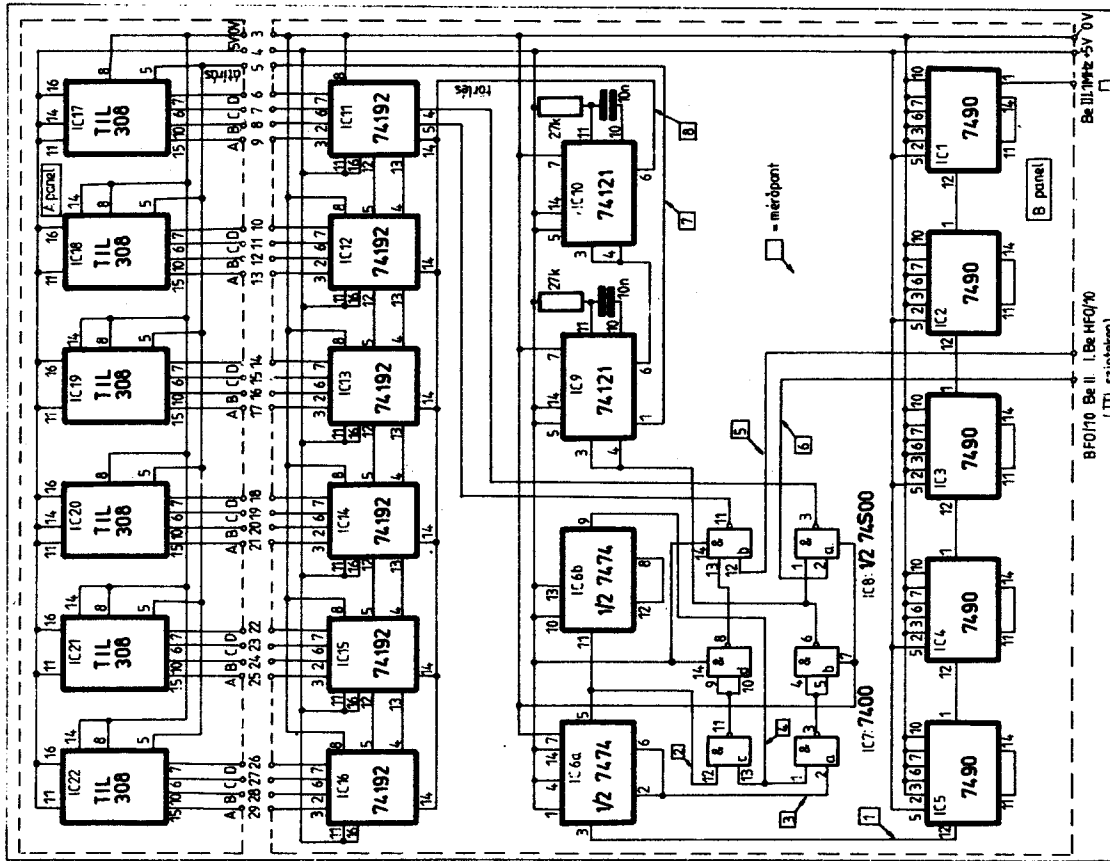
A kijelzés 6 számjegyű, hétszegmenses LED kijelzőkkel történik. Az utolsó értékes számjegy a 100 Hz-eket jelzi. Ennél finomabb felbontást transceiverben nem érdemes használni, de természetesen nélküli időalap alkalmazása esetén ez értelmetlen is volna.

Az 1. ábra az elektronikus skála blokk-sémáját mutatja.

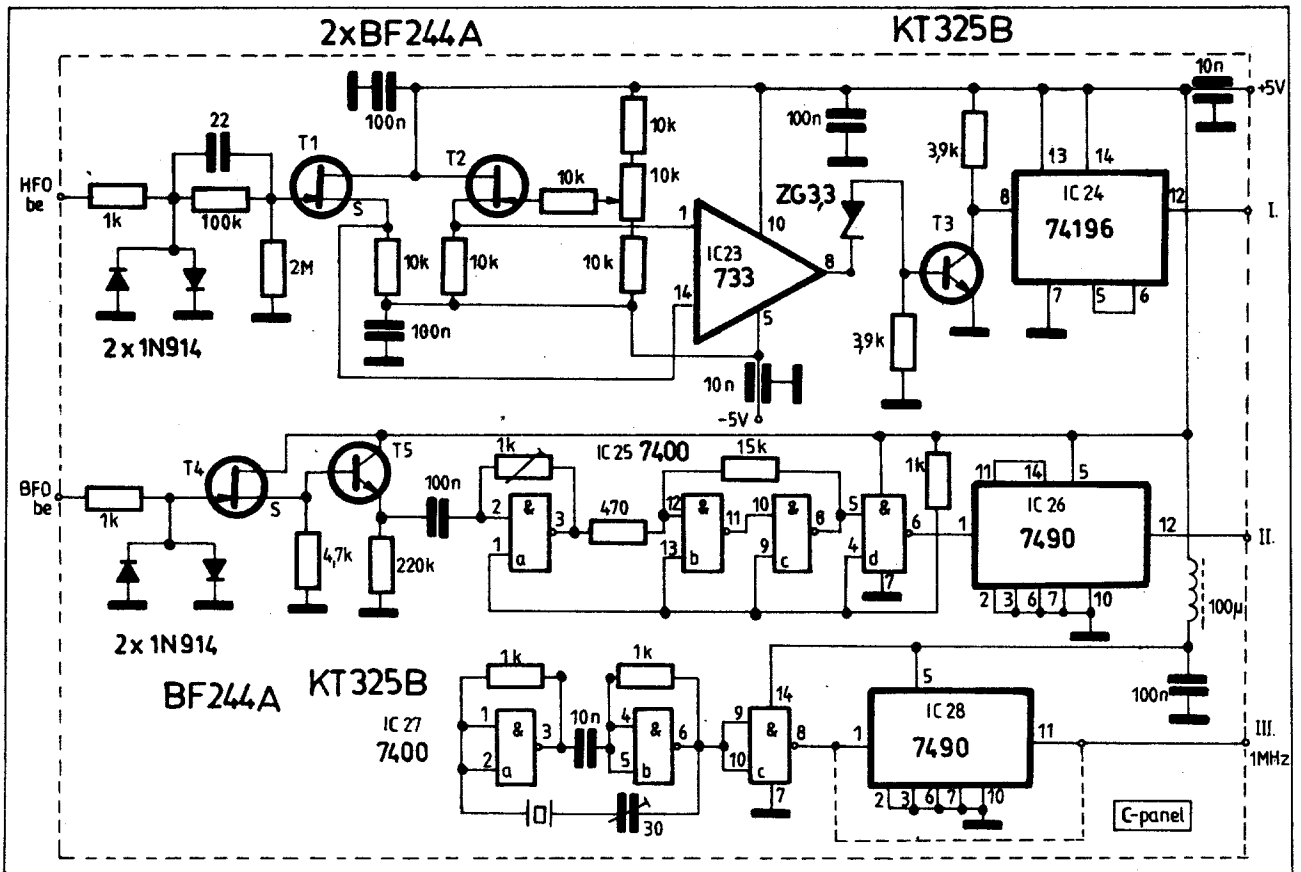
A bemenetre kerülő oszcillátorjeleket, külön-külön TTL szintre felerősítve és formálva, egy-egy tízes osztóra vezetjük. A leosztott jelek az előre-hátra számláló lánc bemeneti kapuira kerülnek. E kapuk a számlálók megfelelő bemeneteit vezérlik úgy, hogy először a HFO-ról érkező impulzusokat előre számláljuk, majd a BFO frekvenciáját ebből az értékből visszaszámláljuk (kivonjuk). A kapuidő mindkét irányú számláláskor 0,1 sec. Így a számlá-



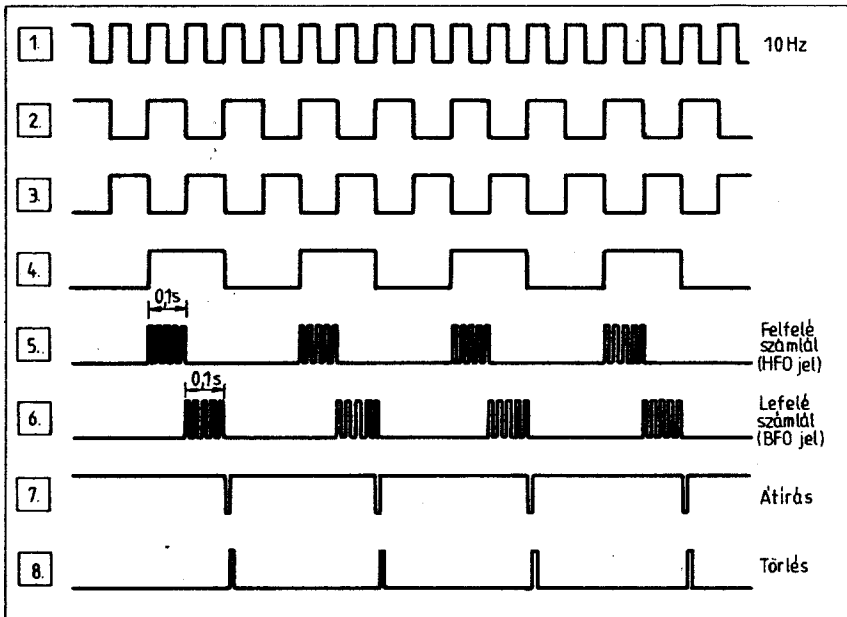
1. ábra. Az elektronikus skála tömbvázlata



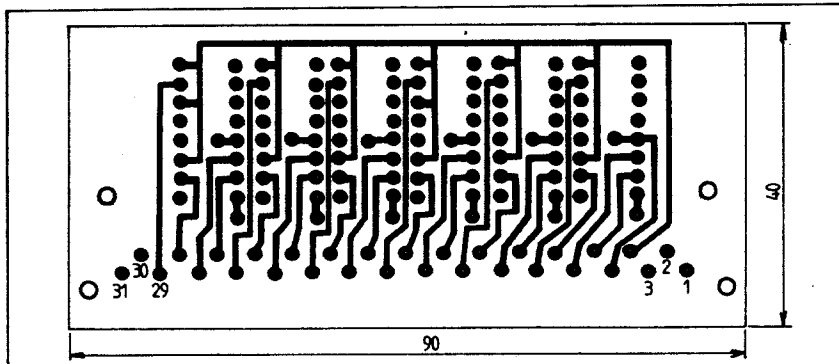
2. ábra. Az elektronikus skála kijelző egységének, számlálóláncának és a vezérlőegységnek kapcsolási rajza. A szaggatott kerethen lévő áramkörök egy-egy nyomtatott áramkörtí lapon lettek elhelyezve



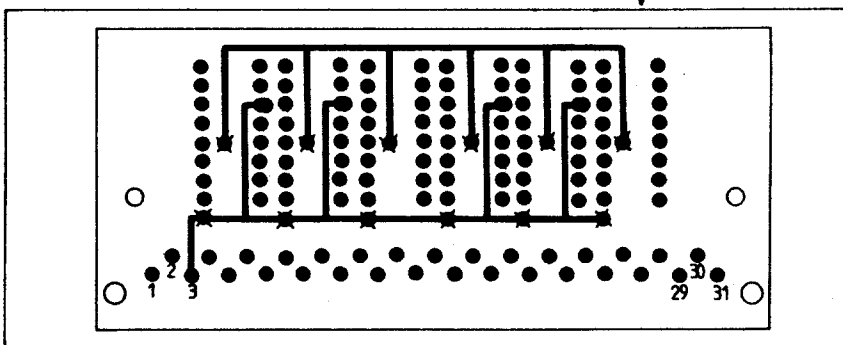
3. ábra. A bemeneti erősítők és a kristályoszillátor kapcsolási rajza. Ha csak frekvenciamérőként használjuk a skálát, akkor a mérendő frekvenciát a HFO-bemenetre kell csatlakoztatni



4. ábra. A 2. ábra mérőpontjain mérhető impulzusok diagramjai. Az ábráról leolvasható, hogy egy másodperc alatt két teljes mérési periódus zajlik le, ez a gyakoriság mind frekvenciamérő, mind skála célra megfelelő – a legtöbb esetben



5. ábra. A kijelző egység („A”-panel) nyomtatott áramkörének rajza a „fóliaoldalról” nézve. (Méretarány: 1 : 1)



6. ábra. A kijelző egység nyomtatási rajza az alkatrészd oldalról nézve

7. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a kijelző panelhez. Ne felejtsük el a kijelzők alatti átkötések elvégzéséről. Ügyeljünk arra, hogy a kijelzőket a panelra egyforma magasságban forrasszuk be. Ezt a műveletet – célszerű – megfelelő méretű, a kijelző alá ideiglenesen be-tett alátét segítségével végezni

lők kimenetein a bemenetre adott frekvenciák különbségének századrésze jelenik meg. BCD kódban, amit a 6 digités kijelzőegységre vezetünk.

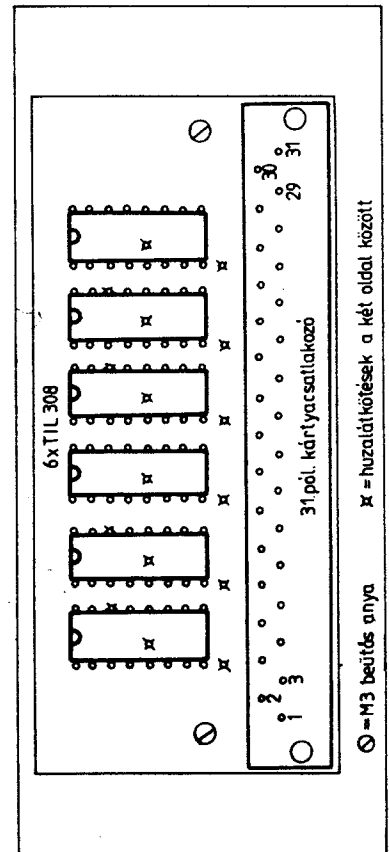
A vezérlőegység szolgáltatja a kapuzó jeleket és a számlálók törléséhez, valamint a kijelzők tárolóinak átírásához szükséges impulzusokat. A vezérlőegység órajelet 10 Hz-es időalap-generátor biztosítja.

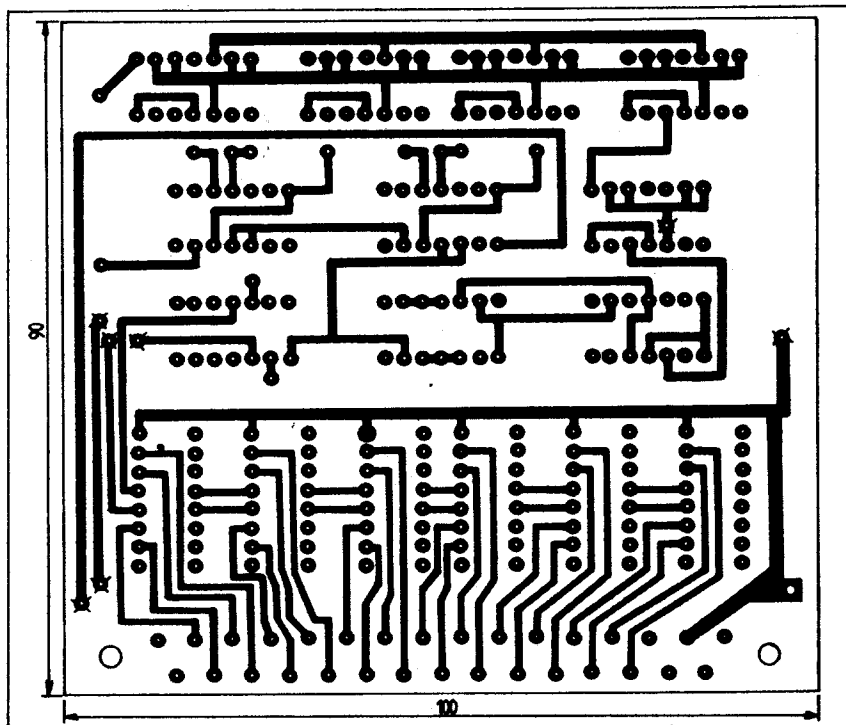
Az elektronikus skála zárt árnycoló dobozba építve egy egységet képez a transceiverben, táplálásához +5 V-os és -5 V-os feszültségek szükségesek.

A digitális skála kapcsolási rajzát a 2. és 3. ábrákon láthatjuk. A kapcsolás három különálló nyomtatott áramköri lemezre lett megépítve. Az 1. ábra felső részén a kijelző panel (A-panel) kapcsolási rajzát láthatjuk szaggatott vonallal elválasztva. Az ábra alsó része – szintén szaggatott vonallal elkülönítve – a második nyak (B-panel) alkatrészeit ábrázolja. A 2. ábra alkatrészei a harmadik (C-) panelen kaptak helyet.

Az elektronikus skála fokozatai a következőképpen működnek:

A „B” panel III-as bemenete 1 MHz frekvenciájú négyszögjellet kap egy kristályoscillátorról. Ezt a jelet öt db 7490-es decimális számlálóra vezetjük (IC₁...IC₅). A számlálólánc kimenetén 10 Hz-es négyszögjel-sorozatot kapunk (1-es mérőpont). Ez a négyszögjel-sorozat adja az órajelet a vezérlőegységnek. Az órajelet az IC₆ a flip-flop felezi, így a kimenetein inverz 0,1 sec-os impulzusokat nyerünk (2-es és 3-as mérőpont). A flip-flop Q kimenetéről a jelet





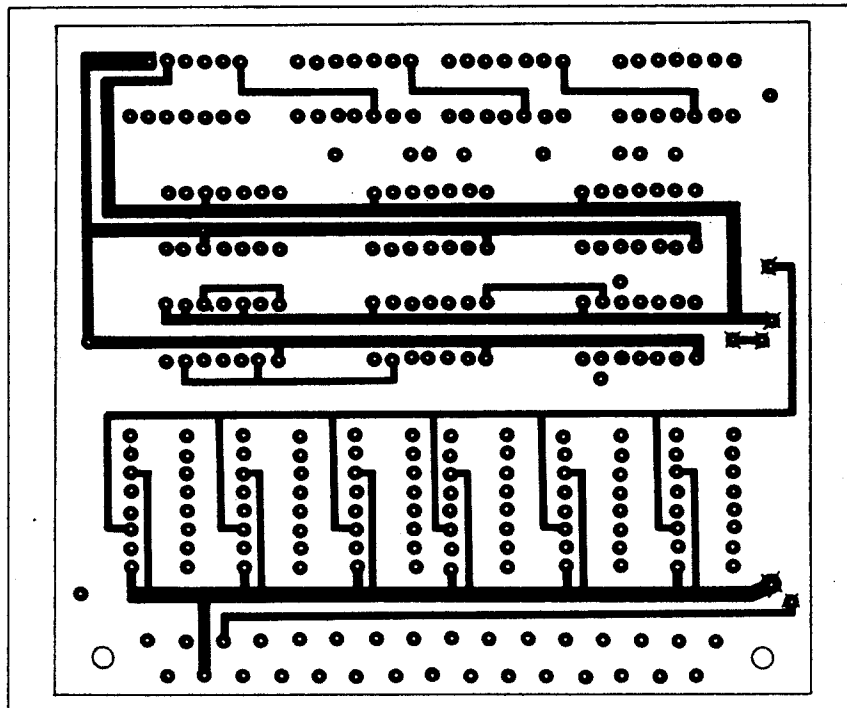
8. ábra. A „B”-panel nyomtatási rajza a „fólia felől” nézve

az IC_{6b} második D-flip-flopra vezetjük. Ennek Q kimenetén 2,5 Hz-es impulzusorozat jelenik meg (4-es mérőpont).

Az első flip-flop Q kimenetének jelét és a 2,5 Hz-es négyszögjelet egy kétbemenetű NAND kapura vezetjük (IC_{7c}). Ennek kimenetén lévő jelet invertálva (IC_{6d}) 0,1 sec-os impulzusokat kapunk, melyek 0,4 sze-

kundumonként követik egymást. E jel vezérli az IC_{8b} bemeneti kaput, mely a HFO-tól érkező jeleket kapzza a számlálólánc felé (5-ös mérőpont). A TTL szintre emelt és előosztott HFO jelet a B-panel 1-es pontjára vezetjük.

IC_{6a} Q kimeneti jelét összekapuzva, majd invertálva (IC_{7a}, ill. IC_{7b} NAND-ok)



9. ábra. A „B”-panel nyomtatási rajza az alkatrészoldal felől nézve

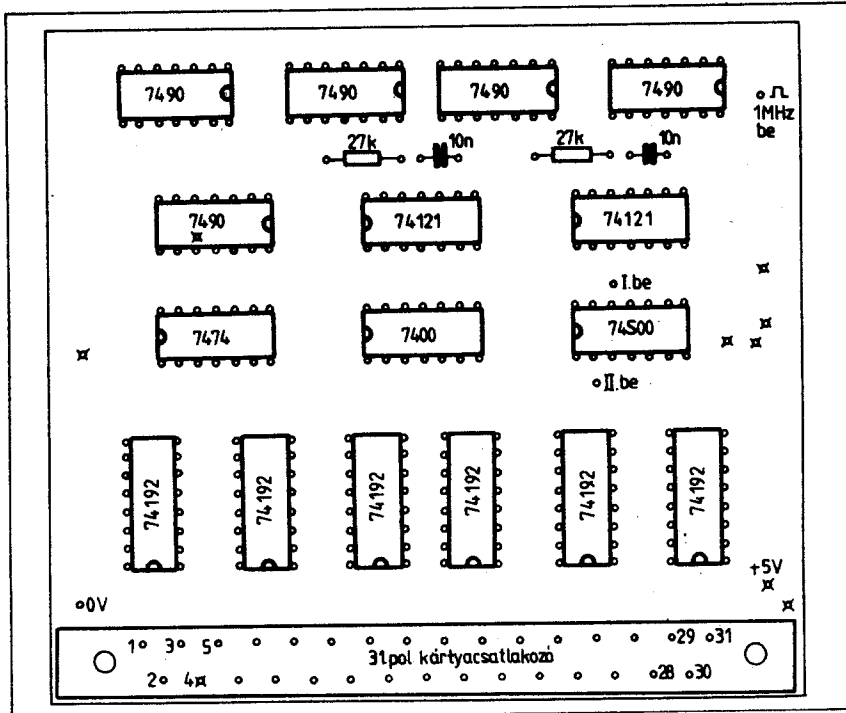
a 2,5 Hz-es négyszögjellel, hasonló impulzusorozatot nyerünk, mint ami a HFO oldali bemeneti kaput vezérli, de időben 0,1 sec-mal eltolva. Így a HFO oldali kapu zárása után 0,1 sec ideig a BFO oldali kapu (IC_{8a}) nyit, átengedi a visszazámláló impulzusokat a számlálólánc felé (6-os mérőpont). Ezután a számlálásban 0,2 sec szünet következik, majd az alternatív számlálás megismétlődik. A BFO jelét a „B”-panel II-es bemenetére vezetjük, szintén már előosztás után.

A számlálólánc az IC₁₁...IC₁₆-os pozíciójú 74192-es decimális előre-hátra számlálókból épül fel. A számlálólánc előre számláló bemenete (count up) az IC₁₁ 5-ös pontja. Erre vezetjük a kapuzott (de előzőleg már tízzel osztott) HFO jeleket. Ezt a számlálóssal 0,1 sec ideig előre (felé) számláltatjuk. A számlálás befejezése után a bemenet „H” logikai szintre kerül. A hátrazámláló bemenet (count down) az IC₁₁ 4-es pontja. Ez a láb az osztott és kapuzott BFO jeleket kapja meg. A számlálólánc most 0,1 sec ideig hátra (lefelé) számol. A hátrazámlálás befejezése után ezt a bemenetet IC_{7a} „H” szintre emeli. A számláló kimenetein ekkor már megjelenik BCD kódban a HFO és BFO frekvencia-különbségének századrésze. A számláló kimenetei a megfelelő helyiértékű kijelző IC tárolójának bemeneti pontjaira csatlakoznak, majd az átírást engedélyező impulzus megjelenésekor a tárolók átíródnak. Az átírás megtörténte után a számlálóláncot töröljük, és ez a folyamat előről kezdődik, periodikusan folytatódik.

Az átíró impulzust IC₉-es 74121 típusú monostabil multivibrátorral állítjuk elő. A monostabil B bemenete (5-ös láb) állandóan „H” logikai szinten van, így az IC A₁ és A₂ bemenetén negatív (lefutó) éllel indítható. Az átírásnak a visszazámlálás befejezése után kell megtörténnie, ezért a visszazámlálás kapuzójelének lefutó élével indítjuk IC₉-et. Nyugalomban a monostabil Q kimenetén (1-es láb) „H” szint van. A vezérlőjel megjelenésekor a Q kimenet kb. 0,2 msec időre „L” logikai szintre kerül (7-es mérőpont), amikor is az átírás megtörténik. Az átíró impulzus végén az IC₉ Q kimenetén lefutó él jelenik meg, amellyel IC₁₀ 74121-es monostabil vezéreljük hasonló módon, mint az előbbi. A 74192-k logikai „H” szinttel törölhető, ezért a töröl impulzust IC₁₀ Q kimenetéről (8-as mérőpont) vesszük le.

A hivatkozott mérőpontok a 2. ábrán szimbólumokkal vannak megjelölve, és a rajtuk oszcilloszkóppal mérhető jeleket a 4. ábra mutatja be.

A kijelző egység az „A”-panelen van elhelyezve, és hat darab TIL308 típusú hét-segmenses LED kijelző integrált áramkörrel működik. Ezek az IC-k a kijelzőn kívül tárolót és a kijelzőmeghajtó dekódert is tartalmazzák (IC₁₇...IC₂₂). A kijelző IC-k 11-es lábai állandó „H” szintet kapnak, így mindig ki vannak világítva, és mindenkor a tárolóba beírt, majd dekódolt értéket jelzik. A skála könnyebb leolvashatósága érdekében IC₁₇ és IC₂₀ tizedespontjait kivilágítjuk, a 14-es pontokat logikai „H” szintre tesszük. A többi kijelző tizedespontjait kioltjuk.



10. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a „B”-panelhez. Itt is legelőször a huzalátkötéseket végezzük el a két oldal között!

Az „A”- és „B”-panelt összecsatlakoztatva és 1 MHz-es órajelet kapcsolva a vezérlőegység bemenetére, a skála TTL vezérlőszintekkel már működőképes. A bemeneti jelek TTL szintre történő erősítését, formálását, majd előosztását a 2. ábra áramkörei végzik („C”-panel).

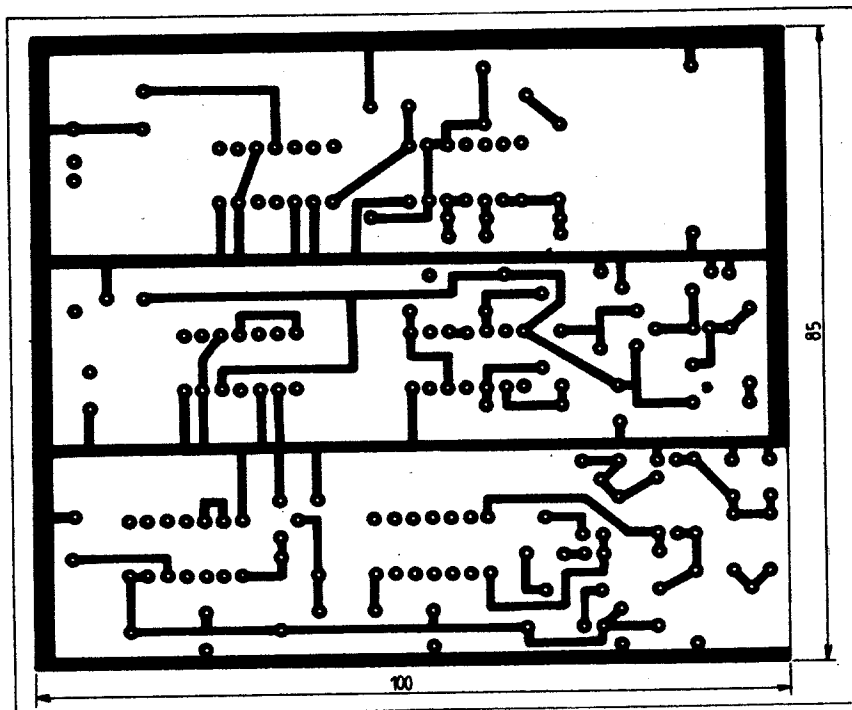
A HFO bemeneten található antiparalel kapcsolt diódapár a FET-et védi túl magas

bemeneti feszültségektől. A két BF244A FET földelt source-ös kapcsolásban, nagy bemeneti ellenállást biztosítva vezérli az IC₂₃-as 733-as típusú szélessávú videoerősítő integrált áramkört. A 733 erősítése ebben a beállításban kb. 5-szörös. Ez az IC és a két FET ±5 V-os tápfeszültségről üzemel. Az IC₂₃ kimenete nyugalomban kb. 3 V-os szinten van. A T₃ kapcsoló tran-

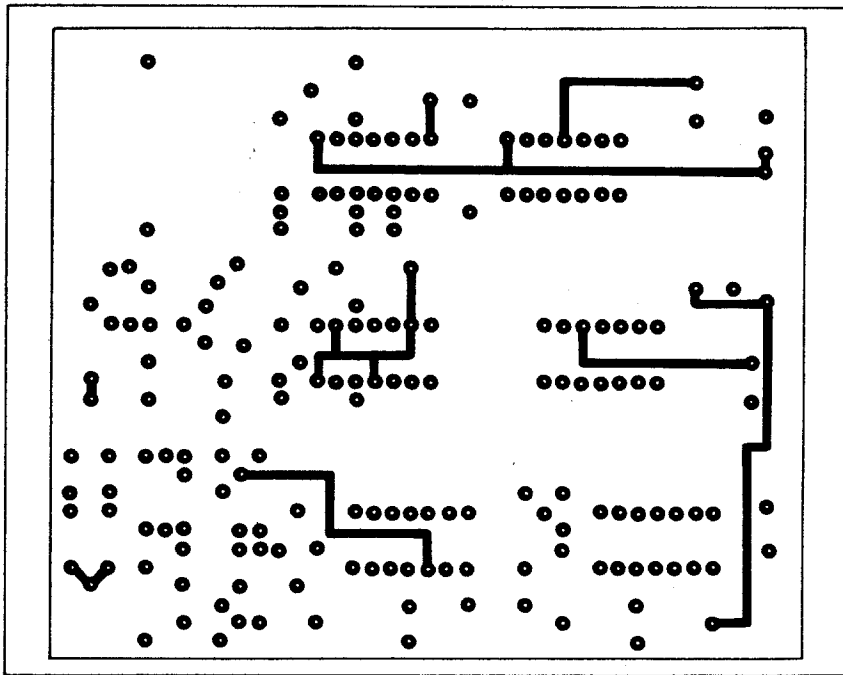
zisztor biztosabb működése érdekében ezt a szintet a 3,3 V-os Zener-diódával eltoljuk. Vezérlés nélkül a kapcsolótranszisztor kollektora logikai „H” szinten van. Vezérléskor, ha a 733-as IC kimeneti szintje kb. 3,9 V-ot meghaladja a tranzisztor kollektora „L” szintre ugrik le. Itt már kiváló TTL szintű jeleket találunk. Ezek alkalmasak az IC₂₄ decimális számláló meghajtására. A 74196-os számlálóval tízes osztást végeztetünk. Az osztó kimenetével vezéreljük a „B”-panel I-es bemenetét. A HFO bemenet kb. 50...60 MHz-ig üzembiztos működésű, az IC₂₄ példányától függően. A fokozat helyes működésének, valamint érzékenységének beállítására szolgál a 10 kΩ-os trimmer-potenciométer. Ide feltétlenül csak kifogástalan minőségű, kontaktbiztos típust építünk be, különben a működés bizonytalan lesz. A beállítás úgy történik, hogy a bemenetre először kb. 0,5...1 V-os jelet adunk 10...15 MHz frekvencián. A 74196 12-es kivezetéséhez csatlakoztassunk oszcilloszkópot. A trimmer-potenciométer finom szabályozásával elérjük, hogy a szkópon kifogástalan minőségű, stabil TTL jeleket kapunk. Mindenképp csökkentve a bemeneti feszültséget, a trimmerrel óvatosan utánállva megkapjuk az érzékenységi maximumot. Ezután a stabil működést ellenőrizzük le a határfrekvencia környezetében is.

A BFO bemenet hasonlóan az előzőhöz szintén antiparalel diódapárral védett. A T₄ és T₅ source-emitterkötet kombinációt alkot, a magasabb bemenő impedancia elérése érdekében. IC₂₅ kapui több funkciót valósítanak meg. Mindegyik kapu egyik bemenetét logikai „H” szintre emeli az 1 kΩ-os ellenállás, így ezek a NAND-ok invertként működnek. IC₂₅ lineáris beállításban erősíti a bemeneti jeleket. A lineáris munkapontot a kapu bemenete és kimenete közé kapcsolt 1 kΩ-os trimmer-potenciométerrel állíthatjuk be. A „b” és „c” kapuk Schmitt-trigger alkotnak. IC_{25d} jelalakítást végez. Ennek kimenete csatlakozik a tízes osztást végző decimális számláló 7490-es bemenetére (IC₂₆). Az előosztott jeleket a „B”-panel II. bemenetére vezetjük. A BFO bemenet a megadott 7400-as IC-vel kb. 15 MHz-ig működik üzembiztosan. (A megépített skálában működő példány igen „szerencsés” darab volt, a mérések szerint a BFO csatorna 21 MHz-ig működött kifogástalanul 100 mV bemeneti feszültség mellett.) A fokozat beállítása az 1 kΩ-os trimmer-potenciométerrel történik. A bemenetre adjunk először kb. 0,5 V-os szinuszelet, kb. 6-8 MHz frekvencián. A trimmer-potenciométert szabályozva a csatorna kimenetén megjelenik a beadott frekvencia tizedrésze TTL jelszinten. A kimeneti jelet itt is oszcilloszkóppal vizsgáljuk. Ezután csökkentve a bemeneti szintet, illetőleg növelve a bemeneti jel frekvenciáját, többszöri finomszabályzással elérjük az optimális beállítást, ami min. 100 mV érzékenységet és legalább 15 MHz-es határfrekvenciát jelent.

Ezen a panelon kapott helyet az 1 MHz-es órajelet előállító kristályoszillátor is. IC₂₇ „a” és „b” kapuja a szokásos TTL kristályoszillátor kapcsolást alkotja.



11. ábra. Az előerősítők és a kristályoszillátor nyomtatási rajza a „Jólia felől” nézve. („C”-panel)

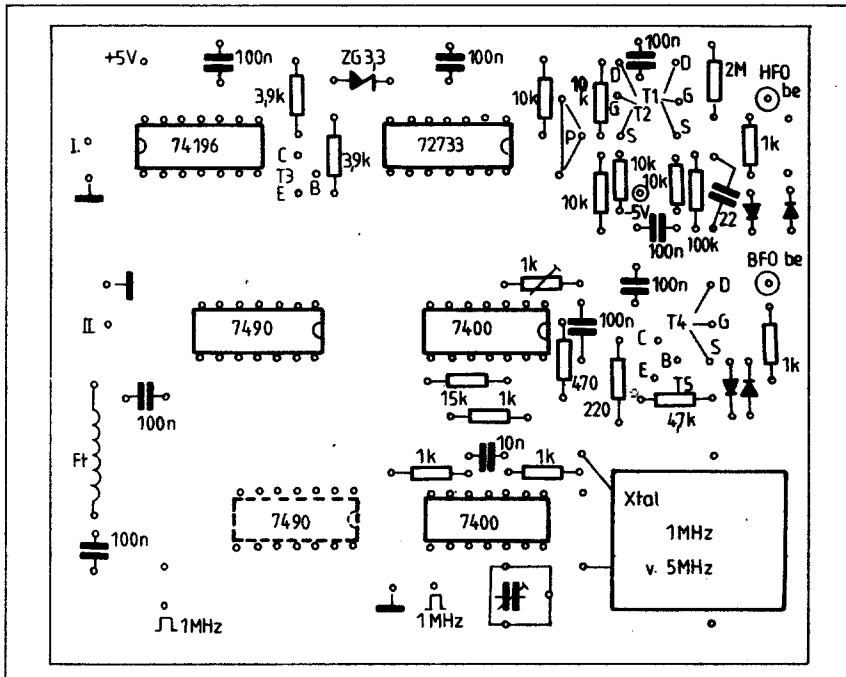


12. ábra. A „C”-panel nyomtatási rajza az alkatrészek felől nézve

A „c” kapu az oszcillátor kimeneti jeleit formálja. Az 1 MHz-es négyszög-impulzusokat az IC₂₇ 8-as pontjáról vezetjük a vezérlőegység bemenetére, abban az esetben, ha 1 MHz-es kristályt használunk az oszcillátorban. Lehetőség van 5 MHz-es kristály használatára is. E célból a nyomtatott áramkörön a kialakított helyre be kell ültetni az IC₂₈-as 7490-es osztó áramkört is, mely jelen bekötésben 5-ös osztást végez. Ebben az esetben az órajelet a vezérlőegység számára az IC₂₈ 11-es kimenetéről vesszük le.

Gyakorlati kivitelezés

Az elektronikus skála kétoldalas, üveg-szálalás nyomtatott áramköri panelekre lett megépítve. A három nyák nyomtatási raj-



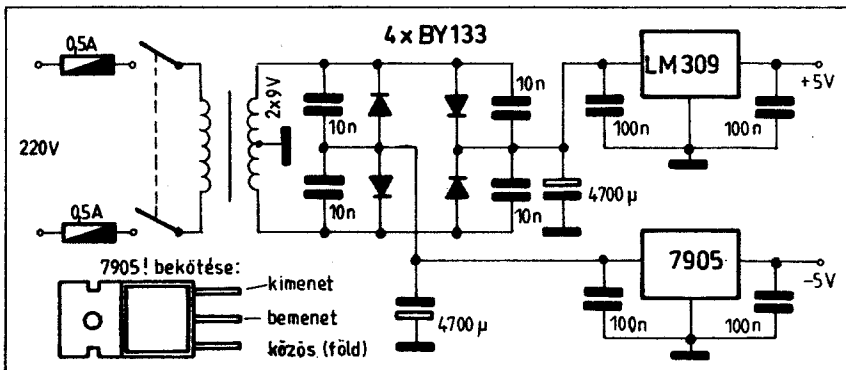
13. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a „C”-panelhez. Az óragerátor kristályát vízszintesen – foglalatba helyezve – szereljük a panelre

zát az 5–6., 8–9. és a 11–12. ábrákon láthatjuk. Az alkatrészek beültetési rajzait a 7., 10. és 13. ábrák mutatják. A panelek beültetésekor legelőször a szükséges – oldalak közötti – huzalátkötéseket végezzük el. Különös figyelemmel kell lenni az integrált áramkörök alatti átkötésekre, mert ha az hibás vagy elfelejtettük beforgasztani, akkor csak az IC kiforgasztása után lehet a hibát helyrehozni.

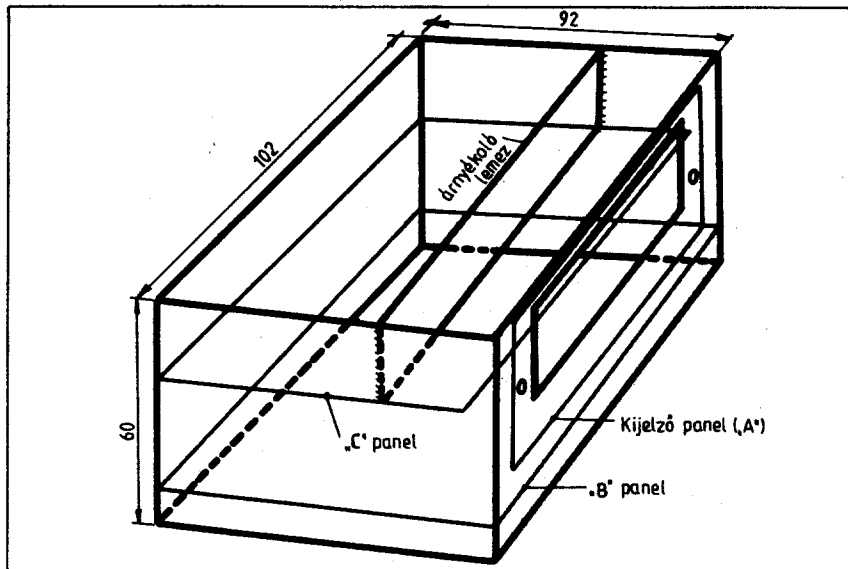
A „B”-panelen az IC-k tápfeszültség bemeneti pontjai közé – közvetlenül az IC-re ráültetve – egy-egy 10 nF-os hidegítő kerámia kondenzátort kell forrasztani. Ez a skála zavarvédeltségét növeli meg. E kondenzátorok a kapcsolási rajzon nem szerepelnek!

Az „A”- és „B”-panel merőlegesen áll egymásra, és egy 31 pólusú (90°-os) kártyacsatlakozóval van elektromosan összekapcsolva. A „C”-panelt rövid koax. vezetékkel kell csatlakoztatni a „B”-panel megfelelő pontjaihoz.

A három panel egy 92 × 102 × 60 mm méretű, 0,8 mm vastag önozott vaslemez-ből készült, minden oldalról zárt (forrasztott) árnyékoló dobozba lett szerelve. A doboz vázlatos rajzát és benne a panelek elhelyezési módját a 14. ábra mutatja. Az ábrán a vastagított vonal a doboz kontúrját jelöli. Az árnyékoló doboz előlapján lévő kivágás a hat kijelző számára készült.



15. ábra. Különálló egységként használva a skálát az ábra szerinti tápegységet alkalmazhatjuk. A részletrajz a negatív ágban lévő 7905 típusú stabilizátor IC bekötését ábrázolja. Ezt az integrált áramkört szigetelten kell felerősíteni a hűtőbordára



14. ábra. Az elektronikus skála dobozának vázlatos rajza. A vastagított vonal a doboz és az árnyékoló lemez kontúrját jelzi. Az árnyékoló doboz anyaga: 0,8 mm-es ónozott vaslemez. A dobozt hajlítással és lágyforrasztással alakíthatjuk ki. Az ábrán vékony vonallal jelöltük a nyomtatott áramköri panelek elhelyezkedését

A dobozba a „C”-panel – körben – forrasztással van rögzítve. Ez jó hidegítést biztosít az RF erősítőknél, ezenkívül megnöveli a doboz mechanikai szilárdságát. A „C”-panelre szerelt kristályoszillátort el kell árnyékolni a panel többi fokozatától, ezért mint az ábrán is megfigyelhető, egy 20 mm széles árnyékoló csíkot kell beferrasztani a doboz két szemben lévő oldala közé. A másik két panelt csavarokkal rögzítjük a dobozba. A tápfeszültségeket 10 nF-os át-

vezető kondenzátorokon keresztül vezetjük az elektronikára.

A megépített digitális skála a transceiver tápegységről kapja a táplálást. A szükséges tápfeszültség/áram: +5 V/1,3 A és -5 V/0,05 A.

Ha külön egységként szeretnénk használni a digitális skálát, akkor a 15. ábra szerinti tápegységet alkalmazhatjuk. A pozitív ágba feltétlenül LM309-et vagy 7805K típusú stabilizátor kockát építsünk

be, mert a „T”, ill. „U” tokozású (amatőr zsargonban: plasztik TIP-tokú) IC-k nem tudják leadni a szükséges áramot. Amennyiben csak ez utóbbi két típus valamelyikéhez tudunk hozzájutni, akkor két darabot kell felhasználni a tápegységben. Ilyenkor az egyik IC az „A”-panel táplálja, a másik a „B”- és „C”-panelt.

Felhívom a figyelmet, hogy a negatív tápban lévő 7905 típusú stabilizátor bekötése nem egyezik meg a hasonló tokozású 7805 bekötésével! A negatív feszültség-stabilizátor IC-k bekötését a 15. ábra részletrajzán láthatjuk.

A digitális skálát frekvenciamérőként is használhatjuk, amennyiben megelégszünk a 100 Hz pontosságú kijelzéssel. Jelen esetben ez a pontosság megfelelőnek tekinthető skála céljára, de mivel az időalap oszcillátorra nem termostált, értelmetlen volna a kijelzést például 8 dekád terjedelemben megnövelni. A hertz pontosságú kijelzést csak megfelelően hőstabilizált időalappal célszerű megvalósítani. Ellenkező esetben az egyes helyértékű dekád nem ad értékelhető értéket, az időalap nem kellő stabilitása következtében.

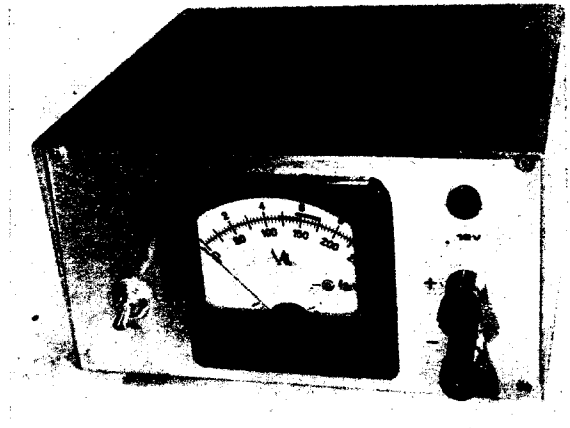
Lehetőség van természetesen külső – termostátba helyezett – időalap-generátor alkalmazására is. (Ez persze előnyös akkor is, ha a kapcsolást csak skála célra használjuk.)

Ilyenkor a „C”-panelre nem ültetjük be IC₂₇-et, ill. IC₂₈-at sem. A külön egységet képező – meleg termostátba helyezett – hasonló kapcsolású óragenerátor jelét vékony koaxkábelrel vezethetjük a „B”-panel óragenerátor bemenetére.

Megfelelő termostát-kapcsolások már többször is megjelentek a „Rádiótechnika” folyóirat, ill. „Évkönyv” korábbi számaiban.

12 V/10 A-es hálózati tápegység FM 10–160 FM adó-vevőkhöz

Bassó Andor HA5NM



Az utóbbi években örömdetesen sok központilag átalakított (eredetileg hivatalos hírközlési célokat szolgáló) FM 10–160 típusú FM adó-vevő készülék került kiadásra az amatőrökhöz. A berendezés táplálása 12 V-os akkumulátorról vagy hálózati tápegységről történhet. Az áramfelvétel adás üzemmódban kb. 7 A, a névleges 12 V mellett. Az elég tetemesnek mondható áramfelvétel következtében az akkumulátorról történő táplálás (hosszabb időn keresztül) csak puffer üzemben képzelhető

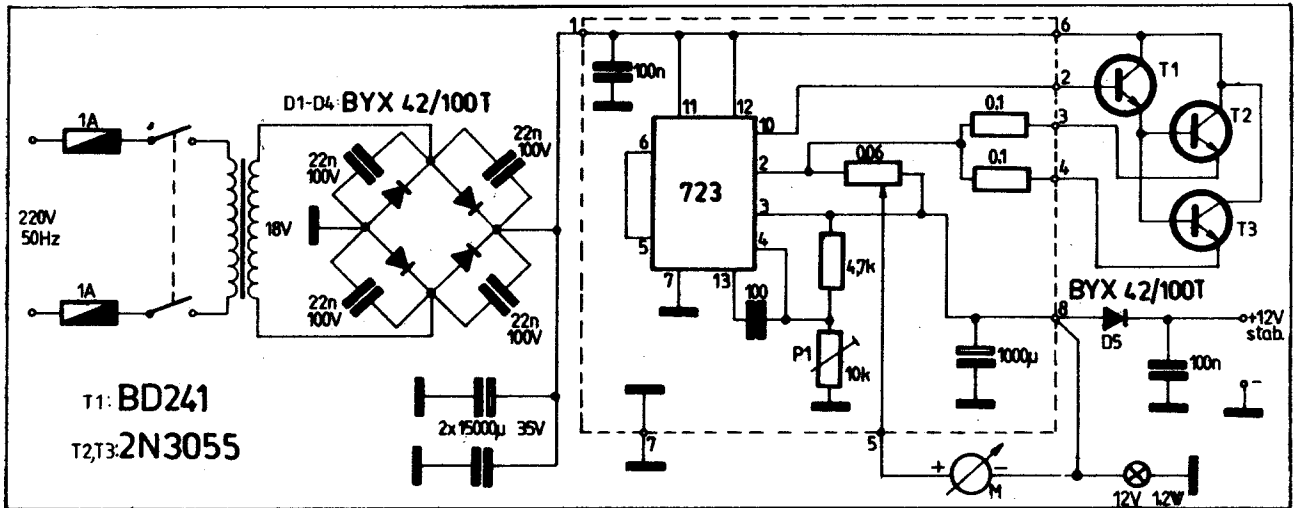
el. Gondoljunk csak arra, hogy az FM amatőrök nagy többségénél a készülék szinte mindig bekapcsolva, vételkészben áll valamelyik átjátszó vagy szimplex csatornán. Az áramfelvétel vétel üzemenél (lezárt zajzár) is meghaladja a 2 A-es értéket. Az akkumulátort ilyen üzem mellett gyakran kellene tölteni.

(Lakásban történő telepítésnél egyébként igen megfontolandó körülmény, hogy mind a savas, mind a lúgos akkumulátorok az egészségre káros gőzöket bocsátá-

nak ki. Ezek a gőzök nem csak a szervezetnek ártanak, hanem könnyen megtámadják a környező tárgyakat – különösen a fémeket!)

Fenti szempontokat figyelembe véve legcélszerűbbnek látszott egy 12 V/10 A-es stabilizált tápegység használata, mely szükség esetén – belső kialakítása következtében – alkalmas akkumulátor-puffer üzemmód ellátására is.

A stabilizált hálózati tápegység fényképet a cím mellett, kapcsolási rajzát az 1. ábrán láthatjuk.



1. ábra. A 12 V/10 A-es tápegység kapcsolási rajza. A szaggatott vonalon belüli alkatrészek nyomtatott áramkörre kerülnek

A tápegység működése és felépítése a következő: A hálózati transzformátor szekunder tekercséről nyert 18 V-os váltakozó feszültséget szilícium dióda graetz egyenirányítja. A BYX 42/100T típusú diódákkal párhuzamosan kapcsolt 22 nF-ok feladata kettős. Egyrészt megvédik a diódákat a hálózat felől érkező nagyfeszültségű transziensektől, másrészt pedig távol tartják a hálózatra ülő RF zavarokat. Az egyenirányított feszültséget 30 000 µF-os elkóval puffereljük (két 15 000 µF-os egység párhuzamosan kapcsolva). Az elkók látszólag feleslegesen nagy 35 V-os feszültségét az indokolja, hogy a hálózat ritkán ugyan, de +5...10%-os feszültség növekedést is mutathat (főként a trafóházak közelében), ilyenkor üresjárásban a puffer-feszültség kb. 27–28 V-ra is megnőhet.

A tulajdonképpeni stabilizátort a 723-as integrált áramkörrel felépített szokványos kapcsolás alkotja. Az IC-s stabilizátor terhelhetőségét a három tranzisztorból álló Darlington-fokozattal növeljük meg a

szükséges 10 A-es értékre. T_2 és T_3 (2N3055) tranzisztor párhuzamos kapcsolásban üzemel, hogy az egy tranzisztorra jutó disszipációs teljesítmény kis értéken maradjon. T_1 (BD241A) a Darlington bemeneti tranzisztor. Ha mindhárom tranzisztor β -ja csak 10-es lenne (ami eléggé valószínűtlen), akkor is elegendőnek bizonyul a 100 mA-es meghajtó áram a 723-tól. Ezt pedig a szokásos környezeti hőmérsékleten még gond nélkül tudja szolgáltatni az IC. A két 0,1 Ω -os ellenállás a 2N3055-ös tranzisztorok közötti egyenletes áramelosztást segíti elő, negatív visszacsatolást okozva kiegyenlíti a paraméterek szórását. Ezt a két kísértékű, de nagy terhelhetőségű ellenállást legcélszerűbb legalább 1 mm átmérőjű manganin huzalból elkészíteni.

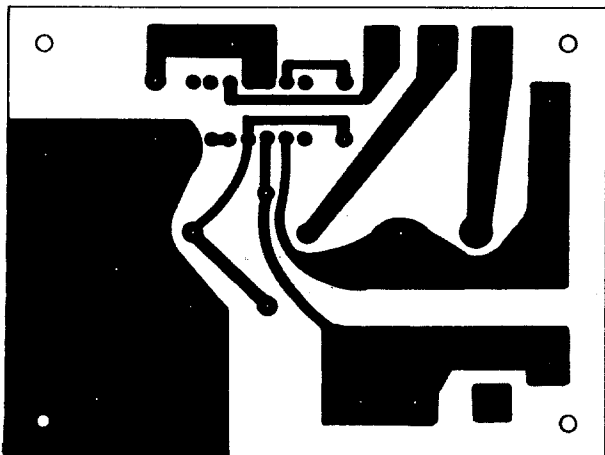
A stabilizátor ún. határoló típusú túláram-, ill rövidzár-védelemmel rendelkezik. A védelem 10 A kimeneti áramnál szólal meg (határol), pontos beállítása a 0,06 Ω -os áramfigyelő ellenállás jusztirozásával történik. Ugyanezt az ellenállást

használhatjuk fel a kimeneti árammérő műszer söntellenállásaként is. Ebben az esetben az alkalmazni kívánt alpműszer feszültség érzékenysége 0,6 V vagy az alatti legyen, a végkiterési áramnak most nincs jelentősége (ez amúgy is 5–10 mA alatti).

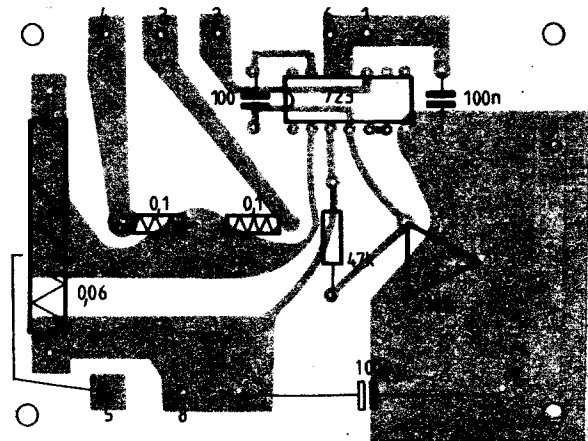
Az áramfigyelő ellenállást 2 mm átmérőjű manganin huzalból, ennek hiányában három összesodort 1 mm-es átmérőjű szintén manganin huzalból készítsük el.

A D_5 BYX 42/100T szilícium dióda a kimenettel sorba kötve megakadályozza az akkumulátoros-puffer üzemből esetleg felépő visszarám (visszatáplálás) kialakulását. A dióda kismértékben rontja a kimeneti feszültség stabilitását, hiszen nincs bevonva a stabilizáló hurokba, de hatása – esetünkben – elhanyagolható. Hiányában a teljesen feltöltött akkumulátor üresjáratú feszültsége (13–14 V) mintegy „hátra támadná” a stabilizátort és ez meghibásodást okozna az áramkörben.

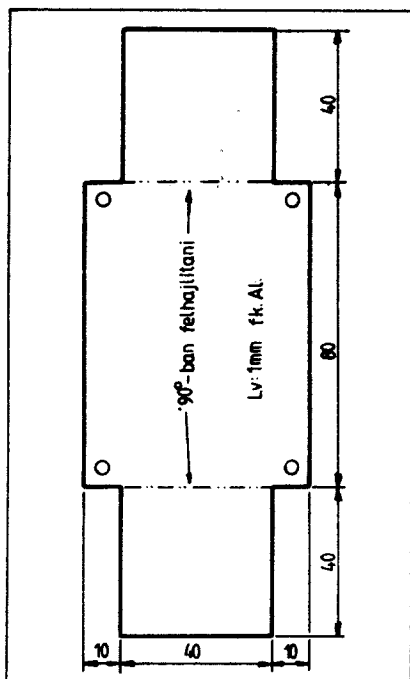
A kimeneti stabilizált 12 V jelenlétét az előlapra szerelt 12 V-os jelzőlámpa mutatja.



2. ábra. A tápegység nyomtatott áramkörének rajza a fóliaoldalról nézve. Méretarány 1:1



5. ábra. Alkatrész-beültetési rajz a 2. ábra nyomtatott áramköréhez. A számozott kivezetések és a huzalellenállások végei 2 mm-es csőszegecsek legyenek a fólia tehermentesítése érdekében



4. ábra. A hűtőbordára szerelt tranzisztorok takaró lemezének méretrajza

Az 1. ábra kapcsolási rajzán a szaggatott vonalon belüli alkatrészek nyomtatott áramköri lapon nyertek elhelyezést. A nyomtatott áramkör fóliarajza a 2. ábrán látható, 1:1-es méretarányban. A kapcsolási rajzon illetve a nyák-lemezen az IC lábszámozása és beültetése 14 lábú DIL-tokos kivitelre vonatkozik. A nyomtatott áramköri lapon a számozott kivezetéseket és a huzallellenállások végeit 2 mm átmérőjű csőszegecsekkel tehermentesítjük. Az alkatrészek beültetési rajzát a 3. ábra mutatja.

A T_1 , T_2 és T_3 -as tranzisztorokat egy $100 \times 80 \times 40$ mm befoglaló méretű alumínium hűtőbordára szereljük fel. E tranzisztorokat egymáshoz, ill. a nyák-lemezhez rövid, legalább 1 mm-es bekötőhuzallal csatlakoztassuk. A hatásosabb hűtés érdekében ez a hűtőborða a doboz hátfalára (kívülre) került. Felerősítése 4 db M3-as csavarral történik. A hűtőborða fémesen csatlakozik a dobozhoz, így a tranzisztorokat csillám lemez közbeiktatásával kell felszerelni rá. (Ne feledkezzünk meg hőve-

zető szilikonzsir vagy paszta használatáról!) A véletlen rövidzárok elkerülése érdekében a hűtőbordára, a tranzisztorok fölé védő takarólemezt helyeztünk (4. ábra).

A nyomtatott áramköri lemezt a hűtőbordára 4 db 20 mm-es távtartó segítségével rögzíthetjük. Így a tulajdonképpeni stabilizátor fokozat egy önálló szerelési egységet képez. (Fényképét az 5. ábrán láthatjuk.) A dobozba történő beszerelés a hátlati 82×62 mm-es kivágáson keresztül történik.

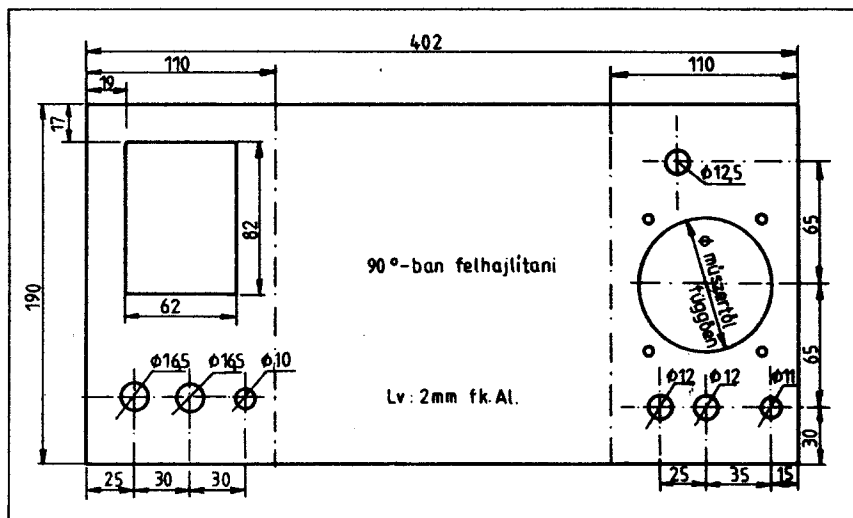
A D_1 - D_4 egyenirányító, illetve a D_5 visszaramvédő diódát 2 mm-es alumínium hűtőlapokra szereljük. Ezeket a hűtőlemezeket a doboz aljához szigetelten kell rögzíteni.

A stabilizált hálózati tápegységet 2 mm vastag, félkemény alumínium lemezből ké-

átmérőjű alumínium idomokból készíthetjük el.

Az elkészített dobozt feliratozás előtt tapétázhatjuk, vagy spray festékekkel lefújhatjuk. (Nagyon jól bevált ilyen célra a STOP SPRAY elnevezésű gépkocsifesték, mely különböző fényes színekben, vagy matt fekete színben kapható a Shell kutaknál, ill. az Interag Autóápolási szaküzleteiben. Tapasztalatom szerint jobb és hamarabb szárad, mint a Neolux festékek.) A festett vagy tapétázott dobozt Letrasettel feliratozzuk, majd a feliratokat szintelen fedőtapétával, esetleg szintelen Akrilán lakkal védjük meg a kopástól.

A belső alkatrész-elrendezést a 8. ábra mutatja. A készülék kábelezését legalább 1,5-ös bekötőhuzallal kell elvégezni. Különösen ügyelni kell a graetz plusz, a puffer



6. ábra. A stabilizált tápegységdoboz alaplemeznének méretrajza. A rajzon csak a főbb kivágások és furatok méretei szerepelnek. A műszer helyének mérete a rendelkezésre álló alpműszer függvénye

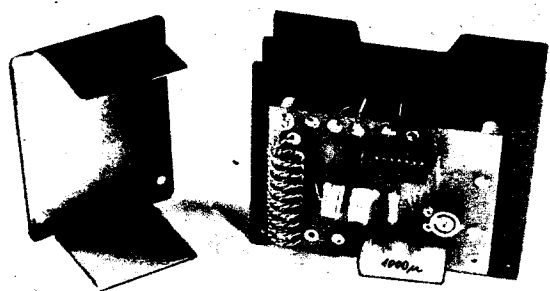
szült, 110×190 mm előlapméretű 180 mm mély dobozba szereltük. A 6. ábra az alaplemez, a 7. ábra a doboztető méreteit mutatja. A kivágott és rajz szerint furatozott lemezeket a kétpontos szaggatott vonal mentén élhajlítógépen 90° -ban hajlítjuk fel. Így két, egymással szembe fordítható U-profil kapunk. Az alaplemez felső sarkait két db 180 mm hosszú távtartóval ki kell merevíteni. E távtartókat 8–10 mm-es

elők és a NYÁK 1-es pontjának lehető legrövidebb huzallal történő bekötésére. A kimeneti 100 nF-os kerámia-tárcsa kondenzátort közvetlenül a kimeneti szorító-csatlakozók közé kell beforrasztani. (A 100 pF-os kompenzáló kapacitás és a másik 100 nF is kerámia-tárcsa kivétel legyen.)

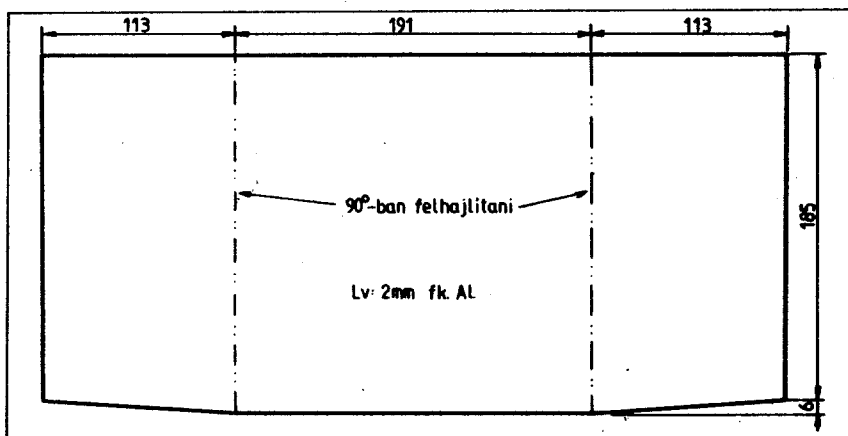
A hálózati transzformátort ki-kí saját lehetősége (vasmag) szerint készítse el, ezért a menetszámokat háromféle vasmag anyagra adom meg. A mintakészülékben hiperszil vasmagos transzformátor került beépítésre.

A hálózati transzformátor adatai:

- EI 130-as vasmagra:
lemezcsomag vastagsága: 45 mm,
primer tekercs (220 V): 595 menet $\varnothing 0,6$ mm CuMZ,
szekunder tek. (18 V): 49 menet $\varnothing 2$ mm CuMZ huzalból.
- M 102-es vasmagra:
lemezcsomag vastagsága: 52 mm,
primer tekercs (220 V): 500 menet $\varnothing 0,6$ mm CuMZ,
szekunder tek. (18 V): 43 menet $\varnothing 2$ mm CuMZ huzalból.



5. ábra. A komplett stabilizátorfokozat fényképe. Jól megfigyelhető a hűtőborða profilja és a takarólemez, illetve a huzallellenállások kivitelzése



7. ábra. A doboztető méretrajza

c) TM 102/35-ös hiperszil (tekercselt, vágott) vasmaghoz:
 primer tekercs (220 V): 565 menet $\varnothing 0,6$ mm CuMZ,
 szekunder tek. (18 V): 47 menet $\varnothing 2$ mm CuMZ huzalból.

Bemérés, beállítás:

Ha a készülék huzalozását hibátlanul végeztük, a beállítás csak a kimeneti feszültség szabályozására, illetve a műszer kalibrálására korlátozódik.

A kimenetre kapcsoljunk DC voltmérőt, és a P_1 10 k Ω -os trimmer-potenciométerrel állítsuk be a kimeneti feszültséget 12 V-ra. Akkumulátoros puffer üzemmód esetén a kimeneti feszültséget célszerűbb 12,5 V-ra beállítani. (Ennél magasabb értékű kimenő feszültséget nem szabad beállítani, az FM 10-160 típusú készülékhez, mert a csövek fűtőfeszültsége nagyon megemelkedik, ami azok élettartamát kedvezőtlenül befolyásolja.) Ezután a kimenetre kapcsoljunk 2 Ω -os műterhelést ($P = 70-100$ W), vagy ennek hiányában magát a készüléket. A kimeneti feszültség

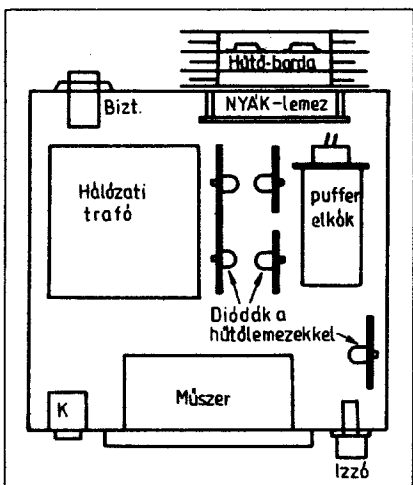
ilyenkor nem csökkenhet 0,3-0,4 V-nál nagyobb mértékben. Ellenkező esetben valami hiba „épült be” a tápegységbe. Célszerű oszcilloszkópon ellenőrizni, hogy nincs-e valamilyen gerjedés, mely a nem megfelelő huzalozásból fakadhat.

Nagyon makacs gerjedés esetén – ha a huzalozás megváltoztatásával sem szűnne meg – kíséreljük meg a 100 pF-os kompenzáló kapacitást megváltoztatni. A gerjedékenységet üresjárásban, teljes terhelés, illetve több közbenső értékű terhelés mel-

lett ellenőrizzük. Hibátlanul szerelt készüléknél sehol sem tapasztalhatunk gerjedést. (Jó néhány – a sávban hallható – készüléknél a brummos és a torz moduláció oka, hogy ezt az ellenőrzést sajnos feleslegesen tartják az amatőrök.)

Ha minden rendben van akkor a kimeneti árammérő műszert kalibráljuk be. Mint már említettük az alpműszer söntjeként a 0,06 Ω -os áramfigyelő ellenállást használjuk fel, melyen a kimeneti árammal arányos feszültség esik. Állítsunk be a kimeneten 10 A terhelő áramot 1,2 Ω , 120 W terhelhetőségű műterhelés segítségével. A NYÁK 5-ös pontjára forrasztott hajlékony bekötő huzallal a huzalellenálláson – a 8-as pont felőli végtől kezdve a műveletet – megtaláljuk azt a helyet, ahol a műszer végkiterésbe megy. A bekötő huzalt erre a helyre forrasztjuk, kevés forrasztóon felhasználásával. (Amennyiben sok ónt használunk, akkor csökken a figyelőellenállás értéke, és az áramkorlátozás csak nagyobb áramoknál szólal meg! Nagyon pontos söntök precíz kalibrálását is gyakran végzik ilyen „felőzással”.)

A rövidzár-védelmet csak akkor próbáljuk ki, ha a tápegység már kifogástalanul és stabilan működik. Rövidzár esetén a kimeneti áram 10 A-es értéket vesz fel. Miután ebben az esetben az összes teljesítmény a tápegységben marad, lehetőleg kerüljük el a hosszabb ideig tartó ilyen üzemet.

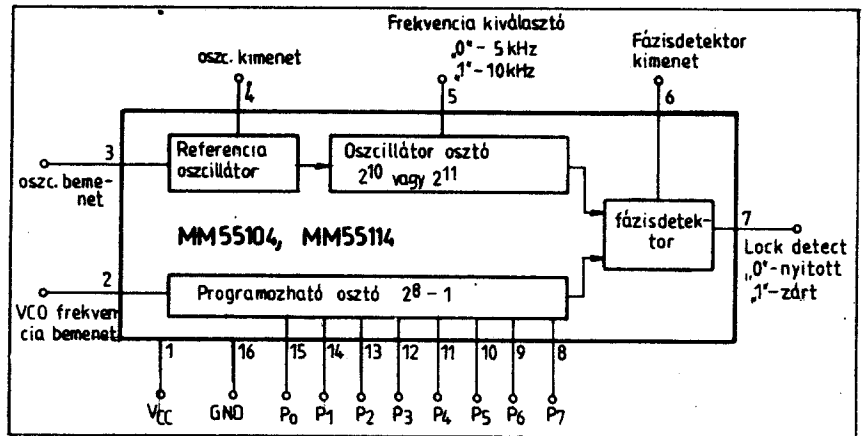


8. ábra. A stabilizátor belső alkatrész-elrendezési rajza



Elavult technológia

Modern szintetizátor áramkörök Rádióamatőr és CB alkalmazásokra



1. ábra. Az MM55104 és MM55114 típusú áramkörök blokkismája

Solymosi János okl. villamos üzemmérnök

HASOE

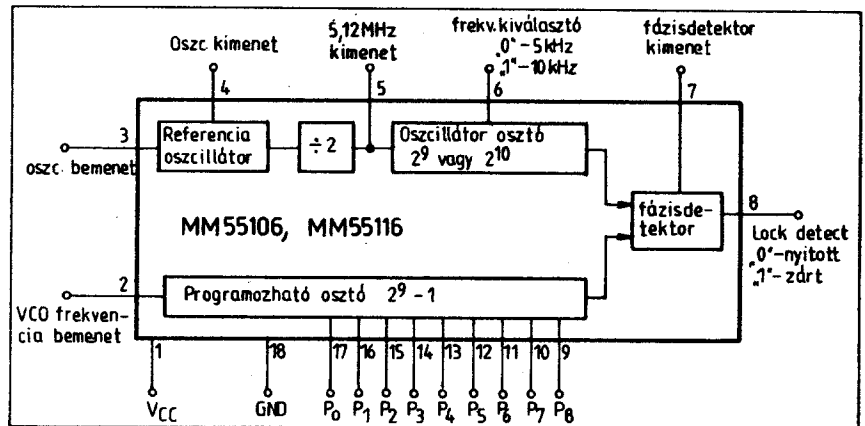
Az utóbbi időben jelentősen megnőtt az érdeklődés a címbe szereplő áramkörök iránt. Alkalmazásuk ma már nélkülözhetetlen. Ez egyrészt abból a tényből adódik, hogy a forgalmazásban részt vevő állomások száma megsokszorozódott, másrészt pedig magasabb műszaki színvonal elérése mellett nemegyszer olcsóbb árakon kaphatók.

A megnövekedett érdeklődésnek különféle indítékai vannak. Egyesek saját maguk szeretnék építeni ilyet, mert az építés a szenvedélyük; mások a meglévő készülékeiket szeretnék módosítani, kibővíteni, javítani stb. Általában nem könnyű a megfelelő adatok, katalógusok beszerzése, különösen ha azok adott téma szerinti csoportosításban átfogó jelleggel keltenek.

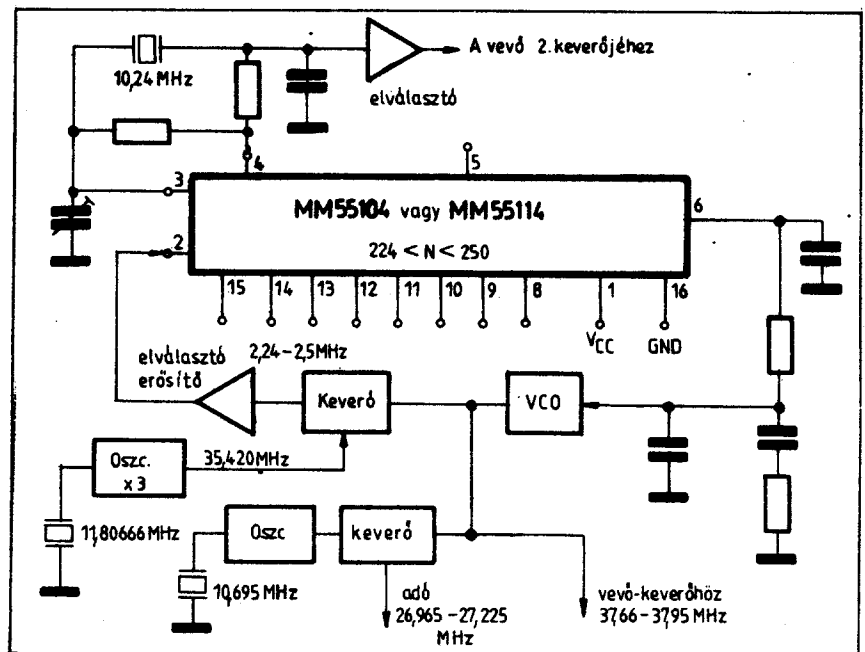
Sajnos az adott terjedelem szabta kényyszerűség miatt csak a gyakran alkalmazott, tipikusnak tekinthető megoldásokat és az ismertebb cégek termékeit mutathatom be. Hasonló megszorítások miatt kénytelen voltam lemondani a működés elvi részének, a több módusú prescalerezésnek, a μP vezérlésnek, a több hurkos, valamint a műszerekben használt megoldásoknak az ismertetéséről.

A rádióamatőr és CB felhasználású szintetizátor áramkörök közötti különbség csupán a frekvenciasávok, a csatornaosztás és egyes funkciók eltéréséből adódik. Elvi különbség nem indokolná különválasztásukat. Mivel azonban az IC gyártó cégek külön gyártanak CB felhasználású (nagy sorozatban gyártott, olcsó) és fokozott minőségi követelményeket is kielégítő áramköröket, ezért felszerűnek látszott szétválasztani a két felhasználási területet.

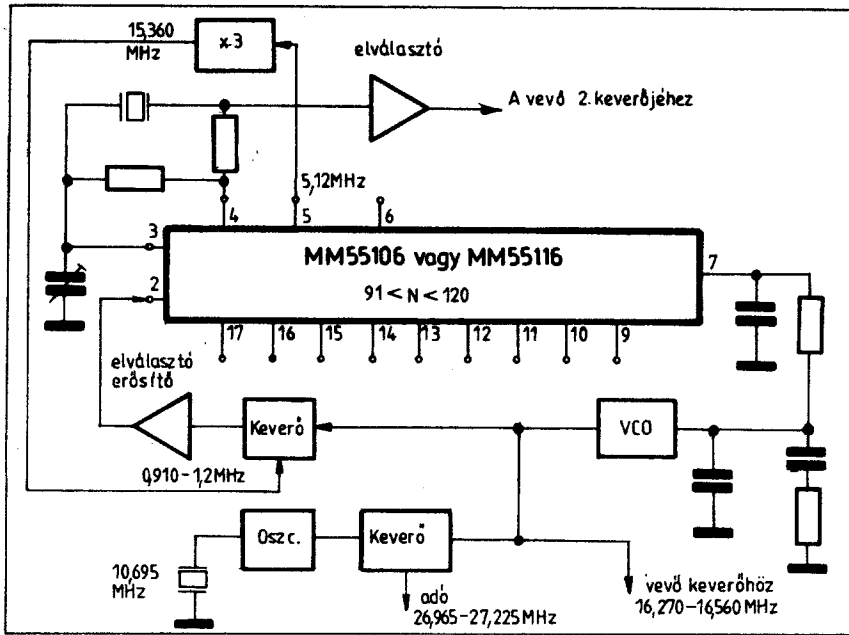
A sora a NATIONAL cég CB célra kifejlesztett áramkörsaládjának ismertetésével kezdjük. Ezek az áramkörök C-MOS LSI technológiával készülnek, kis fogyasztásúak, és a synthesizer legnagyobb részét egy chipen tartalmazzák.



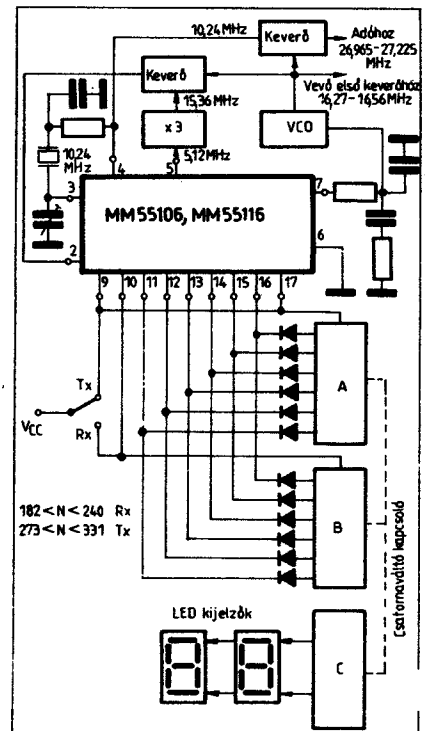
2. ábra. Az MM55106 és MM55116 típusú áramkörök blokkismája



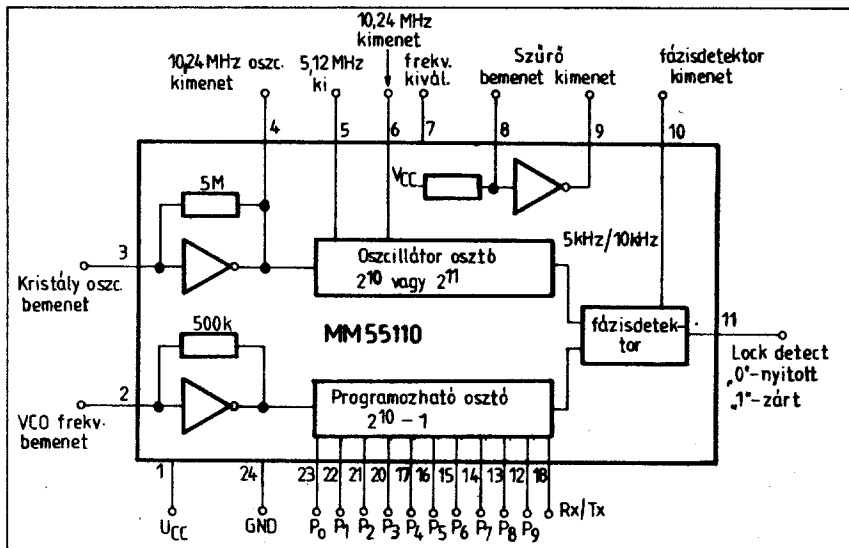
3. ábra. Adó-vevő áramkör MM55104/114 áramkörrel megvalósítva



4. ábra. Egy 23 csatornás 2 kristályos CB adó-vevő blokk-sémája



5. ábra. Egy 23 csatornás 1 kristályos CB adó-vevő blokk-sémája



6. ábra. Az MM55110 típusú áramkör blokk-sémája

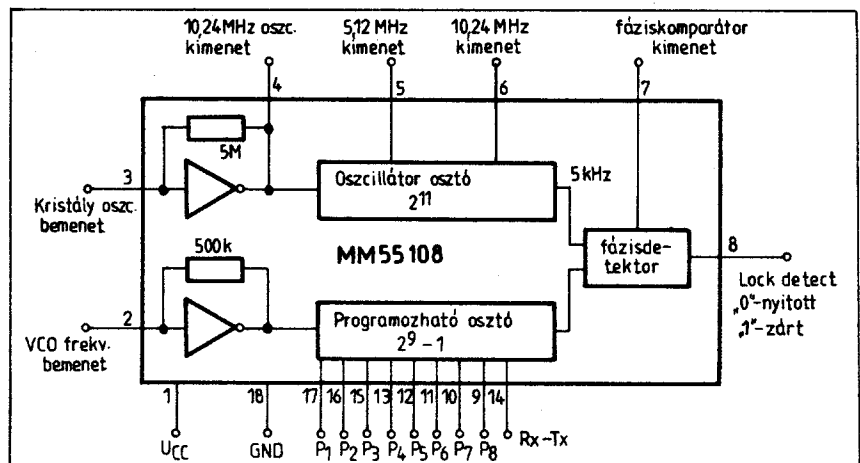
beállíthatunk 5, illetve 10 kHz-es frekvenciát is. A VCO frekvenciabemenetre (2) érkező, a VCO frekvenciájával arányos jelet a programozható osztó osztja le a programbemeneteken beállított mértékben, és a fáziskomparátor hasonlítja össze a referenciával. Az összehasonlítás eredményétől függően a fázisdetektor kimenete magas szintre (ha a leosztott jel frekvenciája alacsonyabb a referenciánál), alacsony szintre (ha a leosztott jel frekvenciája magasabb a referenciánál), illetve nagyimpedanciás (tri-state) állapotba kerül (ha a kettő frekvenciában és fázisban is meg egyezik). Ez az állapot tartozik a normális üzemi állapothoz. Az MM55104/114 áramkörrel megvalósított adó-vevő blokk-sémája látható a 3. ábrán. Az elrendezés

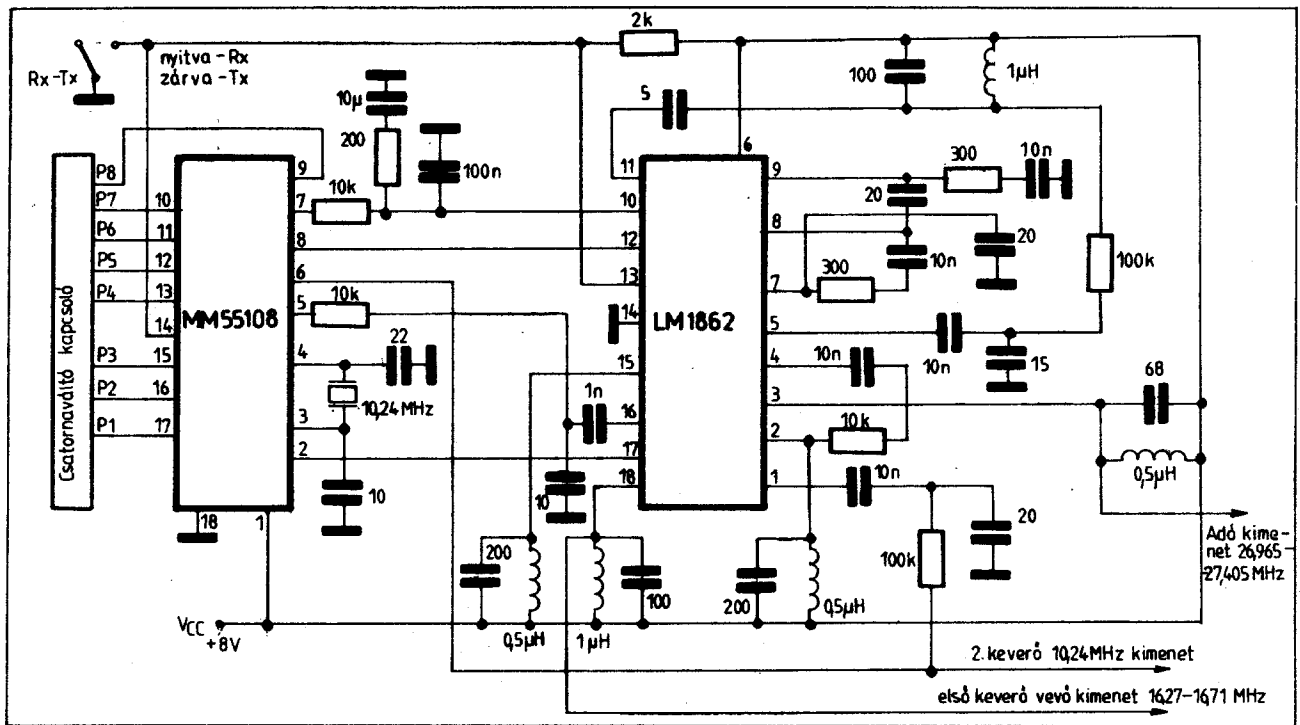
MM55104, MM55114 és MM55106, MM55116 áramkörök

Az áramkörök egy tápfeszültségről működnek (5 V - MM55104, MM55106; 8 V - MM55114, MM55116). Tartalmazzak referencioszcillátort, oszcillátorosztót, programozható osztót és fázisdetektort. Egyaránt felhasználhatók egyszer és kétszer transzponált berendezésekben.

Az MM55104 és MM55114 blokk-sémája az 1. ábrán, míg az MM55106 és MM55116 blokk-sémája a 2. ábrán látható. A referenciakérfrekvenciát 10,24 MHz-es kvarcoszcillátorból, osztás után nyerjük. A „frekvenciakiválasztás” láb vezérlésével

7. ábra. Az MM55108 típusú áramkör blokk-sémája





8. ábra. 40 csatornás CB szintetizátor kapcsolási rajza

három kristályt használ fel. A 4. és 5. ábrák az MM55106/116 egy-egy lehetséges felhasználását mutatják. A 4. ábrán egy 23 csatornás 2 kristályos, míg az 5. ábrán egy 23 csatornás egykristályos megoldás látható. A programozható osztók mindegyik áramkörnél bináris kóddal vezérelhetők, igazságtáblázatuk az 1. táblázatban látható.

Az MM55108 és MM55110 típusjelű áramkörök hasonló felépítésűek, csak egyiket szolgáltatással ki lettek bővíve. Az egyik ilyen szolgáltatás a programozható osztó Rx/Tx üzemmódja. Ennek használatával egyszerűen megvalósítható a vétel üzemmódban szükséges $N+91$ shift ($5 \text{ kHz} \times 91 = 455 \text{ kHz}$). A beépített erősítők kisebb bemeneti szintek esetén is biz-

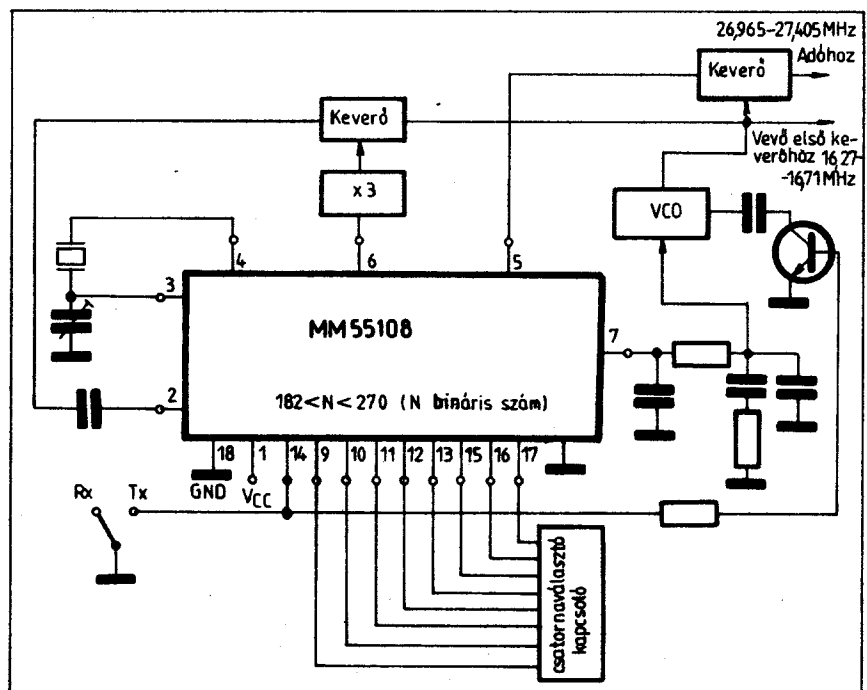
tosítják a jó működést. Az MM55110 áramkörbe még egy külön erősítő is beépítésre került, amit a hurokszűrőben lehet eredményesen használni. Az IC-k belső elrendezése a 6. és 7. ábrán vehető szemügyre. Egyébként az áramkörök működése teljesen megegyezik az előzőkével. A 8. ábrán egy 40 csatornás egykristályos adó-vevőre láthatunk példát. Természetesen

1. táblázat Az MM55106/116 áramkörök igazságtáblázata

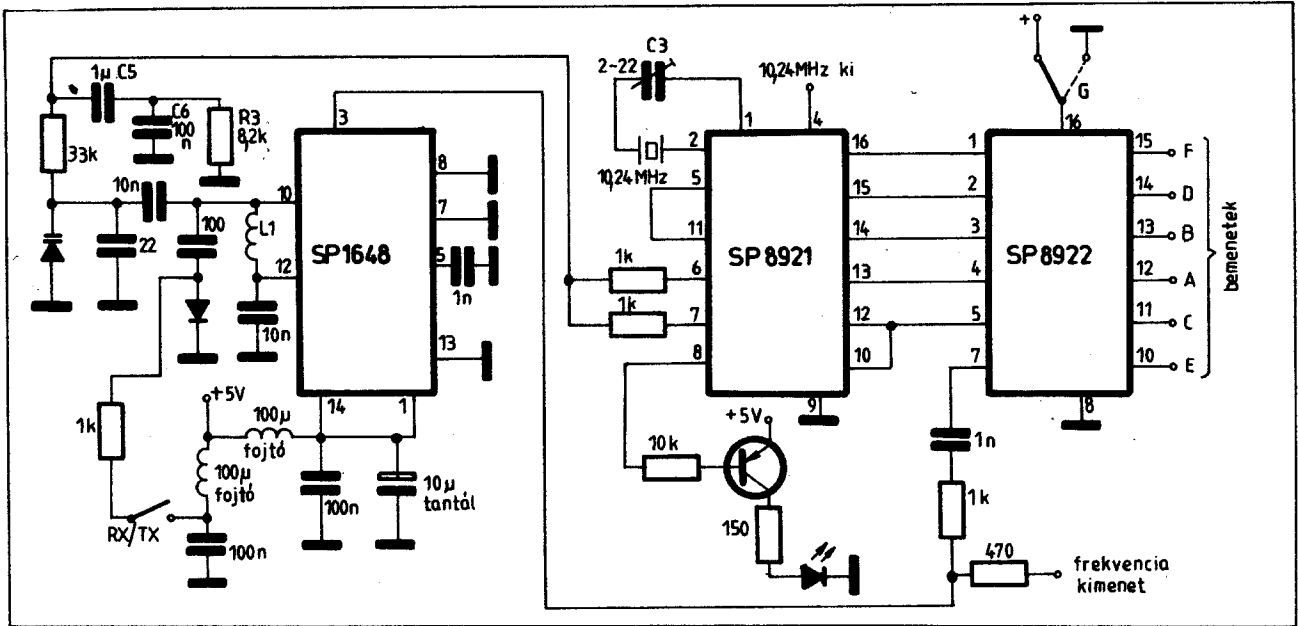
N	P ₈	P ₇	P ₆	P ₅	P ₄	P ₃	P ₂	P ₁	P ₀
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	1
...
511	1	1	1	1	1	1	1	1	1

2. táblázat Az MM55108 áramkör logikai táblázata

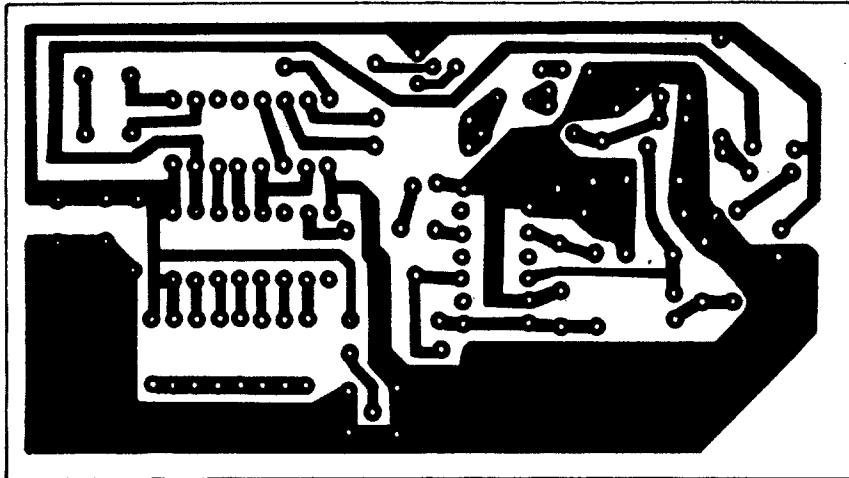
Rx/Tx	I	N	Bemenetek							
			2 ⁶	2 ⁷	2 ⁸	2 ⁵	2 ⁴	2 ³	2 ²	2 ¹
			P ₈	P ₇	P ₆	P ₅	P ₄	P ₃	P ₂	P ₁
1	92	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	93	0	0	0	0	0	0	0	0	1
4	95	0	0	0	0	0	0	0	0	1
...
182	273	0	1	0	1	1	0	1	1	1
...
270	361	1	0	0	0	0	1	1	1	1
...
510	601	1	1	1	1	1	1	1	1	1



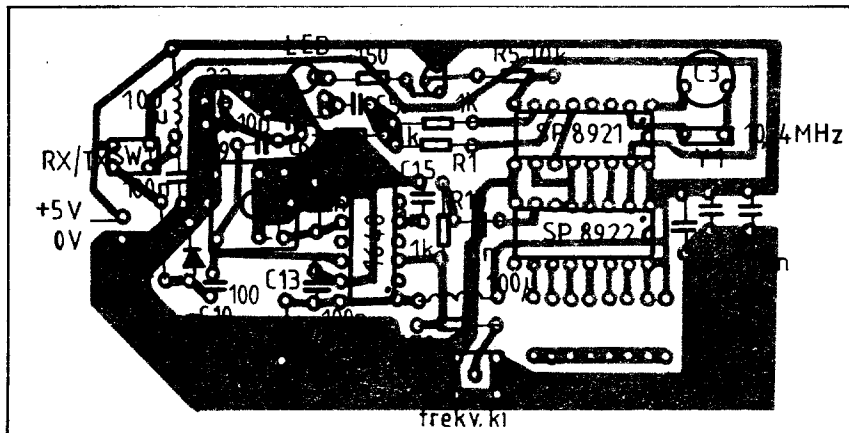
9. ábra. 40 csatornás 1 kristályos CB adó-vevő bloksémája



10. ábra. CB szintetizátor kapcsolás SP8921/8922 áramkörökkel



11. ábra. Az SP8921/8922-vel megépített CB szintetizátor nyák-rajza



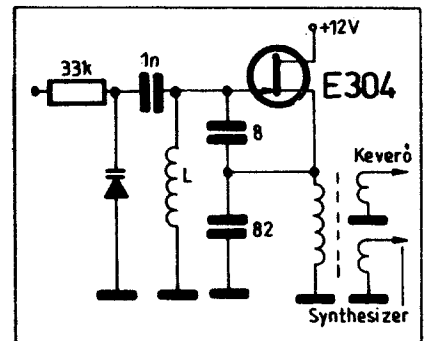
12. ábra. Az SP8921/8922-vel megépített CB szintetizátor beültetési rajza

amikor ebben a cikkben adó-vevőről beszélünk, akkor csak a frekvenciaelőállító szintetizátor részére kell gondolni, a többi RF áramkör nélkül. Ugyancsak az MM55108-as IC a lelke a 9. ábrán látható 40 csatornás 1 kristályos alsó keverésű készüléknek. Az MM55108 logikai táblázata a 2., az MM55110-é pedig a 3. táblázatban látható.

PLESSEY-áramkörök

Folytatva az áramkörök ismertetését, most Plessey-típusok következnek. A cég főként professzionális célra gyárt áramköröket, ezért drágábbak is. Legtöbbjük alkalmas arra, hogy a tervező igényeinek megfelelő bonyolultságú és minőségű készülékek legyenek kialakíthatók. Azért ők is gyártanak CB célra szintetizátort, ilyen áramkör az SP8921/8922 típus.

Csak zárójelben említem meg, hogy ugyanezzel az elrendezéssel rádióamatőr szintetizátor is építhető, amire példát is fogunk látni. Az SP8921/8922 integrált



13. ábra. Kiszajjú FET-es VCO kapcsolása

3. táblázat Az MM55110 típusú áramkör logikai táblázata

Rx/Tx 1 N	Rx/Tx 0 N	bemenetek									
		2 ⁰ P ₀	2 ¹ P ₁	2 ² P ₂	2 ³ P ₃	2 ⁴ P ₄	2 ⁵ P ₅	2 ⁶ P ₆	2 ⁷ P ₇	2 ⁸ P ₈	2 ⁹ P ₉
1	92	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	93	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
3	94	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
...
182	273	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0
...
270	361	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0
...
1023	1114	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

4. táblázat Az SP8921/8922 áramkörök igazságtáblázata

Csatorna- szám	Bemeneti kód					Kimeneti frekvencia (MHz) (O ofszt)	
	F	E	D	C	B		A
1	0	0	0	1	1	1	26,965
2	0	0	1	0	0	0	26,975
3	0	0	1	0	0	1	26,985
4	0	0	1	0	1	1	27,005
5	0	0	1	1	0	0	27,015
6	0	0	1	1	0	1	27,025
7	0	0	1	1	1	0	27,035
8	0	1	0	0	0	0	27,055
9	0	1	0	0	0	1	27,065
10	0	1	0	0	1	0	27,075
11	0	1	0	0	1	1	27,085
12	0	1	0	1	0	1	27,105
13	0	1	0	1	1	0	27,115
14	0	1	0	1	1	1	27,125
15	0	1	1	0	0	0	27,135
16	0	1	1	0	1	0	27,155
17	0	1	1	0	1	1	27,165
18	0	1	1	1	0	0	27,175
19	0	1	1	1	0	1	27,185
20	0	1	1	1	1	1	27,205
21	1	0	0	0	0	0	27,215
22	1	0	0	0	0	1	27,225
23	1	0	0	1	0	0	27,255
24	1	0	0	0	1	0	27,235
25	1	0	0	0	1	1	27,245
26	1	0	0	1	0	1	27,265
27	1	0	0	1	1	0	27,275
28	1	0	0	1	1	1	27,285
29	1	0	1	0	0	0	27,295
30	1	0	1	0	0	1	27,305
31	1	0	1	0	1	0	27,315
32	1	0	1	0	1	1	27,325
33	1	0	1	1	0	0	27,335
34	1	0	1	1	0	1	27,345
35	1	0	1	1	1	0	27,355
36	1	0	1	1	1	1	27,365
37	1	1	0	0	0	0	27,375
38	1	1	0	0	0	1	27,385
39	1	1	0	0	1	0	27,395
40	1	1	0	0	1	1	27,405

áramkörökkel 40 csatornás CB szintetizátort építhetünk 10 kHz-es raszterrel 26,965 és 27,405 MHz között. Természetesen a CB csatornakiosztásnak megfelelő „rések” megtalálhatók itt is. A csatornaszámok, a bemeneti kódok és a frekvenciák közötti összefüggés a 4. táblázatban látható.

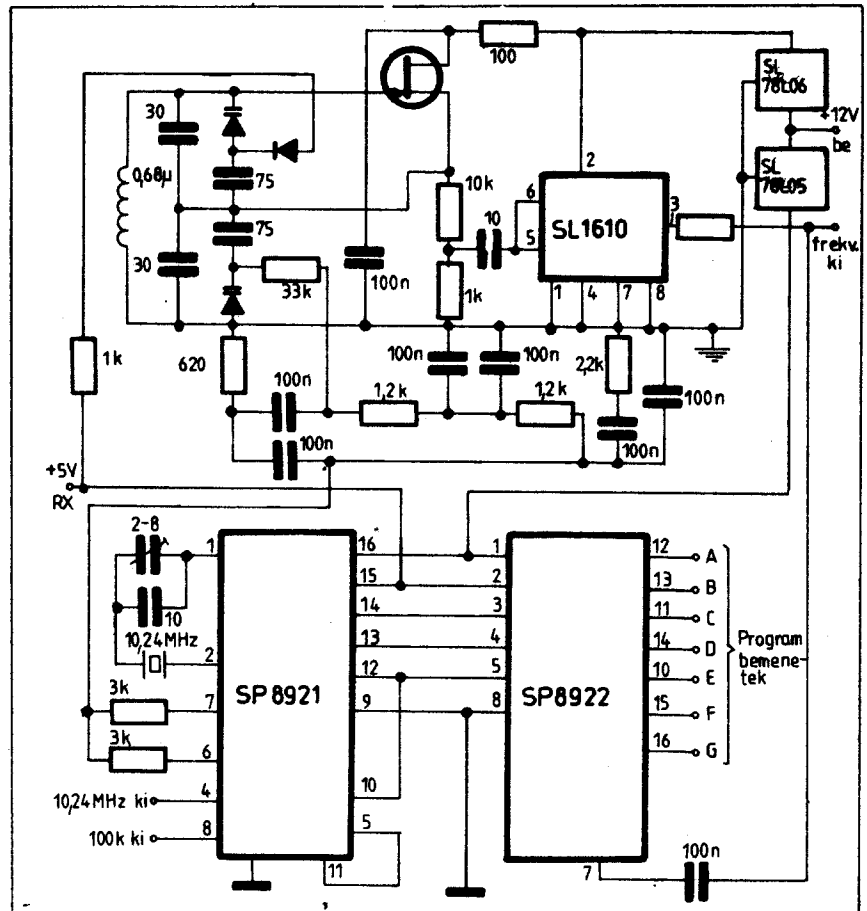
Lehetőség van különböző frekvenciaoffsetek létrehozására, ezáltal többféle KF használható. Ezek beállítása az 5. táblázat szerint végezhető el. Az SP8922 16-os lába általában magas szinten van, ha azonban alacsony szintet állítunk be, ez a kimeneti frekvenciát megnöveli 5 kHz-cel, tehát „half channel offset” funkciót tölt be. Maga a szintetizátor kapcsolása a 10. ábrán látható. Ebben a kapcsolásban a VCO sze-

5. táblázat Az SP8921/8922 áramkörök frekvencia offsetelése

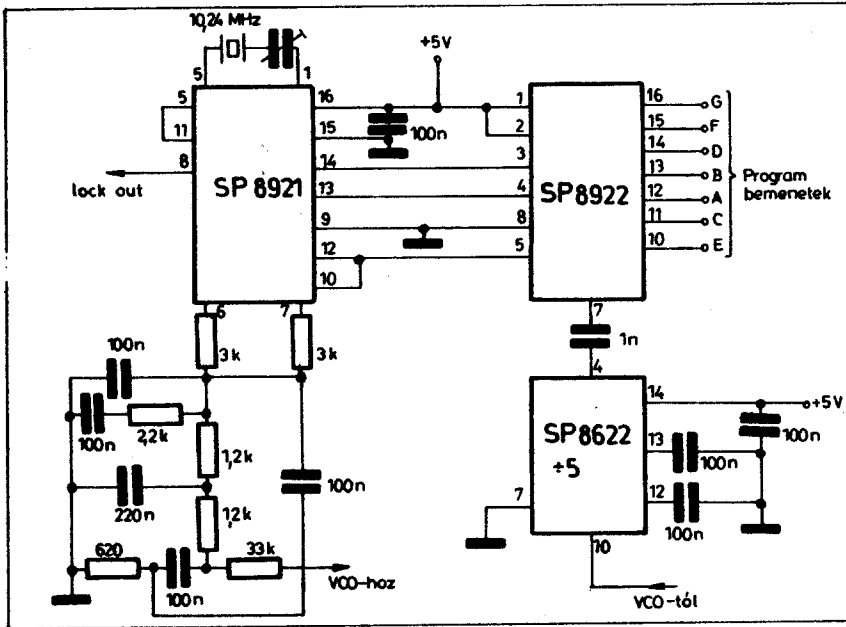
Offset	SP8921	SP8922
0	0	0
-455 KHz	0	1
-10,24 MHz	1	0
-10,695 MHz	1	1

6. táblázat A 15. ábra kapcsolásának kódtáblázata

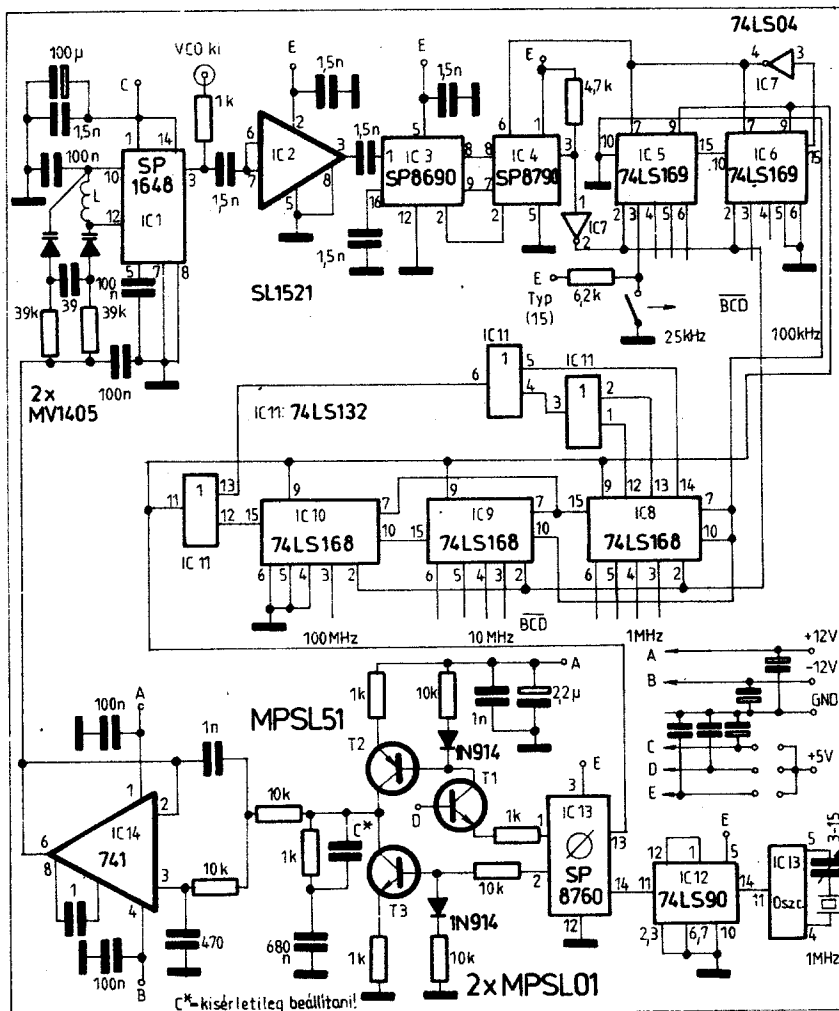
Rx/Tx frekvencia (MHz)	Csatorna	Synthesizer frekv. (MHz)	Bemenetek						
			G	A	B	C	D	E	F
145.000	R0	134.300	0	0	1	0	1	0	1
145.025	R1	134.325	1	0	1	0	1	0	1
145.050	R2	134.350	0	1	1	0	1	0	1
145.075	R3	134.375	1	1	1	0	1	0	1
145.100	R4	134.400	0	0	0	1	1	0	1
145.125	R5	134.425	1	0	0	1	1	0	1
145.150	R6	134.450	0	1	0	1	1	0	1
145.175	R7	134.475	1	1	0	1	1	0	1
145.200	R8	134.500	0	0	1	1	1	0	1
145.225	R9	134.525	1	0	1	1	1	0	1
145.250	R10	134.550	0	1	1	1	1	0	1
145.500	S20	134.800	0	0	0	1	0	1	1
145.525	S21	134.825	1	0	0	1	0	1	1
145.550	S22	134.850	0	1	0	1	0	1	1
145.575	S23	134.875	1	1	0	1	0	1	1
145.600	S24	134.900	0	0	1	1	0	1	1
145.625	R1	134.925	1	0	1	1	0	1	1
145.650	R2	134.950	0	1	1	1	0	1	1
145.675	R3	134.975	1	1	1	1	0	1	1
145.700	R4	135.000	0	0	0	0	1	1	1
145.725	R5	135.025	1	0	0	0	1	1	1
145.750	R6	135.050	0	1	0	0	1	1	1
145.775	R7	135.075	1	1	0	0	1	1	1
145.800	R8	135.100	0	0	1	0	1	1	1
145.825	R9	135.125	1	0	1	0	1	1	1
145.850	R10	135.150	0	1	1	0	1	1	1



14. ábra. Jó minőségű CB adó-vevő kapcsolása



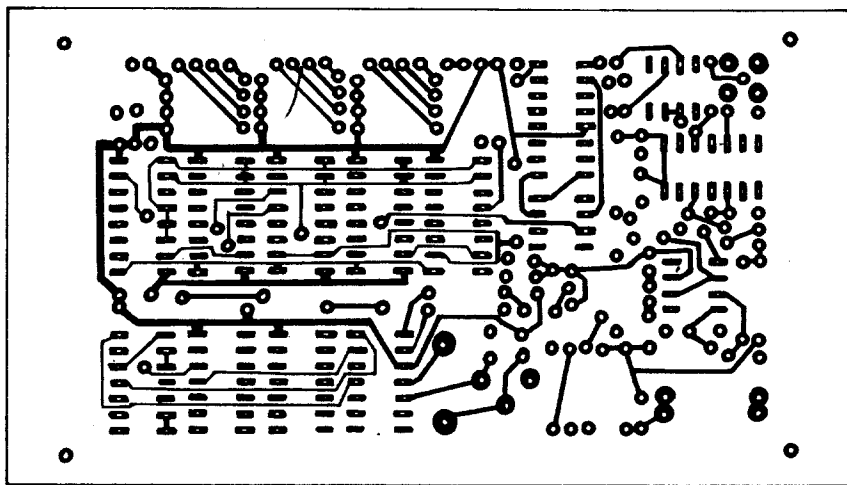
15. ábra. A 2-es sávban működő szintetizátorkapcsolás



16. ábra. Szintetizátorkapcsolás a 108–174 MHz-es sávban

repét egy SP1648 típusú feszültségvezérelt oszcillátor tölti be. A kristályoszcillátor a C_3 kísértékű trimmerkondenzátorral állítható be a névleges frekvenciára. Az L_1 tekercset úgy kell hangolni, hogy amikor a készülék a 30-as csatornán áll, akkor a varikap hangolófeszültsége 2,85 V legyen. Mivel az adási és vételi frekvenciák közti különbség 10 MHz-nél is nagyobb, ezért nem lehet ugyanazt a hangolt kört használni. Egy külön kapacitást kell hozzákapcsolni vétel alatt. Az SP8921 fáziskomparátora 0,5–3,8 V-os jelet szolgáltat, de előnyösebb az 1,5–3 V-os tartományban használni, mivel itt jobb linearitás érhető el. Az LPF C_5 , C_6 és R_3 elemeket tartalmazza. Ha a szintetizátor letapogató vevőben ún. „scanning receiver” nyer alkalmazást, úgy át kell kapcsolni az LPF-et. Gyors behúzású, de csökkentett szűrőhatású áramkör kívánatos a keresés alatt, míg normál üzemben egy lassúbb, de tiszta jelet szolgáltató megoldás. Az SP8921 nyolcas lába használható a hurok zárt állapotának indikálására és az RX/TX kapcsoló kapuzására. Az áramkör főábrája a 11., míg az alkatrészoldali rajza a 12. ábrán látható. A VCO nemkívánatos oldalsávjai a vivőtől 1,25 kHz távolságra (referenciajel) 50 dB-lel alacsonyabb szinten vannak jelen. A vivőtől 5 kHz-nél távolabb első komponensek 70 dB-es csillapítást szenvednek. A 0-ról a 40. csatornára történő ugrás kb. 35 ms alatt zajlik le. Ha fokozott követelményeket is kielégítő megoldás szükséges, akkor két út kínálkozik: Az egyik az alacsony zajkűszöbvel rendelkező FET oszcillátor használata az SP1648 helyett. Erre látunk példát a 13. ábrán, míg a másik lehetőség az igényesebb LPF használatában rejlik. A 14. ábra egy igen jó minőségű megoldást mutat, ahol a kettős T szűrő a referencia oldalsávokat –90 dB alá szorítja le és az SL1610C buffer pedig több mint 60 dB-es elválasztást biztosít a kimenet és a VCO között.

Az SP8921/22 áramkörökkel a 2-m-es amatőrsávra is készíthetünk szintetizátort. A kapcsolás alsó keverésű és 10,7 MHz középfrekvenciájú készülékekhez készült, és 25 kHz-es raszterrel rendelkezik. Kapcsolása a 15. ábrán látható. Ez nem tartalmazza a VCO-t, mivel különböző megoldások képzelhetők el. A VCO-nak 133–135,6 MHz között kell hangolhatónak lennie, amit 1,5–3 V-os hangolófeszültség hoz létre. Az előosztó SP8622-es öttel osztó típus. Az SP8622-es áramkört egyszerűen lehet használni. Kb. 400–800 mV_{p-p} bemenő jelet igényel. Az SP8922 fogadja a csatorna-kódot az A–G bemeneteken keresztül. A különböző frekvenciákhoz tartozó kódok a 6. táblázatban láthatók. Mivel az SP8922 eredetileg nem 2 m-es üzemre lett tervezve, ezért a programbemenetek kódjai és a kiválasztott csatornák között nem áll fenn egyszerű összefüggés. Egy ROM vagy PROM kiválóan megoldja a problémát. A PROM-nak tartalmaznia kell a 600 kHz-es shíftet átjátszó üzemben. Az aluláteresztő szűrő egy kicsit komplikáltabb a korábbinál, tekintve, hogy az 1,25 kHz-es referenciának nem szabad megjelenni a kimeneti spektrum-



17. ábra. 108–174 MHz-es fóliaoldali rajza

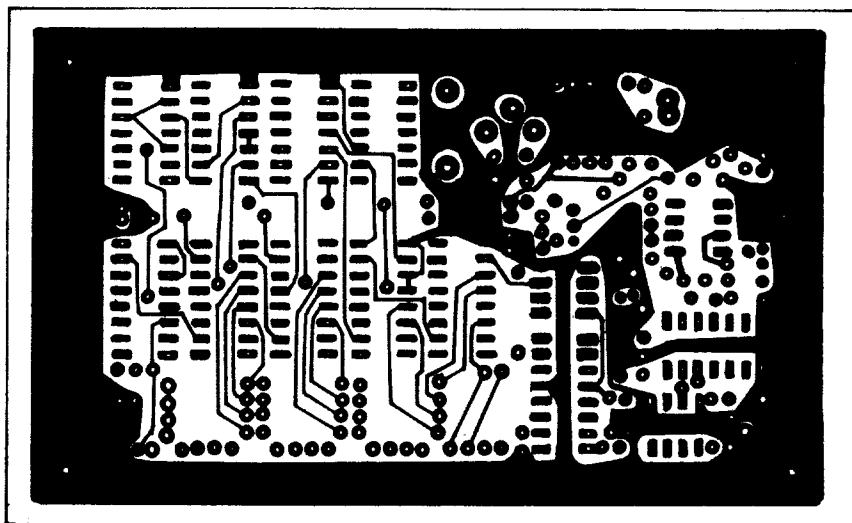
ban. A szűrőt árnyékolni kell mind az osztótól, mind a VCO-tól.

Ha olyan igény is felmerül, hogy a frekvenciát folyamatosan is lehessen változtatni két 25 kHz-es szegmens között, úgy az SP8921-es kristályoszillátorát változtathatóvá kell kiképezni. Egy kristályoszillátor biztosítja a csatornák pontos generálását, egy másik – változtatható – pedig a csatornák közti interpolációt. Az elrendezés meglepően jó minőségű jelet szolgáltat. A referencia oldalsávok – 90 dB-es relatív szinten vannak jelen. Meg kell azonban jegyezni, hogy a spektrumtisztaság nagymértékben függ az alkalmazott VCO saját zajparamétereitől.

A következőkben néhány synthesizer megoldást mutatunk be a VHF/UHF sávra. A 16. ábrán egy 108–174 MHz között működő kapcsolás látható. A csatornaosztás 25 kHz. A VCO Plessey SP1648 típus. Az eszköz emittercsatolt oszcillátor, melynek kimenete illeszkedik az ECL111-es családhoz. A VCO hangolását varicap-diódák biztosítják. Az SL1521-es szélessávú

erősítő biztosítja a szükséges elválasztást a VCO és a digitális osztó között. A fő szerepe ennek a fokozatnak az, hogy megakadályozza a kapcsolási zaj kimenetre jutását.

Az előosztó SP8690 kismegoldású UHF 10/11-es kétmódusú típus. Az SP8790-es számlálóval összekapcsolva 40/41-es osztót reprezentál. Ebben az elrendezésben kb. 200 MHz-ig üzemképes. A 40/41-es osztó TTL-kompatibilis, így közvetlenül összekapcsolható a többi fokozattal. A programozható osztók bemenetei BCD komplementes kódban programozhatók. Erre vagy ilyen peremkeresek kapcsolót, vagy így behuzalozott yaxleyt használunk. Az osztók hátrafelé számolnak. Az SP8760 áramkör referenciaosztót, 4-es osztót, változtatható 15/16-os osztót és fáziskomparátort tartalmaz. 1 MHz-es kristály használata esetén az IC₁₃ 11-es kimenetén 250 kHz-es jel van jelen. A 250 kHz-et 25 kHz-re osztja az IC₁₂ 74LS90. A 25 kHz-es jel szolgál referenciajelként a fáziskomparátor számára. A fá-



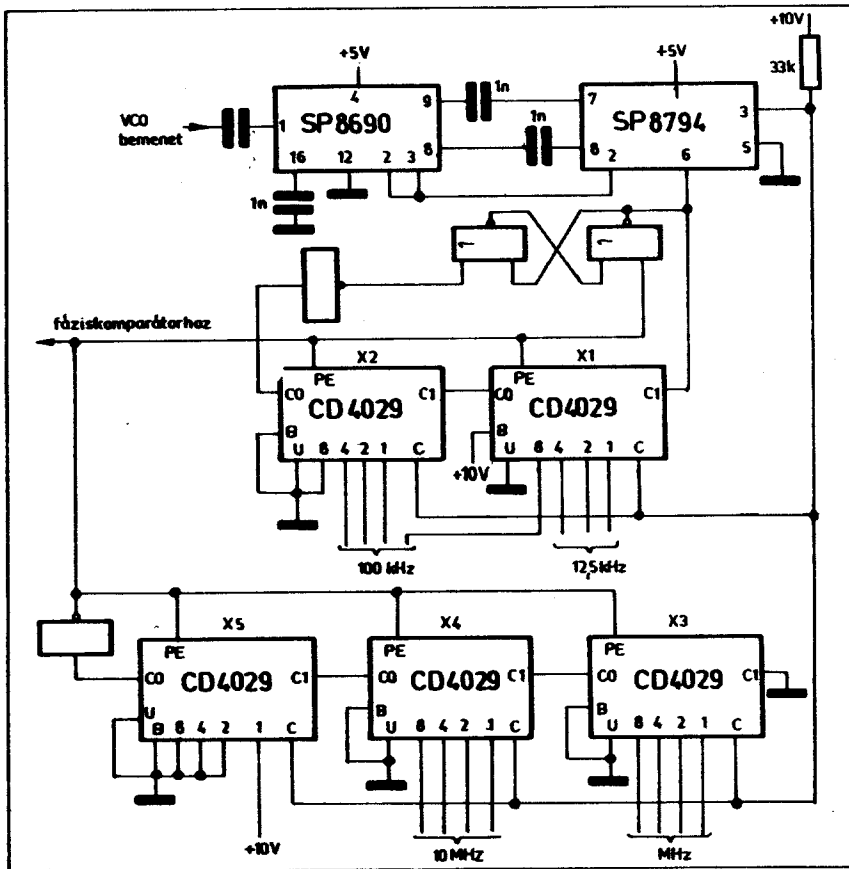
18. ábra. A 108–174 MHz-es alkatrészoldali rajza

ziskomparátor az összehasonlítás eredményétől függően az IC₁₃ 1-es és 2-es kimeneteken vezérli a charge pump áramkört. Az IC₁₄ 741-es aktív aluláteresztő szűrőként szerepel. A töréspont kb. 2,5 kHz-nél van. Másik lehetőség a 25 kHz-es referenciajel kiszűrésére a 25, 50 és 75 kHz-re hangolt lyukszűrők alkalmazása. A szűrő kimenete hangolja a VCO-t. A kapcsolás nyákraszai a 17. és 18. ábrán láthatók.

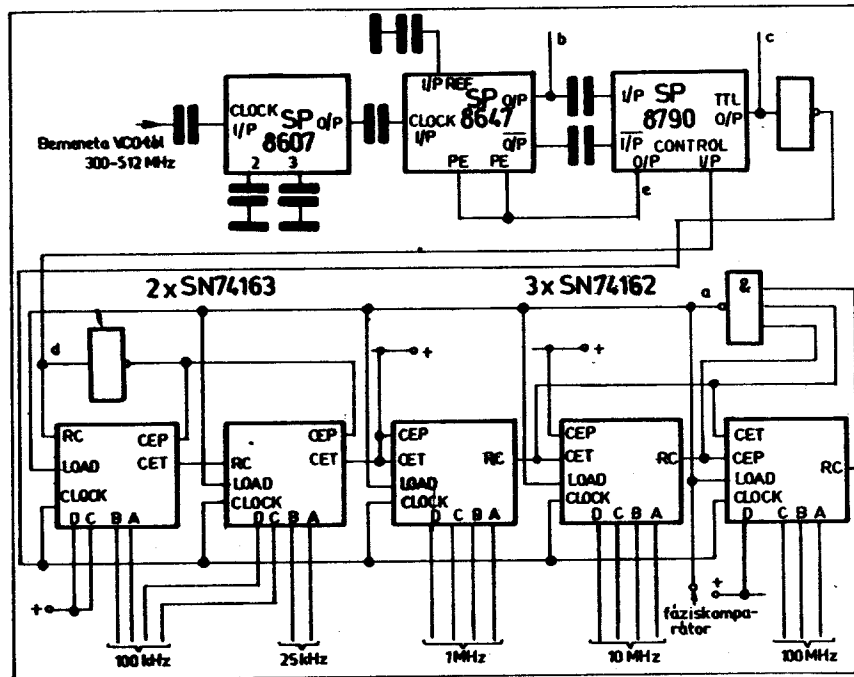
A 19. ábrán egy 100 és 199,9875 MHz között 12,5 kHz-es raszterrel hangolható kapcsolás látható. Előosztóként az SP8690 10/11-gyel osztó áramkör szolgál és az SP8794 ún. „modulus extenderrel” 80/81-es blokkot képez. A kimenetén a legnagyobb bemeneti frekvencia esetén is csak kb. 2,5 MHz van jelen, így azt már a CMOS áramkörök is fel tudják dolgozni. A programozható osztólánc öt CD4029-es bináris/dekád számlálót tartalmaz, melyek közül az egyik bináris üzemmódban dolgozik. A számlálók szinkronban dolgoznak, az órajel párhuzamosan hajtja meg a clock bemeneteket, míg a „clock enable” vonalak kaszkádba vannak kapcsolva. Az x₁ és x₂ számlálók vezérlik a kétmódusú prescaler elrendezést. Lényeges, hogy a terjedési késleltetés az SP8974 kimenetéről az SP8974 vezérlőbemenetére vonatkoztatva kisebb legyen, mint az SP8690/8794 elrendezés egy számolási ciklusa, máskülönben a számláló nem tudja vezérelni a kétmódusú előosztót. Ez 200 MHz-nél azt jelenti, hogy a hurok késleltetése nem lehet nagyobb, mint 700 ns.

A 20. ábrán látható kapcsolás működése nagyon hasonló az előbbiekéhez. Ez az áramkör 300 és 512 MHz között működik, 25 kHz-es csatornaosztással. Egy fix 2-es előosztó fogadja a VCO jelet, és a kettővel leosztott jel hajtja meg a kétmódusú elrendezést. A kettes előosztás miatt a csatornátávolság 25 kHz lesz annak ellenére, hogy a referencia itt is 12,5 kHz. Mivel a CD4029-es IC-nek megfelelő TTL áramkör nincs, ezért külön 4 bites bináris és BCD osztók kerültek felhasználásra. Ezeket szintén lehet szinkron jártni, de a „carry enable” rendszerük bonyolultabb, mint a CD4029-es áramköré. Mivel ezek a számlálók nem kétirányúak, ezért a 9-es komplementes kódjaikkal kell őket programozni. Az osztók programozása a szintetizátor felhasználási területétől függően változhat. Általános felhasználású készülékben lehet peremkeresek kapcsolókat használni. Ha egy pár előre programozott csatornára is szükségünk van, akkor egy olvasható memóriát célszerű beiktatni. A legegyszerűbb ROM erre a célra egy diódamátrix. Ennek megvan az az előnye is, hogy könnyen átprogramozható.

Az NJ8811 és NJ8812 IC-k N csatornás MOS áramkörök, melyek alkalmasak 4 módusú előosztóval való „együtműködésre”. Három főbb részből állnak: a referenciaosztóból, a fáziskomparátorból és a programozható osztóból, amint az a 21. ábrán is látható. Minden be- és kimenet TTL-kompatibilis. A referenciaosztó külső 4,8 MHz-es oszcillátorból kapja a meghajtást és 16 különböző osztóarányra állítható be, ezáltal 16 különböző referenciafrekvencia-érték állítható be. Ez a 7. táblá-



19. ábra. 100–199, 9875 MHz között működő szintetizátor



20. ábra. 300–512 MHz között 25kHz-es raszterrel működő kapcsolat

zatban látható. A programozható osztófokozat két négybites és egy nyolcbites programozható osztóból áll. A négybites osztó határozza meg a teljes osztásarányt. Az SP8906/NJ8811 elrendezéssel tetszőleges osztásarány valósítható meg 3840 és 69 375 között. A „range” láb földelése esetén az osztásviszony 36 608 és 102 143 közé tolódik el. A programozó adat négy 4 bites szóból áll, ami egy 16 bites bináris számot alkot. A fáziskomparátor három „open drain” kimenettel rendelkezik, amint az a 22. ábrán is látható.

Adatkiválasztás: A szintetizátor programozásához a következő adatok kellenek:

1. a referencia-frekvencia.
2. a VCO frekvenciája.

A frekvenciaprogram multiplexelt formában kerül az IC belső tárolójába. Az adat kiolvasását az IC maga végzi a DS₁ és DS₂ vezérlővonalakon keresztül. Ennek az idődiagramja a 23. ábrán látható. A programkód kiszámítása a következőképpen végezhető el:

$$N = \frac{1000 \cdot f}{c} - R,$$

ahol f = VCO frekvencia (MHz),

c = csatornatávolság (kHz),

R = „range number” ($R = 3840 = 1$, $R = 36608 = 0$).

A 16 bites bináris szám négy 4 bites részből áll. Először a legalacsonyabb helyiértékű szót olvassuk be a D₃, D₂, D₁, D₀ bemenetekon keresztül, míg a legmagasabb helyiértékűt utoljára.

Egy számpéldán könnyebben megérthető a procedura. Legyen a VCO frekvencia 937 MHz és a csatornaosztás 12,5 kHz. Így

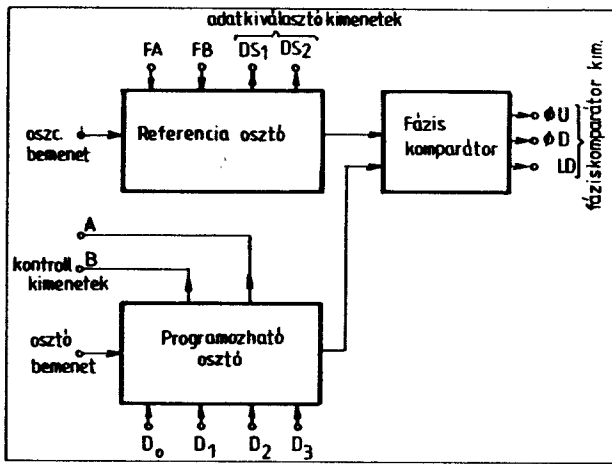
$$\begin{aligned} f &= 937 \\ c &= 12,5 \\ R &= 36608 \\ N &= 38352 \end{aligned}$$

A 16 bites szóvá való alakítás a következőképpen végezhető:

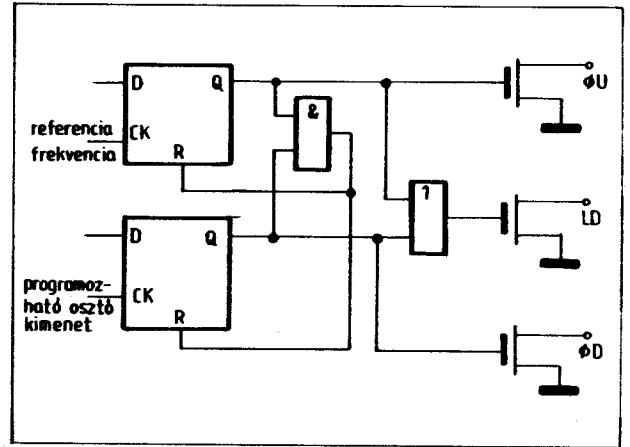
	eredmény:
1. Osszuk el a számot 4096-tal	9,363
2. Írjuk le a tizedespont előtti számot („D” szó)	9
3. Vonjuk ki ezt a számot	0,363
4. Szorozzuk meg 16-tal	5,812
5. Írjuk le a tizedespont előtti számot („C” szó)	5
6. Vonjuk ki ezt a számot	0,812
7. Szorozzuk meg 16-tal	13,000
8. Írjuk le a tizedespont előtti számot („B” szó)	13
9. Vonjuk ki ezt a számot	0
10. Szorozzuk meg 16-tal	0
11. Írjuk le a legközelebbi egész számot („A” szó)	0

A négy decimális számot közvetlenül binárisra alakítva megkapjuk a keresett 16 bites bináris számot. Ez a 8. táblázatban vehető szemügyre.

A fáziskomparátor kimenetei a 24. ábrán látható áramkörrel egyesíthetők. A 25.



21. ábra. Az NJ8811 típusú áramkör blokkismája



22. ábra. Az NJ8811-es áramkör fáziskomparátora

ábra a fáziskomparátor jelalakjait mutatja különböző fázisviszonyok esetén.

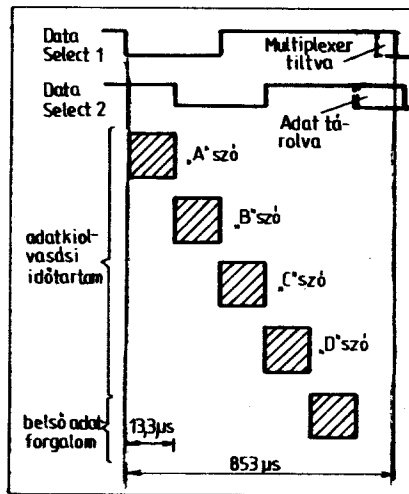
Hurokszűrő tervezése

1. Válasszuk ki a hurok saját frekvenciáját. Ez alapvetően befolyásolja a hurok beállási idejét. Első közelítésben a beállási idő $10/\omega_n$ lesz, ahol ω_n rad/s-ban értendő.

2. Válasszuk ki a csillapítási tényező értékét. Ez a paraméter nagymértékben befolyásolja a hurok stabilitását, $D=1$ -es érték egy jó érték, kb. 10% túllövést eredményez.

3. Meghatározandó: $K \cdot V = VCO$ erősítési tényező, rad/s/V = $= 2\pi \cdot \text{Hz/V}$, ahol Hz/V az 1 volt hatására létrejött frekvenciaváltozás Hz-ben. $N = VCO$ frekvencia/referencia-frekvencia.

4. Legyen $R_2=4,7 \text{ k}\Omega$ és 470Ω közötti érték,



23. ábra. Az NJ8811-es áramkör programozási idődiagramja

$$C_1 = \frac{K \cdot V}{2\pi \cdot N \cdot \omega_n^2 \cdot R_2}$$

5. $R_1 = D/\omega_n C_1$, ahol D a csillapítási tényező.

$$6. C_2 = \frac{1}{15\omega_n R_1}$$

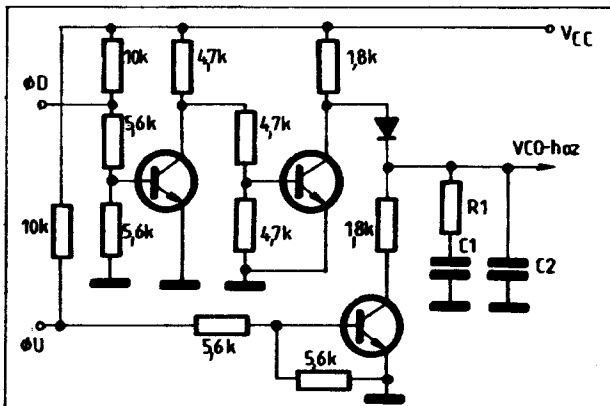
A 26. ábrán egy szintetizátorkapcsolás látható NJ8811 és SP8906 felhasználásával. A kapcsolás lelke a VCO, melynek kellőképpen kis zajúnak és jól aránykolt-nak kell lennie. 1-7 V-ig változó hangoló-feszültségre át kell hangolnia a kívánt sávot. A VCO kimenete egy SL560 típusú szélessávú, alacsony zajú erősítővel kerül felerősítésre, ami egyúttal elválasztást is ad. A kimenet kb. +2 dBm szinten van, és ez a jel kerül a 40673 tip. dual gate mosfet vezérlő elektródájára. Ez a fokozat további elválasztást ad a VCO felé, mielőtt az előosztóra kerül a jel. Az SP8906 egy kis értékű (6 menet 3 mm-es átmérőn) induktivitáson keresztül kapcsolódik a tápfe-

7. táblázat A: NJ8811-es áramkör beállítható referenciái

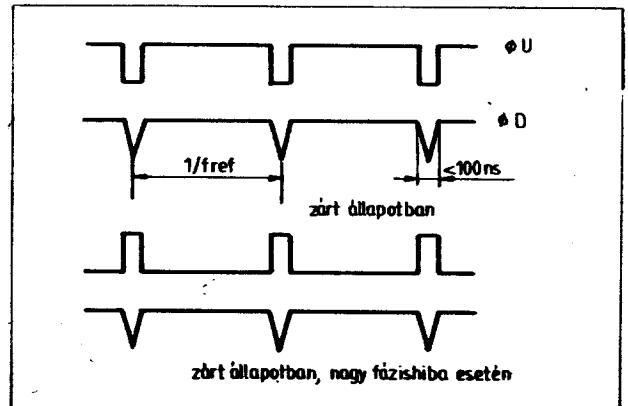
FB/FA	GND	O/C	DS ₁	DS ₂
GND	20	10	5	2,5
O/C	25	12,5	6,25	3,125
DS ₁	30	15	7,5	3,75
DS ₂	37,5	18,75	9,375	4,6875

8. táblázat A 16 bites szórá alakítás eredménye

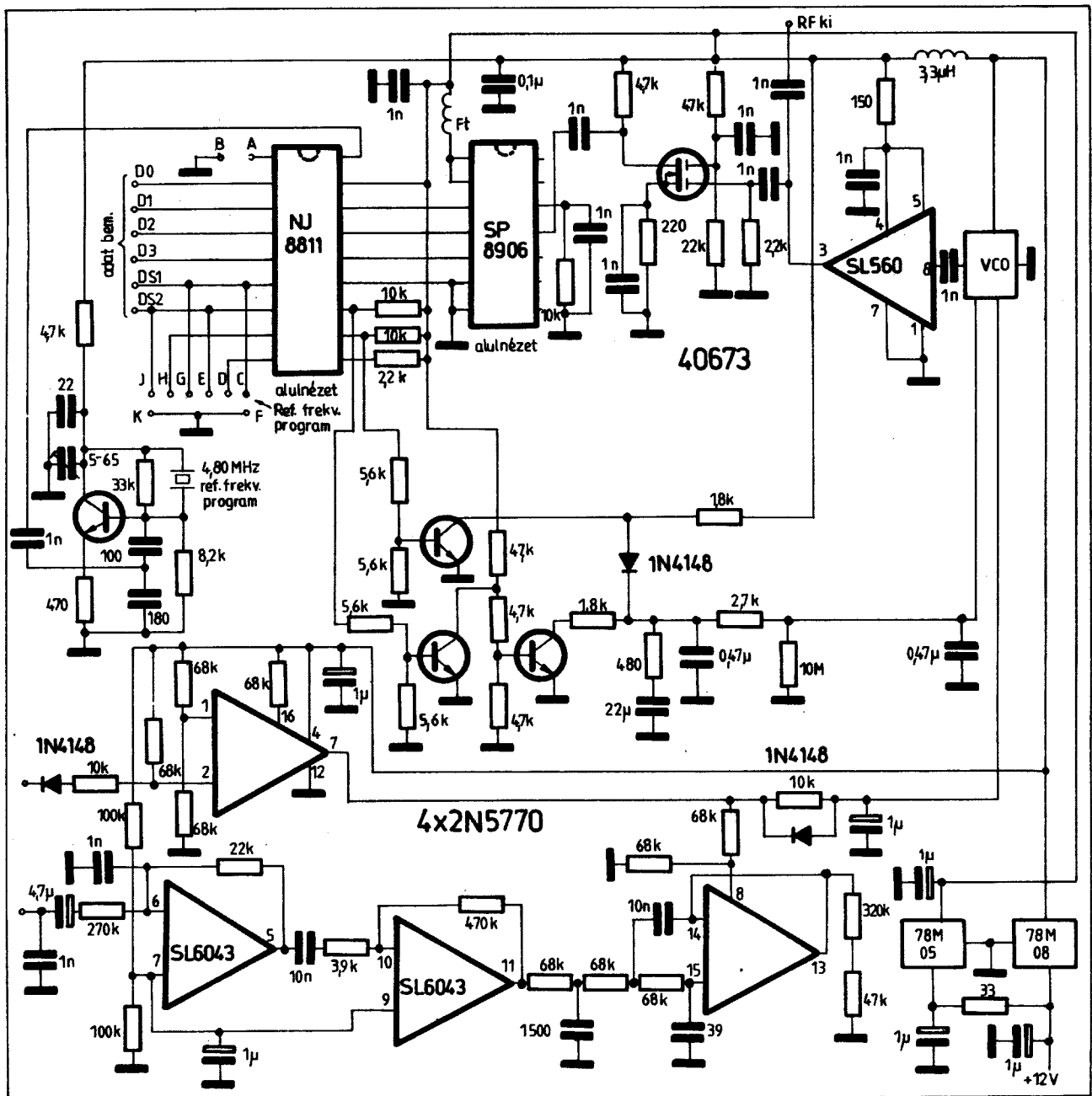
DS ₁	DS ₂	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀	
0	1	0	0	0	0	'A' szó
0	0	1	1	0	1	'B' szó
1	0	0	1	0	1	'C' szó
1	1	1	0	0	1	'D' szó



24. ábra. A fáziskomparátor kimeneteit egyesítő áramkör



25. ábra. A fáziskomparátor jelalakjai



26. ábra. Szintetizátorkapcsolás NJ8811 áramkör felhasználásával

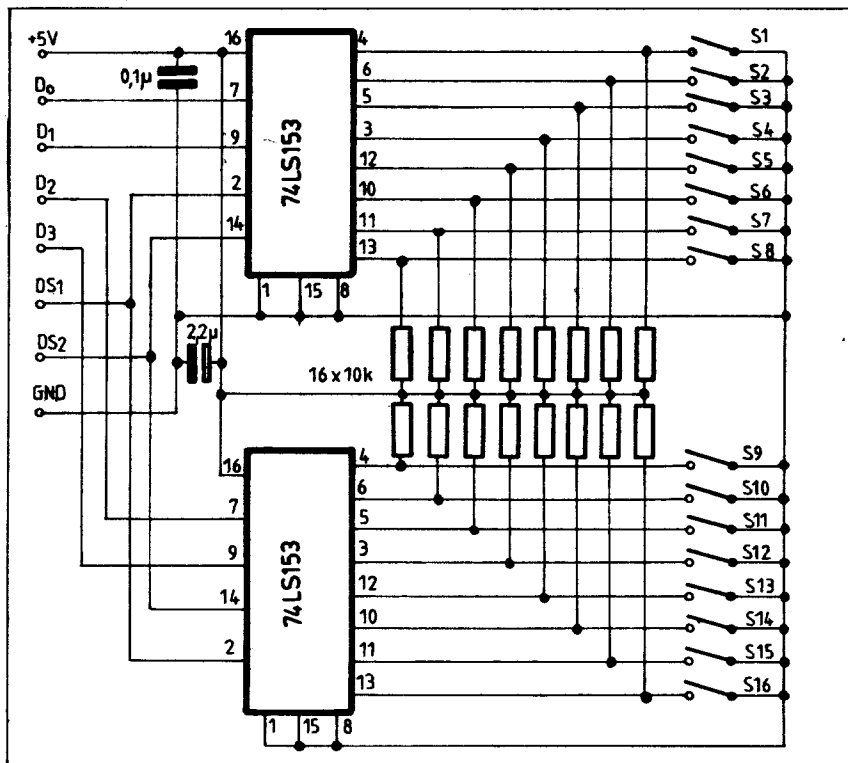
szükségre. A leosztott frekvencia csatlakozik az NJ8811 bemenetére. Az NJ8811 kimenete az aluláteresztő szűrőre kerül. Ha szükséges, a szűrő elemértékei megváltoztathatók. A megadott értékkel a referencia oldalsávok kb. -90 dB-es csillapítást szenvednek, míg a beállási idő kb. 100 ms. Az SL6043 négyes műveleti erősítőn keresztül modulálni lehet a VCO-t. A tápfeszültség szokványos 12 V-ból lett 8 és 5 V-ra leszabályozva monolitikus stabilizátorokkal. A programkódok előállítására legegyszerűbben a 27. ábrán látható kapcsolással valósítható meg. A 16 kapcsoló adatait a 74LS153 multiplexerek alakítják át olyan formátumba, amit az IC el tud fogadni. Természetesen sokcsatornás üzemből célszerű előre programozott PROM-

ot használni. Itt szeretném megemlíteni, hogy az IC közvetlenül illeszthető mikroprocesszorhoz is. A 28. ábra a kapcsolás nyomtatási rajzát mutatja, míg a beültetési rajz a 29. ábrán látható.

Egyszerű felépítésű és kis fogyasztású szintetizátor építhető az NJ8812 és az SP8793-as áramkörökkel. A kapcsolást a 30. ábra mutatja. A VCO fokozat kimeneti jelét egy 40673-as fettel választjuk el a kis fogyasztású (4 mA) előosztótól. Az NJ8812 programozása hasonlóan történik az NJ8811-hez. A referenciaoszillátor, valamint a charge pump áramkör 2N5770 típusú tranzisztorokból épül fel. Gondos árnyékolással és jól megválasztott elrendezéssel jó minőségű áramkörhöz juthatunk.

Philips áramkörök

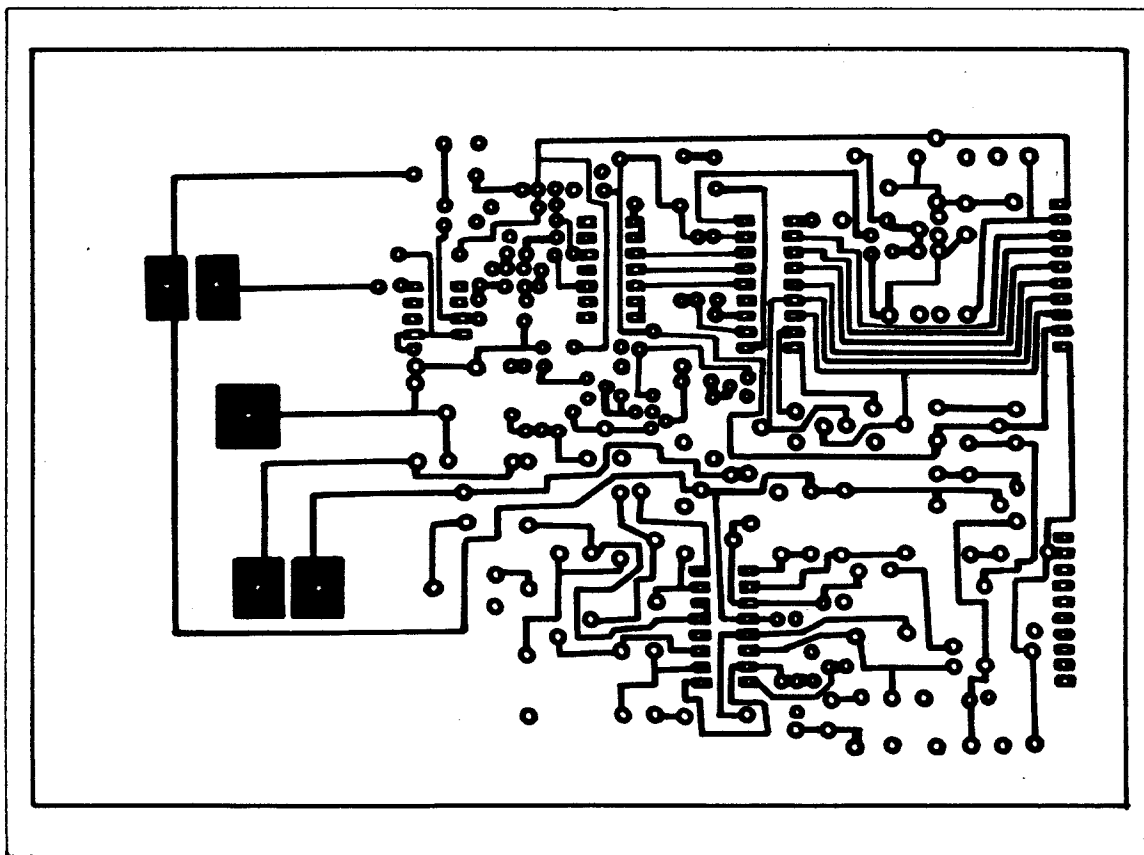
Befejezésként két áramkört mutatunk be, melyek a Philips cég termékei. Ezek a HEF 4750 V és a HEF 4751V LSI áramkörök, segítségükkel professzionális igényeket is kielégítő szintetizátorok építhetők még a GHz-es tartományban is. Nagy integráltságuknál fogva sokfajta feladat betöltésére alkalmasak. A HEF 4750V egy LSI szintetizátor chip, míg a HEF 4751V egy univerzális oszító. A két áramkört egy rendszerben használva univerzális, szinte mindent tudó készülék birtokába juthatunk. Tulajdonképpen az elrendezés összes előnyös tulajdonsága a hagyományos alkalmazásokban nem is használható ki tel-



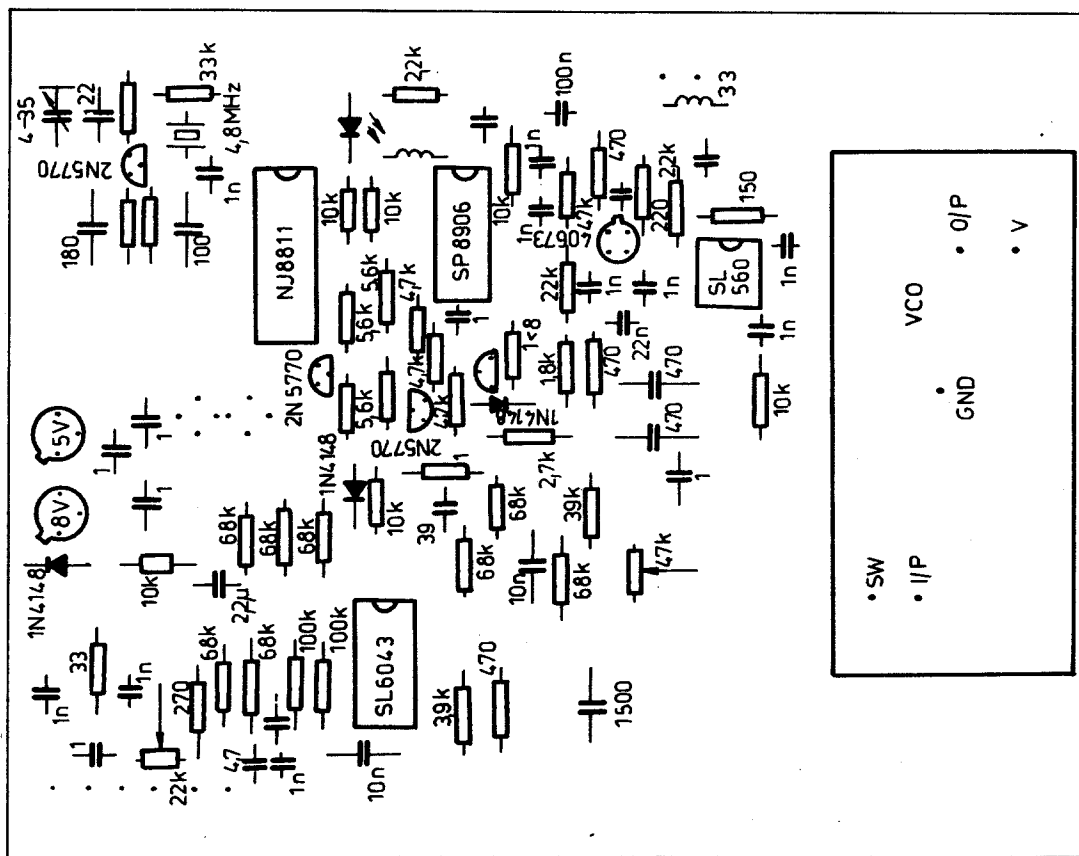
27. ábra. A programkódok előállítására szolgáló egyszerű kapcsolás

jesen a kiszolgáló áramkörök korlátai miatt.

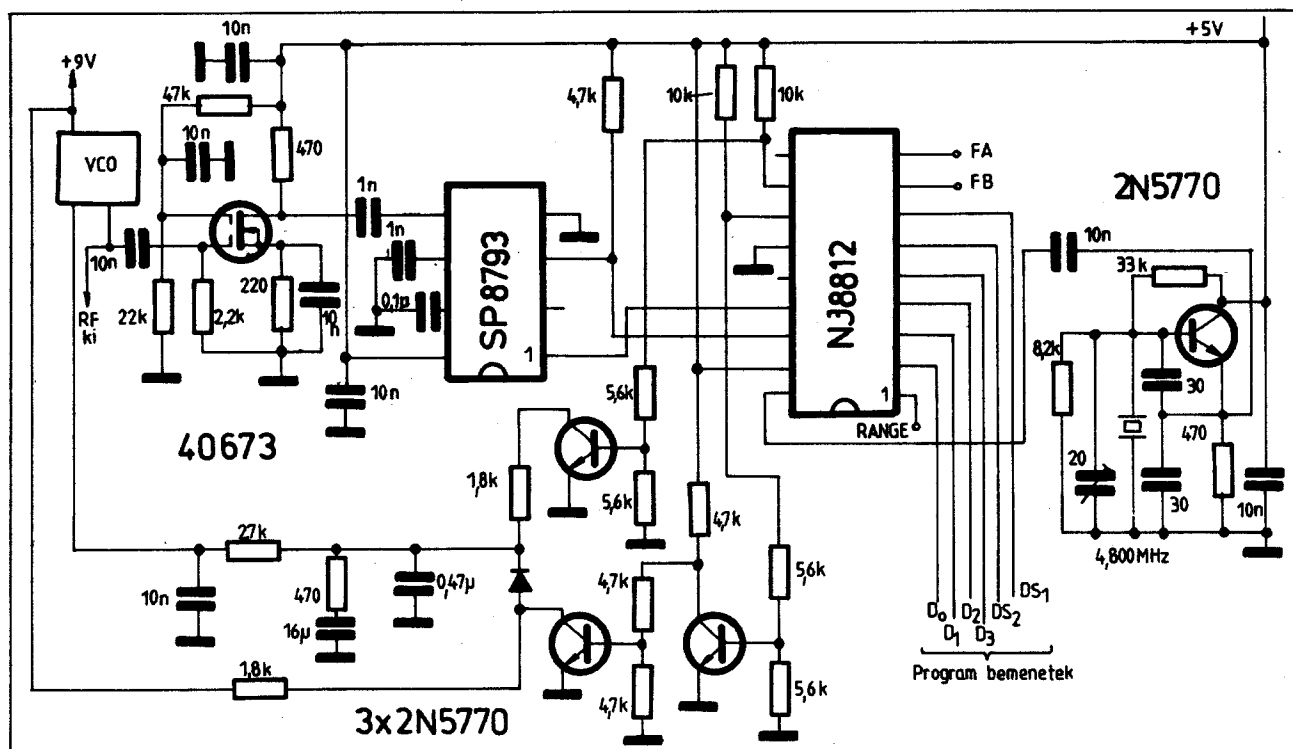
Nevezetesen a következőről van szó. Szokványos alkalmazásokban is csak maximum párszor tíz csatornát használnak (már ez is nagyon jónak számít). A szóban forgó áramkörök azonban sokkal többet tudnak. A HEF 4750V blokksemáját a 31. ábrán vehetjük szemügyre. Mivel a referenciaosztó is programozható, ezért gyakorlatilag tetszőleges csatornatávolság állítható be. A teljes rendszerrel akár több ezer csatornát is előállíthatunk egyetlen referencia kvarc segítségével. Ilyen tömegű adat tárolása, kezelése csak igen nagy hardware befektetés árán lenne lehetséges, és akkor még nem említettük a különféle logikai funkciókat, mint például az üres vagy foglalt csatorna keresés (prioritással), különböző értékű shiftrek létrehozása stb. Ezeket a megszorított feladatokat csak µP segítségével lehet megoldani. Így nem kell az óriási mennyiségű adattömeget előre kiszámoltan eltárolni és kezelni, hanem a processzor pillanatról pillanatra kiszámolja a szükséges adatokat, és a megfelelő formátumban és időben az adott helyre juttatja azokat. Ezáltal a hardware minimális értéken tartható. Gondoljunk csak a tenyérben elférő mindent tudó kis masinákra. Ilyen célra single chip processzorokat használnak. Ezek tartalmazzák a felhasználási programot is (nem gyárilag), tehát az, hogy mit fog tudni a készülékünk, attól függ, hogy mire „tanítjuk” meg a processzort. Egy hátránya van az ilyen szerkezeteknek: egyedi darab építése nem kifize-



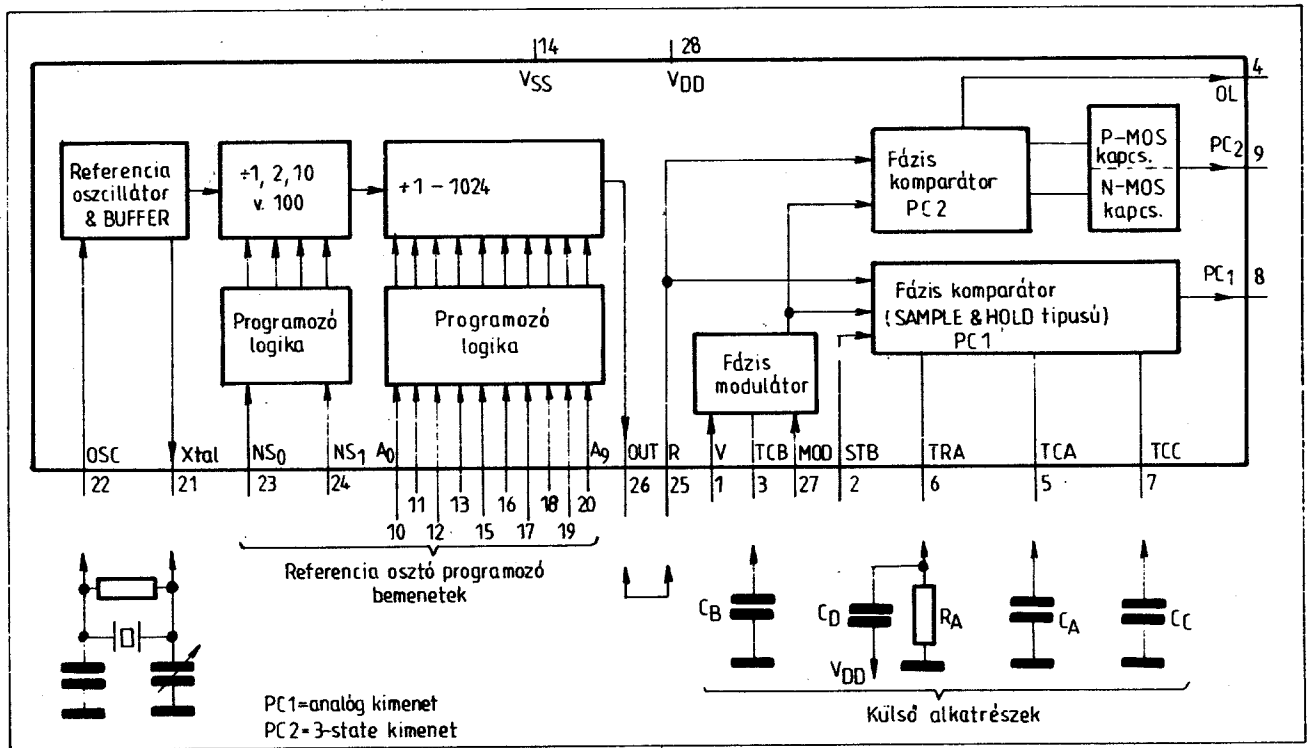
28. ábra. A programkódoló kapcsolás nyomtatási rajza. Az alkatrészelőket összefüggő földfelület, természetesen az alkatrészelőknél szükséges besüllyesztésekkel



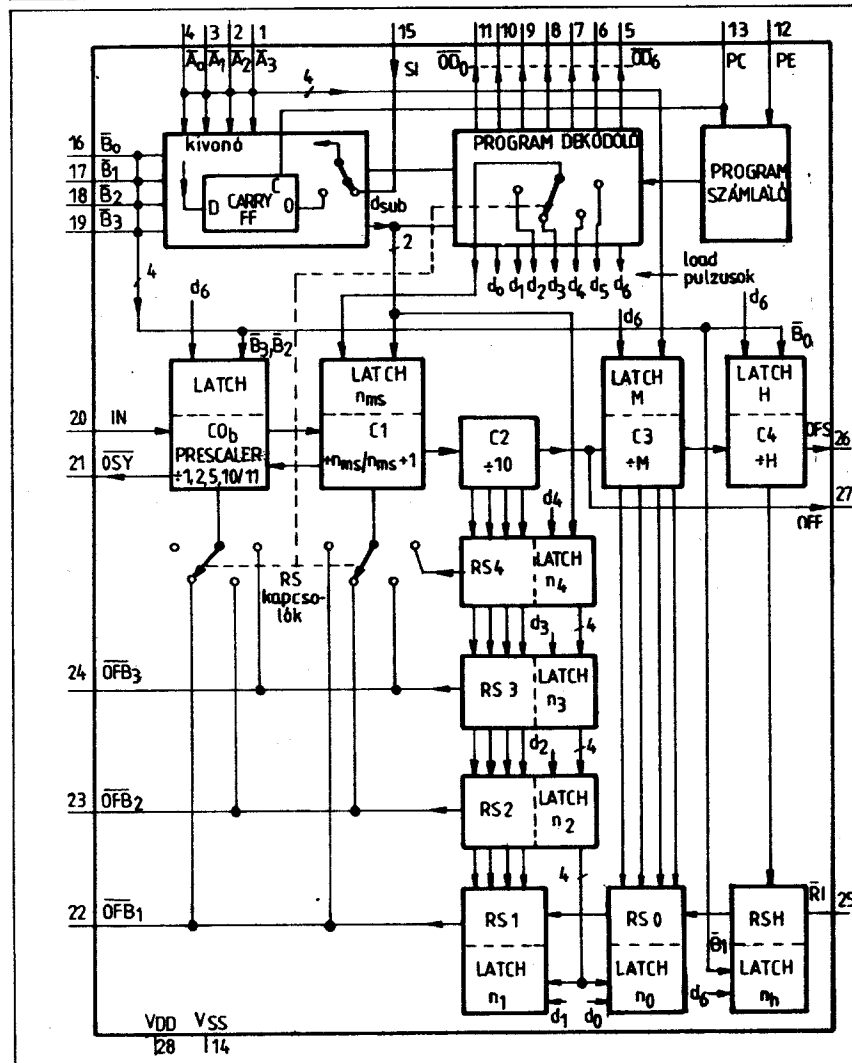
29. ábra. A 26. ábrán látható kapcsolás beültetési rajza



30. ábra. Egyszerű felépítésű és kisfogyasztású szintetizátor NJ8812-es áramkörökkel



31. ábra. A HEF 4750V áramkör blokk-sémája

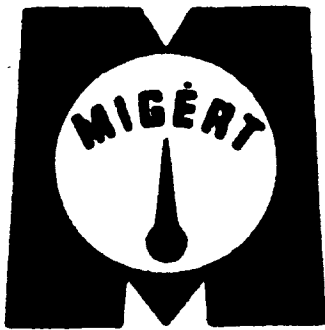


tődő. Legalább 40–50 darabot kellene készíteni belőle, hogy a fejlesztési költségek megtérüljenek.

No de térjünk vissza a HEF 4750V-re. Mint az az ábrán is látható, tartalmaz referencia-oszcillátort, széles határok között változtatható referenciaosztót, beépített fázisdetektort – mégpedig kétféle – egy digitálisat tri-state kimenettel és egy sample-and-hold típusú, igen jó minőségű analógot. Nagyon előnyösen használható a beépített fázismodulátor. Ezzel egyszerűen közvetlen fázismodulációt valósíthatunk meg, másrészt viszont a bemenetére adott változtatható egyenfeszültséggel két csatorna között tudunk interpolálni (RIT). A HEF 4751V univerzális osztó a HEF 4750V-vel együtt alkot egy rendszert. Blokk-sémáját a 32. ábrán láthatjuk.

- Irodalom:**
1. National: MOS LSI Catalog
 2. Plessey: Frequency Synthesis Handbook
 3. MBLE: LOC-MOS LSI Catalog

32. ábra. A HEF 4751V áramkör blokk-sémája



Műszer- és Irodagép- értékesítő Vállalat

Budapest VI. Népköztársaság útja 2. Telefon: 117-090

ÚJ MŰSZER!

1983-ban kerül forgalomba a MIKI által kifejlesztett nagyfrekvenciás mintavételezős voltmérőcsalád, melyek gigahertz-es tartományban is nagy pontossággal tudnak feszültséget, illetve amplitúdót, fázisszöveget mérni, továbbá felhasználhatók nagyfrekvenciás jelek amplitúdó és fázismodulációjának vizsgálatára, nagyfrekvenciás impedancia mérésére, automatikus frekvenciakövető mérővevőként, precíziós nagyérzékenységű AC-DC konverterként, nagyfrekvenciás kristályok paramétereinek mérésére stb.

A kifejlesztett műszerek a híradástechnika széles

ÚJ MŰSZER!

területén használhatók, vevőkészülékeknel ezek fejlesztésénél, normál vagy TV erősítőkben stb.

A készülékek fejlesztésénél azon kívül, hogy a legmodernebb technika adta lehetőségeket vették figyelembe, gondoltak a számítógépes csatlakozásra is, és a BSV 1624-1. típ. már számítógéphez is csatlakoztatható.

Hasonló fejlesztésről szocialista relációban nincs tudomásunk, magyarországi gyártása tökéletes import megtakarítást jelent.

Az alant ismertetett műszerek megrendelhetők vállalatunknál 1983. évi szállításra.

Fázisszinkronizált mintavételező voltmérő

Típus: PLSV-1624



Alkalmazási terület:

A készülék nagyérzékenységű, a nagyfrekvenciás mérés technikában alkalmazható. A bemeneti mérendő, nagyfrekvenciás feszültséget alakhűen 20 kHz-re transzponálja gyors impul-

zusokkal történő mintavételezéssel. A koherens mintavételezést egy 20 kHz-es fázisszinkronizáló (phase-locked) rendszer biztosítja. Felhasználható a normál és színes tv-készülékek mérésénél, nagyfrekvenciás jelek amplitúdó- és fázismodulációjá-

nak vizsgálatánál, gyors, periódikus impulzus alakjellemzőinek mérésére normál laboratóriumi oszcilloszkóp segítségével, precíziós, nagyfrekvenciás AC-DC konverterként, automatikus frekvenciakövető vevőként stb.

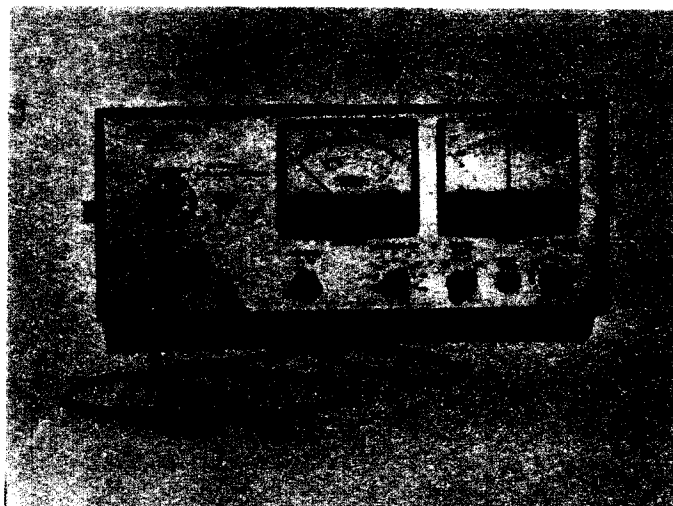
Műszaki adatok:

Frekvenciatartomány: 1 MHz ... 1 GHz
Feszültségmérési tartomány: 250 V ... 1 V
Mérési pontosság: 1 ... 100 MHz \pm 4%
1 ... 300 MHz \pm 8%
1 ... 1000 MHz \pm 12%
50 ohmos rendszerben

Kimeneti feszültségek: — a nagyfrekvenciás jel nagyságával arányos DC feszültség
— a nagyfrekvenciás jellel azonos nagyságú 20 kHz frekvenciájú, alakhű, középfrekvenciás feszültség.
Bemeneti ellenállás: 100 kohm parallel 2,5 pF

Vektor voltmérő

Típus: PLV-1624



Alkalmazási terület:

A készülék nagyérzékenységű, nagyfrekvenciás méréstechnikában alkalmazható. Két csatornán egyidejűleg végezhető az elektromos feszültség és a fázisszög mérés úgy, hogy a készülék a mindenkori bemenő feszültséget (1 GHz esetében is) alakhűen 20 kHz-re transzponálja gyors im-

pulzusokkal történő mintavételezéssel és a mérést ezen a 20 kHz-es jelen végzi el. A koherens mintavételezést egy 20 kHz-es fázisszinkronizáló (phase-locked) rendszer biztosítja.

A készülék felhasználható a fentiekén kívül: a jelalakvizsgálatra szokványos laboratóriumi oszcilloszkóp-

pal, amplitúdó és fázisszögmoduláció mérésére, gyors periódikus impulzusok vizsgálatára, nagyfrekvenciás impedancia mérésre, automatikus frekvenciakövető mérővevőként, precíziós, nagyérzékenységű AC-DC konverterként, nagyfrekvenciás kristályok paramétereinek mérésére stb.

Műszaki adatok:

Frekvenciatartomány: 1 MHz ... 1 GHz
Feszültségmérési tartomány: „A” csatorna: 500 V ... 1 V rms
„B” csatorna: 20 V ... 1 V rms
Ha az „A” csatornán egyidejűleg a fenti feszültség-szint van.
„A” csatorna
1 ... 100 MHz \pm 4%
1 ... 300 MHz \pm 8%
1 ... 1000 MHz \pm 12%
50 ohmos rendszerben.

Szinkronizálás:
Mérési pontosság:

Mérési eredmény kijelzése: analóg műszerrel.
Fázisszögmérési tartomány: \pm 180°
Fázisszögmérési pontosság: \pm 4° a teljes frekvenciatartományban

A fázisszög mérés relatív hibája: \pm 0,2°

A fázisszög mérés eredménykijelzése: analóg műszerrel.

Méret: 200 x 450 x 400

Súly: 10 kp

Kimeneti feszültségek:

A nagyfrekvenciás jel nagyságával arányos DC feszültség, a fázisszög különbséggel arányos DC feszültség és a mérendő, nagyfrekvenciás jellel azonos nagyságú és alakú, 20 kHz frekvenciájú középfrekvenciás jel.

A készülék tartozékai:

Csíptetős mérőfej
Impedancia illesztő tag
Átmenő „T”
Elosztó „T”
BNC mérőfej
50 ohmos lezáró
100 1 osztó

Kettős tápegység az amatőrlaboratórium számára

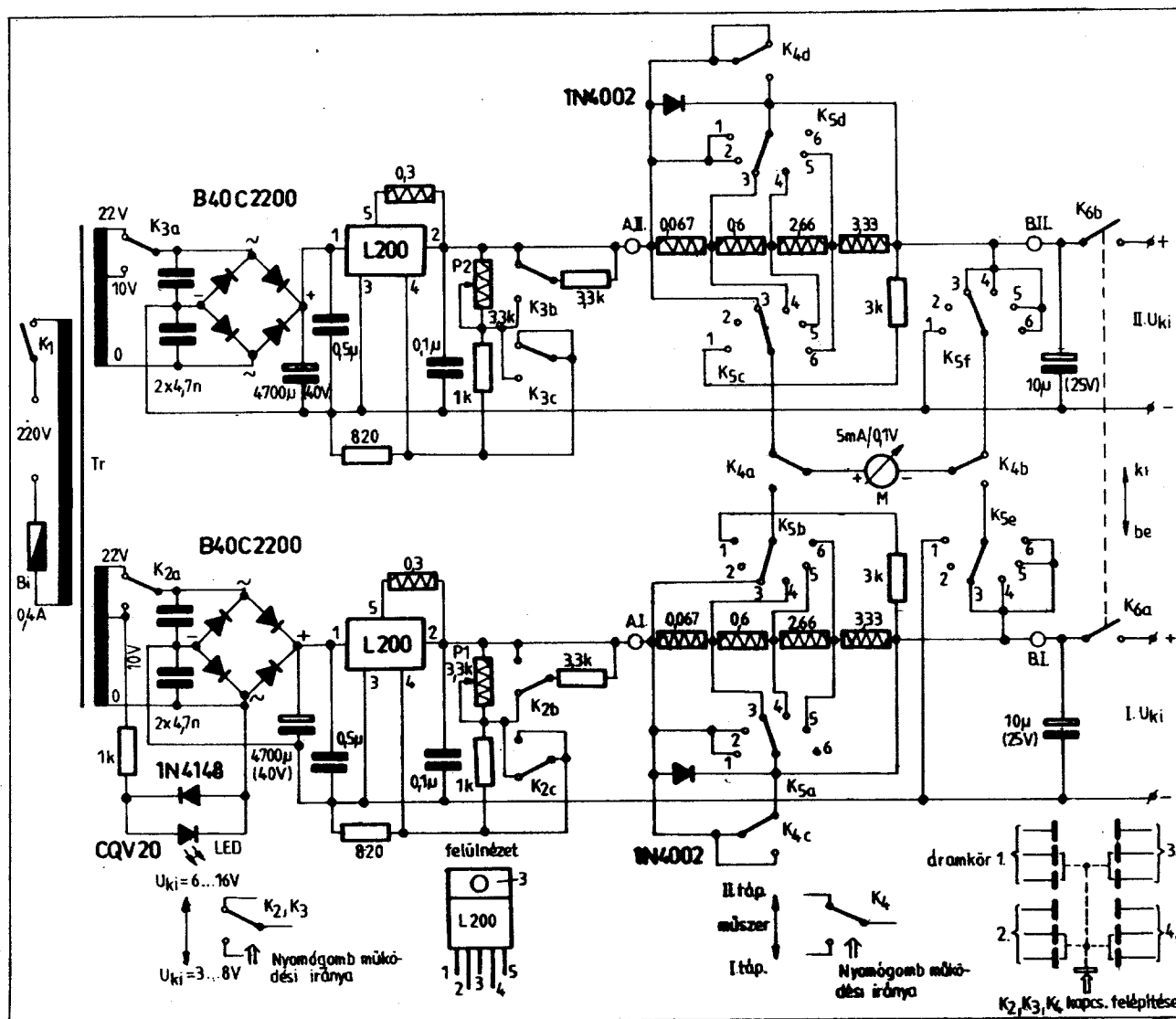
dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HASBK



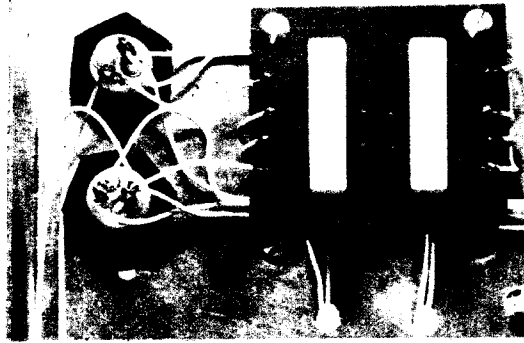
Az amatőr konstrukciós munka során számtalanszor van szükség olyan egyenfeszültségű áramforrásra, amely a kísérletezésben lévő tranzistoros áramköröket tápfeszültséggel látja el. A félvezetős fokozatok számára általában 3 V–15 V közötti tápfeszültségek szükségesek, de előfordulhat 30 V-os

feszültségigény is. Jelen leírásunkban egy úgynevezett „kettős tápegységet” ismertetünk, amely két egymástól független, szabályozható és stabilizált feszültségforrást tartalmaz. Ezzel az összeállítással lehetővé válik olyan áramkörök kiszolgálása is, amelyek a földhöz képest egy negatív és egy po-

zitiv feszültséget, vagy esetleg azonos polaritású, de két egymástól eltérő szintű tápfeszültséget igényelnek. Az 1–1,5 A felső terhelési áramhatár majdnem minden előforduló kísérleti áramkörhöz általában elegendő (még komplett magnetofonhoz, vagy rádióhoz is). A készülékbe beépített műszer szük-



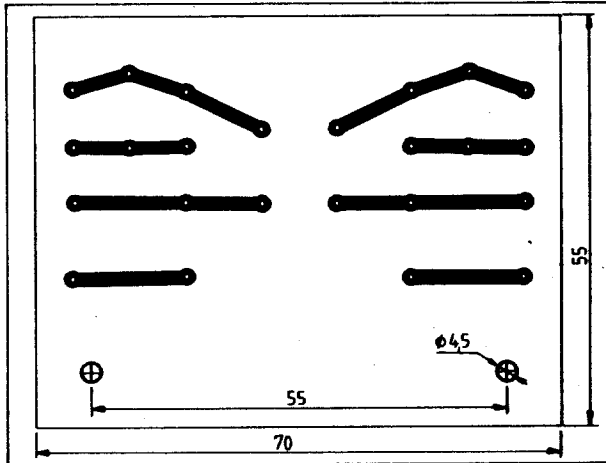
1. ábra. A kettős tápegység kapcsolási rajza. 15 V-nál nagyobb tápfeszültségigény esetén a két tápegység sorbakapcsolható. Párhuzamos kapcsolás a két tápegység között nem megengedhető



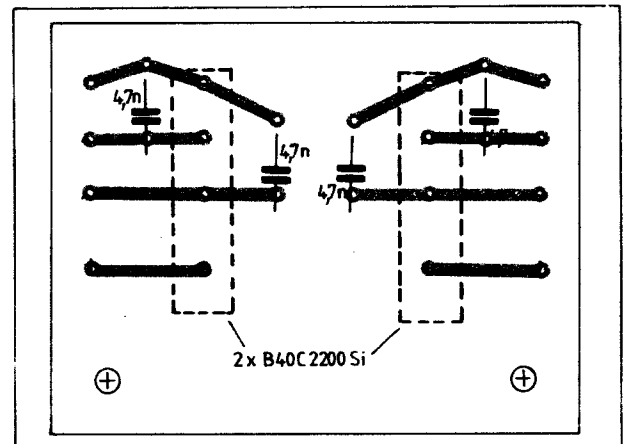
2. ábra. A B40C2200 típusú egyenirányítókat tartó nyomtatott áramköri lemez elhelyezése a transzformátor alatt. Mellette a 4700 μ F-os elkők csavarjai láthatók

ti nyomógombos kapcsolók kieresztett állapotában a kimenő stabilizált feszültségek 3–8 V között, míg benyomva 6–16 V között szabályozhatók. A kimeneti feszültségnek két szakaszra való megosztására azért volt szükség, mert így a stabilizátor IC hőterhelése csökken és kisebb hűtőboroda is megengedhető, szemben azzal az esettel, ha a 3–15 V-os feszültségtartományt egy lépésben akarnánk átfogni. A hőterhelés azáltal csökken, hogy a kisebb feszültségű tartományban a transzformátor szekunder tekercsén is egy alacsonyabb feszültségértékre kapcsolunk vissza. Az L 200 nem igényel sem segédfeszültséget, sem külső feszültség-referenciát.

Az L 200 saját beépített túláramvédő áramkörrel rendelkezik. Az áramletörés



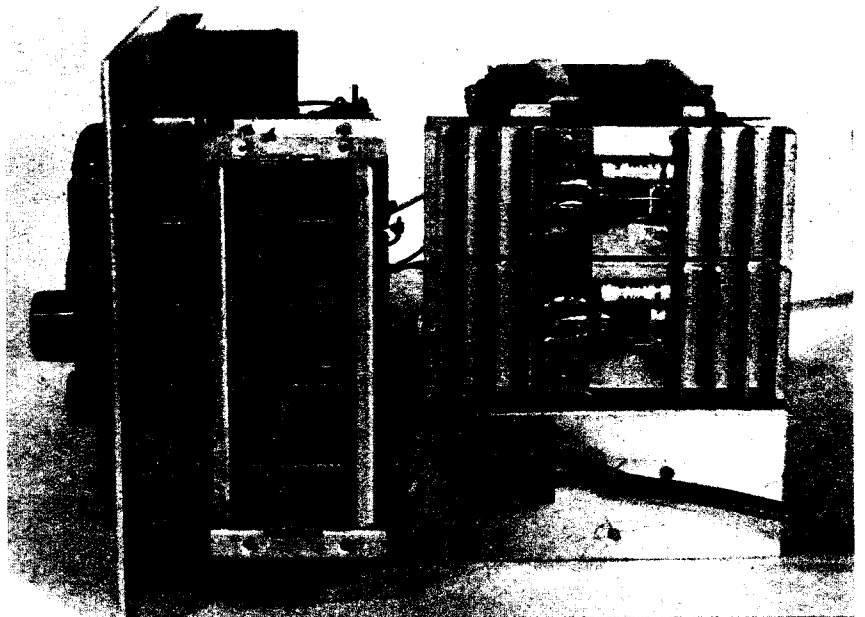
3. ábra. Az egyenirányító panel fóliarajza



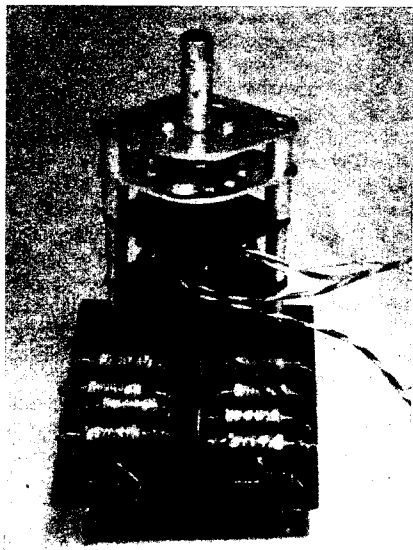
4. ábra. Az egyenirányító panel beültetési rajza

ségtelenné teszi külső feszültség és árammérő alkalmazását. A belső rövidzárvédelem meggátolja azt, hogy a tápegységet kívülről tönkretessük.

A kettős tápegység kapcsolási rajza az 1. ábrán látható. A készülék alapját az SGS/Ates gyártmányú L 200 típusú monolit stabilizátor integrált áramkör képezi, amelynek kimenő feszültsége széles határok között szabályozható. A 220 V-os hálózatból a T_r transzformátor állít elő 10 V-os és 22 V-os effektív szekunder váltófeszültséget, amelyet egy-egy Graetz-kapcsolású egyenirányító egyenirányít. Az előszűrést 2 db 4700 μ F/40 V-os elektrolitikus kondenzátor látja el. Az egyenirányító hidak egy önálló nyak-lemezen foglalnak helyet (2. ábra) a keresztmodulációs zavarokat megakadályozó 4,7 nF-os kondenzátorokkal együtt. Az egyenirányító Graetz-hidakat tartó nyomtatott áramköri lemez fóliarajza a 3. ábrán látható, beültetésére a 4. ábra ad felvilágosítást. A 4700 μ F-os kondenzátoron megjelenő egyenfeszültség táplálja az L 200 stabilizátor IC bemeneti (1.) pontját. A feszültség-szabályozás az IC 2. és 4. pontjaira csatlakozó 3,3 k Ω -os huzalpotenciométerekkel történik. A 3...15 V-os feszültségtartomány két részre van osztva, amelyeket a K_2 és K_3 kapcsolókkal lehet átváltani. A fen-



5. ábra. A készülék oldalnézetben. Jól látható a nyomógombos kapcsoló szerelvény és az egymás felett elhelyezett két hűtőboroda a transzformátor előtt



6. ábra. A K_5 műszerkapcsoló a rászertelt söntök és előtét paneljével. A teljes szerelvényt a háromtárcsás kapcsoló két rögzítő csavarja tartja az előlapon

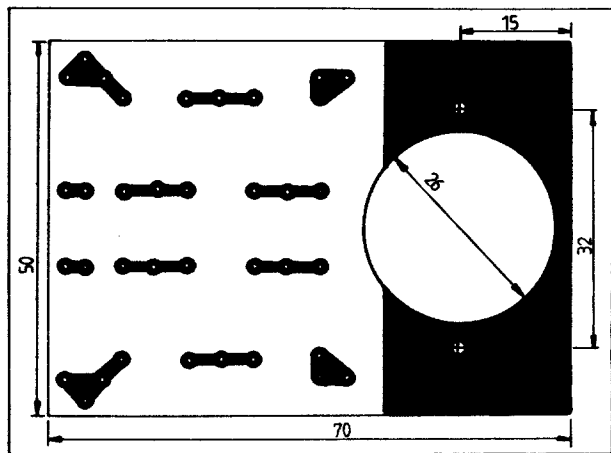
határa a 2. és 5. lábak közé iktatott ellenállással állítható be. Az általunk alkalmazott ellenállásérték mellett a letörési áram 1,5 A. Ez az ellenállás 0,5 mm átmérőjű *konstán* huzalból készült. Néhány centiméteres huzaldarabot egy 100 k Ω /1 W-os ellenállásra tekercseltünk fel. A két stabilizátor IC két egymástól elszigetelt és a földtől is szigetelten szerelt hűtőbordára van rögzítve (5. ábra).

Az előlapra helyezett 5 mA alapérzékenységű Deprez-műszer a nyomógombos kapcsolósor legfelső tagjával (K_4) vagy az egyik, vagy a másik tápegység kimenetére kapcsolható. A K_5 háromtárcsás és 6-állású kapcsolóval a műszer feszültség-, vagy árammérésre kapcsolható át. A műszer-előtét és -shunt ellenállásokat egy kis panelon helyeztük el, mely nyák-lemez a K_5 kapcsolóval közös mechanikai egységet képez (6. ábra). A shunt- és előtét-ellenállások paneljának fóliarajzát a 7. ábra, beültetését a 8. ábra szemlélteti. A K_5 kapcsoló állásai szerint a műszer az alábbi végkitérési értékeket mutatja:

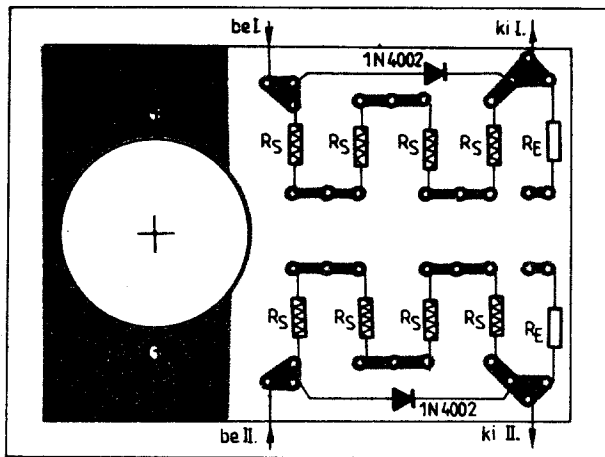
- | | |
|------------------------------|--------|
| 1. feszültség: | 15 V |
| 2. üres (műszer kikapcsolva) | |
| 3. áram: | 1,5 A |
| 4. áram: | 150 mA |
| 5. áram: | 30 mA |
| 6. áram: | 15 mA |

A két független tápegységnek megfelelően két-két előtét-ellenállásra van szükség a feszültségméréshez és két-két kapcsolható shunt-hálózat szükséges az árammérésekhez. Ezek az ellenállások a mindenkori műszerhez kalibrálandók. Az 5 mA-es műszert túláramvédő dióda óvja a rövidzárlatoknál fellépő áramlökésektől.

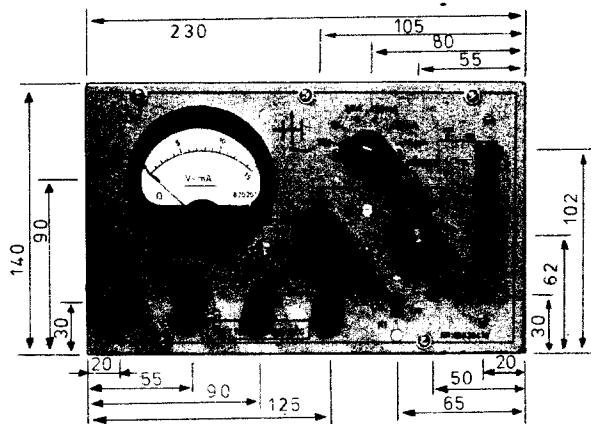
A nyomógombos kapcsoló egység megválasztásánál ügyeljünk arra, hogy a „morze” (átkapcsoló) érintkezőpárok olyan rendszerűek legyenek, hogy átkapcsolás alatt ne záródjék össze a két szélső érintkezőpár. Ez a feltétel a K_{2a} , a K_{3a} , valamint a K_{4a} és K_{4b} átkapcsoló elemeknél fontos, mert ellenkező esetben transzformátorzárlat, vagy a kimenetek közötti zárlat (esetleg műszerleégés) keletkezik. Az



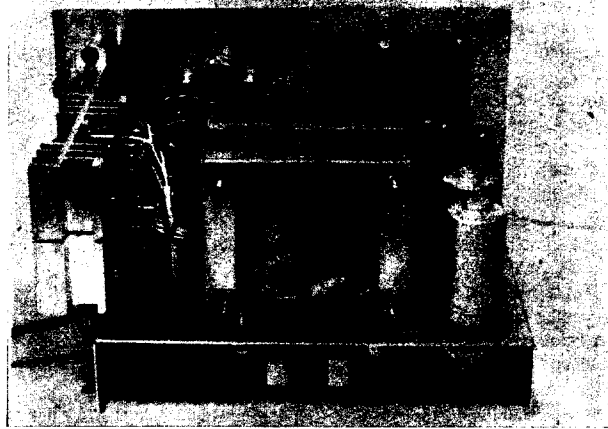
7. ábra. A söntök és az előtét-ellenállások nyák-lemezének fólia-rajza



8. ábra. A söntök és előtét-ellenállások beültetése



9. ábra. A kettős tápegység előlapjának fontosabb méretei



10. ábra. A kettős tápegység belső felépítése. Az U-alakra meghajlított szerelő-panel (sassy) előlap felőli mérete 180 mm, mélysége 170 mm, magassága 40 mm. Anyaga 1,5 mm-es félkemény alumínium lemez

CQ de HA... de HG... 1982.

Fáber József okl. vill. mérnök, HA5JJ

Csak tilök és mesélek... A népszerű TV-műsorunk címe jutott az eszembe, amikor az összegyűjtött anyagot rendeztem évkönyvünknek, ehhez a rovatához. Ilyen alapon próbálom közreadni mindazt, amit érdekesnek tartottam, ami rendelkezésekre állt és főleg befér a szűkre szabott há-sábokba. Remélem, hogy az Olvasó szá-mára is érdekes, elgondolkasztó, szóra-koztató és esetleg hasznos lesz mindaz, amit a gyűjteményből kijegyztettem.

*

Új üzemmód-jelölések...

...léptek életbe a WARC 79 határozata értelmében 1982. január 1-ével az adás- és vételtechnikában. Azóta mind több ország rádióamatőreinek új engedélyokirataiban, szaksajtóiban, QSL-lapjain stb... a régi CW, SSB, RTTY vagy A1, A3, A3j stb. megjelölések helyett már ezek szerepelnek. A jelenlegi amatőr gyakorlatban az új szimbólumok most is 3 karakterből állnak, melyek közül az első: betű, a második: szám, a harmadik: ismét betű.

Az első (betű) a fővivő modulációs típusára utal:

N = modulálatlan vivő kisugárzása,

A = kettős oldalsáv,

H = egyoldalsáv teljes vivővel,

R = egyoldalsáv csökkentett vagy változó szintű vivővel,

J = egyoldalsáv elnyomott vivővel,
B = független oldalsávok,
C = csonka oldalsávok,
F = frekvencia moduláció,
G = fázis moduláció.

A felsorolásban A-tól C-ig amplitúdó-modulált fővivő kisugárzását értjük, beleértve a szögmodulált segédvivő eseteit is. Az F és G szögmodulált vivők kisugárzását jelentik.

A Konferencia D, P, K, L, M, Q, V, W és X betűkkel egyéb modulációs típusokat is definiált, ezek azonban az amatőr praxisban még nem fordulnak elő.

A második (a szám) a fővivő jelmodulációjának természetére vonatkozik:

0 = modulálatlan jel,

1 = 1 csatornás, kvantált vagy digitalizált információval, segédvivő-moduláció nélkül,

2 = 1 csatornás, kvantált vagy digitalizált információval modulált segédvivővel,

3 = 1 csatornás, analóg információval,

7 = 2 vagy több csatornás, kvantált vagy digitalizált információval,

8 = 2 vagy több csatornás, analóg információval.

A 9-es és az X-jelű definíció az amatőr engedélyekben még nem fordul elő.

A harmadik (betű) a kisugárzott információ típusára utal:

N = kisugárzott információ nélkül,

A = táviró - audibilis vételre,

B = táviró - automatikus vételre,

C = facsimile,

D = adatjel kisugárzás, telemetria, távirányítás,

E = telefónia (beleértve a rádióközvetítést, a „sound broadcastingot” is),

F = távolbalítás (képtovábbítás, videó)

Az amatőr engedélyekben a B és a D ritkán, a W és X pedig még nem volt használatos.

Az előbbiek alapján néhány gyakoribb üzemmód szimbóluma (zárójelben a régebbiek):

A1A (A1) Táviró, hangfrekvencia nélküli billentyűzéssel,

A2A (A2) Táviró, egy- vagy több amplitúdómodulált hangfrekvencia billentyűzéssel, vagy modulált adás billentyűzéssel,

A3E (A3) Telefónia, kettős oldalsáv,

A3C Képtáviró kisugárzás (Facsimile).

R3E (A3a) Telefónia, egyoldalsáv, csökkentett vivővel,

J3E (A3j) Telefónia, egyoldalsáv, elnyomott vivővel,

A3F/C3F (A5/A5c) SSTV és ATV,

F3E Telefónia, frekvencia-moduláció.

*

Versenyekről

Nincs olyan IARU konferencia, amelyen ne esnék szó az RH-URH versenyekről. Már sokszor próbálták keretek közé

szorítani a nemzeti- és nemzetközi aktivitásokat számban és időtartamban, illetve szorgalmazták a különféle versenynaptárak egyeztetését, de mindmáig kevés sikerrel. Az idén ismét megmozdult valami: az illetékes munkacsoport felhívást intézett minden tagszövetséghez, hogy tegyenek javaslatot 12 olyan nemzetközi versenyre, amelyet évről évre az IARU koordinálna majd. Ha a véglegesen kialakított javaslatot mindenki elfogadná, talán kiszorulnának a sávokból a kisebb jelentőségű, helyi kezdeményezések és ezáltal csökkenne a sávok túlszűfolttsága, valamint több ideje maradna az amatőröknek más érdemi kísérletekre.

Íme, egy elképzelés a világ-versenyekre:

ARRL-DX (CW, PH)

W. T. D. (CW, PH)

CQ-M

CQ-WW-WPX (SSB, CW)

AA-DX (PH, CW)

IARU Rádiósport Bajnokság

EUDXC (CW, PH)

IARU Region 1 VHF (ide számítva a területi versenyeket, az U/SHF forduló és a CW-t is)

VK/ZL/Óceánia (PH, CW)

CQ-WW-DX (PH, CW)

Ebben a javaslatban az is szerepelne, hogy szervezzen az IARU (1-es körzete) világméretű versenyeket a következő témák valamelyikéből, esetleg némelyek kombinálásával: EME, SSTV, RTTY, YL/OM, QRP, Es, ATV, MS és QTH-négyszögek. A felhívás időszerűségét látszik alátámasztani a mi kis statisztikánk is: az 1982-es évadban 109 verseny, illetve verseny-periódus szerepel a Naptárban, közülük a minősítő versenyek vagy az olyanok, melyeken „illik” részt venni, 64 napra (!) oszlanak meg és kb. 740 netto óra versenyzést követelnek meg. Ki győzi ezt energiával?

Jeladókról

Örvendetesen szaporodnak mindazon automatikus eszközök, amik a terjedéskutatás szempontjából segítik a rádióamatőrök munkáját. Rövidhullámon a 28 MHz-es sáv a legintenzívebb vizsgálatok tárgya, ezért a jeladók telepítése koordináltan, tervszerűen megy végbe. Íme egy viszonylag friss táblázat a már működő vagy rövidesen működő berendezések hívójeleiről és frekvenciáiról (kHz):

DLØ1GI	28 205
WD4MSN	207.
3B8MS	210
GB3SX	215
5B4CY	220
ZL2MHF	230
VP9BA	235
LA5TEN	237

Folytatás a 132. old.-ról

eredeti készülékben felhasznált lengyel eredetű nyomógombos kapcsoló esetében az érintkezőket többszörrel el kellett vékonyítani a fenti rövidzárlat lehetőségének megakadályozására. Hasonló okokból van a K₅ műszerkapcsolón is egy állás (a 2.) kihagyva.

A K₆ kapcsoló a készülék előlapjáról lehetővé teszi azt, hogy a mérés alatt lévő áramkörre csatlakozó tápfeszültségeket anélkül kapcsolhassuk ki, vagy be, hogy a teljes tápegységet primer oldalon kapcsolgátnánk.

A kettős tápegység q = 12 cm² vasmag-keresztmetszetű transzformátorának (Tr) tekercselési adatai a következők:

- primer 220 V 800 me.; 0,3 CuZ

- szekunder 0-10 V 40 me.; 0,6 CuZ

- szekunder 10-22 V 48 me.; 0,6 CuZ

A tápegység egy 230 x 140 mm előlap-méretű és 170 mm mélységű alumínium dobozban van elhelyezve. A doboz 1,5 mm vastagságú félkemény alumínium lemezből készült, a transzformátor alatt és felett, valamint az L 200 hűtőbordája alatt és felett sűrű 6 mm-es perforációval. Az előlap fontosabb méreteit a 9. ábra mutatja, míg a belső felépítésről a 10. ábra tájékoztat.

OA4CK	240
A9XC	245
EA2HB	247
DKØTE	257
ZS6PW	274
DFØAAB	277
YV5AYV	280
VP8SB	284
VS6HK	290
W6IRT	888
WD9GDE	894
DLØNF	992

Figyelemre méltó, hogy csupán az IARU Region 1 területén – 1982 első negyedében –, tíz különböző VHF/UHF/SHF amatőrsávban, 50-től 24000 MHz-ig 203 jeladó működött. Javarészüik távirón vagy hangzó-távirón, amplitúdó, illetve frekvencia modulációs üzemből dolgozik, de akadnak kivételek is, mint például DC8E-C/A 2304,136 MHz-en az F179g QTH-ról, 4 W-tal, 6 elemes csoportantennával, 580 m magasról, F3E üzemmódban vagy például a GB3LBH 10 100,000 MHz-en az AL31c-ről 1,5 W ERP-vel, körsugárzó antennával, F2A/F3E vegyes üzemmódban.

*

A „HG 2000 km-es Klub”

Örvendetesen növekszik azoknak az URH-sainknak a száma, akik 2000 km-nél nagyobb távolságot hidaltak át összeköttetések során 2 m-en. Íme az 1982. június 15-i állapot:

HG1KYY	2373 km
IVQ/P	2373
IYO/P	2373
IYA	2361
1KZC	2329
8CE	2302
1KVM	2298
ØDG	2285
8ET	2279
6KNB	2242
3PG	2217
8KCP/3	2217
4YD	2210
5AIR	2198
5FN/P	2195
5KDQ	2195
4KYH	2186
4YO	2186
7PR	2168
5CI	2156
8UG	2117
7KLF	2102
7LX/6	2102
ØHO	2096
8CY	2080
ØKLZ	2070
6VV	2036
ØKDA	2032
6NP	2031

*

Vidám epizódok

– WD4HCF nyugtalanjának fejlece a következőket tudatja (szó szerinti fordítás): WDF Award – Worked: Doris Francis. Ezen elismervény csak annak adatik,

aki őszinte érdeklődést bizonyítva QSO-zik velem és veszi az én nyomorultul silány táviró-jeleimet.

– VK2BQQ jegyzőkönyvet küldött az 1981. évi HA-DX versenyünkről. A log alá-jára Karol OM a következőket írta (magyarul): „A pontozást meg a final kiszámítást nem tudtam elvégezni, mivel semilyen adatok a HA Contestről nem volt lehető-ségre. Remélem valamilyen csinos leány elkészíti a LOG pontozását”. (Sajnos, a versenybizottságnak nem sikerült a kiértékelésre megnyerni egyetlen lágyszívű YL-t sem, valószínűleg azért, mert ez a tevékenység rosszabb, mint a házimunka. Így tehát a szőrösszívű OM-ek végzik, természetesen a III. műszakban. – A Szerk.)

– HG8KCP írta egy – a szó szoros értelmében vett – viharos kitelepüléssel verseny után: Most két alkalommal is R1 („ereggy”, HI!) üzemmódban forgattuk az antennát. A széllel ugyanis nehezen tudott megbirkózni a motor. Ekkor mondtuk a 8DE Janinak: – Ereggy Jani, fordítsd át az antennát! Szegény, csak úgy küszött fel a torony oldalán! Mondta is, hogy az ultrázás legalább olyan kondíciót igényel, mint a „rökavadászat”. HI!

Apropó, R1! Néhanapján az R3-as csatorna is visszhangzott a jókedvtől:

– Január 30-án az a néhány éjjeli bagoly, aki még huhogott a HG5RVA átjatszón, – és még nem jött rezonanciába a vízszintes 2 m-en, HI, – hallhatta 23.22-kor, hogy miképp örült egymásnak HG5OB (op. Zoli) és HG5BO (Zoltán Béla), de főképp a ritka együtállásnak: ...OB...BO, Zoli – Zoltán...!

– Különbben a „Bagoly-kör” analógiájára „Kukori-kör” kukorékol kikeletkor (már hajnali 8 óra körül), lényegesen kevesebb résztvevővel, mint az éjjeli QSO-party. A „kakasok” persze nem ellenzik, hogy a beszélgetésbe „tyúk” is bekapcsolódjanak.

– „Boszorkány-kedd”: minden hónap első keddeje, mikor is este 9-től az YL-ek, XYL-ek egy kis tereferére kisajátítják maguknak az átjatszót. A hangulatos elnevezést ők találták ki, nem pedig a boszorkány-üldözők.

– Húsvétkor ünnepi, mondhatnánk csaldai hangulat uralkodott az R3-as csatornán is. Ez érződött a beszélgetésekből is, noha a téma szigorúan rádiós volt. Például:

– Barátom! Tudod-e milyen a rádiós tészta?

– Nem.

– Főzted ki a tésztát és tégy RÁ DIÓT!

Vagy, például húsvét hétfőjén, amikor két HG7-es udvariaskodott egymással:

– Kellemes ünnepeket a hátralévő idő-re!

– Köszönöm, igazán kedves vagy! De remélem, hogy nem ez az utolsó ünnepem, szeretnék még egy néhányat megérni!

Vagy, amikor egy HG5W... hívójelű álmomás élete első összeköttetését létesítette ezen a napon. A bizonytalan forgalmazási technikáját nyilván a gyakorlatlanságának tulajdoníthatjuk. Íme, partnerének többek között ezeket mondta:

– Én vagyok az új fiú a hálóban... Örülök, hogy meg tudtalok fogni. A konyha-

asztalról dolgozok; tehát a telepítés a konyhaasztal. (Még szép, hogy nem az asztal alól! A sportszerű életmód mindig és mindenhol a rádióamatőr sportolók számára is érvényes! Megjegyzendő, hogy a konyhaasztal telepítésének különös varázsa van sokaknál. Hja; sokat számít a tálalás, HI! A Szerk.)

– HG5YN szerint „ezen a napon különösen zavaros volt az átjatszó.” Még szerencse, hogy az operátorok feje tiszta maradt!

*

Kuriózumok

Vagy talán nem is azok?

A külföldi rádióamatőr szaklapokat böngészve sok érdekességre lehet bukkan-ni a régmúltból és a közelmúltból. A különlegességek egy részét a hobby vagy a véletlen szülte, más részét viszont az újító-készség, a technikai haladás vívmányainak céltudatos felhasználása eredményezte. A következőkben ilyen is, olyat is megemlítünk a csókorra való gyűjteményből, idő-rendre vagy bármiféle logikai sorrendre való tekintet nélkül:

– Az első amatőr televíziós adó-vevő be-rendezést minden bizonnyal W6VSV és még öt kaliforniai társa készítették, telje-sen „home made” alapon, beleértve a ka-merákat és a vevőkészülékeket is. A 430 MHz-es amatőrsávban működött egy 32 elemes collinear antennával. Angliában a plymouthi G5ZT/T— G3BLV/A/T vol-tak az elsők. 1952-ben, a május 1-i bemu-tatón, a sajtó is képviseltette magát.

– 1977. október 9-én sikeres volt az első Föld-Hold-Föld módszer SSTV kísérlet: a Puerto Ricó-i KP4RF három képet vett K3NSS-től a 420 MHz-es sávban.

– Az Electron című lap 1982. áprilisi számából olvastuk, hogy a holland rádióam-atőr szövetség az adóengedélyre pályá-zók táviró-vizsgáztatását PDP-8 típusú számítógéppel végezte, teljesen automati-záltan. Ugyancsak a V. E. R. O. N. a hol-land teletext szolgáltatónál „oldalt” bérel: el-ső alkalommal például, február 7-én, bárki lehívhatta a PACC verseny kiírását a 415-ik oldalról, akinek erre módja volt.

– Egy régebbi Esti Hírlap a veszély jelé-vel, az SOS-sel foglalkozott. Bírálta az Új Magyar Lexikon hatodik kötetét, melynek 89. oldalán az áll, hogy az SOS az angol Save our souls kifejezés kezdőbetűiből származik, így a nemzetközi vészjel jelen-tése: Mentsétek meg lelkeinket! A cikk írója szerint a lexikon szerkesztője téve-dett. Együttal rövid áttekintést is kapha-tunk a cáfolat kapcsán, hogyan is keletke-zett ez a hátborzongató három betű. A rá-diótávirót 1902-től használták a kereske-delmi hajókon. Az első transzatlanti rádió-távirat az S-betű volt. Ebben az időben több rendszerű távirózás is forgalomban volt. Ezért 1903-ban, az első nemzetközi rádiótáviró konferencián néhány ország – köztük hazánk – delegátusai eldöntöt-ték, hogy a partmenti rádióállomások kö-telesek venni és továbbítani a hajókról, il-letve a hajókra küldött szikratávirókat, bármilyen rendszerű legyen is a készülék.

A Marconi Társaság 1904-ben a saját rendszerével közlekedő hajókon bevezette a CQD vészjelet; Come Quick, Danger, azaz „Gyertek gyorsan, vészély!” (Vajon nem az első két szóra vezethető vissza a rádióamatőrök CQ-ja: általános hívása?)

A második konferencián, 1906-ban az amerikaiak az NC, a németek pedig az SOE jelet javasolták. Az utóbbi már tetszett, de a Morse ábécé szerint ugye az E-betű csupán egyetlen pont, így távoli vétel esetén könnyen elkallódhat. Ezért S-sel helyettesítették. Az SOS rövid, ritmikusan adható és könnyen érthető akkor is, ha nagyon nagy sebességgel, szüntelenül adják. Az SOS-re azután a tengerészek a legkülönbözőbb szövegeket költötték: Save our ship (mentsétek meg a hajónkat), send our succour (küldjeteq segítséget), swim or sink (úszunk vagy süllyedünk). Az 1906. november 3-án Berlinben aláírt nemzetközi egyezmény alapján vészjelként mindehnytt az SOS-et kell használni...

... Valahol olvastam, hogy a szárazföldi „SOS”, vagyis vészjel, a QRRR. Meg tudja valaki erősíteni, vagy cáfolni?

- Vitattott a ----- jelzés is. Egyes szakirodalmak a vessző jelzéshez utalják, egyúttal kijelentve azt is, hogy felkialtó jel a nemzetközi táviratozásban nincs. A QST Magazin 1972. október havi számának 129. oldalán viszont az olvasható, hogy a „MIM” a mondat közepén helytelen, mivel oda vessző kell. Márpedig ez indulatszavak vagy kifejezések után helyes csakis. Mi az igazság?

- G4IDE gépi kódú programot írt a ZX81 mikrokomputerre, ami így perfekt CW jeleket produkál 20-4000 Char/s sebességgel. Elsősorban meteornyomvonalas kísérletekhez ajánlja szellemi termékét. No, nem pénzért árulja, - mert ő AMATŐR, - igény esetén szívesen elküldi a program listáját, csupán megcímzett válaszboríték szükséges.

G4INP viszont a Sinclair ZX80-at morse-tanításra tanította meg.

- Az ausztráliai rádióamatőrök szövetsége videokazetta könyvtárral rendelkezik. A szövetség tagjai közülük számosat kikölcsönözhetnek és tovább-másolhatnak. Részükre főleg a népszerűsítő, oktató témájú szalagokat ajánlják. Például: Drót-nélküli táviratozás, Ez a rádióamatőr, Hogyan lehetsz rádióamatőr, Az amatőr rádió-óvás világa, Az amatőr TV, SSTV képek az úrból, Huzal-antennák, Szabályozott tápegységek, A mikroprocesszorok története, Értem a mikroprocesszort, Amatőr TV mikrokomputerrel, Rókaavadász győzelem stb...

- DJ8BT Frankfurtból 1980 szeptember 6-án a DARC rendszeres híreit sugározza F3C (facsimile) üzemmódban. Az adások szombaton és vasárnap 80 m-en, 20 m-en és 70 cm-en folynak. Egy-egy A4-es formátumú program időtartama 10 perc.

- Djiboutiban adtak ki legutóbb rádióamatőr témájú postai bélyegeket.

- A CQ Magazin 1981. májusi száma 39 lépéses, BASIC nyelvű számítógép programot közöl QSL-lap készítéshez. Ugyanitt cikk jelent meg „Művészi munka RTTY-nal” címmel. 1982-ben már verseny is volt „A teletype művészete” megnevezés-

sel. Bármely olyan egyéni „alkotással” lehetett pályázni, melyet a rádióamatőr sávok valamelyikén adni-venni lehetett rádió-távgepíró segítségével. A program elkészítésére hónapok álltak a vállalkozó kedvűek rendelkezésére.

- HG5CL a borsodi URH-sok és HA5KBM sikerein felbuzdulva számítógéppel, illetve a hozzákapcsolt printerrel készíti HG5AIR versenyjegyzőkönyveit. A BASIC nyelven írt programot Tibi OM úgy szerkesztette meg, hogy az ne csak a hagyományos log-formátumokat tudja produkálni, hanem az URH összeköttetések km-távolságainak átlagát, a legnagyobb áthidalat távolságot és más tetszőleges szempontok szerinti adatszolgáltatást is kiírassa.

- Európában, de talán a világon is először G2UV (W. E. F. Corsham) alkalmazott QSL-lapot az összeköttetések nyugtázására. 1981. december 12-én halt meg.

- W6VIO a Voyager II. bolygóközi úrállomás által továbbított fényképeket közvetítette (a Saturnusról) SSTV-n, a 20 és a 15 méteres amatőrsávokban.

- Sokan hallottunk már az OSCAR- és az RS típusú amatőr rendeltetésű műholdakról, sokan használták is vagy használják őket. De kevesen tudják, hogy folytak és előkészítés alatt állnak egyéb transzlátoros kísérletek is:

A NAUSICAA az AMSAT - Italia projektje. Legutóbb egy 70 cm-2 m-es átjátszót bocsátottak fel a program keretében ballonnal, ami Sziciliából Spanyolország felé tartott. Az ARSENA a francia amatőrök szatellita programjának tervezete. (ARSENE = Ariane Radio amateurs Satellite pour l'enseignement de l'Espace.) A kísérleteket a RACE (R. am. Club de l'espace) végzi, amely 1979. július 20-án alakult meg, akkor 22 rádióamatőr taggal, az amatőröket szolgáló telekommunikációs szatelliták konstrukciójának, pályára vite-lének és üzemeltetésének tanulmányozására. A „kicsi”, mindössze 100-120 kg-os berendezést 1984-85-ben szeretnék egy Ariane rakétával geostacionárius pályára küldeni, melynek perigeuma 1500 km, apogeuma 35800 km lenne. Két átjátszót és egy jeladót tartalmazna: a B-üzemmódu relé 13 W-os, inputja 435 MHz, outputja 145,9 MHz, az F-üzemmódué pedig 435/2300 MHz, 7 W-os volna. Hozzáférhetőek lesznek a világ minden rádióamatőre számára, de oktatási- és demonstrációs célokra majd épp olyan jól alkalmazhatóak, mint telekommunikációra.

- W2GN az AMSAT hivatalos oktató „bulletin” állomása. Minden hétfő- kedd- csütörtök és péntek reggel oktatást segítő programot sugároz az iskoláknak. A ténedzserek játszva tanulhatják egy-egy élő amatőr műhold működése kapcsán, annak demonstrálásával a fizikát; a Doppler-hatást, a pályamechanizmusokat, a frekvencia- és hullámhossz rokonságot, az antenna-karakteristikákat, vagy más tudományágakat, pl. a matematikát, a geográfiát, a szociológiát stb.

- Don Wallace, W6AM, aki az egyik legnagyobb rádióamatőr kitüntetésnek, a DX Hall of Fame-nek (az afféle „Halhatatlanok Klubja” elismerésnek) is a birtoko-

sa, már 72 éve, 12 éves kora óta kint van a DX-sávokban. Azóta százakat, ezeket oktatott, inspirált a rádióamatőr munkára. Évente nyitott kapui várják a látogatókat, ezzel is népszerűsítve a hasznos, szép szenvedélyét. Világhírű az antenna-farmja: a 18 rombusz huzaljának hossza több, mint 24 km! 108 jelfogó kapcsolja az antennákat... és még mi mindent el kéne mondani!

Az antenna-farm 11 hektáros területet foglal el...

- Nem mindennapi rekordok:

HG7LX június 8-ig mintegy 10300 összeköttetést létesített az R1-es csatornán, a galyatetői HG6RVA átjátszón. Közülük 697 volt a különböző hívójelű állomás. Az R3-as csatornán 7787 volt a kapcsolatainak a száma 578 különböző állomással! Laci OM 1967 decembere óta, mióta engedélyes, több mint 35000 QSO-t naplózott URH-n!

ZLIAH 28 év alatt mintegy 2800 riportot váltott G6CJ-vel 160-tól 10 méterig.

WA3JJT a 19 mW kimenő-teljesítményű adójával és a 40 m-es dipollal elérte a 216 mérföldnyi távolságú N2DA-t. Ez wattonként 11348 mérföld áthidalását is jelenti. A teljesítményt oszcilloszkóppal mérték.

G4BUE, a közismert QRP specialista, egy nemrégii CQ-WW-WPX-CW versenyen, 10 m-en, mind a hat kontinenssel forgalmazott a csupán 250 mW-os adójával. A WAC-ot 150 mW-tal is megismételte, méghozzá 19 perc alatt. Egy másik angol QRP-s, G3AWZ, 10 hónap alatt 250 hívójel-körzettel (országgal) dolgozott úgy, hogy 10 és 15 méteren 2 W volt az output, 20 méteren pedig 3 W.

Az első WAS diplomát 1936-ban bocsátották ki, azóta csaknem 36000-en a birtokosai. 1981. január 1. óta már nemcsak táviró és fónia, hanem SSTV, OSCAR és RTTY üzemmódokban is megszerezhető. 2 méteren elsőként W8IUD kérvényezte.

**

**A SZERKESZTŐSÉG
CÍME:**

Rádiótechnika

Budapest, Pf. 603., 1374

Elektronikus szintetizátor-vezérlő áramkör

Bucsás Péter okl. vill. mérnök

A múlt év végén, illetve ez év elején az USA-beli Hy-Gain cég rendkívül olcsón (7 \$) hozta forgalomba a Hy-Range I CB-rádiótelefon modelljének majdnem komplett szerelt paneljét. A panelhez azonban nem mellékeltek a frekvencia-szintetizátor vezérlő kapcsolóját, illetve az elektronikus vezérlő áramkört. A fenti panelekből (főleg turistautak révén) hozzánk is elég sok eljutott. Sok „boldog” tulajdonos, miután végigjárta a vámolással járó nem is olcsó utat, és hozzájutott a panelhez, megpróbálta bekapcsolni. Akkor derült ki, hogy a csatornaváltáshoz szükség van egy speciális kapcsolóra. (Természetesen a tájékozottak számára ez már a bekapcsolás előtt világos volt.) A készülék csatornaváltásához ugyanis egy olyan kapcsolóra van szükség, amely 40 állású és mind a 40 állásához (a kapcsolóknál megszokottól eltérően) nem egyszerűen egy-egy rövidzárát rendel hozzá, hanem egy BCD-ben kódolt számot. A BCD-ben kódolt szám összefügg a csatornaszámmal, de nem azonos annak BCD-alakjával.

Az 1. táblázatban a csatornaszám, a szintetizátor vezérlő decimális szám és ennek a decimális számnak megfelelő BCD-ben kódolt szám között összefüggések láthatók. Ha figyelmesen tanulmányozzuk az 1. táblázatot, észrevehetjük, hogy a 3a, 7a, 11a, 15a, valamint a 19a csatornák miatt a sorrendbeli szabályosság eléggé kellemetlenül felborul. A 23., 24. és 25. csatornánál pedig a vezérlő számok emelkedő jellege változik meg. Például a 23. csatorna vezérlő száma nem 27, amint azt az előzőekből logikusan várnánk, hanem 29.

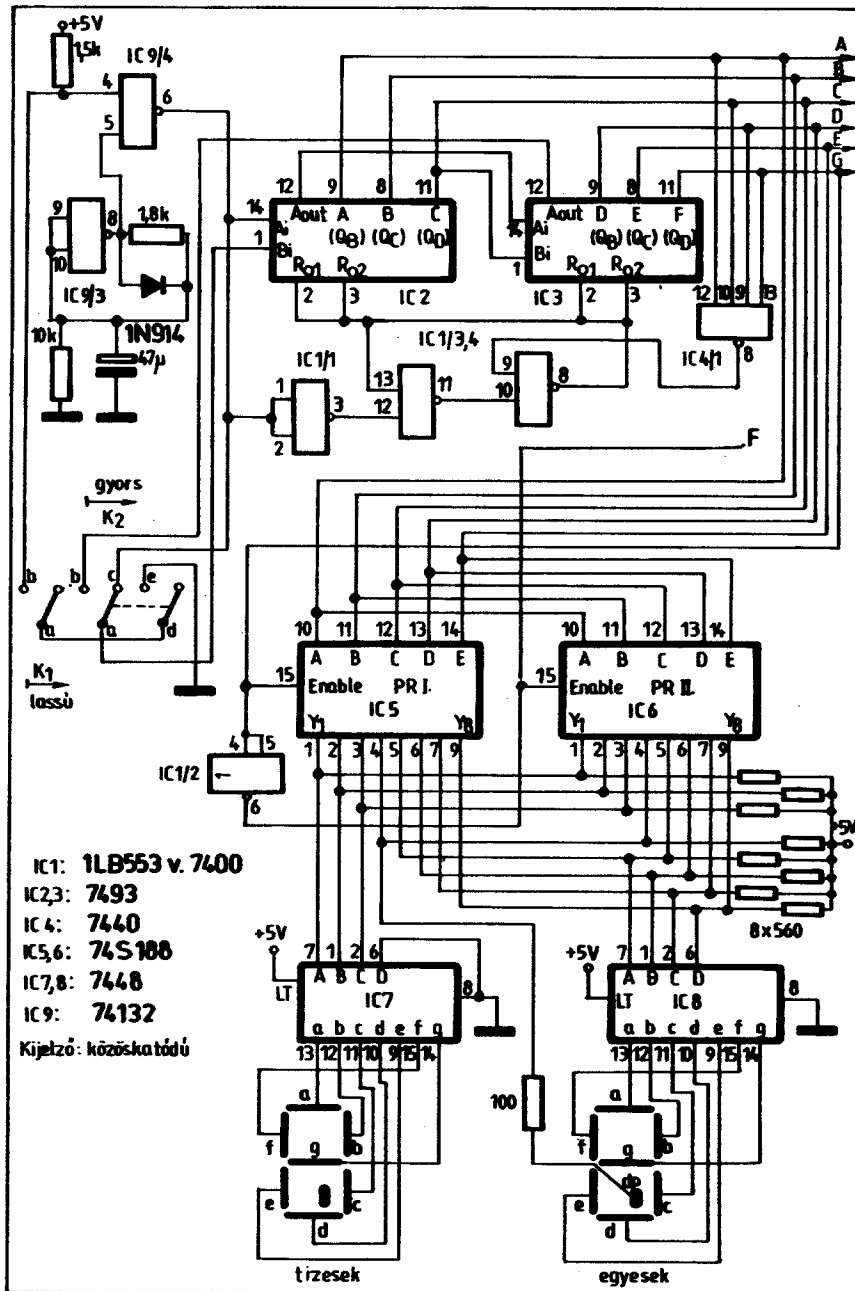
A vezérlő áramkörrel az 1. táblázat szerinti sorrendben lehet beállítani a csatornákat, tehát a 22. csatorna után következik a 24., utána a 25., majd a 23. Ezután már ismét a számszerinti növekvő sorrendben követik egymást a csatornák. Tulajdonképpen megoldható lenne az is, hogy a 22. csatornát a 23., 24., 25., kövesse és ugyanakkor a decimális vezérlő számok a 26., 29., 27., 28., 30.,... sorrendben kövessék egymást. Ennek az ára azonban a vezérlő áramkör jelentős mértékű bonyolódása, ezzel együtt az alkatrészek számának és az egész egység méretének jelentős növekedése volna. Megjegyzem, hogy nyilvánvalóan van más lehetőség is a megoldásra, nevezetesen, az erre a célra kifejlesztett IC alkalmazása. Olvasóink többsége azonban úgy gondolom, adott esetben mégis az alábbiakban ismertetett megoldást fogja választani.

Az elvi kapcsolás az 1. ábrán látható. Az IC₂ és IC₃ jelű 7493 típusú négybites bináris számlálók hárombites egysége kaszkádba van kapcsolva és kimeneteiken

megkapjuk a tulajdonképpeni vezérlő jeleket a szintetizátor számára. (A rajzon A, B, C, D, E, G betűkkel jelzett elmenő vezetékek.) Ezek a kimenetek közvetlenül felhasználhatók a szintetizátor vezérlésére.

A szintetizátor még egy vezérlő bemenettel rendelkezik (F). Ennek a vezérlése az IC_{1/2} kimenetéről valósítható meg.

A számlálót egy 74132 típusú IC két NAND-Smitt-trigeréből képezett kapuzott oszcillátor vezérli. Az IC_{9/3}-mal jelzett kapu képezi az oszcillátort, amely 5–10 Hz-cel rezeg. (A 47 µF-os kondenzátor értékének megváltoztatásával a frekvencia beállítható a legkedvezőbb értékre). Az IC_{9/4} jelű kapu kimenetén akkor jelenik



- IC1: 1LB553 v. 7400
 - IC2,3: 7493
 - IC4: 7440
 - IC5,6: 74S10B
 - IC7,8: 7448
 - IC9: 74132
- Kijelző: közönségtudó

1. ábra. A vezérlő áramkör elvi kapcsolási rajza

1. táblázat

Kijelző	Decimális érték *	2 ⁰	2 ¹	2 ²	2 ³	2 ⁴	2 ⁵
		1	2	4	8	16	32
		A	B	C	D	E	G, F
01	00	0	0	0	0	0	0
02	01	1	0	0	0	0	0
03	02	0	1	0	0	0	0
03a	03	1	1	0	0	0	0
04	04	0	0	1	0	0	0
05	05	1	0	1	0	0	0
06	06	0	1	1	0	0	0
07	07	1	1	1	0	0	0
07a	08	0	0	0	1	0	0
08	09	1	0	0	1	0	0
09	10	0	1	0	1	0	0
10	11	1	1	0	1	0	0
11	12	0	0	1	1	0	0
11a	13	1	0	1	1	0	0
12	14	0	1	1	1	0	0
13	15	1	1	1	1	0	0
14	16	0	0	0	0	1	0
15	17	1	0	0	0	1	0
15a	18	0	1	0	0	1	0
16	19	1	1	0	0	1	0
17	20	0	0	1	0	1	0
18	21	1	0	1	0	1	0
19	22	0	1	1	0	1	0
19a	23	1	1	1	0	1	0
20	24	0	0	0	1	1	0
21	25	1	0	0	1	1	0
22	26	0	1	0	1	1	0
24	27	1	1	0	1	1	0
25	28	0	0	1	1	1	0
23	29	1	0	1	1	1	0
26	30	0	1	1	1	1	0
27	31	1	1	1	1	1	0
28	32	0	0	0	0	0	1
29	33	1	0	0	0	0	1
30	34	0	1	0	0	0	1
31	35	1	1	0	0	0	1
32	36	0	0	1	0	0	1
33	37	1	0	1	0	0	1
34	38	0	1	1	0	0	1
35	39	1	1	1	0	0	1
36	40	0	0	0	1	0	1
37	41	1	0	0	1	0	1
38	42	0	1	0	1	0	1
39	43	1	1	0	1	0	1
40	44	0	0	1	1	0	1

* Megjegyzés: a tényleges vezérlő szám: $nn + 32$. Pl.: $39 + 32 = 71$

meg a jel, amikor a 4. bemenetre magas szintet adunk. Amikor a K_2 kapcsoló a-b, d-e állásban van, a d-e érintkezőkön valamint a K_1 a-b érintkezőin keresztül az IC_{9,4} kapu 4. bemenete nullára van kapcsolva. Amikor a K_1 -et átkapcsoljuk, az IC 4. bemenete az 1,5 kΩ-os ellenálláson keresztül a tápfeszültségre kapcsolódik és a kapu másik bemenetére jutó négyszögjelek kijutnak a kapu kimenetére. A K_2 kapcsoló a-b érintkezőin keresztül az IC₃ A_{1,2} kimenete összekapcsolódik az IC₂ B₁ jelű bemenetével. Az IC₂ és IC₃ tokban még egy-egy egybités osztó is van, ezt a két osztót sorba kapcsolva egy kétbités osztót nyerünk. Az előző mondatban leírtak eredményeképpen ez az így nyert osztó sorba kapcsolódik a számlálóval. Ebben az állapotban a számláló negyed frekvenciával számlál.

Amikor a K_1 a-b állásban marad és a K_2 -t a-c, d-üres állásba állítjuk, az IC₉ 6-os kimeneti pontján megjelenik a vezérlő jel, és a K_2 a-c érintkezőin keresztül ráke-

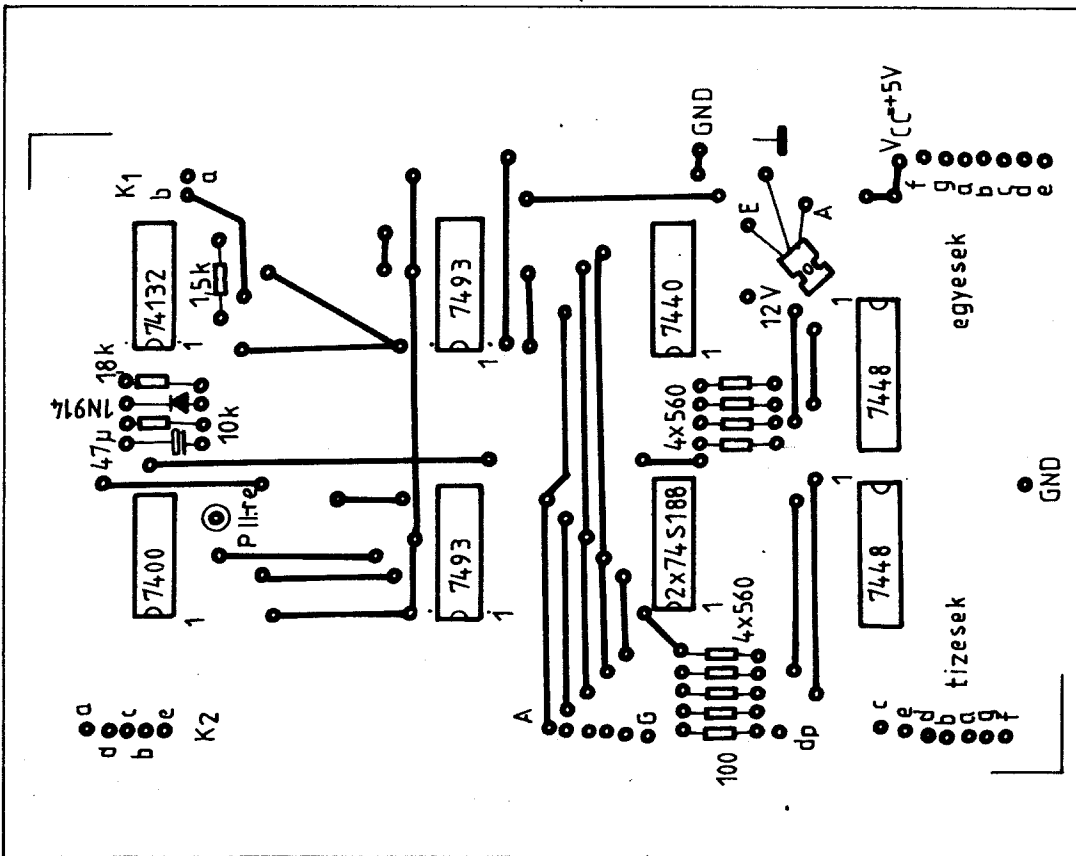
rül a számláló bemenetére, kikerülve a négyes osztót. Ebben az állásban a számláló gyorsan számol, olyan frekvenciával, amekkorára az oszcillátort beállítottuk.

A két darab sorba kapcsolt hárombités számlálóval 00-tól 2⁶-1-ig lehet számlálni. Tekintettel arra, hogy (az „a” csatornákat is figyelembe véve) egy 45 csatornás készülék vezérlését kellett megoldani, a számlálást 00-tól 44-ig kell végezni. A vezérlő vonalakra a 00, 01, 02, 03, 04, ...42, 43, 44 számok módosított bináris kódját kell kiadni. Amikor a számláló eléri a 44-et, nullázni kell és ezt követően ismét 00-ról kell folytatni a számlálást. Ennek a feladatnak a megoldására szolgálnak az IC_{1/1}, IC_{1/3,4} és az IC_{4/1} kapuk.

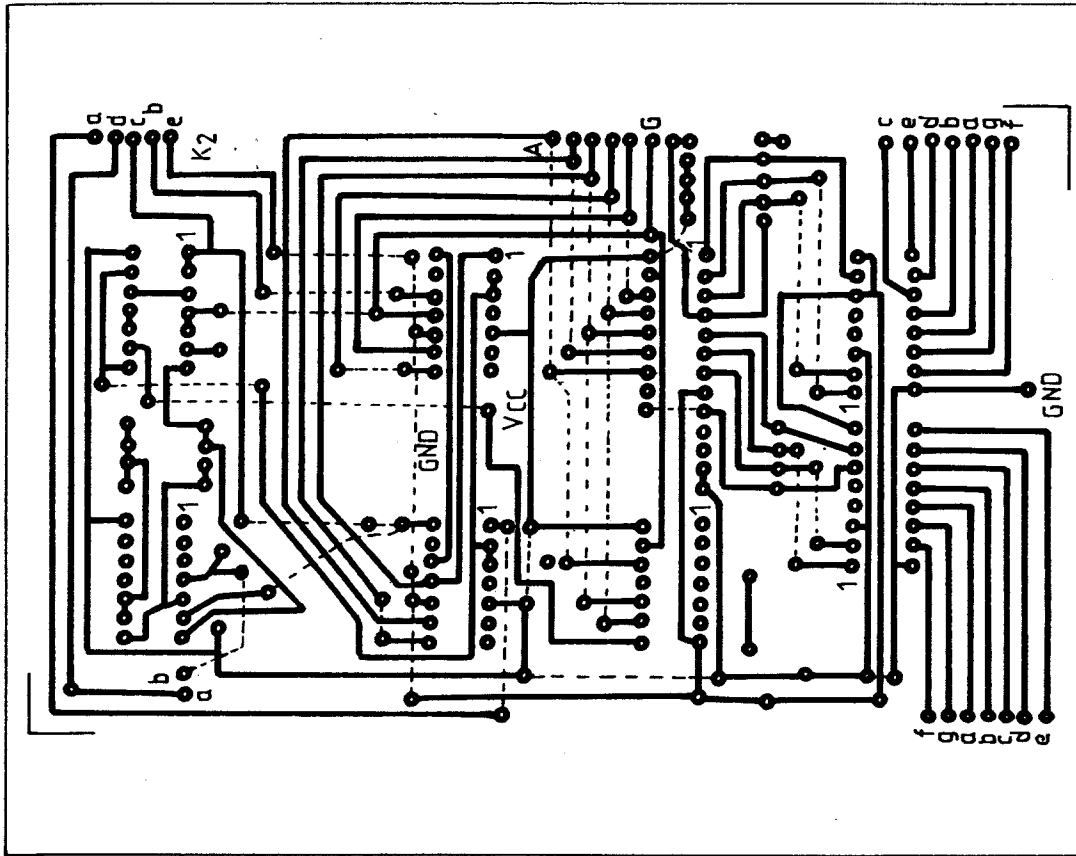
2. táblázat

Kijelző	Folyamatos PR-szám	Saját PR-szám	PROGRAM I.								
			tizések				egyések				
			bit								
			1	2	3	4	5	6	7	8	
01	00	00	L	L	L	L	H	L	L	L	L
02	01	01	L	L	L	L	L	H	H	L	L
03	02	02	L	L	L	L	H	H	L	L	L
03a	03	03	L	L	L	L	H	H	H	L	L
04	04	04	L	L	L	L	L	L	L	H	L
05	05	05	L	L	L	L	L	H	L	H	L
06	06	06	L	L	L	L	L	H	H	H	L
07	07	07	L	L	L	L	L	H	H	H	L
07a	08	08	L	L	L	L	H	H	H	H	L
08	09	09	L	L	L	L	L	L	L	L	H
09	10	10	L	L	L	L	L	H	L	L	H
10	11	11	H	L	L	L	L	L	L	L	L
11	12	12	H	L	L	L	H	L	L	L	L
11a	13	13	H	L	L	H	H	L	L	L	L
12	14	14	H	L	L	L	L	H	L	L	L
13	15	15	H	L	L	L	H	H	L	L	L
14	16	16	H	L	L	L	L	L	L	H	L
15	17	17	H	L	L	L	L	H	L	H	L
15a	18	18	H	L	L	H	H	L	H	H	L
16	19	19	H	L	L	L	L	L	H	H	L
17	20	20	H	L	L	L	H	H	H	L	L
18	21	21	H	L	L	L	L	L	L	L	H
19	22	22	H	L	L	L	L	H	L	L	H
19a	23	23	H	L	L	H	H	L	L	L	H
20	24	24	L	H	L	L	L	L	L	L	L
21	25	25	L	H	L	L	H	L	L	L	L
22	26	26	L	H	L	L	L	H	L	L	L
24	27	27	L	H	L	L	L	L	H	L	L
25	28	28	L	H	L	L	L	H	L	H	L
23	29	29	L	H	L	L	H	H	L	L	L
26	30	30	L	H	L	L	L	H	H	L	L
27	31	31	L	H	L	L	H	H	H	L	L
28	32	00	L	H	L	L	L	L	L	L	H
29	33	01	L	H	L	L	H	L	L	L	H
30	34	02	H	H	L	L	L	L	L	L	L
31	35	03	H	H	L	L	L	H	L	L	L
32	36	04	H	H	L	L	L	H	L	L	L
33	37	05	H	H	L	L	H	H	L	L	L
34	38	06	H	H	L	L	L	L	H	L	L
35	39	07	H	H	L	L	H	L	L	L	L
36	40	08	H	H	L	L	L	H	H	L	L
37	41	09	H	H	L	L	H	H	H	L	L
38	42	10	H	H	L	L	L	L	L	L	H
39	43	11	H	H	L	L	H	L	L	L	H
40	44	12	L	L	H	L	L	L	L	L	L

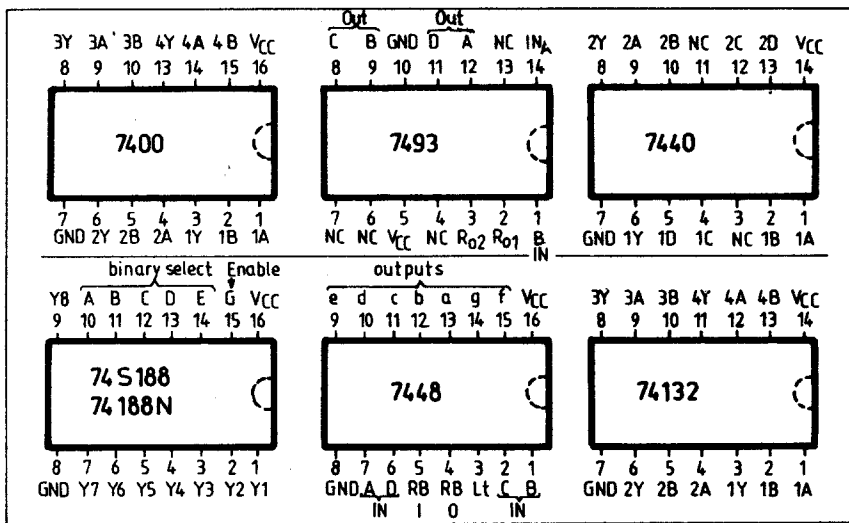
Az IC₃ 3-as és 4-es kapui RS-tárolót alkotnak. A 8-as kapukimenet a számlálók összekötött reset-bemeneteire csatlakozik (R₀₁, R₀₂). Az IC₄ jelű 7440 típusú áramkör két négybemenetű NAND-kaput tartalmaz, ezből az egyiket arra használjuk, hogy amikor a számláló kimenetein megjelenő bináris számok összege eléri a 45-öt, abban a pillanatban a kimenetén a szint alacsonyra vált, és ezzel az impulzussal végezzük el a számláló nullázását. Mindaddig ugyanis, amíg az IC₄ bemenetei közül bármelyik is alacsony szinten van, a kimenetén magas szint mérhető. Az RS-tároló második kapujának egyik bemenete ide a 7440 kimenetére kapcsolódik, a másik bemenete a tároló belső visszacsatoló ágába



3. ábra. Az áramkör beültetési rajza. A panelon lévő lyukak közötti folyamatos vonalak huzalát kötések jelölnek, amelyeket a beültetéssel egyidejűleg kell beferrasztani



2. ábra. Az áramkör NYÁK-rajza



4. ábra. Az IC-k lábbekötése a forrasztás felől (alulnézet)

van bekötve. Az RS-tároló kimenete akkor van alacsony szinten, amikor a második kapujának mindkét bemenete magas szintet kap. Számláló állásban ez a feltétel megvan, mert az IC_{1,1} bemenetére érkező órajelek folyamatosan alacsony szintet eredményeznek az RS-tároló másik bemenetén az IC₁ fordító hatására. Végeredményben tehát a számláló reset-bemenetén mindaddig alacsony szint van (lehetővé téve ezáltal a számlálást), amíg a 45. impulzus meg nem jelenik a számláló bemenetén (ekkor a számláló kimenetein az impulzusok összege 45). Ebben a pillanatban az IC_{4,1} kimenetén a szint alacsonyra vált, az RS-tároló átbillen, a számláló reset bemenetei magas szintre kerülnek és a számláló nullázódik. Az ezután következő bejövő impulzusok számlálása 00-ról indul.

Megjegyzem, hogy az áramkör egy úgynevezett „hazard” jelet is kiad: a 45. impulzus időtartama alatt ugyanis az RS-tároló kettős, azonos vezérlést kap. A számláló nullázása csak a pulzus megszűnte után lehetséges, a szünet időben. Ez a kijelzésben nem fog gondot okozni, de a vezérlő kimenetekre kijut a 45-ös számnak megfelelő bináris szám. Az órajel-generátor beállítása olyan, hogy az impulzusok időtartama rövid a szünet idejükhöz képest. Tehát a kijelzőn rövid ideig felvillanó 45-ös szám szintje alig észlelhető.

Van már tehát egy számlálónk, amelynek a kimenetén megjelennek a bináris számok. Ahhoz, hogy a bináris számokat felhasználhassuk vezérlésre, át kell kódolni úgy, hogy minden számhoz a hozzá tartozó csatornaszámot írja ki a kijelző.

Az átkódolásra két darab 74S188 típusú PROM-ot használtam fel. Ez az áramkör a TEXAS INSTRUMENTS gyártmánya, 32 × 8 bites szervezésű IC. A kapcsolási rajzon IC₅ illetve IC₆ jelzésűek.

A kapcsolási rajz megértését elősegítő, röviden nézzük meg, hogy milyen a dekódoló szervezése. A 74S188-as PROM-ban 32 8 bites szót tudunk elhelyezni. Nekünk 45 számot kell átkódolni, ez azt jelenti, hogy két tokot kell felhasználni. Az

első tokba (IC₅) 00-tól 31-ig, a második tokba (IC₆) 32-től 44-ig terjedő számoknak megfelelő dekódoló kulcsot kell beírni a PROM programozásakor. A két PROM címbemenetei illetve adat-kimenetei összeköthetők, és az engedélyező bemenet segítségével választhatjuk ki, hogy az első PROM vagy a második PROM vezérelje-e a kijelzőt. Amikor az engedélyező (enable) bemenet alacsony szintet kap, a PROM aktív, és bemeneteit a 00-tól 31-ig terjedő bináris számok valamelyikével megcímezve, a címzésnek megfelelő memória tartalma a kimenetekre kapcsolódik. Ha az engedélyező bemenet magas szinten van, a PROM címbemenetei nem fogadják el az utasítást és az adat-kimenetek a címzéstől függetlenül alacsony szinten vannak. Ez a belső szervezési megoldás teszi lehetővé, hogy (az enable bemenetet kivéve) valamennyi azonos funkciójú ki- és bemeneti pontot összeköthessünk. Ennek a NYÁK kialakításánál van jelentősége, ugyanis a két PROM-ot egymásra ültethetjük és elegendő, ha csupán az egyik toknak a bekötő vezetőit huzalozzuk be.

Az első három bittel meg tudjuk adni a kijelzendő tízeseket, mivel a négyes számjegy a legnagyobb, amit ki kell jelezni. A negyedik bitet arra használjuk, hogy az „a” csatornákat megkülönböztessük: amikor „a” csatornát kell kijelezni, az egyes helyiértékű számjegy mellett kigyullad a tízesdespont.

Az 5., 6., 7., és 8. bittel az egyes helyiértékű számokat jelezetjük ki.

A PROM-ok címbemenetére a számláló-kimeneteket kötjük (a megfelelő A, B, C, D, és E ki- és bemenetek), az adat-kimenetekre a 7448 típusú hétszegmentes dekódoló csatlakoznak. Kapcsolásunknál a 7448-as dekódoló áramkörök direkt meghajtással csatlakoznak a kijelzőkre, lévén, hogy ezek közös katódú típusok. Közös anódú kijelzők használata esetén teljesítmény-kapukat vagy tranzistorokat alkalmazhatunk a kijelző és a dekódoló illesztésére.

A számláló G kimenetét a PROM-ok

váltására használhatjuk. A 32. impulzus beérkezésekor ezen a kimeneten magas szint jelenik meg és a továbbiakban meg is marad (1. táblázat), tehát alkalmas arra, hogy a PROM-ok engedélyező bemenetét vezéreljük vele. A számláló nullázásakor a G kimeneten ismét alacsony szint áll be. Ekkor a PROM I tartalma kerül kiolvasásra, a PROM II engedélyező (enable) bemenete az IC_{1,2} invertáló hatása miatt magas szintet kap, tehát passzív állásban van.

A PROM-ok programozási utasítását a 2. táblázat tartalmazza. A táblázat bal oldali első oszlopa a kijelző által mutatott csatornaszámot adja meg, a második oszlopban a folyamatos program-számot, a harmadikban pedig a PROM-ok saját számozása szerinti szószámot találjuk meg. A következő nyolc oszlopban az első bittől (folyamatosan növekvő sorrendben) a bitenkénti programozási utasítást találjuk meg. A H betű magas szint beégetését, az L betű alacsony szint beégetését jelenti.

A 2. ábrán látható a panel NYÁK-rajza, a fólia felőli oldalról nézve. A szaggatott vonalak a másik oldali átkötéseket jelzik. A 3. ábrán látható a beültetés rajza, ezen oldal felől kell az átkötéseket is elvégezni. A panelra nem terveztünk rá a kijelzőt mivel ez ugyanis a készülék előlapjára kerül, ezenkívül a kijelzők típusa változhat.

A NYÁK-on találjuk az 5 V-os stabilizátort, ez nem szerepel a kapcsolási rajzon. A 7805-ös típusú áramkört felhasználva a tápegység-problémánk leegyszerűsödik. Nem kell más tennünk, mint a NYÁK-on 12 V-tal jelzett pontra 10–12 V-os, mintegy 250 mA terhelhetőségű áramforrást kapcsolunk, és a készülék megkapja a stabil 5 V-os tápfeszültségét. Arra is mód van, hogy az egyébként már meglévő 5 V-os tápfeszültségforrást felhasználjuk. Ebben az esetben a panelon V_{cc} + 5 V-tal jelzett pontra kell rácsatlakozni az 5 V-os tápfeszültségforrással. A 7805-öt egy 4–5 cm² felületű, 2 mm vastagságú alumínium hűtőlemezre kell szerelni, amelynek a rögzítését is meg kell oldani. (A NYÁK-on, a stabilizátor-IC körül van hely egy furat számára, amelybe egy tartót tudunk rögzíteni.)

A 4. ábrán találjuk az IC-k bekötési rajzait, amelyekre a szerelésnél is szükség lehet, de az élesztésnél nélkülözhetetlen. Az IC-k lábbekötései alulnézetben, a forrasztás felől vannak megadva.

PROM-programozó készülék

Bucsás Péter okl. vill. mérnök

Egyre több elektronikus berendezésben használnak a tervezők programozható memóriákat a feladatok megoldásához. Nálunk a Tungstam gyártmányú TM-széria és a TEXAS I. gyártmányú 74S188 programozható memóriákkal találkozhatunk leginkább. Az előbbi szériából a TM188 típus programozására alkalmas készülék leírása már megjelent a Rádiótechnika 1981/10. számában. Az utóbbi programozása némileg eltér a TM188 típusétól.

Ebben a leírásban a TEXAS I. 74S188 típusú PROM programozására alkalmas

egyszerű készülék kerül ismertetésre. A készülék nemcsak programozásra alkalmas, hanem segítségével ellenőrizni lehet már beégetett PROM-okat is. Segítségével megállapítható, hogy a már birtokunkban levő példányok közül melyik hibás, illetve melyik milyen programot tartalmaz.

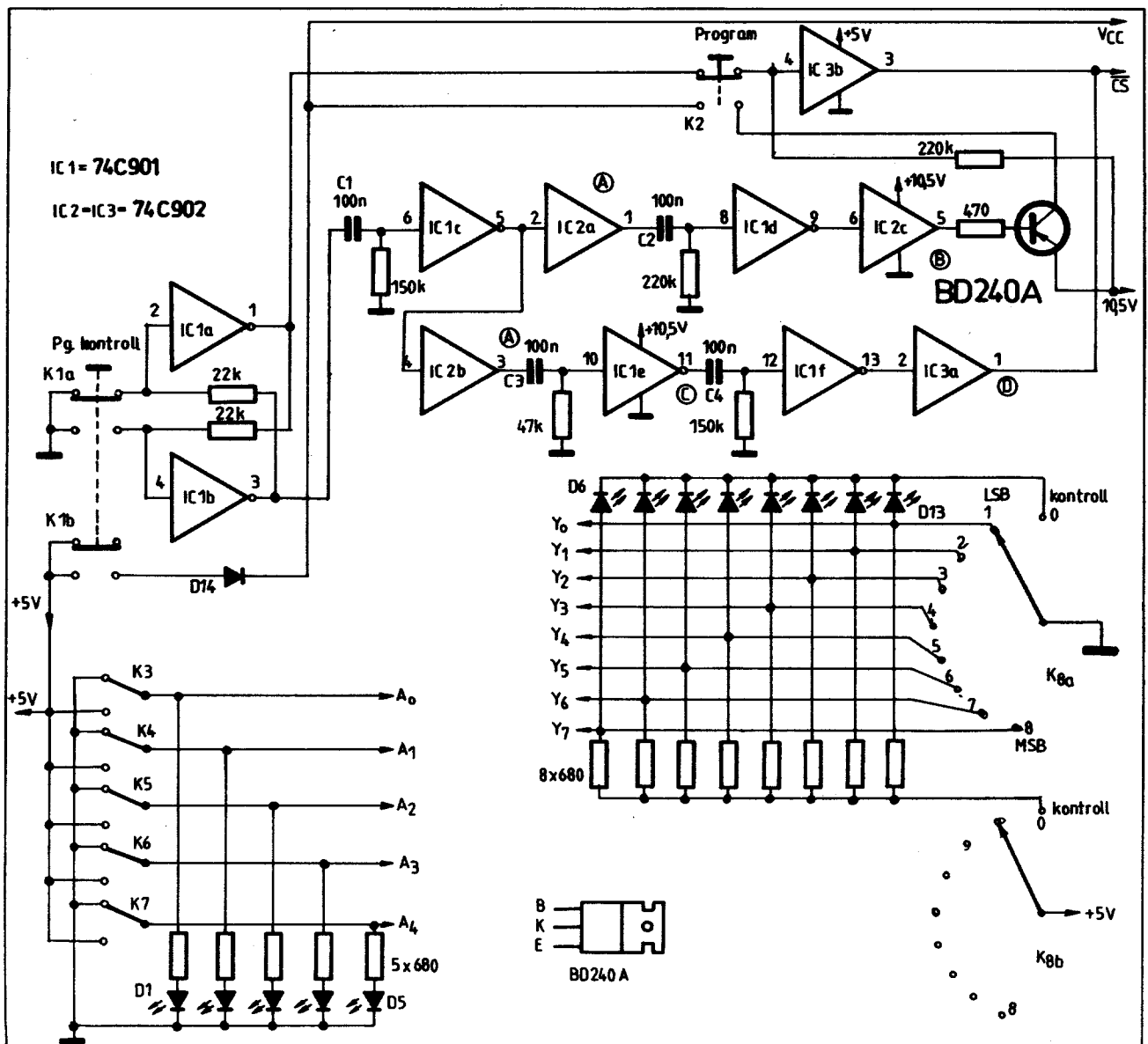
A működés

A programozó áramkörnek, bármennyire egyszerű legyen is, rendelkeznie kell egy tévedhetetlenül beállítható cím kiválasztó

rendszerrel. Ennek segítségével tudjuk beállítani a beégetendő szóznak megfelelő kódot. A 74S PROM-nál (de általában mind-egyiknél) BCD-ben kell a címzést megadni. Mivel az áramkör 32×8 -as szervezésű, ezért a cím kiválasztó öt darab kapcsolóból áll. A kapcsolókra célszerű a BCD-nek megfelelő decimális számnak a 2 hatványaival felírt alakját felírni. Pl.: $A^0 = 1$; $A^1 = 2$; $A^2 = 4$; ...; $A^5 = 16$. Még jobban látható a beállított szószám, ha a kapcsolók fölé egy-egy LED-et is beépítünk, amely akkor világít, amikor a címmenetet aktivizáltuk a kapcsolóval.

Az 1. ábrán a cím kiválasztó kapcsolók K_3 - K_7 -es sorszámmal vannak ellátva. Az említett LED-ek is megtalálhatók a rajzon D_1 - D_5 jelzéssel.

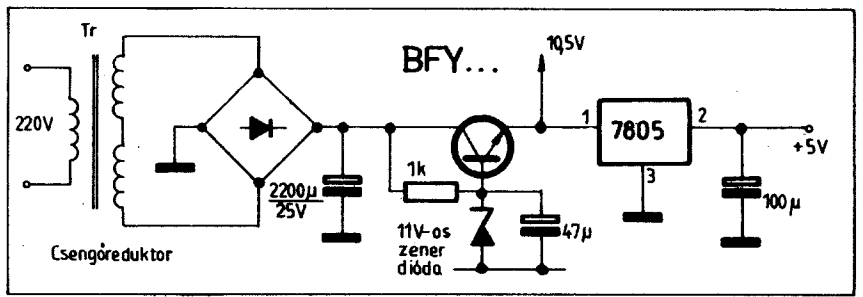
Minden programozó készüléknek kell legyen egy bit-kiválasztó kapcsoló rendszere. Komfortos készülékeknek ezt általában úgy oldják meg, hogy a kezelő csak



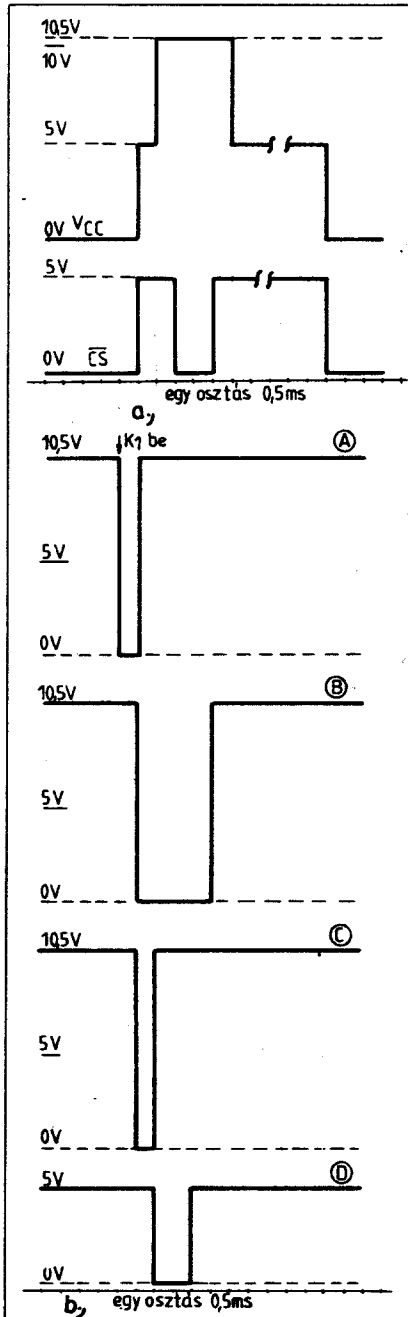
1. ábra. A PROM-programozó elektronikájának elvi kapcsolási rajza

egyszer adja ki a programozási utasítást és a berendezés automatikusan beégeti a billenő kapcsolókkal vagy más módon beállított programot. Jelen esetben az volt a cél, hogy a programozó készülék egyszerű legyen. A programozásnál egy kicsit jobban oda kell figyelniük, ezért, mint az 1. ábrán látható, a K_2 kapcsolóval kell a beégetendő bitet kijelölni.

Amint említettem, a készülékkel programot kiolvasni is lehet, ennek a folyamatát később ismerjük meg. Nézzük először a beégetést. A programbeírás, beégetés



3. ábra. A műszer tápegysége



2. ábra. A 74S188 típusú PROM programozásához szükséges jelalakok (a), a programozó elektronikájának jellegzetes impulzusalakjai (b)

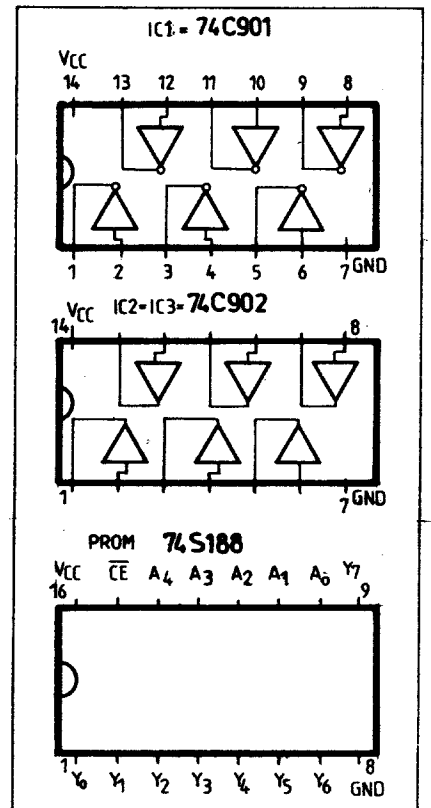
szempontjából a 2a ábra onnan válik érdekessé, amikor a PROM tápfeszültsége (V_{CC}) 5 V-ról 10,5 V-ra emelkedik; ebben a pillanatban az enable bemeneten magas szintnek kell lenni. Ezután 500 µs elteltével ezen a bemeneten a szintet nullára kell kapcsolni kb. 1 ms időtartamra. A PROM tápfeszültségét még ezek után is mintegy 500 µs-ig 10,5 V-on kell tartani, tehát összesen 2 ms ideig. Ezután a tápfeszültséget 5 V-ra kell állítani.

Az előállítandó jelformák nem túl bonyolultak, de annyira viszont nem egyszerűek, hogy manuálisan előállíthassuk őket, főleg az időtartamok érzékelhetetlen rövidsége miatt.

A programozó elektronikus vezérlője az 1. ábra felső részén látható. Nézzük elsőként, hogyan működik az áramkör, amikor egy bitet beégetünk. A tápfeszültség bekapcsolása után a bekapcsolási tranziszterek lezajlanak (igen rövid idő alatt) és a 2b ábra K_1 be vonalától balra látható feszültségintégek mérhetők az A, B, C és D betűkkel jelzett pontokon. A K_1 kapcsoló alapállásban az IC_{1a} és IC_{1b} jelű inverterekből képezett RS-tároló 1-es kapukimenete magas, a 3-as kapukimenete alacsony szinten van. Az erre a kimenetre kapcsolódó C_1 kondenzátor ezért töltetlen, hiszen a másik bemenete az ellenálláson át a földre kapcsolódik. Az IC_{3b} a bemenetére jutó magas szint miatt, az enable bemenetre (C_s) magas szintet kapcsol.

Nyomjuk be a K_1 és K_2 kapcsolókat (elsőként a K_2 -t, majd K_1 -et), ekkor a PROM tápfeszültséget kap a D_{14} diódán keresztül és a táppont rákapcsolódik a tranzisztor kollektorára. A K_{1a} érintkezőin keresztül a billenőkör átbillen és a C_1 -re 10,5 V feszültség jut, amely kb. 500 µs ideig az IC_{1c} kapu kimenetét alacsony szintre váltja át, ezáltal az IC_{2a} , illetve az IC_{2b} kimenetén is alacsony szint áll be (2b ábra A diagram). Nyugalmi állásban a C_2 és a C_3 kondenzátorok feltöltött állapotban vannak (az A jelű pont felőli fegyverzetük magas szinten van, jobb oldali fegyverzetük nullán). Amikor az A pontra alacsony szint kerül, a kondenzátorok elkezdnek kisülni. Az értékek beállítása olyan, hogy a rendelkezésre álló idő alatt (C_1 töltése, IC_{1c} átkapcsolódási ideje) elegendő mértékben kisüljenek. A C_2 és C_3 kisütési időtartama alatt a kimeneti pontokon nem történik változás, mert a kondenzátorokra csatlakozó bemenetek alacsony szintű vezérlést kapnak (ott ezt megelőzően is ilyen volt a vezérlés). Amikor a C_1 -ből és a

150 kΩ-ból álló differenciáló tag kimenetén a jel oly mértékben lecsökken, hogy az IC_{1c} kimenetén a szint alacsonyból magasba vált, az A jelű pontokon is magas szint lesz a feszültség. A C_2 és a C_3 egy-egy differenciáló tagot alkotnak a rájuk kapcsolódó ellenállásokkal. A differenciáló feszültségugrás az IC_{1d} és az IC_{1e} kapuk bemenetére kerül. Az IC_{1d} kimenetéről jövő jel az IC_{2c} fázisfordítás nélkül a tranzisztor bázisára továbbítja (2b ábra B diagram), ahol ez ideig 10,5 V-os szint uralkodott, zárva tartva a tranzisztort. A most megjelenő és az IC_{1d} fázisfordítása miatt alacsony szintű jel (közel nulla) a tranzisztort nyitásra vezérli (a PNP tranzisztor emittérén +10,5 V van) és a V_{CC} vonalra kapcsolja a 10,5 V-ot. A másik ágon a folyamat hasonlóképpen kezdődik, mert az előzőekben leírtak az 1. ábrán A-val jelölt pontokig megegyeznek. Az IC_{1e} kimenetéről



4. ábra. A műszerben felhasznált IC-k láb bekötési rajza

nyert (magas szintről alacsonyba menő) feszültségugrás egy további differenciáló áramkörre kerül (C_4 , 150 k Ω -os ellenállás), amelynek az időállandója úgy van beállítva, hogy kb. 2 ms-os alacsony szintű állapotot hozzon létre a D ponton, attól a pillanattól számítva, amikor a C ponton a szint alacsonyból magasba vált. Ezzel hozzuk létre az enable bemenet számára az engedélyező jelet.

A fentiekben ismertetett és az elektronikával létrehozott vezérlő jeleken kívül a PROM beégetéséhez gondoskodni kell még arról is, hogy a beégetendő bit-kimenet nulla potenciálra kerüljön, amikor a program-pulzusok a PROM-ra jutnak. Ezt a K_8 kapcsolóval valósítjuk meg. A kapcsoló 1., 2., 3., ..., 8. állásaiban a bit-kimenetre nullát kapcsol.

Amikor csak a K_1 kapcsolót működtetjük és a K_8 -at a 0. állásba állítjuk, megállapíthatjuk egy PROM-ról, hogy milyen program van benne, illetve, hogy egyáltalán van-e benne beégetett programcella. K_{8a} 0. állásában a D_6 - D_{13} diódák katódja nullára kapcsolódik, a K_{8b} 0. érintkezőin keresztül pedig a diódák anódja, illetve a bit-kimenetek közös pontjára csatlakozó 680 Ω -os ellenállások közös pontjára +5 V. Tehát a magas szintű kimeneteken (beégetett memóriák) a LED-ek égnek. Az alacsony szintű kimeneteken a LED-ek nem világítanak.

A felépítés

Az áramkörhöz nem készült NYÁK-panel. Az elektronika mindössze három IC-ből és egy tranzisztorból, meg a hozzájuk tartozó néhány ellenállásból és kondenzátorból áll. A szerelésre nem kényes. A mintapéldány ún. kísérleti NYÁK-panelon lett elkészítve. Amelyik alkatrész kapcsolóhoz csatlakozik, azokat mind a kapcsolóra szereltem (így például a K_3 - K_7 -re a 680 Ω -os ellenállásokat). Közvetlen a kapcsolók fölé kerültek a LED-ek (D_1 - D_3). Hasonló megoldású a K_8 -hoz tartozó ellenállások szerelése is. A tápegység külön egységet képez és a csengőreduktor mellett helyezkedik el (3. ábra).

Itt jegyzem meg, hogy fontos, hogy az IC-k tápbekötését a megadott séma szerint végezzük el, tehát: IC_1 és IC_2 a +10.5 V-os, az IC_3 a +5 V-os tápegységre kötnendő. Az IC_3 szintillesztést végez; a PROM enable bemenetére nem köthetünk 5 V-nál nagyobb feszültséget, mert károsodik az áramkör. Az 5 V-os tápegység stabilizátorát hűtőfelülettel kell ellátni (4-5 cm²).

A PROM csatlakozására egy 16 lábú foglalatot kell a kezelőlapra beépíteni.

A műszer használata

A műszer bekapcsolása után dugjuk be a PROM-ot a foglalatába, a K_8 kapcsolót

állítsuk 0. állásba, a címbeállító kapcsolók közül a $2^0 = 1$ jelűt állítsuk aktív pozícióba (a kapcsoló feletti LED világit). Nyomjuk meg a K_1 nyomógombot, ekkor a K_8 tárcsás kapcsoló bitpozíciót kijelölő állásai fölé beépített LED-ek közül azok égnek, amelyeknek megfelelő bit be van égetve. Az ellenőrzést folytathatjuk; a $2^1 = 2$ jelű kapcsolóval beállítjuk a második szót és a K_1 megnyomása után ismét kiolvashatjuk a PROM második szavának tartalmát.

A programozás menete: állítsuk be a programozandó szó számát (pl.: 15. szó = $2^0 + 2^1 + 2^2 + 2^3 = 1 + 2 + 4 + 8$) a címkijelölő kapcsolókkal. A K_8 kapcsolóval állítsuk be az első programozandó bitet (pl.: a 15 szó helyen beégetünk a 3., 5. és 7., tehát beállítjuk a 3. bitet), és nyomjuk meg a K_2 , majd annak lenyomva tartása mellett nyomjuk meg a K_1 nyomógombot. Ezzel a 3. bitet beégettük. Kapcsoljuk át K_8 -at az 5. állásába és ismételjük meg a fent leírt lépéseket, ezzel beégettük az 5. bitet. Átállítva a K_8 -at a 7. állásba, K_2 -t, K_1 -et benyomva beégettük 7. bitet is. Másik szó-cím beállításával a programozást folytathatjuk. A beégetés után célszerű az ellenőrzést elvégezni.

A 4. ábrán megadom az alkalmazott IC-k lábbekötési rajzát.

Irodalom:
Radio-Electronics
1981 Február p. 75

Hangfrekvenciás generátor és vobulátor

Buczás Péter okl. vill. mérnök

Az alábbiakban ismertetésre kerülő műszert azoknak a fonoamatőröknek ajánlom elkészítésre, akik anyagi vagy bármely más okból berendezéseiket maguk készítették (készítik) el és az elkészült erősítő, hangfal, korrekciós erősítő stb. végső beméréséhez nincs megfelelő hanggenerátoruk. Műszer nélkül a végső ellenőrzés általában füllel történik. Füllel azonban nem a legmegbízhatóbb műszer, tehát meg kell elégednünk azzal, hogy a szerelés, építés során nem követtünk el hibát, minden alkatrész, amit felhasználtunk, hibátlan, a leírásban sem volt semmi elírás, tévesen értelmezhető számjegy. Ritka eset, hogy minden feltétel kedvezően alakul és az elkészült erősítő vagy bármely más, megnyugtatóan, jól működik. A füllel történő ellenőrzés nem is oldható meg például egy korrektor-erősítő esetében. Hanggenerátor birtokában azonban a frekvenciamenet ellenőrzésével egyértelműen meggyőződhetünk a készülék minőségéről.

Az áramkör működése

Az elvi csatlakozás az 1. ábrán látható. Ennek alapján ismertetem a működést. A 8038 típusú IC ún. funkció-generátor áramkör. Alkalmas szinuszos, háromszög, fűrész és négyszög alakú jelek előállításá-

ra. Jelen esetben szinuszgenerátorként használjuk fel. Az IC 4., 5. lábára kell kapcsolni a működési frekvenciát meghatározó R elemet. Esetünkben a 4., 5. lábra egy potenciométer van kötve, amellyel a szinuszjel szimmetriája állítható a legkedvezőbbre. Az IC 10. lábára csatlakozik a frekvenciát meghatározó kondenzátor. A működési frekvenciát a csatlakozás elemértékeivel az

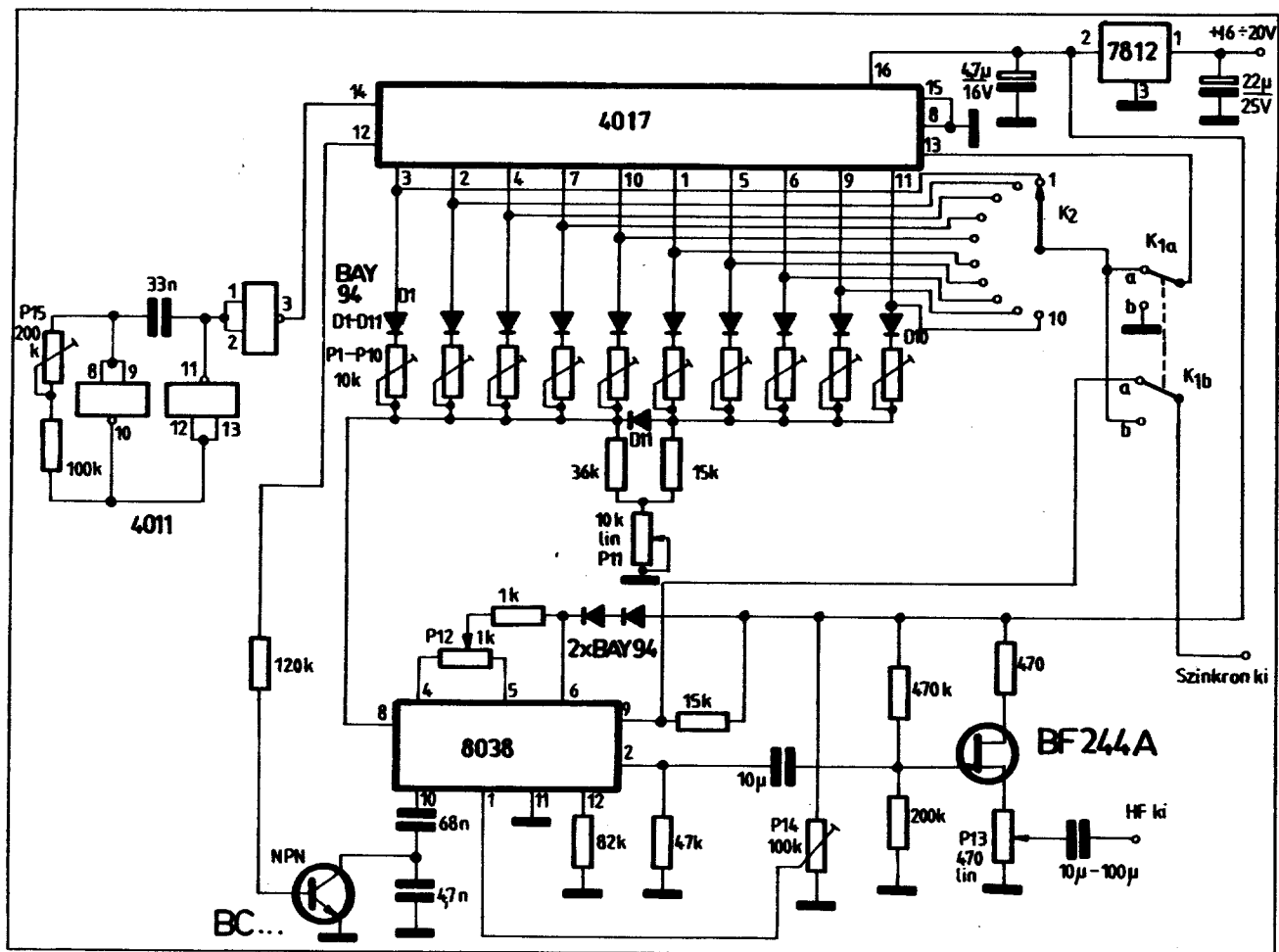
$$f = \frac{0,15}{1500 \cdot C}$$

képlet határozza meg, ha a 8. lábat összekötjük a 7. lábbal. Az IC 8. kivezetésére csatlakoztatott feszültséggel az RC-elemekkel beállított frekvenciát megváltoztathatjuk. Ezt a bemenetet frekvenciamodulációra használják. Ennél a csatlakozásnál erre a bemenetre szintén a frekvencia megváltoztatását előidéző feszültséget kapcsolunk. A 8038-as tehát, az elmondottak szerint, adott frekvenciájú rezgéseket állít elő. A szinuszos jelet a 2. kivezetésen vehetjük le. Az IC 9. kivezetésén négyszögjeleket kapunk.

Nézzük ezután a generátor másik fontos áramkörét, a 4017 típusú IC-t. Ez egy dekadikus Johnson-számláló, amelynek az a sajátossága, hogy ameddig elszámál, anynyi kimenete van, és minden kimeneten

megjelennek a számlált pulzusok. A kimeneti pulzusok között bizonyos időeltérés van. A 4017-es típusú számláló 10-ig számol és „1”, „2”, ..., „9”, „0” jelű kimenetei vannak. Minden kimeneten megjelenik az $f_{óra}$ frekvenciájú impulzussorozat, azonban a „1.” kimenettől növekvő sorrendben haladva mindig egy órajelnyi idővel később. Jelen esetben tehát a 4017 áramkör dekódolt kimeneteim a 14-es lábra csatlakoztatott órajel-frekvencia tized részének megfelelő frekvenciájú jeleket kapunk, a fent leírt késleltetési sorrendben; a „0” kimeneten a maximálisan késleltetett pulzussorozat jelenik meg.

A vezérlő órajelet egy 4011-es tok kapuiból képezett négyszöggenerátor állítja elő. A 250 k Ω -os trimmerrel a legkedvezőbb működési frekvenciát állíthatjuk be (erről még a későbbiekben ejtek néhány szót). A 4017 IC dekódolt kimeneteire csatlakozó diódák VAGY-kapukat alkotnak. Az első öt kimenetre csatlakozó egy-egy trimmeren keresztül a 36 k Ω -os ellenállásra és P_{11} potenciométerre csatlakoznak, a második öt kimenet (az előzőkhöz hasonlóan a VAGY-kapukat alkotó diódákra, a trimmereken át) 15 k Ω -os ellenállásra és a P_{11} -es potenciométerre csatlakozóik.



1. ábra. A hanggenerátor elvi kapcsolási rajza

A $36\text{ k}\Omega$ -os ellenállás és a trimmerek közös pontja a 8038-as IC 8. lábára van kötve, ugyanide jön a $15\text{ k}\Omega$ és a trimmerek közös pontja is egy diódán keresztül.

Kapcsoljunk az első öt dióda valamelyikének anódjára néhány voltos pozitív feszültséget. A $10\text{ k}\Omega$ -os trimmer (amelyiknek a diódájára feszültséget adtunk) egy feszültségosztó felső tagját, a $36\text{ k}\Omega$ -os ellenállás és a P_{11} soros eredője ugyan ezen osztó alsó tagját alkotják a 8038 IC 8. lába felől nézve. Tehát az osztó kimeneti feszültségét a trimmer, illetve az alsó ellenállás-tagok értéke határozza meg. A $36\text{ k}\Omega$ -os ellenállást nem söntöli a $15\text{ k}\Omega$ a zárt dióda miatt. A második ötös csoportot alkotó diódák anódja szintén egy feszültségosztó vagyilag bemenetieként értelmezhetők. A kimeneti feszültség alakulásánál itt figyelembe kell venni, hogy a $15\text{ k}\Omega$ -os ellenállást a nyitott dióda következtében söntöli a $36\text{ k}\Omega$ -os: A végeredmény szempontjából azonban nem az a lényeges, hogy a második esetben a P_{11} -gyel sorba kapcsolódó ellenállás kevéssel kisebb, mint $15\text{ k}\Omega$, hanem az, hogy az első esetben biztosan $36\text{ k}\Omega$. A P_{11} -gyel mind a két esetben finoman tudjuk a kimenetre jutó feszültséget szabályozni. Amint a 4017 rövid ismertetésénél láttuk, a kimeneteken megjelenik az osztott frekvenciájú jel, a ki-

menetnek megfelelő késleltetéssel. Amikor a számlálás elindul, a 4017 egymás után magas szintre kapcsolja a diódák anódját. A 8038 IC 8. lábára minden egyes kimenetnek megfelelő lépés után a kimenethez az osztók révén hozzárendelt feszültség jelenik meg. Az első öt lépésnél a frekvenciát meghatározó kapacitás a 8038 10. lábára kapcsolt 68 nF .

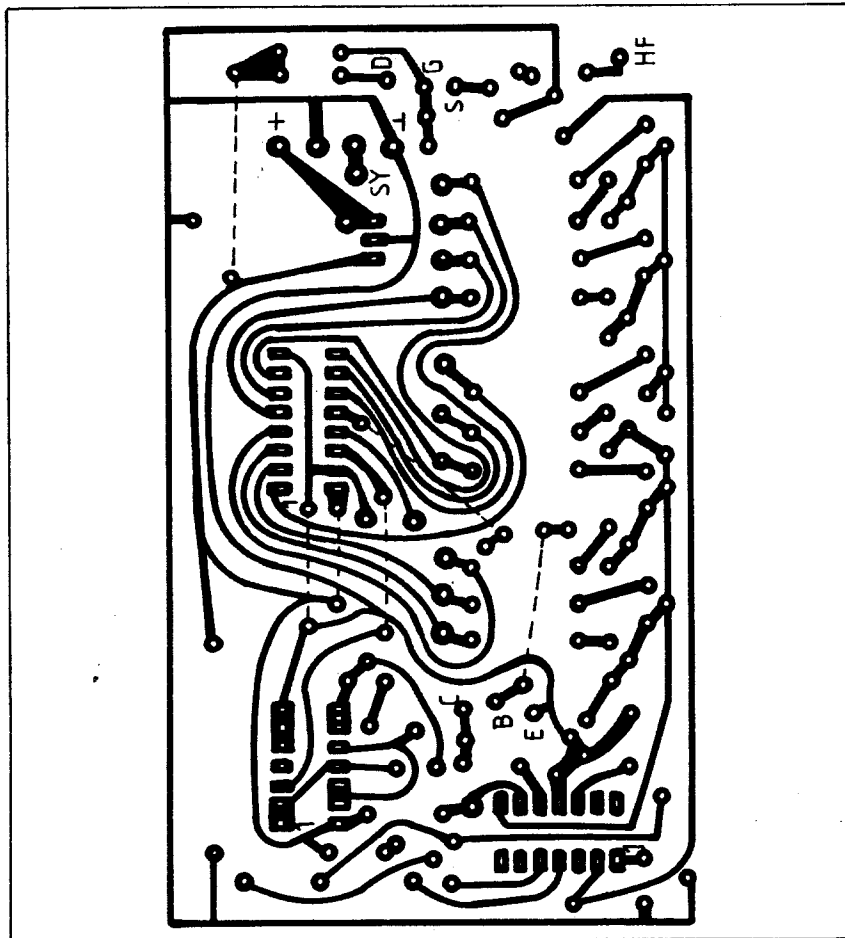
Ez a következők miatt lehetséges: A 4017-es IC 12. lábán mindaddig magas szint van, amíg a számláló túl nem haladt az „5.” dekódolt kimeneti ponton. A „6.” számláló-kimeneti ponton megjelenő magas szinttel egy időben a 12. lábón a szint alacsonyra vált át. Tehát az első öt lépés idejéig a 68 nF és $4,7\text{ nF}$ közös pontjára kapcsolt tranzisztor nyitva van, ezáltal söntöli a $4,7\text{ nF}$ -os kondenzátort. A második öt lépésben a tranzisztor lezárt állapotba kerül és a frekvenciát most már a 68 nF és a $4,7\text{ nF}$ soros eredője fogja meghatározni a 4., 5. lábakra kapcsolt R elemmel együtt.

A fentiekben ismertetett megoldással el lehet érni, hogy a 8038-as funkció-generátor IC-vel egy viszonylag jó frekvencia-stabilitású, kis torzítású és nagy frekvenciaátfogású generátort készíthessünk, kevés frekvenciaállító kezelőszerv alkalmazásával.

A K_1 kapcsolóval kiválaszthatjuk, hogy milyen üzemmódban akarjuk működtetni a műszert. A kapcsoló „a” állásában a K_2 , 10 állású kapcsoló segítségével a 4017 13. lábára visszük a kiválasztott kódolt számláló-kimenetet. Ezáltal elérjük azt, hogy amikor a számlálás a beállított kimenetet eléri, a számláló ott leblokkol és a kimeneten kitarja a magas szintet. A 13. lábra ugyanis az IC reset bemenete van kivezetve, amely a rákapcsolt magas szint hatására a számlálást leállítja és a pillanatnyi helyzetet rögzíti. A 8038 2-es kimenetén ilyenkor (a $10\text{ k}\Omega$ -os trimmer-potenciométerrel beállított határokon belül) a P_{11} -gyel finoman tudjuk a frekvenciát változtatni.

A K_1 kapcsoló „b” állásában 4017 13-as lába a teste kerül, az áramkör resetelése megszűnik, folyamatosan számol. Az egyes számláló-kimenetek a szinkron-kimenetre jutnak, illetve folyamatosan vezérlik a rájuk kapcsolódó diódákon keresztül a feszültségosztókat, az osztó-kimenetek pedig a már ismertetett módon módosítják a 8038 névleges frekvenciáját.

Természetesen ebben az állásban is működnek az automatikus átkapcsolók, amelyek segítségével a 8038 IC a legkedvezőbb frekvenciaátfogási, illetve legkisebb torzítási tartományban tartható (a $36\text{ k}\Omega$ -os és $15\text{ k}\Omega$ -os ellenállásokat összekötő dióda, ill. a $4,7\text{ nF}$ -ot söntölő tranzisztor).



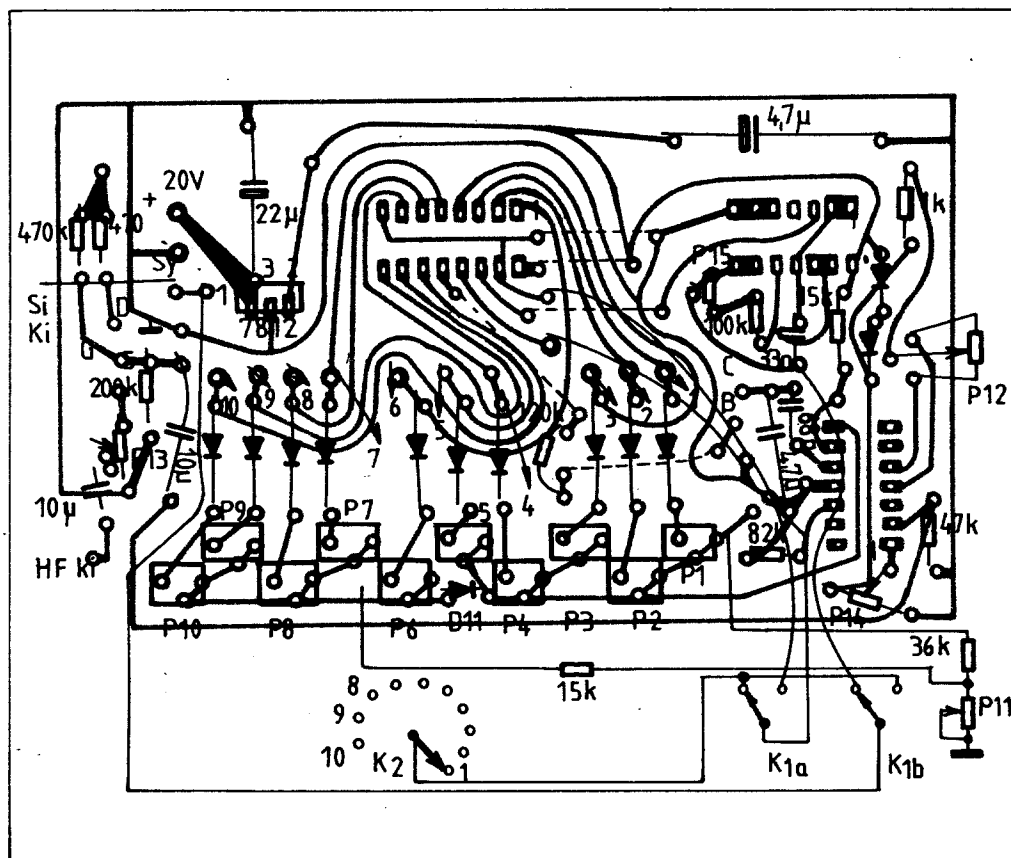
2. ábra. A műszer NYÁK-rajza a fólia felől

Ez az állás a műszer vobbulátor-üzem-módja. Ilyenkor az IC 2-es kimenetén folyamatosan, egymást követően tíz szinuszjel csomag jelenik meg, amelyeknek a frekvenciája attól függ, hogy a 10 kΩ-os potenciométerekkel milyen értékeket állítottunk be, valamint függ még a P₁₁ állásától is.

A 8038 2-es kimenete 47 kΩ-nál kisebb ellenállással nem terhelhető. Ezért a műszert ennél kisebb bemeneti ellenállású rendszerek mérésére már nem használhatnánk. A kimenetre csatlakozó, BF 244-gyel felépített fokozatnak az a célja, hogy a kimeneti ellenállást a gyakorlat számára elfogadható kis értékre csökkentse. A megvalósított áramkör, amint a kapcsolási rajzról látható, 470 Ω kimeneti ellenállású. A kimeneti feszültség a kívánt mértékben csökkenthető.

Építés, beállítás

A 2. ábrán a NYÁK-lap rajzát adom meg, melynek segítségével a műszer viszonylag egyszerűen reprodukálható. A szerelés és az elrendezés az áramkör működése szempontjából közömbös, ezért ezzel nem is foglalkozom. Az alkatrészbe-gyűjtés szempontjából van egy tanácsom: ne kezdjük el az áramkör építését, amíg nincs meg a 8038-as IC. Ennek a beszerzé-



3. ábra. A műszer nyomtatott áramkörének beültetési rajza

se okozhatja a legtöbb gondot, sajnos ezen nem lehet változtatni, az egész műszer éppen azért ilyen egyszerű felépítésű, mert ez az IC került felhasználásra.

A 3. ábrán találjuk a NYÁK beültetési rajzát. Ez a rajz a NYÁK-ot az alkatrészek felőli oldalról ábrázolja. A szaggatott vonalak húzalos átkötéseket jelölnek.

A beállítást, miután minden kapcsolót, potenciométert bekötöttünk, kezdjük azáltal, hogy a P_{12} , P_{14} és P_{15} potenciométereket középállásba állítjuk, a nyers és a stabilizált tápfeszültséget ellenőrizzük. Ezután kapcsoljunk oszcilloszkópot a 4017 14. lábára és az órajel-oszcillátor frekvenciáját állítsuk be 50 Hz-re. A K_1 kapcsolót állítsuk „a” állásba az oszcilloszkóp Y-bemenetét kössük rá a HF kimeneti pontra. K_2 -t kapcsoljuk 1. állásba, és a P_{12} valamint a P_{14} potenciométerekkel állítsuk be a legszimmetrikusabb, illetve a legkisebb torzítású kimenő jelet.

A beállításhoz lehetőleg olyan szkópot használjunk, amelyikkel a frekvenciát mérni lehet. A K_2 kapcsoló 1. állásánál a P_{11} -es potenciométer felcsavart helyzetében (maximális ellenállás), az első 10 k Ω -os trimmerrel állítsuk be a frekvenciát 50 Hz-re. A P_{11} -es potenciométert forgassuk át a másik szélső helyzetbe, és mérjük meg a jel frekvenciáját. Jegyezzük meg a mért értéket és ugyanekkorra állítsuk be a frekvenciát, miután a K_2 -t átállítottuk 2. állásba és a P_{11} -et visszacsavartuk a maxi-

mális ellenállású helyzetébe. Ezután a P_{11} -et ismét forgassuk az ellentétes szélső helyzetébe és a frekvenciát mérjük meg. Ugyanekkorra állítsuk be a frekvenciát, miután K_2 -t A fent leírt módon, a K_2 kapcsoló mind a 10 állása mellett végzük el a frekvenciabeállítást. Végül is a cél az, hogy generátorunkkal a két szélső frekvencia között minden értéket előállíthassunk. Az utolsó, 10. állásban a P_{11} minimális ellenállású helyzetében a beállítható legmagasabb frekvencia körülbelül 30 kHz.

A legalacsonyabb frekvencia, amint látuk, 50 Hz és ennek megvan az oka. Vobbulátor-állásban ugyanis a szem számára még éppen elviselhető ernyővillogás kb. a 200 ms idejű fűrészeljénel van. Ha ekkor az oszcilloszkóp ernyőjén még éppen látható mind a 10 szinuszcsoomag, akkor egy jelcsoomag ideje 20 ms, éppen az 50 Hz-es jelnek a periódusidejével egyezik meg, tehát a legalacsonyabban vizsgáló jelnél még tudunk vobbulátor-üzemben is dolgozni a műszerrel. A 4017-es osztót meghajtó generátor frekvenciájának tehát legalább akkorának kell lennie, mint a vizsgálandó jel legalacsonyabb frekvenciája. Jelen esetben 50 Hz a kedvező érték. Megjegyzem, hogy a villogási frekvencia függ az oszcilloszkóp katódsugárcsővének utánvilágításától. Előfordulhat az, hogy az általam kedvezőnek megadott 50 Hz-nél egy kisebb utánvilágítású ernyő már kellemetlenül villog.

Ebben az esetben azt javaslom, hogy mondjunk le arról, hogy a legalacsonyabb frekvencián a teljes periódus látszódjék a képernyőn, de semmi esetre se válasszuk a kezdő frekvenciát 50 Hz-nél nagyobbra. A hangfrekvenciás gyakorlatban mindenképpen szükséges, hogy legalább ekkora frekvenciával még tudjunk méréseket végezni a különböző berendezéseinken.

A műszer kimeneti jele állandó amplitúdójú ($2V_{cscs}$), vagyis úgy a hanggenerátoros üzemmódban, mint a vobbulátoros üzemmódban a méréseknél elegendő a vizsgált négyfázisú kimenetén indikálni a jelet.

A P_{11} -et kalibrálhatjuk, oly módon, hogy a tengelyére vagy a forgatógombjára mutatót szerelünk és a mutató mögé egy-egy, a K_2 minden állásához hozzá tartozó skálát rajzolunk. Ilyen módon még vobbulátor üzemben is egy pillantással megállapíthatjuk a mérőfrekvenciákat.

Végezetül a műszernek egy, a vobbulátor üzem közben jelentkező sajátosságára hívom fel a figyelmet: az oszcilloszkóp képernyőjén a K_2 kapcsolónak csak 10. állásánál látjuk mind a 10 mérőjelet. A többi kilenc állásnál a képernyőn csak kilenc mérőjelet látunk. Ez a jelenség csak úgy volna megszüntethető, ha lemondanánk az elektronikus mérésárváltásról. Ez a szolgáltatás azonban többet ér, mint amekkora hátrányt jelent a fent leírt jelenség.

Irodalom: Funkschau 1980, Hef 9.

A LED gyártás és alkalmazás újdonságai

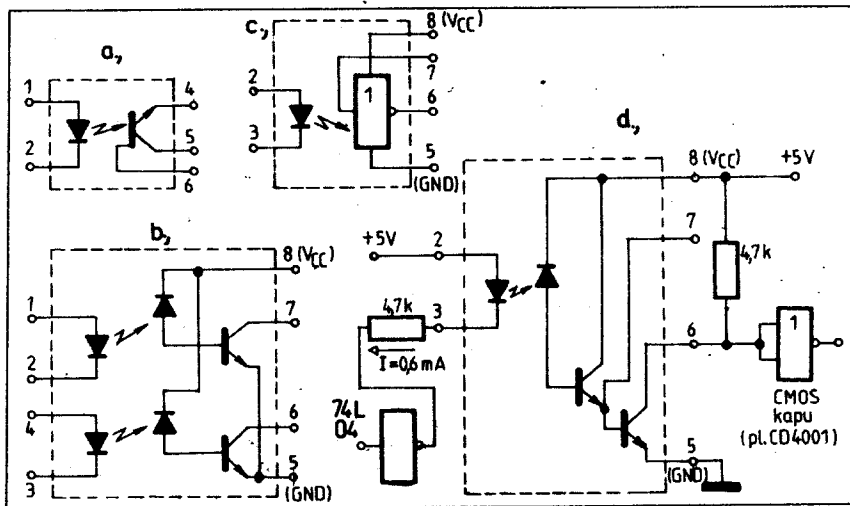
Dr. Madarász László okl. irányítástechnikai szakmérnök

A fénykibocsátó félvezető diódák, a LED-ek ma már hétköznapi áramkörtani elemek, a professzionista műszerek előlapján éppen úgy megtalálhatóak, mint az amatőr készülékeken. Ma azonban a LED már nem kizárólagosan, mint önálló fénypont szerepel, hanem kijelzőbe rendezve, és összetettebb áramkörtani egység belső elemeként is. A következő oldalakon az újszerű kiviteli formák és alkalmazási lehetőségek egy csokrárt nyújtjuk át.

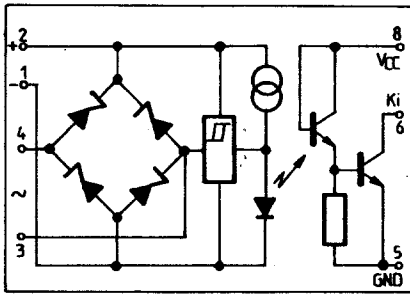
Optocsatolók

A LED-gyártók egyik sajátos terméke az egyetlen tokban elhelyezett, optikailag csatolt, de galvanikusan független LED és fényérzékelő elem, az optocsatoló (optron). Üzleteinkben már elfogadható áron beszerezhető egy egyszerű tagja ennek az áramkör-családnak, a TEXAS INSTRUMENTS eszköze, a TIL 111.

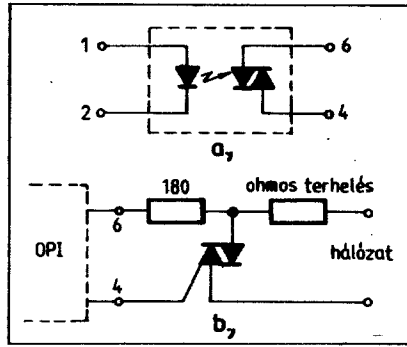
A TIL 111 egy 6 kivezetésű mini-DIP tokban helyezkedik el. Az 1. ábrarészleten láthatóan az érzékelő ebben az elemben fototranzisztor, melynek bázisa a felhasználó számára hozzáférhető, lehetővé téve az esetleges előfeszítést, a munkapont beállítását. A gyakorlatban azon-



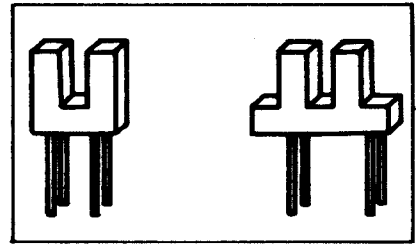
1. ábra. Optocsatolók



2. ábra. HCLP-3700



3. ábra. OPI 3000



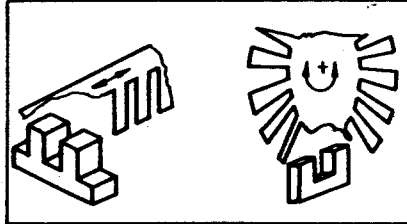
4. ábra. Fénysorompó elemek

ban a legtöbb esetben a báziskivezetést nem használjuk. A TIL 111 fő adatait az 1. táblázat foglalja össze. A lebegő bázis esetén érvényes összetartozó LED nyitóirányú áram (I_F) és tranzistoráram (I_C) értékpárokat a 2. táblázatban láthatjuk.

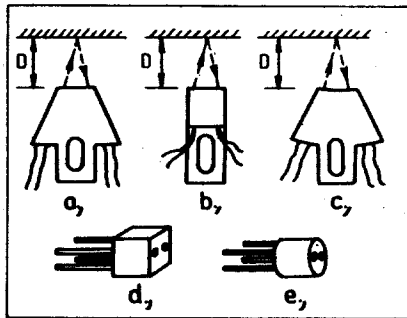
A TIL 111 néhány ötletes alkalmazását Lambert Miklós mutatta be, az RT 1979/3. számában. Ma már az optocsatolókból is igen széles a választék. A következőkben néhány jellegzetes fejlesztési irány képviselőjét mutatjuk be.

Az optocsatolókat gyakran alkalmazzák jelentősebb távolságra vezetett jelek csatolására. A zajelnyomás fokozása érdekében ilyen esetekben gyakori a jel ellenfázisú jelpárként való továbbítása, ami az adó és a vevő oldalon is optocsatoló párt igényel. Ezért vált célszerűvé kettős optocsatolók kifejlesztése, mint pl. a Hewlett-Packard HC-2533 eleme, ahol az érzékelő fotodióda, de az áramkör beépített erősítő tranzisztorokat is tartalmaz (1.b ábrarészlet). Hasonló eszköz a SHARP cég PC-627 (kettős), a PC-637 (hármás) és PC-647 (négyes) optocsatolója.

Az alkalmazások egy részében az eszköz legfontosabb paramétere a sebessége. Ilyen esetekre fejlesztik a nagysebességű változatokat, mint pl. a HP az 5082-4360-at (1.c ábrarészlet). Az eszköz jelkésleltetési ideje mindössze 60 ns, így 20 MHz-ig alkalmazható. Érdekessége, hogy az érzékelő részlet egy fotovezérelt logikai inverter, így közvetlenül logikai kimenőjelet biztosít (ezért is jelenik meg itt a logikai rendszerek szabványos tápfeszültsége, a V_{CC}).



6. ábra. Elmozdulás érzékelés fénysorompóval



7. ábra. Reflexiós érzékelők kiviteli formái

Más esetben a bemenet érzékenységét kell növelni. A szokásos, 10 mA körüli LED áramok nem minden esetben célszerűek. Kis bemenő árammal működő a HP egy további optocsatolója, az 5082-4371 (1.d ábrarészlet). Ez a csatoló már 0,5 mA bemenő áram mellett teljesen kivezéri a kimenő áramkört, mely ebben az esetben fotodióda és azt követő darlington kapcsolású tranzisztortörpár.

Érdekes terméke a HP cégnek az „AC/DC Logic Interface Optocoupler” (egyen- ill. váltóáramú hálózat és logikai közötti illesztő optocsatoló), a HCLP-3700 (2. ábra). Az eszköz tápfeszültsége 4,5...18 V, a legnagyobb működési frekvenciája 4 kHz.

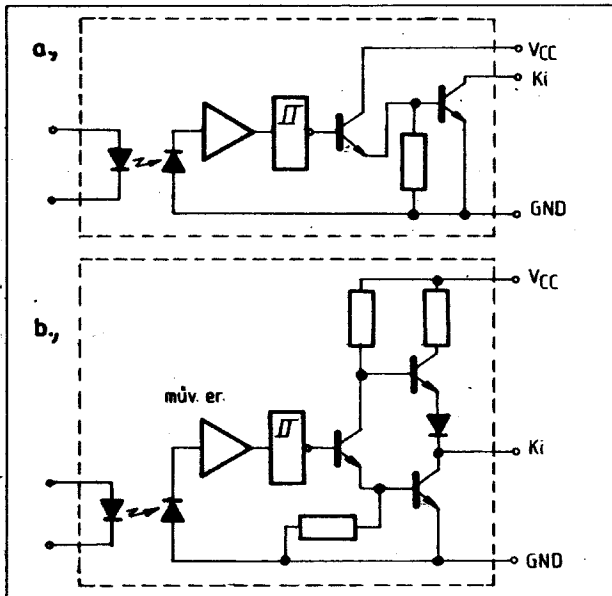
A hiszterézises bemeneti áramkör küszöbfeszültségei:

egyenfeszültségre (1,2)	
alsó küszöb	2,6 V
felső küszöb	3,8 V
váltófeszültségre (3,4)	
alsó küszöb	3,8 V
felső küszöb	5,1 V.

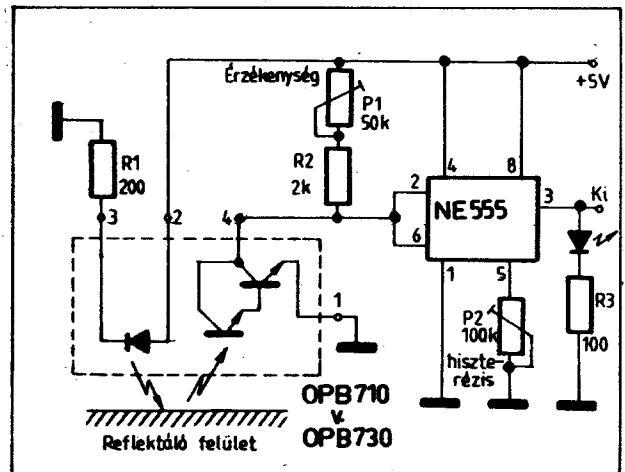
Az eszköz bemenő árama 3,7 mA.

Jelentősebb teljesítmény kapcsolására alkalmasak azok az optocsatolók, melyek kimeneti elemként teljesítménykapcsoló eszközt tartalmaznak. A triakos kimenetű csatolók pedig váltóáram kapcsolását biztosítják. Ilyen csatolókat gyárt pl. a TRW OPTRON, az OPI 3000-es sorozatot (3. ábra). Az eszközök LED diódáinak letörési feszültsége 3 V, a be- és a kimenőpontok közötti átütési szilárdság 2,5 kV, a terhelő áram legnagyobb értéke 100 mA. A bemenő áram és a kapcsolható feszültség adatait a 3. táblázat szemlélteti.

Nagy teljesítmény kapcsolására külső triak alkalmazható, a 3.b ábrarészlet szerint. A család következő tagjai a gyártó előjelezése szerint már nullátmenet vezérlést is tartalmaznak majd.



5. ábra. OPB elemek felépítése



8. ábra. Reflexiós tárgy-érezelő

1. táblázat A TIL 111 fő adatai

Átütési feszültség a be- és kimenet között min.	1,5 kV
Jellemző fel- és lefutási idő	2 µs
LED zárófeszültség	3 V
LED nyitóirányú áram max.	100 mA
A fototranzisztor	U_{CBO}
	U_{CEO}
	U_{EBO}
	70 V
	30 V
	7 V

Az eddig megismert elemek, az optocsatolók jellegzetessége az, hogy fénymentesen zárt tokban készülnek, és a fényadó és vevő között a fényút ezen tok belsejében van. Különleges alkalmazási lehetőségeket nyújtanak azok az eszközök, melyek nyitottak, azaz a fényút részben a tokozáson kívül halad. Ezeknek az eszközöknek két fő kiviteli formája ismert:

- a reflexiós eszközök, és
- a fénySOROMPÓ típusú eszközök.

A fénySOROMPÓ elemek jellegzetes kiviteli alakjai a 4. ábrán láthatóak. A két oszlop között halad a fény, mely az ismert típusok mindegyike esetében infravörös hullámtartományú. Az eszközök belső áramköri kialakítása változatos, az érzékenység növelése érdekében többnyire összetett érzékelő áramköröket integrálnak be a gyártók. Példaként az OPB 916S10 (5.a ábra) és az OPB 915S10 (5.b ábra). TRW OPTRON gyártmányú fénySOROMPÓK belső felépítését mutatjuk be. Ezeknek az áramköröknek a tokozása a 4.b ábrarészlet szerinti.

A fénySOROMPÓK alkalmasak valamilyen tárgy, alkatrész jelenlétének vagy hiányának jelzésére, haladó vagy forgó mozgás érzékelésére, fordulatszám, szögsebesség stb. mérésére, szaglakifutás jelzésére, stb. (6. ábra). Forgó, illetve haladó „fogSOR” érzékelése esetében két, megfelelő távolságban elhelyezett fénySOROMPÓVAL már a forgásirány is kijelvezhető. E célra fejlesztették ki pl. az OPB 822S eszközt, mely két, párhuzamos fényúttal kivitelezett fénySOROMPÓ, egyetlen műanyag házban.

A reflexiós elemek esetében a fényadó és az érzékelő elemeket nem egymással szemben helyezték el, hanem közelítőleg egy síkban. Így a LED fénye csak megfelelő távolságban és meghatározott helyzetben lévő visszaverő (reflektáló) felület jelenléte esetén jut az érzékelőhöz. A 7. ábra néhány tipikus kiviteli formát ábrázol.

A reflexiós érzékelők is infravörös fényt alkalmaznak. Érzékelőjük többnyire fototranzisztor, vagy darlington kapcsolás. A 4. táblázat a TRW OPTRON néhány típusát mutatja be (D a legkedvezőbb reflexiós távolság).

A reflexiós érzékelők elsősorban közeledés, illetve jelenlét jelzésére alkalmasak, de fényvisz-

2. táblázat A TIL 111 be- és kimenő értékei

I_F (mA) LED nyitóirányú áram	I_C (mA) fototranzisztor kollektoráram
0,2	0,01
0,5	0,05
1	0,15
2	0,5
5	1,8
10	4
20	10
50	20
100	32

szaverő és matt részletekkel ellátott haladó, ill. elforduló felületek esetén mozgásérzékelésre is lehetőséget biztosítanak. A reflexiós érzékelők bemutatását egy tárgy-érzékelő kapcsolás bemutatásával zárjuk (8. ábra). Ha a reflektáló felület jelen van, ezt jelzi a kimenetén.

Az áramkör 555-ös időzítőt tartalmaz logikai elemként, ennek széles tápfeszültségtartománya következtében a kapcsolás egésze is széles feszültségtartományban alkalmazható:

+V _{CC}	+5 V	+10 V	+15 V
R ₁ (ohm)	200	420	620
R ₂ (ohm)	100	220	330

Az áramkörben az érzékenység és a hiszterézis - egymástól függetlenül - állítható. Ha a reflektáló felület nincs jelen, a LED fényét a darlington nem fogadja, az 555-ös 2 és 6 pontjain

3. táblázat Az OPI sorozat adatai

Típuszám	Hálózati fesz. (V)	LED áram (mA)
OPI 3009	115	30
OPI 3010	115	15
OPI 3011	115	10
OPI 3020	220	15
OPI 3021	220	10

magas feszültségszint alakul ki, kimenete ezért alacsony szintet állít elő. Ha a reflektáló felület a helyén van, az 555-ös kimenete magas szintre vált. A kimenetre kapcsolt LED dióda a vizuális ellenőrzés lehetőségét biztosítja. Ha az áramkört +5 V tápfeszültségről működtetjük, a kimenő jel TTL kompatibilis, azaz TTL logikai áramkörrel közvetlenül feldolgozható.

Karakterkijelzők

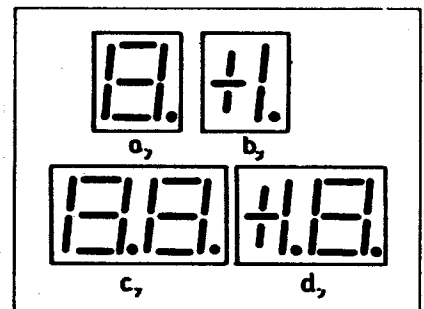
A LED-elemekkel felépített karakterkijelzők ismert, már hagyományosnak tekinthető típusai a hétszögmenes kijelzők. Ezekben többnyire egymáshoz közeli LED-pontok alkotnak egy-egy - egy időben világító - szegmens területet. Erre egyrészt a fényerő, másrészt a méretek miatt volt szükség. Sok esetben már a kijelző tokozását is úgy képezték ki, hogy az egy műanyag lencsét alkotott, így növelve a kisméretű kijelző jelzéseképét. A sorbakapcsolt LED-pontoknak azonban jelentős hátrányuk van: megnövelik az alkalmazandó feszültséget, hiszen - típusától függetlenül - egy-egy LED nyitó irányú feszültsége 1,5...3 V közötti érték!

Újabb megoldási módszer a szegmensenként egyetlen LED, és a fölé helyezett lapos, tölcserűszerűen szélesedő kiűrt, melynek felső mérete határozza meg a látható szegmensméretet. A korszerű, nagy fényerejű LED-pont fényének ilyen módon történő felvetítése nagyméretű, jól látható szegmenseket eredményez. Az üreget jól reflektáló fehér műanyagból készítik, és vagy kitöltik fénySORÓ anyaggal, vagy üres, és a fedőlapon zárják le matt, fénySORÓ hatású műanyag lappal. Ezeket a kijelzőket jól fel lehet ismerni arról, hogy magasak, a szegmensek az esetek többségében szabályos téglalap alakúak. Több cég is forgalmaz ilyen kivitelű kijelzőket, többnyire 1, 1,5 vagy 2 karakteres kivitelben, több színben. Néhány tipikus szegmenselrendezést a 9. ábra mutat be, az 5. táblázatban pedig a főbb paramétereket foglaltuk össze.

A „reflektoros” típusok közül jelenleg a legnagyobb karaktermérettel a HP terméke, a HDSP-3400 sorozat rendelkezik, ahol a szim-

4. táblázat OPB reflexiós elemek adatai

Típuszám	I_F (mA) LED áram	I_{OL} (mA) kim. áram fényvel	I_{OD} (mA) kim. áram fény nélkül	Kimenet típusa	D (mm)	Kivitel (7. ábra)
OPB 125A	40	40	250	darl.	4,45	7.a
OPB 707A	20	20	250	darl.	1,25	7.d
OPB 710	50	50	100	tranz.	6,4	7.e
OPB 730	50	50	250	darl.	6,4	7.e



9. ábra. Fénytölcser kijelzők

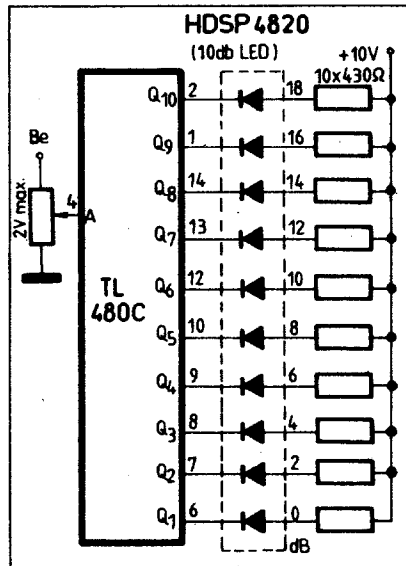
5. táblázat SIEMENS karakterkijelzők

tipusszám	elrendezés (9. ábra)	szimbólum-magasság (mm)	LED-ek kapcsolása; a közösített pont:
HA 1141x	9.a	13,5	közös anód
HA 1142x	9.b		közös anód
HA 1143x	9.a		közös katód
HA 1144x	9.b		közös katód
x = r piros, x = y sárga, x = g zöld, x = o narancs			
HA 2142x	9.c	13,5	közös anód
HA 2143x	9.d		közös anód
HA 2144x	9.c		közös katód
HA 2147x	9.d		közös katód
x = r piros, x = o narancs			
HA 1181x	9.a	18	közös anód
HA 1182x	9.b		közös anód
HA 1183x	9.a		közös katód
HA 1184x	9.b		közös katód
x = r piros, x = y sárga, x = g zöld, x = o narancs			

bólumok 20,32 mm magasak. Ezek a kijelzők piros színűek, és a 9.a és b. ábrarészletek szerinti elrendezésűek.

A hét szegmensen megvalósítható kijelzési formák sok esetben nem elégítik ki az igényeket. Az alkalmazott pontok számától függő felbontással, de lényegében tetszőleges alakzatok kijelzésére alkalmasak a mátrix elrendezésű karakterkijelzők. Ilyen elem a TEXAS INSTRUMENTS TIL 305 jelű, 5 x 7 LED-et tartalmazó (+1 decimális pont) kijelzője. Az ilyen típusú elemekhez meglehetősen bonyolult dekódoló és meghajtó áramkörök szükségesek, márcsak azért is, mert maga az eszköz csak időmultiplexelt üzembe alkalmas: soronként és oszlopoként vannak kivezetései, és nem mátrixpontoként! A kijelzéshez általában ROM memóriában tárolt sajátos kódtáblázatokat alkalmaznak, ezek a memóriák a karaktergenerátorok.

Beszerezhető pontmátrixra épülő olyan karakterkijelzők is, melyek beépített kódoló és meghajtó áramköröket tartalmaznak – de azok azonnal korlátozott karakterkészletet is jelentenek! A TEXAS INSTRUMENTS TIL 311 kijelzője pl. a hexadecimális számjegyeket képes ab-



11. ábra. dB kijelző

rázolni. Az adatokat négy bites bináris alakban fogadja, és a

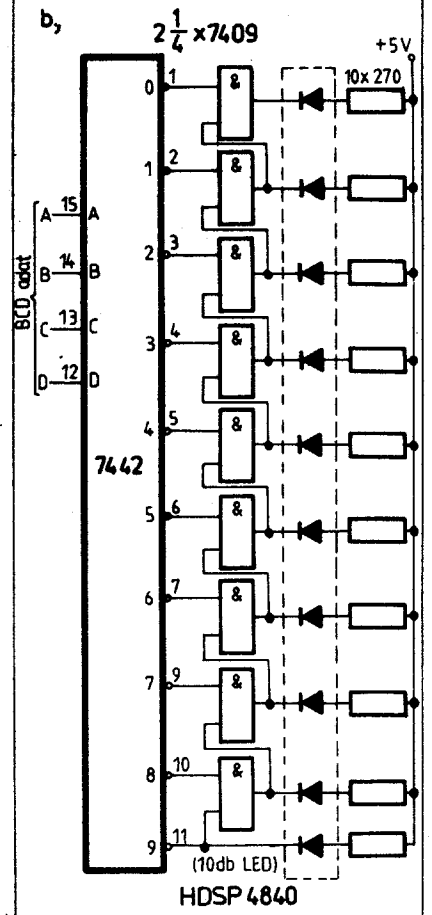
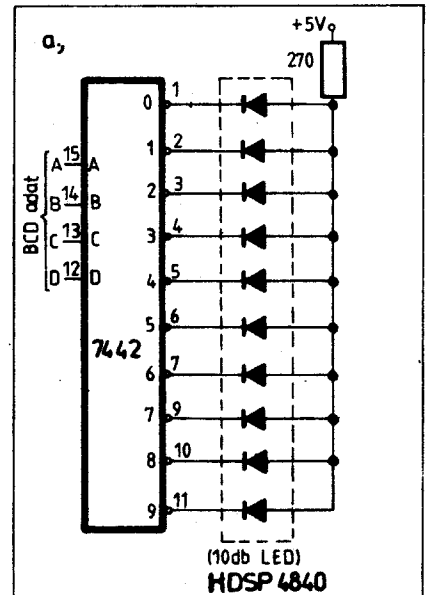
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 A B C D E F

karakterképeket jeleníti meg. Hasonló képessé-
gű eszközök a HP 5082-73XX sorozatának tag-
jai. A HP ezeket a mátrix kijelzőket egymás mel-
lé integrálva is gyártja. A HDSP-249X sorozat
4 db, egymás melletti 5 x 7-es mátrixot tartal-
maz, a 2490-es piros, a 2491-es sárga, a 2492-es
nagyfényerejű piros kijelző. Ezeknek a kijelzők-
nek mindössze 28 kivezetése van.

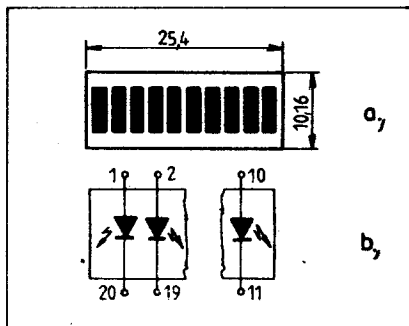
A mátrix elrendezésű kijelzővel a HP hosz-
szabb, komplett vezérlőrendszerrel felszerelt ki-
jelzőpaneleket is forgalmaz. Két nyomtatott

áramkörre épülő kijelző rendszer pl. a
HDSP-24XX sorozat. A kijelző panel mátrixta-
gokból áll, a választék a következő:

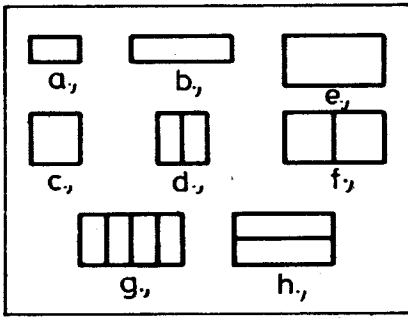
HDSP-2416 16 karakter,
HDSP-2424 24 karakter,
HDSP-2432 32 karakter,
HDSP-2440 40 karakter,



12. ábra. Fényoszlop vezérlés digitális jellel



10. ábra. Bar Graf. Jelző



13. ábra. Nagyfelületű LED-kijelzők

a vezérlőpanelek választéka:

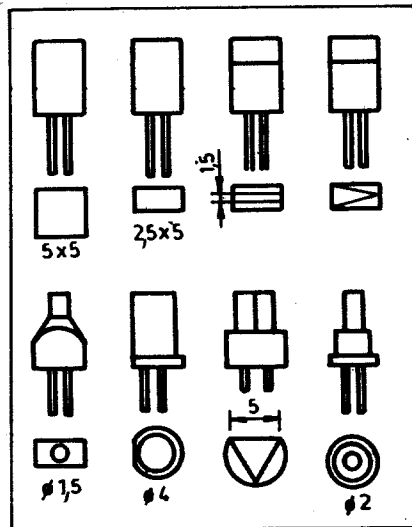
- HDSP-2470 64 db, ASCII szerinti karaktert fogadó áramkör,
- HDSP-2471 128 különböző ASCII karakterre, terre,
- HDSP-2472 ROM-foglalattal, melybe tetszés szerinti dekódoló helyezhető be (1K x 8 kapacitású).

Az újabb kijelző sorozat a HDSP-87XX, szintén 16, 24, 32 vagy 40 karakteresek, de kijelző elemeik különleges, 18 szegmenses egységek. A 18 szegmens segítségével 64 különböző karakteralakzat jeleníthető meg. A kijelzők mikroszámitógéphez, villanyírógéphez, billentyűzethez közvetlenül csatlakoztatható, a 40 karakteres változat méretei: 262 mm x 58 mm x 33 mm.

Világító mezőkből integrált oszlopok, sorok (bar graph array)

Egyre közkedveltebbek a LED sorokkal kialakított fényoszlopok, pontsorok. Ezek meghajtására különleges IC-eket is kifejlesztettek, melyekkel már az RT hasábjain is megismerkedhettünk. Ma már azonban a fényoszlopok kialakítására a LED-pontoknál összetettebb elemek is rendelkezésre állnak.

A HP terméke a 10 mezőből álló „Bar Graph Array”, mely egy 7,62 mm x 2,54 mm x 5,08 mm méretű tokban 10 LED-et tartalmaz, ezek egy 1,52 mm x 5,08 mm méretű világító mezőt jelentenek a homlokclapon (10. ábra). Az egymás mellé helyezett elemekkel tetszőleges hossz-



14. ábra. Különleges alakú LED-pontok

szűságú oszlopok képezhetők. A színválaszték a következő:

- HDSP-4820 piros,
- HDSP-4830 nagyfényű piros,
- HDSP-4840 sárga.

A beépített LED-ek egymástól áramköri szempontból is teljesen függetlenek, ami a meghajtó áramkör tervezésekor számos különböző megoldásra ad lehetőséget. A következőkben be is mutatunk néhány jellemző alkalmazási példát.

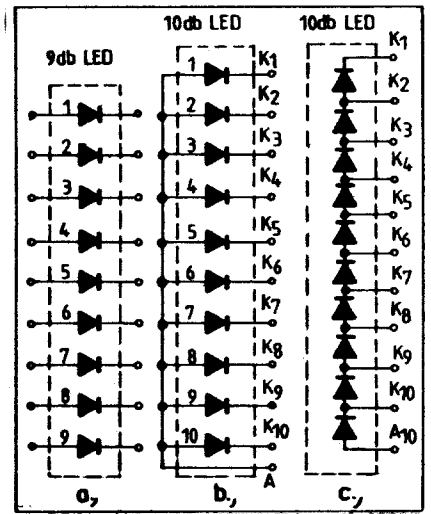
A 11. ábrán a TEXAS INSTRUMENTS TL 480 C és a HP HDSP-4820 áramköreit alkalmazó összeállítás látható, mely egy hangfrekvenciás berendezés kivezérlésjelzőjeként alkalmazható. Az A bemenetre érkező hangfrekvenciás jelet a TL 480 C IC dolgozza fel, mely 10 komparátort, és referenciaszültség-hálózatot tartalmaz. Az áramkör logaritmikus küszöbszint-elosztású, így 2 dB-enként jelenik meg a következő kimeneteken az alacsony logikai szint. Ha a teljes kijelzéshez a 2 V bemenő szintet rendeljük, az oszloppal 2 dB-es lépésekben a 0 dB...18 dB tartomány jelezhető ki.

Digitális jelek feldolgozására is alkalmassá tehetők a fényoszlopok. A 12.a ábrán a négybites, BCD adattal megcímezett LED mező világít (egyedül, ezért elegendő 1 dB 270 ohm-os ellenállás), a 12.b ábra szerinti megoldásban a megcímezett, és minden nála alacsonyabb sorszámú mező.

Érdekes hatású oszlopokat, sőt más alakú világító területeket is ki lehet alakítani a HP új kijelző-családjá felhasználásával. Ezeknél téglalap, vagy négyzet alakú terület világítható ki a megfelelő LED (vagy LED-ek) segítségével. A világító felületek elrendezési változatait a 13. ábra mutatja be. A 13.a szerinti kijelzőbe 2, a 13.b, c, d változatokba 4-4, a 13.e, f, g és h alakzatokba 8 db LED van beépítve, egyenletesen elosztva a világító területekre. A színválasztékot a 6. táblázat foglalja össze.

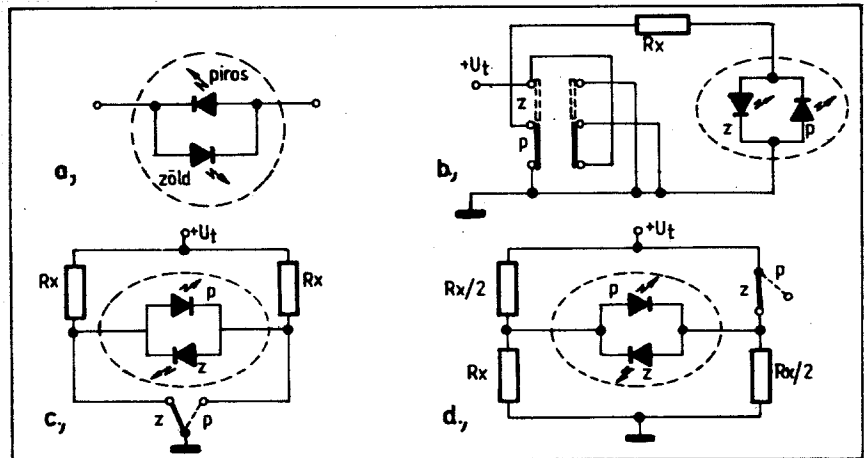
6. táblázat HLMP kijelzők

Piros	Sárga	Zöld	Elrendezés (13. ábra)
2300	2400	2500	13.a
2350	2450	2550	13.b
2655	2755	2855	13.c
2600	2700	2800	13.d
2685	2785	2885	13.e
2670	2770	2870	13.f
2620	2720	2820	13.g
2635	2735	2835	13.h

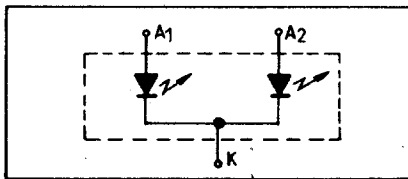


15. ábra. TELEFUNKEN infra LED-sorok

lap, vagy négyzet alakú terület világítható ki a megfelelő LED (vagy LED-ek) segítségével. A világító felületek elrendezési változatait a 13. ábra mutatja be. A 13.a szerinti kijelzőbe 2, a 13.b, c, d változatokba 4-4, a 13.e, f, g és h alakzatokba 8 db LED van beépítve, egyenletesen elosztva a világító területekre. A színválasztékot a 6. táblázat foglalja össze.



16. ábra. Kétkivezetéses, háromszínű LED alapkapcsolásai



17. ábra. Háromkivezetéses, kétszínű LED

A 6. táblázat szerinti eszközökben alkalmazott LED-ek legnagyobb záró irányú igénybevétele 6 V lehet, a nyitó irányú áramuk $I_F = 20$ mA...100 mA, a nyitó irányú feszültségés 2...2,6 V.

Nagy elemszámmal rendelkező LED-pontsoroikat nem forgalmazznak, mivel ezeknél a kivezetések száma már igen nagy lenne, s a meghajtó áramkörök, a logikai részletek tervezése és kivitelezése is elriasztaná a felhasználókat. Ahol mégis több tizelemes oszlopokat alkalmaznak, többnyire a vezérlő és meghajtó áramkörökkel összeépítve, egy egységként kínálják ezeket. Szép példái e megoldásoknak a BOWMAR cég táblaműszerei.

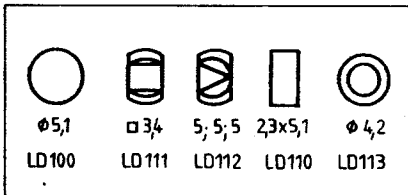
A műszerek kijelzője nagy fényerejű LED megvilágítású téglalap alakú kijelző-mezők sorozata. Három kijelzőelrendezést találunk a műszereken:

- 76,2 mm hosszú, kb. 1% felbontóképességű sor (103 szegmens)

- 127 mm hosszú, 2% felbontóképességű (51 szegmens)

- 76,2 mm hosszú, 20 szegmensből álló olcsó kivitel 5% felbontóképességgel.

A HP egy újdonsága a 8820 típusszámú kijelzősor, mely 101 db LED mezőből áll, a diódák piros fényűek, és közös katódúak. Készülnek ma már iv alakú LED-sorok is. A PHILIPS cég új, Witromat márkanevű műszer családjá (96 mm x 96 mm táblaműszerek) ilyen, ivelt LED-sorokkal készülnek. Néhány kísérleti gépkocsi műszerfalán is látható kör, körív és más különleges alakban elrendezett LED kijelzőmezők.



18. ábra. SIEMENS kétszínű LED-ek külalakja

7. táblázat TELEFUNKEN infravörös LED-ek

Tipusszám	Átmérő (mm)	Tok homlokrésze	Fénykilépés szöge (fok)	U_R max. zárófesz. (V)	I_F LED áram (mA)
CQY 31	5,7	lapos	80	4	100
CQY 32	5,7	lencse	10	4	100
CQY 33	5,7	lapos	80	5	100
CQY 34	5,7	lencse	25	5	100
CQY 35	5,7	lencse	10	5	100
CQY 36	1,8	lapos	80	5	50
CQY 37	1,8	lencse	25	5	50
CQY 38H	5,7	kúp	160	5	100

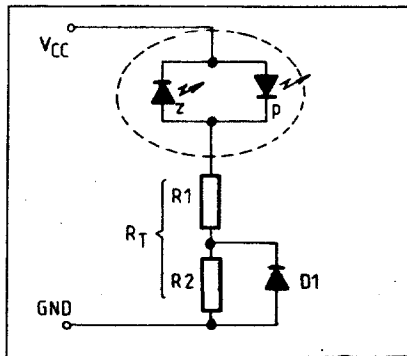
A LED-pontok újdonságai

Meglepő lehet, hogy az egyszerű, önálló LED diódák gyártása során is milyen sok újszerű fejlesztési irány alakul ki. A következőkben áttekintést adunk a LED-pontok új alakjairól, a színválaszték bővüléséről, majd olyan LED-eket mutatunk be, melyek egyszerűbb vezérlő IC-eket is tartalmaznak.

Különleges alakú LED-pontok

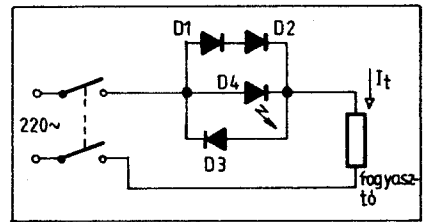
A LED-pontok megszokott, hengeres teste ma már egyáltalán nem kizárólagos kivitelű formája a világító diódáknak. A HP újdonsága a nagy fényerejű HLMP sorozat, melynél téglalates alakú tokozást alkalmaz. 2,54 mm x 7,49 mm világító homloklappal. A LED-ek záró irányban 5 V-ot viselnek el, a nyitó irányú áramuk 25 mA, színük:

HLMP 0300 piros,
HLMP 0400 sárga,
HLMP 0500 zöld.



19. ábra. Színenkénti árambeállítás

Műszerek, vezérlő és számító berendezések kezelőlapjait teszik áttekinthetővé, egyértelművé azok a LED-ek, melyek alakos testűek. Ezeknek a homloklapja fényt szóró, így csak itt lép ki fény. A SHARP és a TELEFUNKEN cégek ajánlanak széles választékot ezekből a LED-ekből, néhány jellegzetes kialakítást a 14. ábrán mutatunk be. Az ábrán a fényt szóró homloklap méreteire utaló adatokat tüntettük fel. Minden típust négy színben - piros, sárga, zöld, narancs - lehet rendelni. Az egyenlő oldalú háromszög alakú homloklappal rendelkező LED adatai pl. a TELEFUNKEN-nél:



20. ábra. Hálózati fogvasztó bekapcsolás-jelzése

V 340 P piros,
V 341 P narancs,
V 342 P zöld,
V 343 P sárga;

a SHARP-nál:

GL-9PR3 piros,
GL-9PG3 zöld.

A 14. ábrán is látható, 2,5 mm x 5 mm világító felületű LED-et az NDK-ban is gyártják már, VQA 14 (piros), 24 (zöld) és 34 (sárga) színben.

A DIALIGHT cég újdonságai a műanyag dobozokba zárt LED-ek. A fekete kockák, hasábok, gúla egyik lapján a LED homloklapfelülete látható, valamelyik másik lapon lépnek ki a kivezetései. Ezeket a LED-eket nem kell mechanikailag védeni, tokozni, a nyák-ba forrasztva máris végleges kivitelűek, védettek.

Újdonságok a LED színében

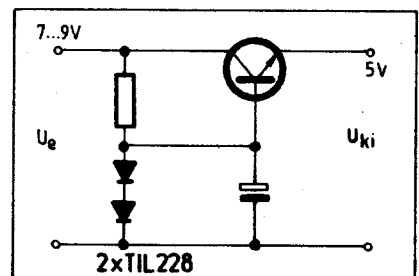
A korábban elterjedt piros, sárga és zöld mellett ma már gyakori a narancssárga fényű világító dióda is. A színes, látható fényű diódák elsősorban jelzési feladatra alkalmasak, a fényerőmpök, kommunikációs feladatok megoldására előnyösebbek a szemmel nem látható, infravörös fényt kibocsátó elemek. Több gyártó is megjelent a piacon infravörös LED-ekkel, a 7. táblázat a TELEFUNKEN választékából mutat be néhány jellegzetes típust.

A CQY 38H széles látószögű típus, a szubminiatur CQY 36 és 37 világító testjének átmérője mindössze 1,8 mm. A szubminiatur diódákat 10 darabos sorozatokban is forgalmazzák, a 15. ábrán látható kapcsolásokkal (15.a: CQY 36/9 és CQY 37/9; 15.b: CQY 39; 15.c: V 131 P).

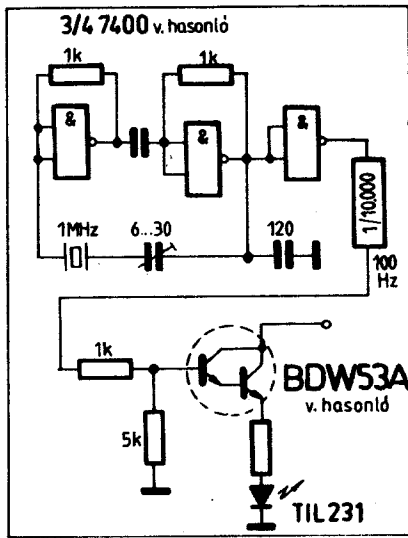
Ma már a LED fényének színe nem minden esetben állapítható meg a feszültségmentes dióda színe alapján. Így pl. a TEXAS INSTRUMENTS három piros fényű LED-jének műanyag testje:

TIL 220 piros műanyag,
TIL 243 fehér műanyag,
TIL 221 víztiszta műanyag.

A japán és nyugatnémet félvezető gyárak kísérleti laboratóriumaiiban már elkészültek a kék fényű LED-ek mintapéldányai. A SIEMENS kék fényű diódája pl. 475 nm hullámhosszúságú, ún. jégkék fényt állít elő, kb. 2,5 V nyitó irányú



21. ábra. LED, mint feszültség stabilizátor



22. ábra. Stroboszkóp LED-dal

feszültségűs mellett. Érdekessége a kék fényű LED-nek, hogy ennél szilícium-karbid félvezető anyagot alkalmaznak. Történeti tény, hogy egy Round nevű német kísérletező – miközben különféle anyagokat megvizsgálva kristálydetektorokkal kísérletezett – a szilícium-karbid kék fényt kibocsátó képességét már 1907-ben felfedezte. Felfedezése feledésbe merült, majd a 40-es évek elején ismét kísérleteztek az anyaggal, az eredmények azonban ekkor is fiókba kerültek. És 1982-ben a szilícium-karbid újfent a laboratórium diszhelyére került.

Utólag talán kézenfekvő a gondolat, de az első ilyen elemre mégis sokat kellett várni: miért ne lehetne két, különböző színű LED-csipet egyetlen műanyagházban elhelyezni? Ma már nagyszámú kétszínű LED létezik, melyeket két különböző módon tokozunk. Az egyik megoldás a hagyományos LED tokozás változatlan megtartása, két kivezetéssel, ekkor a két LED szembekapcsolva helyezkedik el. A második lehetőség a háromkivezetés, a két LED egyik elektródáját közösítve (ez minden esetben a katód).

Kétkivezetésű a XCITON cég XC-5491 típusszámú LED-je, a GENERAL INSTR. MV 5491 eszköze, mindkettő piros/zöld színű. (A zöld ebben az esetben sárgás-zöldet jelent). A 16. ábra a kétkivezetéses, kétszínű elem bekötését, és néhány, a két szín kiválasztására alkalmas kapcsolási megoldást mutat be. Az ábrákon szereplő ellenállásérték számítása:

$$R_x = \frac{U_T - 2V}{I_F}$$

a tipikus nyitó irányú áram $I_F = 10$ mA.

A kétkivezetéses, kétszínű LED-ek közvetlenül alkalmasak áramirány jelzésére, vagy három vizuális jelzéskép előállítására. A későbbiekben látjuk majd, hogy néhány kiegészítő elem felhasználásával jelentősen bővíthető ez a felhasználási kör.

A kétszínű LED másik lehetséges kialakítása a háromkivezetéses forma (17. ábra). Ilyen elem pl. a TELEFUNKEN V 518 P típusszámú LED-je, mely 2,5 mm × 5 mm, téglalap alakú világító felületű, kétszínű elem, narancs és zöld fényű, a SHARP GL-5NP5 típusú, 5 mm átmérőjű hengeres tokozású, piros-sárgászöld színű eszköze.

A SIEMENS cég háromszínű LED-jei is háromkivezetésesek, de változatos alakúak (18. ábra). A sok szín és a különféle alakok segítségével a kijelzők eddig elképzelhetetlen variációs lehetőségek áll a felhasználók előtt.

A hátszegmenses kijelzők területén ma még csak a SIEMENS rendelkezik kétszínű eszközökkel. A HD 8105 r,g típusjelű kijelző minden szegmensre egy-egy ellenpárhuzamos kapcsolású LED páros. A két szín: piros (közös anóddal) és zöld (közös katóddal). Ezzel a kijelzővel szellemes kijelzési módokat lehet elérni, a szegmensszínek variációs lehetőségeit is kihasználva.

A kétszínű LED-ek két színének világítási erősségét sok esetben célszerű egymástól függetlenül beállítani. A háromkivezetéses elemeknél ez nem jelent gondot, hiszen egymástól függetlenül soros korlátozó ellenállásokat lehet alkalmazni. A kétkivezetéses dióda esetében a 19. ábrán látható módszert ajánlja a gyártó (GENERAL INSTRUMENTS). Az egyik irányban R_T a másik irányban R_1 és a dióda korlátozza a LED-áramot. Az MV 5491 adatai alapján közel azonos fényerőt kapunk a két színnel, ha a piros LED áramát 20 mA-re, a zöldét 35 mA-re állítjuk be. A piros dióda nyitó irányú feszültségese az előző áramnál 1,63 V, a zöldé 2,5 V. A D_1 dióda IN914 vagy hasonló típusú szilícium dióda, 0,7 V nyitó irányú feszültségesséssel. Az R_T így a zöld dióda áramát állítja be,

$$R_T = \frac{V_{CC} - V_{zöld}}{I_{zöld}} = 168 \text{ ohm.}$$

az R_1 értéke így adódik:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - (V_{zöld} + V_{D1})}{I_{zöld}} = 51 \text{ ohm.}$$

Mivel $R_T - R_1 = R_2$; $R_2 = 117$ ohm.

Új kapcsolási megoldások korszerű LED-ekkel

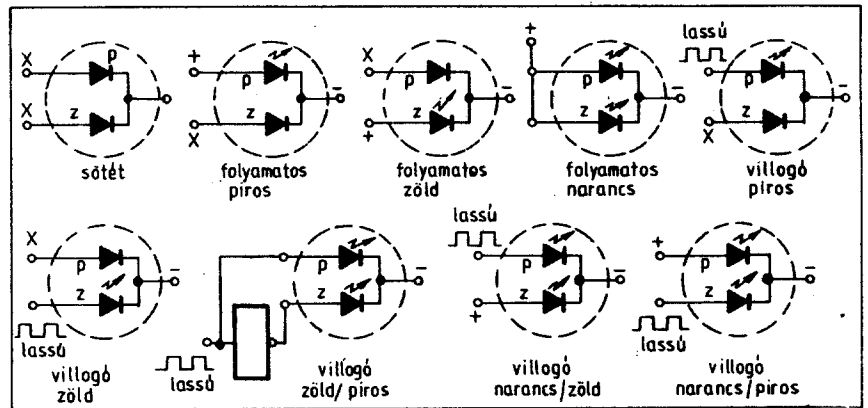
Bevezetésül a 20. ábrán egy olyan megoldást mutatunk be, mely a hálózati fogyasztó bekapcsolt állapotát jelzi. A kapcsolás előnye, hogy a fogyasztó által felvett áramot jelzi, tehát ha bekapcsolunk ugyan, de nincs áramfelvétel (a fogyasztó kiegétt, elromlott stb.), nem jelez. Ha a félvezető diódák pl. IN4004 típusúak, 2 A terhelőáramig alkalmazhatjuk a kapcsolást. A LED lehet egy optocsatoló LED-je is, ebben az esetben egy galvanikus hálózatfüggetlen jelzést állíthatunk elő, a bekapcsolt állapot jelzésére.

A 21. ábrán látható módon a LED alkalmas tápegységben a stabilizátor elem szerepének betöltésére is, avval az előnnyel kombinálva ezt a képességet, hogy fényével a bekapcsolt állapot jelzi is. Az R ellenállás értéke:

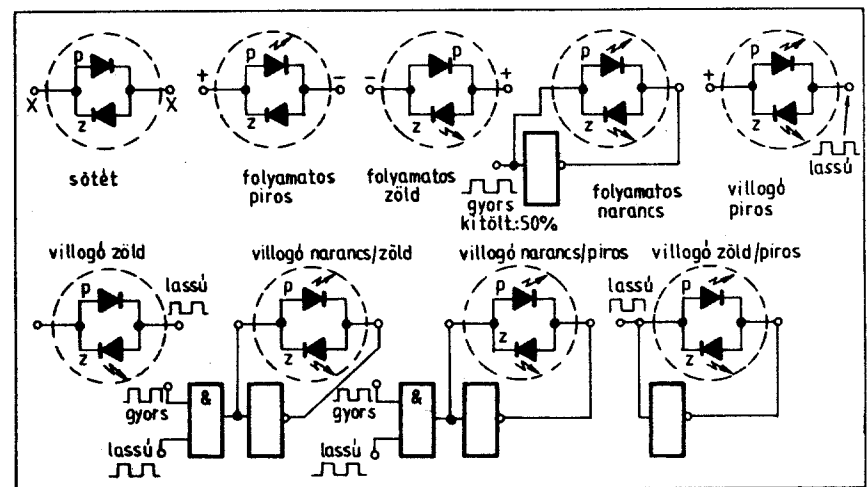
$$R = \frac{U_c - 6 V}{50 \text{ mA}}$$

Hi-Fi lemezejátszók fordulatszámának nagypontosságú ellenőrzéséhez, beállításához a hálózati frekvenciánál pontosabb ellenőrzőjelet lehet előállítani kvarcoszcillátorral. A szokásos ködfénylámpás fényadás helyett pedig a korszerű, nagyfényű LED diódákat is fel lehet használni, pl. a TIL 231-est (22. ábra). A 21. és 22. ábrán bemutatott megoldások TEXAS INSTRUMENTS ajánlások.

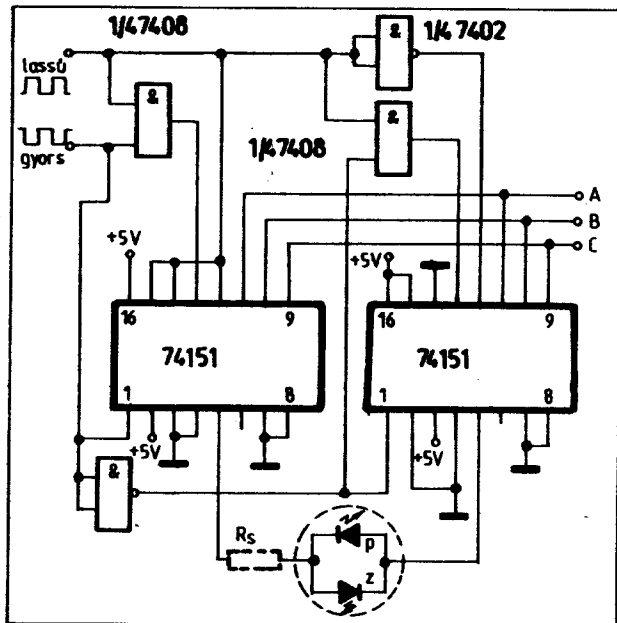
A kétszínű LED-ek sokoldalúságát bizonyítják a következő összeállítások. A 23. ábrán a há-



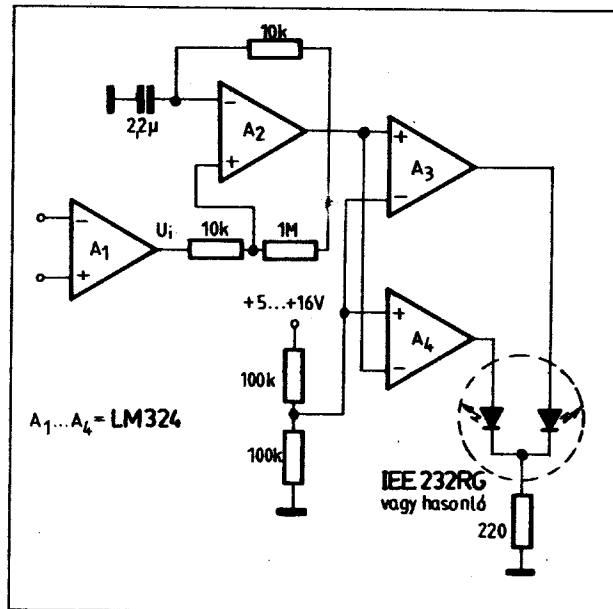
23. ábra. Háromkivezetéses, kétszínű LED üzemmódjai



24. ábra. Kétkivezetéses, kétszínű LED üzemmódjai



25. ábra. Kétszínű LED vezérlő kapcsolása



27. ábra. Analóg feszültségszintek színjelzése

romkivezetéses, kétszínű világító dióda lehetséges színjelzéseit foglaltuk össze, piros és sárgászöld világítási színeket feltételezve. A lassú négyzetjel Hz nagyságrendű, szemmel jól követhető frekvenciájú jel, a gyors óra 100 Hz vagy nagyobb érték.

A 24. ábra hasonló összeállítás, de a kétkivezetéses, kétszínű LED alkalmazásait ismerteti. Az előzőhöz hasonló színeket tételeztünk fel. A 25. ábrán pedig a kétkivezetéses, kétszínű LED nyolc különböző fényjelét vezérelve kiváltani képes kapcsolás látható. A bemenő kódok és a kiváltott jelzésforma összerendelését a 8. táblázat tartalmazza.

Ismét az 555-ös időzítőt felhasználva, egyszerűen kialakítható a lassú és a gyors négyzetjel generátora, a 26. ábrán látható módon. Az időzítő elemek értékeiben tér el a két négyzetjel-generátor egymástól:

	R_1	R_2	C
gyors	1 M Ω	1 k Ω	0,01 mikroF
lassú	0,1 M Ω	22 k Ω	10 mikroF

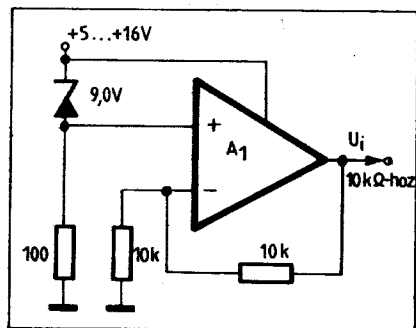
A 25. ábra vezérlő áramköre a multiplexerek címként fogadja a vezérlő hárombitű kódot, ennek hatására kapcsolja a megfelelő bemenetet a kimenetére. A multiplex bemenetein pedig, a megfelelő sorrendben, a nyolc jelzésre rendelt jelek helyezkednek el. A beállításkor az alkalmazott LED-nek megfelelően általában soros áramkorlátozó ellenállás is szükséges (pl. 20 mA és 2,2 V tipikus nyitó irányú adatok mel-

8. táblázat A 25. ábra vezérlő kódjai

C B A	Színjelzés
0 0 0	sötét
0 0 1	piros
0 1 0	zöld
0 1 1	narancs
1 0 0	villogó piros
1 0 1	villogó zöld
1 1 0	váltakozó narancs/zöld
1 1 1	váltakozó piros/zöld

lett, 62 ohm). Az áramkört először célszerű narancsszínre vezetni, és a gyors óra jelének kitöltési tényezőjét változtatni, míg valóban narancsszín alakul ki (a legtöbb dióda esetében ehhez nem az 50% kitöltési tényező tartozik, annak megfelelően, hogy azonos fényerősséghez általában különböző áramértékeket kell előállítanunk).

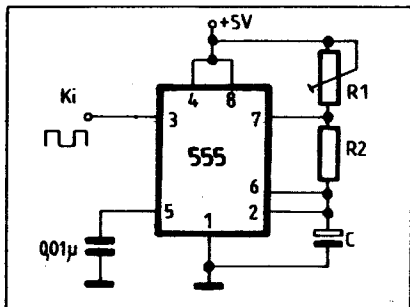
A 27. ábrán ismét a kétszínű LED egy alkalmazási lehetőségét mutatjuk be. Az alkalmazott dióda háromkivezetéses, kétszínű (zöld és piros), és a bemenő feszültség függvényeként szolgáltat különböző jelzéseképeket. A négy műveleti erősítő egyetlen tokban helyezkedik el (LM 324). Az A₁ a feszültségforrást választja el a jelző áramkörtől, az A₂ egy feszültség-vezérelt, impulzus szélesség modulált oszcillátor. A kimenő impulzussorozat kitöltési ideje a vezérlő feszültséggel exponenciálisan változik. A₃ és A₄ nem invertáló, illetve invertáló erősítőként működnek. A bemenőfeszültség változtatásával a



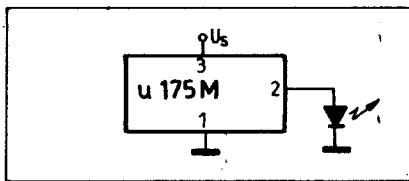
28. ábra. Tápfeszültség ellenőrzése

9. táblázat A 27. ábra és 28. ábra adatai

Tápfesz. (V)	A ₁ kim. fesz.-e (V)	A ₂ kimenő fesz. kitöltési tény. t _H /t _L	Színjelzés
13,0	8,0	2,00	zöld
12,5	7,0	1,25	zöldessárga
12,0	6,0	1,00	sárga
11,5	5,0	0,60	narancs
11,0	4,0	0,40	piros



26. ábra. Óragenerátor 555-tel

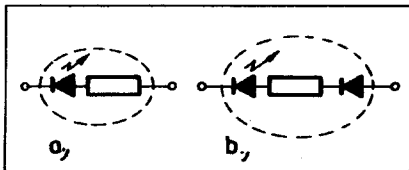


29. ábra. U 175 M alkalmazása

kimenőjel kitöltési tényezője kb. 15...85% között változtatható, ami a LED valamennyi színkombinációja kiváltását lehetővé teszi.

A színkeverés minőségét befolyásolhatjuk a két diódaágba iktatott soros ellenállásokkal, melyekkel az 50%-os kitöltés esetén a sárga-narancssárga árnyalatot célszerű beállítani. Az első erősítő egy lehetséges konkrét kapcsolási módja a 28. ábrán szerepel. Az áramkört egy berendezés 12 V-os tápfeszültsége ellenőrzésére használták fel ebben a változatban. A 9. táblázatban foglaltuk össze a tápfeszültség, valamint a LED színek összetartozó párait.

A kapcsolások ismertetését egy jól használható, kisméretű IC bemutatásával zárjuk. A TELEFUNKEN áramkörének típuszáma: U 175 M. Az IC egy PMOS technológiával készült monolitikus áramkör, háromkivezetéses műanyag tranzisztortokban (TO-92). A 29. ábra szerint alkalmazva az áramkört, a tápfeszültség (U_S)



30. ábra. LED-ek, beépített ellenállással

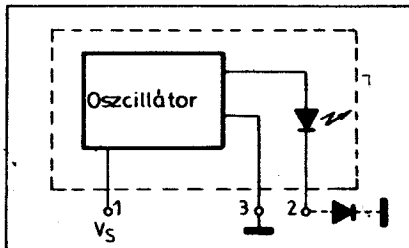
felkapcsolásakor a LED villogni fog. Széles feszültségtartományban használható, +5 V tápfeszültség mellett a villogások frekvenciája (névleges érték) 3 Hz, 12 V esetén 5 Hz.

Kiegészítő elemek a LED-be integrálva

Mivel az alkalmazások többségében soros áramkorlátozó ellenállás szükséges a LED működtetéshez, kézenfekvőnek látszik, hogy a korlátozó ellenállást beintegrálják a dióda mellé, a 30. ábrán látható módon. Ha az ellenállás mellett még kiegészítő dióda is szerepel, ezzel a záróirányú feszültségtűrés növelhető meg (15 V-ig).

A 10. táblázatban áramkorlátozó ellenállással rendelkező LED-ek adatait mutatjuk be.

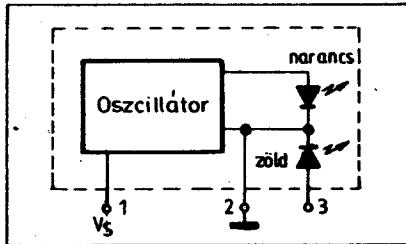
Néhány újabb LED már összetettebb áramkört is tartalmaz. A TELEFUNKEN V 626P háromkivezetéses, viztízta tokozású LED-je a



31. ábra. LED, beépített villogtatóval

már korábban megismert villogtató áramkört tartalmazza, beintegrálva (31. ábra). Ha a V_S ponton van tápfeszültség, mely 4,75...15 V lehet, a 2 pontot földelve (esetleg további LED-en át) az eszköz narancs-piros keverékszínrel villogni fog, a villogás frekvenciája 1,3...5,2 Hz. Ügyelni kell azonban a bekötésre, mivel a záróirányú feszültségtűrés mindössze 0,4 V. Ugyanilyen felépítésű további LED-ek a V 621 P (borostyán), a V 622 P (zöld), a V 623 P (citromsárga). Az eszközök világító LED esetén 35, sötét LED esetén 2 mA-t fogyasztanak.

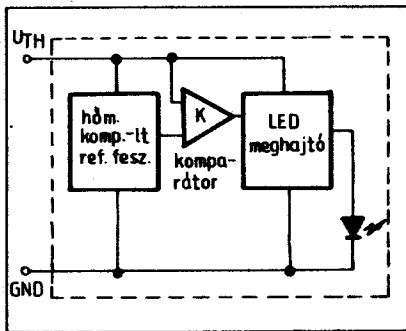
Továbbfejlesztett változat a V 628 P (32. ábra). A test és a tápfeszültség (mely itt már kötött, +5 V) felkapcsolása esetén az eszköz narancs fényel, 1,3...5,2 Hz frekvenciával villog. A 2 és



32. ábra. Kétszínű LED, beépített villogtatóval

a 3 sorszámú kivezetések között egy további LED helyezkedik el, mely zöld fényel világít.

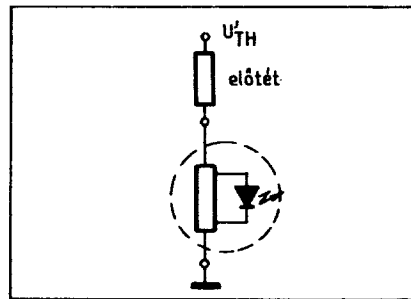
Utolsó példaként egy olyan LED-et mutatunk be, mely szerény méreteivel (3,18 mm átmérőjű, 4,7 mm hosszú hengeres test) és két kivezetésével külsőleg semmilyen különlegeset nem mutat. Pedig a HP 5082-4732 LED-je még



33. ábra. Feszültség szint érzékelő LED, HP 5082-4732

10. táblázat LED-ek beépített ellenállással

Típuszám	Átmérő (mm)	I_F (mA)	U_F (V)	Kapcsolási kép 30. ábra
5082-4860	5,08	16	5	30.a
5082-4468	3,18	16	5	30.a
HLMP-6620	3,18	4	5	30.b
HLMP-6600	3,18	10	5	30.b
CQY 40/5VL	5,08	20	5	30.a
CQY 40/12VL	5,08	20	12	30.a



34. ábra. Előtétek alkalmazása az 5082-4732 LED-hez

sem közösleges világító dióda. Belső felépítését a 33. ábra mutatja. Az áramkör feszültség szint-jelző LED. A tápfeszültség legnagyobb értéke +5 V. Növekvő feszültség esetén, $U_{TH} = 2,7$ V küszöbszint elérésekor kezd a LED világítani. A cég a küszöbfeszültség betartását 10 mV pontossággal garantálja. Az eszköz néhány felhasználási lehetősége:

- telepfeszültség ellenőrzése
- logikai szintindikátor
- analóg szintérzékelő.

Az eszköz feszültség/áram karakterisztikája ellenállás jellegű, így külső kiegészítő elemekkel a küszöbfeszültség növelhető (34. ábra). Néhány kiegészítő elemhez a HP megadja az új értéket:

előtételelem:	U_{TH}
Schottky-dióda	$U_{TH} + 0,45$ V
szilícium dióda	$U_{TH} + 0,7$ V
LED	$U_{TH} + 1,6$ V
Zener-dióda	$U_{TH} + U_Z$

Felhasznált irodalom
TEXAS INSTRUMENTS
The Optoelectronics Data Book
HEWLETT-PACKARD
Optoelectronics Designers Catalog 1979

Sudarshan Sarpangal
Reflective Object Sensor
Digital Design, 1980. június, 94. o.

William G. Ralphsnyder
2-color LED \times 3 bits = 8 visual effects
EDN 1981. július 22. 282-283. o.

Marvin Burke
Chip changes the colors of light-emitting diodes
Electronics 1981. április 7. 158. o.

Gyártmányismertető (Hewlett-Packard, TRW OPTRON, SHARP, SPECTRONICS, SIEMENS, BOWMAR, TELEFUNKEN, XCI-TON, GENERAL INSTRUMENTS)



FINOMMECHANIKAI ÉS ELEKTRONIKUS MŰSZERGYÁRTÓ SZÖVETKEZET

1111 Budapest, Karinthy F. u. 22.
Levél cím: 1502 Bp. Pf. 55
Telefon: 850-999; 669-859
Telex: 22-60-34

A FOK-GYEM, Finommechanikai és Elektronikus Műszergyártó Szövetkezet néhány újdonságát mutatjuk be.

DIGITÁLIS FALIÓRA DF-01

Kvarcvezérlésű percléptetésű elektronikával egybeépített esztétikus kivitelű, 24 órai pontos-iddő óra.

Vákuumformázott, formatervezett műanyag ház.

Hétszegmentes VISIFORM rendszerű számkijelzők.

Falra szerelhető, hálózati tápfeszültségről működik.



Műszaki adatok:

Egy digit magassága:	130 mm
Olvashatóság:	60—80 m
Hálózati feszültség:	220 V 50 Hz
Időalap:	Quartz oszcillátor
Időbeállítás:	Óra adatok léptetése másodpercenként (FAST) Perc adatok léptetése másodpercenként (SLOW)
Kijelzés:	00.00—23.59
Kírás üteme:	Percenként
Méret:	600 × 250 × 180 mm
Súly:	50 N

Energiatakarékos szíkontrasztos kijelzők: max. fogyasztás: 30 W
Alkalmazás: közintézményekben, üzlet- és irodahelyiségekben, pályaudvari és repülőtéri információs rendszereknél. OTP és POSTA kirendeltségekben, sportcsarnokokban, aluljárókban.

PROM PROGRAMOZÓ

Az elektronikai technológia gyors ütemű fejlődése következtében egyre szélesebb körben alkalmaznak LSI technikát. Ehhez a technikához kapcsolódó mikroprocesszoros vezérlésű rendszerek az ipar minden területén alkalmazhatók, és egyre elterjedtebben használják is azokat. Ezen rendszerek közös jellemzője, hogy tartalmaznak egy univerzálisan felhasználható vezérlőelektronikát és

egy — a speciális funkciót meghatározó — fix tárolót. Ezek a fix tárolók általában programozható memóriákból (PROM) állnak. A PROM-ok tartalmának létrehozása speciális procedúrát jelent, amely a memóriák típusától függően igen sokféle lehet.

A készülék segítségével a legelterjedtebb PROM típusok programozása valósítható meg.

A készülék felépítésileg két csoportra bontható:

— alapkészülék egy μP vezérelt kiszámítógép, mely tartalmazza a hexadecimális kijelzősort, hexadecimális billentyűzetet és gyors lyukszalagolvasó interfészt. Ezáltal szalagról is betölthető a programozandó PROM tartalma VT illetve INTEL formátumban. A kijelzősor és a billentyűzet segítségével a programozandó SW-ben a javítások könnyedén elvégezhetők.

— programozható modulok a programozási HW feltételeket biztosítják a PROM-ok részére. A programozható PROM típusok a következők:

P2704, P2708, P2716, valamint a TM188 PROM

A felsorolt típusú PROM-ok programozásához típusonként két fajta programozó modul választható:

— egy PROM programozása adatszalagról
— MASTER PROM másolása négy PROM-ba

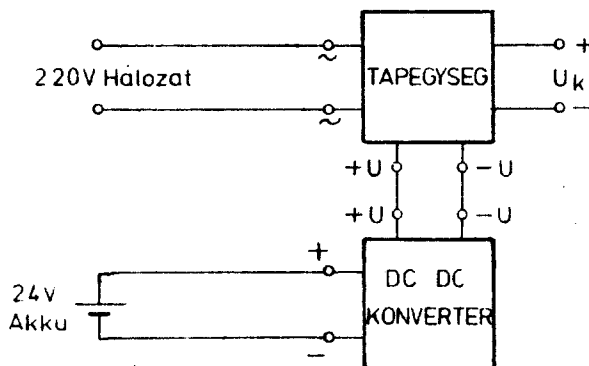
Beépíthető tápegység család

A tápegység család minden tagja kapcsolóüzemű, működési frekvenciája 100 kHz, kapcsolója teljesítmény FET, vezérlő áramkör pedig erre a célra kifejlesztett integrált áramkör.

A fentiek eredménye a nagyon jó hatásfok, kis méret és kis súly. A készülékek négy feszültségtartományban és három teljesítményfokozatban készülnek.

Jelentős előny, hogy akár II. érintésvédelmi osztályú készülékekbe beépíthető.

A családhoz tartozik még egy ún. DC—DC konverter, melynek segítségével szünetmentes áramforrást nyerünk, vagyis a hálózatkimaradástól függetlenül a tápegység tovább szolgáltatja a beállított feszültséget.



Az összekapcsolás módja:

A DC—DC konverterre vagy 2 db 50 W-os, vagy 1 db 100 W-os tápegységet lehet rákapcsolni. A DC—DC konverternek ki- és bemenetei párhuzamosan kapcsolhatók, ha nagyobb teljesítményt akarunk elérni.

Az alábbi táblázat mutatja a választékokat:

Kimeneti feszültség	Kimeneti teljesítmény	50 W	100 W	200 W
3—7 V		MSS50/7 max. 7A	MSS100/7 max. 14A	MSS200/7 max. 28A
6—15 V		MSS50/15 max. 3,5A	MSS100/15 max. 7A	MSS200/15 max. 14A
13—31 V		MSS50/31 max. 1,8A	MSS100/31 max. 3,5	MSS200/31 max. 7A
28—62 V		MSS50/62 max. 0,9A	MSS100/62 max. 1,8A	MSS200/62 max. 3,5A

DC-DC KONVERTER

Kimeneti feszültség
üresjáratban: max. 275 V
névleges terhelésnél min. 250 V
(0,54 A)
Tápfeszültség (24 V-os akku) 20 V ... 29 V
fogyasztás üresjáratban max. 100 mA
névleges terhelésnél:
24 V-os akku feszültség esetén max. 7,5 A
hatásfok (24 V-os akku fesz. esetén) min. 75%
(csökkenő akkumulátor feszültség esetén a hatásfok nő)

Szolgáltatások és védelmek

A kimenet védett túlterhelés és zárlat ellen
A bemenet védett a polaritáscsere ellen

A készülék rendelkezik:
tiltó bemenettel (Set)
akku feszültség érzékelő kimenettel.

A fenti két pontot összekapcsolva, a konverter csak akkor kapcsol be, ha az akku feszültsége eléri a 24 V-ot és kikapcsol ha lecsökken 20 V-ra.

A kimenetek párhuzamosan kapcsolhatók
Környezeti hőmérséklet, 0°C...45°C

Méretek:
Szélesség, magasság, hossz: 85 × 121 × 180 mm
Súly: 22 N

Átütési szilárdság:

— Bemenet- és a fémváz közt 3000 Veff
— Bemenet- és a kimenet közt 3000 Veff
— Kimenet- és a fémváz közt 1500 Veff

RA05, RA06 RAJZDIGITALIZÁLÓ

A Rajzdigitalizáló olyan feladatok megoldásánál alkalmazható, amelyben grafikus vagy képi információt kell átalakítani számítástechnikai feldolgozásra alkalmas formába.

Tudományos alkalmazások

A fizika, kémia, biológia, meteorológia stb. területén a mérési eredmények gyakran grafikus formában, szalagdiagramon vagy filmen állnak rendelkezésünkre.

A kezelőnek csak végig kell követni a pozicionáló eszköz segítségével és az eredmény azonnal számítástechnikai feldolgozásra kész formában jelenik meg (pl. lyukszalag).

Kartográfiai alkalmazások

A térképek, vázlatok, tervrajzok és légi felvételek felbecsülhetetlen értékű információs forrást szolgáltatnak. Ezeknek az infor-

mációknak a hasznosítása nagymértékben növekszik számítógépes tárolás esetén, így azokat digitális alakra kell hozni, melyet a RAJZDIGITALIZÁLÓ segítségével egyszerűen elvégezhetünk.

Számítógép segítségével előállítható olyan programszalag, amely rajzológép vezérlésére alkalmas, így különböző léptékű térképeket, vázlatokat készíthetünk.

Orvosi alkalmazások

Az elektronikus érzékelők által felvett adatok analitikai és diagnosztikai céllal történő összehasonlítása számítógép segítségével egyre nehezebb. A szalagdiagramok, fényképek digitális alakra alakításának hatékony eszköze a RAJZDIGITALIZÁLÓ.

Mérnöki alkalmazások

A mérnöki munka sok területén — tervezés, fejlesztés — a számítógép használatának előnyei jól ismertek. A RAJZDIGITALIZÁLÓ segítségével a grafikus információk egyszerűen átalakíthatók számítógépes feldolgozás alkalmas formában, így magas szintű operátor gép-kapcsolat biztosítható. Alkalmazható rajzgépek, számvezérlésű szerszámgepek és ellenőrző készülékek vezérlő lyukszalagjainak elkészítésénél.

Elektronika

Az elektronikai ipar területén a nyomtatott áramkörös lemezek elkészítésénél nyújt nagy segítséget a rajzdigitalizáló. A szabadon mozgatható pozicionáló eszközzel végigkövetjük a fóliamin-tázatot és így előáll annak digitális alakja. A koordináta-adatokon kívül — tasztatúráról — egyéb információk és rögzítők kódolt formában.

A rajzdigitalizáló a következő részekből áll:

1. Munkasztal
2. Pozicionáló eszköz
3. Display
4. Tasztatúra
5. Vezérlő elektronika

A digitalizáló üzemmódjai:

Adatbevitel

Ebben az üzemmódban adhatók meg a működést meghatározó paraméterek:

- a koordináta adatok mértékegysége mm vagy inch
- felbontás X (mm): 0,1—2,5
- felbontás X/inch: 0,005—0,100
- felbontás Y (mm): 0,1—2,5
- felbontás Y/inch: 0,005—0,100
- tengelyirány: a+X és +Y tengely hatféle módon vehető fel, ezáltal X és Y tengelyre való tükrözés és origó körüli 90, 180 és 270°-os elforgatás hajtható végre.
- adatkiviteli üzemmód
- kimeneti blokkformátum: bináris
BCD
ASCII
- blokkhossz X: max. 8 digit és előjel
- blokkhossz Y: max. 8 digit és előjel
- nagyítás: max. 5:1
- kicsinyítés: max. 1:5
- kimeneti periféria: max. 2 párhuzamos (TT1 szintű BSI) és 1 soros asszinkron (CCITT V. 24.)

Műszaki adatok

Munkafelület (mm) 675 × 1050
Felbontóképesség (mm) 0,1 ± 0,02
Munkafelület méretének hőfokfüggése 2 · 10⁻⁵°C
Letapogatási sebesség: max. 1 m/sec
Számjelzés X és Y irányban (mm) ± 9 999,9
Digitalizálható anyag max. 1 mm vastag nem mágneses anyag
Pozicionáló eszköz szabadon mozgatható tekerecs, középen hajszálkereszttel

Fenti műszerekre a MIGÉRT Elektronikus Mérő Műszerosztálya Budapest, Bajcsy Zs. u. 37. márc. elfogad megrendeléseket és azokat 1984. I. negyedévtől, folyamatosan elégíti ki a megrendelések beérkezésének sorrendjéért.

KAPCSOLÁSTECHNIKAI érdekessegek

Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök

Ezen kapcsolástechnikai összeállításunkban igyekeztünk sok ötletet, tanácsot és tippet adó áramköri megoldásokat bemutatni. Egy-egy jó ötlet igencsak leegyszerűsítethi áramköri megoldásainkat. Esetleges eltérő kapcsolási technikával például üzembiztosabb áramköröket készíthetünk.

Az idevonatkozó témák száma igen nagy. Igyekeztünk olyan témaköröket összeválogatni, amelyek aktualitásukat tekintve, véleményünk szerint a legfontosabbak. Ezekből mutatunk be most egy csokorra valót. Az ismertetésre kerülő kapcsolások mindegyike a konstruktőr leleményessége és egyéb céljai szerint továbbfejleszthetők és nagymértékben variálhatók.

1. Jelzéstechnikai áramkörök

1.1. Elektronikus dallamszengők

Az elektronika adta lehetőségekkel a lakásunkban a hagyományos villanycsengő helyett tranzistoros és integrált áramkörös kapcsolásokkal működő hangjelző készülékeket is készíthetünk. A különféle elektronikus kapcsolásokkal létrehozott hangot kellemessé és dallamosná lehet tenni. Bonyolultabb áramköri megoldásokkal egyes dallamok néhány első hangjának lejátszása is megoldható.

A többhangú jelkeltők sorában első helyen állnak a legexkluzívabb, napjainkban még eléggé költséges dallamgenerátorok. Működési elvük a következőkben foglalható össze. A csengő-nyomógomb megnyomásakor, meghatározott indítási feltételek mellett indul egy elektronikus számláló. Ennek „1 az n -ből” dekódolású kimenetein egymás után jelenik meg pl. a logikai L szint. A számlálási folyamat során különböző hangoknak megfelelő rezgések keltése céljából a fent említett kimenetek egy generátor frekvenciameghatározó szabályozó ellenállásait hajtják meg. Így állíthatók elő a különböző dalok első néhány hangjából álló dallamok, más szóval vezér-motívumok (pl. „Nyisd ki babám az ajtót” stb.).

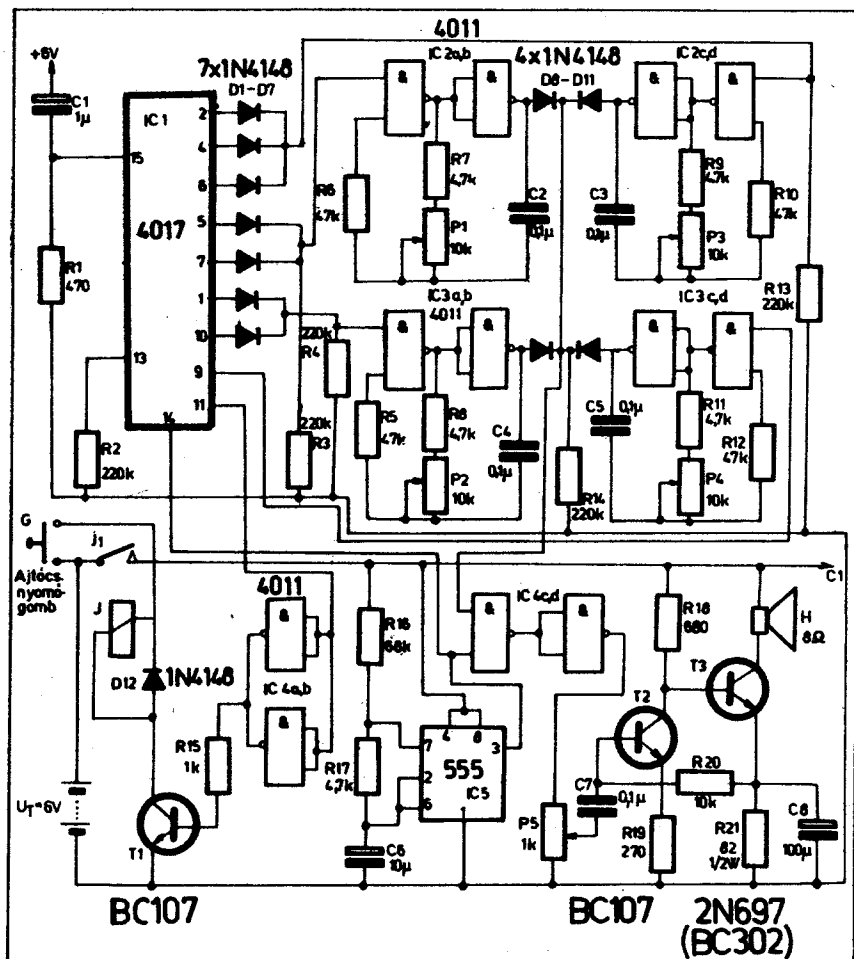
Az ilyen áramkörök megvalósításához különböző integrált áramkörök alkalmazhatók: pl. az SN 74195 N típusú négybites tolóregiszter közvetlen „1 a 4-ből” jelkialakítással (regiszterenként négy hang, melyből az egyik a nullára állítás céljára szükséges), az SN 7490 N típusú dekadikus számláló áramkör, az SN 7442 „1 a 10-ből” dekódolóval, az SN 74193 N típusú négybites lineáris számláló, az SN 74154 N típusú „1 a 16-ből” dekódolóval (15 hang, 1 visszaállító lépés) stb.

Az irodalomban különböző áramköri kialakítások leírásai találhatók. Ismerünk léptetőregiszteres és BCD-számláló dallamgenerátorokat. Ma már megfelelően programozott mikroprocesszoros megoldások is elérhetők.

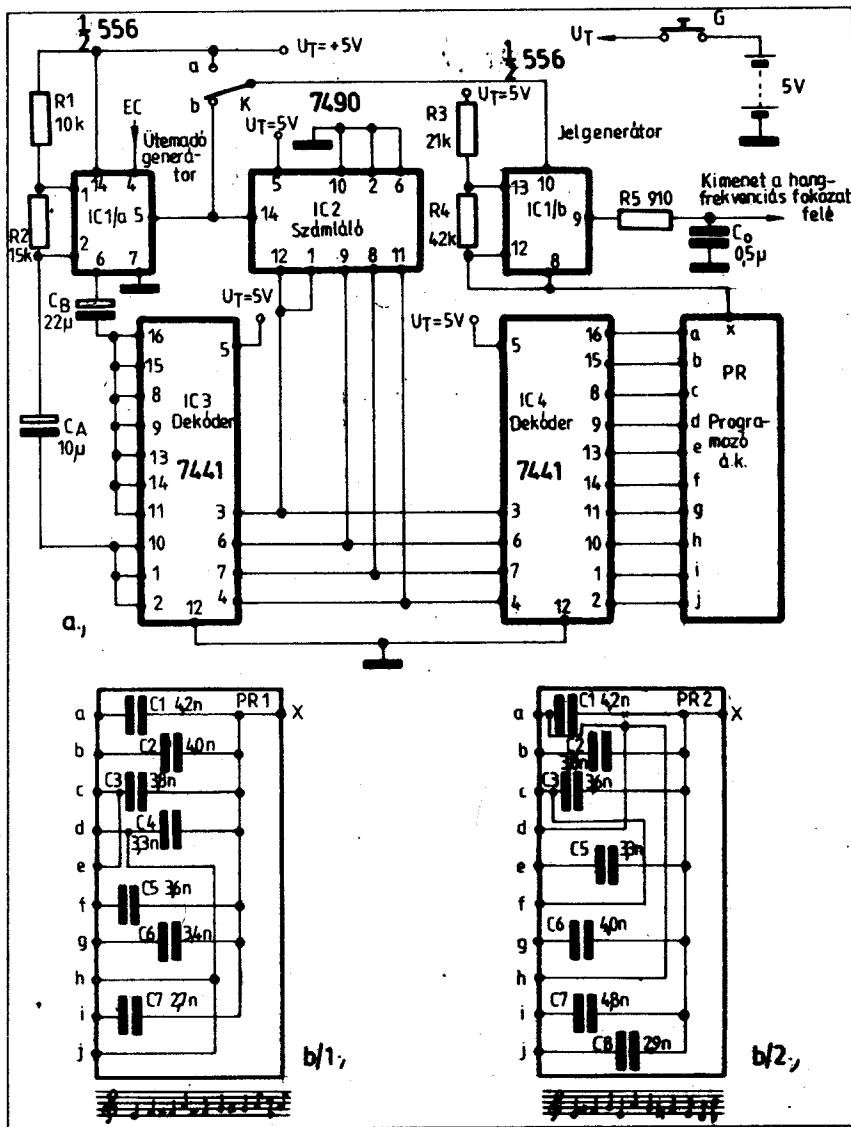
Az 1.1. ábrán olyan CMOS integrált áramkörökből felépített dallamszengő kapcsolását láthatjuk, mely a Beethoven „Örömdó” témájának első nyolc hangját játssza az ajtócsengő-nyomógomb működteésekor. A kapcsolásban

az IC_1 integrált áramkörből származó órajelek a 4017 típusú IC_1 decimális számlálóra jutnak, amelyet a C_1 – R_1 elemek hoznak alapállapotba a bekapcsoláskor. A „0” kimenet nincs felhasználva, mivel az első óraimpulzus hosszabb, mint az azt követők. A „9.” kimenetet (11-es kivezetés) kikapcsolásra használjuk a dallam végén (az IC_4 ab -n és a T_1 tranzisztoron keresztül).

A megmaradó nyolc egyenlő időtartamú impulzust az IC_2 és IC_3 4011 típusú integrált



1.1. ábra. Ajtócsengő helyett használható elektronikus dallamszengő kapcsolási rajza



1.2. ábra. Ajtócsengő helyett használható elektronikus dallamszengő: a dallamgenerátorának kapcsolási rajza; b programozó áramkör

áramkörök kapuiból és a csatlakozó alkatelmekből kialakított astabil multivibrátorok kapuzására használjuk. A hangok így a megfelelő sorrendben szólnak meg. A P_1 – P_3 potenciométereket úgy állítjuk be, hogy a négy kívánt magasságú hangot nyerjük. A hangok elválasztása céljából a hanggenerátorok kimenetét az órajellel kapuzzuk. A jelet ezt követően a P_5 hangerőszabályozó potenciométeren keresztül a T_2 és T_3 tranzisztorokból álló hangfrekvenciás erősítőre vezetjük.

Az 1.2. ábrán látható dallamgenerátor tíz egymást követő hangot ad, ami egy zenei kompozíció vezérmotívuma lehet.

A kapcsolás 556 típusú kettős időzítőáramkörből (vagy két 555 típusú időzítőből), két 7441 típusú dekóderből és egy 7490 típusú számlálóból épül fel. Az utóbbi két IC TTL-áramkör, melyeknek 5 V-os tápfeszültségre van szükségük. Az 556 típusú időzítő tápfeszültsége 5 V és 15 V között tetszőleges értékű lehet. A kapcsolásban az összes integrált áramkört 5 V-os feszültségzintről tápláljuk.

Az IC_{1A} ütemadó (órajel-) generátorként működik. Ezen astabil multivibrátor igen kis frekvenciájú jelet állít elő, amelynek értékét az R_2 és a C_A elemértékei határozzák meg ($T=0,25$ s).

Az ütemadó generátor kimeneti jele (5-ös kivezetés) a számláló 14-es lábára kerül. Ezen kívül a jelet a K kapcsoló b állásában a jelgenerátor 10-es lábára is eljut. Ebben az esetben a tíz hangot ugyanabban az időben halljuk – ami egy kellemes akkordnak felel meg. (Igen érdekes ez a lehetőség, ha a tíz hangjegyet megfelelőképpen választjuk meg.) Ezzel ellentétben, amikor a K kapcsoló a állásban van, a tíz hang rendesen követi egymást – mint ahogy az egy dallam hallgatásánál történik.

Az ütemadónak kétféle működésmódja lehetséges. Ha az EC (vagyis a 4-es) pontot az 5 V-os tápfeszültségre kötjük, akkor az áramkör folyamatosan működik. Abban az esetben ha az EC pontot szabadon hagyjuk (nem kötjük sehová), akkor a zenei vezérmotívum egyszeri lejátszását követően, vagyis $10 \times 0,25 = 2,5$ másodperc eltelte után a készülék működése leáll.

Az IC_2 7490 típusú számláló a vezérlés eredményeképpen öt jelet hoz létre a 12: 1; 9; 8 és a 11 kivezetéseken, melyek az IC_3 és IC_4 7441 típusú decimális dekódereket vezérlik. A két dekóder ugyanazokon a 3; 6; 7 és 4 pontokon kapja a jeleket. A jobb oldali dekóder tíz kimenetén egymást követő impulzusok jelennek meg 0,25 s időtartammal. E kimenetek a kondenzátoros

programozó áramkör bemenetére csatlakoznak. Amikor az IC_4 valamelyik kimenete aktívá válik, akkor az annak megfelelő kondenzátor ictatódik a jelgenerátor áramkörébe. A jelgenerátor szintén astabil multivibrátor, mely az 556 típusú integrált időzítő áramkör másik feléből épül fel. Ezen astabil multivibrátor frekvenciáját az R_4 42 k Ω -os ellenállás és a pillanatnyi programozó áramkörben aktivált kondenzátor kapacitása határozza meg. Mivel az R_4 ellenállás értéke adott, a hang frekvenciája a kondenzátor kapacitásértékétől függ. Az 1.3. ábrán a jelgenerátor kimeneti frekvenciájának értékét a programozó kondenzátor kapacitásértékének a függvényében tüntettük fel. Ennek a görbének az alapján határozzuk meg az 1.2. ábra b/1 és b/2 ábráján feltüntetett dallamok hangjainak a programozó kapacitásértékeit. Nem szükséges 10 db kondenzátor, ha egy hangjegyet többször ismétlődik. Például a PR1 programozó áramkör esetében ugyanaz a 3,8 nF-os kondenzátor van a harmadik és az ötödik hangjegynél.

Egy oktávval magasabb hangokhoz az f -et meg kell szorozni kettővel és az R_4 ellenállás értékét kettővel kell osztani. Egy oktávval mélyebb hangokhoz az f -et kettővel kell osztani, az R_4 -et pedig kettővel szorozni.

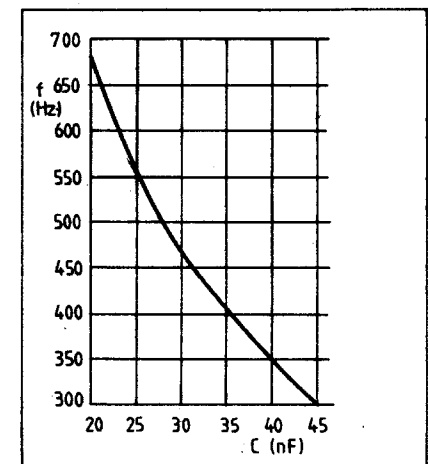
Az egyes hangok időtartamát a bal oldali IC_3 dekóder szabja meg.

Láthatjuk, hogy a hat első hangjegy időtartama eltér a három utolsótól, mivel a C_B kondenzátor kapacitása is eltér a C_A kapacitásértékétől. Az IC_{1A} ütemadó astabil multivibrátorának a frekvenciája ugyanis az R_2C_B vagy az R_2C_A szorzattól függ. Normál esetben a kapacitás a földpontra van kötve. Jelen kapcsolásban a dekóder kapcsolja a kondenzátort az egyes aktívált pontokban a földre. A kapcsolásból látható pl., hogy a 10: 1 és 2 pontok a C_A 10 μ F-os kondenzátort földelik. A hét első hangjegy időtartama körülbelül a három utolsó kétszerese.

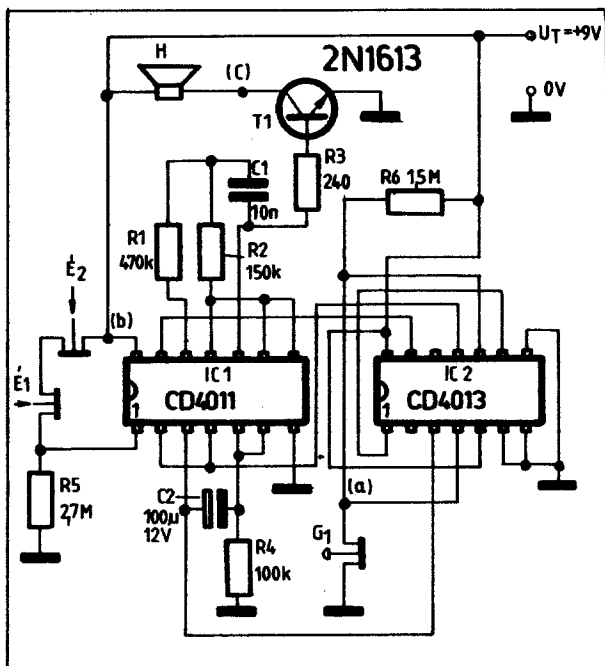
A kapcsolás jelgenerátorának kimenetét egy hangfrekvenciás erősítő bemenetére kell csatlakoztatni. A C_0 kapacitás az R_5 ellenállással együtt egy integráló áramkört képez. A C_0 kapacitásérték változtatásával a jel-tónusa befolyásolható.

1.2. Betörőjelző áramkörök

A betörőjelző alapáramkörök általában elektromechanikus érzékelők kiszolgálására alkalmasak. Ide tartoznak az ajtó- és ablaknyitás-érzékelők, szűk átjárók elektromechanikus érzé-



1.3. ábra. A dallamgenerátor kimeneti jelének frekvenciája a programozó kapacitásérték függvényében



1.4. ábra. Integrált áramkörökkel felépített, nyugalmi áramkörös érzékelőkkel ellátott betörésjelző kapcsolás

kelői, a nyomásérzékelő riasztó szőnyegek, nyomásérzékelős tapintásjelzők, elektromechanikus üvegtörés-érzékelők, huzalbetétes felületvédők, lökésérzékelők, támadásjelzők stb.

Az egyszerű betörésjelző-riasztó berendezések a riasztási terület elhagyásának lehetővé tétele céljából többnyire bekapcsolási késleltető áramkörrel rendelkeznek. A biztosított területre (pl.

helyiségbe) való belépést ilyenkor a riasztási késleltető áramkör teszi lehetővé. A késleltető áramkör meghatározott idő után engedélyezi a riasztójelzés létrejöttét. Így megfelelő idő áll rendelkezésre az arra beavatott személynek a hatástanításra.

A nagy megbízhatóságú betörésjelző berendezéseknél olyan rendszerkialakítás szükséges,

amely különbséget tud tenni a hamis vészjelek között, ha azok akár természeti eredetűek (eső, villámlás, mennydörgés stb.) akár nem (pl. védtett térbe hajított tárgyak, repülőgépjaj stb.).

A kutatások eredményeiként pl. megállapították, hogy jelentős különbségek vannak a szándékos behatolások okozta mechanikai lökésultrahangok és az egyéb zavarok frekvenciaspektruma között. A szimulált támadások mindegyikében jelentős energiát lehet észlelni az 1 kHz-nél nagyobb frekvenciákon, míg a véletlenszerű zavarok a kisebb frekvenciájú sávokban jelentkeznek. Ebből következik, hogy hangolt szűrők alkalmazásával kiküszöbölhetőek a hamis vészjelzések. Mérésekkel megállapították, hogy pl. a gázhegesztéses fémvágáskor kétféle jel keletkezik. Az egyik a láng okozta kb. 4,2 kHz-es hang, a másik pedig a feszültségeknek a kiegyenlítődésekor létrejövő kb. 1,4 kHz-es rezgésszámú jel.

Ha feltételezzük, hogy sikerült a legalkalmasabb érzékelőt kiválasztani, akkor a probléma csupán jelazonosításra egyszerűsödik. A jelazonosításkor meghatározott frekvenciájú, amplitúdójú és időtartamú jeleket kell elkülönítve érzékelni. „Mintákat” kell tárolni az előre látható vagy várható behatolási formáknak a zajképtől és ezeket össze kell hasonlítani az adott esetben észlelhető zajok jellemzőivel. Az 1. táblázatban néhány zavarjel azonosításának módját foglaltuk össze.

Végezetül el kell mondani, hogy a betörésjelző berendezések csak akkor hatásosak, ha a nem várt eseményt követően azonnal ellenrendszabályokat váltanak ki. A legkiválóbb, legkorszerűbb vagyonvédelmi rendszer is csak riasztásra, figyelmeztetésre és esetleg a tettes eljlesztésére szolgál.

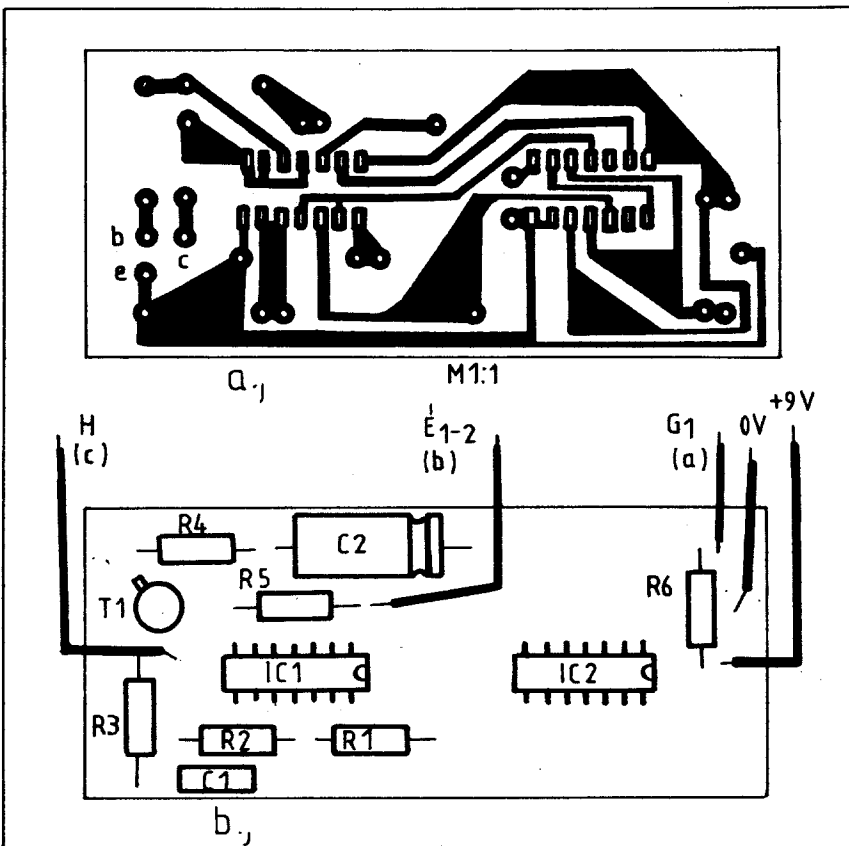
Ezen rövid elvi kitérő után a következőkben a lakásvédelmi feladatokra alkalmas, viszonylag egyszerű kapcsolások ismertetésére kerül sor.

Nyugalmi áramkörös betörőjelző

Az 1.4. ábrán igen hosszú időtartamú működési időt biztosító, CMOS integrált áramkörökkel felépített betörésjelző kapcsolás látható. A CMOS integrált áramkörök lehetővé teszik a TTL áramkörökkel szemben azt, hogy nagyon kis nyugalmi áramok folynak. Az E_1 és E_2 érzékelők nyugalmi áramkörű ajtó-, illetve ablakkontaktusok lehetnek. Ezek váltják ki a riasztást a nyugalmi áramkör megszakadásakor. Az áramkörbe több nyugalmi áramkörű érzékelő is beköthető. A G_1 nyomógomb a nullázást, illetve a riasztás tiltását teszi lehetővé. Az IC_1 integrált áramkörben két NAND-kapu, valamint az R_4 - C_2 alkat elemek egy monostabil áramkört alkotnak. Ez az áramkör lép működésbe valamelyik érzékelő nyugalmi áramkörű kontaktus (E_1 , ill. E_2) bontásakor. Az időzítés kb. 7 másodperc. Ugyanabban az időben egy impulzus kerül az IC_2 egyik D bemenetére. A riasztó hangfrekvenciás astabil multivibrátor két NAND-kapu, valamint az R_1 , R_2 és C_1 elemek alkotják. A riasztó hangfrekvenciás jel a T_1 tranzisztor bázisára kerül az R_3 ellenálláson keresztül. A riasztó jel a G_1 nyomógomb rövid idejű megnyomásával állítható le. A nyugalmi, tehát az őrzési állapotban való áramfelvétel 15 μ A. Ezen kis fogyasztás lehetővé teszi, hogy két db sorosan kapcsolt 4,5 V-os zseblámpacseletről tápláljuk az áramkört. Így kb. 1 év üzemeltetési időtartam érhető el, beleszámítva azt a néhány riasztást is, amelyet a próbálgatások, vagy pedig a hibás működtetés miatt idézünk elő. Az 1.5. ábrán a kapcsolás nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajzát is feltüntettük.

Gépkocsilopás elleni riasztókészülék

Az 1.6. ábrán látható gépkocsilopás elleni riasztókészülék vizuális és hallható figyelmeztetést szolgáltat az illetéktelen személyek behato-

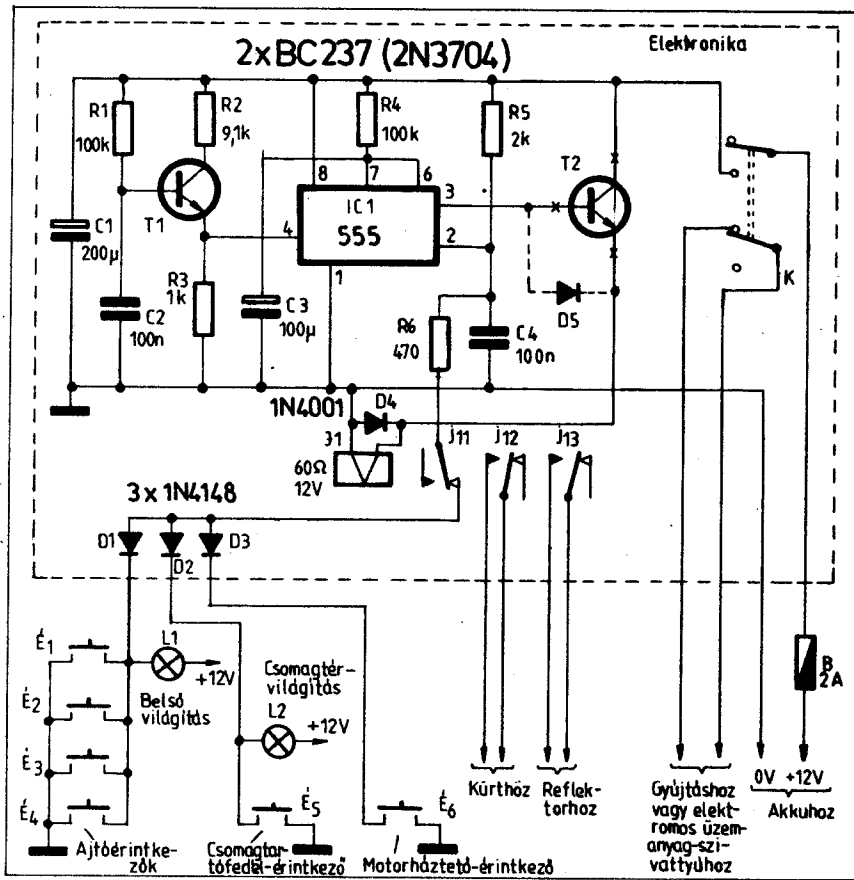


1.5. ábra. Az 1.4. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajza (M 1:1)

A jelzés oka	Azonosítás	
	Minimális frekvencia (Hz)	Minimális amplitúdó (dB)
1. Vágás és égetés	550	10
2. Bemészás	350	35
3. Alagutásás	600	25
4. Eső, mennydörgés, repülőgépzaj, földmozgások stb.	Több szomszédos védőegység jeleinek összehasonlítása és az azonos jelek elnyomása	
5. Mágneses erőterek	A jelfrekvenciák azonosítása és kiszűrése	
6. Kódobás, villámlás, állatok (pl. madarak) hatása	Csak az 500 Hz-nél nagyobb frekvenciájú jeleket veszik és megfelelő áramkörökkel megállapítják, hogy egyszeri behatásról van-e szó.	
7. Szél	Csak az 500 Hz-nél nagyobb frekvenciájú jeleket veszik és több szomszédos védőegység jeleit összehasonlítják.	

lasi kísérletei esetén. A riasztó bekapcsolása egyúttal megszakítja a gyújtás áramkört. (Amennyiben a gépkocsi elektromos üzemanyag-szivattyúval is el van látva – elektromos AC-pumpa – akkor lehetetlené tehetjük annak működtetését is a riasztókészülék aktiválódásakor a K kapcsolóval.)

A riasztás az $\dot{E}_1 \dots \dot{E}_6$ védőérintkezők (ajtóérintkezők, csomagtartófedél-érintkező, motorházfedél-érintkező) bármelyikének bekapcsolódásakor indul. A kb. 16 másodperc időzítési időtartamot az 555-ös integrált áramkör R_4 és C_3 alkatemelei határozzák meg. A T_2 tranzisztor vezetővé válásakor a J_1 jelfogó meghúz és J_2 illetve J_3 érintkezőjén keresztül bekapcsolja a gépkocsikürtöt és a ráköött reflektorokat. Az IC_1 triggerelése a J_{11} érintkezőn keresztül történik és egy további 16 másodperces késleltetési idő indul, és ez a ciklus mindaddig ismétlődik míg valamennyi érintkező kikapcsolt állapotba



1.6. ábra. Gépkocsilopás elleni riasztókészülék kapcsolási rajza

kerül. A T_1 , R_1 és C_2 alkatemeltartja az IC_1 4-es lábát (reset) nulla potenciálra míg be van kapcsolva a riasztó, és így megakadályozza az időzítő áramkör leállítását. Az R_6 és C_4 alkatemelek az élesített állapotban bekövetkező hamis riasztás kiváltódását akadályozzák meg. Ha 60Ω -nál nagyobb tekerccellenállású jelfogót használunk, akkor a T_2 tranzisztor helyettesíthető a D_2 egyenirányító dióddal a szaggatott vonallal rajzolt bekötés alapján.

Hordozható riasztókészülék

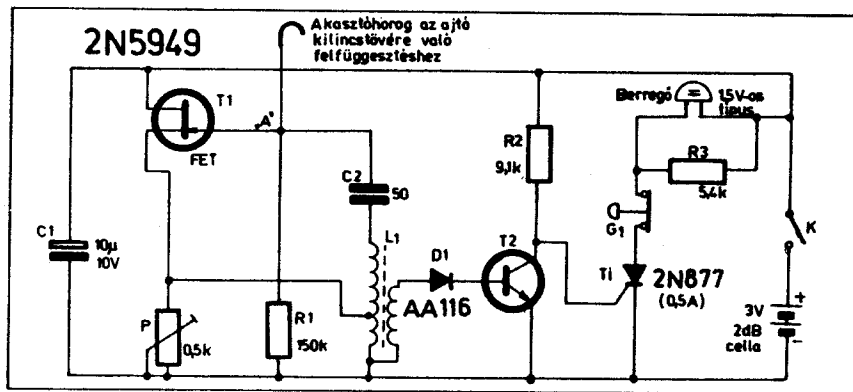
Az 1.7. ábra bejáratú ajtók védelmére alkalmas hordozható riasztókészülék kapcsolási rajzát mutatja. Ez a kisméretű, 2 db gombakkumulátor-cellából működő riasztó készülék akkor riaszt, amikor a behatóló az ajtókilincset érinti, vagy pedig ha kulcsot dug a zárba. A riasztó akkor is működésbe lép, ha a behatóló bőr- vagy gumikesztyűt visel. A riasztás bekövetkezése után a készülék folyamatos hangjelzést ad mindaddig, míg a G_1 törlőgombot meg nem nyomjuk.

Ez a hordozható, bejáratú ajtók védelmére alkalmas riasztókészülék különösen hasznos lakásvédelem esetében, vagy pedig olyan személyeknél, akik sokat utaznak és így gyakran motellekben vagy szállodákban szállnak meg. A műanyag szappantartó dobozba épített riasztókészüléket az abból kinyúló akasztóhoroggal a bejáratú ajtó belső kilincstővére kell függeszteni.

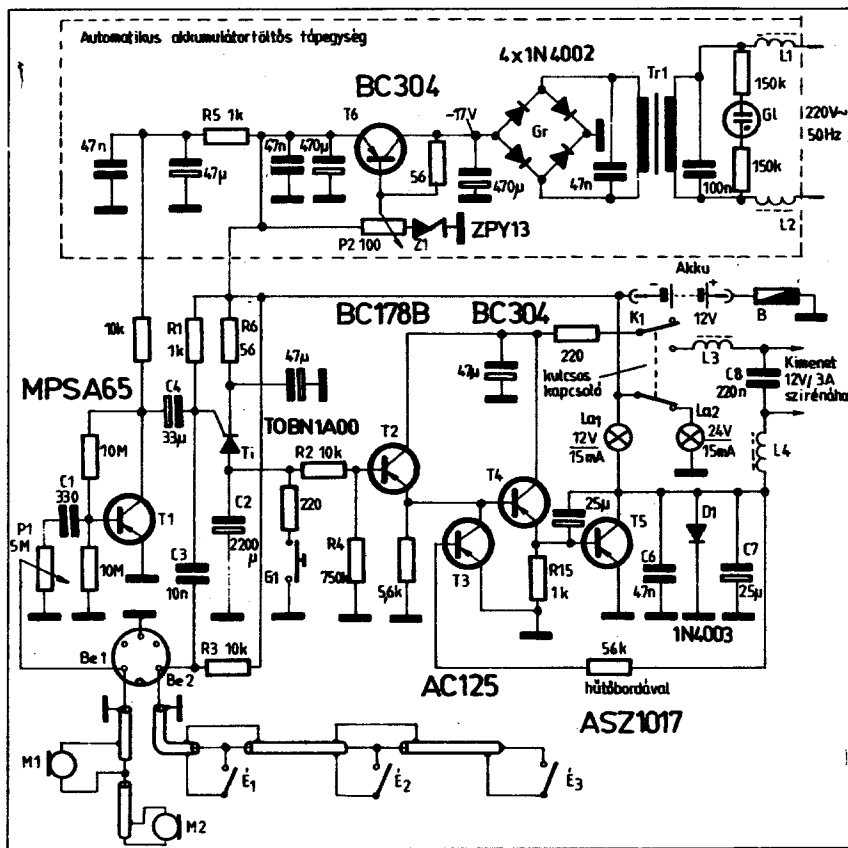
- Egy ilyen készülék előnyeiként említhető:
- a hordozhatóság,
 - a váltakozóáramú hálózattól való független működés,
 - a kisméretű, egyszerű konstrukció és a viszonylag minimális építési költség.

A készülék tápellátása két 1,5 V-os tölthető gombakkumulátor-cella segítségével történik, amely kb. 10 napra elegendő működést biztosít (feltöltött cellák esetén), újratöltés szükségessége nélkül.

A kapcsolási rajzból láthatóan a riasztó áramkör egy Hartley-oscillátorból áll, mely a T_1 ; L_1 ; R_1 és C_2 alkatemelekből tevődik össze. Az oszcillátor szekunder tekerccsének kimeneti jelét a D_1 dióda egyenirányítja. A D_1 diódáról a T_2 tranzisztor bázisára kerülő pozitív jel a tranzisztor vezető állapotban tartja – így annak kollektor-emitter feszültsége csaknem nulla. A tranzisztor most lezárt állapotban van. Az oszcillátor „A” melegpontja nagyfrekvenciás impedan-



1.7. ábra. Bejáratú ajtók védelmére alkalmas hordozható riasztókészülék kapcsolási rajza



1.8. ábra. Testhang- és mágneses érzékelős lakásbetörőjelző kapcsolás

ciát képvisel, amely könnyen megváltoztatható, hogyha bármely nagyobb test kerül az akasztóhorog közelébe. A riasztás így az emberi kéz közelítése, ill. érintése révén váltható ki. A készülék érzékenysége a visszacsatoló tekercsel párhuzamosan kapcsolt P potenciométer segítségével állítható a kívánt szintre. Az akasztóhorog egy rövid fémkampó. Ha az akasztóhurkon keresztül „terheljük” a nagyfrekvenciás oszcillátort, akkor annak oszcillációja leszakad és a T_2 tranzistor bázisára jutó pozitív nyitófeszültség ezáltal megszűnik. A tranzistor ennek következtében lezár és így a tirisztor begyűjt. A riasztó berregő ek-

kor a tirisztoron és a G_1 nyomógombon keresztül tápfeszültséget kap. Mivel a tiriszort egyen-áramról tápláljuk, így az mindaddig vezetô állapotban marad, míg a G_1 törlô nyomógombot nem nyomjuk meg, hogy egy pillanatra megszakítsuk az áramkört és így „kioltjuk” a tiriszort.

Az áramkör egy kisméretű perforált lemezre, vagy pedig saját tervezésű NYÁK-lapra építhető meg. A megépítés során a lehető legrövidebbre kell választanunk a vezeték-hosszakat. L_1 tekercsként csaknem minden AM sávon üzemelő tranzistoros rádióvevőkészülék hangoló teker-

cse használható, amely kis impedanciájú szekunder tekercsel is rendelkezik.

A megépítés során a kis áramkörü lemez, a berregő, a G_1 nyomógomb, a K kapcsoló és a két 1,5 V-os gombakkumulátor-cella egy kis műanyag dobozba beépíthető. A kámpót kemény rézhuzalból készíthetjük, amelyet a doboz oldalán levő lyukon keresztül vezetve forrasztunk a kapcsolás „A” pontjára.

Megjegyezzük, hogy ezen riasztókészülék csak faajtókban levő fémből készült ajtókilincsek esetén működik kifogástalanul. Valamennyi fémajtó „túl sok terhelést” jelent a riasztó készülék oszcillátora számára, így azoknál nem alkalmazható.

A T_2 tranzisztorként bármely kisteljesítményű npn germánium tranzisztor felhasználható.

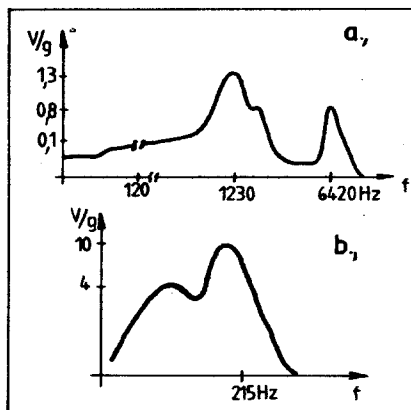
Lakásbetörés jelző kapcsolás

Az 1.8. ábrán egy jelfogó nélküli betörésjelző kapcsolás áramkörü kialakítása látható. A kapcsolás munkaáramkörü reed-érintkezőkkel, mikrokapcsolókkal és testhang-figyelő mikrofonokkal való működésre alkalmas. A készülék beépített 12 V/4,5 Aó-ás akkumulátorral háromhónapos áramkimaradás esetén is üzemképes. Kimenetéről 12 V-os 3 A áramfelvételű szíréna táplálható.

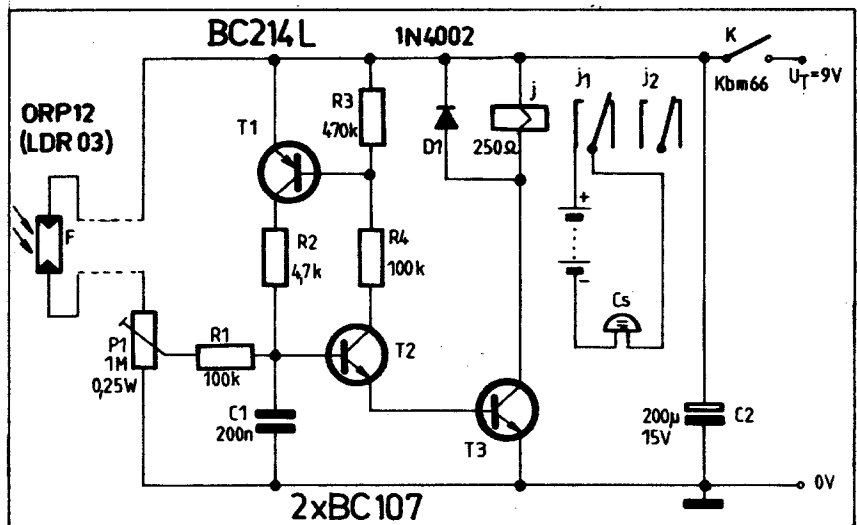
A mágneses érzékelők élesítése és hatástalanítása pl. kulcsos kapcsolóval történhet a lakás utolsó aijánál – amelyen keresztül a figyelni kívánt terület rendszerint elhagyjuk.

A Be_2 bemenetet (az R_3 ; R_1 és C_3 kombinációval) mágneses helyzetérzékelők vagy mikrokapcsolók felhasználásával történő riasztás kiváltására (munkaérintkezők) készítetük. A hozzávezetéseknek, ugyanígy mint a testhangmikrofonoknak, árnyékoltaknak kell lenniük.

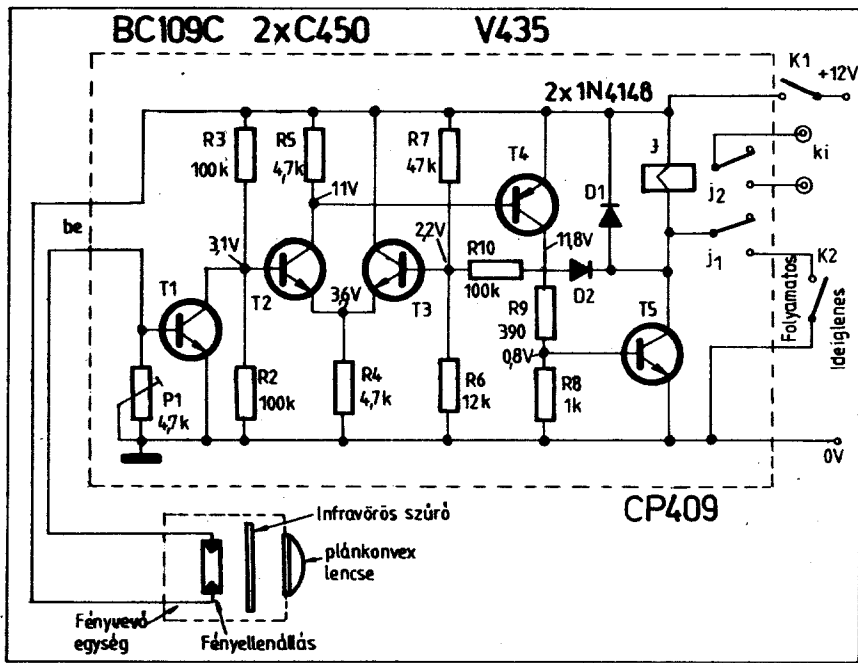
A testhangmikrofon (ill. a párhuzamosan kötött testhangmikrofonok) jele árnyékolt kábelben keresztül a Be_1 bemenetre jut. A P_1 érzékenységszabályozó potenciométeren és a C_1 csatoló-kondenzátoron keresztül a jel ezután a T_1 tranzistorra kerül. Itt a jel oly mértékben felerősödik, hogy elegendő hangnyomás esetén a T_1 tirisztor begyűjt. Ha a tirisztor már egyszer begyűjtött, akkor az R_6 védellenálláson és a tirisztoron keresztül áram folyik a C_2 kondenzátorba. Amikor a C_2 kondenzátor teljesen feltöltődik az áram megszűnik és a tirisztor lezár. Közben a kondenzátor töltése az R_2 ellenálláson keresztül a T_2 tranzisztor bázisába folyva azt kinyitja. A T_2 tranzisztor emitterellenállásán a negatív feszültség ekkor olyan nagy lesz, hogy egyidejűleg a T_4



1.9. ábra. Üvegtáblák és lépeshang figyelésére alkalmazott testhangmikrofon (a, illetve b ábra) jellegzetes frekvenciamenete



1.10. ábra. Fényérzékelős betörőjelző áramkör



1.11. ábra. Modulálatlan fényforrású sugársorompós riasztókapcsolás vevőáramköre (AMTRON)

és T_5 tranzisztorok is vezetővé válnak. Nyitott T_5 tranzisztor esetén van a sziréna üzemi állapotban. A szirénázás periodikus megszólalásának időtartama a C_2 kondenzátor kapacitásának és az R_2 és R_4 ellenállások értékének a függvénye.

Nyitott T_5 tranzisztor esetén annak kollektor-emitter maradékfeszültsége a terheléstől függően 0,1...0,3 V között van. Ebben az állapotban a T_3 tranzisztor bázisa az 56 k Ω -os bázisellenállásán keresztül 0,3 V negatív feszültségen van. Most a T_3 tranzisztor zárva marad és nem befolyásolja a T_4 tranzisztor. A kimenetre csatlakoztatott sziréna ekkor teljes teljesítménnyel felbőg.

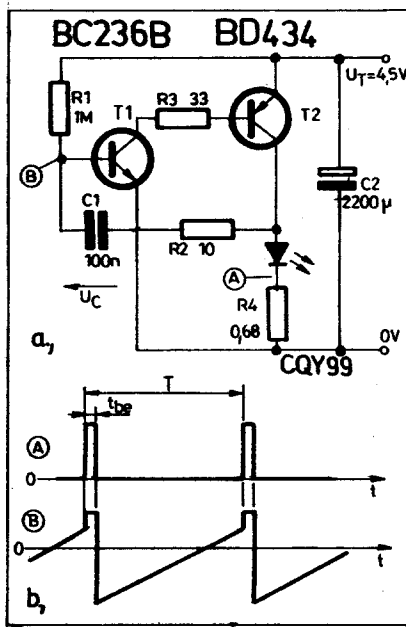
Ha a feszültség a C_2 kondenzátoron annyira lecsökken, hogy a T_5 , T_4 és T_3 tranzisztorok már nem nyitnak ki eléggé, akkor ennek következtében növekedni fog a T_5 tranzisztor kollektor-feszültsége - miközben a kollektorárama csökken. A T_3 tranzisztor bázisellenállásának (56 k Ω) megfelelő méretezése esetén a tranzisztor kollektor-feszültségének 0,5 V-ra való növeledésekor kinyit és a T_4 tranzisztor bázisát pozitív feszültségre kapcsolja. A T_4 tranzisztor azonnal lezár és vele együtt a T_5 teljesítménytranzisztor is. Így érjük el, hogy a T_5 tranzisztor kollektorárama gyorsan szűnik meg. Ezzel a gyors kikapcsolással elkerüljük a sokáig tartó, fokozatos utánhangzást a szirénánál, másrészt pedig a lekapcsolás átveszi a T_5 teljesítménytranzisztor védelmének funkcióját, ha a sziréna kimenetre rövidzár kerül. Így a kollektoráram 3 A-re korlátozódik a rövid ideig tartó rövidzár esetén.

Az alkalmazott testhangmikrofonok nagy ellenállásúak, s ezért a kapcsolás bemeneti ellenállása nagyobb 1 M Ω -nál. A C_1 csatoló-kondenzátort úgy választották meg, hogy a 100 Hz alatti frekvenciákat erősen levágja. Különösen fontos a 800 Hz és a 7 kHz közötti tartomány, mivel ebben a spektrumban vannak az üvegtörés zajai. Ha a testhangmikrofont lépéshang regisztrálására akarjuk használni, akkor a C_1 kondenzátort 1...1,5 nF kapacitásértékűre kell megnövelni.

A fentiekben leírtuk, hogy a riasztási időtartam főleg a C_2 töltőkondenzátor kapacitásértékétől függ. Értéke 2,5 A-es kimeneti terhelés esetén 2,5 perc. A C_5 ; C_6 és C_7 kapacitások a fe-

szültségcsúcsokat nyomják el. A T_5 tranzisztor a sziréna által létrehozott feszültségcsúcsoktól a D_1 dióda védi. Ugyancsak a sziréna miatt előálló impulzuszavarok csökkentésére szolgál az L_3 és L_4 gyűrűs fojtótekercs és a C_8 kondenzátor.

Az La_1 és La_2 ellenőrzőlámpák a berendezés vizsgálatára szolgálnak. Az La_1 lámpa mutatja a riasztóközpont működési készségét nyitott kimenet esetén, La_2 pedig az élesítésmentes állapotot. A K_1 kulcsos kapcsoló szolgál a berendezés hangtalan vizsgálatára és szükség esetén ennek segítségével lehet a szirénát kikapcsolni. Ha



1.12. ábra. Impulzus-fényesorompós riasztókapcsolás infravörös fényadójának; a áramköri elrendezése; b jelalakjai

a sziréna-kimenetet kikapcsoljuk, akkor az La_1 ellenőrzőlámpa veszi át a T_5 tranzisztor kollektor-ellenállásának szerepét. A C_2 kondenzátort a G_1 nyomógombbal lehet kisütni és ezzel a riasztóberendezés nyugalmába hozható.

A berendezés áramfelvétele nyugalmi állapotban kb. 1,4...1,6 mA.

A tápegység lényegében egy automatikus akkumulátortöltő, mely az akkumulátor veszteségét fokozatosan pótolja és a teljes tárolóképesség elérése után a folyamatos ellátja pufférárammal. A töltőáram a T_6 szabályozótranzisztoron folyik a 12 V/4,5 A-os akkumulátorba. Feltöltött akkumulátor esetén a töltőfeszültség 13,8 V, a töltőáram 10 mA. A töltési végfeszültséget a Z_1 Zener-dióda körében levő P_2 potenciométer segítségével állítjuk be 13,8 V értékre. A töltőáram kisütőt akkumulátor esetén kb. 120 mA. Transzformátorként 12 V/1,2 VA-es szekunder kimenetet biztosító típus már megfelel.

A testhangmikrofonok jellegzetes frekvencia-menete az 1.9. ábrán látható. A vezeték hosszától függően több mikrofon kapcsolható párhuzamosan. A testhangmikrofonok helyett az ablaküvegek figyelésére egyszerű rezgésérzékelők is használhatók - több, kevesebb sikerrel. Ugyanis érzékenyre állítva sok esetben hamis riasztást adnak. Durva (kis érzékenységi) beállításnál pedig nem riasztanak, mielőtt az ablaküveg szét nem törik.

A riasztóberendezés telepítése során a központot a felállítás helyén illetéktelenek számára hozzáférhetlenné kell tenni.

A riasztó szirénát a biztosított területen kívül úgy kell elhelyezni, hogy azok egyrészt nehezen hozzáférhetők legyenek, másrészt viszont a riasztó jelzést a szomszédok jól hallhassák.

Fényérzékelős betörőjelző áramkör

Lezárt helyiségek védelmét többféle módon oldhatjuk meg. Hosszabb távollét esetén legegyszerűbb a fényérzékelő áramkörök használata. Az elv igen egyszerű. A védendő helyiségben (ill. helyiségekben) a redőnyök leengedésével elsőtűtünk. A megfelelő helyre fényre riasztó áramkört helyezünk el. Ha illetéktelen „vendég” érkezik, akkor a helyiségbe, ill. a riasztó áramkör érzékelőjére mindenféleképpen fény kerül. Nappal az ajtónyitáskor, éjjel a villany felkapcsolásakor, vagy a zseblámpa használatakor fény jut a fotoérzékelőre, s a riasztó áramkör működésbe lép. Az áramkört úgy kell kialakítani, hogy rövid fényimpulzus hatására is tartós riasztást vezessen. A riasztócsengőt pl. a szomszédban is elhelyezhetjük.

Az 1.10. ábrán fény hatására működésbe lépő betörésjelző áramkör látható. Abban az esetben, ha fény esik a fényérzékelő ellenállásra, akkor az áramkör riasztó jelet ad ki és ebben az állapotban marad mindaddig, míg ki nem kapcsoljuk. Az áramkör csengőt működtet, de a jelfogó érintkezőjén keresztül egyéb jelző-riasztó egységeket is aktiválhat. Az ilyen biztonsági eszköz tervezése során két szempontot kell figyelembe venni. Az első az, hogy az áramkörnek teleges működésének kell lennie, hogy független legyen a hálózati tápfeszültségtől. Másodsor igen fontos szempont, hogy a készülék áramfelvétele minimális legyen, mivel az alkalmazott telepek egyébként igen gyorsan kimerülnek.

Fotoérzékelőként kadmium-szulfid alapanyagú fényellenállást használunk. Sötétben ugyanis ennek az ellenállása igen nagy és már gyenge viláosságra is ez az ellenállás erősen lecsökken. Az LDR 03 típus sötétellenállása nagyobb mint 10 M Ω és 100 lux megvilágítás esetén az ellenállása már csak 1 k Ω . Az LDR 03 típuson kívül az ORP 12, LDR 05, vagy ezekkel egyenértékű típusok is felhasználhatók.

Amennyiben az áramkört tüzelzésre is alkalmazni kívánjuk tenni úgy érzékelő gyanánt a

kadmium-szulfid fényellenállás kevésbé alkalmas. Hátránya, hogy kevésbé érzékeny az infravörös tartományra. Ha kadmium-szelelő fényellenállást alkalmazunk, akkor megfelelő érzékenység biztosítható az infravörös tartományban is, ez pedig az a terület, amely a lángokra jellemző. Az ólom-szulfid fényellenállás még kedvezőbb jellemzőkkel rendelkezik. „Befedi” az egész látható spektrumot és megfelelő mértékben benyúlik az infravörös tartományba.

Az áramkörben az F fotoellenállás a P_1 potenciométerrel együtt egy feszültségosztót alkot. A potenciométer csúszkájáról levett egyenszint az R_1 áramkorlátozó ellenálláson keresztül a T_2 tranzisztor bázisára kerül. A T_2 tranzisztoron mindaddig nem folyik át kollektórára, míg bázisának feszültsége a T_2 és T_3 $2 \times 0,6$ V-os nyitófeszültségét, vagyis a kb. 1,2 V-ot nem lépi túl. Amikor tehát a T_2 tranzisztor nem vezet, akkor elhanyagolható áram folyik az R_4 és R_3 ellenálláson, a T_2 ill. T_3 tranzisztor kollektor-emitter, illetve bázis-emitter átmenetén. Ekkor a T_1 és T_2 tranzisztor lezárt állapotban van. Sötétben, vagyis a készülék figyelő állapotában a fotoérzékelő ellenállásértéke 1 M Ω -nál nagyobb, így a tranzisztorok szivárgási áramával együtt az áramfelvétel nem haladja meg az 5 μ A-t.

Ha a kadmium-szulfid fényellenállás megvilágítást kap, akkor ellenállása lecsökken és a T_2 tranzisztor bázisára jutó feszültség megnövekszik. Amikor ezen feszültség szintje túllépi az 1,2 V-ot a T_2 tranzisztor kinyit, s az R_4 ellenálláson keresztül a T_1 tranzisztor is nyitófeszültséget kap. A T_1 tranzisztor kollektorkörében lévő R_2 ellenálláson ekkor további áram folyik a T_2 tranzisztor bázisába. Ez lényegében egy regeneratív visszacsatoló hurok, amely a T_1 és T_2 tranzisztor esetében növeli az átkapcsolás sebességét. Az R_2 ellenállás viszonylag kis értékéből kifolyólag az áramkör ebben az állapotban marad akkor is, ha a fotoérzékelőre eső fény megszűnik. Így a fotoérzékelőnek csak egy pillanatnyi megvilágítása szükséges ahhoz, hogy a T_1 és T_2 tranzisztor vezető állapotba vigye és az óntartó állapot kialakuljon. Ekkor 2 mA-t nem meghaladó áram folyik keresztül az R_2 ellenálláson és a T_2 , valamint a T_3 tranzisztorok bázis-emitter átmenetein. Ennek következtében a T_3 tranzisztor is vezetővé válik, s a kollektorkörében lévő jelfogó meghúzza. A jelfogó ekkor a j_1 munkaérintkezőjén keresztül a riasztócsengőt megszólaltatja.

Kívánatos, hogy a csengőt és az azt működtető telet az áramkörtől külön helyezzük el, mivel a csengőnek a nagy transziens áramai és feszültségei megzavarhatják az elektronika működését.

A viszonylag kis kapacitásértékű C_1 kondenzátor a fotoérzékelő huzalozása által felszedett bűgőfeszültség és egyéb zavaró feszültségek hatására bekövetkező hibás működés meggátolására szolgál. A D_1 alkatétel a szokásos fordított polaritással bekötött dióda, mely a jelfogó teret áramának a kikapcsolásakor létrejövő indukciós feszültségökéstől védi a T_3 tranzisztor.

Sugármegszakításos betöréssjelzők

Ha a védeni kívánt bejárat, ablak vagy egyéb körzet előtt keresztben futtatunk egy láthatatlan sugárnyalábot, akkor ezáltal egy láthatatlan „buktatódrótot” hozhatunk létre, amely egy riasztó egységhez kapcsolódva riasztást válthat ki. A behatoló illetéktelen személy tehát anélkül szakítja meg a fénysugár útját, hogy tudna róla. Így megfelelő tartóáramkörű elrendezéssel tartós riasztójel érhető el.

Az 1.11. ábrán kb. 5 m hatótávolságot áthidaló, kadmium-szulfid fényellenállással felépített „fénysorompós” riasztókapcsolás „vevőáramkörének” látható. A kapcsolásban a T_1 tranzisztor U_{BE} bázis-emitter feszültségét a P_1 trimmer-potenciométer és az LDR 03 típusú kadmium-szulfid fényellenállás határozza meg. Amennyi-

ben az adórész izzólampájának infravörös szűrővel szűrt fénye nem jut el a fényérzékelő ellenállásra (a megszakított fénysugár esetén), akkor a T_1 tranzisztor lezárt állapotú, miközben a T_2 és T_3 tranzisztorok vezetnek és a T_3 tranzisztor telítésbe kerül. E tranzisztorok kollektorkörében lévő jelfogó meghúzza és a j_2 munkaérintkezőjén keresztül a kimenetre rövidzár ad, mely a hozzákapcsolt jelző-riasztó egységet tápfeszültséggel látja el. Ugyanakkor a T_3 tranzisztoron az R_7 , R_6 és R_{10} ellenállások által meghatározott bázisáram folyik. Amikor a fénysugár útja folyamatossá válik, tehát a fényellenállás az infravörös sugarak érik – annak ellenállása csökken. Ennek következtében növekszik a T_1 tranzisztor U_{BE} bázisáramja és a tranzisztor vezetővé válik. Ekkor csökken a T_2 tranzisztor bázisnyitófeszültsége és ezáltal az zárni kezd. Hasonlóan viselkedik a T_4 és T_5 tranzisztor is. Amikor a T_3 tranzisztor bázispotenciálja megnövekszik, a T_2 teljesen lezár, akárcsak a T_4 és T_5 tranzisztor. Ekkor a jelfogó nyugalmi (elengedett) állapotba kerül – így a riasztási állapot megszűnik.

A K_2 kapcsoló kétféle riasztást tesz lehetővé: ideiglenes és folyamatosat. A K_2 kapcsoló bekapcsolás állapotban ugyanis a meghúzott jelfogó a j_1 munkaérintkezőjén keresztül tartóáramkört képez. Az „ideiglenes”, tehát a K_2 kapcsoló nyitott helyzetében a riasztórendszer csak a fényérzékelő ellenállást érő infravörös sugarak megszakításakor riaszt. A „folyamatos” állásban (a K_2 kapcsoló bekapcsolás állapotában), ha egyszer megszakad a fénysugár útja, a riasztás addig tart, amíg azt az illetékes személy a K_2 kapcsoló kikapcsolásával, majd újra bekapcsolásával nem állítja. Az áthidalható távolság kb. 5 m, ha 12 V/1,2 A áramfelvételű izzólampát használunk a fényadóban. A vevőelektronika tápfeszültsége 12 V. Az össz-disszipált teljesítmény kb. 15 W.

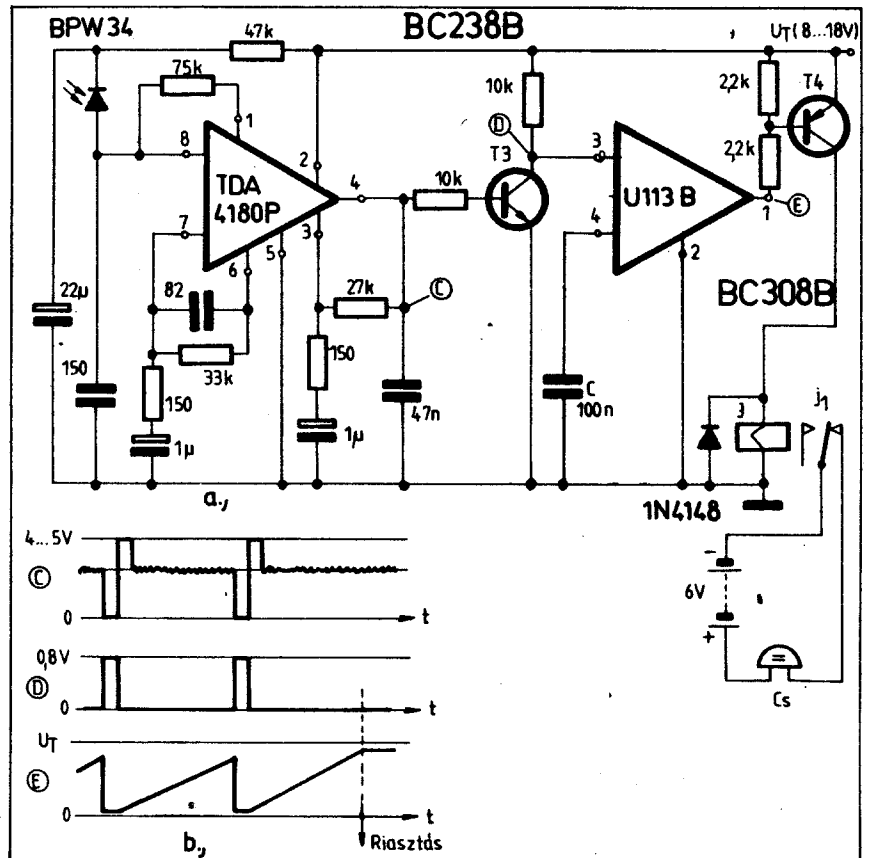
Infravörös impulzus-fénysorompós riasztókapcsolás

A modulátlan fényforrású sugársorompóknál a környezeti megvilágítás a rendszer működését megzavarhatja. Továbbá az ilyen rendszerek idegen jelforrással könnyen hatástalaníthatók.

A sugármegszakításos betöréssjelzők közül a legkorszerűbb változatként említhetők az infravörös impulzus-fénysorompók. Ezek előnyösen alkalmazhatók nagyobb távolságok áthidalásánál és telepes táplálásnál. A kb. 10 m-es távolság áthidalása minimális fogyasztás mellett a következő módon érhető el. Ezen működési elvnel először is kihasználják a GaAs infravörös fényt kibocsátó diódák igen rövid időtartamú, nagy impulzusáram mellett létrejövő nagy sugárerejét. Ez azt jelenti, hogy igen rövid időtartamú fényimpulzusokat állítunk elő, megfelelően hosszú szünetek mellett. Ha pl. a CQY 99 típusú fényemittelő diódára periodikusan kapcsolt feszültség időtartamát, tehát a bekapcsolási időt, vagyis az impulzusszélességet $t_{be} = 20 \mu$ s, a periódusidőt pedig 50 ms (20 Hz) időtartamúra választjuk, akkor 2 A-es impulzusáram esetén az átlagos diódaáram csak 0,8 mA lesz. Ha ebbe beleszámítjuk a fényimpulzusokat előállító generátor fogyasztását is – az áramfelvétel így sem éri el az 1 mA-t. Az ilyen „fényimpulzus-adó” 4,5 V/10 A-os tárolókapacitású telepről egy éven át üzemeltethető folyamatosan.

Az infravörös impulzus-fénysorompós riasztókapcsolás „fényadójának”, illetve „fényvevő áramkörének” kapcsolási rajza és jelalakjai az 1.12. illetve az 1.13. ábrán láthatók. A fényadó által kibocsátott fényimpulzusok kitöltési tényezője (lásd az A jelalak):

$$t_{be}/T = 20 \mu s / 50 ms = 0,04\%$$



1.13. ábra. Impulzus-fénysorompós riasztókapcsolás „vevőáramkörének”; a kapcsolási rajza; b jelalakjai

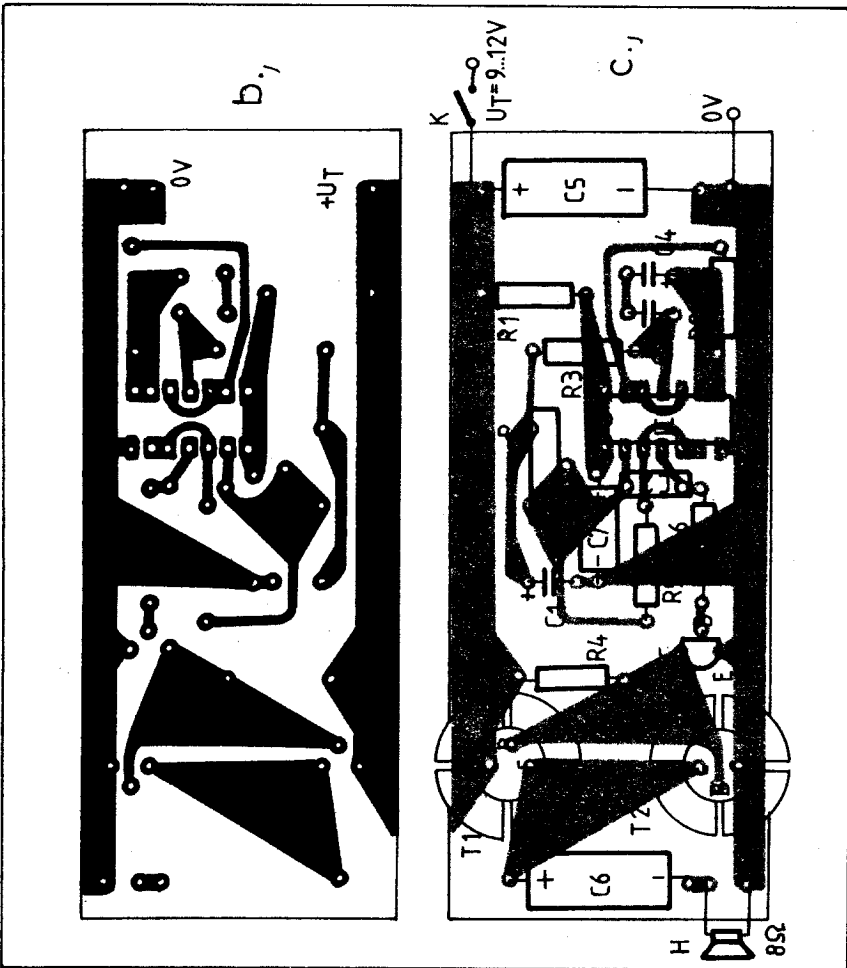
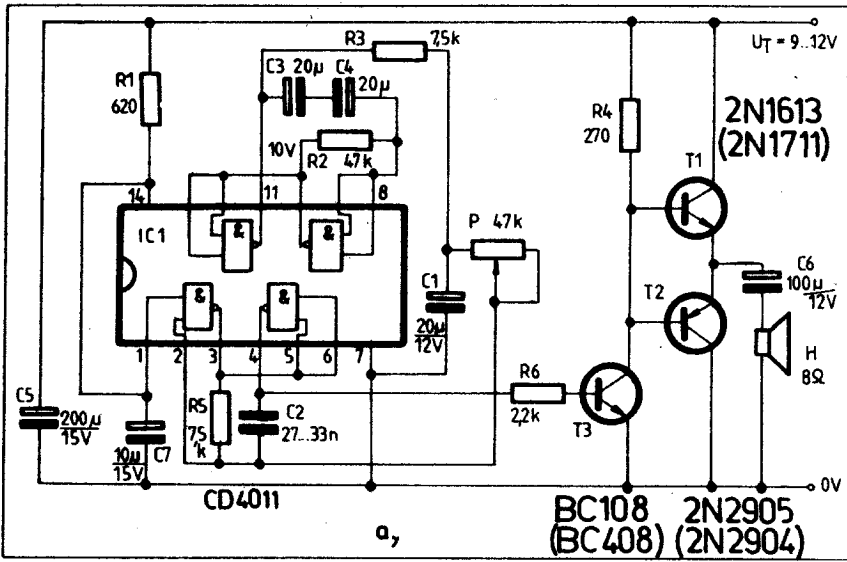
Ha impulzusgenerátorként hagyományos astabil multivibrátort alkalmaznánk, akkor a hosszú időtartamú impulzusszünetekben is viszonylag nagy lenne az áramfogyasztás, mivel a két tranzisztor közül az egyik mindig vezet. A kis impulzuskitöltési tényező csak akkor vezet

minimális átlagáram-felhasználáshoz, ha az impulzusgenerátor a hosszú impulzusszünetekben kevés áramot vesz fel. Ezt a feltételt a komplementer tranzisztoros astabil multivibrátor elégíti ki (1.12. ábra), mivel az impulzusszünetekben mindkét tranzisztor lezárt állapotban van. A

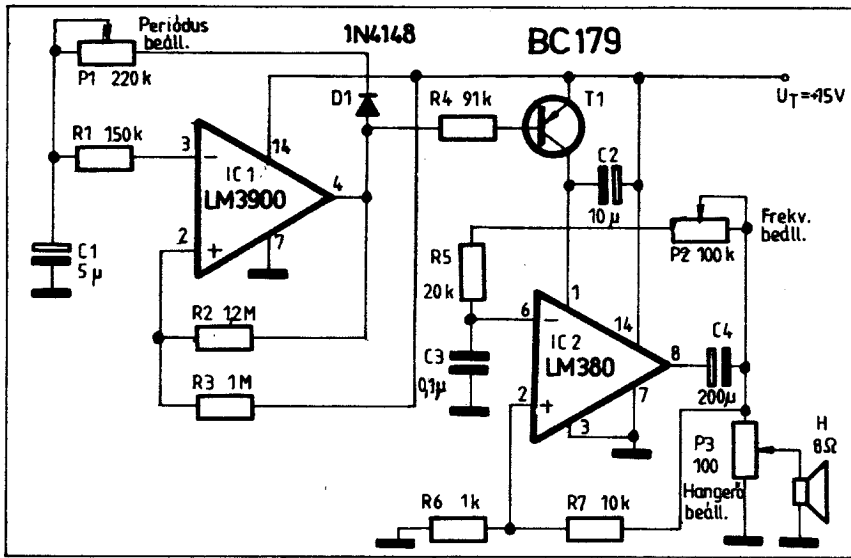
kapcsolás részletes működésének ismertetésére a későbbiekben visszatérünk. Nézzük most azt, hogy a fényimpulzusokat hogyan dolgozza fel a vevőáramkör (1.13. ábra). A fényugárútban levő BPW 34 fotodióda érzékeli a periodikusan (50 ms-onként) reá eső 20 μ s időtartamú fényimpulzusokat, melyek a TDA 4180 P típusú integrált áramkör kimenetén felerősítve jelennek meg (C jelalak). Az erősítő kimeneti jelét a T₁ tranzisztorból álló fokozat zajmentes pozitív impulzusokká alakítja (D jelalak). Ezek a periodikusan ismétlődő pozitív impulzusok az AEG-Telefunken gyártmányú U 113 B típusú integrált érintéskapcsoló bemenetére jutva egy fűrészgenerátort indítanak (E jelalak). A fűrészjel emelkedési sebességét a C kondenzátor kapacitása határozza meg. E kapacitásértékét úgy kell megválasztani, hogy az impulzusok hiánytalan megjelenése esetén a fűrészjel ne érje el az U_T tápfeszültség értékét (E jelalak). A működés tehát impulzushiány-érzékelésen alapul. Amikor az impulzus üzemi fényugár-sorompó fényútja egy pillanatra leárnyékolásra kerül, akkor a periodikusan érkező impulzusok közül legalább egy ki marad. Az ugyancsak periodikusan ismétlődő fűrészjel most tovább emelkedve közel eléri az U_T tápfeszültség értékét. Ennek eredményeként a T₄ tranzisztor lezár, s a jelfogó elenged, mely a riasztójel kiváltásához vezet. A vevőáramkör tehát lényegében egy impulzushiány-érzékelő kapcsolás. A C kondenzátor kapacitásának növelésével a fűrészjel emelkedése lassabb lesz. Így több impulzushiány időtartamát követően közelíti meg a fűrészjel a tápfeszültség értékét. A kapcsolást nem szabad már egyetlen impulzus hiányának érzékelésére beállítani (a C kondenzátor kapacitásának a csökkentésével), ugyanis fennállhat az a veszély, hogy enyhén csökkenő tápfeszültség esetén a jelfogó „szaggatni” kezd. Mivel az akkumulátorról vagy szárazselemlről működtetett kapcsolásnál cél a minél hosszabb üzemeltetési időtartam elérése, így a tápfeszültség-változás is nagy lehet. A feszültségstabilizálás viszont nem járható út, mert a nagyobb teljesítményfelvétel az elérhető üzemidőt csökkenti. Hálózatról történő működtetésnél a feszültségstabilizálás megoldható, de emellett az U 113 B integrált áramkör bizonyos „példányszórásával” is számolni kell. A kapcsolás előnyeként említhető, hogy hálózatról történő működtetés esetén az áram-kimaradásakor a jelfogó elenged és így önműködően kiváltja a riasztást (vagyis a hálózati feszültség megszűnését is jelzi). A riasztó egységet természetesen hálózatfüggetlen tápforrásról kell üzemeltetni.

A vevőáramkör fényvevő-diódájára oldalról beeső zavaró fényt fekete műanyag csővel árnyékolhatjuk le. Napfényszűrő fóliával ellátott műanyag lencse alkalmazásával (mely már az infravörös fejhallgatónál ismeretes) a hatótávolság megnövelhető és a zavaró fényvel szembeni érzékenység csökkenthető. Ha ennek ellenére – az adott esetben – az áramkör még mindig túl érzékeny lenne a zavaró fényvel szemben, akkor csökkenthető a bemeneten levő 75 k Ω -os ellenállás értéke, ami azonban a hatótávolság rovására megy.

Visszatérve a fényadó tárgyalására, annak kis fogyasztása a komplementer tranzisztoros astabil multivibrátor alkalmazásával érhető el. Az 1.12. ábrán láthatóan, amikor a kapcsolás impulzusszünet állapotban van a C₁ kondenzátor a megelőző impulzus során az ábrán feltüntetett polaritással feltöltődött. Így a T₁ tranzisztor bánya néhány voltos negatív előfeszültséget kap, tehát mindkét tranzisztor lezárt állapotban van. Az R₁ 1 M Ω -os és az R₂ ellenálláson, a fényemittáló diódán és R₄ ellenálláson keresztül a C₁ kondenzátor most lassan áttöltődik. Ez a folyamat mindaddig tart, amíg a T₁ tranzisztor bázisfeszültsége akkora pozitív szintet nem ér el, amelynél a kollektorárama megindul. Ennek következtében a T₂ tranzisztor is vezérlővé kezd válni, mely a T₁ tranzisztor még gyorsabb nyitását vonja maga után. A visszacsatolás a T₁ és T₂



1.14. ábra. CMOS IC-vel felépített elektronikus sziréna: a áramköri felépítése; b és c NYÁK-rajza és alkatrészbeültetési rajza

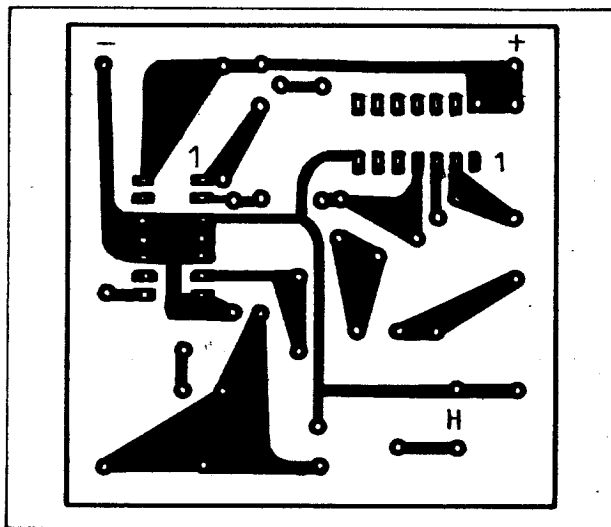


1.15. ábra. Programozható elektronikus sziréna kapcsolási rajza

2. táblázat. Az 1.12. ábra áramkörében a növekvő paraméterek hatása az amplitúdóra, periódusra és impulzushosszra. Növekedés (+), hatás nélkül (0), csökkenés (-)

Növekvő paraméter	Amplitúdó	Periódus	Impulzusszélesség
Tápfeszültség	+	0	-
Az infravörös dióda nyitófeszültsége	-	+	+
R ₁	+	+	0
R ₂	0	0	+
C ₁	0	+	+
T ₁ áramerősítése	0	0	+
T ₂ áramerősítése	0	0	+
Hőmérséklet	+	0	-

transzisztorok gyors átkapcsolásához vezet. A C₁ kondenzátor most a vezető T₂ tranzisztoron, az R₂ ellenálláson és a T₁ tranzisztor bázis-emitter átmenetén keresztül újból áttöltődik az eredeti polarításra. Amint csökken a T₁ tranzisztor bázisába áramló áttöltő áram, növekszik a T₂ kollektorfeszültsége és a T₁ tranzisztor bázisfeszültsége az R₂-n és C₁-en át tovább csökken. A tranzisztorok most ismét lezárt állapotba kerülnek, vagyis a visszabillenés bekövetkezik.



1.16. ábra. Programozható elektronikus sziréna nyomtatott áramköri rajza

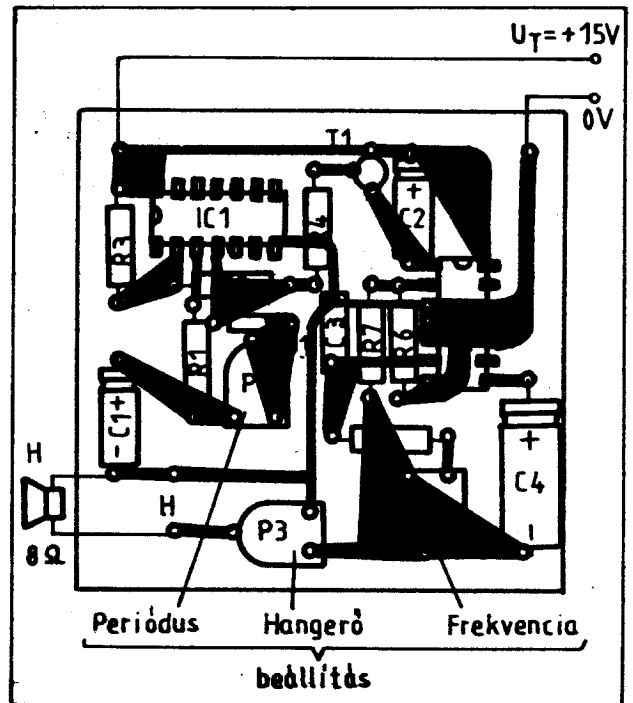
A fentiekből látható, hogy az 50 ms-os periódusidőt, vagyis lényegében az impulzusszünetet az R₁ és C₁, a 20 μs-os rövid impulzus-időtartamot pedig alapvetően az R₂ és C₁ alkatелеmek határozzák meg. Az impulzus-időtartam (szélesség) ezenkívül változik a tranzisztorok, a tápfeszültség és az infravörös fényt emittáló dióda áramerősítési tényezőjével (2. táblázat).

1.3. Elektronikus szirénák

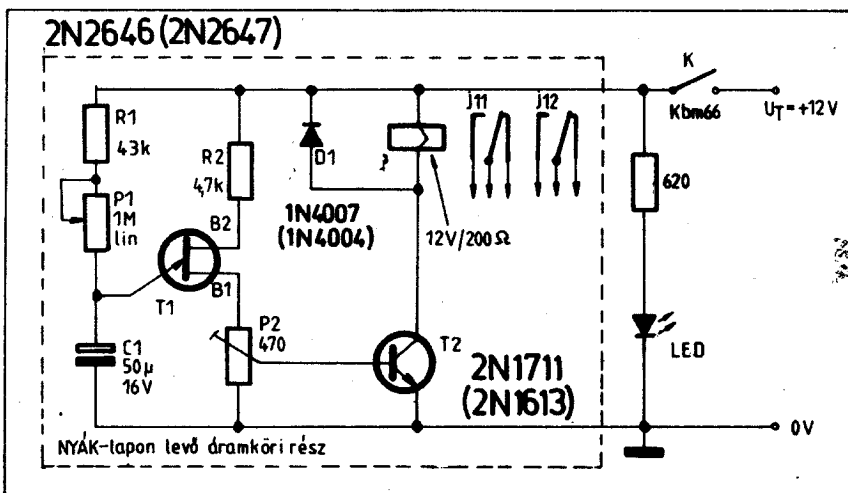
Az 1.14. ábrán látható elektronikus sziréna egyetlen integrált áramkörrel és három tranzisztorral kb. 1.5 W kimeneti teljesítményt szolgáltat. Az alkalmazott kapcsolás szíve a CD4011 típusú CMOS integrált áramkör, mely 3...12 V tápfeszültség-tartományban üzemeltethető. A sziréna egy igen kis frekvenciájú moduláló generátorból, valamint egy 800...1000 Hz-es generátorból áll. Az integrált áramkör négy darab NAND- (NÉS) -kaput tartalmaz. Ez utóbbiak teszik lehetővé a legkisebb költséggel a két említett generátor megvalósítását. Mindegyik generátorhoz két kaput használunk fel, valamint az R₅-C₂ és R₂-C₄-C₃ alkatелеmeket, melyek a rezgés frekvenciáját határozzák meg. A modulációs mélység a P kimenetével állítható be a kívánt értékre. A kimeneti jel az IC 4-es kivezetésén jelenik meg. A tápfeszültség bevezetésére a 7-es és 14-es lábak szolgálnak. A hangszórót a T₁, T₂ és T₃ tranzisztorokból álló hangfrekvenciás erősítő kimenetéről hajtjuk meg a C₆-os kondenzátoron keresztül. E kondenzátor egyben az egyenáramú komponens leválasztására is szolgál.

A teljes kapcsolás 9...12 V közötti tápfeszültségre üzemeltethető.

A 1.15. ábrán programozható elektronikus sziréna kapcsolási rajza látható. A hangerő a P₃ potenciométerrel állítható a kívánt értékre. A frekvenciabeállítás a P₂ potenciométerrel történik. Az IC₂ integrált áramkör itt stabil multivibratorként üzemel. Frekvenciáját a P₂, R₅ és C₃ elemek határozzák meg. E kapcsolásban a frekvencia 250...1500 Hz-es tartományban a P₂ potenciométerrel tetszőlegesen beállítható. Az



1.17. ábra. Programozható elektronikus sziréna alkatrész-beültetési rajza



1.18. ábra. Elektronikus ütemadó kapcsolási rajza

$$f = \frac{1}{0,36(P_2 + R_3) \cdot C_1}$$

kifejezés lehetővé teszi, hogy megállapíthassuk a beállítható frekvencia két határát, amikor a P_2 potenciométer rövidzárként, illetve 100 kΩ-os ellenállásként szerepel.

A periódusidő a P_1 potenciométerrel állítható a kívánt értékre.

A kapcsolás nyomtatott, illetve alkatrészbeültetési rajza az 1.16., illetve az 1.17. ábrán látható.

1.4. Elektronikus ütemadó

Az 1.18. ábra egyrétegű tranzisztort (UJT-t) tartalmazó relaxációs oszcillátoros ütemadót mutat. A jelfogó érintkezőivel különböző jelzőriasztó egységek rövid időtartamú periodikus be- és kikapcsolása válik lehetővé. A kapcsolás gépkocsi ablaktörlő ütemadójaként is használható. A rajzon feltüntetett alkatelem-értékeknel a P_1 potenciométerrel az ütemidő 1..25 másodperc közötti időtartamra állítható be.

A szóban forgó kapcsolás nyomtatott és alkatrészbeültetési rajza az 1.19. ábrán került feltüntetésre.

1.5. Fénynaptár a hét napjainak kijelzésére

Az 1.20. ábrán látható elektronikus naptár a hét megfelelő napját jelzi ki a hét LED egyikének az aktiválásával. Az adott nap érzékelése az F_1 és F_2 sorosan kötött fényellenállások segítségével történik. Zavaró fények, pl. villámlás, gépkocsi-reflektorok, valamint egyéb külső fényforrások az áramkör működését nem befolyásolják. A fényérzékelőket műanyag csőbe helyezve, azokat eltérő irányokba kell beállítani.

Az áramkör működése a következő. Tegyük fel, hogy a naptár hétfői napra van beállítva, és este, vagyis sötét van. Amikor a nap felkel, az LDR fényérzékelők ellenállása több mint ezredrészére csökken, s így a feszültség a C_1 kondenzátoron eléri a 2N2646-os egyrétegű tranzisztort átbillenési küszöbét, mely a T_2 és T_3 tranzisztorok kinyitását eredményezi. Fízalatt a C_1 kondenzátor kisül az R_4 ellenálláson keresztül és azonnal feltöltődik a C_3 kondenzátor. majd a C_4 is néhány másodperccel később. A T_4 tranzisztor ekkor kinyit és a nullára állított számlálóra jutó első impulzus a „keddi napra lépteti” a számlálót. Amíg a fényellenállásokra fény kerül,

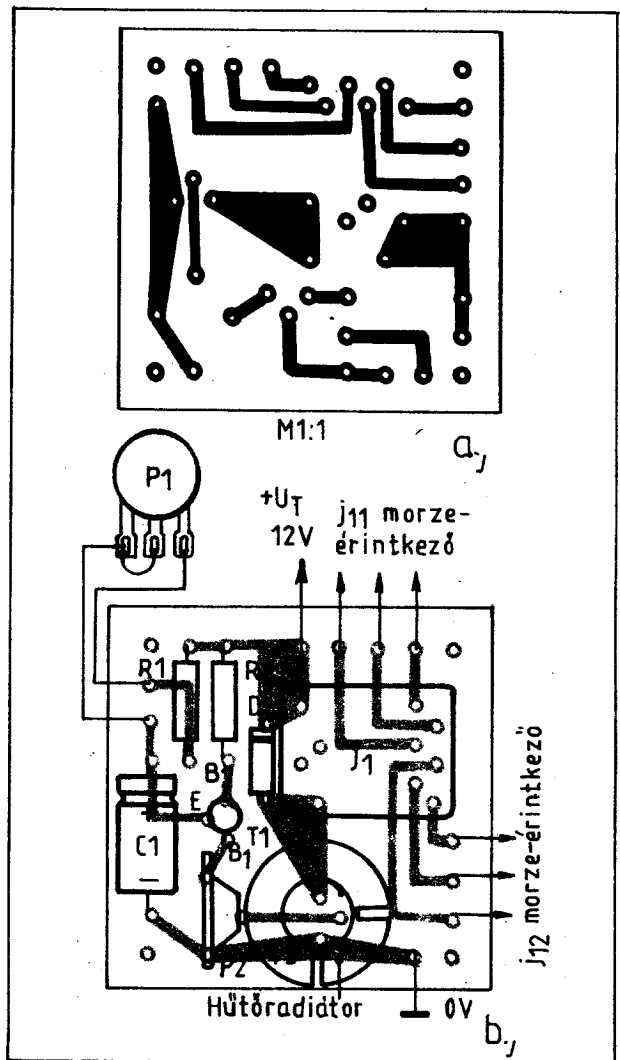
addig a relaxációs oszcillátor (2N2646) impulzusai újra töltik a C_3 és C_4 kondenzátorokat. Sötétedéskor a fényérzékelők ellenállása megnövekszik és a relaxációs oszcillátor impulzusai egyre lassabbá válnak, végül az oszcilláció teljesen leáll. Az áramkör tehát nyugalmi állapotba kerül egészen a következő napfelkelteig.

Az alkalmazott LED-ek áramfelvétele 6..7 mA.

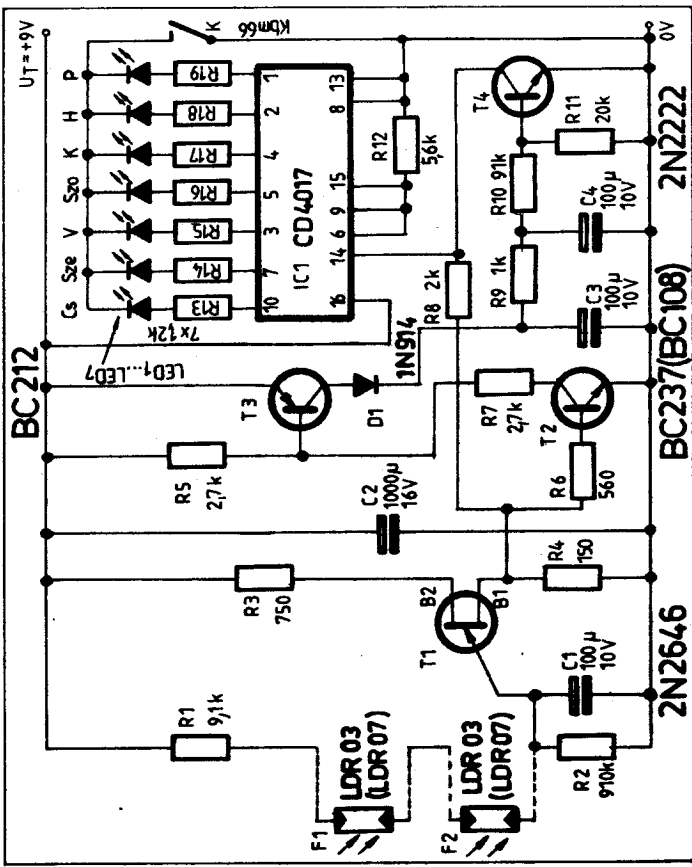
A készülék nyomtatott áramköri, illetve alkatrészbeültetési rajza az 1.21., ill. az 1.22. ábrán látható.

1.6. LED-es villanójelző

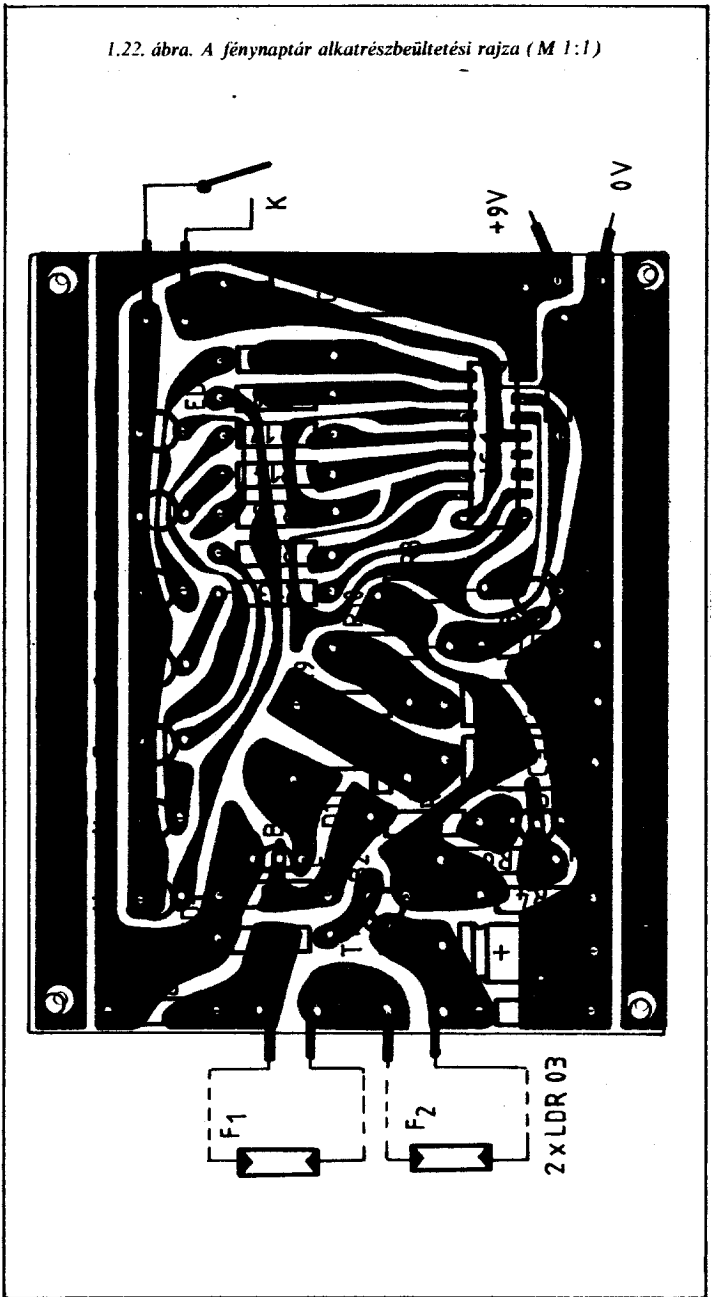
A folyamatos riasztó jelzőfénynél kedvezőbbek a villogó fények. Az 1.23. ábrán látható LED-es fényvillanító áramkörben egy Schmitt-trigger látja el a regeneratív kapcsoló szerepét. Az R_1 és R_2 ellenállás a be- és kikapcsolási időt határozza meg. A legkedvezőbb be- és kikapcsolási arány 2:1 értéknél mutatkozik. A feltüntetett ellenállásértékek kb. 1,5 Hz-es frekvencia mellett teljesítik ezt. A LED fényereje az R_3 és R_4 ellenállás megválasztásával állítható be a szükséges értékre.



1.19. ábra. Az elektronikus ütemadó nyomtatott áramköri- és alkatrészbeültetési rajza

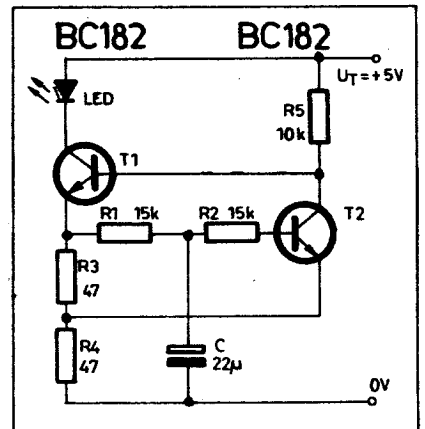


1.20. ábra. „Fénynapítár” a hét napjainak kijelzésére



1.22. ábra. A fénynapítár alkatrészbeültetési rajza (M 1:1)

1.21. ábra. A fénynapítár nyomtatott áramkörtérkép rajza (M 1:1)



1.23. ábra. LED-es villanójelző kapcsolási rajza

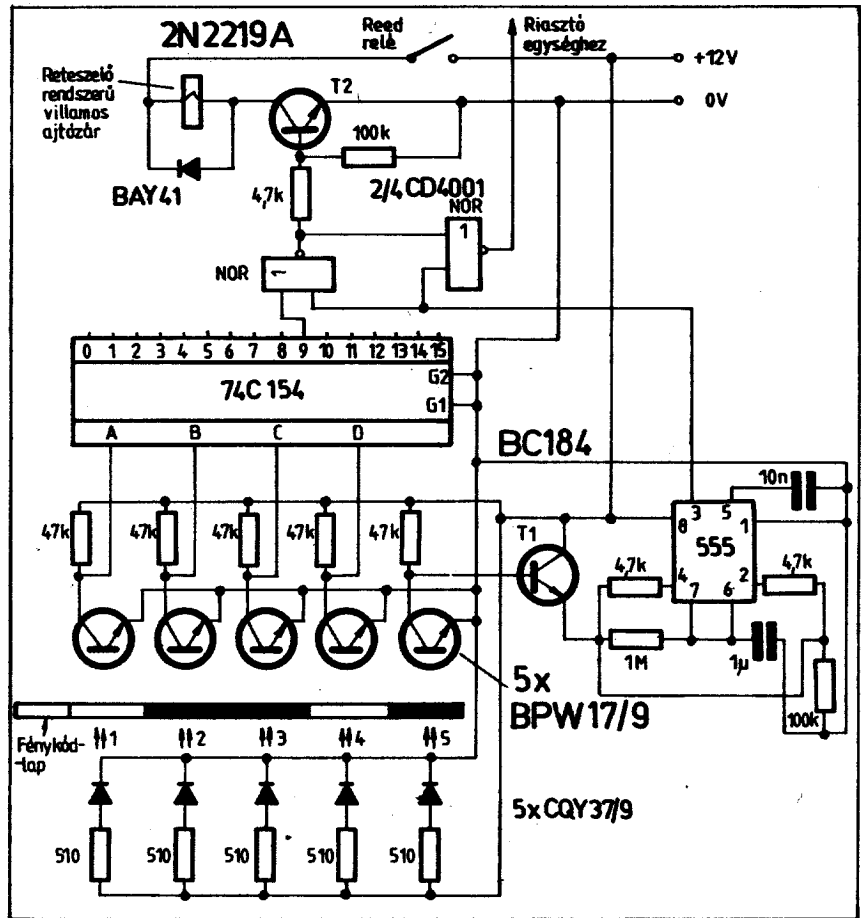
2.2. ábra. Fénykódolapos, beállítható kódkombinációra nyíló, villamos ajtózárat vezérlő áramkör

2. Vezérlés- és szabályozástechnikai áramkörök

2.1. Villamos ajtózárvézelés

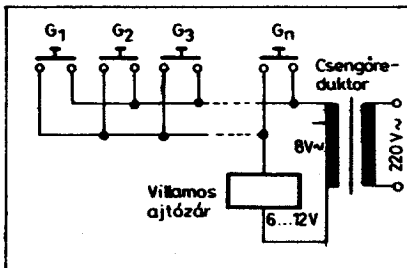
A villamos ajtózárnak a lakás belső helyiségeiből történő nyitása a 2.1. ábrán látható egyszerű áramkör segítségével oldható meg. Bármelyik párhuzamosan kapcsolt nyomógomb megnyomásakor feszültséget kap a villamos ajtózárvézelés. Ezen igen egyszerű megoldás hátránya, hogy ha valamelyik nyomógomb beragad, akkor a villamos ajtózárvézelés állandóan feszültség alatt van. Ezt a villamos ajtózárvézelés elektromágnesének bűgő hangja jelzi, mivel azt váltakozó feszültségről tápláljuk. Ha a rugó ellenében kinyíló ajtóknál valamelyik nyomógombot megnyomjuk, akkor az ajtó a zárfelelő követően kinyílik. Ez kellemetlen lehet a nyomógomb véletlen megnyomása esetében.

A 2.2. ábrán egy ún. „fénykódolapos”, beállítható kódkombinációra nyíló villamos ajtózárvézelési rajza látható. A fényt kibocsátó LED-sor és a fototranzisztor-sor elemei egymással szemben, az optikai tengelyben fekszenek. A bedugott fénykódlap (mint kulcs) egyes helyeken megszakítja a fény sugar útját. A fénykódolapon 5 sáv van. Az 5. sáv a fénykódolapon mindig sötét, s így a fény útját megszakítva a teljes bedugás esetén a T₁ tranzisztoron keresztül indítja az 555-ös típusú integrált időzítő áramkörrel felépített, 10 másodpercre beállított késleltést. A fénykódlap négy sávja 4 bites kombinációt

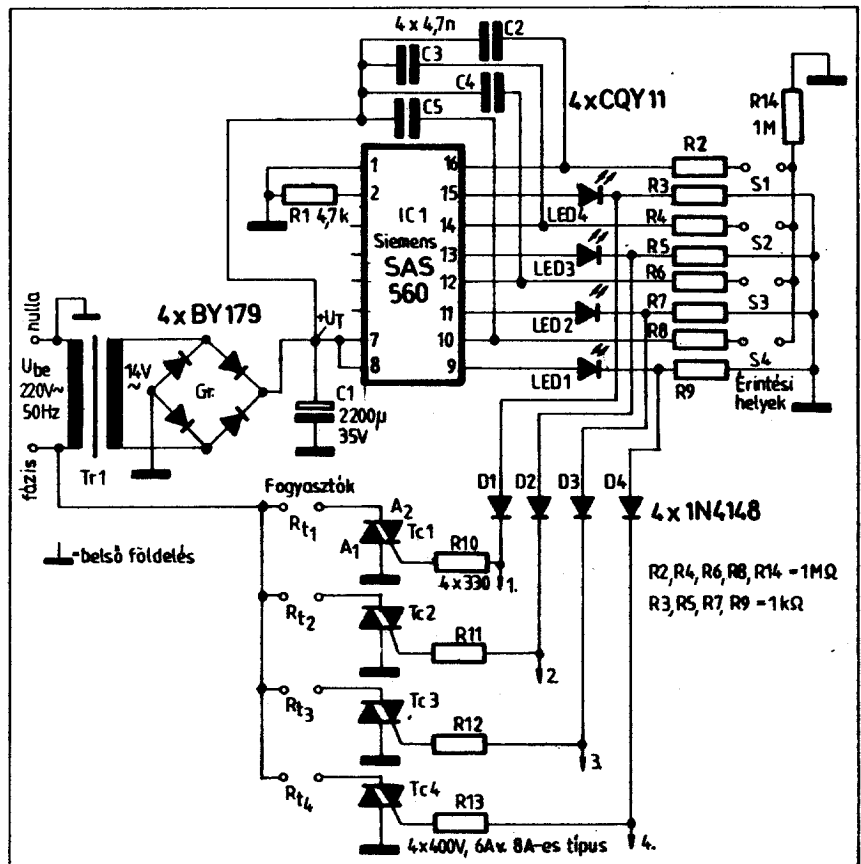


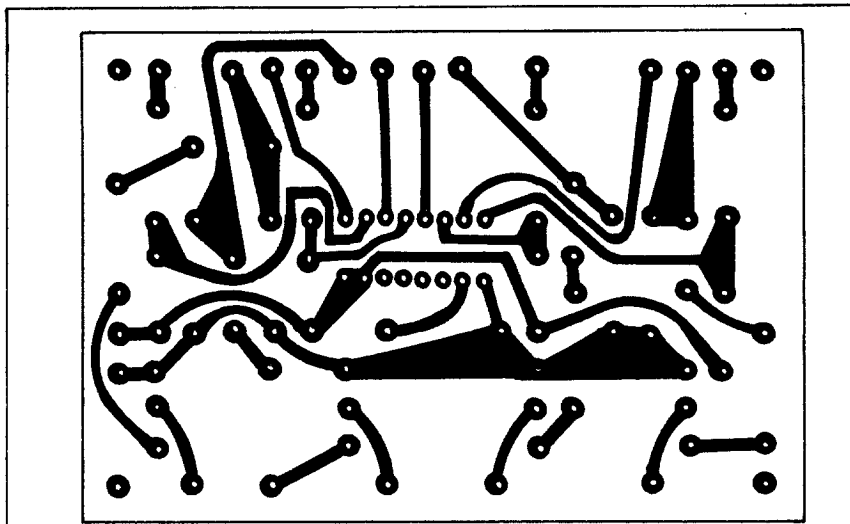
2.3. ábra. Érintéskapcsoló négy fogyasztó ki-be kapcsolásához (Siemens)

biztosít 16 nyitási lehetőséggel. Mivel a 16 zárkombináció minimális, ezért alkalmazzuk a 9 másodperces időzítő áramkör rezeselő hatását és a sikertelen nyitási kísérletre működésbe lépő riasztó egységet. Így az elért védelem már nem lebecsülendő. A kódkombináció tetszőlegesen megválasztható, azonban teljesen sötét fénykódolapot nem szabad használni, mivel ebben az esetben a zár pl. egy sötét papírsíkkal is kinyitható. A biztonság tovább fokozható, ha a villamos ajtózárvézelés áramkörébe sorosan egy reed-relét iktatunk be. A zár nyitása így a 10 másodperces késleltetési idő letelte után az ajtó belső oldalára ragasztott reed-relének egy állandó mágnessel való meghúzásával történik.

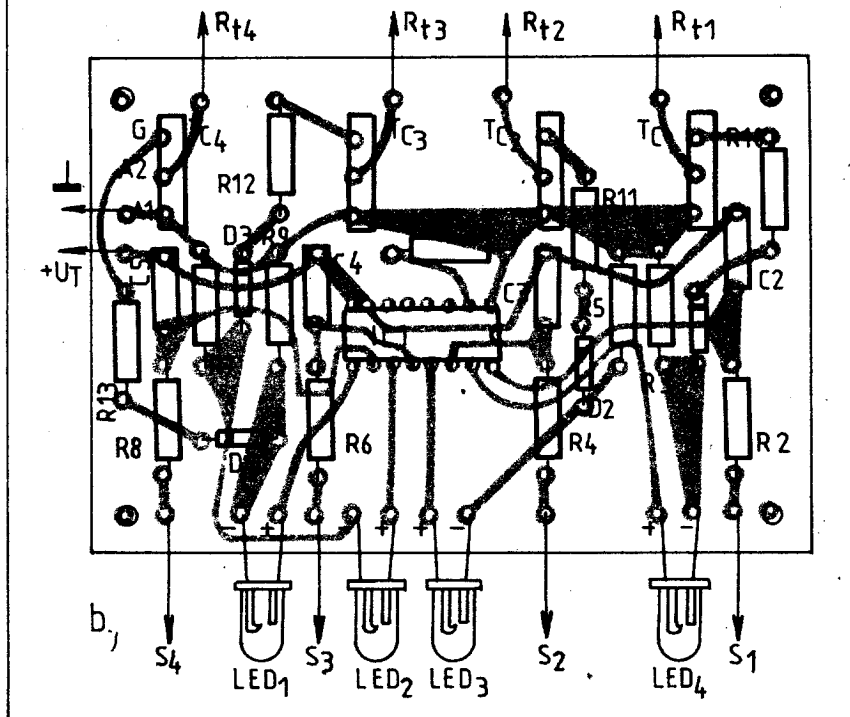


2.1. ábra. Villamos ajtózárvézelés párhuzamosan kötött nyomógombok segítségével





a.)



b.)

2.4. ábra: Az előző ábra érintéskapcsolójának nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajza (M 1:1) (Siemens)

A „kulcs” bedugása során példánkban az első négy sáv LHHH kódot ad, mely a tízes számrendszerben 9-et jelent. Ezt az első négy számjegyet a 74C154 típusú demultiplexer áramkör dekódolja. A 9-es kimeneten így L szint jelenik meg. A 10 másodperc időtartam elteltével az 555 típusú időzítő 3-as kimenete is L szintre vált. A két L szint a T_2 tranzisztor meghajtó NOR-(NVAGY) -kapunak inverz bemeneti jelül szolgál, ES feltételt teljesít, amire kimenete H szintre vált. Így a villamos ajtózárra tekercs gerjesztett állapotba kerül.

Illetéktelen nyitási kísérletnél (helytelen kód esetén), amikor a késleltető áramkör működésbe lép és a demultiplexer 9-es kimenete H szintű, akkor a villamos ajtózárra vezérlő NOR (NVAGY) kapu kimenete L szinten marad,

azonban a riasztó egységet vezérlő NOR-kapu kimenete H szintre vált. Ennek következtében aktiválódik a riasztó egység.

2.2. Elektronikus érintéskapcsoló

A 2.3. ábrán a Siemens cég által gyártott SAS 560 típusú integrált áramkörrel felépített érintéskapcsoló áramköri rajza látható. Ezen integrált áramkör segítségével minimális számú különálló alkatrész felhasználásával négy különböző fogyasztó ki-bekapcsolására nyílik lehetőség. A kimeneten triakok vannak, melyek csatornánként max. 1000 W-os teljesítményfelvételt fogyasztók vezérlését biztosítják.

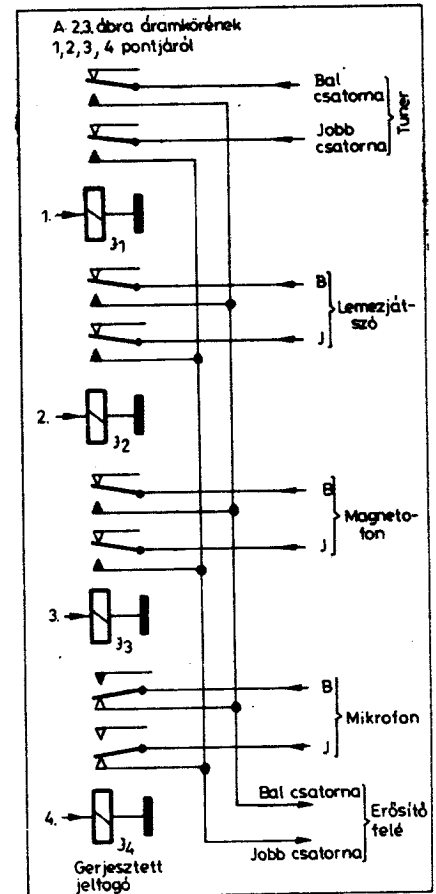
A kapcsolás üzembe helyezésekor az S_1 érintőpont (szenzor) fogyasztója és kijelző LED-je kap automatikusan tápfeszültséget. Az IC belső funkciója ugyanis a tápfeszültség bekapcsolásakor mindig az első fogyasztó bekapcsolását eredményezi. Ezt követően a megfelelő szenzor megérintésével bármelyik fogyasztó átkapcsolható egymás között.

A kapcsolásban az egyenirányított feszültség 17,5–26 V közötti értékű lehet. A megfelelő szűrést a C_1 kondenzátor biztosítja. Az IC táplálása az 1 és 7–8 pontokon keresztül történik. A parazita jelek elnyomását, vagyis a biztonságos működést a C_2, C_3, C_4 és C_5 kondenzátorok segítik elő. Az érintési helyekkel 1 M Ω -os ellenállások és az R_{14} 1 M Ω -os ellenállás van sorba kapcsolva, melyek megfelelő „szigetelést” biztosítanak a hálózattól. Ezen utóbbi ellenállást a lehető legközelebb kell forrasztani az érintési helyek forraszcúsihoz. Az érintési helyek bármilyen fémlektrodák lehetnek. Lényeges, hogy ezek ne legyenek túl távol egymástól. LED-ként COY 11 vagy azzal bármilyen egyenértékű típus felhasználható. Rögzítésük legegyszerűbben ragasztással oldható meg.

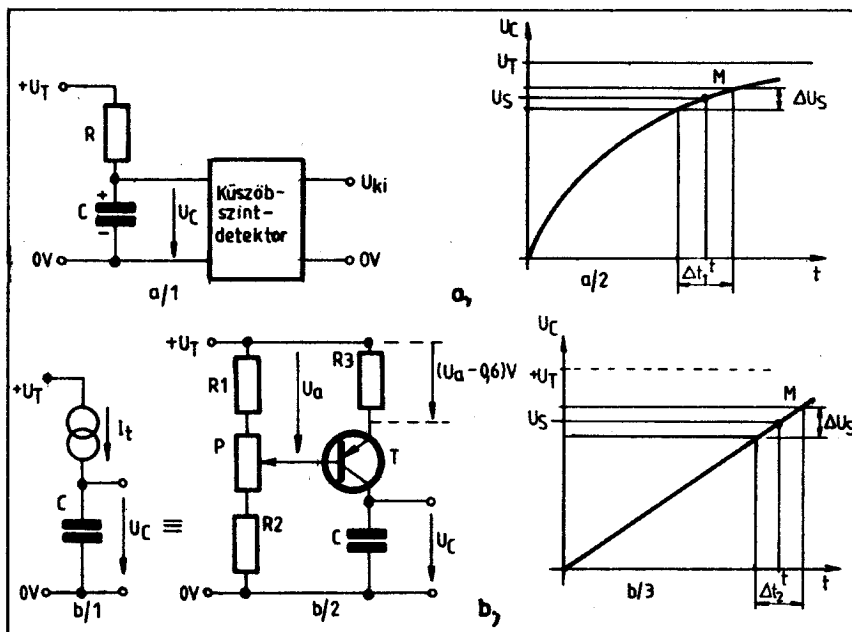
A D_1, D_2, D_3 és D_4 diódák szerepe az, hogy a triakok csak pozitív impulzusoknál kapcsoljanak be.

Az 1 kW-os fogyasztók vezérlésére 400 V/6 A, ill. 8 A-es terhelhetőségű triakokat kell felhasználni, azokat hűtőfelülettel nem szükséges el látni.

A célból, hogy az IC forrasztáskor bekövetkezhető meghibásodását elkerüljük, célszerű foglalatot alkalmazni.



2.5. ábra: Ha a 2.3. ábra kapcsolásában a triakok helyére jelfogókat építünk be, úgy lehetőség nyílik egy Hi-Fi berendezés különböző egységeinek erősítőre történő kapcsolására



2.6. ábra. Kondenzátoros időzítő áramkörök működésének alapelve: a soros ellenálláson keresztüli töltés; b állandó árammal történő áramgenerátoros töltés

Az áramkör nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajzát a 2.4. ábrán tüntettük fel.

Ha a triakok helyére jelfogókat építünk be (pl. Siemens 2RT típusok) és az R_{10} , R_{11} , R_{12} és R_{13} ellenállásokat kiiktatjuk, úgy lehetőség nyílik pl. egy Hi-Fi berendezés valamelyik egységének érintéskapcsolóval az erősítőre történő kapcsolására (2.5. ábra). Így a szenzorok segítségével vagy a tunert, vagy a lemezjátszót, vagy a magnetofont, vagy a mikrofont kapcsolhatjuk az erősítő bemenetére.

2.3. Időzítő áramkörök

Az időzítő áramkörök többségének működése egy kondenzátor lassabb vagy gyorsabb áttöltésének elvén alapul. A legegyszerűbb a 2.6a ábrán látható megoldás. Itt az U_T egyenápfeszültségről az R ellenálláson keresztül töltjük a C kondenzátort. Elegendő egy küszöbszint-detektorral vizsgálni a kondenzátor U_C feszültségét. A detektor kimenete jelzi, ha az U_C érték elér egy előre meghatározott szintet.

Közismert, hogy egy ilyen kapcsolatban a feltöltés során az U_C kondenzátor-feszültség exponenciálisan növekszik és aszimptotikusan közeledik az U_T feszültségértékhez. Ez a folyamat egyszerűen írható le. Ahogy az U_C kondenzátor-feszültség növekszik, ugyanúgy csökken az R ellenállásra eső $U_T - U_C$ feszültségkülönbség, akár csak az ellenálláson átfolyó áram. Értéke az alábbi összefüggéssel írható le:

$$i = \frac{U_T - U_C}{R}$$

Így nyilvánvaló, hogy a töltésváltozásnak megfelelően folyamatosan csökken az áram.

A 2.6. a/2 ábrán az is látható, hogy ez az exponenciális görbe az oka a késleltetési idő nagy bizonytalanságának. A küszöbszint-detektor U_S szintjét mindig csak egy adott ΔU_S toleranciával lehet beállítani. Látható, hogy ez a tolerancia egy Δt bizonytalanságot okoz a t késleltetési időben, ami annál jelentősebb, minél kisebb a görbe meredeksége az M munkapont körül.

Ez a probléma elkerülhető, ha a C kondenzátort egy állandó áramú áramgenerátoron keresztül töltjük fel. Egy ilyen megoldás látható a

2.6. b/1 ábrán, ahol az állandó áramú áramgenerátort csak szimbolikusan jelöltük. A 2.6. b/3 ábra az U_C kondenzátor-feszültség változását mutatja az idő függvényében. Látható, hogy a változás egyenes. Megfigyelhető, hogy a küszöbfeszültség ugyanazon ΔU_S hibájához jóval kisebb Δt késleltetési hiba tartozik, mint a 2.6. a/2 ábrán látható esetben.

Állandó töltőáramot biztosító egyszerű kapcsolás látható a 2.6. b/2 ábrán. A C kondenzátor a T tranzisztor kollektorkörében van, amelynek emittora az R_3 ellenálláson keresztül az U_T tápfeszültségre csatlakozik. A tápfeszültség és a T tranzisztor bázisa közötti U_a feszültség az R_1 és R_2 ellenállásoktól, valamint a P potenciomé-

ter állásától függ. Egy szilícium tranzisztor emitter-bázis feszültsége közel állandó és kb. 0,6 V. Így az R_3 ellenállásra $U_a - 0,6$ V feszültség esik. Ezek szerint az R_3 ellenálláson és következésképpen a C kondenzátoron átfolyó áram:

$$i = \frac{U_a - 0,6}{R_3}$$

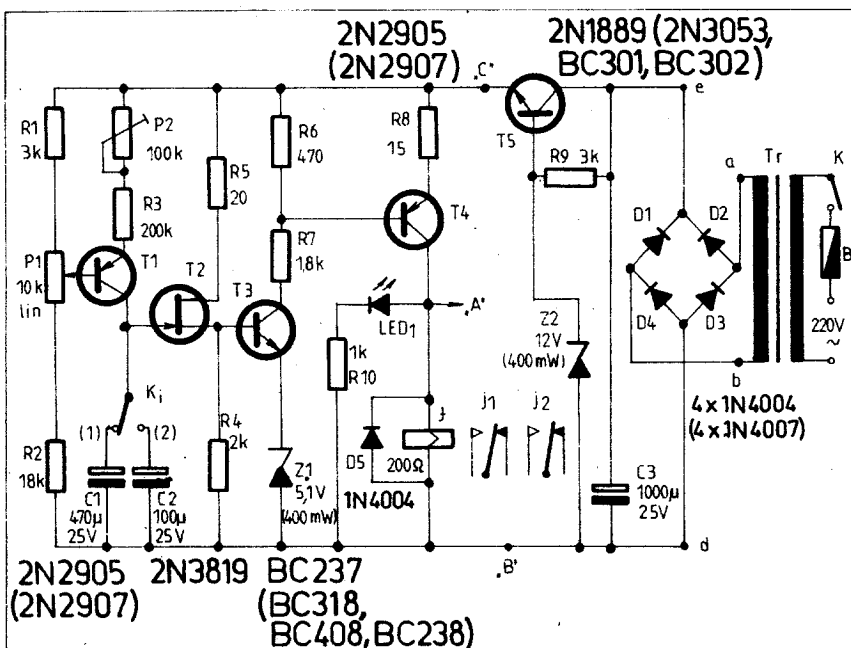
Ha a feltöltés sebességét, és ezzel a késleltetési időtartamot változtatni akarjuk, úgy elegendő a P potenciométerrel az U_a feszültségértéket megváltoztatni.

Tranzisztoros időzítő áramkör

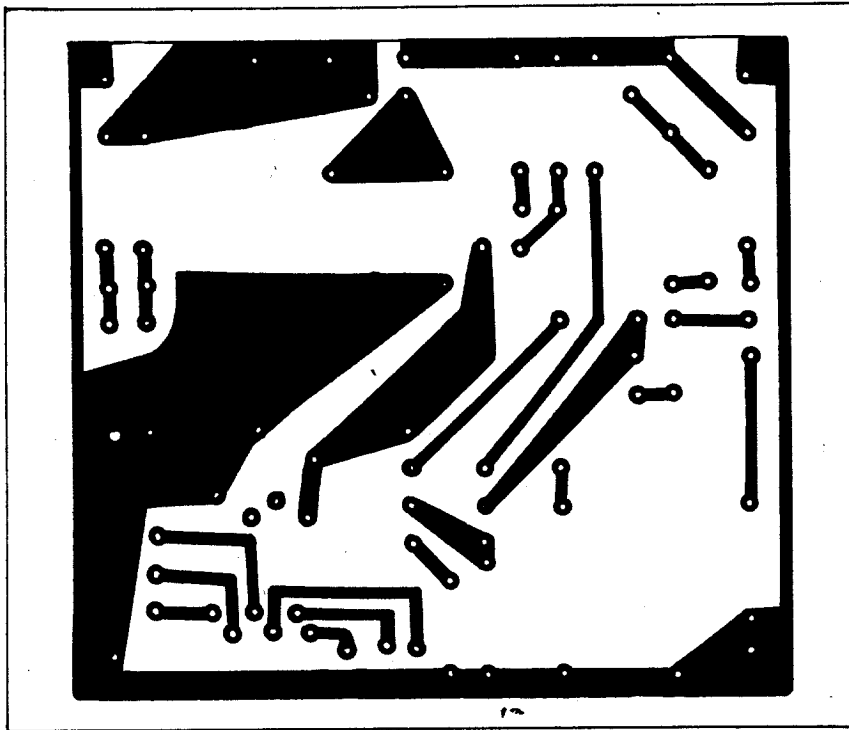
A 2.7. ábrán 5 másodperctől 30 percig beállítható késleltetési idejű, sokcélú tranzisztoros időzítő kapcsolási rajzát mutatjuk be. A kapcsolási rajzon feltüntetett értékek 30 másodperctől 10 percig tetszőlegesen beállítható időtartomány átfogására képesek.

Az áramkörben lévő T_1 tranzisztorral felépített áramgenerátor szolgáltatja a C_1 , illetve C_2 kondenzátor állandó értékű töltőáramát (lásd az előző ábrára vonatkozó leírást is). A T_1 tranzisztor bázisfeszültségét az R_1 , R_2 ellenállások és a P_1 potenciométer határozza meg. Az R_3 ellenállással sorbakötött P_2 trimmer-potenciométerrel a készülék kalibrálására nyílik lehetőség. A kapcsolat két késleltetési tartománnyal rendelkezik. Az időkésleltetési tartomány váltása a K_1 váltókapcsolóval történik. Így a C_1 vagy a C_2 kondenzátor kapcsolódik a T_1 tranzisztorral felépített áramgenerátorra.

Igen fontos az, hogy a küszöbszint-detektor ne zavarja meg a C_1 , ill. C_2 kondenzátorok feltöltődésének folyamatát, vagyis a szóban forgó kondenzátorokat nem szabad terhelni. A küszöbszint-detektornak ezért nagy bemeneti impedanciával kell rendelkeznie. Ezt a T_2 FET-es fokozattal biztosítjuk. Az R_4 ellenálláson feszültségeltozással jelenik meg a C_1 vagy C_2 kondenzátorokon lévő növekvő U_{C1} vagy U_{C2} feszültség. Ez a feszültség a T_3 tranzisztor bázisára kerül, mely a küszöbszint-detektort alkotja. A T_3 tranzisztor emitterkörében lévő Z_1 Zenerdióda mindaddig zárva van, míg a bázispotenciál nem éri el a Zener-feszültséget (itt 5,1 V) - he-



2.7. ábra. Tranzisztoros időkapcsoló áramkör



2.8. ábra. A tranzisztoros időkapcsoló áramkör nyomtatott áramkörti rajza (M 1:1)

A késleltetési tartományok néhány alkatelem cseréjével egyszerűen változtathatók. Pl.:

C (μ F)	R ₃ (k Ω)	P (k Ω)	Késleltetés
47	100	47	5...30 s
100	100	47	10...60 s
1000	220	100	4...20 min
1000	330	220	6...30 min

lyesebben a Zener-feszültségnél néhány száz millivolttal nagyobb értéket, ami az emitter-bázis nyitófeszültségnek felel meg.

Ezen feszültségérték túllépésekor a T₃ és T₄ tranzisztor igen gyorsan vezetvé válik és így a T₄ tranzisztor kollektorkörében lévő jelfogó meghúz. A különböző fogyasztók ki-be kapcsolása a jelfogó j₁ és j₂ érintkezőjén keresztül történik.

A kapcsolási rajzból láthatóan a tápfeszültségellátás a hálózatról 12 V-os szekunder tekercsű transzformátorral és az azt követő Graetz-egyenirányító hidról történik. A kb. 13,5 V-os egyenfeszültség az e és d pontok között 3 db sorosan kapcsolt 4,5 V-os zselblampaelemről is biztosítható. Az időzítés a tápfeszültség bekapcsolásával (K kapcsoló, vagy az elemekkel sorbakötött kapcsoló segítségével) indítható. A kapcsolásban a C₃ szűrőkondenzátort az R₉ ellenállás és a Z₂ Zener-dióda követi. Ezen két elem segítségével a T₅ tranzisztor bázisán 12 V-os referencifeszültséget állítunk elő. A T₅ tranzisztor emitterén 11,5 V-os stabilizált egyenfeszültség jelenik meg, garantálva így az időzítési időtartam megfelelő stabilitását is.

A kapcsolásban 40...100 mA meghúzóáramú, 8...10 V feszültségnél működő bármilyen jelfogótípus felhasználható.

A kapcsolás nyomtatott áramköre, illetve alkatrészbeültetési rajza a 2.8., illetve a 2.9. ábrán látható.

A kapcsolás hitelesítését stopperórával kell elvégezni. A P₁ potenciómért kezdő állásba csavarva (30 s) a P₂ trimmer-potenciómért úgy kell beállítani, hogy a késleltetési idő 30 másodperc legyen. Ezt követően a stopperórával végzük el az előlapon lévő P₁ potenciómért-skála beosztását. A nagyobb késleltetési idők tartományának (K₁₁) „skalázásakor” a már beállított P₂ trimmer-potencióméterhez nem szabad hozzányúlni.

A kapcsolásban a jelfogó meghúzott állapotát a LED₁-gyel jelezzük ki.

A 2.10. ábrán egy olyan kapcsolást mutatunk be, melynek segítségével akusztikusan jelezhető a késleltetési időtartam vége. Az A; B és C csatlakozási pontok megfelelnek a 2.7. ábra azonos jelölési pontjainak. Amíg a 2.7. ábra T₃ tranzisztorának billenési szintjét a C₁, ill. C₂ „kondenzátorfeszültség” nem éri el, addig a T₄ tranzisztor nem vezet. Az A és B pontok potenciálja ekkor közel azonos. Így a 2.10. ábra kapcsolásának T₁ és T₂ tranzisztorra lezárt állapotú, a C₁ kondenzátorba töltőáram nem folyik. A billenési szint elérése után az A pont potenciálja a földhöz képest 12 V közelébe kerül és így a T₁ tranzisztor vezetvé válik. Az R₃ és R₂ ellenállások úgy vannak megválasztva, hogy ez utóbbin kb. 4 V feszültségesés jön létre. Az áramgenerátorként működő T₂ tranzisztor tölti a C₁ kondenzátort. A T₃ egyrétgű tranzisztor (UJT) azonban periodikusan kisíti a kondenzátort, így a C₁ kondenzátoron egy fűrészfeszültséget kapunk. Az R₄ és C₁ alkatelemeket úgy kell megválasztani, hogy a fűrészel frekvenciája a 0,8...1 kHz-es tartományba essék.

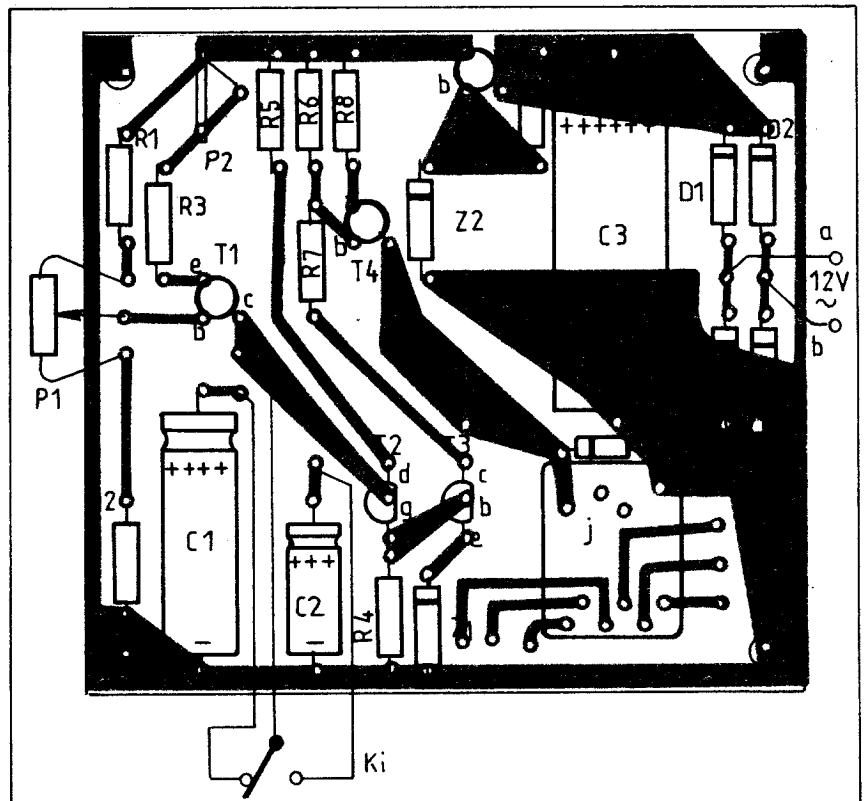
Mivel a C₁ kapacitáson megjelenő fűrészelet nem szabad terhelni, így a T₄-T₅ tranzisztorokból álló Darlington-kapcsolást alkalmazzuk. A T₅ tranzisztor emitterkörében lévő R₈ ellenállásról lehetőleg teljesítmény elegendő egy 50...100 Ω -os kis hangszóró meghajtására.

A kapcsolás nyomtatott áramkörti és alkatrészbeültetési rajzát a 2.11. ábrán tüntettük fel.

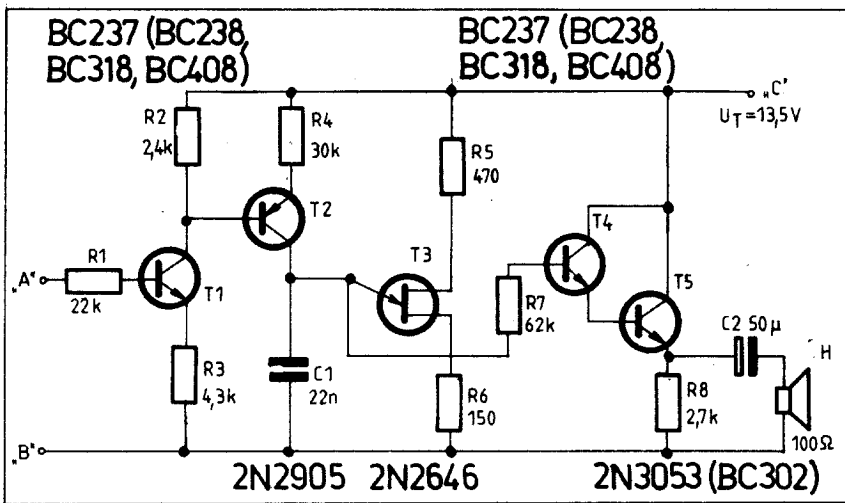
2.4. Tápegységek

Igen sok készülék és áramkör csak akkor működik kielégítően, ha annak tápfeszültsége állandó.

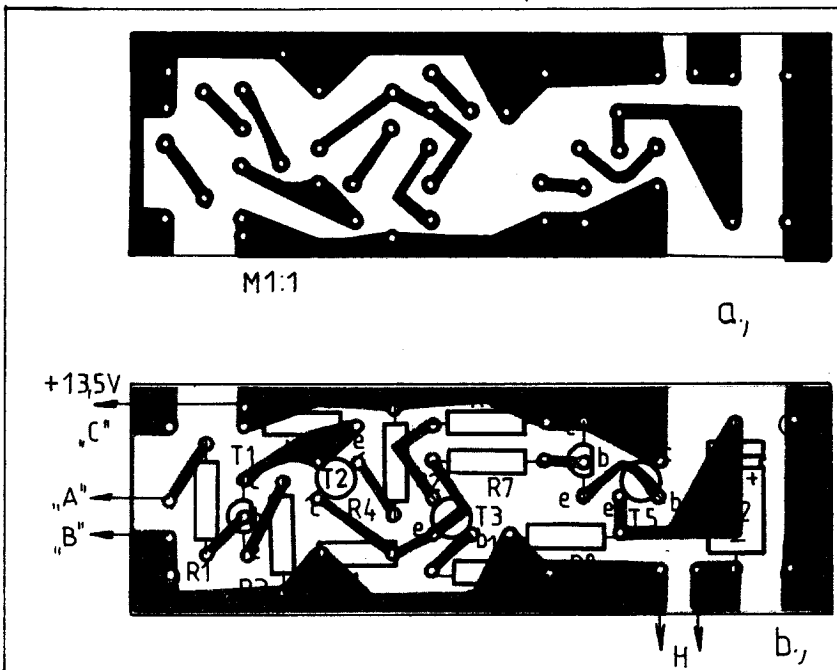
A tápegységekről és azok működéséről a Rádióamatörök kézikönyvében és az 1977. évi Rádiótechnika évkönyvében (159...180. oldal) már



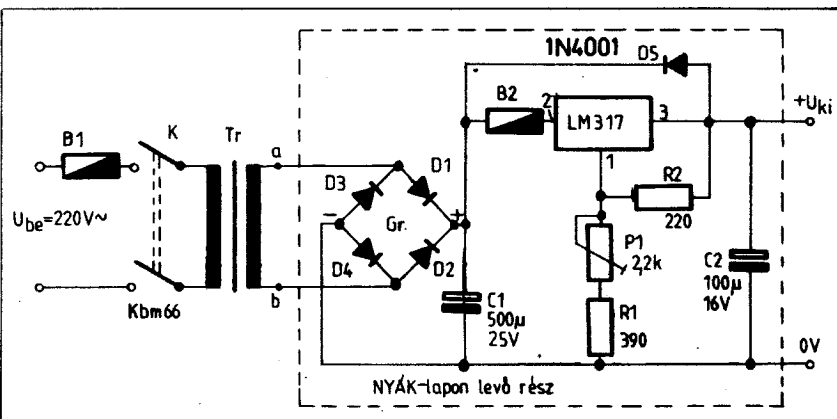
2.9. ábra. A tranzisztoros időkapcsoló áramkör alkatrészbeültetési rajza (M 1:1)



2.10. ábra. Akusztikus jelző elvi kapcsolási rajza



2.11. ábra. Az akusztikus jelző nyomtatott áramköri és alkatrészbeültetési rajza



2.12. ábra. Változtatható kimeneti feszültségű stabilizált tápegység LM 317 típusú integrált áramkörrel

részletesen irtunk. Most néhány ismert IC-vel és elérhető alkatrémekkel felépíthető gyakorlati áramköröket mutatunk be. Ezek a tápegységek hibátlan áramköri megépítés esetén különös be szabályozás szükségessége nélkül működőképesek. Ezért itt nem célunk a teljes működési leírás részletes ismertetése. Az említett irodalmak tanulmányozása, vagyis a teljes megértés nélkül is működőképes kapcsolásokat építhetünk.

Változtatható kimeneti feszültségű integrált áramkörös tápegység

A 2.12. ábrán LM 317 típusú integrált áramkörrel felépíthető, 3...12 V között változtatható kimeneti feszültségű stabilizált tápegység kapcsolási rajzát tüntettük fel. A kimenet terhelhetősége 0,5 A, illetve 1,5 A, attól függően, hogy LM 317T (TO-220) vagy LM 317K (TO-3) típusú háromkivezetésű integrált áramkört építünk a kapcsolásba. A kisebb terhelhetőségű változat esetében 9...12 V/0,6 A terhelhetőségű, az 1,5 A-es kimenet esetében pedig 15 V/1,7 A terhelhetőségű transzformátort kell alkalmaznunk. A kisebb terhelhetőségű A változatnál 0A 202, 1N4001, a nagyobb terhelhetőségű B változatnál pl. BY 126 vagy azzal egyenértékű, 1,5 A-t meghaladó áramterhelésre készült diódatípusok használhatók a nagyvezetési-nyitító D₁...D₄ diódáiként. B₂ biztosíték gyanánt 0,5, illetve 1,5 A-es típusokat kell felhasználni.

Mindkét változat nyomtatott áramköri rajzát, illetve alkatrészbeültetési rajzát megtalálhatjuk a 2.13., illetve 2.14. ábrán. A B változat esetében az LM 317K integrált áramkör megfelelő hűtőfelületre kell felszerelni.

Laboratóriumi tápegység

A 2.15. ábrán amatőr munkák során felhasználható, több kimeneti feszültséget biztosító „laboratóriumi tápegység” kapcsolási rajzát tüntettük fel. A +5 V fix kimeneti feszültséget LM 309K vagy LM 323K típusú integrált áramkör segítségével állítjuk elő. Terhelhetősége ezen kimenetnek 1,5, illetve 3 A - az alkalmazott IC-típustól függően.

A +5...+13 V, illetve a -5...-13 V stabilizált kimeneti feszültséget az előző ábra (2.12. ábra) kapcsolásához hasonló elrendezésben állítjuk elő. A pozitív kimeneti feszültség áramkörében LM 317T, a negatív körben pedig LM 337T típusú háromkivezetésű integrált áramkört használtunk fel. A maximális 3 A-es terhelőáramot a T₁, illetve a T₂ tranzisztorok alkalmazása teszi lehetővé. A kimeneti feszültség beállítása a P₁, illetve a P₂ potencióméterrel történik. A beállított kimeneti feszültségeket a +U_{ki} és -U_{ki} voltmérők jelzik. A B₂, illetve a B₃ biztosíték gyanánt 3 A-es típusokat kell alkalmazni. Úgy a negatív, mint a pozitív kimenetbe beiktattunk egy-egy árammérőt. A K₁ és K₂ kapcsolókkal 0,3 A, illetve 3 A-es mérőhatár állítható be.

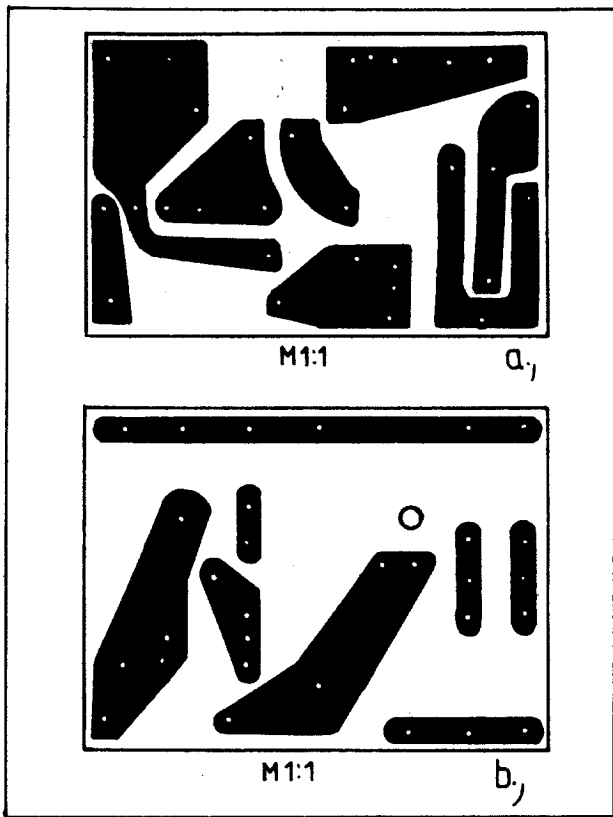
A kapcsolás nyomtatott áramkörének, illetve alkatrészbeültetésének rajza a 2.16., illetve a 2.17. ábrán látható.

A T₁ és T₂ valamint az IC₃ alkatrémeket megfelelő hűtőfelülettel kell ellátni.

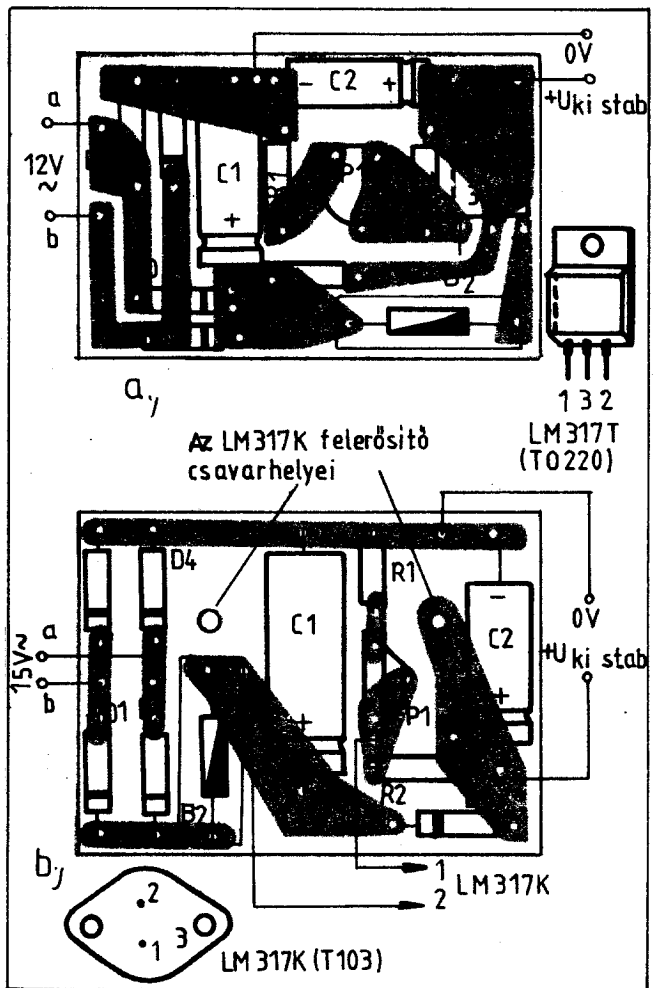
Transzformátor nélküli 6/12 V-os konverter

A 2.18. ábrán egy transzformátor nélküli, 6/12 V-os, 0,5 A-rel terhelhető DC-DC konverter kapcsolási rajza látható. A DC-DC konvertereknél kétféle megoldás kínálkozik: a transzformátort tartalmazó konverter, vagy a kondenzátoros feszültségszorzós kivitel. Az első megoldással nagyobb kimeneti teljesítmények érhetők el, azonban megfelelő transzformátor alkalmazását teszi szükségessé. A második változat csak kisebb terhelőáramokra alkalmas, de

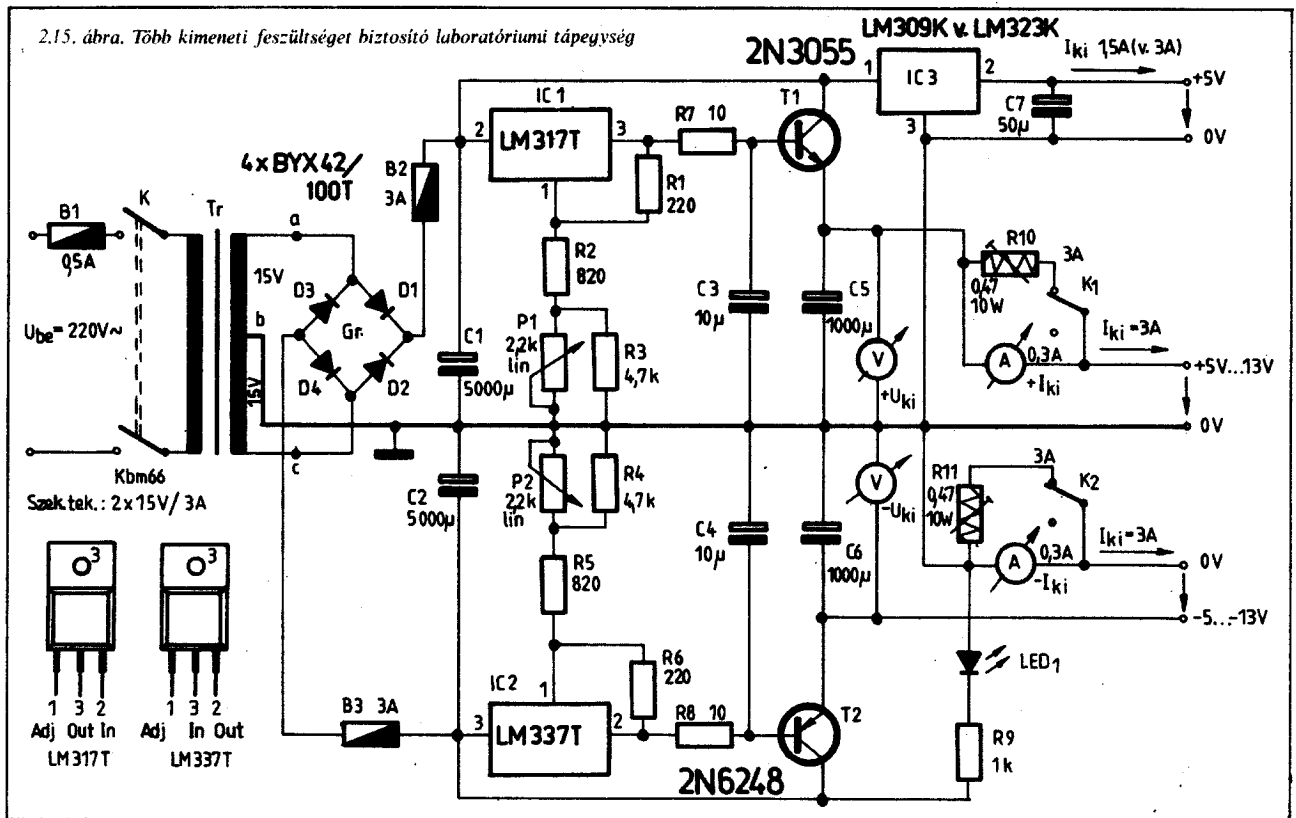
- 2.13. ábra. A 2.12. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri rajza: a A változat; b B változat (M 1:1)

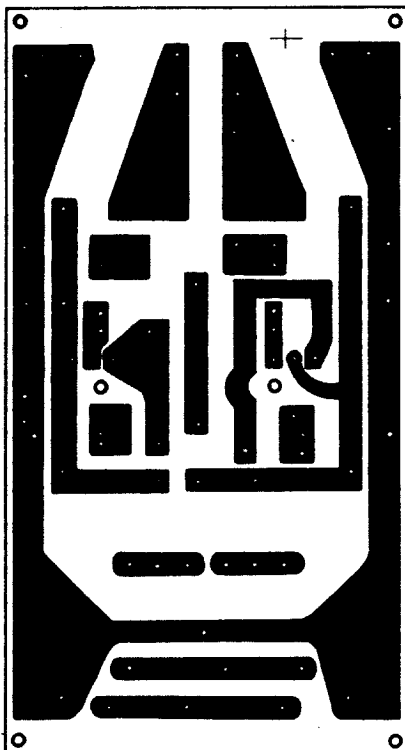


2.14. ábra. A 2.12. ábra kapcsolásának alkatrész-beültetési rajza: a A változat; b B változat (M 1:1)



2.15. ábra. Több kimeneti feszültséget biztosító laboratóriumi tápegység

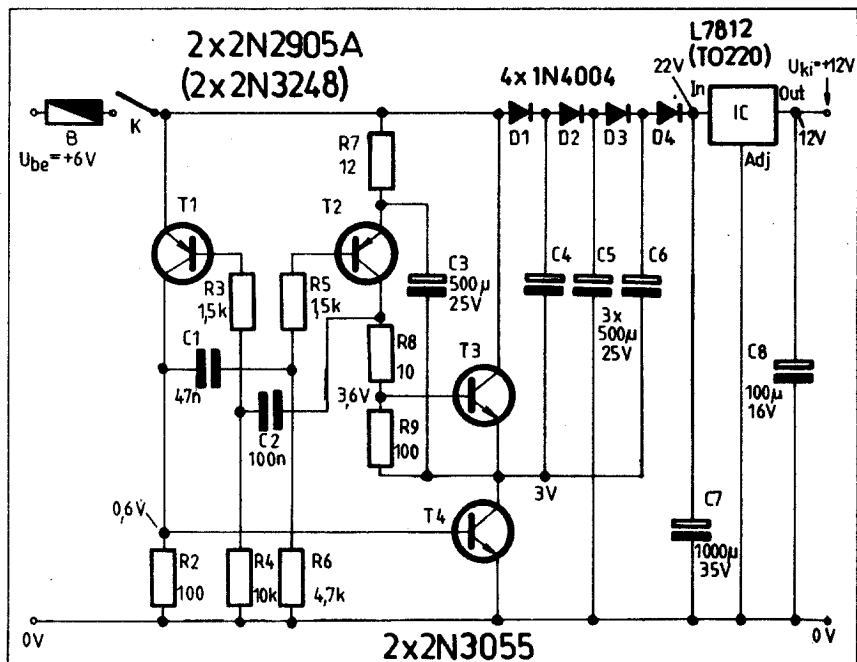




2.16. ábra. A 2.15. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri rajza

előnye, hogy könnyen megvalósítható a kereskedelemben beszerezhető alkatelmekkel, mivel nem szükséges hozzá semmiféle (tervezést igénylő) speciális alkatlem.

A kapcsolásban a T_1 és T_2 tranzisztorok instabil multivibrátort alkotnak. Ezen szabadonfutó instabil multivibrátor kb. 1,5 kHz-es frekvenciát szolgáltat, amelyet a bázisok és a kollektorok közötti kondenzátor-csatolás hoz létre. Így az



2.18. ábra. Transzformátor nélküli 6/12 V-os DC-DC konverter

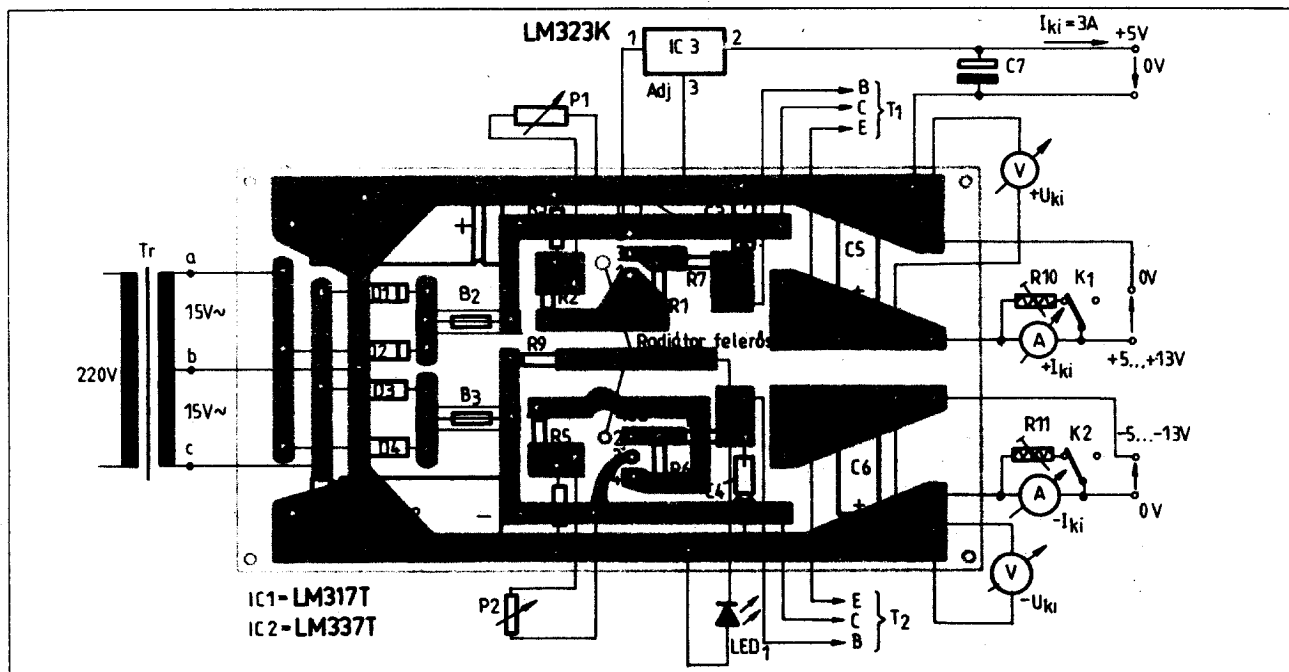
R_2 és R_9 kollektor-ellenállásokon megkapjuk azokat a jeleket, amelyek a T_3 és T_4 teljesítménytranzisztorok meghajtásához szükségesek. Ezek váltakozóan lesznek vezető, vagy lezárt állapotban. A feszültségsokszorozó C_7 kondenzátorán terheletlen állapotban 22 V feszültséget kapunk, mely terhelt kimenet esetén kb. 18 V. Ez a feszültség a háromkivezetéses integrált szabályozóáramkör bemenetére jut, mely 12 V-os stabilizált feszültséget szolgáltat.

A kapcsolás nyomtatott, illetve alkatrészbeültetési rajzát a 2.19., illetve a 2.20. ábrán tüntettük fel.

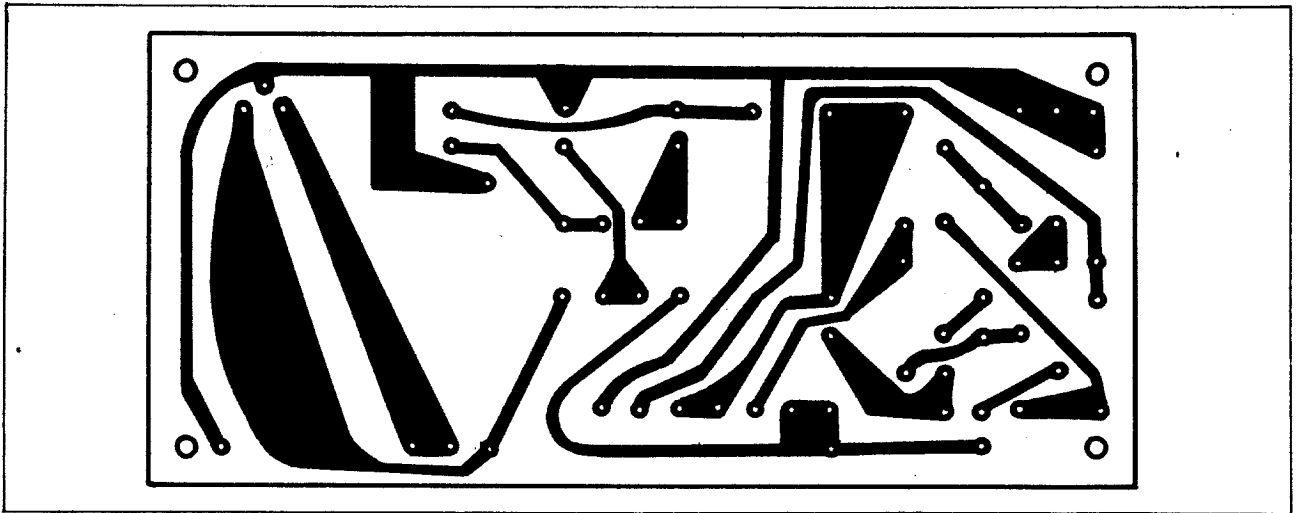
A kapcsolásban a T_3 és T_4 tranzisztorokat a fémdoboz fedőlapjára ajánlatos szerelni, hogy azok megfelelő hűtését biztosítsuk (2.21. ábra).

Tranzisztoros stabilizált tápegység

A 2.22. ábrán 24 V-ig beállítható kimeneti feszültségű, max. 1,5 A-rel terhelhető stabilizált tápegység kapcsolási rajza látható. Ezen tápegység az amatőr gyakorlatban igen célszerűen felhasználható. A kimeneti feszültség folyamatosan beállítható és a beállítható túláramvédő



2.17. ábra. A 2.15. ábra kapcsolásának alkatrészbeültetési rajza



2.19. ábra. A 2.18. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri rajza (M 1:1)

kapcsolás következtében megfelelően biztosított. Különösen kísérletek alkalmával fordulhatnak elő váratlan rövidzárlatok. A kisebb anyagi ráfordítás céljából mérőműszereket nem alkalmazunk, de a kapcsolásban alkalmazott LED-ek megfelelő használata részben kompenzálja ezeknek a hiányát.

A kapcsolásban a T_1 , T_6 , T_7 és T_8 tranzisztor alkotja a feszültség szabályozó áramkört. A T_1 tranzisztor referencia-feszültségét a Z_1 Zener-dióda szolgáltatja. A kimenetre a feszültség a K_2 kapcsoló B állásban jut. A kimenő feszültség az előre beállítható P_5 és R_{18} mintavételező elemek segítségével történik, és hogyha túlságosan megnőne (a P_1 -es beállításától függően), akkor ez nyitja a T_1 tranzisztor. Ennek eredményeképpen a T_6 és T_7 tranzisztor kollektorárama növekszik és a T_8 bázisáramának egy része lesontólódik. Ez a visszacsatolás biztosítja a kimeneti feszültség stabilitását. Megjegyezzük, hogy az R_{16} -os ellenállás nem hagyható el, mert külön-

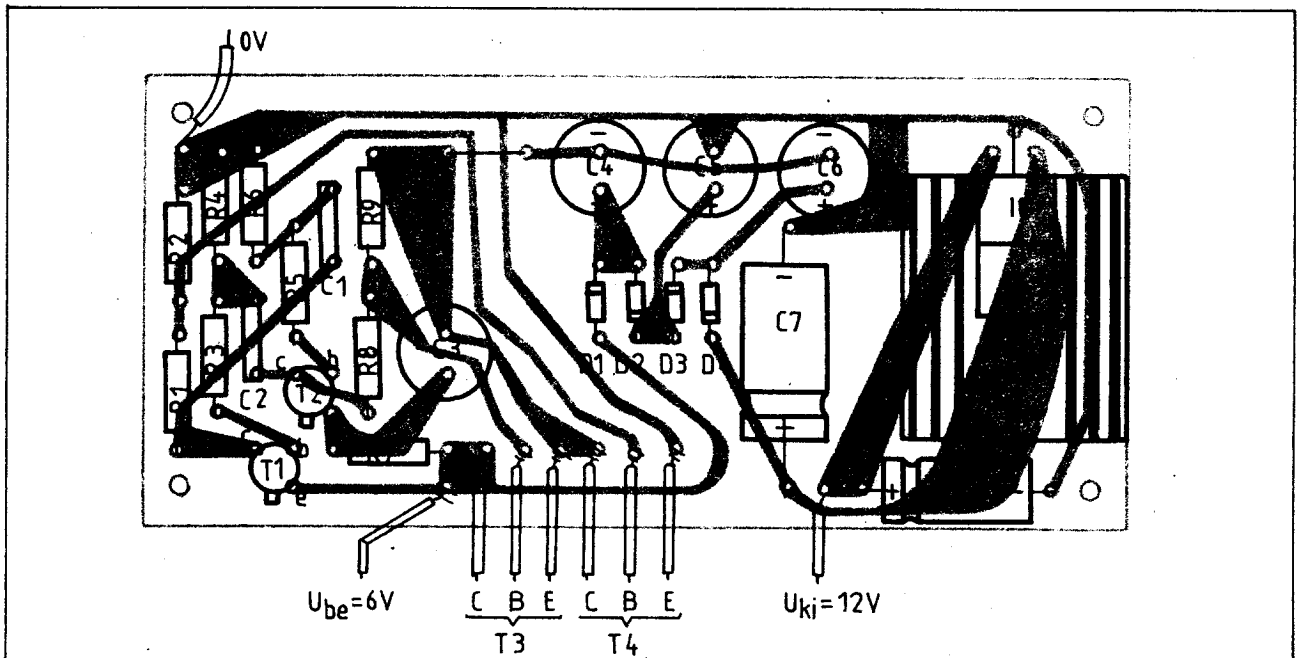
ben T_7 nem volna alkalmas eléggé szabályozni a T_8 tranzisztor bázisáramát. A visszacsatoló hurok stabilitását a C_6 és C_5 kondenzátorok biztosítják – bár az utóbbinak legfőbb feladata az, hogy nagyfrekvencián kis impedanciát biztosítson. A C_4 kondenzátor ezt a járulékos nagyfrekvenciás szűrő szerepet akkor tölti be, ha a kimenet a K_2 kapcsolóval kikapcsolt állapotban van.

Az áramkorlátozó rész a T_2 , T_6 , T_7 és T_8 tranzisztorokból épül fel. Tegyük fel, hogy P_2 és P_3 bekalibrált állapotban van és egy áramkorlátot állítottunk be a P_6 potenciométerrel. Ha a feszültségesés a D_4 -en és R_3 -on akkora, hogy a T_2 tranzisztor vezető állapotba viszi, a T_6 és T_7 is vezető állapotba kerül, lecsökkentve a T_8 tranzisztor bázisáramát. Így a kimeneti áram további emelkedése megszűnik. A P_2 , illetve a P_3 trimmer-potenciométerrel a maximális, illetve a minimális határáram állítható be.

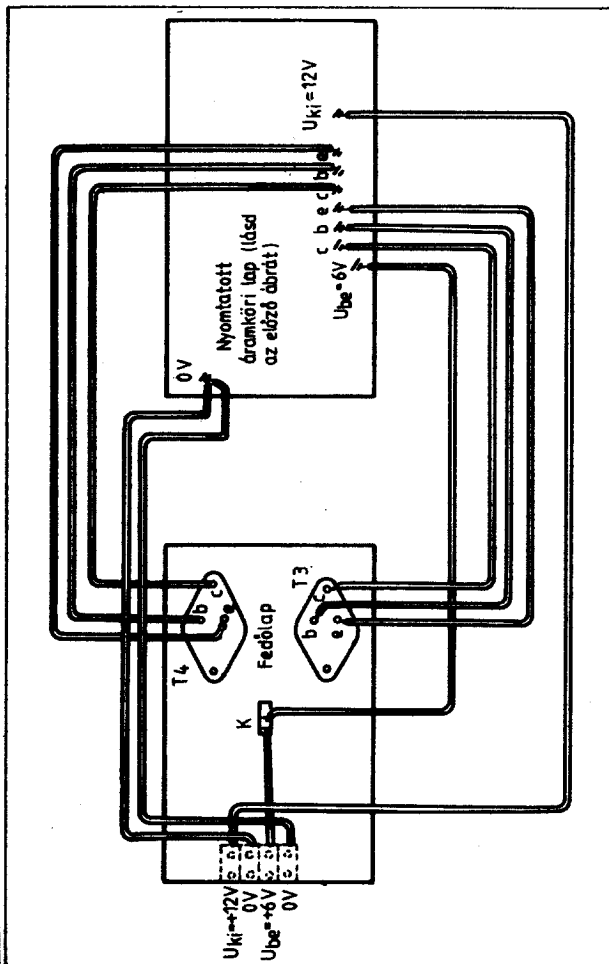
Ha a K_2 bekapcsolásra kerül (B állapot), akkor a C_5 -be folyó áram egy pillanatra a kimenet-

et az áramkorlát szintjére emeli és így azt okozza, hogy a kimeneti feszültség lineárisan emelkedik felfelé nulla értékről a névleges értékig. Ez a megoldás a beállítható áramhatárolással együtt komplett védelmet nyújt bármely a stabilizátorra kötött fogyasztóra vonatkozóan – ugyanis így nem alakulnak ki tranzien্স feszültséglökések.

Jelentős költségmegtakarítás érhető el a mérőműszerek elhagyásával, azonban tudnunk kell azt, hogy a kimeneti feszültség valóban megjelenik-e a fogyasztón, vagy esetleg már túlterheljük-e a tápegység kimenetét. A T_3 és T_4 tranzisztorok érzékelik azt, hogy a T_1 vagy a T_2 vezérli-e a kimenetet, és ilyenkor kigyújtják a megfelelő LED-eket (D_7 és D_8). Így a kimeneti feszültség valóban akkora lesz, mint amit a P_1 potenciométerrel beállítottunk. Normális működés esetén a T_1 tranzisztor az R_4 ellenálláson keresztül a T_3 segítségével biztosítja, hogy T_4 is lezárt állapotban legyen. Így a T_5 és T_9 is lezárt állapotú és a D_7 LED kigyullad. Az áramhatár-érték



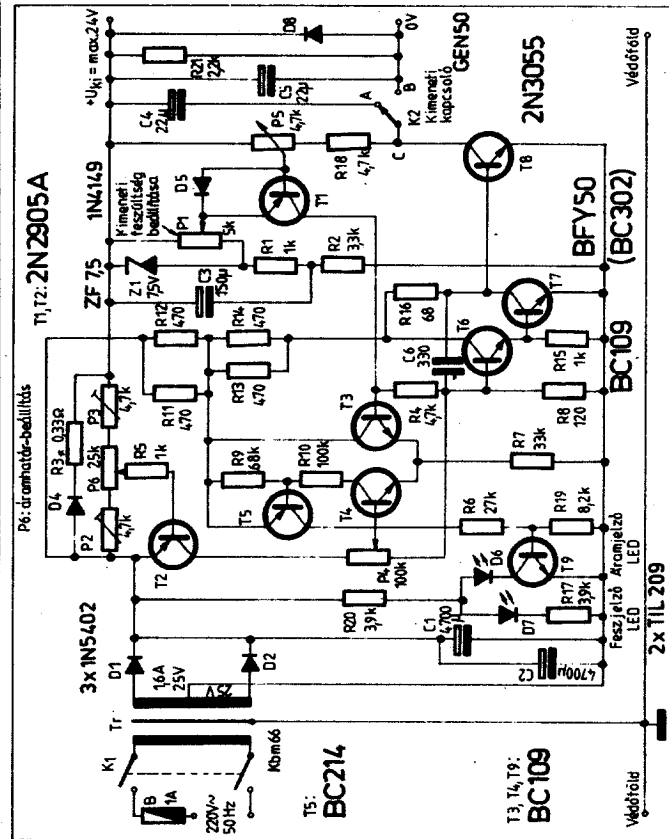
2.20. ábra. A 2.18. ábra kapcsolásának alkatrészbeültetési rajza (M 1:1)



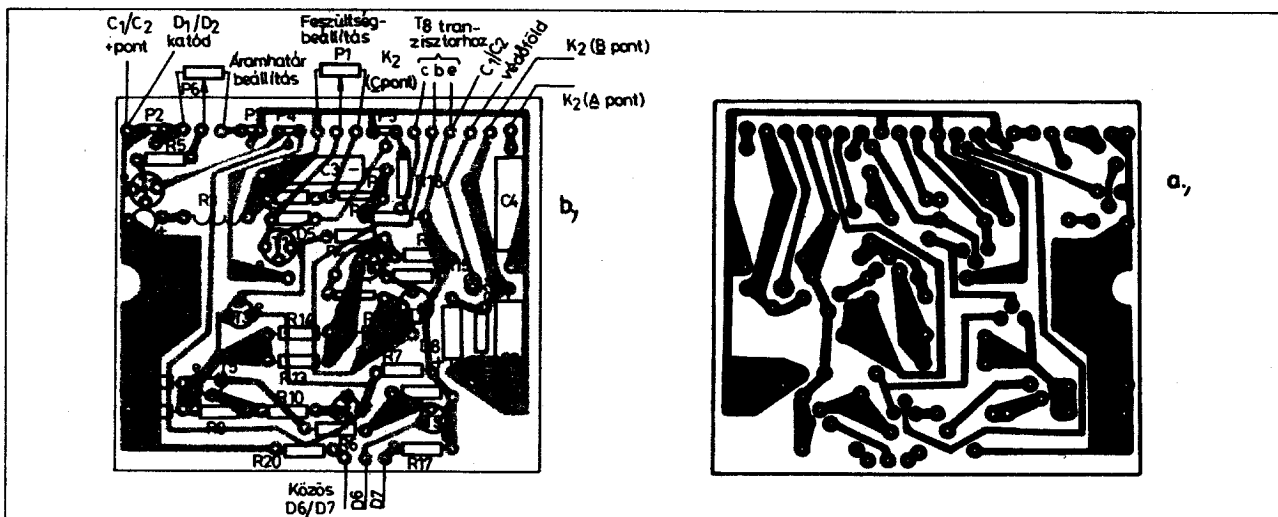
2.21. ábra. A 2.18. ábra kapcsolásának huzalozási rajza

tűllépések a T_2 átveszi a hurok vezérlését úgy, hogy a P_4 -en történő feszültségcsökkenés a T_4 -et és így T_5 -öt és T_9 -et is vezető állapotba viszi. Így a D_6 -os LED fog kigyulladni és a D_7 pedig kialszik.

A D_8 dióda védi a tápegységet egy induktív fogyasztó kikapcsolásakor és abban az esetben is ha pl. más tápegységgel sorbakapcsolva használjuk tápegységünket a nagyobb kimeneti feszültség elérése céljából. A NYÁK-lap és az alkatrészbeültetési rajza a 2.23. ábrán látható.



2.22. ábra. Max. 24 V-ig beállítható kimeneti feszültségű, 1,5 A terhelhetőségű stabilizált tápegység



2.23. ábra. A 2.22. ábra kapcsolásának nyomtatott áramköri (a) és alkatrészbeültetési (b) rajza

Irodalom:

1. Hickman, I.: Power Supply Unit. Practical Electronics, 1978 máj, 672 oldal
2. Panton, K.: Beethoven's doorbell. Practical Electronics, 1978. 13. szám, 994. oldal
3. Juster, F.: Toutes les applications du NE555. Électronique Pratique, 1978/9. szám, 147...152. oldal
4. Gros, G.: Alarme pour armoire a pharmacie. Electronique Pratique, 1980/6. sz., 82...84. oldal
8. IR-Impulslichtschranke. Das Elektron 1979/2. sz. 43. oldal (Telefunken nyomán)
9. Hollabaugh, J.: A portable alarm for single entries. Popular Electronics, 1978. 69...71. oldal
10. Robertson, M. A.: Car Theft Alarm. Practical Electronics, 1979. szeptember, 25. oldal
11. Rureau, R.: Pratique des temporisateurs. Electronique Pratique, 1978/5. sz., 111...117. oldal



A DIGÉP szerepe és helye a magyar népgaz- daságban

A Bükk hegység lábánál, Borsod megye ipari központjában levő gépipari nagyvállalat története a XVIII. század második felében kezdődött. A diósgyőri vasgyártás és -feldolgozás bölcsői a 200 éve létesült bükki faszenes nagyolvasztók, valamint a Garadna- és a Szinva-patak völgyében épült vas-

hámorok. Ezekből alakult ki a kohászati üzem (a későbbi Lenin Kohászati Művek), amelynek mechanikai részlege 1915-ben bővült, majd áttelepült a gépgyár mai területére. Ez a mechanikai részleg tulajdonképpen jogelődje a mai Diósgyőri Gépgyárnak. Azóta hosszú idő telt el. Két világháború, folyton változó termékfajták, vontatott fejlődési ütem.

A jelenlegi gyártási profil magvát képező szerszámgépek, kábelipari gépek, hűtőipari berendezések, vasúti kerékpárok, szivattyúk gyártása a második világháború után indul meg. Majd 1949-ben a kohászattal közös MÁVAG-irányítás alatt álló „Újgyár”-ból DIMÁVAG Gépgyár néven önálló vállalat lesz. Fellendül a gyár külkereskedelme. A hazai szükségleteken túl már sok országba eljutnak a gyár termékei. Kibővül a gyártási profil. 1950-ben két nagy gyárrészleg — Nehézszerszámgépgyár és Könnyűgépgyár néven — különválik. 1963. január 1-én újra közös gazdasági egységgé lesz a DIMÁVAG, a Nehézszerszámgépgyár és a Könnyűgépgyár, megalkul a mai Diósgyőri Gépgyár, röviden a DIGÉP. Eddig a múlt, a gyár röviden ismertett története. A közel tízezer dolgozót foglalkoztató nagyvállalat ma már az ország egyik legrangosabb gépgyára. Gyártmányai hazánk iparában, mezőgazdaságban és egész gazdasági életében megtalálhatók. Termékeinek közel a felét több mint 30 országba exportálja külkereskedelmi vállalataink segítségével. Gyártási programjában a néhány kilogramm súlyú sorozatgyártmányok és a több száz tonnás egyedi nagyberendezések egyaránt megtalálhatók, nem is beszélve arról a választékról, amelyet egy-egy gyártmánycsalád már önmagában is nyújt. Az igen gazdag gyártmányválaszték állandó, folyamatos fejlesztés alatt áll. Ennek ütemét gyorsítja a bel- és külföldi tudományos és kutatóintézetekkel fenn tartott kapcsolat, a dokumentáció- és a licencvásárlás.

A DIGÉP helyét és szerepét a magyar népgazdaságban azok a termékek fémjelzik, amelyek az ipar és mezőgazdaság egész területét átfogják.

DIGÉP-gyártású kerékpárokon futnak a magyar vonatok, villamosok, a DIGÉP kábelgépein készülnek az ország energiahálózatának kábelelei, a telefonvezetékek, a kovacsolóüzemben pedig a járműipar kovacsolt fődarabjai. Itt készülnek a mezőgazdaság öntözőszivattyúi, az élelmiszeripar hűtőházainak, a mezőgazdaság hűtőtárolóinak gépészeti berendezései, a hidegalakítási technológia különféle berendezései.

A vállalat egyik legnagyobb termékcsoportját a szerszámgépek alkotják. A változás a múlthoz képest itt is szembetűnő. Az egykori szerszámgéptermekek: a különféle esztergák, fűrészek, rugógyártó gépek és célgépek ma már a múltat jelentik. Az utóbbi két évtized alatt a DIGÉP szerszámgépgyártási struktúrája szinte teljesen átalakult. Előtérbe került a különféle hideg- és melegalakító gépek gyártása. A képlékeny alakítás, ezen belül a hidegalakítás alkalmazásának rohamos elterjedése elsősorban a könnyűszerkezetek és fémtömegek-

kek gyártásánál tapasztalható. A DIGÉP évek óta gyártja és fejleszti a hidegalakító-gépeket. Korszerű dörzstárcsás pneumatikus tengelykapcsolóval ellátott excenterprések 25, 40, 63 és 100 tonna sajtolóerővel, hidraulikus billenőkéses lemezollók (max. 14 mm vastagságú lemezek vágására és hidraulikus élhajlítógépek max. 7200 mm hosszúságú lemezek hajlítására) állnak rendelkezésre egymásra épülő komplett lemezalakítási munkafolyamatok termelékeny és gazdaságos elvégzésére.

A kábelgyártás, közel három évtizedes múltjával, a vállalat egyik fő, s egyúttal hagyományos profilja. A villamosítás elterjedésével és szüntelen fejlődésével egyre nőtt az igény a korszerű, s ugyanakkor termelékeny huzal, kötél- és kábelgyártó gépek iránt. Ennek az igénynek megfelelően a DIGÉP folyamatosan fejlesztette és fejleszti kábelipari gépeit, s ma már elérte azt, hogy a színesfém- és acélhuzalhúzó gépek, komplett huzalgyártógépek, gyorsodró gépek, összcscapó gépek, valamint ezek járulékos berendezéseinek egész sorát szállítja a világ számos országába, köztük a KGST-országokba, ahol a DIGÉP összcscapó gépei mint szakosodott termékek jelennek meg.

A melegalakító szerszámgépek, a világviszonylatban kisebb mennyiségben gyártott, de nagy nemzetközi keresletnek örvendő ellenütős kalapácsok képviselik. Ezek a modern kovácsolási technológiáinak ma már nélkülözhetetlen gépei — számos előnyük miatt — kiválóan alkalmasak acéلبól vagy más fémből készült súllyesztékes kovácsdarabok gyártására 20—200 kg súlyhatár között. A DIGÉP ellenütős kalapácsok ütési energiája a gyártott nagyságrendeknek megfelelően: 6, 13, 25, 32 és 40 Mp. Nemcsak a kovácsoláshoz szükséges gépek, hanem kovácsolt termékek is szerepelnek a DIGÉP gyártási programjában.

A gyártási profilt ezen a területen főként a 20—200 kg súly fölötti ötvöztelen és ötvözött anyagból

készült kovácsdarabok képezik. A hazai jármű-program alkatrészigényeinek kielégítésén túl nagy volumenű a keletre és nyugatra irányuló exportforgalom, amely forgattyús tengelyekből és mellső tengelyekből áll.

A DIGÉP a magyar szivattyúgyártás egyik legnagyobb bázisa. A sokféle változatú és nagyságú DIGÉP szivattyúk igen széles szállítomagasság és szállítóteljesítmény-határok között készülnek az ipar és a mezőgazdaság különböző ágazatai számára. A többféle fokozatszám, tengelyelrendezés, hajtási mód, a különleges kivitelek igen sokoldalú alkalmazhatóságra utalnak. Jelenleg a legkeresettebb szivattyúcsaládok közé tartoznak az öntözőszivattyúk, vízatemelő szivattyúk, tűzoltószivattyúk, búvár-szivattyúk, konzervipari és élelmiszeripari szivattyúk, a vegyipari szivattyúk.

A DIGÉP gyártási programjában komplett abroncsos vasúti kerékpárok is szerepelnek, melyeknek nagy része exportra, kisebb részük hazai felhasználásra készül.

Csapágyas vagy csapágy nélküli kivitelben készülnek tetszőleges nyomtávra a megrendelő igényének megfelelő specifikációk szerint.

A kép természetesen nem lehet teljes. Az ismertett gyártmányok mellett ugyanis még nagyon sokféle egyedi termék készül, a gyártmányok pedig maguk is szüntelenül tökéletesednek, konstrukciójuk változik, lépést tartva a műszaki fejlődés támasztotta követelményekkel, s nem utolsósorban a hazai és külföldi piacokon megnyilvánuló kereslettel.

A DIGÉP részvétele a jelentősebb hazai és nemzetközi szakvásárokon és kiállításokon — többek között — ezeknek a piaci igényeknek a felmérését is szolgálják. Lépést tartani a műszaki fejlődés eredményeivel, megbízható, gazdaságos és termelékeny gépeket gyártani — ez a DIGÉP célja és feladata a jövőben is.

DIGÉP

Diósgyőri Gépgyár

H—3544 Miskolc



2 x 50 W-os ekvalizeres erősítő

Plachtovics György műszeripari technikus

Hazánkban is egyre több lakásban lehet látni, hallani házi hangstúdiót.

Az alkalmazott berendezések színvonala, hangja igen széles skálán mozog. A házi gyártmányú erősítőktől a legdrágább japán és nyugat-európai Hi-Fi tornyok egyaránt fellelhetők. Lényegében az igényen túl csak pénz kérdése, hogy ki, milyen berendezést használ. Hazai gyártmányú Hi-Fi torony háromféle kapható üzleteinkben. Nem kívánok ezeknek minőségi jellemzőivel foglalkozni. Egy megjegyzésem lenne csupán. Függetlenül a nyújtott teljesítménytől az átlagember számára drágák ezek a toronyok. Bontva, tehát egyes egységeket gyakorlatilag nem lehet vásárolni. Igen sok amatőr képes arra, hogy kellő precizitással a hazai gyártású erősítőkkel azonos szintűt hozzon létre, házi körülmények között. A torony többi részét, kazettás magnetofont, rádiót, hangfalat, lemezjátszót, nem lehetséges megfelelő minőségben barkács módszerekkel elkészíteni. Ezeket meg kell vásárolni, ha még nincs birtokunkban.

Mit tud az erősítő? Nos, olyan szolgáltatásai vannak, amelyek megfelelnek a jelenlegi japán és nyugat-európai erősítőkön találhatóoknak. Vegyük sorra őket.

Az erősítő 2 x 50 W-os (szinuszos) kimeneti teljesítményű. Választó kapcsoló segítségével az alábbi hangforrások jeleit erősíti: dinamikus lemezjátszó, tuner, magnetofon 1 és magnetofon 2. A két magnetofon csatlakoztatására azért került sor, mert igen sokan használnak orsós és kazettás magnetofont is. A sztereó erősítő a további szolgáltatásokat tudja:

Hangszínezetét öt ponton lehet változtatni (ekvalizer). A hangfalra jutó kimenő teljesítményt csatornánként egy-egy LED-es kijelző sor indikálja. Fiziológiai hangerőszabályozója ki- és bekapcsolható (LOUDNESS). Kimenete rövidzár ellen védett. Az előerősítő és a hangszínszabályozó integrált áramkörös felépítésű. A végerősítő tranzisztorokkal lett kivitelezve. A sztereó erősítő megépítését a félvezető és hangtechnikában kellő gyakorlattal rendelkező amatőr társainknak ajánljuk. Beméréséhez AC-DC csővoltmérő, vagy univerzális kéziműszer, hangfrekvenciás generátor, hangfrekvenciás csővoltmérő és oszcilloszkóp szükséges.

Műszaki leírás

A 2 x 50 W-os sztereó erősítő műszaki adatai a következők:

Kimenőteljesítmény: 50 W (4 ohmos terhelésnél)

Átvitt frekvencia sáv: 20 Hz-30 kHz ± 1 dB ($P_{ki} = 50$ W)

Kimenő ellenállás: 0,02 ohm $f = 1$ kHz-nél

Bemenő ellenállás:

lemezjátszó: 47 k Ω

rádió: 220 k Ω

1 magnetofon: 220 k Ω

2 magnetofon: 220 k Ω

Maximális kivezéréshez tartozó bemenő feszültség:

$f = 1$ kHz-en

lemezjátszó: 3,5 mV

rádió: 220 mV

1 magnetofon: 220 mV

2 magnetofon: 220 mV

Jel/zaj viszony: 80 dB

Hangszínszabályozás: 1 lineáris állás

2 ekvalizer állás

Ekvalizer frekvenciaközép: 32 Hz
250 Hz
1 kHz
4 kHz
16 kHz

Maximális emelés és vágás ± 12 dB.

Fiziológiai hangerőszabályozó kikapcsolható.

A lemezjátszó előerősítő korrekciója RIAA szabvány szerint.

Torzítás: (rádió bemenetről) $f = 1$ kHz
 $P_{ki} = 50$ W
 $K = 0,25\%$

Teljesítménykijelző értékei: 0,5 W 1 W, 2,5 W,
5 W, 10 W, 20 W,
50 W, 75 W.

Tápfeszültségek: előerősítő ± 15 V
végerősítő ± 30 V

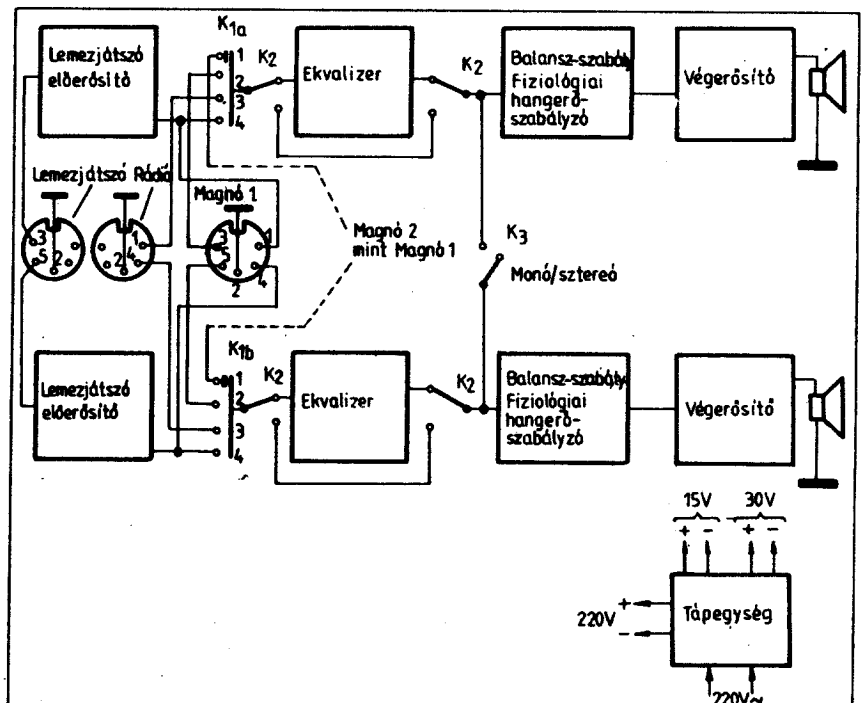
A sztereó erősítő tömbvázlata az 1-es ábrán található. Vizsgáljuk meg a sztereó erősítő működését!

Lemezjátszó előerősítő

Kapcsolási rajza a 2. ábrán látható. Az előerősítő integrált áramkörös felépítésű. Az alkalmazott integrált áramkör típusa μA 739-es. Ezt az áramkört eredetileg a FAIRCHILD hozta forgalomba a 70-es évek elején. Jelenleg az EIVRT gyártja, üzleteinkben kapható. Ejszünk néhány szót erről az integrált áramkorról. A két külön erősítőből álló áramkör 14 lábú DIL (Dual In Line) tokozásban kerül forgalomba. Az áramkört kifejezetten előerősítés céljára fejlesztették ki. Zajtényezője a 10 Hz-10 kHz-es sávban

2 dB. Tekintélyes erősítéssel rendelkezik, ez a névleges tápfeszültségűnél mintegy 20 000-szeres. Az erősítés kevéssé függ a tápfeszültségtől. Egyéb tulajdonságai a következők: nem reteszeli. Rövid, mintegy 30 secundumos ideig a kimenet elviseli a zárlatot is. Gyakorlatilag meg egyezik a μA 739-es integrált áramkörrel a μA 749-es típus. Ezt is gyártja az EIVRT. A lényeges különbség a két áramkör között az, hogy a μA 749-es nyitott kollektoros kimenetű. Felhasználásokor tehát kívülről kell a kimenet és a föld közé egy 4,7 k Ω -os ellenállást beépíteni. Térjünk vissza a hanglemezkorrektorhoz! Mint tudjuk a hanglemez vágása egy adott frekvencia karakterisztika szerint történik. Lejátszáskor az eredeti hangképet kell visszaállítani az előerősítőnek, a vágási frekvencia tükörképével. Az évek során igen sok vágási karakterisztika alakult ki. Ezeket megvizsgálva egy-két szélsőséges esettől eltekintve, hasonlóság fedezhető fel. Az utóbbi időben egyre több ország fogadja el a RIAA (Record Industry of America = Amerikai Hanglemezgyártóipari Egyesület) ajánlását. Lényegében a DIN 45547, valamint az MSZ 21381-es szabvány is ezt a korrekciós görbét írja elő. Az igazsághoz tartozik, hogy a RIAA ajánlása $\pm 2 \div 3$ dB-lel megegyezik a legtöbb régebbi korrekció szerint vágott lemezzel. Ez egyben azt is jelenti, hogy az erősítő hangszínszabályozójával módunk van korrigálni a frekvenciamenetet, egy kirívóan eltérő vágási karakterisztikájú lemez esetén.

A RIAA korrekciót három töréspont jellemzi. Ezek a következők: 50 Hz (3183 μs), 500 Hz (318 μs), valamint 2122 Hz (75 μs). Az eredeti RIAA korrektor frekvenciamenetét az 1. táblázat tartalmazza.



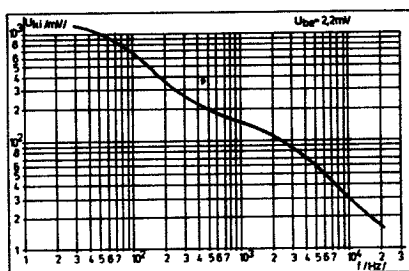
1. ábra. A sztereó erősítő tömbvázlata

1. táblázat RIAA korrektor frekvencia menete

Frekvencia (Hz)	Szint (dB)	Frekvencia (Hz)	Szint (dB)
20	+19,3	800	+ 0,7
30	+18,6	1 k	0,0 μ
40	+17,8	1,5 k	- 1,4
50	+17,0	2 k	- 2,6
60	+16,1	3 k	- 4,8
80	+14,5	4 k	- 6,6
100	+13,1	5 k	- 8,2
150	+10,3	6 k	- 9,6
200	+ 8,2	8 k	-11,9
300	+ 5,5	10 k	-13,7
400	+ 3,8	15 k	-17,2
500	+ 2,6	20 k	-19,6

μ Referencia szint.

Amint a táblázatból kiderül 0 dB-nek az 1 kHz-es frekvenciát tekintjük. Lejátszáskor tehát 30 Hz-es frekvencián +18,6 dB-es emelés, míg 16 kHz-en 17,7 dB-es vágást kell produkálnia az előerősítőnek. Eleget kell tennie az alábbi feltételeknek: a maximális korrekciós átfogás 36,3 dB, a bemenőjel nagysága 1 és 10 mV között változhat a hangszedő fej típusától függően. A 2. táblázatban látható néhány ismertebb hangszedő fej kimenő jele. Ezt szemrevételezve megállapítható, hogy az átlagos bemenő jel 5 mV-ra vehető 5 cm/s sebességnél. Mint tudjuk, a dinamikus, illetve mágneses hangszedők sebességérzékenyek. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy 16 kHz-en a hangszedő fej 7-8-szor nagyobb jelet ad le, mint 1 kHz-es frekvencián. További követelmény az előerősítővel szemben, hogy a legnagyobb erősítésű helyen (30 Hz) is még legalább 20 dB negatív visszacsatolása legyen a rendszernek. Térjünk vissza a hanglemezkorrektor működésének tárgyalásához! A hangszedőről a jel a C_1 -es csatoló kondenzátoron át jut az integrált áramkör + (non invert) bemenetére. Az azonos bemeneti áramok biztosítása céljából az R_2 -es ellenállás megegyezik a visszacsatoló hálózatban lévő R_4 és R_5 -ös ellenállások összegével. Ezzel biztosítható a drift és az öfszét feszültség optimális értéken tartása. A vágási karakterisztikát realizáló korrekció az integrált áramkör kimenete és invert bemenete között található. A fokozat erősítését a negatív visszacsatolás nagyságával lehet változtatni. A C_2 -es kon-



3. ábra. A hanglemezkorrektor frekvenciamenete

2. táblázat Hangszedőfejek adatai

Gyártó cég	Típus	U_{ki} 5 cm/s
Empire Scientific	999	5 mV
Empire Scientific	888	8 mV
Shure	V-15	3,5 mV
Shure	M-91	5 mV
Pickering	V-15AT3	5 mV

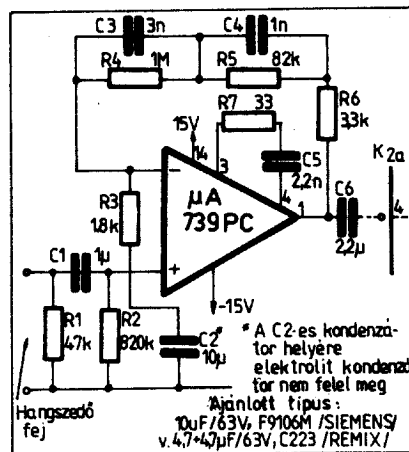
denzátorral soros R_3 -as ellenállás jelen esetben +38 dB-es (68-szoros) erősítést állít be $f=1$ kHz-en. Ugyancsak ez az RC tag határozza meg az alsó határfrekvenciát. Jelen esetben a -3 dB-es pont 20 Hz-re adódik. Az integrált áramkör felső határfrekvenciáját az R és C elemek szabják meg. Az általunk megépített hanglemezkorrektor frekvenciamenétét szemlélteti a 3. ábra. A 3. táblázatban is láthatók a mért értékek.

Ezeket összevetve a 3-ik ábrán lévő eredeti RIAA ajánlással kitűnik, hogy az eltérés a teljes vizsgált frekvencia sávban $\pm 0,5$ dB-nél sehol sem nagyobb. Természetesen ezt a jó eredményt csak akkor produkálja az előerősítő, ha a frekvenciakorrekciót meghatározó RC tagok $\pm 2\%$ pontosságúak. Az ellenállásoknál ez nem jelent különösebb gondot, hiszen a hazai gyártású R512-es típus „tudja” ezt a pontosságot. A kondenzátorokat C_{210} -es típusúakból kell kiválogatni, a megfelelő pontosság elérése érdekében. Ezekből a Remix $\pm 20\%$ és $\pm 10\%$ pontosságúakat gyárt. Tapasztalataim szerint néhány darabból is összeállíthatók a kapcsolási rajzon megadott értékek. A hanglemezkorrektor áthallási csillapítása +80 dB $f=1$ kHz-es frekvencián.

Ekvalizer

A szó közelítő értelme: többsávú hangszin-szabályozó. Használatával lehetőségünk nyílik a különböző műsoranyagok jellegének módosítására. Korrigálhatjuk a hangszűrőink esetleges hibáit, módosíthatjuk a terem akusztikus tulajdonságainak megfelelően. Lehetővé teszi a hangszin differenciáltabb szabályozását. Vizsgáljuk meg működését:

Az ekvalizer elvi kapcsolási rajza a 4. ábrán látható. A K_1 -es választó kapcsoló gyűjtősinéről a kiválasztott hangfrekvenciás jel a K_2 kapcsolóra jut. Ennek 1-es állásában a hangszin módosítható (ekvalizer bekapcsolva), míg 2-es állása lineáris - tehát nincs beiktatva hangszin-szabá-

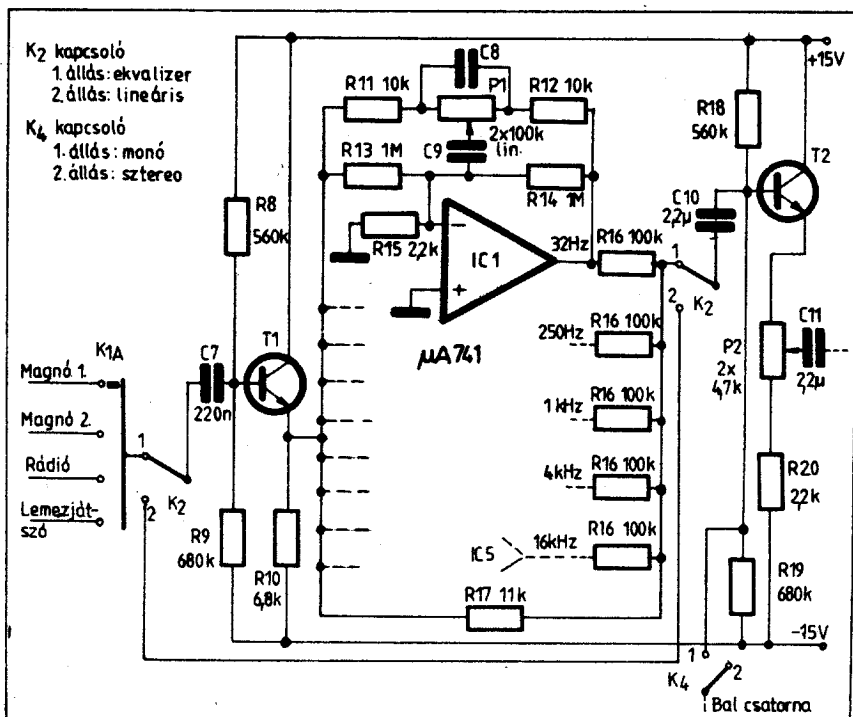


2. ábra. A lemezjátszó előerősítő elvi kapcsolási rajza

3. táblázat. A megépített hanglemez korrektor frekvencia menete

Frekvencia (Hz)	Szint (dB)	Frekvencia (Hz)	Szint (dB)
30	+18,6		
50	+17	3k	- 5,2
100	+13,1	4k	- 6,1
200	+ 8,2	8k	-12,5
500	+ 2,6	10k	-14,1
1k	0,0 μ	15k	-17,4
2k	- 3,0	20k	-19,6

μ Referencia szint.



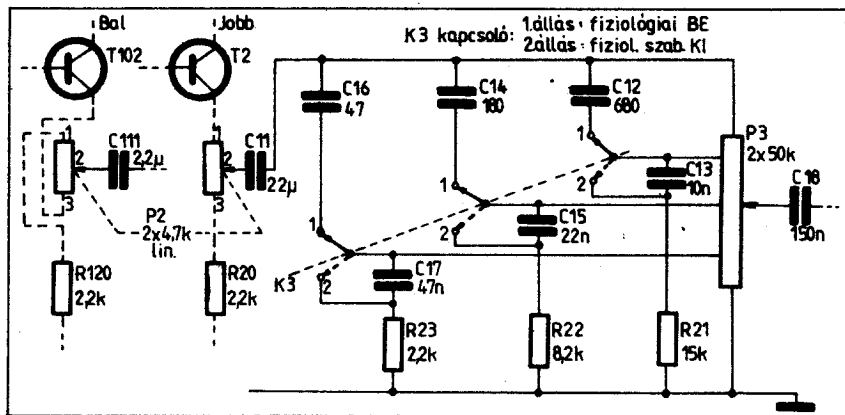
4. ábra. A: ekvalizer elvi kapcsolási rajza

4. táblázat Az ekvalizer szűrőinek kondenzátor értékei

Frekvenciaközép (Hz)	C ₈	C ₉
32	180n	18n
250	22n	2,2n
1k	5,6n	560p
4k	1,5n	150p
16k	360p	36p

ás jel a C₁₀-es csatoló-kondenzátoron át a T₂-es emitterkövető bázisára jut. Az emitterkövető feladata itt is az impedancia váltás. A T₂-es emitterkövető emitter ellenállása két részből tevődik össze: a P₂-es lineáris karakterisztikájú potenciométerből, valamint az R₂₀-as ellenállásból. A P₂-es potenciométerrel végezzük a balansz szabályozását. Ez egy kettős potenciométer egy tengelyen. A két potenciométer keresztbe van kapcsolva. Tehát amikor az egyik ellenállása nő, a másiké csökken. Ez a balanszszabályozás noha drágább (kettős potenciométer!) minőségileg jobb megoldást nyújt, mint ha egy szimpla potenciométerrel végeznénk. Ennek az az oka, hogy a jobb és bal csatorna a kettős potenciométer felhasználásával külön földsínen fut, nem jön létre csatolás a közös földhurkon keresztül.

lyozó fokozat. A K₂-es kapcsoló 1-es szegmenséről a hangfrekvenciás jel a C₇-es csatoló-kondenzátorokon keresztül a T₁-es tranzistor bázisára jut. A T₁-es tranzistorral realizált emitterkövető feladata az impedancia-illesztés. Nagy bemenő impedanciája gyakorlatilag nem terheli a K₁-es kapcsolóra dolgozó hangforrások kimeneteit. Alacsony kimenő impedanciája előnyös és szükséges a hangszínszabályozó körök számára. A hangfrekvenciás tartományt öt sávra osztottuk fel. A szabályozó potenciométerekkel az alábbi frekvenciák közelében létesíthető emelés vagy vágás: 32 Hz, 250 Hz, 1 kHz, 4 kHz, 16 kHz. Az eredeti kapcsolás a National Semiconductor „AUDIO HANDBOOK”-jában található. Ez úgynevezett oktáv ekvalizer. 10 frekvencia értékkel. Tapasztalataim szerint megfelelő minőséget lehet elérni öt sáv szabályozásával is. A tiszta ekvalizer enyhén szólva anyagmetőnek tűnik. Gondoljuk csak meg, hogy az ekvalizerbe ebben az esetben csatornánként tíz, összesen tehát húsz darab integrált áramkör kellene! Amint az a kapcsolási rajzról is látszik, a hangszínszabályozást műveleti erősítővel felépített aktív szűrők végzik. Az alkalmazott műveleti erősítők típusa µA 741-es. Ezzel teljesen azonos eredményt nyújt a µA 748-as is, de kívül-



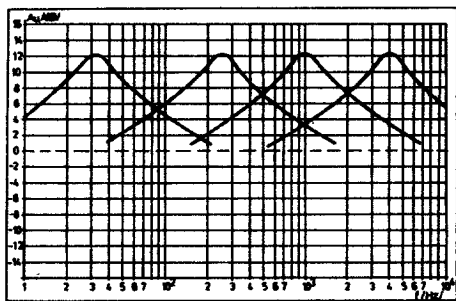
6. ábra. A hangrőszabályozó áramkör elvi kapcsolási rajza

ről szükséges a kompenzáló kapacitást beépíteni. Tekintettel arra, hogy az ekvalizerben a C₈ és C₉ kapacitásoktól eltérve teljesen egyforma felépítésű áramkörök vannak – csak egy szűrő működését tárgyaljuk részletesebben.

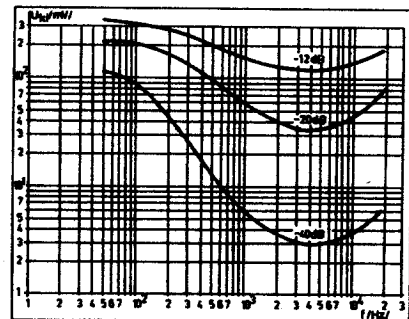
A T₁-es emitterkövetőről a hangfrekvenciás jel galvanikus csatolással jut a szűrőkörré. A sávszűrő az alábbi tagokból áll: R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₄, R₁₅ ellenállások, valamint a C₈ és C₉-es kondenzátorok. A 4. táblázat tartalmazza a frekvencia függvényében a C₈ és C₉-es kondenzátorok értékeit. Az aktív szűrők jóságai tényezője Q = 1,12 – mely ± 12 dB-es emelést, illetve vágást tesz lehetővé. Az emelés, illetve vágás a P₁-es lineáris karakterisztikájú potenciométer csúszkájának a helyzetétől függ. Az 5. ábrán látható az ekvalizer frekvenciamenete maximális emelés, illetve vágás állásban.

Az egyes integrált áramkörök kimenete és a kimeneti gyűjtősin között lévő R₁₆-os ellenállás biztosítja az egyes szűrők jeleinek „elhúzásmentes” összegzését. A gyűjtősinről a hangfrekvenci-

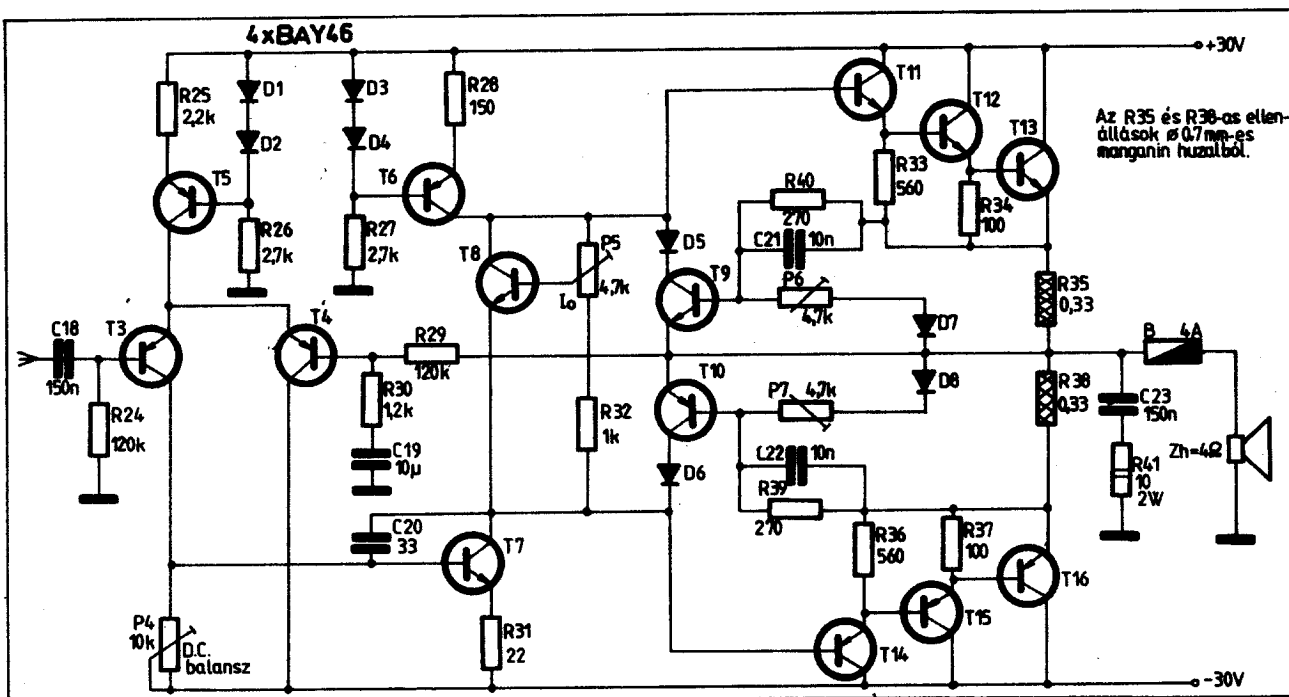
A balanszszabályozás átfogása 10 dB. Ez a szabályozási tartomány a gyakorlatban elegendőnek bizonyult.



5. ábra. Az ekvalizer frekvenciamenete, maximális emelés állásban



7. ábra. A fiziológiai hangrőszabályozó frekvenciamenete különböző leosztásoknál



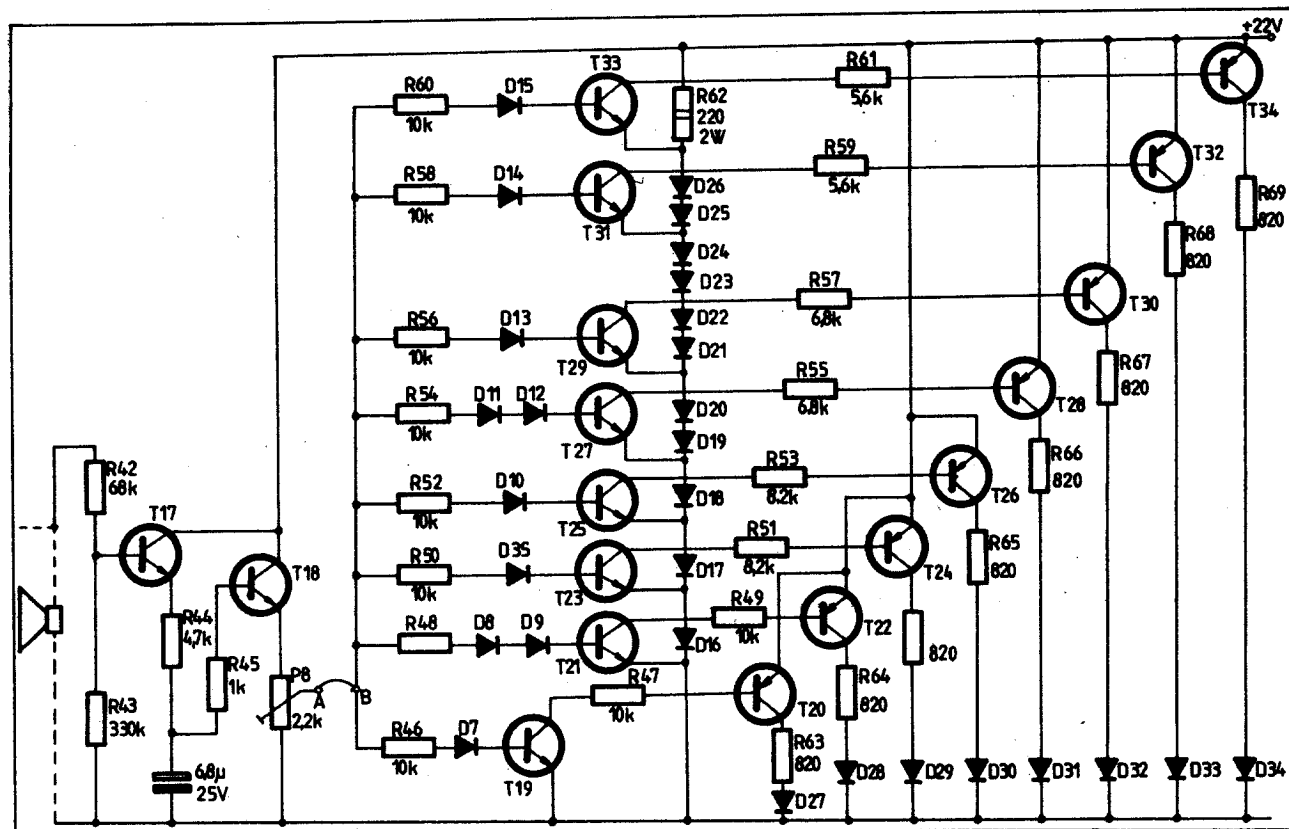
8. ábra. A végerősítő elvi kapcsolási rajza

Hangerőszabályozás

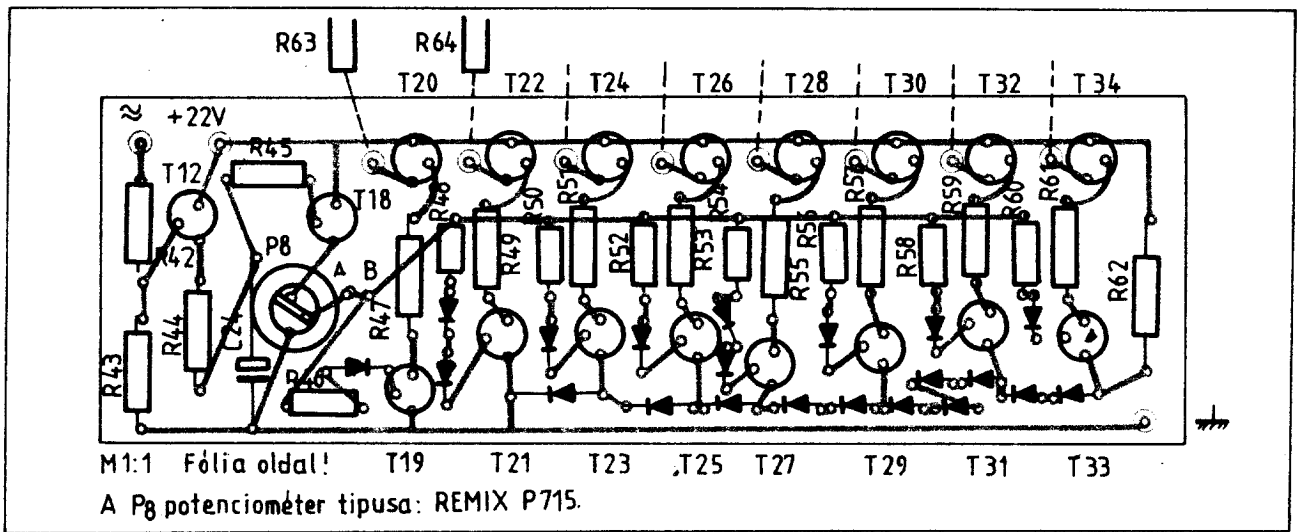
Az áramkör a 6. ábrán látható. Hangerőszabályozásra közös tengelyű, körpályás dupla potenciométert alkalmaztunk. Időnként lehet kapni hazai alkatrészboltjainkban is, az NDK

gyártmányú 50 kΩ-os megcsapolt (3 leágazásos) igen jó minőségű potenciométert. Ezt alkalmazták a „Proxima” elnevezésű rádiójukban is. Az üzletekben kétféle kivitelben lehet időnként kapni: az egyik – ennek szabványosága TGL 24483 Ø4 mm-es tengellyel, nyomtatott áram-

köri lapba beültethető, a másik változatot, amelynek szabványosága TGL 11902 Ø6 mm-es tengelyátmérővel hozták forgalomba. A két potenciométer elektromos szempontból teljesen megegyezik. Mindkettőből gyártanak 6 dB-es és 3 dB-es együttfutásúakat is. Ter-



9. ábra. A teljesítménykijelző elvi kapcsolási rajza



10. ábra. A teljesítménykijelző nyomtatási rajza

mészetesen ha lehet, az utóbbit vegyük meg. Ezek a potenciométerek igen jó minőségűek. Az ellenálláspályáról a jel leszedését nem fémes érintkezés, hanem egy grafit pogácsa közvetítésével végzi a csúszka. Mint tudjuk a grafit kenő hatással rendelkezik. Így több éves használat után sem recseg, serceg a potenciométer, hiszen nincsen „szétvakarva” a leszedő kefe által. A fent említett potenciométerek lineáris karakterisztikájúak. A hangerő-szabályozáshoz logaritmikus karakterisztikájú potenciométer szükséges. A megközelítőleg logaritmikus karakterisztikát a potenciométer leágazásaira kapcsolt R, illetve RC tagok alakítják ki. A balanszszabályozó potenciométer csúszkáról a hangfrekvenciás jel a hangerőszabályozó potenciométerre jut. Ehhez a ponthoz csatlakozik a fiziológiai szabályozást ki- vagy beiktató K₃-as kapcsoló.

(Loudness Control.) „K₁” állásban a hangerőszabályozó potenciométer leágazásaira az R₂₁, R₂₂, R₂₃-as ellenállások kapcsolódnak. A „Be” állásnál a K₃-as kapcsoló a fiziológiai hangerőszabályozást megvalósító R₂₁, R₂₂, R₂₃ ellenállások, valamint a C₁₂, C₁₃, C₁₄, C₁₅, C₁₆, C₁₇-es kondenzátorokat kapcsolja a P₃-as potenciométer leágazásaira. A 7. ábrán a fiziológiai hangerőszabályozó kimenő feszültségét ábrázoltuk a frekvencia függvényében, különböző le-

osztásoknál. Amint ez az ábrából is látszik alacsony frekvencián jelentős emelést produkál az áramkör. Ezzel nagyjából megközelítjük a Fletcher-Munson-görbesereget. Amint tudjuk, az emberi fül „frekvencia”-menete változik a hangerő függvényében. Ezt az összefüggést ábrázolja a Fletcher-Munson-görbesereg. Gyakorlati példával illusztrálva: közepes hangerőnél a magas és mély hangszabályozókkal természetes hangzású hangképet állítunk be. Ezután csavarjuk halkra erősítőnket. Azt tapasztaljuk, hogy a mély hangok „eltűnnek” az előzőleg helyesen beállított hangképből. A baj ott kezdődik, hogy a hangszabályozóval ezt nem tudjuk korrigálni. Ennek oka, hogy a jó minőségű hangszabályozók sem emelnek 20 Hz-en 20 dB-nél többet. A Fletcher-Munson-görbéről viszont leolvashatjuk, hogy kis hangerőnél már 40-50 dB-es mélyhang-emelés lenne szükséges. Mit tesz ilyenkor egy földi halandó, aki nem is hallott ezekről a dolgokról? Ösztönösen felcsavarja a hangerőszabályozó gombot - mert így jobban szól az erősítő. Valójában nagyobb hangerőnél az emberi fül nem olyan tökéletes mint kis hangerőnél. Sajnos az elmúlt év néhány drágább hazai gyártmányú erősítőtől eltekintve eddig nem volt szerencsénk ezzel az egyszerű áramkörrel a gyakorlatban is találkozni. A japán és nyugat-

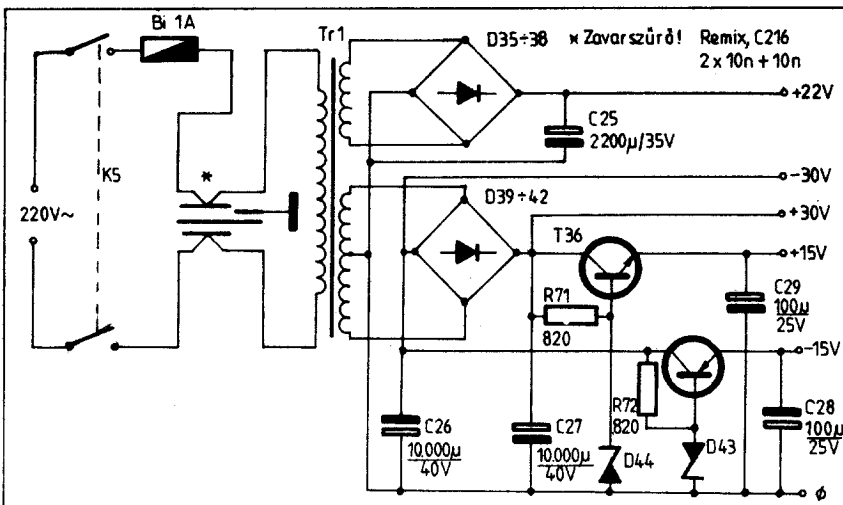
európai cégek még a táskarádióba is beépítik a fiziológiai hangerőszabályozót. Még néhány szót a használatáról. Közepes és nagy hangerőnél feltétlenül kapcsoljuk ki. Nagyobb hangerőnél igen kellemetlenül hat egy „tűszínezett” brummogó, sziszegő hangkép.

Végerősítő

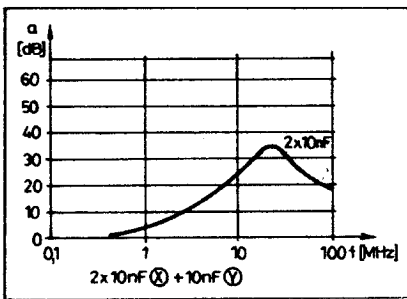
Elvi kapcsolási rajza a 8. ábrán látható. A végerősítő teljesen DC csatolt, szimmetrikus felépítésű, ± tápfeszültséggel működik. Kimenete zárlat esetén áramgenerátoros üzemmódba kerül, megvédve a végtranzisztorokat a pusztulástól. Az eredeti áramkört a Texas Instruments publikálta még 1973-ban. Különböző kimenő teljesítményre lehet megépíteni a tápfeszültség és a végtranzisztoroktól függően.

Kövessük végig a hangfrekvenciás jel útját a végerősítőn! A leosztott hangfrekvenciás jel a P₃-as hangerőszabályozó potenciométer csúszkájáról a C₁₈-as csatolókondenzátoron át a T₃-as tranzisztor bázisára jut. A T₃ és T₄-es PNP tranzisztorok differenciálerősítő kapcsolatban üzemelnek. A közös emitterben lévő T₅-ös tranzisztor mint áramgenerátor üzemel. A félvezető technikából jól ismert „hosszúfarkú” kapcsolás előnye a nagy közös módusú elnyomási tényező (CMRR).

Amint tudjuk a CMRR úgy növelhető, ha csökkentjük a közös módusú feszültségerősítés mértékét. Ennek egyik ismert módja a közös emitter ellenállás értékének a növelése. Ez viszont tápfeszültségnövelést igényel, amennyiben az emitter áramot konstansnak vesszük. Ezzel viszont dissipációs és egyéb más problémák jelentkeznek. Ezért szükséges az emitter ellenállás helyett egy áramgenerátor. Ilyenkor az áramgenerátor a végtelen nagy ellenállása miatt a differenciál erősítő közös módusú feszültség erősítése nulla, míg a CMRR a végtelenhez közelít. A T₅-ös áramgenerátor referencia feszültségét sorbakapcsolt szilíciumdióda, a D₁ és D₂-es állítja elő. A T₅-ös tranzisztor emitterellenállásának az értéke (R₂₅-ös) határozza meg az áramgenerátor kimeneti áramát. A T₃-as tranzisztor kollektor-ellenállása a P₄-es potenciométer. Ennek változtatásával (D. C. balansz) lehet a fél-tápfeszültséget beállítani a kimeneti pontban. Ez természetesen „0”, mert teljesen egyforma pozitív, illetve negatív tápfeszültségről üzemel a végerősítő. A T₃-as kollektorához galvanikusan kapcsolódik a T₇-es tranzisztor bázisa. A T₇-es kollektor körében található a T₈-as szinteltoló tranzisztor, és a kollektoráramot produkáló áram-



11. ábra. A tápegység elvi kapcsolási rajza



12. ábra. A REMIX gyártmányú zavarcsűrő kondenzátor karakterisztikája

generátor. A T_6 -os tranzisztorral realizált áramgenerátor referencia feszültségét az előzőkhez hasonlóan szintén két sorbakapcsolt (D_3 és D_4) szilícium diódával állítjuk elő. Az áramgenerátor kimeneti áramát az R_{28} -as emitter ellenállással állítjuk be. Az áramgenerátoros táplálásra több szempontból is szükség van. A T_6 -os tranzisztorral felépített áramgenerátor lényegében egy aktív kollektor ellenállásnak tekinthető. Mint ilyen megnöveli a T_7 -es tranzisztor nagyjű kivezrlését. A másik előnye az ohmos kollektor ellenállással szemben, hogy a tápfeszültség ingadozástól függetlenül állandó árammal hajtjuk meg a kimeneti komplementer tranzisztorokat. Erre a következők miatt van szükség. Nagy teljesítményű végerősítőknél már nem gazdaságos a stabilizált tápegység használata. Jelen esetben a tápfeszültséget egy középleágazásos szekundertekercsű hálózati transzformátor állítja elő kétutas egyenirányítással. Kis hangerőnél – amikor az áramfelvétel is kicsi – a szűrő elektrolitkondenzátorok közel csúcshőfeszültségig töltődnek fel. Tartós nagy hangerővel történő üzemelés esetén az elektrolitkondenzátorok feszültsége a tápegység belső ellenállásától függően alacsonyabb értékre áll be. Ebből adódik a szinuszos, illetve csúcsteljesítmény. A csúcsteljesítmény tehát impulzuszerű beütéseknek jöhet létre, amikor a szűrő elektrolitkondenzátorok is közel csúcshőfeszültségen vannak.

Összegeve:

Megállapíthatjuk, hogy a végerősítő kimenő teljesítményének a függvényében az őt meghajtó tápfeszültség elég jelentősen változik. Vagyis nagy hangerő esetén a tápfeszültség csökken. Ez további problémák forrása. Ha ugyanis a T_7 -es tranzisztor csak kollektor ellenállása lenne, úgy a tápfeszültség csökkenése miatt a kollektorárama is csökkenne. A kapcsolási rajzot figyelmesen szemlélve látható, hogy a T_7 -es kollektorárama egyben a végtranzisztorok vezérlőárama is.

Mint tudjuk a legtöbb teljesítmény tranzisztor áramerősítési tényezője közepes áramerősítésnél a legnagyobb. Vagyis a nagy kimenőteljesítményhez nagy kollektoráram tartozik és itt a Béta minimumra csökken. Ezzel egyidejűleg a kollektor-emitter maradékfeszültség (U_{CEsat}) is emelkedik a kollektoráram függvényében. Olcsóbb erősítőnél a fent leírt problémákon úgy segítenek, hogy a végerősítő hangfrekvenciás kimeneti pontjáról egy elektrolitkondenzátor segítségével feszültség utánhúzást hoznak létre. Ennek hatására valamelyest javul a kivezrlélhetőség. Hátrányául róható fel, hogy az utánhúzás frekvenciafüggő, alacsonyfrekvencián káros kíméletést hoz létre, továbbá csak korlátozottan kompenzálja a fentiekben leírt hiányosságokat. Minőségi megoldást tehát csak az áramgenerátoros vezérlés nyújt. Az áramgenerátor áramát akkorára választottuk, hogy a végtranzisztorokat a felléphető maximális kollektoráramnál is jól ki tudjuk vezérelni (Béta minimumra történő méretezés!). A T_6 -os tranzisztorral felépített áramgenerátor 5 mA-es kimenőárama bőven

elégendő ahhoz, hogy maximális kivezrléshez tartozó kollektor csúcshőfeszültség mellett biztonságosan produkálják a végtranzisztorok. A T_6 és T_7 -es tranzisztorok között helyezkedik el a T_8 -as szinteltoló tranzisztor, amely lényegében a visszacsatolt feszültségforrás. A szinteltolás nagyságától függ a végtranzisztorok nyugalmi kollektorárama. Nagyságát a P_5 -ös potenciométerrel lehet beállítani. A T_8 -as szinteltoló tranzisztor termikus csatolásban van a végtranzisztorokkal. Mint tudjuk a bipoláris szilícium alapanyagú tranzisztorok bázis-emitter feszültségdriftje $2 + 3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Tétélezük fel, hogy tartós túlvezérlés hatására a T_{13} és T_{16} -os komplementer végtranzisztor pár erőteljesen felmelegszik. A felmelegedett tranzisztorok bázis-emitter (U_{EB}) nyitási feszültsége lecsökken, az alapáram megnövekszik. Ez újabb hőt termel – a végtranzisztorok „megfutnak” túldisszipálnak.

Valójában a helyzet nem ilyen tragikus. A szinteltoló T_8 -as tranzisztor ugyanis együtt melegszik a végtranzisztorokkal. Ebből következik, hogy a T_8 -as U_{EB} -je is csökken emelkedő hőmérséklet hatására. Ekkor viszont kisebb lesz a T_8 -as tranzisztoron eső feszültség is. Ez természetesen kisebb nyugalmi kollektor áramot eredményez a T_{13} és T_{16} -os végtranzisztorokon. Ennek eredménye a kisebb disszipáció, azaz hőmérséklet-csökkenés. Végeredményben tehát létrejött az egyensúlyi állapot, a végtranzisztorok nem képesek „megfutni”. A végerősítő tranzisztorai egy hármás Darlington-kapcsolást alkotnak. Erre a nagy kimeneti áram miatt van

szükség. A végerősítő tiszta komplementer kapcsolásban üzemel. Ennek intermodulációs torzítása lényegesen kisebb mint egy kvázikomplementer végfoké. Ez könnyen belátható, ha végiggondoljuk, hogyan jut el a jel a komplementer és hogyan a kvázikomplementer végerősítő esetén. Az utóbbinál lévő átmenetbeli aszimmetria eredménye a nagyobb intermodulációs torzítás. Amint azt a bevezetőben említettük, a végerősítő rövidzár ellen védett. Ezt a funkciót a T_9 és T_{10} -es tranzisztorok látják el.

Következőképpen működik a védelem: Zárlat, vagy túlvezérlés hatására a megnövekedett kimeneti áram hatására az R_{35} -ös ellenállás sarkain emelkedik a feszültség. Ez a szint az R_{40} valamint a P_6 -os potenciométer és a D_7 -es diódából felépített osztóra kerül. Amikor az osztáspontban lévő feszültség eléri a T_9 -es tranzisztor emitter-bázis nyitófeszültségét (U_{EB}) a bekapcsolt felvezető a D_7 -ös diódán át zárasfelé viszi a T_{11} -es tranzisztor bázisát. Létrejön az egyensúlyi állapot, a végerősítő a feszültségből áramgenerátoros üzemmódba kerül. Tartós zárlat esetén elegendő idő van arra, hogy a hangszóróval soros üvegcsöves biztosíték kiolvadjon. A védőáramkör meglehetősen gyors. Az impulzuszerű túlvezérlésekkel szemben is védelmet nyújt. A gyors bekapcsolást segíti a C_{21} és C_{22} -es kapacitások.

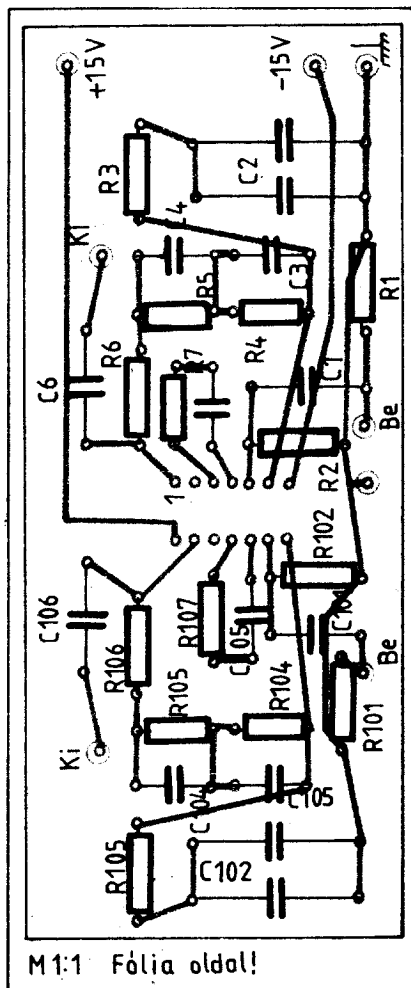
A védőáramkör bekapcsolási szintjét a P_6 -os, illetve a P_7 -es potenciométerrel lehet beállítani. A fentiekben leírt értelemszerűen igaz a PNP rész védelmére is, csak itt T_{10} , R_{38} , R_{39} , C_{22} és P_7 -es pozíciószámú alkatrészekkel van dolgunk. A végerősítő felső határfrekvenciáját a C_{20} -as Miller-kapacitás értéke szabja meg. Az alsó határfrekvenciát a C_{19} -es kondenzátor értéke határozza meg. A kimenő körben lévő R_{41} és C_{23} -as RC tag a terhelés változó fázismenetét korrigálja. Erre az RC tagra különösen nagy szükség van a több utas hangdobozok esetén. Ezek ugyanis hol induktív, hol ohmos, hol mint kapacitív terhelések jelentkeznek a frekvencia függvényében. A végerősítő bemeneti érzékenységet az R_{29} és R_{30} -as ellenállások hányadosa

adja $(A_U = \frac{R_{29}}{R_{30}})$. Ez jelen esetben +40 dB.

Kivezrlésjelző:

Elvi kapcsolási rajza a 9. ábrán, a nyomtatási rajz a 10. ábrán látható. Az áramkör konkrét teljesítményszint kijelzésére alkalmas. Összesen nyolc kijelzési pontot tartalmaz. Ezek az értékek növekvő sorrendben a következők: 0,5 W, 1 W, 2,5 W, 5 W, 10 W, 20 W, 50 W, 75 W.

Működése röviden a következő: a végerősítő hangszóró kapcsáról a jel az R_{42} -es ellenálláson át a T_{17} -es tranzisztor bázisára jut. Ez a tranzisztor nyugalmi helyzetben (vezérlés nélkül) le van zárva. Amikor a hangfrekvenciás jel pozitív félperiódusának amplitúdója eléri a T_{17} -es tranzisztor emitter-bázis nyitási küszöb-feszültségét, a meginduló emitteráram az R_{44} -es ellenálláson át feltölti a C_{24} -es kondenzátort. A feltöltés idejét az R_{44} -es ellenállás értéke határozza meg. A C_{24} -es kondenzátor feszültsége az R_{45} -ös ellenálláson át a T_{18} -as emitterkövető kapcsolásban működő tranzisztor bázisára kerül. A T_{18} -as tranzisztor emitter ellenállása a P_8 -as potenciométer. A teljesítményjelző hitelesítése ezzel a potenciométerrel történik. A P_8 -as potenciométer sarkain a hangfrekvenciás feszültséggel arányos egyenfeszültség csúcs egyenirányítását a T_{17} -es tranzisztor végzi. A feltöltési időt az R_{44} -es ellenállás határozza meg. A visszafutási időt – mely lényegében a C_{24} -es kondenzátor kisütési ideje – a T_{18} -as emitterkövető szabja meg. Ebben a felépítésben ugyanis a kisütést a T_{18} -as tranzisztor bázisára végzi. A P_8 -as potenciométer csúszkája a soros diódákon és ellenállásokon át a szintérzékelő tranzisztorok bázisaihoz kapcsolódik. Nézzük meg például az első világitó dióda kigyújtásának létrejöttét (0,5 W). Amikor a pillanatnyi hangfrekvenci-



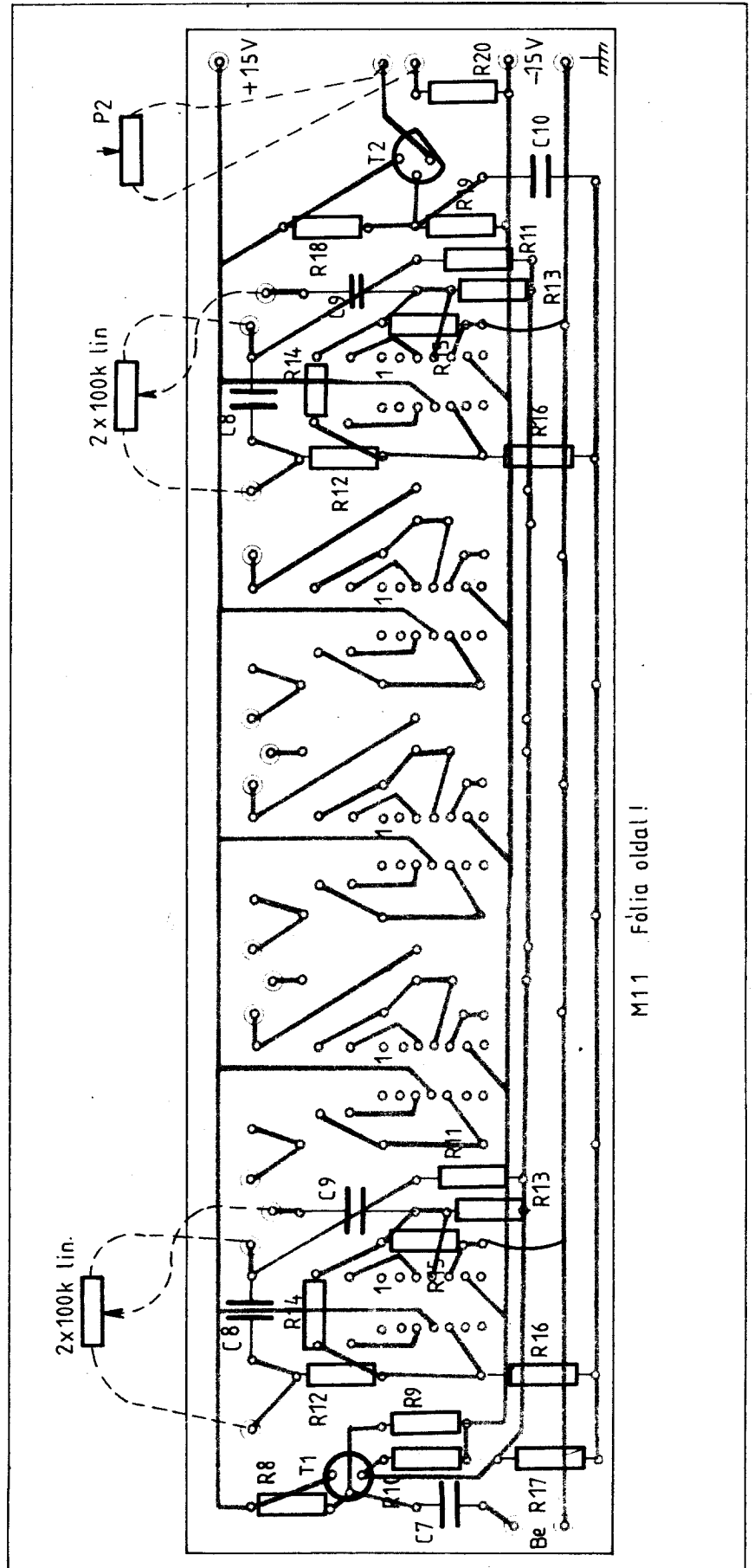
13. ábra. A hanglemezkorrektor nyomtatási rajza

ás jellel arányos egyenfeszültség eléri a T_{19} -es tranzisztor nyitási küszöbfeszültségét – az bekapcsol. A nyitási küszöbfeszültség jelen esetben 700 mV körüli érték. Ez a D_7 -es dióda nyitóirányú feszültségeseésének, valamint a T_{19} -es tranzisztor emitter-bázis nyitóirányú feszültségének az összege. A nyitásba vitt T_{19} -es tranzisztor az R_{47} -es ellenálláson át telítésbe vezérli a T_{20} -as kapcsolótranzisztor. Ez kigyújítja a kollektor körében lévő D_{27} -es fényemittáló diódát. A D_{27} -es fényemittáló dióda áramát (fényét) az R_{63} -as ellenállás állítja be. Nagyobb hangerőhöz nagyobb hangfrekvenciás feszültség tartozik. Ez természetesen nagyobb egyenfeszültséget hoz létre a P_8 -as potenciométer sarkain. Ha ez a DC szint nagyobb mint a D_8, D_9 diódnál, valamint a T_{21} -es tranzisztor e-b átmeneten eső feszültség akkor ez a tranzisztor is bekapcsol. Az R_{49} -es ellenálláson át telítésbe vezérli a T_{22} -es kapcsoló tranzisztor, kigyulladás a D_{28} -as fényki-bocsátó dióda. A fent leírt folyamat értelemszerűen folytatódik. Mint említettük, nagyobb teljesítményhez nagyobb DC szint tartozik, így több fényemittáló dióda világít. Az eredmény az erősítő kimenőteljesítményét hűen követő világitó fénycsík.

Tápegység

Elvi kapcsolási rajza a 11-es ábrán látható. Feladata a szükséges tápfeszültségek biztosítása az erősítő számára. A hálózati feszültség a K_5 -ös két áramkörös kapcsolón, valamint a B_1 üvegcsöves olvadóbiztosítékon át a zavarshűrő egységre jut. A zavarshűrő kimenetén a Tr_1 -es hálózati transzformátor található. A hálózati zavarshűrő használata a következők miatt ajánlatos. Gomba módra szaporodnak a CB-sek antennái. A fixen telepített adók legtöbbje sajnos zavarja környezetét. Jőmagam is tapasztaltam, hogy a dinamikus lemezjátszómon hallani lehetett a tölem mindössze 100 méterre lévő CB-sek adását. A dolog pikantériája, hogy a posta a többi szomszéd panaszai alapján megvizsgálta és teljesen szabályosnak találta úgy az adót, mint antennáját. A megoldás, hogy a szenvedő félnek kell védekeznie a nagy téroróval vehető CB adó ellen. Először a hanglemez-korrektor sávzélességét csökkentettem. Az eredmény negatív volt. Következő lépésben a korrektor bemenetére egy Rf-fojtót kapcsoltam. Ez már lényeges javulást hozott. Egy barátom tanácsára a hálózati oldalt is megvédtem a fent említett Remix gyártmányú zavarshűrővel. A két zavarvédő kapcsolás együttes alkalmazása teljesen jó eredményt produkált. Bebizonyosodott, hogy a levegőben vezetett hálózati vezeték mint egy antenna összegyűjti a CB adója által kisugárzott jelet. Ez nagy amplitúdóval az előerősítő bemenetére kerül a hálózati transzformátoron, majd a tápfeszültségen keresztül. A nagy jel hatására az előerősítő első félvezetője (mindegy, hogy IC vagy tranzisztor!) túlvezérlődik „leül” és demodulálja a rádiótelefon jelét. Ezért tartom szükségesnek ennek a zavarshűrő egységnek a beépítését. A gyártó cég, a Remix által megadott csillapítás a frekvencia függvényében a 12. ábrán látható.

Térjünk vissza a tápegységhez! A hálózati transzformátoron két szekunder tekercs található. Az n_2 -ről a váltakozófeszültség a D_{35} - D_{38} -as diódákból felépített Graetz-hidra kerül. Kétutas egyenirányítás után az egyenfeszültség simítását a C_{25} -ös elektrolytkondenzátor végzi. Ez a teljesítménykijelző tápköre. Az elő- és végerősítő részére szükséges tápfeszültséget a középleágazású n_3, n_4 -es tekercs állítja elő.



14. ábra. Az ekvalizer nyomtatási rajza

Kétutas egyenirányítás útján (D₃₉-D₄₂-es diódák) a keletkezett pozitív, illetve negatív tápfeszültség szűrését a C₂₇ és C₂₆-os elektrolit kondenzátorok végzik. Ezekből állítjuk elő egy-egy emitterkövetős stabilizátorral az előerősítők részére szükséges tápfeszültséget. A negatív ágban a T₃₅-ös tranzisztor található. Bázispotenciálját a D₄₃-as dióda rögzíti. A kimeneti feszültség gyakorlatilag azonos a D₄₃-as dióda Zener-feszültségével (az U_{EB} átmeneten eső feszültséggel kevesebb). A D₄₃-as Zener-dióda „könnyökre állítását” az R₇₂-es ellenállás végzi el. Ugyancsak az R₇₂-es ellenállás hozza létre a T₃₅-ös tranzisztor bázisáramát is. A kimenő feszültség igen kis impedancián jelenik meg. (Emitterkövetős kimenet!) Ez igen kedvező az előerősítőre nézve. Zümm szintje is igen alacsony. A pozitív tápfeszültség teljesen azonos módon jön létre a fent leírtakkal, csak NPN struktúrájú tranzisztort alkalmazunk.

Megépítés, bemérés

A munkát a nyomtatott áramköri lapok elkészítésével kezdjük. A hanglemzezőkorrektor nyomtatási rajza a 13., az *ekvalizer és balanszszabályozó* a 14., a végerősítő a 15. ábrán látható. A megadott nyomtatási rajztól nem célszerű lényegesen eltérni. Az alkalmazott alkatrészek szabványosak, a nyomtatás az általánosan elfogadott 2,5 mm-es raszter szerint készült.

Következő lépés a hálózati transzformátor elkészítése. A hálózati transzformátort két változatban készítettük el. Az elsőt szilícium ötvöztetésű EI vasból a másikat (közel fele geometria) hipersil anyagból. A transzformátor adatait az 5. táblázat tartalmazza. Akinek nincs kellő gyakorlata transzformátor készítésben inkább forduljon szakemberhez. A rosszul elkészített hálózati transzformátor súlyos balesetek forrása lehet. A megszerelt nyomtatott áramköri lapok, és a hálózati transzformátor birtokában elkészít-

hetjük az erősítő mechanikáját. Egy jól bevált, körvonalazott elhelyezési rajzt szemléltet a 16. ábra. Az élesztést a tápegységgel kezdjük. Univerzális kéziműszerrel, vagy DC csővoltmérővel mérünk a föld és a C₂₆-os negatív, valamint a C₂₇-es elektrolit kondenzátorok pozitív fegyverzetén. Névleges hálózati feszültség mellett 30 V ± 2 V-ot mérhetünk. A C₂₅-ös elektrolit-kondenzátoron 22 V ± 2 V-ot kell mérnünk.

5. táblázat Hálózati transzformátor adatai

T₁-es hálózati transzformátor adatai:

Vas: EI 104 q = 17,6 cm² pakett-vastagság = 55 mm

Menetszámok:

Primer: 686 m Ø, 0,6 Mz huzal. Soronként 0,02 mm-es hostafán fólia, vagy transzformátorpapír szigeteléssel.

Szekunder: n₁: 2 × 75 m Ø, 1,2 Mz huzal. Soronként 0,25 mm-es prespán szigeteléssel.
n₂: 56 m Ø, 0,8 Mz huzal. Soronként 0,25 mm-es prespán szigeteléssel.

A primer és szekunder tekercsek között 4 réteg 0,3 mm-es prespán szigeteléssel.

A T₁-es hálózati transzformátor adatai:

Vas: SM 102/A

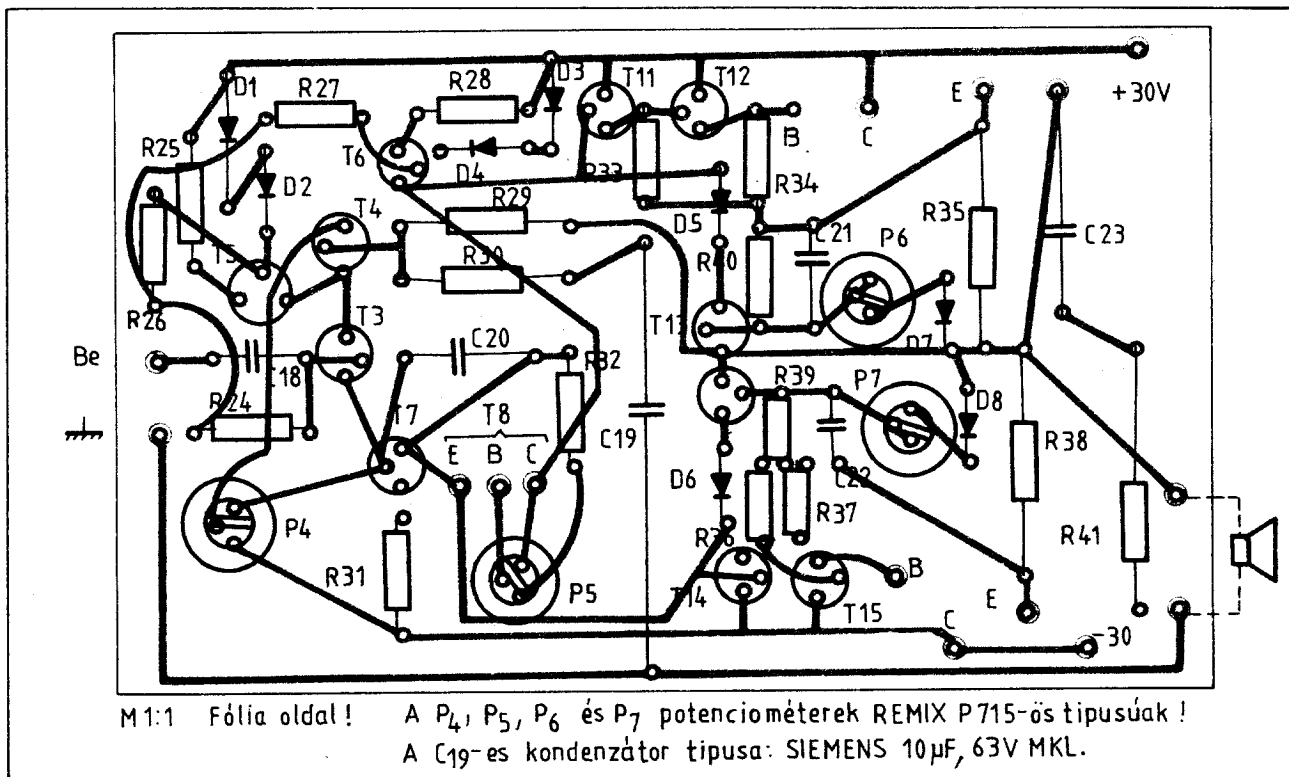
Menetszámok:

Primer: 600 m Ø, 0,7 Mz huzal. Soronként 0,02 mm-es hostafán fólia, vagy transzformátorpapír.

Szekunder: n₁: 2 × 68 m Ø, 1,2 Mz huzal. Soronként 0,25 mm-es prespán szigeteléssel.
n₂: 50 m Ø, 0,8 Mz huzal. Soronként 0,25 mm-es prespán szigeteléssel.

A primer és szekunder tekercsek között 4 réteg 0,3 mm-es prespán szigeteléssel.

Végezetül ellenőrizzük az előfok tápfeszültségeit! A D₄₁ és D₄₂-es Zener-diódáktól függően a kimenő feszültség 13,5 és 15 V között lehet. Ezt a C₂₈-as, valamint a C₂₉-es elektrolitkondenzátor sarkain mérhetjük. Az itt felsorolt adatok üresjáratú (terheletlen) tápfeszültség értékek! Következő lépésben tápfeszültséget kapcsolunk a hanglemzezőkorrektorra. Bemeneretű hanggenerátor jelet csatlakoztatjuk. A hanggenerátort a következő pozícióba helyezzük: f = 1 kHz, U_{ki} = 2,2 mV. Jó az előerősítő, ha a kimenő feszültség 150 mV ± 7 mV. A hanggenerátor kimenő feszültségét változatlanul hagyva a frekvenciát f = 50 Hz-re, majd 15 kHz-re kapcsoljuk. Vessük össze a mért értéket a 3. ábrán látottakkal. Amennyiben nincs lényeges eltérés, a korrektor frekvencia menete megfelelő. Ezután az ekvalizer mérése következik. A magnetofon I a bemeneretű hanggenerátorból f = 1 kHz és U_{ki} = 200 mV-os jelet adunk. A K₁-es programválasztó kapcsolót Magnetofon I a K₂-es kapcsolót pedig az „Equalizer” állásba helyezzük. A f = 1 kHz-es frekvenciának megfelelő P₁-es potenciómétert maximális emelés állásba, míg a többi középhezlyetbe állítjuk. A P₂-es balanszszabályozó potenciómétert teljesen felcsavarjuk. Csővoltmérővel mérünk a P₂-es csúszkáján. Jó az ekvalizer, ha ezen a ponton 800 mV ± 50 mV-ot mérünk. Ezután a hanggenerátor kimenő amplitúdóját változatlanul hagyva sorra mérünk a következő frekvenciákon: 32 Hz, 250 Hz, 4 kHz, 16 kHz. Mindig azt a potenciómétert helyezzük maximális emelés állásba, amelyik a bejövő frekvenciáértékeknek megfelel. A többi P₁-est természetesen középpállásba tesszük. A mért kimenő jel amplitúdója 800 mV ± 50 mV. (Ez felel meg a +12 dB-es emelésnek). Végerősítő: A pozitív és negatív tápfeszültséget egy-egy 10 Ω-os 10 W-os ellenálláson át kapcsoljuk a végerősítőre. A végerősítő kimenete és a föld közé DC csővoltmérőt, vagy univerzális kéziműszert kapcsolunk. A műszer méréshatára 30 V legyen. Kapcsoljuk be a tápegységet. A



15. ábra. A végerősítő nyomtatási rajza

P₄-es „DC balansz” potenciométerrel végezzük el a kiegyenlítést. (Nulla feszültség!)

Következő lépés a nyugalmi kollektoráram beállítása. Kikapcsoljuk az erősítőt. A végerősítő pozitív és negatív tápfeszültség vezetékeiből kiforrasztjuk a soros 10 Ω 10 W-os ellenállásokat. A P₅-ös potenciométer csúszkáját a T₉-as tranzistor kollektora felé csavarjuk, ütközésig. Az erősítő kimenete és a föld közé 4 Ω-os 60 W-os huzalellenállást kapcsolunk.

A műterhelés sarkaira oszcilloszkópot csatlakoztatunk. A végerősítő bemenetére (C₁₈-as kondenzátor) hanggenerátorából f=1 kHz és U_{ki}=10 mV jelet adunk. Figyeljük a hanggenerátort a 4 Ω-os műterhelés sarkain. A P₅-ös potenciométerrel „eltüntetjük” a keresztelési torzítást. Ezután a hanggenerátor frekvenciáját f=10 kHz-re kapcsoljuk. A kimenőfeszültség U_{ki}=10 mV. Megismételjük az előbbi mérést. Ha szükséges állítunk a P₅-ös potenciométeren. Ezzel be is szabályoztuk a nyugalmi kollektoráramot. Ez a dinamikus beállítási módszer lényegesen jobb mint árammérő segítségével beállítani egy előre megadott IC_Q-t. Minél jobb a végfokozatban lévő PNP és NPN tranzisztorok Béta együftutása, annál kisebb nyugalmi kollektoráram szükséges. Ez természetesen kisebb hőtermelődést eredményez. Ezután a hanggenerátort f=1 kHz U_{ki}=140 mV-os állásba helyezzük. A végerősítő kimenetén 14 V-os (effektív érték!) torzítatlan jelet kell mérnünk, a 4 Ω-os műterhelésen. Ez 50 W kimenőteljesítménynek felel meg.

Lényeges mérés következik, a zárlat elleni védelem beállítása. A hanggenerátort az előbbi pozícióban hagyjuk. A 4 Ω-os műterheléssel párhuzamosan kapcsolunk 10 Ω-os 20 W-os huzalellenállást. Oszcilloszkópon figyeljük a műterhelés sarkain lévő jel formáját. A P₆-os potenciométert addig csavarjuk, míg a szinuszhullámforma tetején a vágás megjelenik. Hasonlóan járunk el a P₇-es potenciométerrel is, de itt a szinuszcörbe alsó (negatív) pontján kell a vágásnak létrejönnie. A beállított P₄, P₅, P₆, P₇-es potenciométereket kis festékcseppel rögzítjük, az elállítódás ellen.

Teljesítménytényező: Az R₄₂-es ellenállás és a föld közé hanggenerátort kapcsolunk. A teljesítménykijelző A és B pontját felbontjuk. A „B” pont és a föld közé egyenfeszültségű tápegységet és DC mérőműszert kapcsolunk. Ellenőrizzük a 6. táblázat szerint az egyes teljesítményhez tartozó DC szinteket. Amennyiben a kigyújtás nem megfelelő helyen történik, módosítani kell a szinttelölást végző diódákat értelemszerűen. Ezután kapcsoljuk le a DC feszültségforrást a „B” pontról és zárjuk azt az „A” ponttal. A hanggenerátort f=1 kHz és U_{ki}=4,4 V-ra állítjuk be. A P₈-as potenciométert olyan állásba csavarjuk, hogy világítson a D₂₇, D₂₈, D₂₉ és D₃₀-as fényemittáló dióda.

Az elkészült erősítő torzítási jellemzőit a 17. és 18. ábrákon látható karakterisztikák adják meg.

6. táblázat Táblázat a kivezérlésjelző beméréséhez

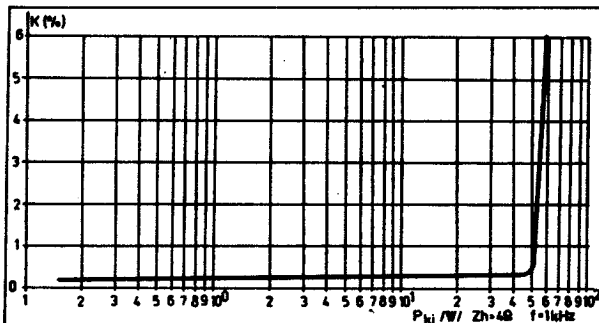
Teljesítmény	Kigyújtási fesz. (DC) az A ₁ és a föld köz.	Kigyújtási fesz. (AC) a bemeneten	Világító dióda
0,5 W	705 mV	1,41 V	D ₂₇
1 W	1 V	2 V	D ₂₈
2,5 W	1,65 V	3,16 V	D ₂₉
5 W	2,25 V	4,5 V	D ₃₀
10 W	3,15 V	6,3 V	D ₃₁
20 W	4,47 V	8,94 V	D ₃₂
50 W	7,05 V	14,1 V	D ₃₃
75 W	8,65 V	17,3 V	D ₃₄

Anyagjegyzék

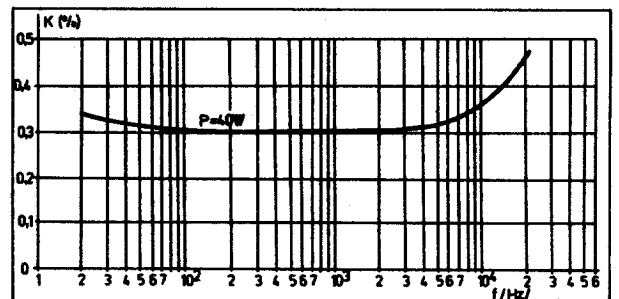
- T₁, T₂: BC182, vagy BC107, BC108, BC109, BC171, BC172, BC173, BC184, BC413, BC414, BFY34, BFY46, 2N1613, BCY58, BCY59.
 T₃, T₄, T₅, T₆: BC212, vagy BC177, BC257, BC307, BC327, BC361, BCY79.
 T₇: BC182, vagy BC190, BCX22, BCX24, BCX94, BSX21, BC546, BC637, BC639, 2N719, 2N720, BFY65, BSY55, BSY56, 2N2193A
 T₈: BC182, vagy BC237, BC414, BC546, BC547.
 T₉: mint T₁
 T₁₀: mint T₃
 T₁₁: BC182, vagy BC337
 T₁₄: BC212, vagy BC327
 T₁₂: BC301, vagy BC141, BC637, BC639.
 T₁₅: BC303, vagy BC161, BC638, BC640. Tranzisztoronként hűtőcsillag.
 T₁₃: BD245A, vagy TIP33A, BD245B, BD245C, TIP33B, TIP33C, BD249A, BD249B, BD249C.
 T₁₆: BD246A, vagy TIP34A, BD246B, BD24C, TIP34B, TIP34C, BD250A, BD250B, BD250C. Mind a T₁₃, mind a T₁₄ tranzisztor egyenként 250 cm² 2 mm vastag Al. hűtőfelületre szerelve!

Figyelem! A T₁₂ és T₁₃ tranzisztorok helyett kiváloan megfelel a TIP140, vagy TIP141-es Darlington-teljesítménytranzisztor. Az R₃₃, R₃₄-es ellenállás ekkor kimarad! A hűtőfelület változatlan! A T₁₅ és T₁₆-nak a TIP145, vagy TIP146-os Darlington-teljesítménytranzisztor a megfelelője. Az R₃₆ és R₃₇-es ellenállások itt is kimaradnak! A hűtőfelület változatlan!

- lások itt is kimaradnak! A hűtőfelület változatlan!
 T₁₇, T₁₈, T₁₉, T₂₁, T₂₃, T₂₅, T₂₇, T₂₉, T₃₁, T₃₃: BC182, vagy BC107, BC108, BC111, BC172, BC173, BC184, BFY33, BFY34, BFY46, 2N1613, BCY58, BCY59.
 T₂₀, T₂₂, T₂₄, T₂₆, T₂₈, T₃₀, T₃₂, T₃₄: BC212, vagy BC192, BC251, BC252, BC253, BC256, BC261, BC266, BC262, BC263, BC307, BC308, BC309, BCY78, BCY79.
 T₃₆: BD241a, vagy TIP31A, BD239A, BD135, BD137, BD139.
 T₃₅: BD242A, vagy TIP32A, BD240A, BD136, BD138, BD140.
 D₁, D₂, D₃, D₄, D₅, D₆: BAY41, vagy BAY42, BAY43, BAY45, BAY46, 1N914, 1N916.
 D₇, D₈, D₁₁, D₁₄: OA1180, vagy OA1182
 D₉, D₁₀, D₁₂, D₁₃, D₁₅, D₁₆, D₁₇, D₁₈, D₁₉, D₂₀, D₂₁, D₂₂, D₂₃, D₂₄, D₂₅, D₂₆, D₃₅: BAY41, vagy BAY42, BAY43, BAY45, BAY46, 1N914, 1N916.
 D₂₇, D₂₈, D₂₉, D₃₀, D₃₁, D₃₂, D₃₃, D₃₄: CQY27, vagy CQY40L, LD41i, CQY20-4, CQY24, CQY46.
 Lemezjátszó előerősítő: μA739PC, vagy μA749PC.
 Ekvalizer: μA741PC vagy SN72741, ML741, MAA741, μA748, SN72748, MAA748
 D₃₅, D₃₆, D₃₇, D₃₈: BY238, vagy BY236, BY134, BY135, SIEK1, SIEK2, SIEK3, SIEK4, SIEK5, SIEK6, SIEK7, 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007.
 D₃₉, D₄₀, D₄₁, D₄₃: BYX42/100T, vagy BYX42/200T, BYX42/300T, BYX42/400T.
 D₄₃, D₄₄: ZPD15, vagy ZF15, ZG15, ZY15.



17. ábra. Jelalaktorztás a kimenőteljesítmény függvényében



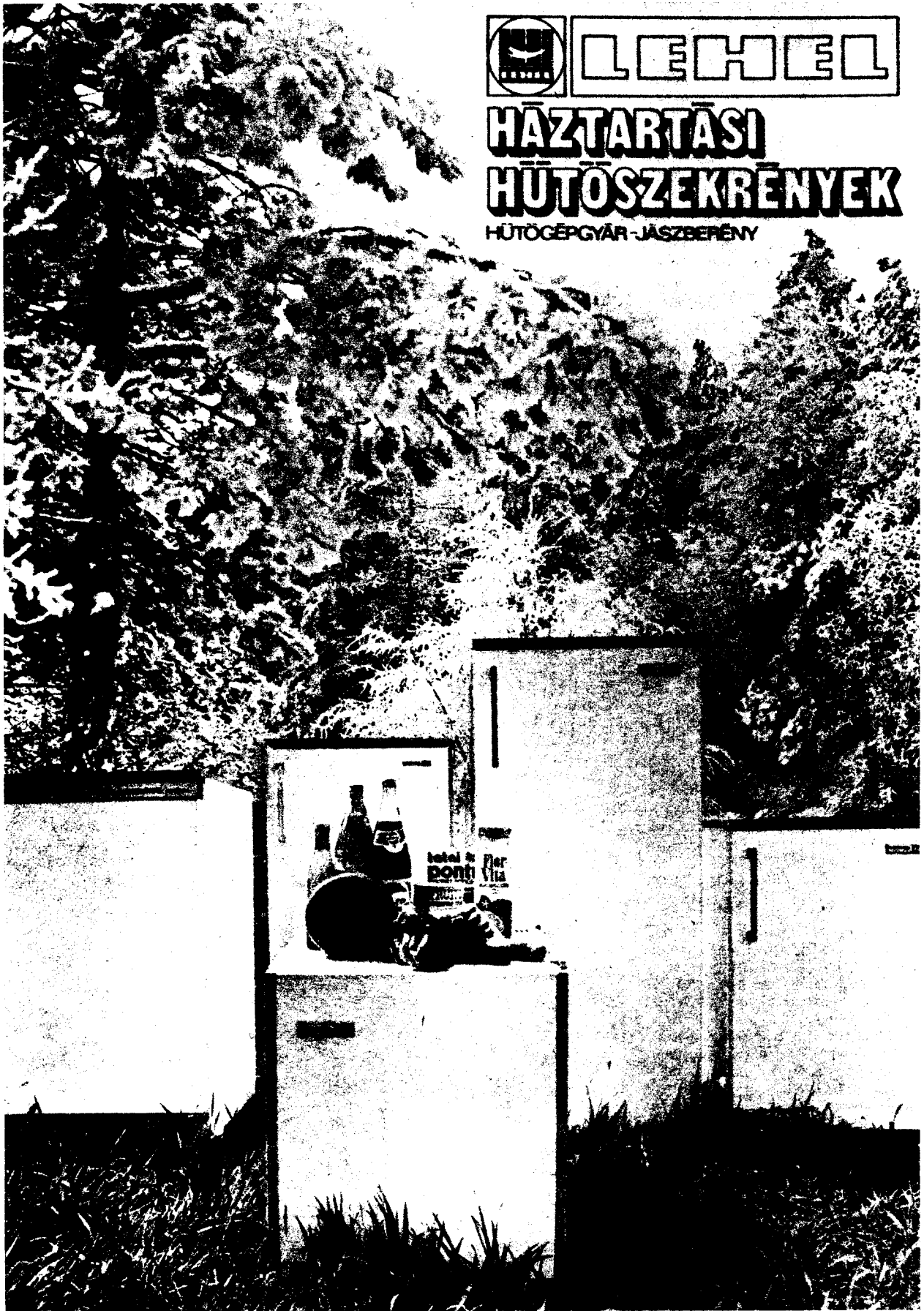
18. ábra. Jelalaktorztás a frekvencia függvényében



LEHEL

HÁZTARTÁSI HŰTŐSZEKRENYEK

HŰTŐGÉPGYÁR - JÁSZBERÉNY



Gitártestbe beépíthető torzító integrált áramkörrel

Plachtovics György műsz. ip. technikus

Az 1982-es „Rádiótechnika Évkönyv” 176. oldalán „Gitártestbe beépíthető hangszabályozó és előerősítő integrált áramkörrel” címmel cikk jelent meg. A téma aktualitását jelezte, hogy igen sok levelet kaptam ezzel kapcsolatban. Amatőrtársaim alkatrész problémákra vártak tölem választ. Több levélíró kis formátumban megépíthető jó hangzású torzító kapcsolási rajzát kérte levelében.

Ezeknek a kéréseknek teszek eleget az alábbi leírással. A torzító integrált áramkörös felépítésű. Telepfeszültsége 9 V. Áramfelvétele kisebb mint 4 mA. Igen kis méretben megépíthető. Egy váltókapcsoló segítségével a gitárhangszedő jele közvetlenül, vagy a torzítón keresztül jut a kimeneti csatlakozóra. A torzítás mélységét, hatásosságát folyamatosan lehet szabályozni. A torzított kimenő jel amplitúdóját ugyancsak potencióméterrel állíthatjuk be a kívánt értékre. A torzítóban felhasznált alkatrészeket a hazai ipar gyártja, üzleteinkben elvileg kaphatók. A torzító megépítéséhez a félvezetőtechnikában való jártasság ajánlatos. Beméréséhez kéziműszer vagy AC-DC csővoltmérő, oszcilloszkóp és hanggenerátor szükséges.

Műszaki leírás

A torzító elvi kapcsolási rajza az 1. ábrán látható. Az eredeti áramkör a „NATIONAL SEMICONDUCTOR” által kiadott „AUDIO HANDBOOK”-ban található. Ejszint néhány szót a torzítókról általában.

1) Túlvezérelt erősítő. Rendszerint 2-3 tranzistorból álló kapcsolás. Jellemző példa erre az igen nagy darabszámúban forgalomba került „Marschall” cég által gyártott, pedálba beépített torzító. Ez szintén 9 V-os teleppel működik. Nagy hibája, hogy germánium tranzistorokkal lett felépítve. Az eredetileg kis zajú OC 603-as tranzisztorok a közel 15 éves használat alatt teljesen beajosodtak. Az első tranzisztor nyitóáramában elő van feszítve, így 10-20 mV-os jel már indítja a tranzisztor. A kimenő amplitúdót és a torzítás mélységét külön-külön lehet szabályozni. Lecsengő hangokra az erősítő a következőképpen reagál. A bemenő jel amplitúdójának csökkentésével csökken a négyszögjelek fel- és lefutásának a meredeksége. Kis amplitúdónál az alapjelhez hasonló jel kerül a kimenetre. A mai szemmel korszerűtlen áramkör igen jó hangzást produkál. Ára még most is 2 és 3 ezer forint körül mozog.

2) Schmitt-trigger: A hangfrekvenciás jel egy Schmitt-trigger bemenetére jut. A billenési küszöb rendszerint külön potencióméterrel állítható. Az áramkör kimenetén közel tápfeszültségnyi négyszögjel jelenik

meg. A problémát a lecsengő hangok okozzák. Ha ugyanis túl alacsonyra állítjuk a billenési szintet, akkor hajlamos lesz a torzító arra, hogy minden zajra bebillenjen, elinduljon. A zajhatár fölé állítva a billenési szintet a következőt tapasztalhatjuk. Lecsengő hangoknál a billenési küszöb alatt hirtelen elhallgat, ami igen kellemetlen hatást kelt.

3) Diódás vágó: A gitárhangszedő jele egy előerősítőre jut. A felerősített néhány volt nagyságú jelet két antiparalel kapcsolású dióda vágja. A vágási küszöb a diódák alapanyagától függ. Germániumnál 200-300 mV, míg szilíciumnál 600-700 mV-os nagyságú négyszögjeleket kapunk a kimeneten. Lecsengő hangoknál az áramkör a következőképpen működik. A négyszögletes hullámformájú jel meredeksége egyre csökken, majd a vágási küszöb alatt az eredeti hullámformájú jel jön ki a torzítóból.

Térjünk vissza az általunk kiválasztott kapcsoláshoz.

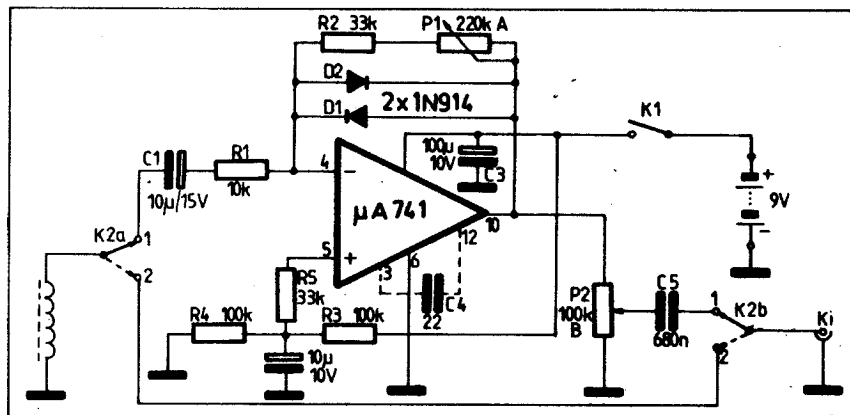
A gitárhangszedő jele a K₂-es kapcsoló 1-es szegmensére jut. A K₂-es két áramkörös kétállású kapcsoló az úgynevezett üzemmód kapcsoló. Az 1-es állásban a torzítón keresztül, míg a 2-es állásban közvetlenül jut a hangszedő jele a kimenetre. A kis szintű jel a C₁-es elektrolit kondenzátorral soros R₁-es ellenálláson keresztül a műveleti erősítő invertáló bemenetére kerül. A műveleti erősítő invertáló bemenete és a kimenete között található az antiparalel kapcsolású D₁ és D₂-es dióda, valamint vele párhuzamos az R₂ ellenállással soros P₁-es potencióméter.

Lényegében ezek képezik a visszacsatoló hálózatot. Ha tüzetesebben megvizsgáljuk a kapcsolást, felismerhető a fázisfordító műveleti erősítő. Erősítése jelen esetben az R₂-es ellenállással soros P₁ potencióméter, valamint az R₁-es ellenállás hányadosától függ. Képletben

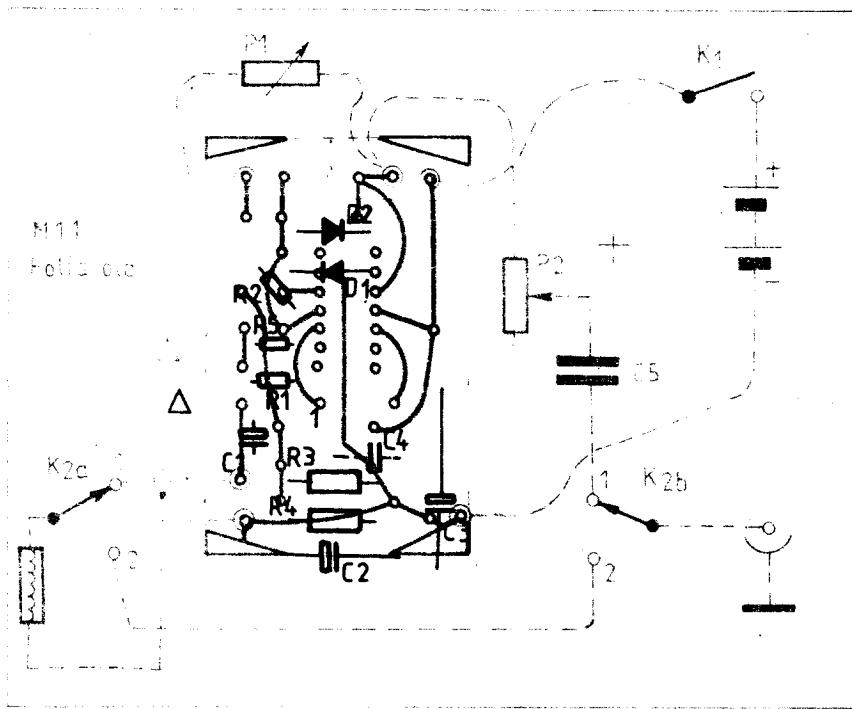
$$A_u = \frac{R_2 + P_1}{R_1}$$

Ez a formula csak addig igaz, amíg az integrált áramkör kimenőfeszültsége el nem éri a D₁ és D₂-es diódák nyitási feszültségét. Tekintve, hogy szilíciumdiódákról van szó, ez a szint ± 700 mV.

Nagyobb bemenő jel esetén, ha az erősítést konstansnak vesszük a kimenő jel túllépné a ± 700 mV-ot. Am ekkor a pozitív és negatív félperiódusban kinyit a D₁ és D₂-es dióda. A negatív visszacsatolás mértéke megváltozik már nem igaz a fent említett formula. A számlálóban lévő R₂ és P₁-es ellenállások helyére a D₁, illetve a D₂-es diódák nyitóirányú ellenállásai kerülnek. A visszacsatolóágban lévő antiparalel kapcsolású szilíciumdiódák a nyitási küszöbfeszültségükkel határolják a kimenő feszültséget. A kimeneti feszültség amplitúdója ± 700 mV. A határolás után fellépő erőteljes negatív visszacsatolás miatt a műveleti erősítő igen nagy bemenő jel esetén sem tud túlvezérlődni. Ez azt jelenti, hogy a billenési idő nem növekszik meg, mert nincs túlvezérlés. A négyszögjelek fel- és lefutása a műveleti erősítő frekvencia-kompenzálásától függ. Esetünkben - tekintve, hogy torzióról van szó, nincs különösebb jelentősége a négyszögjelek fel- és lefutási idejének. Amíg a limitálási szintet el nem érjük, a műveleti erősítő erősítését bizonyos határok között változtatni lehet a P₁-es potencióméterrel. A legkisebb erősítés 3,1-szeres, azaz +10 dB. A legnagyobb erősítés 25-szörös, azaz 32 dB. Ez a beállítás jó minőségű gyári gitárhangszedőhöz készült. Méréseim szerint ezek kimenő feszültsége 100-200 mV körül mozog. A házi, saját készítésű gitárhangszedők ennél lényegesen gyengébbek. A gitárhangszedőről leszedhető feszültség 5 és 15 mV körüli érték. Ilyen esetben meg kell növelni a műveleti erősítő erősítését, hogy a határolási szintet a 700 mV-ot elérjük. Sajnos a nagyobb erősítés nagyobb zajt eredményez. Megfelelő eredményt a mintadarabnál az alábbi átalakítás adott: A visszacsatoló ágban lévő D₁ és D₂-es szilíciumdiódákat germánium kapcsolódiódákra cseréltük ki. Megfelelő típus, az OA



1. ábra. Az integrált áramkörös torzító elvi kapcsolási rajza



2. ábra. Az integrált áramkörös torzító nyomtatási rajza

1180, OA 1182 stb. Így természetesen a kimeneti feszültségugrás kisebb lesz, mint egy ± 250 mV. Ez az érték az aranytűs felépítésű germánium diódák nyitási küszöbfeszültségéből adódik.

A kimenő feszültség csökkenésének nincs jelentősége, hiszen a legtöbb erősítő, melyhez csatlakozik a torzító ennél jóval nagyobb bemeneti érzékenységgel.

A torzító kimenő feszültsége a logaritmus karakterisztikájú P_2 -es potenciométerrel állítható be a kívánt értékre. A potenciométer csúszkája és a K_{2b} kapcsoló 1-es szegmense között lévő C_5 -ös kondenzátor szerepe a potenciál leválasztás. A C_3 -as elektrolitkondenzátor a telep belső ellenállását csökkenti le.

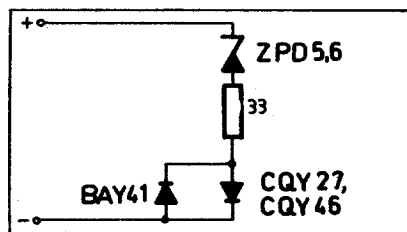
A μA 741-es integrált áramkör pozitív – negatív tápfeszültséghez készült. Ennek az a kapcsolási rajzon is látható, az R_3 és R_4 ellenállásokból kialakított osztóval állítjuk be a féltápfeszültséget. Az R_4 -es ellenállással párhuzamos C_2 -es elektrolitkondenzátor feladata az osztó hidegítése hangfrekvenciás szempontból. Ennek az osztónak a középpontjához kapcsolódik az R_5 -ös ellenálláson keresztül a műveleti erősítő + (non invert) bemenete. Az azonos bemeneti áramok biztosítása céljából az R_1 és R_5 -ös ellenállások értékei megegyeznek. Ennek eredménye a drift és az ofszet feszültség optimális értéken való tartása.

A mintapéldányba μA 741-es típusú integrált áramkört építettünk be. Ezzel azonos eredményt ad a μA 748-as típusú áramkör. Ekkor azonban be kell építeni a kapcsolási rajzon szaggatott vonallal behúzott 22 pF-os C_4 -es pozíció számú kondenzátort.

Mind a két integrált áramkört gyártja az Egyesült Izzó. A μA 709-es integrált áramkörrel nem érdemes kísérletezni. Frekvencia kompenzálása legalább még három plusz RC elemet igényelne. Kimenete nem zárlatvédett, könnyen reteszlődik. Ráadásul árbeli különbség gyakorlatilag nincs az előző két típushoz képest.

Megépítés bemérése

A munkát a nyomtatott áramköri lap elkészítésével kezdjük. A fólia felőli nyomtatási rajz a 2. ábrán látható. A nyomtatási rajztól nem célszerű lényegesen eltérni. Az egyes alkatrészek lábkiosztása az általánosan elfogadott 2,5 mm-es raszter szerint készült. A cél a minél kisebb geometriai méretek elérése. Ennek érdekében az alkatrészeket állítva szereltük, hasonlóan a zsebrádióknál látottakhoz. A torzítóban lévő valamennyi ellenállás 0,125–0,25 W-os, R 510 típusú fémréteg ellenállás. Természetesen más hasonló típus is megfelel, pl.: a szovjet MLT stb. A kondenzátorok típusai, üzemi feszültségei a kapcsolási rajzon fel vannak tüntetve. A P_1 -es 220 k Ω -os



3. ábra. Telep vizsgáló áramkör

potenciométer lineáris, míg a P_2 -es logaritmus karakterisztikájú legyen. Lehetőleg jó minőségű, zajszegény típust építsünk be ezekre a helyekre. A potenciométerek házat, tengelyét földeljük le. Ugyancsak célszerű a K_2 -es üzemmódkapcsoló fémtestet is földelni. A megszerelt áramköri lapot ellenőrizzük, hogy nincs-e hibás forrasztás, vagy téves alkatrész beépítés. Ha rendben találunk mindent, kezdődhet az elektromos élesztés. Első mérési feladat DC. szintek ellenőrzése. A torzító bemenetét zárjuk le egy darab rövid vezetékkel a bemeneti földponthoz. Zárjuk a K_1 -es kapcsolót. DC. csővoltmérővel, vagy univerzális kéziműszerrel mérjük a kapcsolási rajzon megadott pontokat. Ezek után következik az üzemszerű működés ellenőrzése. Forrasztunk árnyékolt vezetékkel a torzító bemeneti pontjára. Ezt csatlakoztassuk a hanggenerátor kimeneti pontjához. A hanggenerátort helyezük $f=1$ kHz $U_{ki} = 80$ mV-os állásba. Zárjuk a K_1 -es kapcsolót. A K_2 -es üzemmód kapcsolót helyezzük az 1-es (torzító) állásba. Oszcilloszkóppal mérjük a torzító kimeneti pontján (P_2 -es felcsavart állásban). A P_1 -es potenciométert a minimális erősítésből csavarjuk a maximális felé. Minimális erősítés erősítés állásban 200 mV-os szinuszhullámműködésű jelet kell látnunk az oszcilloszkóp képernyőjén. Növeljük a P_1 -es potenciométerrel a műveleti erősítő erősítését. Amikor a kimenőjel amplitúdója eléri a ± 700 mV-ot elkezdődik a vágás. Nagyobb erősítésnél egyre jobban megközeledik a négyszög hullámműködésű kimenő jel képe. Ezzel lényegében befejeztük a torzító elektromos bemérését. A bemért torzítót célszerű legalább egyik oldaláról árnyékolni. Az árnyékoló lemezt a nyomtatott áramköri lapra kell felforrasztani, az alkatrész oldalról.

A gitár testbe történő beépítéshez nem igen lehet tanácsot adni, ezt a tulajdonos rendszerint jobban tudja. Telepcsatlakozónak a zsebrádióknál is alkalmazott „kesztyűpatentes” ellendarabot használunk. A 3. ábrán egy igen egyszerű és jól használható áramkör látható. Segítségével meghatározható a telep állapota. Ha a fényemittáló dióda világít, a telepet még nyugodtan használhatjuk. Ilyenkor ugyanis a telepfeszültség legalább 7 V, közel 40 mA-es terhelésnél.

Végezetül néhány szó az alkalmazásáról. Játék előtt zárjuk a K_1 -es kapcsolót. A K_2 -es kapcsoló 2-es állásban a gitárhangszedő jele közvetlenül a kimeneti csatlakozóra jut. A torzító beállítását a következőképpen célszerű elvégezni. A K_2 -es kapcsolót a 2-es állásba helyezzük. Megszólaltatjuk hangszerünket. A kimeneti szintet a P_2 -es hangerő szabályozó potenciométerrel úgy állítjuk be, hogy ne legyen lényeges eltérés a K_2 -es kapcsoló 1-es és 2-es állása között, megpengetett húr esetén. Ezután a zeneszám jellegének megfelelően beállítjuk a torzítás nagyságát, mélységét a P_1 -es potenciométerrel.

A torzító hangja az eredeti irodalom és saját tapasztalataim szerint is a klarinét hangjára emlékeztet.

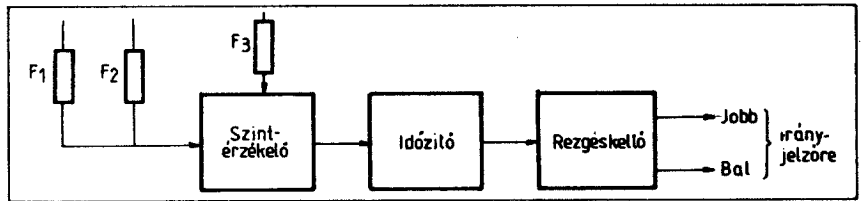
A megépítéshez sok sikert a felhasználáshoz jó szórakozást kívánok!

Automata elakadásjelző

Plachtovics György műszeripari technikus

Kemény teleken gyakran lehet látni útjainkon üzemképtelen „lerobbant” gépkocsikat. Ezek sok esetben akadályozzák a forgalmat. A járművek belsejében elhelyezett, a KRESZ által előírt elakadásjelző háromszög igen nehezen észlelhető az ablaküvegre fagyott jég és hó miatt. A rossz látási viszonyok, a csúszós utak megnövelik egy esetleges ütközés esélyét. Az alábbiakban ismertetett elektronika ilyen esetben óriási szolgálatot tesz. Láthatóvá teszi a közeledő gépkocsi számára az otthagyt járművet. Az előlről vagy hátulról közeledő gépkocsi fényszórójának hatására az elakadt autó első és hátsó irányjelzői kb. 0,5 percig villognak. Ezzel lehetőséget adnak a kikerülés idejében történő megkezdésére. Az akkumulátor kímélése céljából egy fényelem figyel a jármű körüli fényt. Ha az elég nagy, úgy az automatika nem kapcsol be. Ezzel biztosítható például, hogy a le- vagy felmenő nap sugarai ne indítsák be feleslegesen az áramkört. Ugyancsak jó szolgálatot tesz az automata elakadásjelző a sötét utcában történő parkoláskor is. Az alábbiakban ismertetésre kerülő áramkörrel bármilyen körülmények között „láthatóvá” tehetjük gépkocsinkat. Az automata elakadásjelző felvezetős felépítésű. Hat darab tranzisztort és egy darab tirisztort tartalmaz. Figyelő állásban az áramfelvétele igen kicsi az akkumulátor kapacitásához képest, mindössze 50 mA. Bármelyik 12 V-os testelt járműbe beépíthető. Érzékelőként a Tesla gyártmányú WK 65037 típusú fotoellenállást alkalmaztuk.

A szilícium alapanyagú félvezetők felhasználása széles hőmérséklet-tartományban megbízható, üzembiztos működést eredményez. Az automata elakadásjelzőben lévő valamennyi alkatrész a hazai üz-



1. ábra. Az elakadásjelző tömbvázlata

letekben megvásárolható. Megépítéséhez a félvezető technikában való jártasság ajánlott. Beméréséhez univerzális kéziműszer, vagy AC-DC csővoltmérő szükséges.

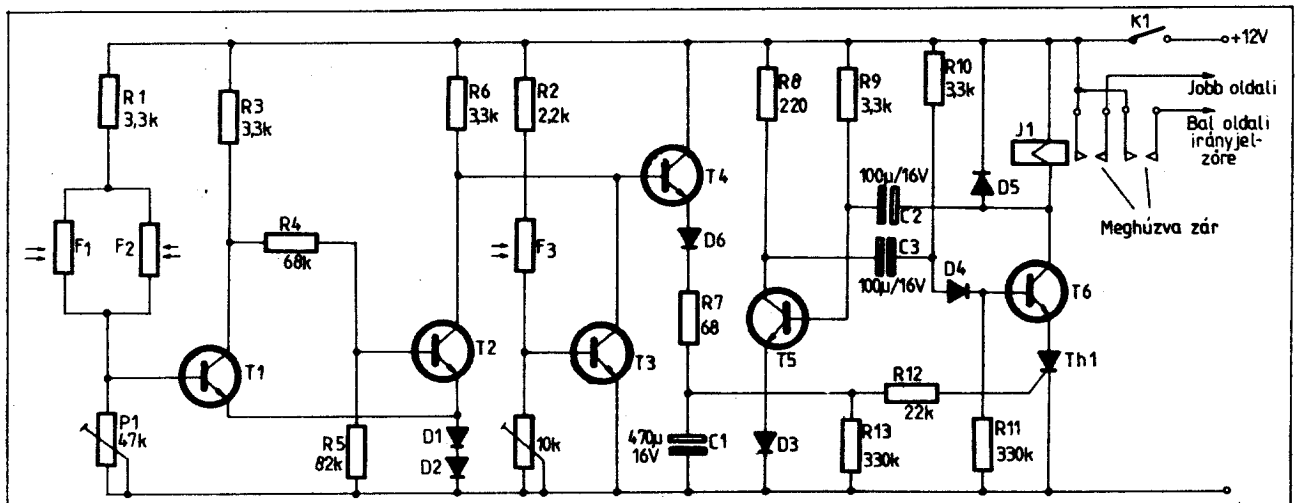
Műszaki leírás

Az automata elakadásjelző tömbvázlata az 1. ábrán látható. Az áramkör elvi kapcsolási rajzát a 2. ábra tartalmazza. Az áramkör működése a következő. A K_1 -es kapcsoló zárásakor az akkumulátor +12 V-os feszültsége az elektronikára jut. Vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor a jármű sötétben áll, és hátulról fény éri. (Ez lehet rövid idejű felvillanás is!) Feltételezésünk szerint az álló jármű hátulról egy másik közeledő gépkocsi fényszórójának a fénykévéjébe került. Az álló gépkocsi hátsó ablakában elhelyezett F_2 -es fotoellenállás ellenállása a reá jutó fény hatására lecsökken. Ez az ellenállás-csökkenés természetesen függ a beérkező fény intenzitásától is. Az ellenállás-változás azonban még kis fényerőnél is jelentős. A sötétellenállása kb.: 10 k Ω míg megvilágítás hatására kb. 100 Ω -ra csökken le az ellenállása.

Térjünk vissza a példánkhoz: Az F_2 -es ellenállása jelentősen lecsökken a reá jutó fény hatására. Az osztás arány megváltozik, a T_1 -es tranzisztor bázispotenciálja pozitív (nyitó) irányba megy el. Ha ez a feszültség eléri a T_1 -es tranzisztor nyitási feszültségét, megindul a kollektoráram. A nyitási szint esetünkben a T_1 -es tranzisztor U_{EB} átmenetén, valamint a D_1 és D_2 -es szilícium diódán eső feszültségek összegéből áll. Nagysága kb.: 1,8 V. A meginduló kollektoráram hatására a T_1 -es tranzisztor kollektorfeszültsége az U_1 értékről az U_{min} -ra csökken. Tehát $U_{min} = U_{CESat} + U_{D1} + U_{D2}$.

A T_1 és T_2 -es tranzisztorokból felépített kapcsolás a jól ismert Schmitt-trigger. Ennek az áramkörnek köztudott előnye, hogy szintérezékre kiválóan alkalmas. A be- és kikapcsolás közötti szintcsökkenése (hiszterézis) céljából a közös emitterellenállás helyére a sorbakapcsolt D_1 és D_2 -es szilíciumdiódák kerültek.

Folytatva az áramkör működésének vizsgálatát, a telítésbe vezérelt T_1 -es kollektorfeszültsége lecsökken. A T_2 -es tranzisztor bázisa galvanikus csatolásban van a T_1 -es kollektorával az R_4 -es ellenálláson át.



2. ábra. Az elakadásjelző áramköri rajza

A T_2 -es tranzisztor bázisa és a föld között levő R_5 -ös ellenállás a trigger zavar feszültségintjét növeli. A Schmitt-trigger hiszterézisének nagysága gyakorlatilag az R_4 és R_5 -ös ellenállások viszonyától függ. A T_2 -es tranzisztor bázisára tehát az R_4 és R_5 -ös ellenállások arányai szerint leosztott feszültség jut. A T_1 és T_2 -es tranzisztorok emitterpotenciáljai megegyeznek, egymással galvanikus kapcsolatban vannak. A T_2 -es tranzisztor bázisára tehát az emitter szintjénél valamivel kisebb pozitív feszültség kerül. A tranzisztor hirtelen lezár, kollektor feszültsége a megszűnő kollektoráram miatt a tápfeszültség ugrik fel. Ez az állapot egészen addig marad fenn, amíg az F_2 ellenállása megnő, a T_1 -es tranzisztor bázisfeszültsége a zárási szint alá esik. A T_1 -es tranzisztor megszűnő kollektorárama miatt a kollektorfeszültség közel az U_1 értékre ugrik fel. A gyors átkapcsolás, az „ugrás” oka a szoros emitterköri csatolás.

Maradjunk a példánknál: A megvilágítás hatására a T_1 és T_2 -es tranzisztorokból álló Schmitt-trigger elbillent. A zárásba került T_2 -es tranzisztor kollektorán tehát tápfeszültséget mérhetünk. Ez a potenciál kb. 600 mV-os szintessel megjelenik a T_4 -es tranzisztor emitterén. A T_4 -es tranzisztorral realizált emitterkövető igen nagy árammal rövid idő alatt feltölti az R_7 -es ellenálláson át a C_1 -es elektrolitkondenzátort. Az elektrolitkondenzátor feszültsége az R_{12} -es ellenálláson keresztül a Th_1 tirisztor vezérlő elektrodájára (gate)

Az astabil multivibrátor működése röviden a következő: Amíg az elektronikus elakadásjelző nyugalmi állapotban van, tehát az érzékelőket nem éri fény, a tirisztor zárva van. A teljes tápfeszültség mérhető a katódja és az anódja között. A T_6 -os tranzisztor, a soros kapcsolásból eredően, nem tud létrehozni kollektoráramot a J_1 jelfogó tekercsén. Az astabil multivibrátor másik tagja a T_5 -ös vizsont teljesen nyitva van. A telítésbe vezérelt tranzisztor kollektor feszültsége igen alacsony.

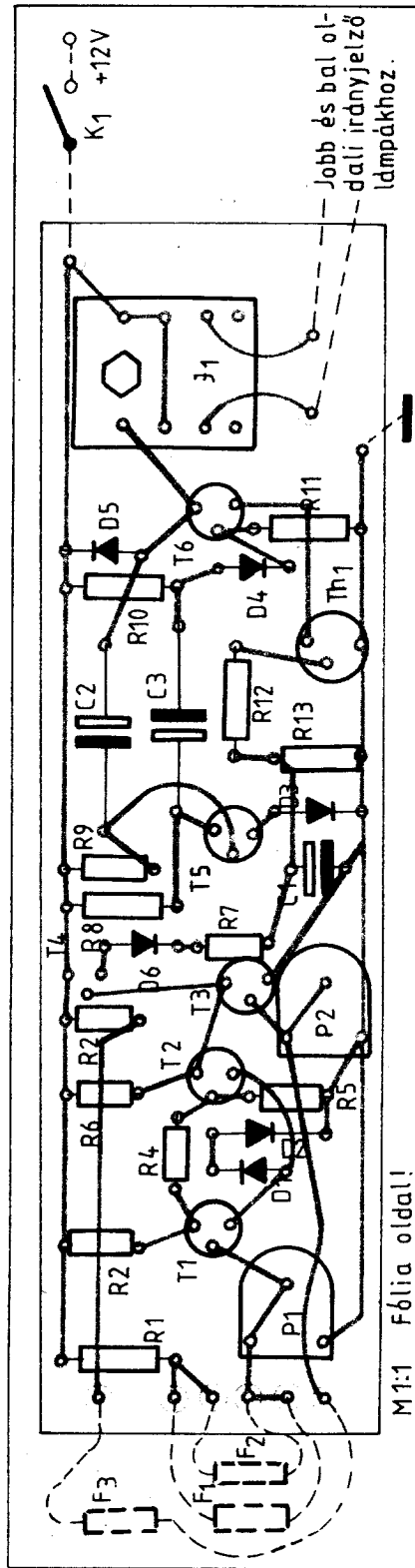
Ez a feszültség a T_5 -ös tranzisztor emitter kollektor maradékfeszültségéből, valamint a D_3 -as diódára eső feszültségből áll. $U_m = U_{CEsat} + U_{DS}$. Amikor a tirisztor begyűjt, a T_6 -os tranzisztor kollektorfeszültsége csökkenni kezd. A C_2 -es csatolókondenzátor ezt a feszültségcsökkenést átviszi a T_5 -ös tranzisztor bázisára, melynek potenciálja negatív lesz. A T_5 -ös tranzisztor így zárt állapotba jut. Az R_9 -es ellenálláson átfolyó áram áttölti a C_2 -es elektrolitkondenzátort, így a T_5 -ös tranzisztor bázispotenciálja ismét emelkedni kezd. Ez a növekedés a T_5 -ös tranzisztor nyitási küszöbszintjéig tart. E fölé a kinyitott E-B átmenet miatt nem emelkedhet. Ez a szint szilícium tranzisztoroknál 600 mV. Esetünkben ehhez még hozzáadódik az E-B átmenettel soros D_3 -as diódán eső feszültség is. Amikor tehát a T_5 -ös tranzisztor bázisfeszültsége eléri a 600 mV-ot, a meginduló kollektoráram hatására a kollektorfeszültség csökkenni kezd. Ez a csökkenés a C_3 -as elektrolitkondenzátoron keresztül az eddig nyitott állapotban levő T_6 -os tranzisztor bázisára jut. Ennek következtében a T_6 -os tranzisztor kollektor-

feszültsége emelkedni kezd, mivel kollektorárama egyre kisebb. A T_6 -os tranzisztor kollektorfeszültsége végezetül eléri a telepfeszültséget, a felvezető zárt állapotba ju-

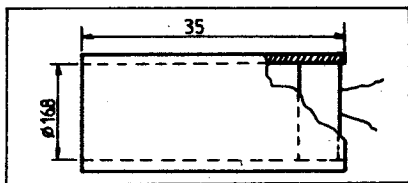
tott. Ismét megindul az áttöltése a C_3 -as elektrolitkondenzátornak az R_{10} -es ellenálláson át. Az előbbieken ismertetett jelenség periodikusan megismétlődik. Az átkapcsolás igen határozottan gyorsan megy végbe az erőteljes pozitív visszacsatolás miatt. Az astabil multivibrátor rezgésének frekvenciáját az R_9 , C_2 valamint az R_{10} és C_3 -as elemek szabják meg. Az astabil multivibrátor tranzisztorai a T_5 és T_6 azonos munkapontú beállításban működnek. A szimmetrikus felépítés eredményeképpen az áramkör a hő és tápfeszültség változásaira kevésbé érzékeny. A D_3 és D_4 -es diódák feladata a T_5 és T_6 -os tranzisztorok E-B átmeneteinek a védelme. Mint tudjuk szilícium tranzisztorokra a megadott emitter-bázis zárófeszültség 5 és 7 V körüli érték. Amennyiben a multivibrátort működető tápfeszültség ennél nagyobb így az éppen zárásba kerülő tranzisztor bázisára ez az érték kerül. Esetünkben a telepfeszültség 12 V. Ez azt jelenti, hogy a zárásba vitt tranzisztor bázisára -12 V-os „ugrás” jutna. A T_5 -ös tranzisztor emittere és a föld közé elhelyezett D_3 -as szilícium dióda megvédi az E-B átmenetet az áttütéstől. Amikor a T_5 -ös tranzisztor bázisára negatív feszültség jut, a D_3 -as dióda lezár. Hasonló módon működik a D_4 -es védődióda is. Zárás pillanatában - amikor negatív feszültség kerül a D_4 -es diódára, az lezár, megvédi a T_6 -os tranzisztor E-B átmenetét. Az R_{11} -es ellenállás a T_6 -os tranzisztor I_{CBO} -ját (kollektor-bázis visszáram) vezeti le a föld felé a biztos zárás érdekében.

Valójában védődiódák nélkül is egy ideig működhetnek az astabil multivibrátorok. Ennek oka, hogy a szilíciumtranzisztorok bemenete Zener-dióda karakterisztikájú. Korrekt méretezésnél azonban nem léphetjük túl a felvezetőkatalógusban megadott értékeket.

A T_6 -os tranzisztor kollektorkörében levő J_1 -es jelfogó az astabil multivibrátor frekvenciájának megfelelően ki- és bekapcsolja a gépkocsi első és hátsó irányjelző lámpáit. A jelfogóval párhuzamos D_5 -ös dióda a kikapcsoláskor a jelfogó tekercsén létrejövő induktív lökésektől védi meg a T_6 -os tranzisztor. A T_5 és T_6 -os tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátor addig rezeg, amíg a C_1 -es elektrolitkondenzátor sarkain a feszültség 2 V alá nem csökken. Akkor ugyanis a Th_1 -es tirisztor kioltását a T_6 -os tranzisztor végzi. Amikor a T_6 -os tranzisztor zárásba megy, kollektorárama megszűnik. A soros kapcsolás miatt így a tirisztor árama is megszakad. Ha gyűjtő elektrodáján a feszültség nem éri el a 2 V-ot, a tirisztor végleg kikapcsol. Az astabil multivibrátor rezgése megszűnik. Nézzük meg mi történik akkor, ha a gépkocsi nappali megvilágításban van. A nappali fény hatására a megfelelően elhelyezett F_3 -as ellenállás lecsökken. Az R_2 , F_3 elemek az osztó felső, míg a P_2 -es potenciométer a feszültségosztó alsó tagját képezik. A megvilágítás hatására az osztási arány pozitív irányba változik. Ennek hatására a T_3 -as tranzisztor telítésbe vezérlődik. A T_2 tranzisztorral közös R_6 -os kollektor ellenálláson közel a teljes tápfeszültség esik. A Schmitt-trigger kimenete



3. ábra. Az automata elakadásjelző nyomtatási rajza



4. ábra. A fényelem szerelvénye (F_1 és F_2)

tehát „süketítve” lett a T_3 tranzisztor segítségével. Ebben az esetben hiába kap fényt akár az F_1 , akár az F_2 . Az elakadásjelző áramkör nem képes beindulni egészen addig, amíg a T_3 -as tranzisztor le nem zár. Azt a fény mennyiséget, melyre a tiltás létrejön a P_2 -es potenciométerrel lehet beállítani.

Megépítés, bemérés

Az automata elakadásjelző nyomtatási rajza a 3. ábrán látható. A J_1 -es jelfogó a mintapéldánya OMRON gyártmányú. Típusa: MY2, 12 V, 160 Ω . Időnként kapható a kereskedelemben. Helyette bármilyen más gyártmányú is megfelel az alábbi szempontok figyelembevételével.

Ellenállása 150 Ω , 200 Ω között legyen. Kontaktsuai üzembiztosan tudják kapcsolni az irányjelző izzólámpáinak az áramát. Beépítés előtt vizsgáljuk meg a jelfogót, hogy üzembiztosan meghúzza-e 10 V-os tápfeszültségnek is.

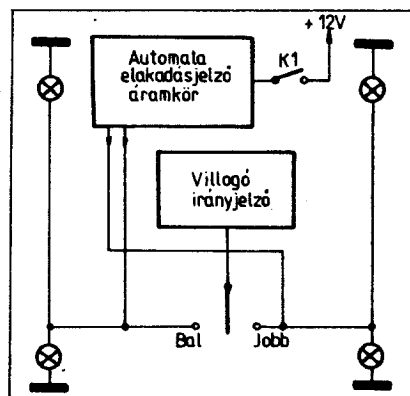
Erre azért van szükség, mert a jelfogó terkersére a T_6 és Th_1 -es félvezetőkön keresztül jut el az akkumulátor 12 V-os feszültsége. A tranzisztoron és a tirisztoron kb. 1,5 V esik.

Azokat a fóliakontúrokat, melyek nagy áramot visznek szerelés után rakjuk fel forrasztóónnal. Így keresztmetszetét jelentősen megnöveljük, nem fenyeget az a veszély, hogy a fólia a nagy áram hatására elég.

Bekapcsolás előtt ellenőrizzük a megszerelt nyomtatott áramkört lapot. (Forrasztások, alkatrészbeültetés stb.) Amennyiben mindent rendben találunk, következhet az elektromos élesztés. Az automata elakadásjelző működtetéséhez szükséges 12 V-os egyenfeszültséget tápegységből, vagy gépkocsi-akkumulátorból nyerhetjük.

Első lépés a T_5 és T_6 tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátor ellenőrzése. Kapcsoljunk tápfeszültséget az automata elakadásjelzőre. Zárjuk rövidre a Th_1 -es tirisztor anódját és katódját. A multivibrátornak rezegnie kell. Amennyiben nem rezeg, ellenőrizzük a beépített alkatrészeket. Következő lépésben megszüntetjük a rövidzárt a Th_1 -es tirisztor anódja és katódja között. A T_2 -es és T_3 -as tranzisztorok bázisait zárjuk le a földhöz. Az astabil multivibrátornak ismét billegnie kell. A rezgési frekvenciát a C_2 -es, valamint a C_3 -as elektrolitkondenzátorok értékeinek ésszerű változtatásával tudjuk korrigálni. Ellenőrizzük a késleltetési idő hosszát! Zárjuk a T_4 -es tranzisztor bázisát a földhöz. Mérjük

meg stopperórával, hogy ezt követően meddig rezeg a multivibrátor. A késleltetési idő módosítása a C_1 -es elektrolitkondenzátor értékének módosításával történhet. Szedjük le a T_4 -es, valamint a T_2 -es tranzisztor bázisa és a föld között levő rövidzárt. (A T_3 -as tranzisztoron továbbra is ott marad!) Az F_2 -es fotoellenállást takarjuk le oly módon, hogy egyáltalán ne kapjon fényt. Az üzemi helyzetnek megfelelően elhelyezett F_1 -es fotoellenállásra világítsunk rá pl: zseblámpával 2–3 méteres távolságról. A P_1 -es potenciométert csavarjuk olyan helyzetbe, hogy a T_5 és T_6 -os tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátor rezegni kezdjen. Szedjük le a rövidzárt a T_3 -as tranzisztor bázisa és a föld közül. Az F_1 -es továbbra is a zseblámpa fénykévéjében van. Univerzális kéziműszerrel, vagy DC csővoltmérővel mérünk a föld és a T_3 -as tranzisztor kollektora között. Hozzunk létre nappali megvilágítást az F_3 -as fotoellenállás részére. A P_2 -es potenciométert állítsuk olyan helyzetbe, hogy a T_3 -as tranzisztor kinyisson. Ezt az állapotot mérhetjük a föld és kollektor között levő egyenfeszültségmérővel. Jó a beállítás akkor, ha a T_3 -as tranzisztoron csak a maradék feszültség 0,8–1 V. Az automata elakadásjelző áramkör tehát ismét bekapcsol. Ezzel gyakorlatilag megtörtént az áramkör bemérése. Végezetül néhány ötlet a fotoellenállások elhelyezésére. Az F_1 -et és F_2 -t a gépkocsi első, illetve a hátsó ablakába szereljük fel. A fényérzékelőket egy csőben helyezük el. A cső belsejét lehetőleg matt fekete festékkel vonjuk be.



5. ábra. Az elakadásjelző áramkör bekötése

Amennyiben érzéketlennek találjuk az áramkört, ebbe a csőbe a fényérzékelő elé egy gyűjtőlencsét kell elhelyezni. Az F_3 -at a gépkocsi műszerfalán helyezük el. Keressünk egy olyan helyet, ahol a kintről besűrűdő fény jól éri, de más gépkocsik reflektorainak fénykévéje nem működte.

A 4. ábrán látható az F_1 és F_2 -es szerelvényei. Az 5. ábrán látható az automata elakadásjelző bekötése a gépkocsi irányjelző áramköréhez.

Alkatrészjegyzék:

- T_1 ; T_2 ; T_3 : BC 107, BC 108, BC 109,
BC 172, BC 173, BC 182,
BC 190, BCY 58, BCY 59
stb.
- T_4 ; T_5 ; T_6 : bfy 33, BFY 46, 2N2221,
2N2222 stb.
- Th_1 : TIC 46, TIC 47, TO, 8N 06A00, TO,
8N 1A00, TO, 8N 2A00, TO,
8N 3A00, TO, 8N 4A00 stb.
- D_1 ; D_2 ; D_3 ; D_4 ; D_5 ; D_6 : bay 41, BAY 42,
BAY 45, BAY 46
stb.



Van ilyen?...



SERVINTER

SERVINTER ISZ KÖZPONTI IRODA

Budapest VII., Landler J. u. 26.

Telefon: 227-496, 425-932, 429-564

Telex: 22-6801

Levélcím: 1406 Budapest, Pf. 18.

Mutatós villamosmérő-műszer részleg:
Budapest VII., Marek J. u. 28.
Telefon: 222-443, 425-049

Elektronikus részleg:
Budapest VII., Hernád u. 40.
Telefon: 424-153

Analitikai részleg:
Budapest VII., Hernád u. 40.
Telefon: 424-153 v. 426-639

Palackozó és élelmiszeripari vevőszolgálati
főosztály és konzignációs raktár:
Budapest XIV., Szugló u. 89.
Telefon: 832-926
Telex: 22-7033

Gyártó üzemegység TPA-i, számítógép szerviz:
Budapest VII., Nefelejcs u. 40.
Telefon: 424-856

Mechanikai részleg:
Budapest VII., Marek J. utca 17.
Telefon: 424-153

Furatgalvanizált nyomtatott áramkörű lemezt gyártó
részleg:
Budapest XIV., Örs vezér útja 32—34.
Telefon: 841-361

Ipari elektronikai részleg:
Budapest XIV., Dorozsmai út 65.
Telefon: 634-928

Vállaljuk hazai és külföldi

- mutatós villamos műszerek és regisztrálók,
- elektronikus és nukleáris műszerek,
- akkumulátortöltők,
- analitikai műszerek és mérlegek,
- gépkocsiműszerek, taxiórák,
- TPA, TPA-i számítógépek

**javítását és karbantartását,
valamint
furatgalvanizált nyomtatott áramköri lemezek
készítését és szerelését**

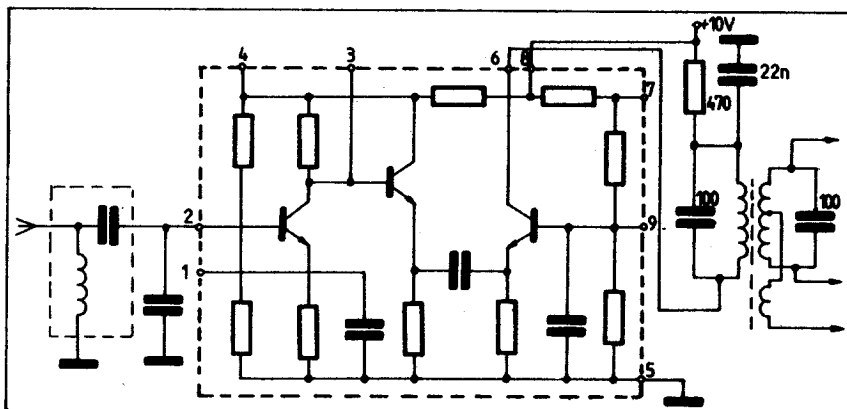
JUNOSTY televízió kétnormásítása

Plachtovics György műszeripari technikus

Az elmúlt évek során ismerőseim kérésére több JUNOSTY 401 típusú televíziókészüléket alakítottam át kétnormásra. Ezek a szovjet készülékek igen népszerűek hazánkban. A készülék előnyei a következők: alacsony ár, hálózati és telepes üzemmód, megfelelő ($30 \div 50 \mu\text{V}$ -os) érzékenység. Hátrányául róható fel a hangrész gyenge volta. Tapasztalataim szerint a legtöbb készülék hangja kívánivalót hagy maga után. Ha a televíziókészülék finomhangolóját úgy állítjuk be, hogy a képmínőség megfelelő legyen, akkor a legtöbb esetben a hangban a jellegzetes intercarrier kerregés hallható, hol gyengébben, hol erősebben, a képtartalomnak megfelelően. A készülék érzékenysége jó. Egyik ismerősöm Dobogókőn levő weekend telkén, külső antennával rendszeresen nézi a CCIR 7-es csatornán a grazi műsort. Az eredeti készüléknél a kép és hang közötti távolság 6,5 MHz, azaz OIRT normájú adások vétele lehetséges. CCIR normájú adók vételére rendszerint nincs hang, vagy csak nagyon halkán hallható, mert a kép- és hanghordozó közötti távolság 5,5 Mz. A JUNOSTY 401 D és az újabb gyártású JUNOSTY 402 D típusú televíziókészülékek hangrésze integrált áramkörös felépítésű. A monolit integrált áramkör bemenetéhez a hangszívó, kimenetéhez a demodulálást végző aránydetektor kapcsolódik. A K2 YC 248 típusú integrált áramkör belső felépítése az 1. ábrán látható. Az ábrát szemügyre véve feltűnnek az áramkör gyengéi is. A hangszívó és az aránydetektor között lényegében egy háromtranszistoros szélessávú RC csatolt erősítő helyezkedik el. Ettől még jó is lehetne a televíziókészülék hangja. A problémát az okozza, hogy a képtartalom az elégtelen limitálás miatt esetenként hallható. Az elégtelen AM elnyomás oka az, hogy jelen esetben csak az aránydetektor végez limitálást. Tapasztalataim szerint egy kerregő, rossz hangú készüléket utánhangolással, vagy IC cserével sem lehet tökéletesen megjavítani. Az általam ismertett átalakítás a fent leírt problémákra ad megoldást. Az átalakított JUNOSTY televízió jó minőségű hangot produkál mind az OIRT mind a CCIR normájú adók vételekor. A szükséges alkatrészeket a hazai ipar gyártja, üzleteinkben rendszerint kaphatók. Az átalakításhoz csak azok fogjanak hozzá, akik a félvezető, valamint a televízió technikában eléggé járatosak. A beméréshez AC-DC csővoltmérő, vagy univerzális kéziműszer, valamint FM szignálgenerátor szükséges.

Műszaki leírás:

Az átalakított JUNOSTY televíziókészülékbe az ORION által gyártott HM 792 E típusú hangmodult építettük

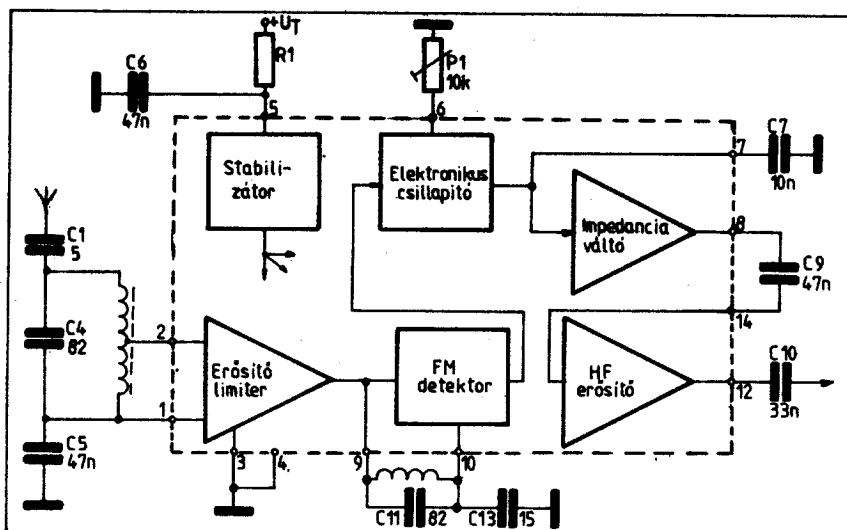


1. ábra. A K2YC248 monolit IC belső felépítése

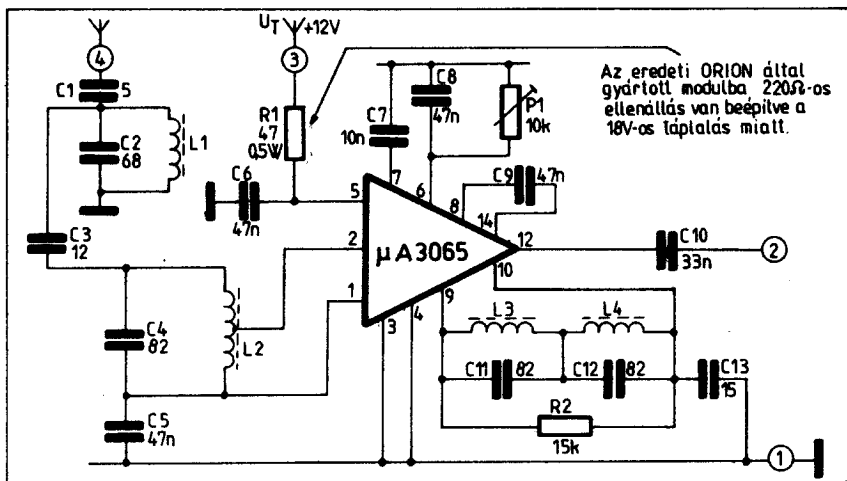
be. Ezek egy ideig kaphatók voltak az Ezeremster boltokban 50 Ft-ért. Az üzembéptelen modulokon a következő hibák fordultak elő: Zárlatos volt a tápfeszültséget hidegítő 47 nF-os tárcsakondenzátor, leégett a tápfeszültséget ejtő 220 Ω -os ellenállás, meghibásodott az integrált áramkör. Ezt a modult több televíziójában alkalmazta a gyártó cég. A modul nagy előnye, hogy komplett, rajta minden szükséges alkatrész megtalálható. Ennek köszönhető, hogy mindössze négy ponton csatlakozik a televíziókészülék többi egységéhez. Ejszünk néhány szót az itt alkalmazott integrált áramkörökről. Jelölése gyártónként változik. Az EIVRT $\mu\text{A}3065$ PC, az RCA CA 3065, az SGS-ATES TBA 780-as belső felépítését tekintve teljesen azonos. Az integrált áramkör tömbvázlata a 2. ábrán látható. Az integrált áramkör a

következő fokozatokat tartalmazza: szélessávú erősítő és limiter, FM detektor, elektronikus csillapító, hangfrekvenciás előerősítő fokozat, Zener-diódás stabilizátor. A belső Zener-diódás stabilizátor 11,2 V-os névleges értékre állítja be a bejövő tápfeszültséget. A tipikus áramfelvétel 25 mA. Vizsgáljuk meg a modul működését! Az elvi kapcsolási rajz a 3. ábrán látható. A videó KF-fokozatról a jel a C_1 -es kondenzátoron át az L_1, C_2 párhuzamos rezgőkörre jut. Rezonancia frekvenciáját a hangoló maggal 6,5 Mz-re kell beállítani. Ennek a rezgőkörnek a meleg pontjához csatlakozik a C_3 -as kondenzátoron keresztül az L_3, C_4 -es rezgőkör is.

Az L_2, C_4 rezgőkör rezonanciafrekvenciája 5,5 Mz, míg OIRT normájú adó vételekor az L_1, C_2 míg CCIR normájú adó vétele esetén az L_2, C_4 rezgőkör sarkain jelenik meg az intercarrier jel.



2. ábra. A $\mu\text{A} 3065$ -ös integrált áramkör tömbvázlata



3. ábra. A HM 792 E hangmodul elvi kapcsolási rajza

A két rezgőkör lényegében egy felső kapacitív csatolású széthangolt sávszűrő melynek rezonancia pontjai 5,5 és 6,5 MHz-re vannak beállítva. Az impedancia illetés miatt az L_2 , C_4 rezgőkör leágazásos kivitelű. Innen történik a jel kicsatolása az integrált áramkör 1 és 2-es pontjaira. Az 1 és 2-es bemeneti pont közötti intercarrier jelet a szélessávú erősítő felerősíti, limitálja. A kimenetén, a kilences lábán négyszögjelet kapunk, ha a bemenő jel amplitúdója elég nagy. A négyszögjelek szélessége az FM-nek megfelelően változik. A jel gyakorlatilag mentes az AM-zavaroktól az erőteljes vágás, limitálás miatt. Az FM-jel demodulálását egy szimmetrikus felépítésű differenciális csúcsdetektor végzi. Ennek egyik bemenetére az FM-információt tartalmazó négyszögjelek kerülnek. A másik bemenetén az L_3 , C_{11} és az L_4 , C_{12} rezgőkörök találhatók. A rezgőkörök frekvenciái 5,5 és 6,5 MHz. A demoduláció a következő módon jön létre. Az L_3 , C_{11} és az L_4 , C_{12} rezgőkörök sarkain a négyszögjelek hatására fázisban eltolt szinusz

jel jön létre. Tehát a differenciális csúcsdetektor egyik bemenetén a négyszögjelek, míg a másik bemenetére a fázisban eltol, a rezgőkörök által generált szinuszos jel kerül. A csúcsdetektor kimenetén megjelenő impulzus sorozatot integrál-

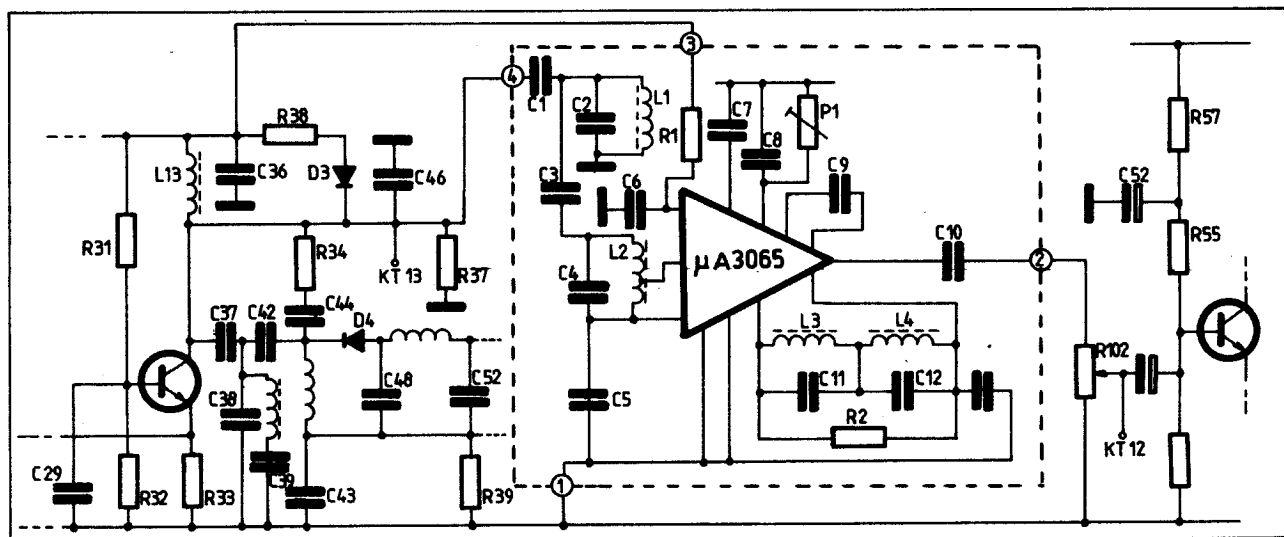
Táblázat

Tekercs	Menetszám	Huzal	Csévéttest	Megjegyzés
L_1	40	$\varnothing 0,1$ Mz	\varnothing külső 5,4 mm polisztirol	Menet menet mellé egy sorban. M4 x 0,5 ferrit hangoló mag. Kék jelzésű
L_2	40	$\varnothing 0,1$ Mz	\varnothing külső 5,4 mm polisztirol	Mint az L_1 , de leágazás 28 menetnél (Az 1 és 2 IC láb között a 12 menet!)
L_3	40	$\varnothing 0,1$ Mz	\varnothing külső 5,4 mm polisztirol	Mint az L_1
L_4	40	$\varnothing 0,1$ Mz	\varnothing külső 5,4 mm polisztirol	Mint az L_1

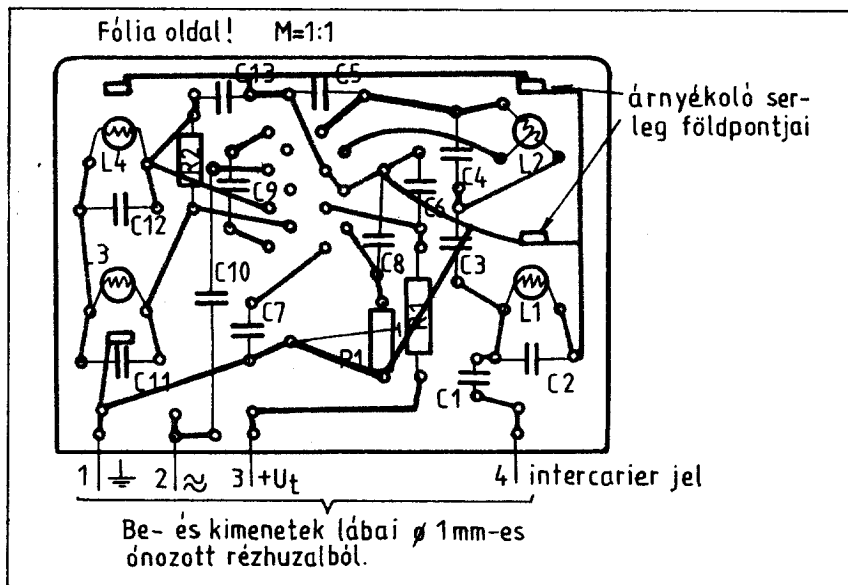
juk. Az így keletkezett hangfrekvenciás jel arányos a két bemenő jel fáziskülönbségével. A kimenő jel integrálását a C_7 -es kondenzátor végzi. Egyben ez állítja be a szükséges deemfázis korrekciót is. A hangfrekvenciás jel innen az elektronikus csillapító fokozat bemenetére jut. A kívánt erősítést a P_1 -es potenciométerrel lehet beállítani. Az alacsony szintű hangfrekvenciás jel egy emitterkövetős kimeneten jelenik meg, az integrált áramkör 8-as lábán. A kimenő impedancia igen alacsony az emitterkövető alkalmazása miatt. A hangfrekvenciás jel a C_9 -es csatoló kondenzátoron keresztül a hangfrekvenciás erősítő bemenetére kerül. (14-es láb.) A felerősített jel az integrált áramkör 12-es pontján jelenik meg. A hangfrekvenciás jelet a C_{10} -es kondenzátorral csatoljuk a végerősítő felé.

Átalakítás, bemérés

A beépített hangmodul áramköri elhelyezése a 4. ábrán látható. Amennyiben nem sikerül vennünk gyári HM 792 E jelzésű modult, saját magunknak kell készíteni. A modul nyomtatási rajza az 5. ábrán látható. Az L_1 , L_4 tekercsek adatait a táblázat



4. ábra. A modul csatlakoztatása a JUNOSTY televízió egyéb áramköreihez



5. ábra. A modul nyomtatási rajza

lázat tartalmazza. Amennyiben a modullal elkészülünk, következő lépés beépítése. Ehhez feltétlenül használjuk a televíziókészülék kapcsolási rajzát. Tekintve, hogy többféle kapcsolási rajz van forgalomban, az átalakításhoz az igen népszerű, Kádár Géza által szerkesztett „Rádió és TV-kapcsolások 1975–1977” című könyvet használjuk fel. A JUNOSTY 401 D elvi kapcsolási rajza a 122. és 123. lapokon található. A következő műveleti sorrendet célszerű betartani:

Építsük ki a feleslegessé vált alkatrészeket! Ezek a következők:

1. K2YC248-as monolit integrált áramkör.
2. Az R₉₄; R₉₅; R₉₆; R₉₇; R₉₈; R₉₉; R₁₀₁; C₅₁; C₅₃; C₈₂; C₈₃; C₈₄; C₈₆; C₈₇; C₈₈; C₈₉; C₉₁ elemek.
3. Az aránydetektor és a hangszívó tekercse, valamint a D₉ és D₁₁-es diódák.
4. A frekvencia korrektor. Ez egy külön panelra van felépítve. Lényegében egy emitterkövető, melynek feladata impedanciaillesztés. Áramkörileg a hangerő szabályozó potenciométer és a végerősítő bemenete között foglal helyet. A következő alkatrészeket tartalmazza:
 - KT315B jelölésű tranzisztor (a Kádár-könyvben ez nyomdai hiba miatt mint GT 315B szerepel.)
 - R₁₀₅; R₁₁₀; R₁₁₅; R₁₂₀; R₁₂₅; R₁₃₀-as ellenállások.
 - C₉₀; C₉₂; C₉₅; C₁₀₀; C₁₀₅; C₁₁₀ kondenzátorok.

Ezek után a kétnormás modul beépítése következik.

A kiszedett alkatrészek elegendő helyet biztosítanak a beépítendő modul részére. A televíziókészülék nyomtatott áramköri lapján készítsünk furatokat (4 db) a modul lábai számára. A beforgasztandó lábak lehetőleg üres fólia szigetetekbe kerüljenek. Ez

alól egyedüli kivétel a modul föld csatlakozása. Ahol szükséges, ott éles késpengével, vagy szikével vágjuk szét az eredeti fóliát. Az egyes áramköri pontokat lehetőleg rövid vezetékkel kössük össze. Bekapcsolás előtt ellenőrizzük a televíziókészüléket, hogy nincs-e elkötés, fólia zárlat, bekötöttünk-e minden szükséges pontot. Kapcsoljuk be a televíziót. A modulon levő integrált áramkör 5-ös lábán 11 V \pm 0,5 V-ot kell mérnünk. Ezután a behangolás következik.

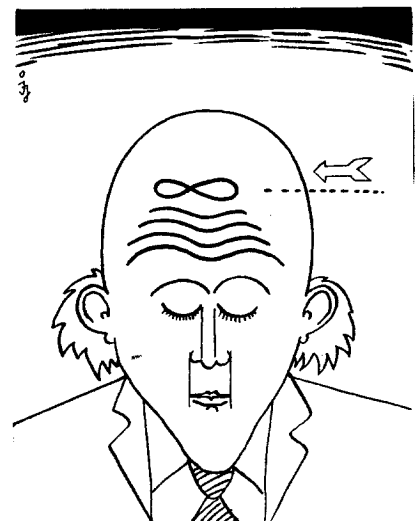
A mintakészülék behangolásához a PORTABLE TV. TESTER-t használtuk. Típuszáma a TR0809. Természetesen más hasonló paraméterű műszer is megfelel a célnak. Feltételezem, hogy aki ilyen műszerhez hozzájut, az a kezelésével is tisztában van. A hangolandó JUNOSTY televíziókészülék csatornaváltóját olyan állásba tegyük, ahol éppen nincs adás. Ilyen Budapest körzetében a VHF 4-es csatorna. A TV. TESTER-ből a kijövő nagyfrekvenciás jelet a hangolandó televízió VHF bemenetére visszük.

- Az RF RANGE kapcsolót 60 ÷ 100 Mc/s
- A MOD SIGNAL kapcsolót 6,5 Mc/s.
- Az X-tal FM kapcsolót 1 kc/s FM állásba helyezzük.

A műszer folyamatos hangolását 82,25 Mc/s-ra, a 4-es csatornának megfelelő frekvenciára állítjuk. Középső modulációs mélység mellett a kimenő szintet (RF ATTENUATOR) addig növeljük, míg a felcsavart hangerő szabályozó potenciométer mellett nem hallható az 1 kHz-es hang. Ezután először az L₁-es tekercs, majd az L₄-es tekercs vasmagjával állítunk be maximális hangot. Közben célszerű csökkenteni a TESTER-ből kijövő RF szintet, így élesebben hangolnak a rezgőkörök, a beállítás pontosabb lehet. Ezután a MOD SIGNAL kapcsolót 5,5 Mc/s állásba helyezzük. Maximális hangerőt állítunk be az L₂ és L₃ tekercsek vasmagjaival. Ellenőrizzük, hogy nem „húzza”-e el az OIRT leszívás helyét. Ha igen korrigáljuk az L₁ és L₄-es tekercsek vasmagjaival. Ezután a PORTABLE TV. TESTER-t kapcsoljuk ki, próbáljuk ki a televíziókészüléket valamelyik működő adón. Állítsuk be a megfelelő még nem torz hangerőt a P₁-es potenciométerrel.

Az átalakított televíziókészüléket műszer nélkül is be lehet hangolni. Ehhez azonban az szükséges, hogy a CCIR normájú adó elég nagy térrővel vehető legyen.

Ilyen esetben a hangolás menete a következő. Keressük meg a készülék csatornaváltóján a jól fogható CCIR normájú adóállomást. A finomhangolóval állítsuk be a képet a legjobbra. Csavarjuk fel a televíziókészülék hangerő szabályozó potenciométerét. Először az L₂, majd az L₃-as vasmaggal hangerő maximumot állítsunk be! Utána kapcsoljuk a tévékészüléket egy OIRT normájú adóra. Itt is a maximális minőségű képet kell beállítani a finomhangolóval. Először az L₁, majd az L₄-es tekercsek vasmagjaival állítsuk be a legnagyobb torzítatlan hangot. Utána az antenna dugóját annyira távolítjuk el a televíziókészülék bemenetétől, hogy még zajos felismerhető kép legyen. Megismételjük a hangolást először a CCIR adónál, majd az OIRT normájú adónál. Ha szükséges, korrigálunk a hangoló vasmagok helyzetén. Végezetül üzemszerű körülmények között a P₁-es potenciométerrel beállítjuk a hangerőt.



Logikai szintjelző

Elektronikus feszültszabályozó generátoros gépkocsihoz

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök, HASBK



A CB-rádiózás elterjedése a felszínre hozta a gépkocsik elektromos rendszereinek nagyfrekvenciás zavarokat termelő voltát. A nagyérzékenységű és az URH frekvenciák határán dolgozó 27 MHz-es CB-készülékek bevői jelentős zavartatásnak vannak kitéve a járó gépkocsimotor gyújtó- és akkumulátortöltő áramköreitől. A zavartatás rendszerint akkor is fennáll, amikor a normál autórádió (RH-KH-URH) üzeme gyakorlatilag zavarmentesnek tekinthető.

Az egyik zavarforrás a LADA 1200 gépkocsikban az áramfejlesztő generátor gerjesztését szabályozó relés áramkör. Ezen relés feszültszabályozó kiváltására készült az alábbiakban ismertetésre kerülő elektronikus áramkör, amely nem termel nagyfrekvenciás zavaró jeleket. A részletes építési leírás alapján az egyszerű kis készülék könnyen utánépíthető.

Az akkumulátortöltő rendszer eredeti kapcsolási rajzát az 1. ábra mutatja. A relé (Rel.) (2. ábra) tekercse az akkumulátor feszültségét figyeli. Ha az akku feszültsége 13,5 V-nál kisebb, a szabályozó relé horgonya elengedett állapotban van és a generátor forgó gerjesztő tekercsére (G) rákapcsolja a teljes akkumulátorfeszültséget. Ilyenkor a generátor a mindenkor fordulatszám függvényében a maximális árammal tölti az akkumulátort (2000/perc for-

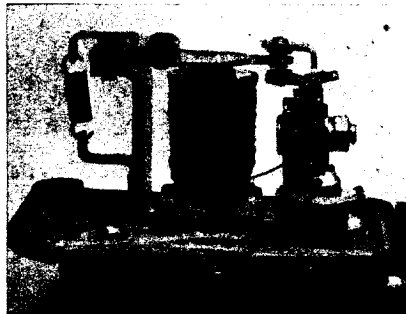
dulatszámánál kb. 10–15 A-rel). Ha az akkumulátor feszültsége a töltés következtében eléri a 13,5 V-ot, a Rel. szabályozó relé horgonya félig-meghúzott állapotba kerül és megszakítja az eddig nyugalmi állapotú zárt kontaktust. Ezzel a generátor gerjesztő tekercsével sorbakapcsolódik egy ellenállás. A gerjesztő áram lecsökkenésének hatására mintegy 2–5 A-ra csökken a töl-

tóáram a fenti fordulatszám mellett. Mivel a gépkocsi vezetékrendszerének és az akkumulátornak is van egy jól mérhető belső ellenállása, a töltőáram lecsökkenésekor az akku feszültsége ismét csökken egy kicsit. Erre a relé elengedi a horgonyt és ismét teljes gerjesztő áramot ad a generátornak. Ez a folyamat periodikusan és relatíve rendszerint ismétlődik. Nagyobb akkumulátorfeszültségeknél (kb. 14 V felett) a relé horgonya teljesen behúz és a gerjesztést lekapcsolja a generátorról.

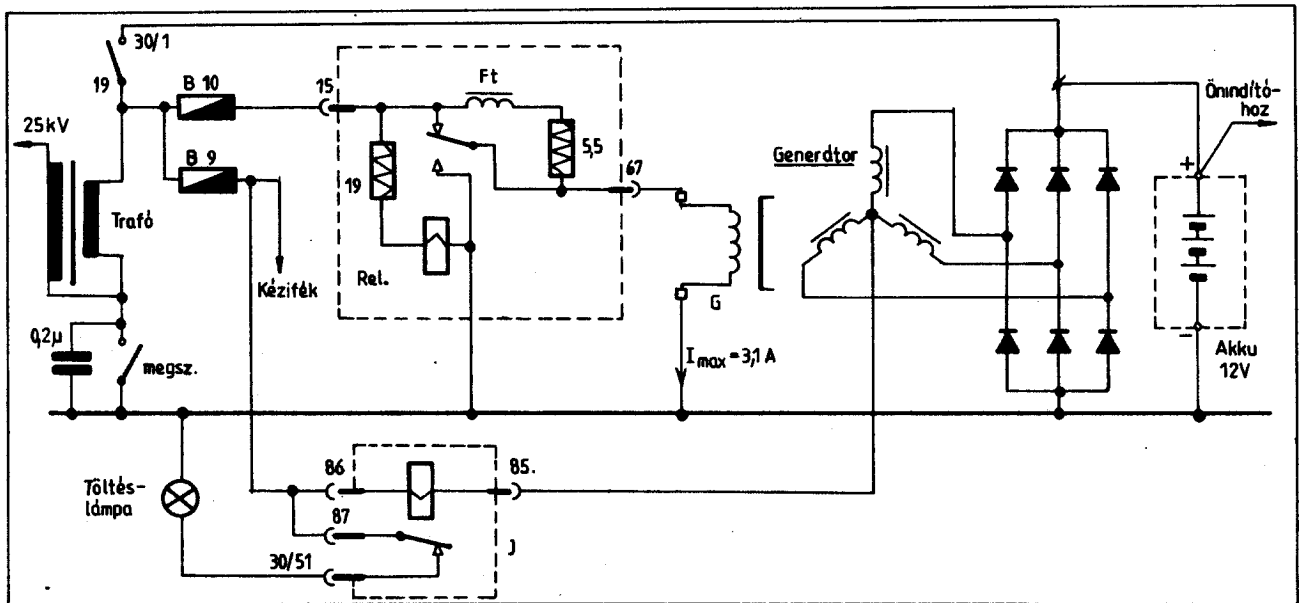
A gerjesztőáram periodikus megszakítása mindkét kontaktuspáron folyamatos szikrázást okoz, ami a csatlakozó vezetékeken nagyfrekvenciás zavarokat vált ki. Ezen zavarokat a kocsik vezetékhálózata vagy bevezeti a CB-készülékbe, vagy kisugározza a CB-antenna felé (általában mindkét hatás érvényesül).

A J-vel jelzett jelfogó a generátor csillagpontján lévő feszültséget figyeli. Töltés alatt itt ugyanis feszültség mérhető az akku pozitív sarkához képest. Ez a feszültség meghúzatja a J jelfogót, amely ilyenkor kapcsolja a műszerfalba elhelyezett „töltés” lámpát, jelezve ezzel, hogy az akkumulátor töltés alatt van.

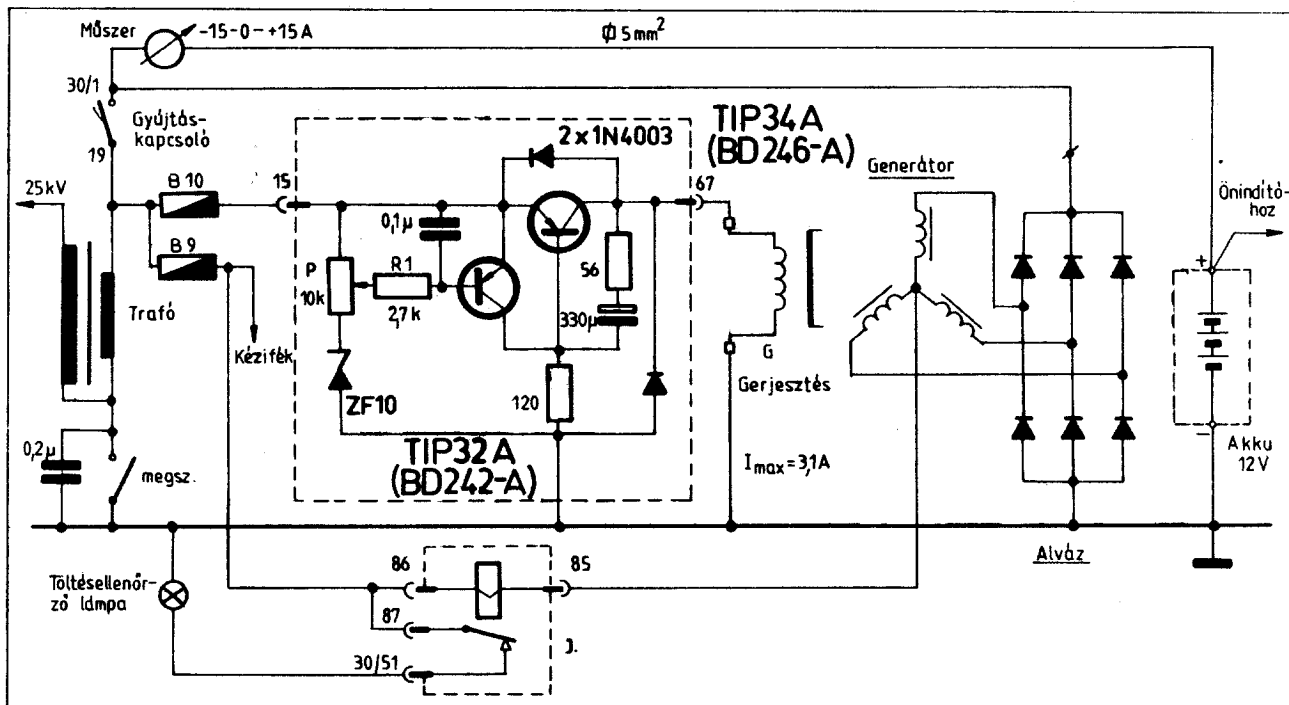
A szikrázási zavarok kiküszöbölésére készült a 3. ábrán látható elektronikus áramkör. Ez mindössze két tranzisztort



2. ábra. Az RR-380 szabályozó relé belső felépítése. Jól látható a morze-kontaktuspár, amelynek szikrázása nagyfrekvenciás zavarokat kelt



1. ábra. A LADA (Zsiguli) 1200 típusú gépkocsik eredeti töltő és szabályozó áramköre, valamint a gyújtás egy részlete. Az RR-380 típusú szabályozó relé (Rel.) az akkumulátor feszültségének függvényében állítja be a generátor gerjesztőáramát



3. ábra. Az elektronikus szabályozó áramkör a relé helyén. A rajz a töltést-kisütést jelző műszer bekötéséhez szükséges kapcsolási módosítást is tartalmazza. A J jellegű csak a töltés kimaradását (ékszijszakadást) jelző lámpa kapcsolását végzi

tartalmaz és néhány egyéb egyszerű alkatrészt. A gerjesztő áram szabályozásának mechanizmusa elvileg azonos a relé működésével, azzal a különbséggel, hogy a szabályozás folyamatos és sem szikrázás, sem lökészerű áramváltozások nem lépnek fel a gerjesztő körben.

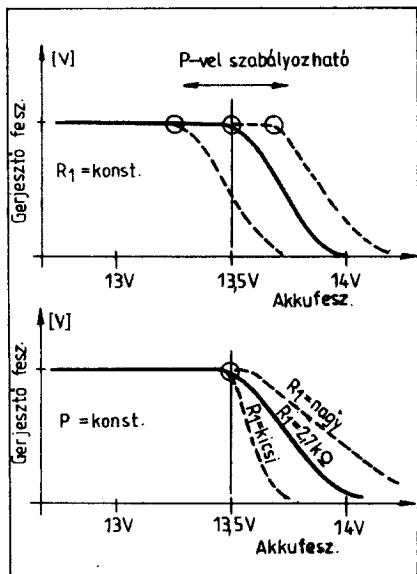
A TIP 34 A típusú átérésztő tranzisztor szabályozza a generátor gerjesztő teker-

csének áramát. Alacsony akkumulátorfeszültségek esetén az átérésztő tranzisztor a 120 Ω-os ellenálláson keresztül teljesen ki van nyitva és a rajta lévő feszültségesés mindössze kb. 0,3 V. Ilyen állapotban a TIP 32 A vezérlő tranzisztor még lezárt állapotban van, kollektora áramot nem vesz fel. Amint az akkumulátor feszültsége a kb. 10–15 A-es töltőáram hatására növekedni kezd, a P 10 kΩ-os potenciométer karján megjelenő feszültségnövekmény kinyitja a vezérlő tranzisztor. Ennek hatására a 120 Ω-os ellenállás felől érkező áramnak egy részét a vezérlő tranzisztor kollektora veszi fel, csökkentve ezzel az átérésztő tranzisztor kinyitását. Így megtörténik a folyamatos szabályozás és az átérésztő tranzisztoron megjelenő feszültségesés mértékével kevesebb feszültség (és ezzel kevesebb áram) jut a gerjesztő tekerésre.

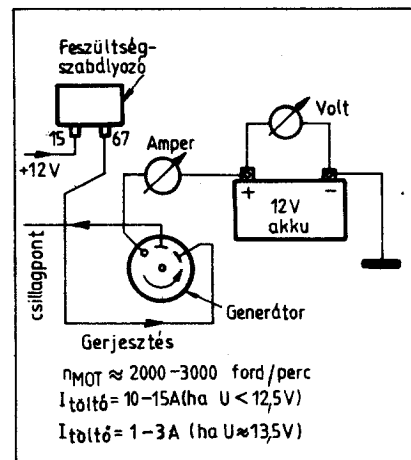
A szabályozási karakterisztika a 4. ábrán látható. A P potenciométerrel a lesabályozás kezdetének a helye változtatható, míg az R₁ jelű ellenállás értékének megváltoztatásával a karakterisztika lesabályozási szakaszának a meredekségét lehet befolyásolni.

A szabályozási folyamat szempontjából előnyös az, ha a generátor gerjesztő tekerése minél kisebb változáramú impedanciáról van táplálva. A kapcsolásban ezt valósítja meg a 330 µF–56 Ω RC-komplexum. Ez az RC-tag ugyanis Miller-integrátorra alakítja az átérésztő tranzisztor, amely így csak a lassú változásokat képes követni. A 2 db 1 N 4003 típusú dióda az átérésztő tranzisztor védi a gerjesztő tekerésen esetleg fellépő feszültségglókésektől. A vezérlő tranzisztor bázisán lévő 0,1 µF-os kondenzátor a gyújtási rendszer felől érkező impulzus-zavarokat tartja távol a töltőrendszer felől.

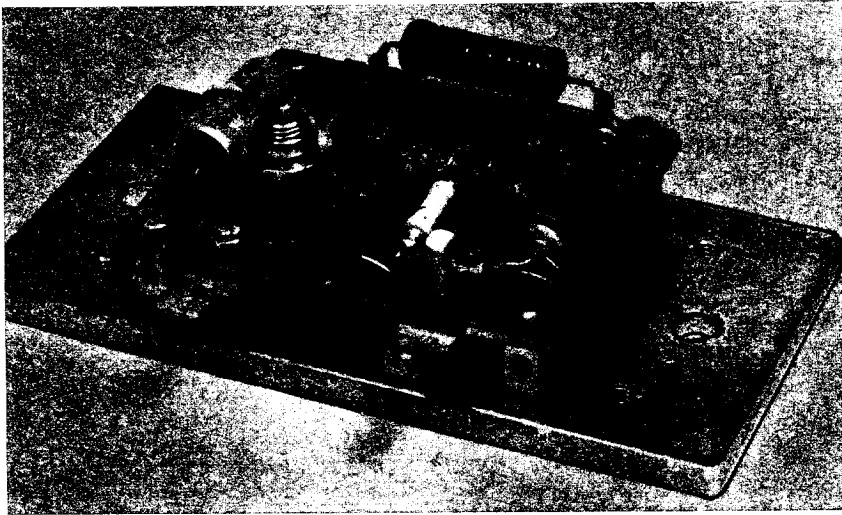
Előnyös, ha a kocsiba töltést-kisütést mérő középállású árammérő is beépítésre kerül (±15–20 A végkitérés). A 3. ábrát már ennek megfelelően rajzoltuk meg. Ezen beépített műszerrel ugyanis a töltés-szabályozás könnyen beállítható a P potenciométerrel egy külső feszültségmérő segítségével az 5. ábra vázlatja alapján. Ha nincs beépített árammérő műszer, akkor külön ampermérőre is szükség van a beállításkor.



4. ábra. A szabályozási karakterisztika a névleges akkufeszültség környezetében. A potenciométerrel a lesabályozási feszültség-határ módosítható (a), míg az R₁ ellenállással a lesabályozás meredekségét lehet befolyásolni (b)

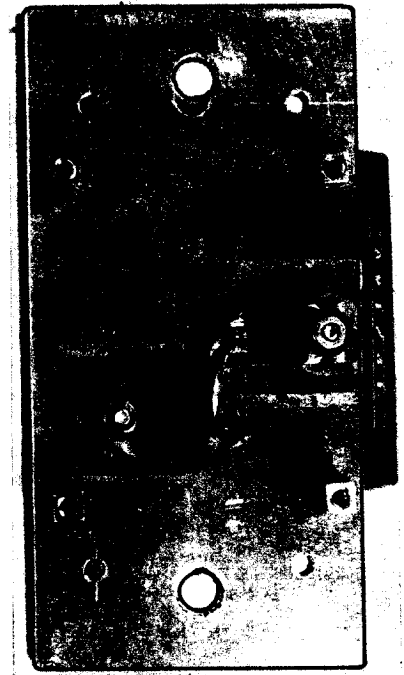
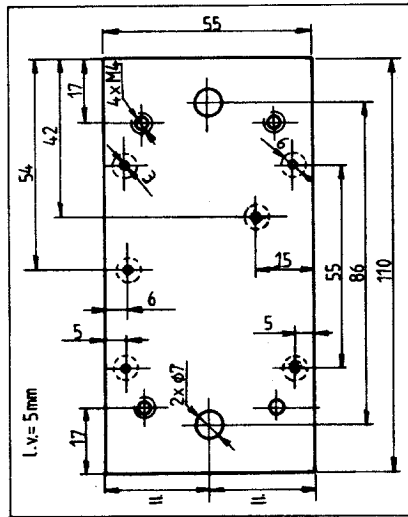


5. ábra. A szabályozó áramkör beállításához az akkumulátor feszültségét kell mérni egy külső műszerrel. A töltőáram akár beépített, akár kívül csatlakoztatott műszerrel ellenőrizhető



6. ábra. Az elektronikus feszültség szabályozó belső elrendezése. A 4 db 10 mm-es, menetes lábön álló nyomtatott áramköri lap csak a passzív alkatrészeket hordozza. Az alkatrészek rögzítése kismértékben eltér a fóliarajzon és a beültetési rajzon megadott módtól

Az elektronikus feszültség szabályozó az eredeti relé helyére szerelhető a két 6 mm-es csavarral. A csatlakozások elhelyezése is olyan, hogy a dugaszos vezeték-saruk azonnal átdugaszolhatók. A szabályozó belső felépítését a 6. ábra szemlélteti. Az áramkör alkatrészei egy 64×54 mm méretű, egyoldalt fólirozott nyomtatott áramköri lemezen kaptak helyet, amelynek fóliarajzát a 7. ábra, beültetését a 8. ábra mutatja. A két tranzisztor 5 mm vastagságú alumínium alaplemeze van csavarozva a jó hűtés érdekében (9. ábra). A tranzisztorok hűtési kivezetését a földtől csillámlemezzel kell elszigetelni, mert azokkal a kollektor fémes összeköttetésben van. A derékszögben felhajlított tranzisztorlábak átnyúlnak a nyak-lemez megfelelő furatain, ahol az összeszerelés után a csatlakozó vezetékkel összeragaszthatók. A két tranzisztor összekötendő kivezetéseit a nyak-lap kihagyásával is átköt-

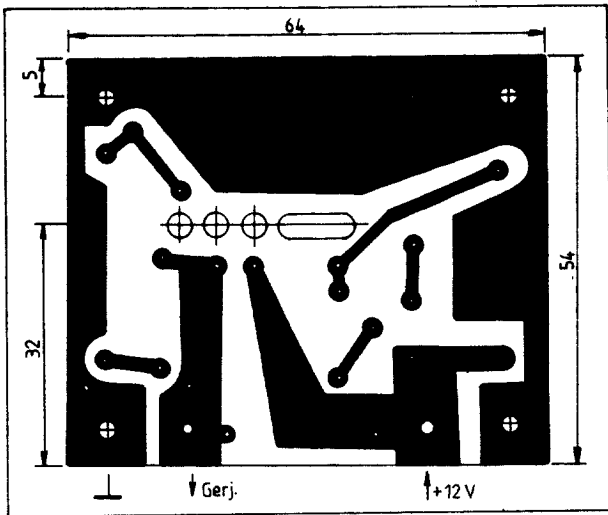


9. ábra. A két tranzisztor az 5 mm vastagságú alumínium alaplemeze van csavarozva, csillám-szigeteléssel. Az alaplemez hűtőbordául is szolgál

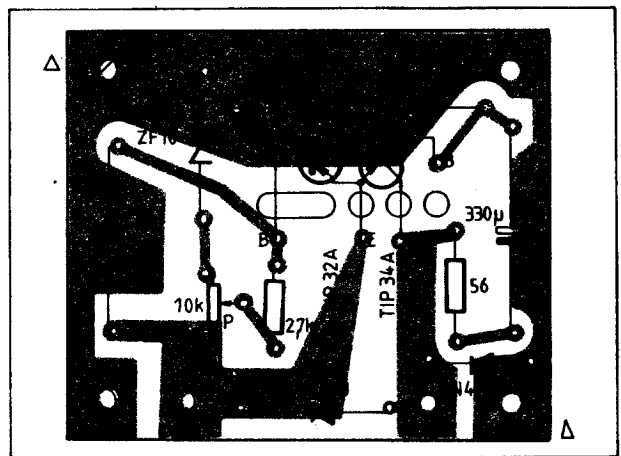
hetjük, rövid vezetékdarabokkal. Az alumínium alaplemez furatrajza a 10. ábrán látható.

A szabályozó áramkört lehetőleg jól záró fedéllel lássuk el, hogy kocsimosáskor ne kerüljön víz az alkatrészekre. Ugyancsak a vízvédelmet szolgálja, hogy az áramkört és az alkatrészek felületét alkalommal oldott gyantával lefestettük.

10. ábra. Az alaplemez furatrajza. A négy láb, valamint a két tranzisztor 3 mm-es rögzítő csavarja süllyesztett kivitelű. A doboz-fedél rögzítő csavarjai számára menetet vágunk az alumínium lemezbe (M 4)



7. ábra. A nyomtatott áramköri lemez fóliarajzolata. A furatok 1,2 és 3,2 mm-esek



8. ábra. A nyak-lemez beültetési rajza az alkatrész-oldatról nézve. A tranzisztorok lábai a kerek és ovális nyílásokon átnyúlnak az alkatrész-oldalra, ahol rövid huzaldarabokkal beforraszthatók



A MIKI 1950 óta tevékenykedik a műszerfejlesztés és ipari mérés-technika területén. Feladatának tekinti, hogy különleges mérési problémák megoldására mérőműszereket, mérőrendszereket fejlesszen és mérési eljárásokat dolgozzon ki, messzemenően figyelembe véve a megrendelő technológiájának sajátosságait. Ezek az eredmények licencátadás útján napjainkban több műszergyártó kínálatában jelentkeznek.

Aktív részvétele a nemzetközi műszaki-tudományos rendezvényeken biztosítja a kutató-fejlesztő munka megfelelő technikai háttérét és magas színvonalát. Fontos részét képezi tevékenységüknek a gyártási folyamatokban beépített gyártásközi és végellenőrző rendszerek fejlesztése.

A MIKI fő tevékenységi körei közül egyik a különleges rendeltetésű rendszerek fejlesztése.

Jól képzett szakembereik képesek megoldani bármilyen, fizikai jellemzők mérésével kapcsolatos problémát, legyen az elektromos jelek mérése, ipari technológiai folyamatok ellenőrzése, vagy nem villamos mennyiségek villamos úton történő mérése.

Jelentős tématerület az elektronikai és híradástechnikai ipar számára kifejlesztett automatikus mérőrendszerek tervezése, melynek során létrehoztak moduláris felépítésű, univerzálisan felhasználható és speciális feladatokat ellátó rendszereket is. A CAMAC előírások szerint épült automatikus vizsgálórendszerek az elektronikai

iparban felmerülő gyártásközi és végmérések elvégzésére alkalmazsak, kezdve az aktív és passzív alkatrészek és integrált áramkörök vizsgálatától a szerelt és szereletlen nyomtatott áramköri lapok ellenőrzésén át a szerelt egyégek és kész berendezések végméréséig. A CAMAC szabvány szerinti mérőberendezések is kiegészíthetők IEC 625 (IEEE 488) szabv. szerinti egyéb műszerekkel és berendezésekkel, mivel a mérőrendszerek illeszthetők a fenti BUS-ra.

Az IEC 625 szabvány szerinti BUS-szal működő szelektív, kristálymérő és rádiómérő automaták alkalmasak híradástechnikai beren-

dezések és azok részegységeinek vizsgálatára, valamint a kristályok elektroakusztikai vizsgálatánál jelentkező mérési feladatok elvégzésére.

A MIKI széles tevékenységi területe szükségessé teszi, hogy megfelelő számítástechnikai háttérrel is rendelkezzen. A mérésadatgyűjtő rendszerek, automatikus mérőrendszerek software fejlesztésén túlmenően számítóközpontjuk sokoldalúan képzett munkatársai a külső megbízóktól kapott feladatokat is sikeresen oldják meg. Forduljon hozzánk bizalommal, a MIKI megoldja az Ön mérés-technikai problémáját is.



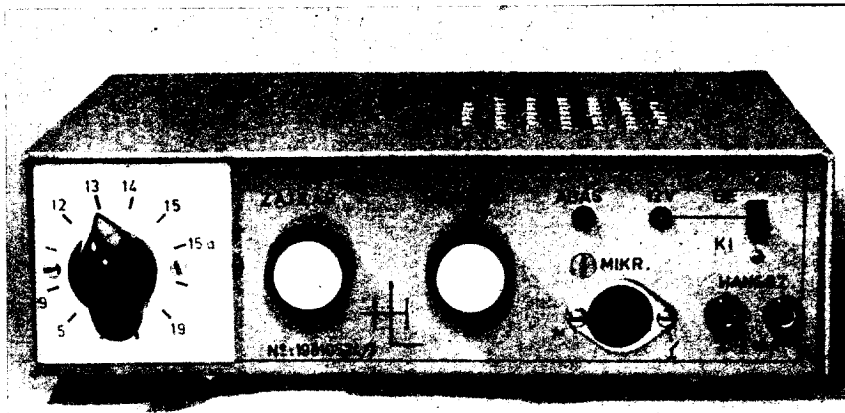
MŰSZERIPARI KUTATÓ INTÉZET

**Budapest, Pf. 183
1368**

**Telefon: 201-860
Telex: 22-4298**



1 W-os AM üzemű CB adó-vevő



dr. Hetényi László HA5BK

A következőkben egy egyszerű felépítésű AM üzemű CB adó-vevőt ismertetünk. A készülék konstrukciójánál nem volt elsődleges szempont a 20 vagy 40 csatornás kivétel. Ezért a készülék rendszere „kristályos” és nem szintetizátoros. A beépített csatornaváltó kapcsolótól függően 6 vagy 12 csatornára való kiépítés lehetséges. Az egyszerűség érdekében elhagytuk a műszeres indikációkat. A méretek csökkentésére különálló hálózati tápegységet alkalmaztunk. Az egyszerűsítések ellenére a készülékben megtalálható a szokásos zajzár (squelch), a dinamika kompresszor és a „bip-tone” áramkör. Ezen utóbbiak azonban a további egyszerűsítés érdekében el is hagyhatók.

A készülék elvi felépítését az 1. ábrán bemutatott tömbvázlaton követhetjük. Az 50 vagy 75 ohmos hullámmellenállású antenna két reed-relével kapcsolódik a vevő vagy az adó egységre, az adás/vétel vezérlő PTT nyomógomb állásától függően. Az adás-vétel üzemi állapotokat a Rel. jelfogó kapcsolja át. Vétel állásban a vevő egységei kapnak +12 V-os (+13,6 V-os) tápfeszültséget, míg az adó ilyenkor kikapcsolt állapotban van.

A vevő bemenetén egy BF 224 típusú tranzisztorral kivitelezett földelt-bázisú előerősítő található (2. ábra), amely zárkörrel illeszkedik az antenna felé, míg a kollektorköre sávszűrővel hajtja meg az ugyancsak BF 224-gyel felépített keverő fokozatot.

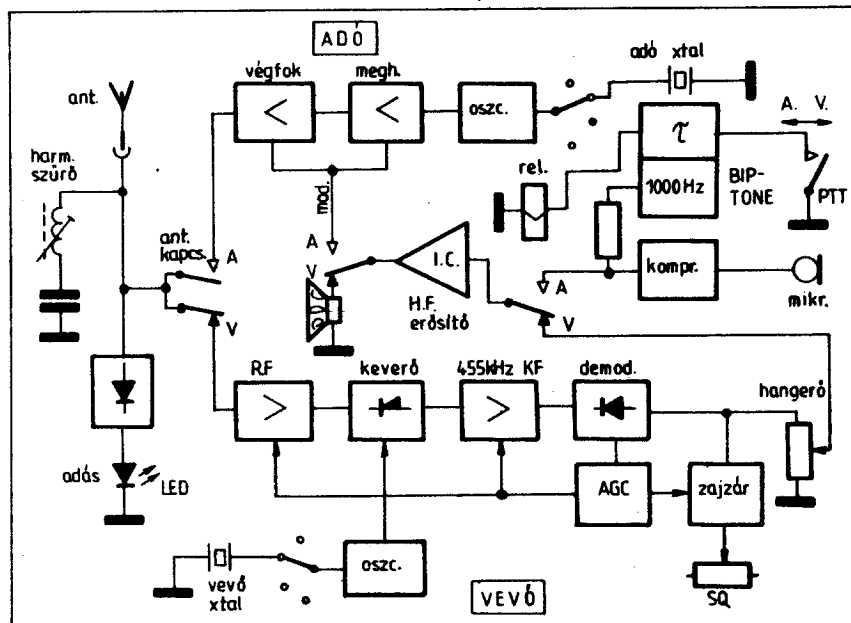
A bemeneti rezgőkör és az első két fokozat között helyetfoglaló kétkörös sávszűrő kb. 20 dB-es tükörszelektivitást biztosít a

készüléknek. Ez nem egy kiváló érték, de az esetek nagy többségében elegendő, mert a tükörfrekvenciákon általában nincs zavarkeltető adóállomás.

Az egyszerűtranszportált vevő lokál oszcillátora Clapp-kapcsolású kristályoszcillátor, amelyben a K_{2B} kapcsoló (3. ábra) váltja a „csatorna-kvarcokat”. A keverő

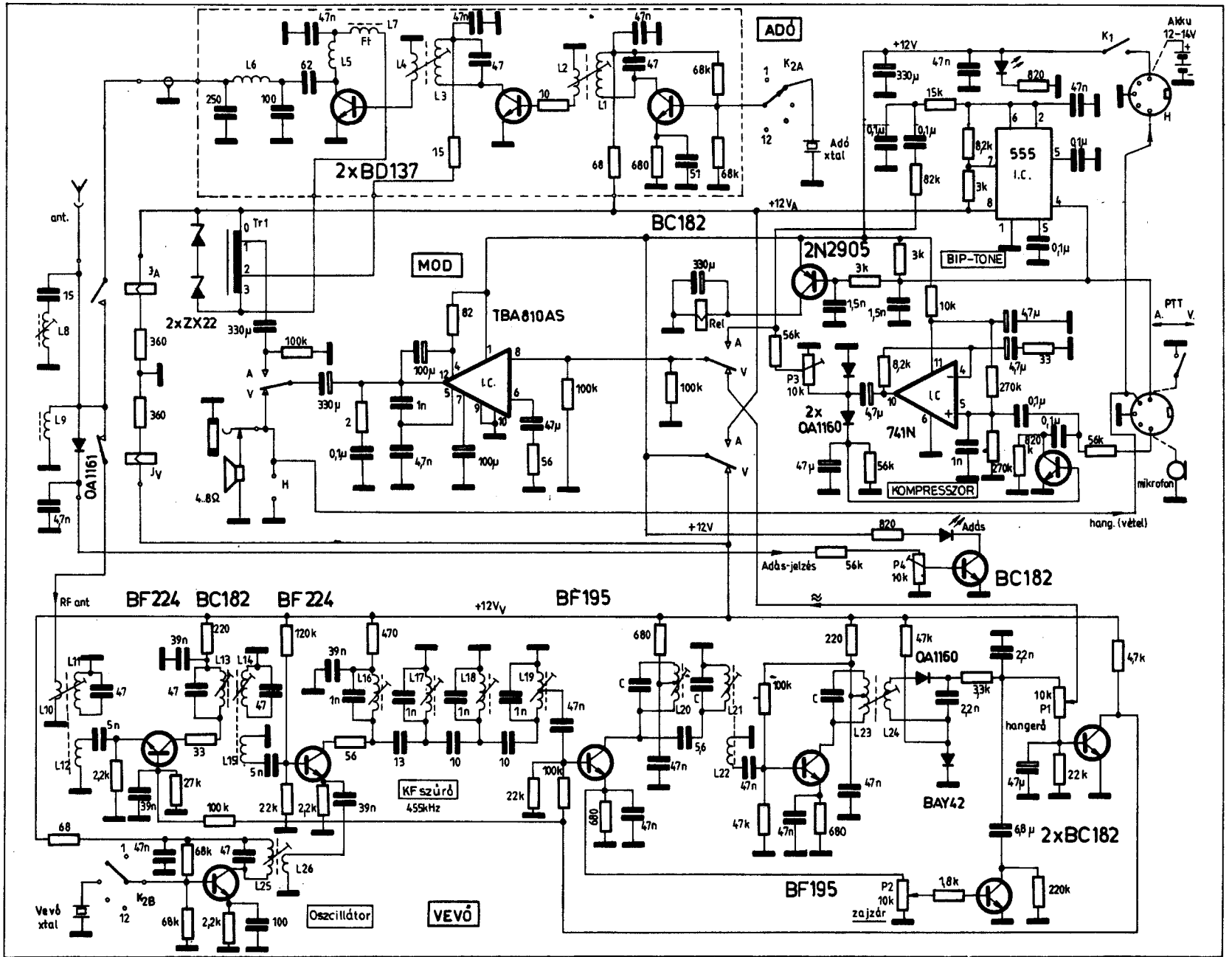
fokozat után van elhelyezve az a 4-körös, felső kapacitív csatolású sávszűrő ($L_{16}-L_{19}$), amely alapvetően meghatározza a vevő közelszelektív tulajdonságait.

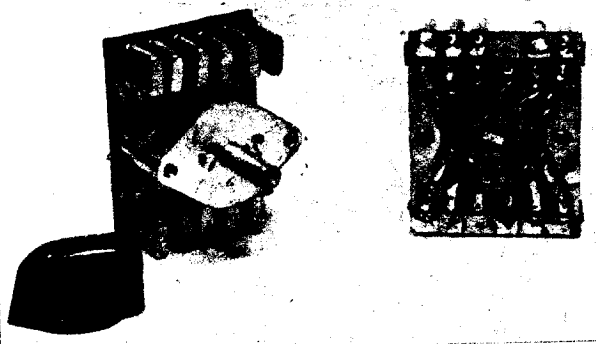
A 455 kHz-re hangolt sávszűrő 4 db egyedi rezgőkörből áll, amely rezgőkörök a szovjet gyártmányú Spidola, Selga, VEF stb. táskarádiók KF fokozatait szolgálták



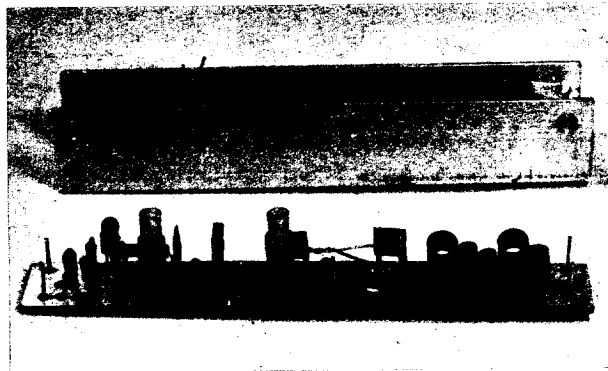
1. ábra. Az 1 W-os CB adó-vevő tömbvázlata

2. ábra. A készülék kapcsolási rajza

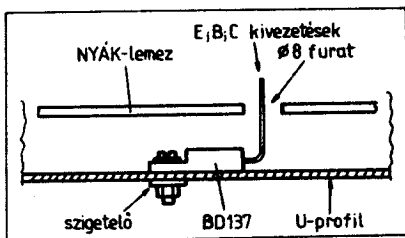




3. ábra. A csatornakvarcok mechanikus szerelvénye. A kristályokat tartó nyák-lemez a 6-12 állású társas kapcsolóra van rögzítve



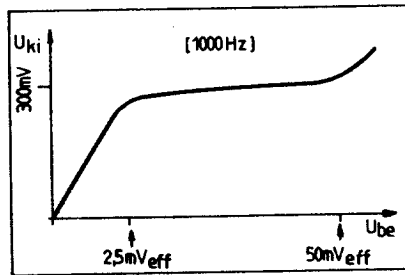
4. ábra. A 3 fokozatú adóegység és a hűtőbordául szolgáló alumínium U-profil



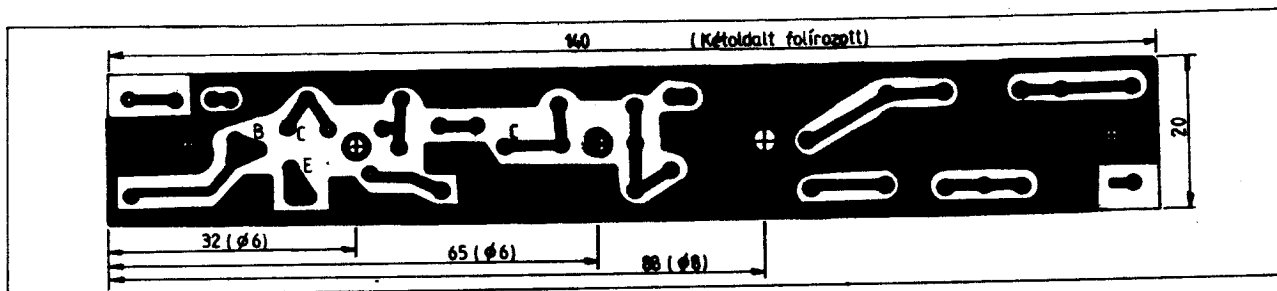
5. ábra. A végérősítő tranzisztor rögzítése az U-profil alján

és sávszűrős csatolások következtében. (Japán KF transzformátorok.) Ezek az illesztési feladatokat ellátó körök még tovább növelik a készüléknek a szomszédos csatornákra vonatkoztatott csillapítását.

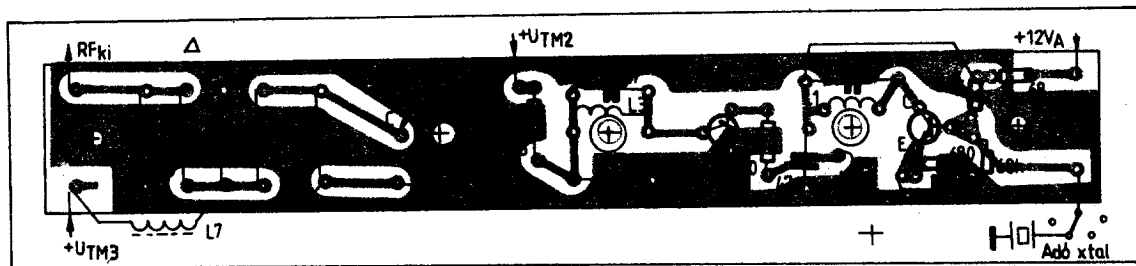
A KF erősítő lánc második fokozatának kimenetére csatlakozik az AM demodulátor fokozat, amely egy OA 1160-as germánium diódával van kivitelezve. A dióda váltóáramú munkaellenállását képviselő P₁ potenciométer a hangerő szabályozására szolgál és a készülék előlapjára van kivezetve. A demodulátor dióda árama az AGC erősítő fokozat BC 182-es tranziszto-



8. ábra. A dinamika kompresszor jellegzetes karakterisztikája



6. ábra. Az adó-egység nyák-lemezének fóliarajza

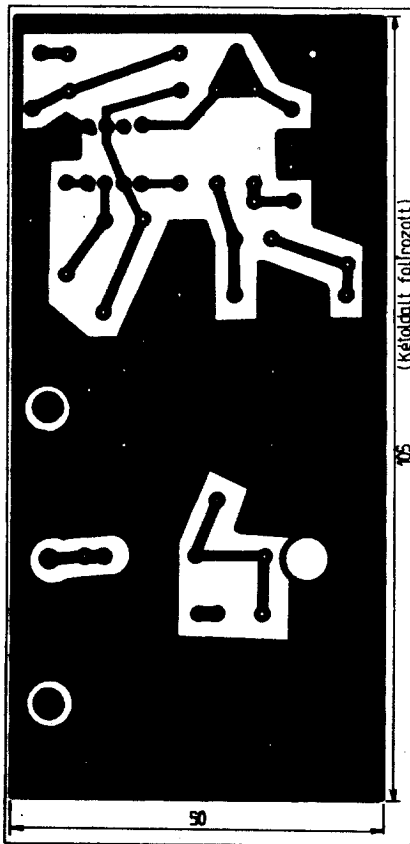


7. ábra. Az adó-egység beültetési rajza

valaha. A 4-körös sávszűrő önálló sávzélessége $B = 5 \text{ kHz} / -3 \text{ dB}$, míg $+5 \text{ kHz}$ elhangolásnál a csillapítás kb. 20 dB. A szomszédos csatorna vívjére nézve, $\pm 10 \text{ kHz}$ -es elhangolásnál a szűrő csillapítása kb. 40 dB. A 4-körös szűrő áteresztő-sávi csillapítása 10 dB. Az első KF szűrőkört egy kétfokozatú KF erősítő követi, amely önmagában is szelektív a zárókörös

9. ábra. A készülék belső felépítése. Baloldalt a kristályszerelvény, középen a vevő, jobboldalt a modulátor látható





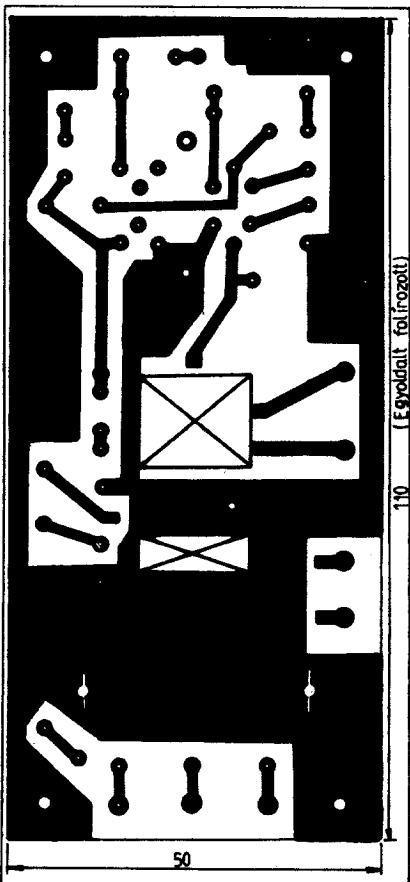
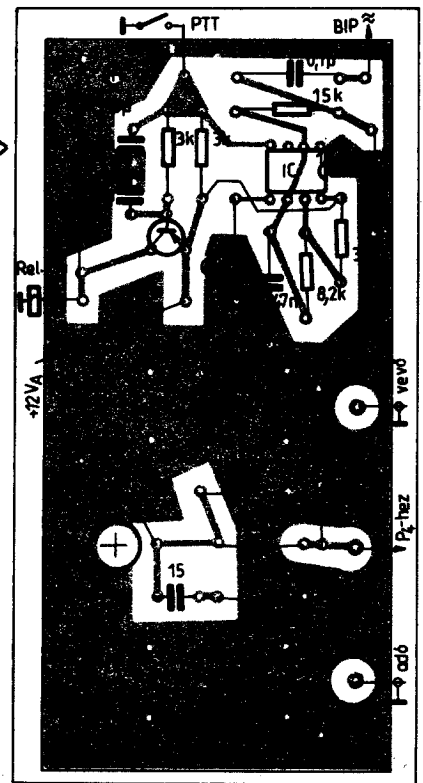
10. ábra. Az antenna-kapcsoló szerelvény és a „bip-tone” áramkört hordozó nyák-lemez fóliarajzolata

11. ábra. Az antenna-kapcsoló nyák-lemezének beültetési rajza

rának bázisát vezérli. Az 1–12 V között változó AGC szabályozó feszültség ezen tranzisztor kollektoráról vehető le. Az AGC feszültség az RF előerősítő tranzisztor és az 1. KF fokozat tranzisztorát szabályozza. Az AGC szabályozási átfogása 65 dB. Ez az átfogás nem minden esetben elegendő. Ha az ellenállomás 10–20 méter távolságban van a készüléktől, akkor túlvezérlés lép fel. Ennek csökkentésére az AGC szabályozásba bevonható a keverő tranzisztor is úgy, hogy a 120 kΩ-os (felső) bázisellenállást nem a +12 V-os feszültségre, hanem az AGC vezetékére kötik. Így az átfogás mintegy 90 dB-re növekszik.

A zajzár áramkör egyetlen tranzisztorból áll, amely a P₁ potenciométert söntöli ki a „lesüketített” esetben. A zajzár tranzisztor az első KF erősítő tranzisztor emitterköréről kap vezérlő jelet, amely feszültség az AGC jellel arányos. A zajzár beállási határa a P₂ előlapi potenciométerrel tologatható. A zajzár hatásossága kb. 36 dB.

A vevő demodulátorának hangfrekvenciás jele a TBA 810-es IC köré telepített hangfrekvenciás végerősítőt hajtja meg a Rel. jelfogó megfelelő érintkezőin keresztül. A relé vétel (eleresztett) állásában a



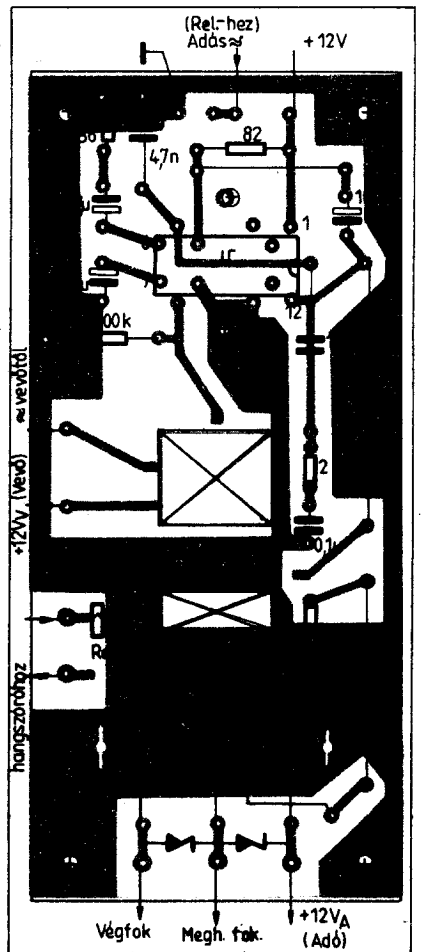
12. ábra. A modulátor-erősítő paneljének fóliarajza

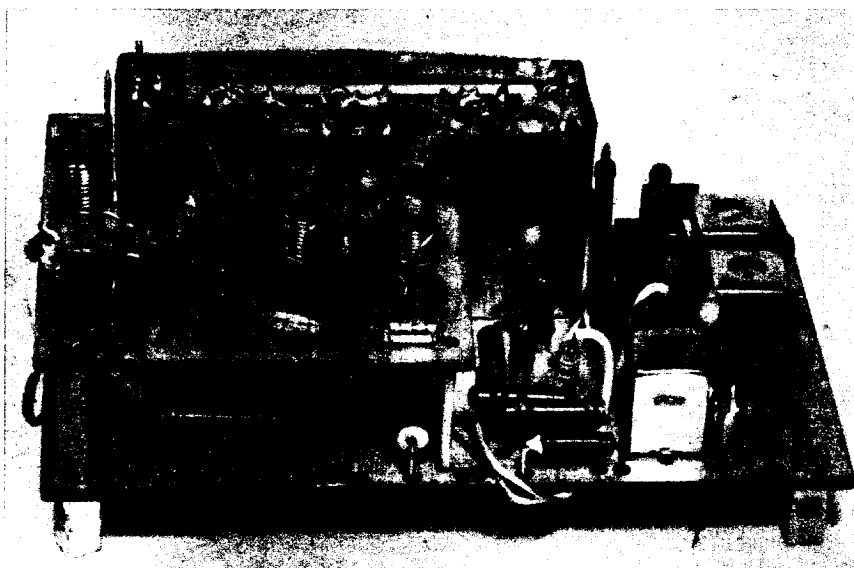
13. ábra. A modulátor erősítő beültetési rajza

végfokozat kimenetére a beépített hangszóró csatlakozik. A külső hangszóró csatlakoztatása esetén a belső hangszóró lekapcsolódik. A hangszóró-kimenet az előlapi ötpólusú mikrofon-csatlakozóra is ki van vezetve (és a hátlapi tápfesz. csatlakozóra is), hogy a készülékhez telefon beszélőkészlet is használhassunk. Az előlapi hangszóró csatlakozó hüvelyparba fejhallgató dugaszolható. Ilyenkor a belső hangszóró egy kábel nélküli hangszórócsatlakozóval leválasztható (kikapcsolható). A hangfrekvenciás kimenő teljesítmény mintegy 4 W, mely teljesítmény zajos gépkocsiban is bőségesen elegendő.



14. ábra. A modulátor erősítő oldalnézeti képe. Jól látható a Rel. jelfogó és a modulátor-transzformátor





15. ábra. A 4 csavarral rögzíthető komplett vevő-egység. Jól látható a kétszintes szerelés, a KF szűrő és a japán KF-ek

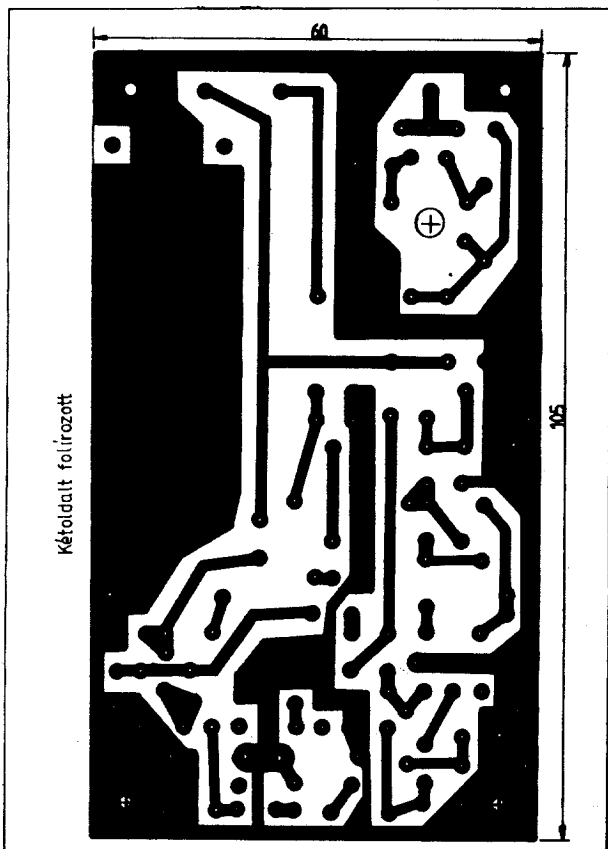
A készülék az 50 ohmos antennabemenetre adott $1\mu\text{V}_{\text{eff}}$ szintű és 30% modulációs mélységű bemenő jelre 1 W kimenő hangfrekvenciás teljesítményt szolgáltat, 20 dB-es jel-zaj viszony mellett. Az AGC szabályozás és a zajzár megszólalásának

határa $8\mu\text{V}_{\text{eff}}$ bemenő jelnél van, ahol a jel/zaj már 30 dB.

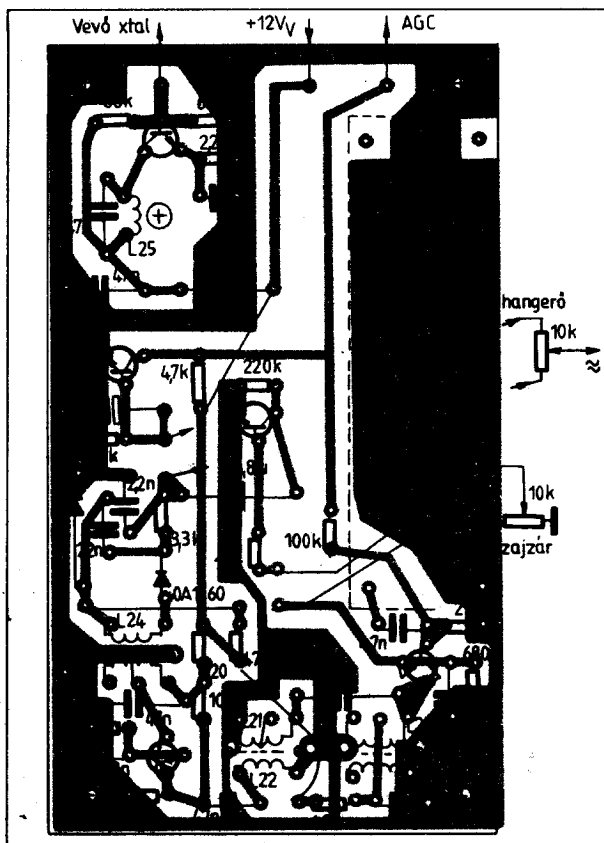
A CB készülék adóegysége 3 fokozatból áll. A BC 182 típusú tranzisztorral kivitelezett oszcillátor a K_{2A} kapcsoló által kiválasztott adókristály frekvenciáján rezeg, ha

a készülék *adásra* van kapcsolva a Rel. jel-fogó meghúzatása által. Ilyenkor kapnak az adófokozatok tápfeszültséget. Az oszcillátor kollektorkörében lévő rezgőkör (L_1) a 27 MHz-es sáv közepére (27,2 MHz) van lehangolva. Az oszcillátor az L_2 csatolótekercsen keresztül hajtja meg a „C”-osztályú munkapontban dolgozó meghajtó fokozatot. Ebben a fokozatban egy BD 137 típusú tranzisztort alkalmaztunk, de e helyen kisebb teljesítményű típus is megfelelő lehet. A meghajtó fokozat kimenetén mintegy 0,3 W vívőteljesítmény van jelen, és ez a teljesítmény hajtja meg az ugyan-csak BD 137 típusú tranzisztorral működő végerősítő fokozatot. Az utolsó fokozat is „C”-osztályú beállításban dolgozik, amit némi jóindulattal „B”-osztálynak is nevezhetnénk, mert a tranzisztorok lezárása csak kb. 0,5–0,7 V (ami a bázis-emitter nyitófeszültségből automatikusan adódik). A meghajtó tranzisztor bázisában lévő ohmos ellenállás (10 ohm) a begerjedési hajlamot csökkenti. Az RF végerősítő fokozat a tranzisztortól a szokásos szélessávú sávszűrővel csatlakozik az antenna felé. A moduláció linearitásának növelése érdekében – a torzítások csökkentésére – mind a meghajtó, mind a végerősítő fokozat modulálva van. A moduláció *Heising* rendszerével (anódmoduláció), a tápfeszültségre szuperponált hangfrekvenciával kerül a fokozatokba.

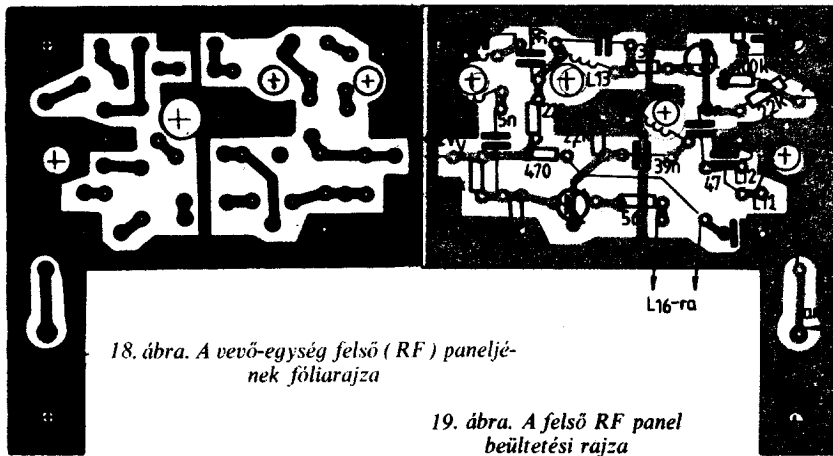
Az RF adóegység egy 20×20 mm belső profilméretű és 145 mm hosszú szögletes



16. ábra. A vevő-egység alsó (KF) paneljének fóliarajza



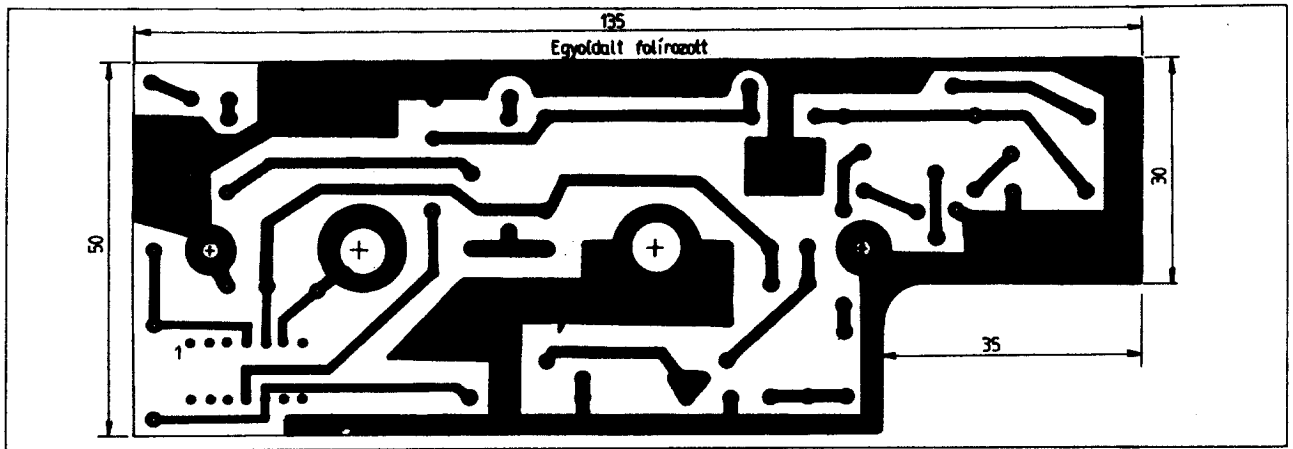
17. ábra. Az alsó KF panel beültetési rajza



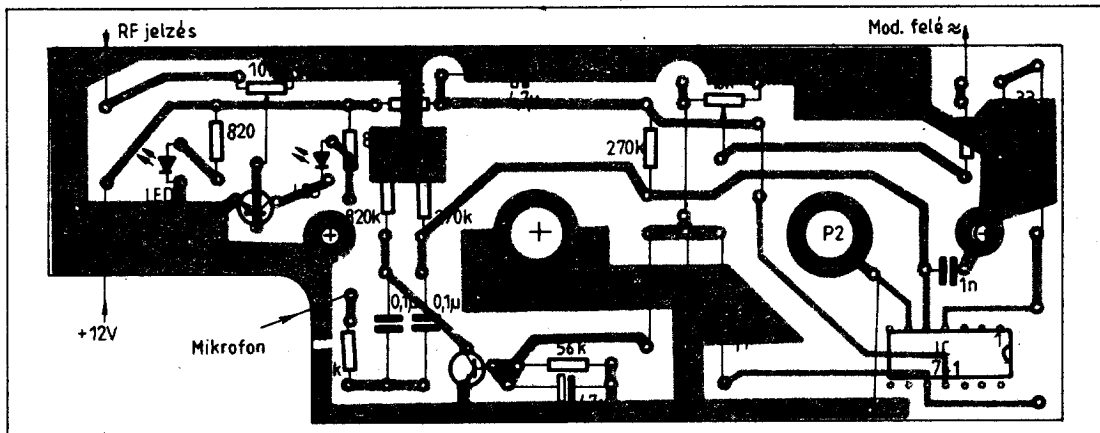
18. ábra. A vevő-egység felső (RF) paneljének fóliarajza

19. ábra. A felső RF panel beültetési rajza

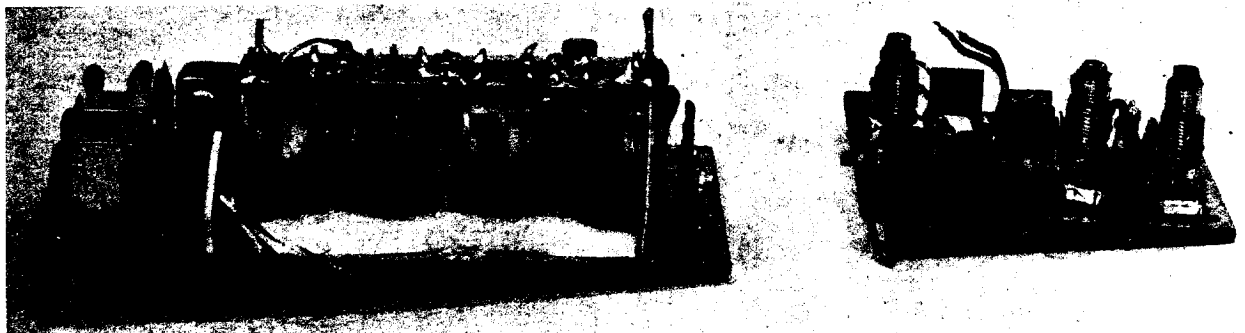
U-profilaluminium „vályuban” van elhelyezve (4. ábra). Ez a 2 mm falvastagságú profil szolgál egyúttal hűtőbordául is a végerősítő fokozat tranzisztora számára (5. ábra). A tranzisztor a vályú fenekére van csavarozva egy szigetelő csillámlemez közbeiktatásával (a hűtőfelület a kollektorral össze van kötve). A nyák-lemezen lévő $\varnothing 8$ mm-es furaton lógnak át a tranzisztor kivezetései a nyák-lap fölé, hogy szerelőkör beforraszthatók legyenek. A keskeny és kétoldalt fólirozott nyák-lemez fóliarajzát a 6. ábra, beültetési rajzát a 7. ábra szemlélteti. A meghajtó tranzisztor külön hűteni nem szükséges. A nyák-lemezt 2 db 3 mm-es csavar rögzíti a vályú fenekéhez egy-egy 5 mm hosszú térköztartó cső közbeiktatásával. A csatlakozó vezetékek a vályú oldalára fűrt lyukakon vannak



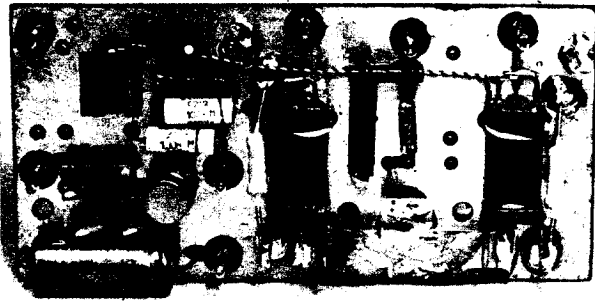
20. ábra. A dinamika-kompresszor paneljének fóliarajza



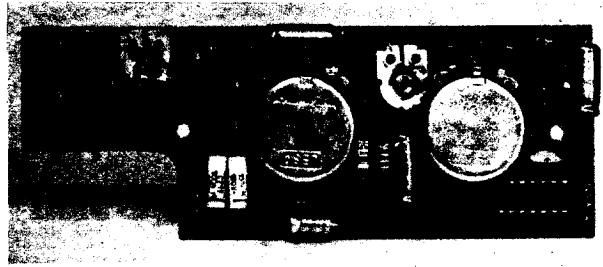
21. ábra. A dinamika kompresszor beültetési rajza



22. ábra. A 4-körös KF-szűrő felépítése és a lebontott RF egység. A KF-szűrőről lehúztuk az árnyékolást



23. ábra. Az antenna-átkapcsoló szerelvények paneljének képe



24. ábra. A kompresszor áramkör az alkatrészek felől nézve. Ez a nyák-lemez hordozza a két előlapi potenciométert is

átvezetve a kívánt forrásokra. Az U-profil vályút felülről árnyékolni nem szükséges.

A készülék közel állandó értékű – kb. 80–90%-os – kimoduláltságát a *dinamika-kompresszor* áramkör biztosítja. A modulációs mélység ilyen nagy értéken való tartása megnöveli a készülék hatásosságát és ezáltal növeli az áthidalható távolságot. A kompresszor alkalmazása egyidejűleg meggátolja az adó túlmodulálhatóságát és így nem szükséges tekintettel lennünk a mikrofonra való rábeszélés hangerejére, mert akár suttogva, akár kiabálva beszélünk, a modulációs mélység közel változatlanul 80–90%.

A dinamika-kompresszor egy 741 típusú IC-ből, két OA 1160 diódából és egy BC 182-es tranzistorból áll. A 741-es IC egyben hangfrekvenciás előerősítő feladatot is ellát a mikrofonon és a TBA 810 modulátor-erősítő között. A mikrofonról érkező kb. 2–20 mV-os feszültséget egy olyan feszültségosztó csillapítja, amelynek alsó tagja (függőleges tagja) a BC 182-es tranzisztor kollektor-emitter oldali áteresztő vezetése (és a 820 k Ω -os ellenállás), míg az osztó vízszintes tagja az 56 k Ω -os ellenállás. A feszültségosztás mértéke a tranzisztor bázisáramával szabályozható, kb. 26 dB átfogású tartománnyal. A dinamika-kompresszor sztatikus karakterisztikáját a 8. ábra mutatja. A 741-es IC kimenetén lévő, kb. 0,5 V szintű jelet a 2 dB OA 1160 dióda egyenirányítja és az egyenirányított

árammal történik meg a leszabályozás. Az 56 k Ω és 47 μ F képezi a kapcsolás *feléledési időállandóját*.

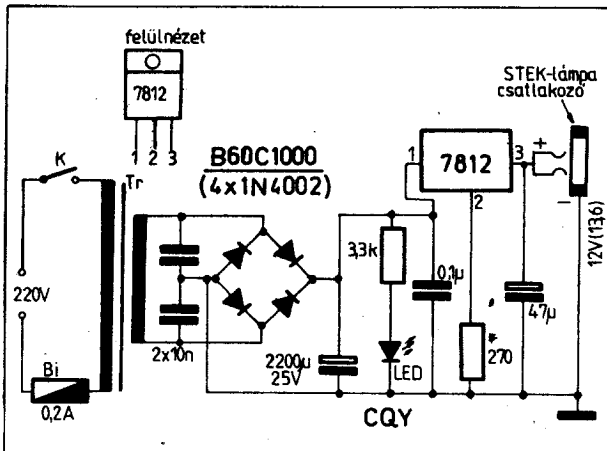
A készülék belső felépítése a 9. ábrán látható. A meglehetősen zsúfolt összeállításban az áramkörök több kisebb nyák-lemezen találhatók. Ezek a következők:

- az antenna-átkapcsoló szerelvény és a „bip-tone” áramkör, a készülék hátlapjával párhuzamosan elhelyezve;
- a modulátor-vegerősítő (TBA 810) és a Rel. adás-vétel átkapcsoló relé, a felülnézetben jobb oldalon;
- az előlappal párhuzamosan, az előlappra rögzítve a potenciométereket és a dinamika-kompresszort hordozzó nyák-lemez;
- közepén, az alaplemezzel párhuzamosan a kétszintes vevő-egység.

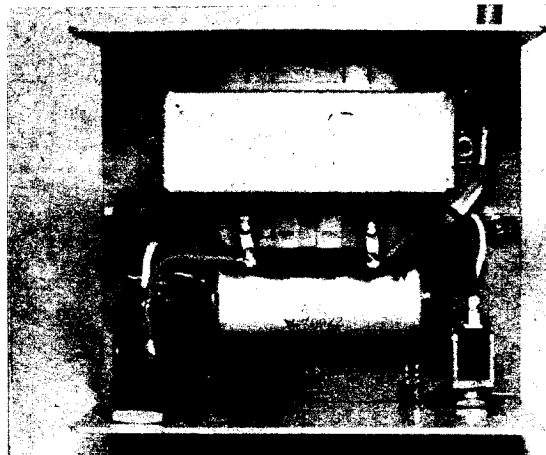
A 10. és 11. ábra az antenna-átkapcsoló és bip-tone áramkör nyák-lemezének fóliarajzát és beültetési rajzát mutatja. A modulátor-erősítő panelja a 12. és 13. ábrán látható. Az erősítő fényképét a 14. ábra szemlélteti. A vevő-egység kiszerezelt állapotban a 15. ábrán látható, míg a nyák-lemezek fóliarajzát és beültetési rajzát a 16. és 17. illetve a 18. és 19. ábrák mutatják. A dinamika-kompresszor paneljének fóliarajza a 20., beültetése a 21. ábrán látható. A 4-körös KF szűrő felépítése a 22. ábrán, az antenna-átkapcsoló panel a 23. ábrán, míg a kompresszor áramkör a 24. ábrán látható

A készüléket hálózati üzemben egy egyszerű tápegységről üzemeltethetjük. A 13,6 V-ot szolgáltató tápegység kapcsolási rajzát a 25. ábra mutatja. A $q = 4,4 \text{ cm}^2$ vasmagkeresztmetszetű transzformátor a 220 V-os hálózati feszültséget 17,5 V-ra transzformálja, mely szekunder feszültséget egy B60C1000 típusú graetz hid-egyenirányítóval egyenirányítunk. Erre a helyre nagyon jól alkalmazható 4 db 1N4002 típusú szilíciumdióda is. Az előszűrést a 2200 μ F/25 V elektrolitikus kondenzátor adja, míg a „finom-szűrés” és egyben a feszültségstabilizáció a 7812 típusú stabilizátorra van bízva. A stabilizátor belső felépítése a 26. ábrán látható. Mivel az eredetileg +12 V-os stabilizátor kimenetén +13,6 V-ra van szükségünk (feltöltött akkumulátor), a stabilizátor eredeti föld-kivezetését egy ellenálláson keresztül kötjük a tápegység földpontjára. Ezen ellenállás értéke csak a kimenő feszültség mérésével állapítható meg pontosan. A tápegység előlapján hálózati kapcsoló van és a bekapcsolt állapotot egy LED jelzi. Ugyancsak az előlapon kapott helyet a „stek-lámpa” csatlakozó, ami azonos a gépkozikba épített azonos célú „konnektorral”. Ennek alkalmazása azért előnyös, mert csatlakoztatáskor a vezetékpár polaritása nem cserélhető fel.

A hálózati transzformátor adatai a következők:



25. ábra. A tápegység kapcsolási rajza



26. ábra. A stabilizátor felülnézetben

- 220 V (primer): 2000 me., 0,16 CuZ;
- 17,5 V (szek.): 174 me., 0,5 CuZ.

A készülék modulátor transzformátorának adatai a következők:

- $q = 1 \text{ cm}^2$ (0,15 mm-es légréssel) metszszám: 275 me., 0,2 CuZ huzalból leágazás a 75. me.-nél a TBA 810-hez, leágazás a 175. me.-nél meghajtó fokozathoz.

A nagyfrekvenciás tekercsek adatait a táblázat tartalmazza.

A készülék előlapjának mérete $200 \times 60 \text{ mm}$, a doboz mélysége 135 mm. A doboz két U-profilként egymásba illeszthető. Az előlap és a hátlap a sík alaplemeztől két-két csavarral eltávolítható. A hangszóró a fedőlap belső felületére van rögzítve. A doboz borító lemezét öntapadós tapéta takarja.

Táblázat

Tekercs	Induktivitás [μH]	Menetszám	Huzal [∅, mm]	Megjegyzés
L ₁	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L ₂	8	1	0,2 CuMZS	L ₁ menetei közé
L ₃	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L ₄	8	1	0,4 CuMZ	L ₃ menetei közé
L ₅	0,6	7	0,65 CuMZ	∅7 mm légmagos
L ₆	0,75	9	0,65 CuMZ	∅7 mm légmagos
L ₇	8	16	0,2 CuMZS	4 mm-es vasmagra; Ft
L ₈	0,65	7	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L ₉	15	30	0,1 CuZS	4 mm-es vasmagra; Ft
L ₁₀	-	2	0,2 CuMZS	L ₁₁ menetei közé
L ₁₁	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L ₁₂	-	1	0,2 CuMZS	L ₁₁ menetei közé
L ₁₃	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L ₁₄	0,75	10	0,4 CuMZ	4 mm-es vasmaggal
L ₁₅	-	-	0,2 CuMZ	L ₁₄ menetei közé
L ₁₆ -L ₁₈	120	67	7 × 0,07 CuZ	fazék-vasmag
L ₁₉	120	67	7 × 0,07 CuZ	fazék-vasm. Leág: 8. me. japán KF
L ₂₀ -L ₂₄	-	-	-	4 mm-es vasmaggal
L ₂₅	0,75	10	0,4 CuMZ	lazán csat. L ₂₅ -tel
L ₂₆	-	1	0,4 CuMZ*	

Integrált áramkörös CB adó-vevő

dr. Ijjas Gábor okl. vill. mérnök

Hazánkban a CB-sek tábora örvendően növekszik. A forgalomban lévő készülékek túlnyomó többsége azonban külföldről származik, mivel hazai forrásból gyakorlatilag nem lehet CB készülékekhez jutni. Ezzel a leírással azoknak szeretnénk segítséget nyújtani, akik nem tudnak hozzájutni gyári CB készülékekhez és maguk szeretnék készülékeiket megépíteni.

A készülék tervezésekor elsődleges szempont volt, hogy az áramkörileg lehetőleg egyszerű legyen, de ugyanakkor műszaki paramétereit tekintve ne maradjon el a hasonló gyári készülékektől. Ezért ahol lehetett, integrált áramköröket alkalmaztunk, ezzel csökkentve a diszkrét elemek számát.

A készülék hordozható (hand-held), teleges kivitelű, de nemcsak teleszkóp antennával, hanem külső mobil vagy telepített antennával is üzemeltethető.

Az adó-vevő tömbvázlata az 1. ábrán látható. Adásnál a hangszórót használjuk mikrofonként. A hangszóró néhány mV-os jelét a mikrofonerősítővel néhány V-os szintre erősítjük és vágó áramkörre vezetjük. A vágó áramkör feladata kettős:

- megakadályozza a vágási szintnél nagyobb jelek továbbjutását az adó modulátor fokozatra, tehát az adó túlmodulálását;

- a beszédjelre jellemző nagy csúcsokat levágja, így a moduláló jel átlagteljesítményét (modulációs index-átlagát) növelhetjük anélkül, hogy az adót túlmodulálnánk.

Az adó túlmodulálása (mod. index $\geq 100\%$) azért káros, mert a moduláló hangfrekvencia felharmonikusai is megjelennek, ezek pedig a szomszédos csatornán zavarást, áthallást okoznak.

A moduláló jel átlagteljesítményének növelése azért előnyös, mert összeköttetés

biztosításához nem elegendő csupán a nagy vívteljesítmény, hanem nagy modulációs vagy oldalsáv teljesítmény is szükséges. Ez pedig csak akkor biztosítható, ha a modulációs index átlagértéke nagy. Különösen egymástól távoli állomások esetén vagy nagyon nagy zajban történő összeköttetés esetén van ennek nagy jelentősége, mivel azonos vívteljesítmény mellett megnöveli az adó-vevő hatótávolságát.

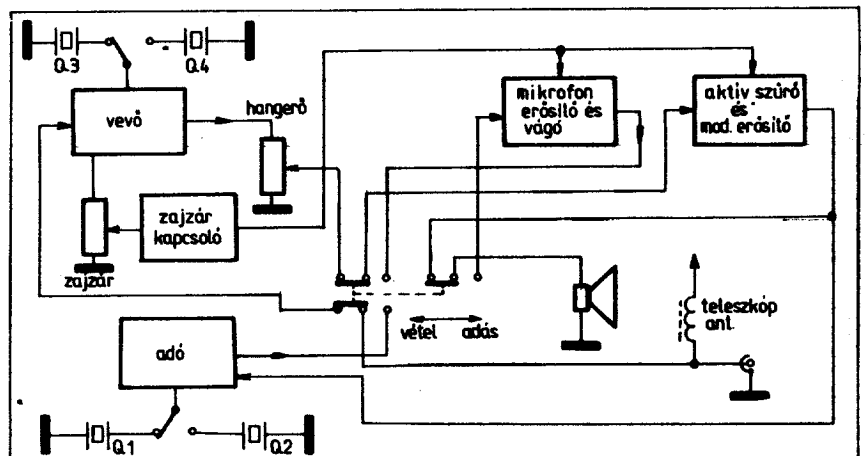
A vágás természetesen torzítja a beszédjelet, „tömöttebbé” teszi. Ha azonban a vágás mértékét optimálisan választjuk meg, akkor a vágás nem jár együtt számottevő érzékelési romlással.

A vágóáramkör után, a vágás miatt, a hangfrekvenciás sáv kiszélesedik, ezért ezzel a jellel nem lehet közvetlenül az adót modulálni. A vágó után egy másodfokú aluláteresztő szűrő következik, amelynek

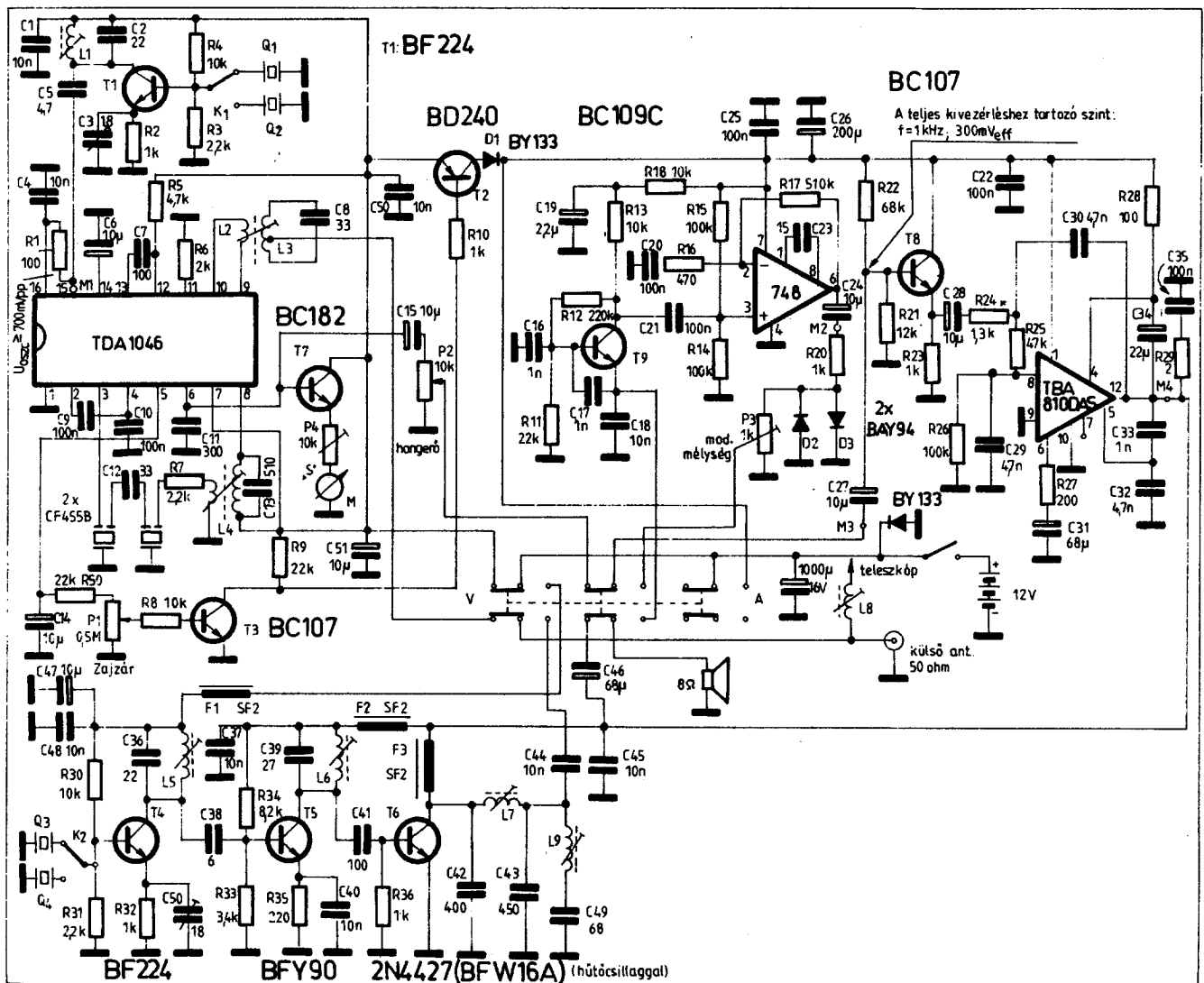
töréspontja 3 kHz-nél van. Az aktív szűrő tehát a 3 kHz feletti hangfrekvenciás komponenseket elnyomja. Az aktív szűrő egyben modulátorerősítő is.

Az adó 250 mW-os, kvarcvezérlésű. Ha több csatornán akarjuk használni a készüléket, akkor az adó oszcillátorra egy alkalmas átkapcsoló segítségével mindig a megfelelő kvarcot kapcsolhatjuk. Természetesen az adó-kvarc váltásakor a vevő-kvarcot is át kell kapcsolni.

A szuper-rendszerű vevő integrált áramkörrel épül fel. Az IC AGC kimenőpontját használtuk fel a zajzár kapcsoló működtetésére. A zajzár kapcsoló kikapcsolt állásban lekapcsolja a hangfrekvenciás erősítő tápfeszültségét, így ebben az állapotban (stand-by) a készülék fogyasztását csak a vevő IC fogyasztása határozza meg, ami kb. 20 mA.



1. ábra



2. ábra

A modulátorerősítőt vétel állásban hangszóróerősítőnek használjuk. Az aktív szűrő ebben az esetben határos, és kiszűri a 3 kHz feletti kellemetlen zajokat. Így a hangfrekvenciás teljesítményerősítőt kétszeresen, adás és vétel állásban is használjuk.

A készülék teljes kapcsolási rajzát a 2. ábrán láthatjuk.

A vevőben a TDA 1046-os SIEMENS gyártmányú integrált áramkört alkalmaztuk. Ez az integrált áramkör egy komplett AM vevő, amely tartalmazza a rádiófrekvenciás AGC-zett előerősítőt, keverőt, AGC-zett KF erősítőt, demodulátort (!) és hangfrekvenciás buffer áramkört. Nagyon előnyös, hogy a demodulátor az IC-ben helyezkedik el, mert ezzel az IC KF-en nem gerjedékeny, nem olyan érzékeny az alkatrészek elhelyezésére, mint pl. a TCA 440-es típus.

Sajnos az IC saját oszcillátorát nem tudtuk felhasználni, így egy külön tranzisztoral (T₁) működő kvarcoszcillátort jelét juttatjuk a vevőkeverőre, az IC 15-ös lábára.

Az M₁-es mérőponton a nagyfrekvenciás jel nagysága kb. 700 mV, csúcstól csúcsig.

A középfrekvencia értéke 455 kHz, így a vevő helyi oszcillátorának frekvenciája:

$$f_{H.oszc} = f_{AD0} \pm 455 \text{ kHz}$$

Ha a helyi oszcillátor frekvenciája nagyobb, mint az adó frekvenciája, akkor felső keverésről, ha kisebb, akkor alsó keverésről beszélünk. Tulajdonképpen mindegy, hogy melyik keverési módot alkalmazzuk, a fontos csak az, hogy többcsatornás készülék esetén vagy csak felső, vagy csak alsó keverést alkalmazhatunk. Ellenkező esetben a kvarcfrekvenciák annyira eltérhetnek egymástól, hogy az oszcillátor a kieső kvarcfrekvenciákon nem fog berezegni.

A szabványos CB csatornáknak megfelelő adó- és vevőkvarc frekvenciákat az 1. táblázat tartalmazza.

Megfelelően kis méretű, több állású yaxley segítségével több csatornás készüléket is készíthetünk (pl. 6 állású, 2 áramkörös kapcsoló esetén készülékünk 6 csatornás lehet).

A vevő működése a következő:

Az antennáról érkező jel az L₃-C₈ 27 MHz-re hangolt rezgőkörre, az L₂ csatolótekerccsen keresztül az IC RF erősítőjére jut. A bemenőjel és a helyi oszcillátor frekvencia által kikevert KF jel az IC 8-as pontjára kapcsol, 455 kHz-re hangolt rezgőkörön jelenik meg. Itt a készen kapható SOKOL 4-es tekerccset - változtatás nélkül - alkalmaztuk. Ez a rezgőkör illeszti a piezo-kerámia szűrőt az IC-hez és biztosítja a távolszelektivitást. Az általunk használt piezo-kerámia szűrő a KÖPORC által gyártott CF455B típus. Ez megfelel a MURATA SFT455A típusnak (vagy a MURATA SFU455A). Ha legalább 50 dB szomszéd csatorna (± 10 kHz) elnyomást akarunk elérni, akkor két darab CF455C (ötlábú) típust kell a 3. ábrának megfelelően kapcsolnunk a 2x CF455B helyére. A KF szűrő után a jel az IC 3. lábára, a KF erősítőre jut. A hangfrekvenciás jel - KF erősítés, demodulálás és hangfrekvenciás erősítés után - az IC 6-os lábán jelenik

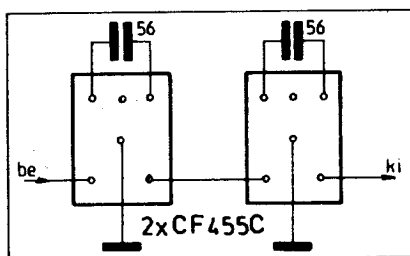
1. táblázat

Csatorna- szám	f _{ADÓ} [MHz]	f _{VEVŐ} (alsó keverés) [MHz]	f _{VEVŐ} (felső keverés) [MHz]
1	26,965	26,510	27,420
2	26,975	26,520	27,430
3	26,985	26,530	27,440
4	27,005	26,550	27,460
5	27,015	26,560	27,470
6	27,025	26,570	27,480
7	27,035	26,580	27,490
8	27,055	26,600	27,510
9	27,065	26,610	27,520
10	27,075	26,620	27,530
11	27,085	26,630	27,540
12	27,105	26,650	27,560
13	27,115	26,660	27,570
14	27,125	26,670	27,580
15	27,135	26,680	27,590
16	27,155	26,700	27,610
17	27,165	26,710	27,620
18	27,175	26,720	27,630
19	27,185	26,730	27,640
20	27,205	26,750	27,660
21	27,215	26,760	27,670
22	27,225	26,770	27,680
23	27,255	26,800	27,710
24	27,235	26,780	27,690
25	27,245	26,790	27,700
26	27,265	26,810	27,720
27	27,275	26,820	27,730
28	27,285	26,830	27,740
29	27,295	26,840	27,750
30	27,305	26,850	27,760
31	27,315	26,860	27,770
32	27,325	26,870	27,780
33	27,335	26,880	27,790
34	27,345	26,890	27,800
35	27,355	26,900	27,810
36	27,365	26,910	27,820
37	27,375	26,920	27,830
38	27,385	26,930	27,840
39	27,395	26,940	27,850
40	27,405	26,950	27,860

2. táblázat

„S”-érték	U _{BE} [μV]
1	0,2
2	0,4
3	0,8
4	1,6
5	3,2
6	6,4
7	12,8
8	25,0
9	50,0
9+10 dB	70,0
9+20 dB	500,0
9+30 dB	700,0

meg, és a P₂-es hangerő potenciométerre kerül. Az IC 5-ös lábáról csatoljuk ki a jelet a zajzárcapcsoló számára. Ha a vevő bemenetére nem jut jel, akkor az 5-ös lábón az egyenfeszültség közel 0 V. Ebben az esetben T₃ tranzisztor nem vezet és így T₂ tranzisztor kikapcsolt állapotban van. Mivel a T₂ tranzisztor kapcsolja a végfokozat



3. ábra

3. táblázat

L ₁ , L ₅ , L ₆	20 menet Ø0,2 CuZ huzalból, M3×0,5 csévetestre, vasmag N-20
L ₂	3 menet Ø0,2 CuZ huzalból
L ₃	20 menet Ø0,2 CuZ huzalból, leágazás 1,5 menetnél, M3×0,5 csévetestre, vasmag N-20
L ₄	SOKOL 4 KF tekercs (200 μH-10 μH)
L ₇	5 menet Ø0,3 CuZ huzalból, M3×0,5 csévetestre, vasmag N-20
L ₈	15 menet Ø0,4 CuZS huzalból, M4×0,5 csévetestre, vasmag N-20
L ₉	5 menet Ø0,3 CuZ huzalból, M3×0,5 csévetestre, vasmag N-20

4. táblázat

Adó:	
P _{KI} = 250 mW	(50 ohmon)
I _T = 60 mA	(modulálatlan vivő)
I _T = 90 mA	(m = 0,85 modulált vivő)
U _T = 13,5 V	(3 × 4,5 V)
Vevő:	
érzékenység: 0,5 μV	(6 dB J/Z mellett)
max. bemenőjel:	300 mV _{eff}
f _{KF} :	455 kHz
zajzár érzékenysége:	folymatosan állítható (zajzár kikapcsolva)
I _T = 21 mA	(zajzár bekapcsolva, hangerő potm. min. állásban)
I _T = 32 mA	
teleszkópanna hossza:	1,3 m
külső antenna:	50 ohm
külső méret telepek nélkül:	215 × 73 × 27 mm

tápfeszültségét, így az erősítő ki van kapcsolva. Amennyiben a vevő bemenetére jel jut, az 5-ös lábón pozitív egyenfeszültség jelenik meg, ami a P₁ potenciométeren beállítható küszöbértéktől függően bekapcsolja T₃, ill. T₂ tranzisztor, egyúttal a hangfrekvenciás erősítőt is.

A készülékbe „S”-mérőt, azaz térerősségmérő műszert is építettünk. A térerősséggel arányos egyenfeszültséget, melyet az IC 6-os lábáról veszünk le, a T₇-es tranzisztorral „követjük” le. A kb. 200 μA érzékenységu magnó indikátor műszer T₇ emitterében helyezkedik el. Az „S”-mérő skálájának elkészítéséhez hiteles szignálgenerátorra van szükség. A hitelesítést természetesen a már behangolt készüléken végezzük el. Az egyes értékekhez tartozó névleges bemenőfeszültség értékeket a 2. táblázat tartalmazza. A P₄ potenciométert úgy állítsuk be, hogy a 9-es S-értéknek megfelelő mutatókiterés a teljes skála 80-90%-ánál legyen.

A vevő behangolását úgy kezdjük, hogy ellenőrizzük az M₁ ponton az oszcillátor feszültségét. Ha az oszcillátor nem rezeg, akkor az L₁ tekercset hangoljuk. Az L₁-et úgy kell beállítani, hogy a legalsó és legfelső csatornán is biztosan berezegen az oszcillátor. Ha van lehetőségünk, ellenőrizzük az oszcillátor frekvenciáját is! Ha a keverőoszcillátor már a névleges frekvencián rezeg, akkor az antennabemenetre AM szignálgenerátort kapcsolunk, melyet 1 kHz-cel modulálunk. A generátort ráhangoljuk a vevőre. Ezután L₃ és L₄ tekercset fütty-maximumra hangoljuk. A vevő-érzékenység behangolt állapotban jobb, mint 0,5 μV.

A behangolást célszerű kikapcsolt zajzár mellett elvégezni azért, hogy a működő zajzár ne zavarja a hangolást. Ezért a zajzár-tranzisztor bázisát egy 22 kΩ-os ellenállással húzzuk fel, vagyis az ellenállást kapcsoljuk a pozitív tápfeszültség és a zajzártranzisztor (T₃) bázisa közé.

Az adófokozat működése

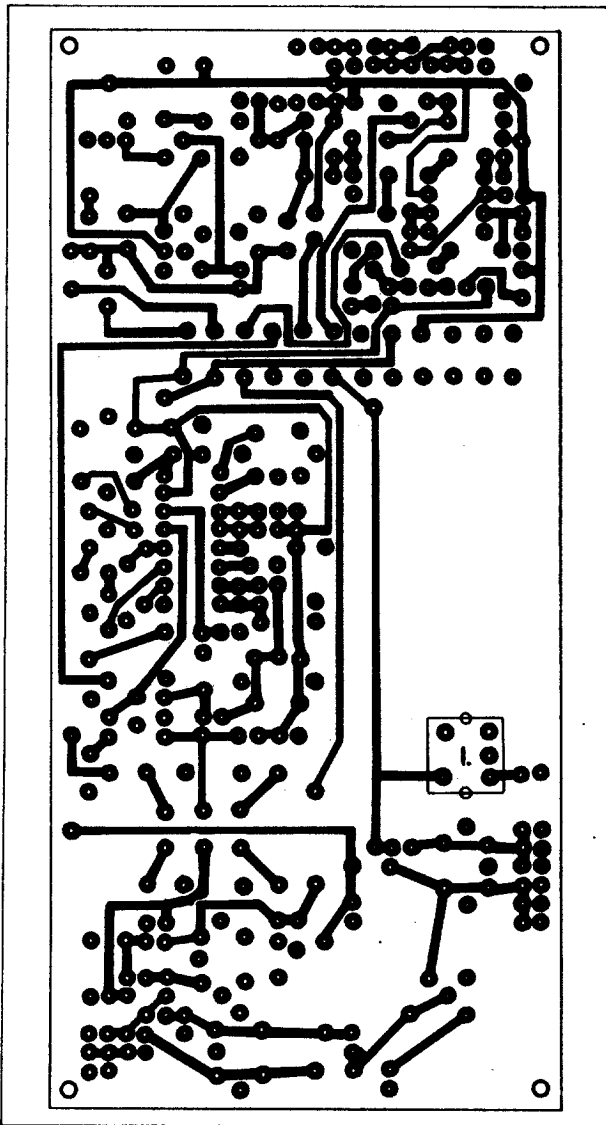
A mikrofonerősítő a T₉ tranzisztorral és a 748-as műveleti erősítővel épül fel. A mikrofonerősítő igen érzékeny, nagy erősítéssel rendelkezik, ezért nagy gondot kell fordítani az árnyékolásra és a hidegítések-re. Ellenkező esetben adáskor az RF jel a mikrofonerősítőre jutva gerjedést okozhat. A hangfrekvenciás vágó két antiparalel kapcsolt szilícium dióda. A P₃-as potméterrel lehet beállítani a modulációs mélységet.

Az aktív szűrő a TBA 810-es hangfrekvenciás teljesítményerősítőre épül. A T₈-as tranzisztor kis impedanciájú meghajtást biztosít az aktív szűrő számára. A csillaggal jelölt, R₂₄-es ellenállást úgy kell beállítani, hogy az aktív aluláteresztő szűrő átviteli karakterisztikáján sehol se legyen kiemelés. Ezt úgy ellenőrizhetjük, hogy az M₃-as pontra egy hanggenerátort, az M₄-es pontra pedig csövltemérőt vagy oszcilloszkópot kapcsolunk. Az aktív szűrő -3 dB-es pontjának 2,7-3 kHz között kell lennie. A TBA 810-es IC teljes kivezérésehez tartozó bemenőszint 1 kHz-en: 300 mV_{eff}.

A modulációs mélységet a P₃ potméterrel úgy állítsuk be, hogy a modulátor erősítőre jelet adva (pl. ráfűtülünk a hangszóróra) az M₄-es ponton megjelenő jel maximális amplitúdója a teljes tápfeszültségnek csak kb. 80%-a legyen.

A modulátor, ill. RF végfokozat érdekessége az, hogy nem használtunk modulátor-transzformátort. A TBA 810-es IC biztosítja a T₅ és T₆ tranzisztorok DC táplálását is. Ezért az M₄-es pontnak fél tápfeszültségnek kell lennie. +12 V esetén M₄-en +6 V-ot kell mérnünk.

Az adó kvarcoszcillátora a vevőjével azonos felépítésű (T₄-es tranzisztor). Behangolása is hasonló módon történik. Itt is ellenőrizni kell, hogy az oszcillátor minden egyes kvarcfrekvencián rezeg-e. A berendezési feltételt a C₅₀-es trimmer-kondenzátorral állíthatjuk. Ez általában félig kiforgatott állásban ad optimumot. A T₅-ös



4. ábra

tranzisztor elválasztó, a T_6 -os végerősítő. Mind a T_5 -ös, mind a T_6 -os tranzisztorot moduláljuk. T_6 -os előfeszítés nélküli, „B”-osztályú beállításban üzemel. T_6 -os tranzisztor kollektorkörében a C_{42} - L_7 - C_{43} elemekből álló Collins-kör helyezkedik el, ez illeszti az antennát a tranzisztorhoz. Az L_9 - C_{49} szivőkör az adó második harmonikusára, azaz 54 MHz-re van hangolva. Az L_8 -as tekercs a teleszkópañtenna hosszabbító tekercse.

Az adó behangolása a következők szerint történik. Az adás-vétel kapcsolót (ELTRA IZOSZTÁT) „adás” állásba kapcsoljuk. Ellenőrizzük az M_4 -es ponton megjelenő DC feszültséget (+6 V). Ezután L_5 -ös tekercssel behangoljuk a kvarcosz-

cillátort. A külső antenna-csatlakozóra 50 ohmos teljesítménymérőt vagy egy 50 ohm/1 W-os ellenállást és oscilloszkópot kapcsolunk. L_{26} -os és L_{27} -es tekercssel maximális kimenőjelre hangolunk. Az adó kimenő teljesítményének modulálatlanul el kell érnie a 250 mW-ot. A szivőkör behangolását szelektív vevővel végezhetjük el. A külső antennakapcsón megjelenő 54 MHz-es jel minimumára kell az L_9 -es tekercset hangolni. Ellenőrizzük a frekvenciákat! Az adófrekvencia a névlegestől max. $\pm 1,5$ kHz-cel térhet el.

Az antennahosszabbító tekercset egy másik készülék segítségével hangolhatjuk be. A másik készüléket néhány méter távolságban helyezük el úgy, hogy annak az

„S”-mérője jól értékelhető kitérést mutasson. A behangolni kívánt készülék teleszkópañtennáját teljesen kihúzzuk, majd az L_9 -es tekercset addig hangoljuk, amíg a másik készülék „S”-mérőjén maximumot nem észlelünk.

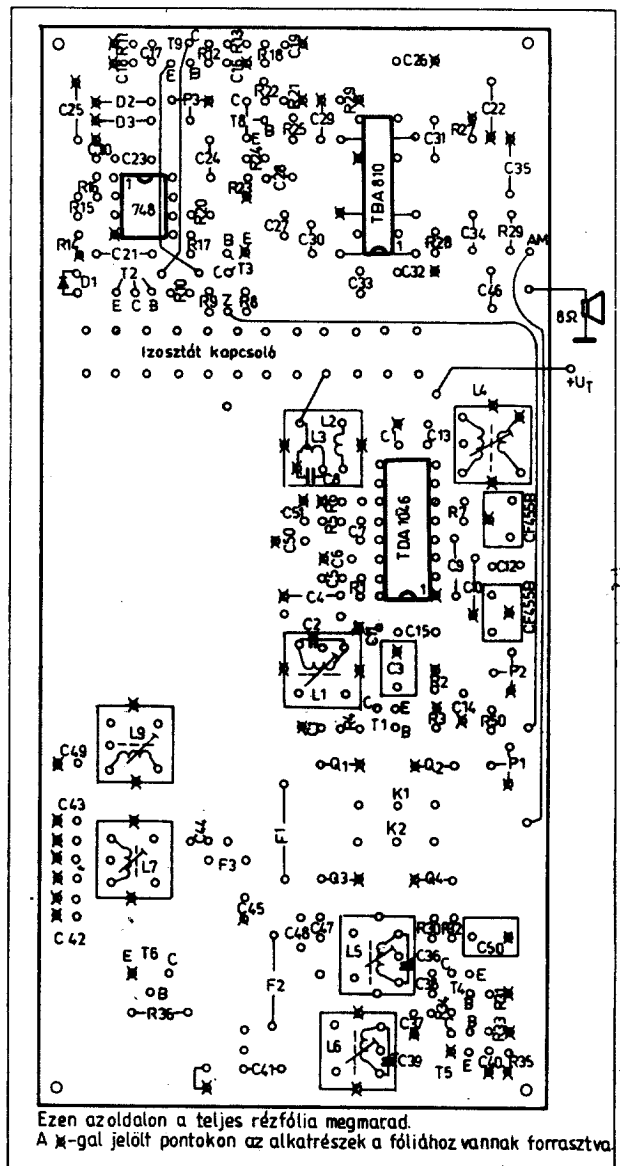
Az elkészült készüléket 3 db lapos elemről vagy akkumulátorról üzemeltethetjük.

A felhasznált kondenzátorok lehetőleg kerámia (KÓPORC) kondenzátorok legyenek. A rezgőkörökbe kis TK-jü kondenzátorokat használunk.

A tekercsadatokat a 3. táblázat tartalmazza. A készülék specifikációs adatait a 4. táblázatban találhatjuk meg.

A nyomtatott áramkörti rajz a 4., a beültetési rajz az 5. ábrán látható.

A megépítéshez sok sikert kívánunk!

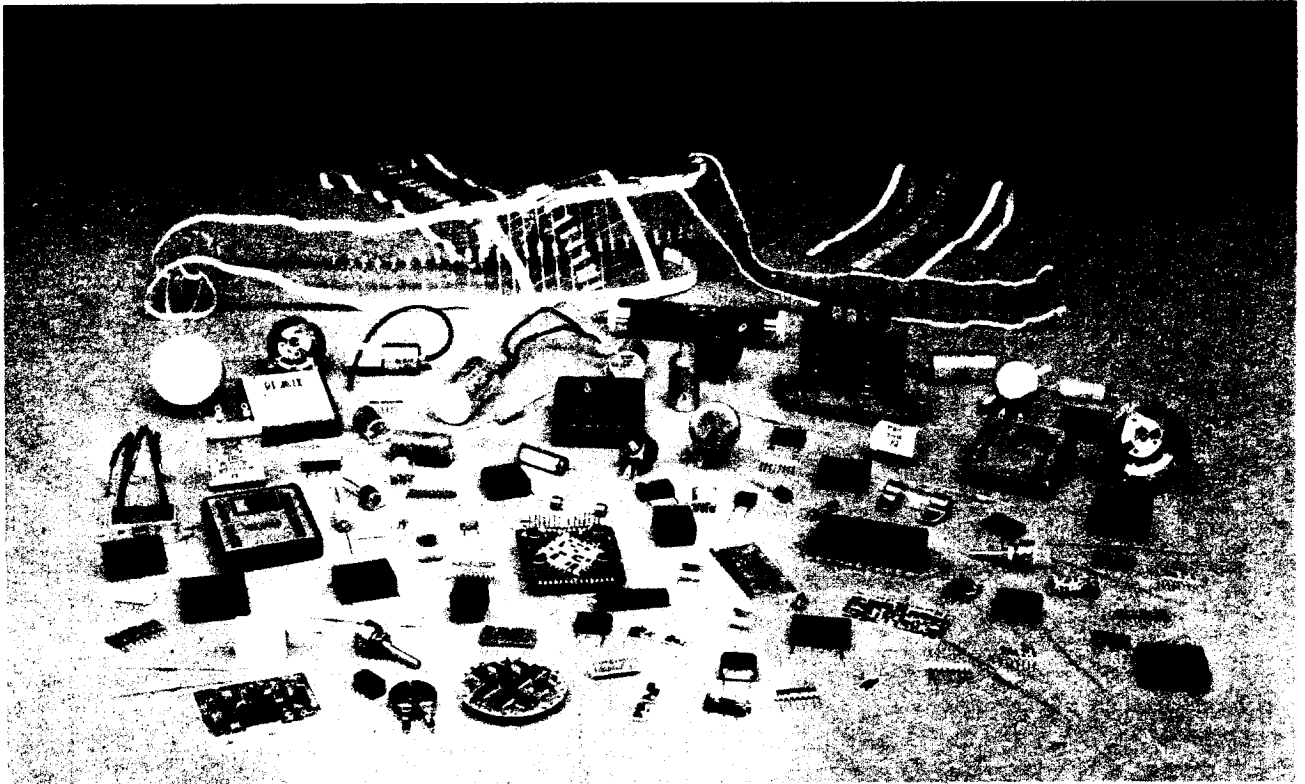


Ezen az oldalon a teljes rézfólia megmarad. A \times -gal jelölt pontokon az alkatrészek a fóliához vannak forrasztva.

5. ábra



alkatrészek



- ellenállások
- kondenzátorok
- potencióméterek
- hibridáramkörök
- olvadóbetétek

Gyártja:



RÁDIÓTECHNIKAI VÁLLALAT

Budapest, 10. Pf. 64. 1475 Telefon: 573-033 Telex: 22-4565

Forgalmazza:

ELEKTROMODUL

Budapest, Pf. 158. 1390 Telefon: 495-340
Telex: 225-5154

Az EPROM memóriák programozása, törlése

Dr. Madarász László okl. irányítástechnikai szakmérnök Anka Vince okl. villamosmérnök

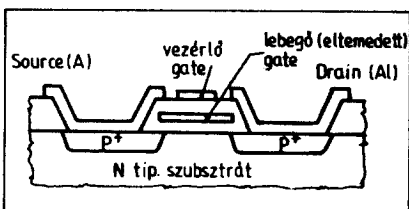
A kisméretű mikroszámítógépekben, a mikroprocesszorra épülő berendezésekben információátvitelre (program, ideiglenes tárolást igénylő adatok, számítások részeredményei és egyéb értékek rövidebb-hosszabb ideig tartó megőrzésére) félvezető tárolókat alkalmazunk. A működés során tárolásra kerülő adatok befogadására írható-olvasható, RAM memóriákat kell felhasználni, míg a program állandó részletei megőrzésére, a változatlan konstansok tárolására csak olvasható, ROM integrált áramköröket célszerű alkalmazni. Mindkét csoport számos változatban készül, minden típusnak jellegzetes előnyei és fogyatékségei vannak.

Cikkünkben a csak olvasható memóriák, a ROM-ok egyik népszerű változatát, az ultraibolya fényvel törölhető EPROM-ot mutatjuk be. Ötleteket és tanácsokat adunk az alkalmazásához, a programozás és a törlés elvégzéséhez.

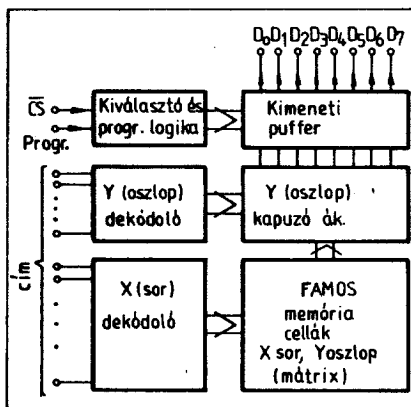
Az EPROM felépítése, a programozás és a törlés mechanizmusa

Az EPROM betűszóval tehát az elektromos jelek segítségével, a felhasználó által programozható és ultraibolya fényvel törölhető félvezető memóriákat jelölünk, melyeket külön e célra készített eszközökkel lehet programozni, illetve törölni, s amelyeket a rendszer, melyben alkalmazásra kerülnek, csak kiolvasni képes. Vizsgáljuk meg e memória egy elemének – céljának – felépítését, a programozás és a törlés menetét!

Az EPROM-ban egyetlen, különleges kialakítású MOS-FET tranzisztor alkot egy memóriaelemet (cellát), melyet az 1. ábra mutat be. Ez a FAMOS (Floating-gate Avalanche-junction MOS = lebegő vezérlő elektródájú, letöréssel elárasztású MOS) a titka az EPROM tulajdonságainak. A lebegő (elttemetett) gate elektróda töltése határozza meg, hogy kialakul-e vezérlő csatorna a source és a drain elektródák között, vagy sem, s e csatorna léte vagy hiánya képviseli a két lehetséges logikai értéket, a 0-t, illetve az 1-et. A vezérlő gate feladata hogy kiolvasáskor a memóriaelemet kijelölje. A kiolvasás nem destruktív, azaz az EPROM tetszőlegesen sokszor kiolvasható. A tárolási folyamat külső energiaforrást nem igényel, így az EPROM külső tápfeszültség hiányában sem veszíti el tartalmát. Vizsgáljuk meg, hogyan lehet a kivezetés nélküli lebegő gate elektródára töltéseket juttatni!



1. ábra. FAMOS memóriacella



2. ábra. Az EPROM általános felépítése

Programozáskor a FAMOS elem source és drain elektródái közé olyan nagy (programozó-) feszültséget kapcsolunk, hogy a két szembekecsolt p-n átmenet közül a záró irányba igénybe vett letörök. A meginduló töltéshordozó áramlás során a kapacitív feszültségosztás miatt pozitív feszültségű lebegő gate-en elektronok halmozódnak fel.

Mind az alkalmazott feszültség értéke, mint az időtartamok előírás szerinti beállítása igen lényeges. A felső értékek túllépése esetén a cella károsodhat, az alsó határérték alatti jelek elegendően feltöltődést – bizonytalan viselkedést – eredményeznek. A programozást követően a cella tartalma már tetszőlegesen sokszor kiolvasható.

A tartalom változtatása két lépésben valósítható meg. Először törölni kell az EPROM-ot, majd újra programozni. A törléshez az szükséges, hogy a lebegő gate töltése eltávozhasson. A cellát erő, rövid hullámhosszú elektromágneses sugárzás hatására a gate töltése neutralizálódik. Az EPROMOK kifejlesztésére folytatott kísérletek során először röntgensugárzást alkalmaztak törlésére, de ez a félvezető szerkezetében marandó változást is előidézett, a cella tárolóképessége minden egyes törléssel romlott. A röntgensugárzás a felhasználást is nehezítette volna, hiszen egyrészt veszélyes, az emberi szervezetre is káros hatású, másrészt nem áll rendelkezésre minden esetben röntgen sugárforrás.

Ma az EPROM-ok törlésére kizárólag ultraibolya fényt alkalmazunk. Annak érdekében, hogy az ultraibolya sugárzás a félvezető lapka felszínét, így a lebegő gate-eket elérje, az EPROM-okat nem a szokásos, fényt záró tokozással készítik. A csip felett a tokozás nyitott, kvarc ablakkal zárják csak le. A leírt törlési folyamatból következik, hogy a teljes cella egy időben törlődik, azaz a törlés nem szelektív.

Az EPROM a FAMOS cellákon túl a címkező és a vezérlő logikát is tartalmazza (2. ábra). A címkező áramkörök feladata változtatlan programozáskor és kiolvasáskor, a kimeneti

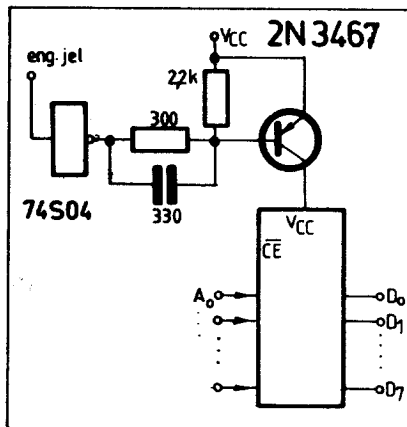
puffer azonban programozáskor bemeneti fokozatként szolgál, kiolvasáskor kimeneti illesztő áramkörként.

Gyári EPROM programozó és törlő készülékek

A félvezető eszközök piacán egymás után jelentek meg a különböző cégek egyre nagyobb kapacitású EPROM memóriái. Az eszközök alkalmazásához elengedhetetlen a programozó készülék, így hamarosan megjelentek a gyári EPROM töltők is. A 80-as évek derekán már közel 100 különböző EPROM típust lehetett megvásárolni. Az EPROM töltők ezért univerzális eszközök voltak, melyekben cserélhető betétlapon kellett elhelyezni a konkrét típusnak megfelelő bekötésillesztő elemet, mely az EPROM-ot befogadó foglalatot is tartalmazta. A betétlapot personal modul-nak, a bekötésillesztő elemet pin-out adapternek nevezzük. Ilyen jellegű univerzális programozókat forgalmaz pl. a DATA I/O, a PRO-LOG cég. Megjegyezzük, hogy ezeket a készülékeket olyan adapterekkel is ellátták, melyekkel más jellegű, programozható LSI eszközöket is be lehet programozni (pl. PROM, PLA stb.).

A későbbiekben az EPROM-ok közül egyes típusok a gyártási és eladási statisztikák élére kerültek, s szabványosítás után ezek maradtak az irányadó típusok. A korszerű EPROM töltőnek elegendő e néhány típushoz szükséges modulokat tartalmaznia. Sokszor egyéb képességekkel is kiegészítik az EPROM programozókat, pl. másolási, ellenőrzési lehetőséggel, belső adattárolás biztosításával stb.

Professzionális készülékekkel egy programozott eszköztől (mely akár betöltött EPROM,



3. ábra. Mesterséges standby helyzet kialakítása tápegység kapcsolásával

akár ROM vagy egyéb memória is lehet) egyidejűleg több másolat is készíthető, pl. a PKW-8000 M készülékkel (TOYO TELESONICS CO.) 7 db, az UPP-2700-val (OAE Inc.) 16 db, a PROMAC 16-tal (Japan Macnics Corp.) vagy 1 „master”-ről 14 db másolat, vagy egyidejűleg 2-ről 7-7.

A mikroszámítógépeket, illetve mikrogép modulokat gyártó cégek egyszerűbb megoldást választanak. A mikroszámítógépeiket egészítették ki egy kártyával, mely EPROM töltést tesz lehetővé. Ebben az esetben az EPROM programozó egy speciális perifériaként szerepel, és megfelelő programok útján lehet az EPROM töltést elérni. Ezt a megoldást a hazai gyártók is szívesen alkalmazzák. Az ORION az ODS-6800 rendszeréhez kínál EPROM programozó kártyát, a BME Műszer és Méréstechnikai Tanszék az MMT rendszerhez, a KFKI az UMSD-hez, a Labor MIM az OL622/1-hez, az MMG-AM a SAM-hoz, a NEVIKI az N68-hoz, a VBKM és PDV rendszerhez, és az EMG is kínál EPROM töltő kártyát az EMG 666 asztali számológépéhez, kiegészítő elemként.

Töröl berendezéseket szintén nagy számban kínálunk nyugati gyártók. Az olcsóbbakkal egyidejűleg 1...4...6 EPROM törölhető, de pl. a Microsystem Service cég ME-90 törölő 90 db 24...28 kivezetésű EPROM-ot (vagy 60 db 40 lábút) töröl egyidejűleg.

Beszerezhető olyan EPROM kezelő berendezések is, melyek töröl és programozó berendezések egyidejűleg. Ilyen kombinált eszköz pl. a KONTRON cég MPP-80S univerzális bőrdíj, mely 350 különféle programozható félvezető eszköz betöltésére alkalmas – közöttük az EPROM-okéra is –, és ultrabolya fényű kamrával is rendelkezik.

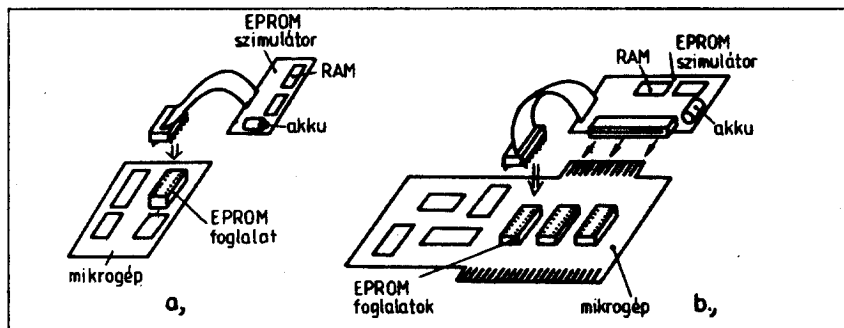
Az EPROM típusok áttekintése

Szeretnénk mindjárt a fejezet elején kijelenteni, hogy nem tűztük ki célul valamennyi EPROM típus ismertetését, de még a felsorolásukat sem. A továbbiakban elsősorban a hazai boltokban beszerezhető típusokkal foglalkozunk.

Az első EPROM-okok közül két típus vált közismertté, az INTEL cég két IC-jét, az i2708 és a kisebb kapacitású i2704. A két IC felépítése, programozása megegyező, a 2704 típus 512 × 8 bites, a 2708 1024 × 8 bites kapacitású (azaz 4, illetve 8 Kbitesek). Mindkét áramkör 24 kivezetésű IC, három tápfeszültséget igényelnek (+5 V, +12 V, -5 V). Az áramkörök programozásához a későbbiekben részletesen foglalkozunk. A programozás előírásainak betartására ezek az áramkörök nagyon érzékenyek. Egy-egy tárcsés betöltéséhez 100 ms időtartamú programozó impulzus szükséges, de egy programozási lépésben a programozó feszültség legfeljebb 1 ms időre kapcsolható az áramkörre. Így az a szokásos megoldás, hogy sorban előállítja a programozó készülék pl. 1-1 ms időtartamra az egyes címeket, közben a beírandó adatot a kimenetekhez vezetve. Egy ilyen végcímzés után előlről kezdődik a címek előállítása, mindaddig, míg az egyes címek programozási ideje kiadja a 100 ms-ot.

A 2704 ma már nem készül, de a 2708 igen népszerűvé vált, ma is gyártja az INTEL, és számos másodgyártó is forgalmazza, pl. az ADM, Fairchild, Fujitsu, Motorola, National Semiconductor, OKI, Toshiba, Mitsubishi. Talán a leggyorsabb másodgyártó volt a TEXAS INSTRUMENTS, ez a cég a 2708-at szintén ma is gyártja. Ugyanakkor a fejlesztésben az eredeti gyártót is megelőzve hozta ki a 2716-os IC-jét. TMS 2716 típusjelzéssel. A TMS 2716 felépítésében, a programozás módjában, a tápfeszültségek tekintetében azonos a két korábbi IC-vel, de nagyobb, 16 Kbitese kapacitású, szervezése 2K × 8 bit.

Az INTEL viszont ezért jelent meg később 2716 típusú EPROM-jával, mert a korábbi két



4. ábra. Az EPROM szimulátorok lehetséges kialakításai

típus alkalmazási nehézségeit figyelembe véve, a 2716-ot már korszerűbb megoldású áramkörként kivitelezte. Újszerű a programozása, és egyetlen (+5 V) tápfeszültséggel működik. A 2704 és 2708 esetében a programozás közben magát a programozó feszültséget (24...26 V) kellett pontos időzítéssel az IC-re kapcsolgatni, az i2716 esetében a programozás idejére folyamatos +26 V kapcsolható a megfelelő IC kivezetésre, és a programozó impulzusok TTL jellegűek. Azt is lehetővé teszi az i2716, hogy egy memóriarekeszt egyetlen – kellően hosszú – programozó impulussal töltsünk be. Így az i2716 egy újszerű EPROM család első eleme lett. Lényeges megjegyeznünk, hogy programozott állapotban sem egyenértékű a három tápfeszültségű TMS 2716 és az egy tápfeszültségű i2717, mert a lábkiosztásuk sem egyezik meg (ld. később).

Mindazt az jelenti, hogy 2716 típusú EPROM beszerzőknek nagy gondot kell fordítani a gyártóra, különösen másodgyártók esetén. A TEXAS TMS 2716-tal mindenben egyező IC-t gyárt a MOROROLA (TMS 2716), a National Semiconductor (NMC 2724), az i2716-tal azonos, 2716 típusjelű IC-t az AMD, a Fairchild, a NEC, az OKI, a National Semiconductor, de szintén az i2716-tal azonosok a Fujitsu MB8516, a MOTOROLA MCM 2716, és végül a TEXAS gyártmánya, a TMS2516.

Az INTEL továbbfejlesztette gyártmányait, és a sort bővítette a nagyobb kapacitású elemekkel, de ezek már valamennyien az i2716-tal azonos jellegű elemek. Az i2732 4K × 8, az i2764 8K × 8 kapacitásúak, 1982 márciusában jelentették be az i27128-at, mely már 16K × 8 kiépítésű eszköz.

Az INTEL az egy tápfeszültségű, újszerű programozású sort „lefelé” is kiegészítette, a 2716-tal azonos jellegű 8 Kbitese (1K × 8) i2758-cal. Ugyanakkor a TEXAS is bővítette kínálatát, az i2716 és társai jellegét átvéve (újszerű programozás, egyetlen tápfeszültség) kihozta a TMS 2532 és a TMS 2564 EPROM-okat, de ezek lábkiosztása eltérő az INTEL megfelelő eszközeitől.

A FAMOS technológiájú EPROM-ok területén ma már hazai eredményekről is beszámolhatunk. A HIKI gyártja a TMX 8702 AC IC-t, mely 2 Kbitese (256 × 8) EPROM. Az EPROM-ok árában jelentős tétel a különleges (kvarc ablakos) tokozás. Ezért is érdekes, hogy a HIKI ezt a csipet zárt műanyag tokozással is forgalmazza, TMX 8602 típuszámmal. Így ez az EPROM csak egyszer programozható, és törölhetetlen. De a programozás EPROM töltővel történik, és az EPROM IC jelentősen olcsóbb, mint az ugyanígy egyszer programozható bipoláris ROM IC.

Új irányt képviselnek a CMOS technológiájú EPROM-ok. Jelenleg még csak néhány félvezetőgyártó ajánl ilyen típusokat, pl. a National Semiconductor cég a 27C16-ot (ez az NSC 800 CMOS mikroprocesszorhoz kifejlesztett áram-

kör), az Intersil az IM 6116, 6657 és 6658 EPROM-okat. Megemlítjük végezetül, hogy jelenleg hazai üzletekben 2708-at, i2716-ot, illetve az utóbbival egyező MB 8516-ot 250...300 Ft körüli áron lehet beszerezni.

Az EPROM-ok alkalmazásának néhány fogása

Az EPROM-ok tipikusan olyan IC-k, melyeket többször kell foglalatba helyezni, és onnan kiemelni. Ezért lehetőleg olyan foglalatot kell alkalmazni az EPROM befogadására, melynél az IC kivezetéseit szorító erő megszüntethető. Természetesen ilyen foglallalt célszerű ellátni az EPROM töltőket is. Több cég is kínál ilyen tulajdonságú foglalatot, ezeknél kézzel elfordítható kar, vagy csavarhúzóval elmozdítható pecek oldja a szorító rugókat, ezután az IC ellenállás nélkül behelyezhető vagy kiemelhető.

A mikroszámítógépek esetenként jelentős memóriaterületet kezelnek, mely EPROM-okkal tárolható meg. Mivel a nagyobb, 8, 16 K szó tárolására alkalmas IC-k ma még nem érhetők el, általában nagyszámú 1 vagy 2 K szavas eszközökkel építjük ki a nagyobb memóriákat is. Így nem ritkán 8...16 EPROM is található egy mikroszámítógépben. Ilyen esetben számottevő lehet az éppen nem olvasott EPROM memóriák által – feleslegesen – fogyott tápenergia. A korszerűbb típusoknál vezérlő jelek segítségével mód nyílik ilyenkor az EPROM vezérlésére (standby), amikor tápáramgát az aktív üzemi szereplő értéknek törtrésze csak (különösen kicsi a CMOS eszközök standby áramigénye).

A korábbi típusok (pl. 2708) nem nyújtanak lehetőséget a standby állapotba vezérlésre, így ezek alkalmazásakor célszerű más módon csökkenteni a felvett teljesítményt. A kérdés megoldására több áramköri kialakítást is ismertettek már [2], [3]. Közös a megoldásokban, hogy a memória tápfeszültségét lekapcsolják az IC-ről, ha az nincs olvasásra kijelölve, azaz ha a mikroprocesszor vagy egyéb központi egység nem ebből az EPROM-ból olvas ki adatokat. Egy lehetséges megoldást mutat be a 3. ábra.

E megoldás alkalmazása előtt ki kell elemezni az időviszonyokat, hiszen a tápfeszültség bekapcsolására vonatkozó elérési idő eltérő lehet a vezérlő jelekkel történő kijelöléskor érvényes memóriai elérési időtől.

Az EPROM-okra épülő rendszerek programfejlesztése során az a kialakult módszer, hogy a programfejlesztést vagy másik számítógépen, vagy magán az eszközön, de RAM memóriák segítségével végezzük el, a jónak ítélt programot innen töltjük be az EPROM-ba. Ezután az EPROM-ot behelyezzük a foglalatba, és megtörténhet a program tényleges kipróbálása, a rendszer „élesztése”. Ennek megoldásánál az a gond, hogy általában nem azon a memóriai cím-területen készül a program, ahol végül futni fog, a készítés során nem ugyanazok a csatlakozó ele-

mek kerülnek kapcsolatba a memóriával, mint a majdani végleges rendszerben. Gondot okozhat az is, hogy a végleges rendszer próbája során felmerülő programváltoztatások hosszú időt vesznek el (EPROM törlése, újraprogramozása).

Az EPROM alkalmazás bemutatott gondjain segítenek a RAM memóriákkal építhető EPROM-szimulátorok [4], [5]. Ezek két különböző módon alakíthatók ki (4. ábra a, és b, részlet). A 4. a. ábra szerinti megoldásban az EPROM-szimulátor csak az EPROM foglalaton keresztül csatlakozik a mikroszámítógéphez. Így a beírás (RAM üzemmód) esetén ugyanazok a címértékek érvényesek, mint a kiolvasás (ROM üzemmód). A ROM, illetve RAM üzemmód átváltására kézi kapcsolót szokás alkalmazni, de a RAM üzemmód esetén gondoskodni kell a felhasznált RAM memória írás/olvasás vezérlőjeleiről is. Mivel a mikroszámítógépben az EP-

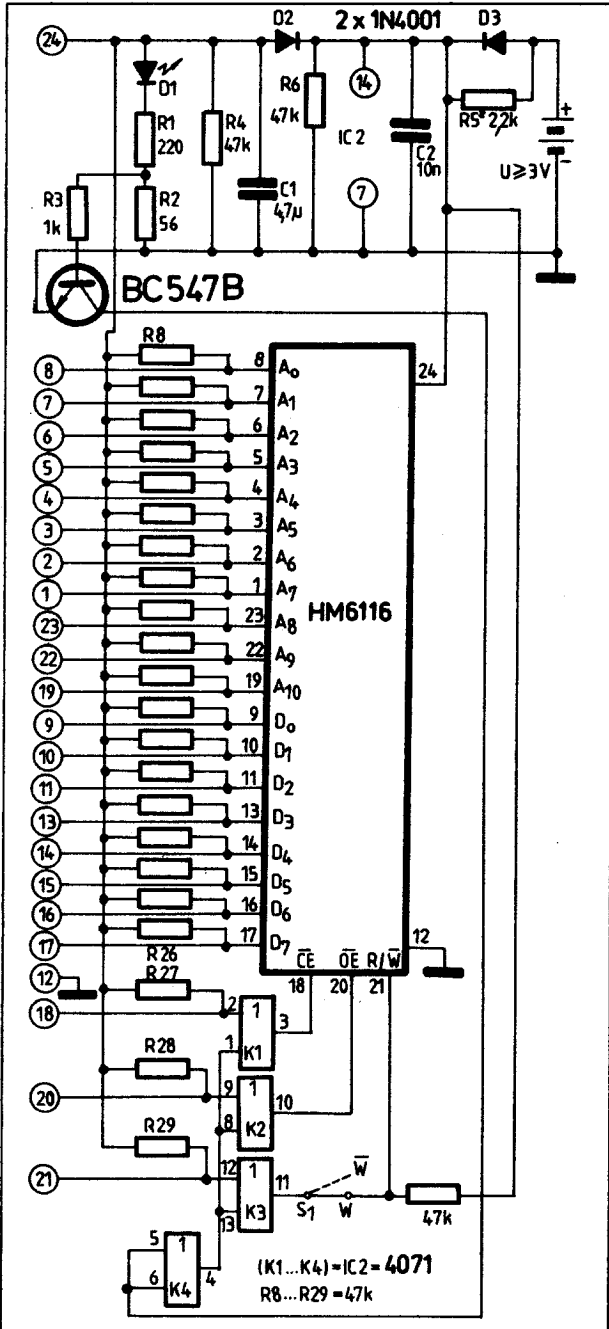
ROM foglalathoz ezt a jelet nem vezetjük el, kivéve ha előre számolunk EPROM szimulátor alkalmazására, általában e vezérlőjel miatt minimális átalakításra van szükség. Vagy külön, miniatűr csatlakozó csipessel ellátott vezetékkel lépünk a mikrogep saját RAM memóriáit vezérlő R/W vezérlő jelle, vagy az EPROM foglalathoz vezető fóliamintát vágjuk át egy kivezetésnél ideiglenesen, és ide csatlakoztatunk írás/olvasás vezérlő jelet. E célra az EPROM foglalat olyan kivezetését kell kiválasztani, mely az EPROM-szimulátor működéséhez nem szükséges (pl. második, harmadik tápfeszültség).

A 4. b. ábrán látható megoldásban az EPROM szimulátor két felületen csatlakozik a mikroszámítógéphez, egyrészt az EPROM foglalaton keresztül, másrészt a rendszer busz-kivezetésein át. Így a RAM működése teljesen füg-

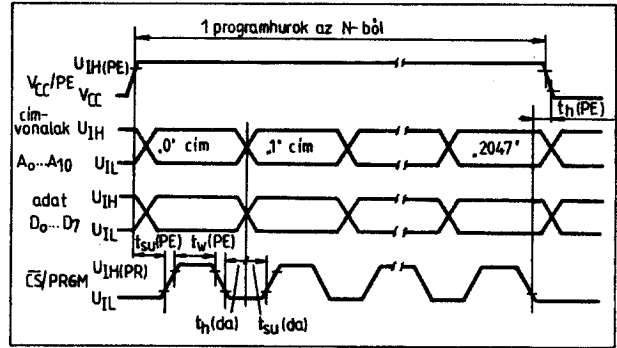
getleníthető az EPROM-jellegű működési fázistól. A RAM kezelése tetszőleges címirtományban megoldható, majd a visszaolvasást EPROM üzemmódban, az EPROM foglalaton keresztül, a tényleges EPROM címirtományon lehet kiváltani.

Mindkét megoldási mód további értékes előnyt nyújt, ha az EPROM szimulátorban saját tápfeszültségforrást is elhelyezünk. Ez telep vagy akkumulátor lehet. Így a bekapcsolt tápfeszültség mellett a rendszer látja el energiával a RAM-ot, kikapcsolt rendszer esetén a saját telep. A saját teleppel rendelkező EPROM szimulátor már kiemelhető programozás után a rendszerből, át-helyezhető más rendszerbe, amíg a telep energiája megengedi, önállóan is őrzi a programozott adatokat.

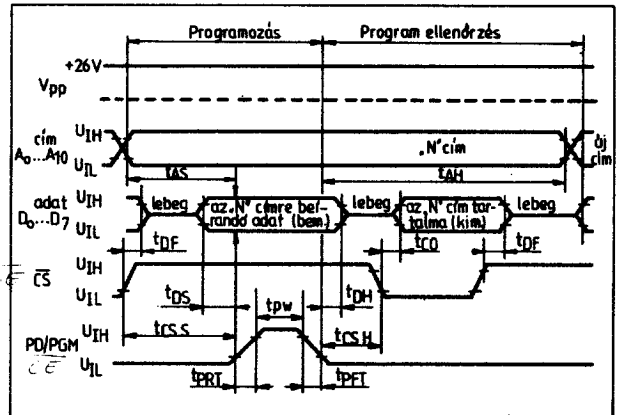
Egy kivitelezett megoldást is bemutatunk, az [5] alapján. Ez az EPROM szimulátor röbb



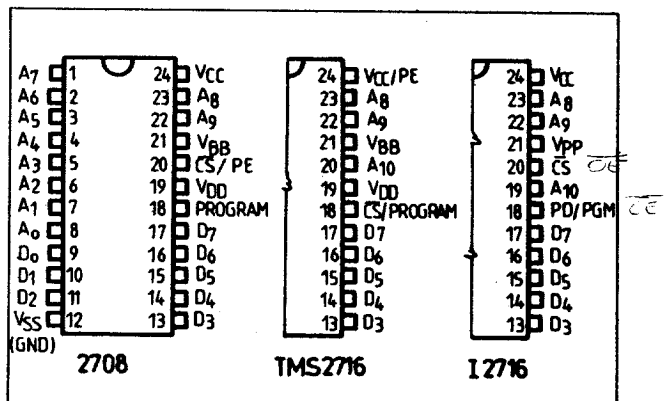
5. ábra. EPROM szimulátor CMOS RAM-mal (1PROM)



6. ábra. A TMS 2716 programozásának idődiagramja



7. ábra. Az i2716 programozásának idődiagramja



8. ábra. Az i2708, a TMS 2716 és az i2716 lábkiosztása

szempontból is figyelemre érdemes. Az 5. ábrán is látható módon egy CMOS RAM memóriát alkalmaz, és gombakkumulátorokat vagy elemeket. A CMOS IC lehetővé teszi, hogy kb. 1 éves időtartamig is megőrizze a RAM a tartalmát! A szerzők által IPROM-nak elnevezett eszközben a Hitachi gyártmányú HM 6116, 2K x 8 kapacitású statikus CMOS RAM került felhasználásra. Ennek az IC-nek a CMOS jellegéből fakadó kedvező tulajdonságai mellett a mi szempontunkból igen jelentős további előnye, hogy a szabványos EPROM-okkal egyező a lábkiosztása. Mivel 16 Kbit-es eszköz, az i2716-tal egyező a lábkiosztása, kivéve az írás/olvasás vezérlő jelet fogadó 21. lábat.

Ez a RAM, ha a mikrogep kijelöli (azaz a CE vezérlővonalon alacsony szint jelenik meg) 180 mW teljesítményigényű (aktív, operatív állapot), kijelölés nélkül (standby állapotban) a fogyasztása mindössze 100 µW. A tápfeszültsége egyetlen, de nem kötött érték, +2V esetén még őrzi a tartalmát. Így lehetséges, hogy a mikrogep tápfeszültségéről üzemeltetve a RAM-ot beirhatjuk, átirhatjuk, majd standby állapotba vezéreljük, s ezt követően a mikrogep tápegysége ki is kapcsolható, vagy az IPROM csatlakozója kihúzható az EPROM foglalatból, a két gombakku elegendő a tárolt információ megőrzésére.

A LED a mikrogep tápegységének bekapcsolt állapotát jelzi, az ellenállások azért szükségesek, hogy a mikrogep kikapcsolt állapotában, illetve az IPROM és a mikrogep kapcsolatának megszüntetése után a RAM adatvezetékei ne „lógjanak” szabadon, hanem határozott logikai értékeket vegyenek fel (logikai 0 értékeket). Lebegő adatpontok esetén standby üzemmódban a tápegységigény tisztázására is megnő!

Az S₁ kapcsoló kikapcsolt állapotában nem lehet a RAM-ot átírni (ROM üzemmód), zárt állapotában az írás/olvasás vezérelhető. Standby üzemmódban a logikai vezérlő pontok a T tranzisztor és a K₁...K₄ kapuk útján magas szintre kerülnek. Az R₅ ellenállás csak akkumulátor alkalmazása esetén szükséges, elem esetén nem.

A szerzők kivitelezési javaslata igen szellemes. Egyetlen zárt téglatestként alakították ki az IPROM-ot, alján az EPROM foglalatba dugható 24 lábú csatlakozóval, felette az IC-2-t és egyéb elemeket befogadó nyáklemez található, legfelül a 6116 RAM memória foglalat. A középső nyáklemez a két miniatűr gombakku, a kapcsoló és a LED is elfér.

Az EPROM, mint összetett integrált áramkörök része

Az EPROM-ok önmagukban is a nagy bonyolultságú, nagy integráltságú (LSI) áramkörök családjába tartoznak. De találkozhatunk olyan IC típusokkal is, melyeknek csak egy része EPROM, s más jellegű áramkörtörleszték is tartalmaznak.

A mikroprocesszor és mikroszámitógép gyártó cégek a mikrogepek építését avval is könnyíteni igyekeznek, hogy egyre összetettebb kiegészítő áramköröket készítsenek. Így a mikroprocesszor és 2...3 kiegészítő áramkör már komplett mikroszámitógépet alkothat. A 8080A mikroprocesszor egyik továbbfejlesztett változata a 8085 mikroprocesszor, melynek sajátos kiegészítő IC-i vannak. Ezek egyike a 8755, mely 40 kivezetésű áramkör, 2 db 8-8 kivezetésű programozható port-ot, és 2K x 8 kapacitású EPROM-ot tartalmaz. Ezért ennek az IC-nek a tokozása is kvarcablakos, így lehetőséget biztosítva az ultraibolya fényvel történő törlésre.

A 70-es évek közepén jelentek meg először olyan mikroprocesszorok, melyek már belső programtárolóval is rendelkeztek. Ezek között az egy csipes mikroszámitógépek között is számos olyan típus található, melynek belső programtárolója EPROM. Többnyire egész családok jelentek meg, változatokkal: belső ROM nélkül, belső maszk-programozható ROM-mal és EPROM-mal. Ilyen áramkörscsalád pl. a 8031/8051/8751 sorozat. A közös jellemzők:

- 128 x 8 belső RAM
- 4 db 8 bites port
- 2 db 16 bites számláló/időzítő
- duplex soros adatsortina
- hatékony utasításrendszerű processzor (szorzó, osztó utasításokkal)

Az eltérés az áramkörök között:

- 8031: nincs belső programtároló
- 8051: belső maszk-programozható ROM, 4K x 8
- 8751: belső EPROM, 4K x 8.

Ezek a típusváltozatok nemcsak azért szükségesek, hogy a választék nagyobb legyen, hanem azért is, mert a fejlesztés egyes szakaszaiban más-más jellegű ROM alkalmazása célszerű. A felhasználónak azt javasolják, hogy először a ROM nélküli áramkört alkalmazza, külső memóriában fejlessze ki a programokat. Ezután az

EPROM-os változatba betöltve próbálható ki a program, illetve a rendszer. A véglegesnek minősített programot a gyártóhoz megküldve a felhasználó már maszk-programozva kapja meg a nagy sorozatú cél-áramkört.

Ezt a fejlesztési procedúrát nem mindenki ismerte el. A MOSTEK egyik fejlesztője pl. meglehetősen leicsinylően nyilatkozott az INTEL koncepcióról [6], 1980-ban, tehát amikor a MOSTEK még nem gyártott belső EPROM-os mikroprocesszort. Szerinte jelentős probléma a belső EPROM-miatti területkiesés, a nagyobb csip-méret, a gyártási költségnövekedés. Az ilyen EPROM-ot véleménye szerint különleges töltővel lehet csak betölteni, terjedelme erősen korlátozott. A mikroprocesszorokban előszeretettel alkalmazott dinamikus tároló- és regiszterelemektől az EPROM-mal járó nyitott tokozás miatt el kell tekinteni (a dinamikus memóriák tartalmát a kozmikus sugárzásból eredő alfa-részecskék veszélyeztetik, amik ellen az egyik védekezési mód a különleges anyagú zárt tokozás). További ellenérvként hozta fel, hogy a FAMOS különleges technológia, a belső EPROM-ot és a mikroprocesszor más egységeit egyetlen gyártási folyamat során kell kialakítani - ez azt eredményezi, hogy vagy az egyik, vagy a másik nem lesz tökéletes.

Minderre a jelentős kapacitású, szokásos töltőkkel programozható belső EPROM-os INTEL áramkörök jelentősen rácsáfoltak. sőt azóta már a MOSTEK is kihozta belső EPROM-os egycsipeseit. Miért fakadt ki mégis az említett cikk szerzője? Lehet, hogy csak reklámfogásból, mivel ugyanabban a cikkben ismertette a MOSTEK egy érdekes megoldását, a fiahordó mikroprocesszort (piggyback tokozás, batyu a hátton). Időközben ez a megoldás is népszerű lett, több gyártó is bevezette.

A piggyback tokozás lényege, hogy az egycsipes mikroszámitógép belső ROM-ot nem tartalmaz, de a tokozás hátoldala egyúttal egy 24 lábú IC foglalat, ahova megfelelő típusú EPROM-ot lehet behelyezni! Ilyen eszköz pl. az MK 3874, melynek egyik változata i2716, a másik i2732 EPROM-ot fogad be (MOSTEK); a Z8-03, mely i2716 foglalatú készűl (ZIOG). Ezeknek a mikroprocesszoroknak a tokozása lényegében kerámia alapanyagú, sokrétű nyák, a legfelső vastagabb rétegben kialakított foglalatlaltal.

1. táblázat A TMS 2716 programozás adatai (6. ábra)

	min.	tip.	max.	egység
U _{IH} (PE)	11.4	12	12.6	V
U _{IH} (PR)	25	26	27	V
I _{IH} (PR) programozó áram			40	mA
U _{IL} (PR)	0		1	V
t _{SU} (PE)	10			µs
t _{SU} (da)	10			µs
t _H (da)	1			µs
t _H (PE)	0,5			µs
t _W (PR)	0,1		1	ms
V _{BB}	-4,75	-5	-5,25	V
V _{CC}	4,75	5	5,25	V
V _{DD}	11,4	12	12,6	V

2. táblázat i2716 programozás adatai (7. ábra)

	min.	tip.	max.	egység
V _{PP}	24	25	26	V
t _{PW}	45	50	55	ms
t _{AS}	2			µs
t _{AH}	2			µs
t _{DF}	0		120	ns
t _{CO}			120	ns
t _{DS}	2			µs
t _{DH}	2			µs
t _{CSS}	2			µs
t _{CSH}	2			µs
t _{PRT}	5			ns
t _{PFT}	5			ns

Az EPROM-töltés részletes ismertetése

A ma leggyakrabban alkalmazott i2716, és ennek nagyobb kapacitású változatai, az i2732, i2764, az i27128, és az 1K x 8 kapacitású változat, az i2758 elvileg azonos procedúra szerint programozhatók. Az eltérés a kapacitásban van, ebből fakadóan a lábkiosztásban, a vezérlő jelek kialakításában.

A 2708, a TMS 2716 az előzőektől eltérő jelleggel programozható EPROM-ok. Így a gyakorlatban alapvetően két, egymástól eltérő programozási módot alkalmazunk, ezeket az eljárásokat a két csoport egy-egy tagján, az i2716-on, illetve a TMS 2716-on mutatjuk be, evvel is fel kívánjuk hívni a figyelmet a 2716 típuszám kettős jellegére.

A kevésbé korszerű programozású TMS 2716 programozás közben is igényli az extra tápfeszültségeket (-5 V, +12 V), a +5 V-os tápfeszültségpontot (V_{CC}) a programozási ciklusok idejére, mint PE jelet (programozás engedélyezés) +12 V-os értékre kell emelni. A programozó impulzus a CS/PROGRAM jelű kivezetésre kerül, névleges amplitúdója +26 V (6. ábra).

Egy programozási hurok során a 0 címűtől egymás után elő kell állítani minden címet a 2047-ig, e folyamat alatt a V_{CC}/PE kivezetésen +12 V feszültség szükséges. A címértékek beállításával egy időben a kívánt tartalmat a $D_0...D_7$ adatkivezetésekre kell vezetni, majd egy programimpulzust kell a CS/PROGRAM lábra vezetni. Ennek időtartama, a t_w (PR) 0,1...1 ms közötti érték lehet. Egymás után N db programozási hurok szükséges időtartam minden FAMOS elemnél kialakuljon:

$$N \cdot t_w(PR) \geq 100 \text{ ms.}$$

Ha tehát 1 ms széles programozó impulzusokat alkalmazunk, $N = 100$ a programhurkok minimális száma. A megoldás nagy hátránya, hogy

3. táblázat Az i/TMS 2708 üzemmódjai

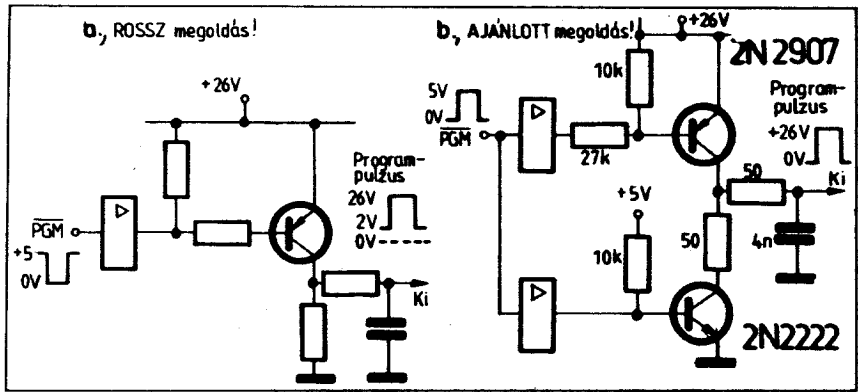
	12		24	21	19	20	18	lábszám
	V_{SS}	$D_0...D_7$	V_{CC}	V_{BB}	V_{DD}	CS/PE	PROGRAM	
Ki olvasás	GND	kimenet	+5 V	-5 V	+12 V	U_{IL}	GND	funkció
Kijelöletlen áll.	GND	lebegtet	+5 V	-5 V	+12 V	U_{IH}	GND	
Programozás	GND	bemenet	+5 V	-5 V	+12 V	$U_{IH} + 12 V$	+26 V	
								pulzus

4. táblázat A TMS 2716 üzemmódjai

	12		24	21	19	18	lábszám
	V_{SS}	$D_0...D_7$	V_{CC}/PE	V_{BB}	V_{DD}	CS/PROGRAM	
Ki olvasás	GND	kimenet	+5 V	-5 V	+12 V	U_{IL}	funkció
Kijelöletlen	GND	lebegtet	+5 V	-5 V	+12 V	U_{IH}	
Programozás	GND	bemenet	+12 V	-5 V	+12 V	$U_{IH} + 26 V$	
							pulzus

5. táblázat Az i2716 üzemmódjai

		24	21	20	18	lábszám
	$D_0...D_7$	V_{CC}	V_{PP}	CS	PD, PGM	
Ki olvasás	kimenet	+5 V	+5 V	U_{IL}	U_{IL}	funkció
Kijelöletlen	lebegtet	+5 V	+5 V	U_{IH}	U_{IL}	
Standby	lebegtet	+5 V	+5 V	X	U_{IH}	
Programozás	bemenet	+5 V	+25 V	U_{IH}	TTL pulzus	
Ellenőrzés	kimenet	+5 V	+25 V	U_{IL}	U_{IL}	funkció
progr.-kor	lebegtet	+5 V	+25 V	U_{IH}	U_{IL}	
Programozás						
fel függeszt.						



9. ábra. A +26 V-os programimpulzus helytelen és helyes kialakítása

a +26 V-os programozó feszültséget kell pontos időzítés szerint be-, illetve kikapcsolni. A programozás legfontosabb paramétereinek értékét az 1. táblázat foglalja össze, ahol az U_{IH} , U_{IL} szabványos TTL bemeneti feszültségértékektől eltérő feszültségértékek, és az időadatok szerepelnek.

Az INTEL i2716 programozása a ma elterjedtebb, korszerűbb módszer szerinti. Maga az EPROM egy tápfeszültségű (V_{CC}), a programozás idején szükséges egy nagyobb feszültség (V_{PP}), de folyamatosan, mivel nem ez alkotja a programozó impulzust. A programozó impulzus ennél a típusnál TTL szintű logikai jel, a rövidebb programozási időszükséglet pedig lehetőséget ad arra is, hogy egyetlen programozó impulussal, egy lépésben betöltsünk egy memóriarekeszt. Így egy további funkció is kialakítható, a beolvasást követő azonnali - akár rekeszenkénti - ellenőrzés (program verify). Az i2716 programozó eszközök tehát szavanként beírhatnak és ellenőrizhetnek (7. ábra).

Az i2716 programozási paramétereit a 2. táblázat foglalja össze (a tápfeszültség és a szabványos TTL tápfeszültség, +5 V). A teljes programozási idő 100 s körüli, a 2048 szó egyenként 50 ms programozási időigényéből adódóan.

A 8. ábra bemutatja a 2708, a TMS 2716 valamint az i2716 lábkiosztását, a 3., 4. és 5. táblázat pedig a három fő típus üzemmódjaihoz tartozó vezérlő jeleket foglalja össze.

Az EPROM töltők két fő feladata a megfelelő feszültségszintek, és a pontos időzítések megvalósítása. Különösen a 2708 típusú EPROM-ok esetében kritikus a programozó impulzus előállítás, mivel ott viszonylag magas feszültséget kell kapcsolni. A [7] alapján a 9. ábrán bemutatjuk a kézenfekvő, de nem megfelelő megoldást (9.a, részlet), és az INTEL által ajánlott kapcsolást (9.b, részlet). A 9.a, ábrarészleten látható megoldás azért nem fogadható el, mert a programozó impulzus alsó szintje nem kellően alacsony értékű, így ehhez képest a programozó impulzus nem lesz kellően magas (a felső szint emelése viszont tilos!).

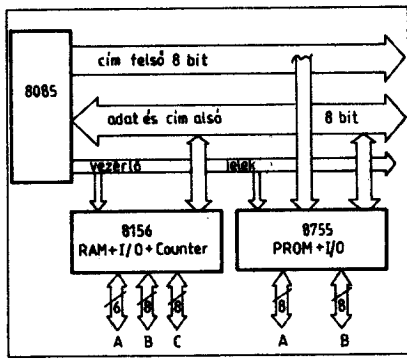
Az i2716 esetében egyszerűbb megoldás is alkalmazható, hiszen itt a +26 V-os feszültség egy folyamatos értéként alkalmazható, s ha nem szükséges, akkor sem 0 V, hanem a +5 V tápfeszültség kapcsolható erre a kivezetésre.

Mikroszámítógép kiegészítése EPROM töltővel

Valószínűnek tartjuk, hogy néhány éven belül minden nagyobb városunkban lesz olyan vállalkozás, amely a programozható eszközök betöltését vállalja, esetleg a GELKA nyújt majd ilyen szolgáltatást. Jelenleg az EPROM felhasználónak magának kell a programozást elvégeznie.

Az EPROM önállóan ritkán kerül felhasználásra, többnyire meglévő mikroszámítógép használata során alakul ki az igény az EPROM felhasználására. Ha pedig mikroszámítógéppel már rendelkezünk, célszerű ezt EPROM programozásra alkalmassá tenni. Ha gyári készülékkel dolgozunk, és lehetőségünk nyílik rá, szerezzük be a gyártó által kifejlesztett EPROM töltő kiegészítőt vagy kártyát. Ha önálló építési mikrogepünk van, vagy más okból gyári töltőt nem tudunk beszerezni, magunk is vállalkozhatunk a programozó elkészítésére, de célszerű ebben az esetben is a meglévő mikroszámítógépre alapozni. Ekkor ugyanis egészen egyszerű hardverrel megoldható a feladat, a töltés és az ellenőrzés esetén is. Több ilyen jellegű töltőt is ismertettek már készítőik (pl. [9]). Leírásunkkal kedvet szeretnénk kelteni hasonló készülék tervezéséhez, építéséhez, s szeretnénk a tervezés és építés során szerzett tapasztalatainkat is átadni.

A GAMF Elektrotechnika és Kibernetika Tanszékén mikroszámítógép fejlesztésű tevékenységünket INTEL 8080A-ra épülő gép építésével



10. ábra. i8085-re épülő mikroszámítógép központi egysége

kezdjük, majd evvel szoftver-azonos, de egyszerűbb hardver kialakítású i8085-tel építettünk mikrogépet, jelenleg Z80-nal készül berendezésünk. Az EPROM töltést a 8085-ös mikrogép felhasználásával oldottuk meg, annak egyik összetett kiegészítő áramköre, a 8155 port-jai felhasználásával (RAM + I/O + számláló).

A 8085-ös mikrogéphez a 8155 port-vezetékeken keresztül csatlakozunk (a 8085-ös rendszer vázlatát a 10. ábra mutatja be). Egyéb mikrogéphez is célszerű párhuzamos port-on keresztül csatlakozni, így adódik a legkényelmesebb adat- és címkezelési lehetőség. A bemutatásra kerülő töltő bármilyen mikrogéphez alkalmazható, amely szabadon programozható port-vezetékekkel rendelkezik (pl. i8080A rendszerben 8255-ön át, 6800-as rendszerben 6820-on át stb.). A leíráson túl is szívesen állunk minden érdeklődő rendelkezésére.

A töltő tervezése során elsődleges szempontunk az volt, hogy a három, beszerezhető EPROM-típusú programozni képes berendezést hozzunk létre, a lehető legegyszerűbb hardver segítségével. Töltőnkkel már számos 2708, i2716 és TMS 2716 IC-t betöltöttünk, sőt vezetékes csatlakoztatások segítségével már a 8085 EPROM-os kiegészítő IC-jét, az i8755-öt is programoztuk a segítségével.

A hardver egyszerűsítése érdekében elhárítottuk, hogy az összes időzíti feladatot szoftver úton oldjuk meg. Így az áramköri oldaltól a feszültség szintek előállítását, azok kapcsolási lehetőségét, és a típusoknak megfelelő bekötési lehetőségeket ki alakíthatóságát vártuk el.

Megoldásunkban az EPROM betöltését a mikroszámítógép RAM memóriájában tárolt program alapján végezzük. Az EPROM töltő kártyán nem is helyeztünk el, csak egyetlen EPROM foglalatot, a betöltendő IC részére. Ha EPROM-ból kell másolni, azt vagy a mikroszámítógép EPROM kártyájába helyezjük, és kiolvassuk a tartalmát, vagy az EPROM töltő foglalatába helyezjük és „ellenőrzés” jelleggel beolvastatjuk, majd kivesszük onnan, hogy a betöltendő IC-t behelyezhessük. Az EPROM töltő kártya kapcsolási rajzát a 11. ábra mutatja be.

Az áramkör a programozásra váró EPROM foglalatán kívül egy 16 lábú második IC-foglalatot is tartalmaz, valamint a jelszinteket előállító és kapcsoló részleteket. A CS bemenet a kijelölésre szolgáló jel. Egy nyitott kollektoros inverteren átvezetve lehetőség nyílik arra, hogy +5 V-ot, vagy +12 V-ot kapcsoljunk segítségével. Az Imp bemenet TTL jelként is használható, de a +26 V-ot is képes kapcsolni. A töltővel két funkciót valósítottunk meg, a behelyezett EPROM programozását, illetve kiolvasását.

Az egyes típusokhoz a 16 kivezetéses foglalatba behelyezhető illesztő modulok segítségével alakítottuk ki a szükséges feszültség- és jelrendezéseket. A három EPROM-hoz kialakított illesztő modulokat a 12. ábrán láthatjuk.

Ahol egyetlen EPROM foglalat-lábon többféle tápfeszültséget kell előállítani a programozáskor, illetve kiolvasáskor, diódák alkalmazásával oldható meg a probléma (pl. a TMS 2716-nál a 24. kivezetésen). A CS jel magas értéke +5 V vagy +12 V, attól függően, hogy az 1 kΩ-os vagy a 300 Ω-os ellenállást alkalmazzuk. Az illesztő modul foglalatánál szerepel az A₁₁ címvezeték is, így a 32 K bites EPROM-ok töltésére is alkalmas a berendezés (mindössze megfelelő illesztő modult kell majd készítenünk, és a programrendszert kell továbbfejlesztelnünk). A +26 V-os feszültséget az áramkörök véletlen meghibásodásának elkerülése érdekében az EPROM töltő kártyán kizárólag lehet be-, illetve kikapcsolni. A programozás folyamata a LED segítségével vizuálisan is nyomon követhető.

A szoftver fejlesztés során is azt tűztük ki célul, hogy célszerű, a különböző típusokhoz alapjában azonos programokat lehessen felhasználni. Az univerzális jelleg érdekében az egyetlen 50 ms-os impulzussal programozható típusokat is rövidebb impulzusokból álló programhurkokkal tölthjük be. Bár ezt az üzemmódot az adatlapok nem ismertetik, tapasztalataink szerint egyenértékű az egyetlen impulzus alkalmazásával.

A töltő a beégetésre kerülő adatsort a mikroszámítógép kijelölt RAM területéről várja. Közvetlen adathordozóról való töltést úgy lehet elvégezni, hogy a lyukszalagot vagy a kazettát (ilyen perifériákat illesztettünk a mikrogéphez) a mikrogép segítségével a RAM-ba beolvassuk, és onnan történjen a programozás. A töltött EPROM átmásolása előtt – a már ismertetett mó-

don – a „master” tartalmát szintén a RAM területre kell beolvasni.

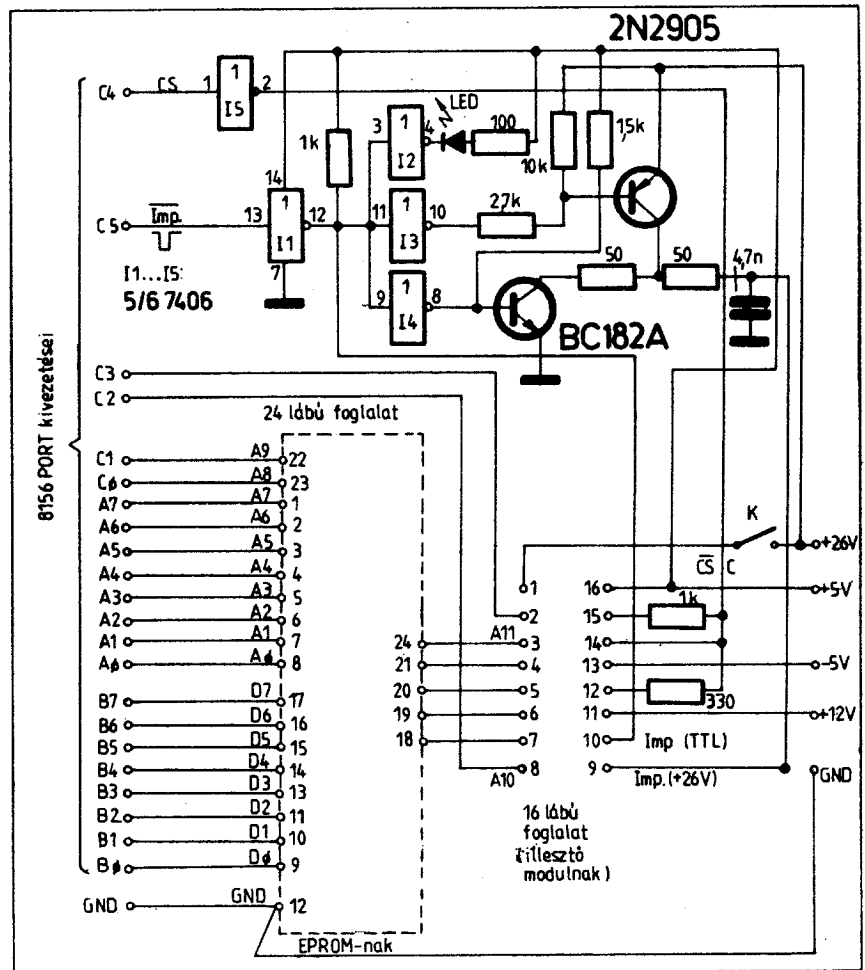
Külön megoldást kerestünk az EPROM töltő állapotának ellenőrzésére, mivel ezt a teljes beolvasás, és vizuális ellenőrzés helyett gyorsabban, egyszerűbben kívántuk megoldani.

Összefoglalva tehát, a következő szolgáltatásokat nyújtja EPROM töltő programrendszerünk:

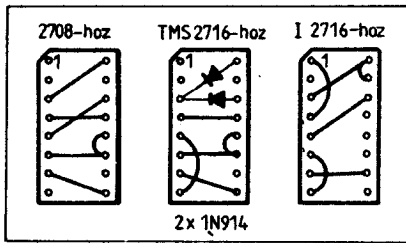
- a mikroszámítógép tetszőleges RAM területének tartalmát beírja az EPROM töltőben lévő EPROM tetszőleges területére
- az EPROM tetszőleges területének tartalmát beolvassa a mikroszámítógép tetszőleges RAM területére
- az EPROM tetszőleges részét teszteli, hogy minden bit töltött állapotban van-e.

Az EPROM töltő illesztését a már többször említett kombinált áramkör útján valósítottuk meg, egy 8155 IC-vel (a 8155 és a más esetben feltüntetett 8156 ugyanaz az áramkör, egyetlen, a mikroprocesszortól érkező vezérlő jel aktív szintjében térnek el egymástól). Ez az IC (RAM memórián és időzítő/számlálón kívül) egy 6 bites (C), és két 8 bites (B és A) portot tartalmaz. Az EPROM töltő ezek kivezetéseire csatlakozik (l. 11. ábra). A 8155/8156 érdekessége, hogy port-jai kivezetésenként programozhatók bemenetként, vagy kimenetként, amit ennél az alkalmazásnál nem használunk ki (itt egy-egy port egészét programozzuk adott irányú adatátvitellel).

A B port felváltva bemeneti vagy kimeneti kapuként kerül felhasználásra, a beolvasásnak, illetve programozásnak megfelelően, ezen kereszt-



11. ábra. EPROM programozó kártya 8085-ös rendszerhez



12. ábra. A 11. ábrán látható programozó illesztő moduljai

tül mozgatjuk az adatokat. A címeket az A port és a C két bitje állítja elő, kimenetként, a vezérlő jeleket szintén a C port.

Az alkalmazott 8155 sajátossága (amivel más párhuzamos perifériaillesztők is rendelkeznek), hogy a kiküldött adatokat mindaddig folyamatosan a kimenőpontjain tartja, míg újabb adatküldéssel azokat meg nem változtatjuk. Így a mikrogep és az EPROM cím- és adatpontok között további tároló elemek nem szükségesek. További jellegzetesség, hogy a mikroszámítógép RESET működtetésekor (és természetesen a hálózati csatlakoztatás és bekapcsolás utáni automatikus RESET esetében is) minden port bemenő portként programozódik automatikusan, tehát az előzőekben definiált kimeneti irányokat a programcsomagnak kell beállítania. Ezek után vizsgáljuk meg az EPROM töltő programcsomag működését, és az egyes részletek kialakításának szempontjait.

A 8085-re épülő mikrogepünk egy minimális képességű monitor programmal rendelkezik, mely mindössze néhány, betöltést, ellenőrzést és programfuttatást lehetővé tévő parancsot kezel. Operátori konzolként egy VIDEOTON terminált alkalmazunk. Az EPROM kezelő programcsomagot egy önálló programrendszerként alakítottuk ki, melyet kezdőcíme alapján lehet meghívni. A kezdőcímen a „főprogram” jelentkezik, ez a konzolról vár és fogad „parancsokat”, a parancsot értelmezi, végrehajtja, és ismét visszaadja a vezérlést a „főprogram”-nak. Egy különleges parancs a monitorra való visszatérés, azaz az EPROM kezelő programcsomagból történő kilépés.

A főprogram folyamatábrája a 13. ábrán látható. A lehetséges parancsok fogadása előtt a 8155 port-jait kell beállítania a programnak. Itt lényeges, hogy először a kívánt vezérlőjelértékeket küldjük ki a vezérlőjeleket kezelő port-hoz, és csak azután állítjuk be a kimeneti üzemmódot, mind a vezérlő, mind a címvonalak számára. Az adatvonalakat ez a kezdeti beállítás (inicializáló) részlet bemeneti üzemmódban hagyja, az EPROM-ot ebben a fázisban a vezérlőjelek útján programozás üzemmódotba, de programozó impulzus nélküli helyzetbe vezéreljük.

A portok beállítása után a főprogram bejelentkezik a konzolon és parancsra vár, ekkor gépelhető be a megfelelő egybetűs parancs. Négy parancsbetűt ismer fel a főprogram:

„R” az EPROM tartalmának átírása a mikroszámítógép RAM területére.

„T” az EPROM törölt állapotának tesztelése.

„C” a mikroszámítógép memóriájának egy adott területét átírja az EPROM-ba.

„M” a főprogram visszaadja a vezérlést a monitornak.

Ha a főprogram nem tudja értelmezni a parancsbetűt (hibás leütés esetén), hibajelzést ad, és ismét parancsra vár. Az EPROM kezelő programcsomagból tehát csak „M” parancs segítségével tudunk kilépni, mivel a parancsvégrehajtó eljárások valamennyi más esetben ismét a főprogramnak adják vissza a vezérlést.

Ez a megoldás egyszerű kezelhetőséget biztosít és lehetővé teszi, hogy a konkrét feladatnak megfelelően a különböző parancsokat tetszőle-

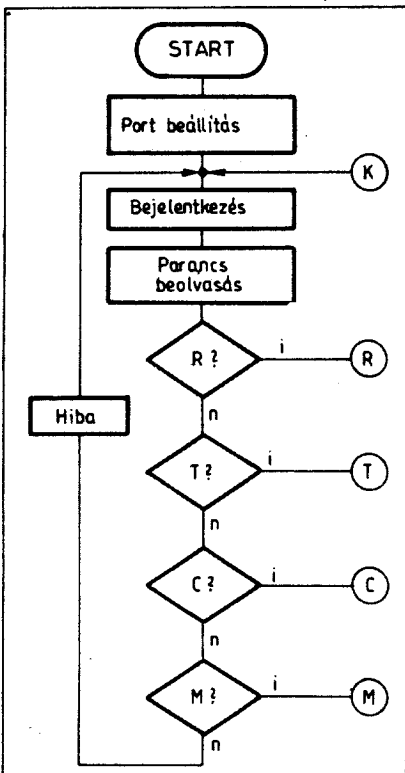
ges sorrendben, akár többször is alkalmazzuk. Tapasztalatunk szerint ez a rendszer így minden feladathoz gyorsan, hatékonyan alkalmazható és egyszerűen használható. A főprogram megismerése után nézzük meg az egyes parancsok végrehajtó programjait!

A beolvasó program (Read, „R” parancsral aktivizálható) folyamatábráját a 14. ábrán láthatjuk. Első feladata, hogy az EPROM vezérlő jeleket programozás helyzetből olvasás engedélyezés állapotba vigye át. Ezt nem kell címváltoztatás idejére sem változtatni, hiszen itt az EPROM nem adatbuszra dolgozik, az új cím beállítása után, mikor a mikroszámítógép az új tartalmat kívánja olvasni, az már hosszú ideje stabilizálódott érték.

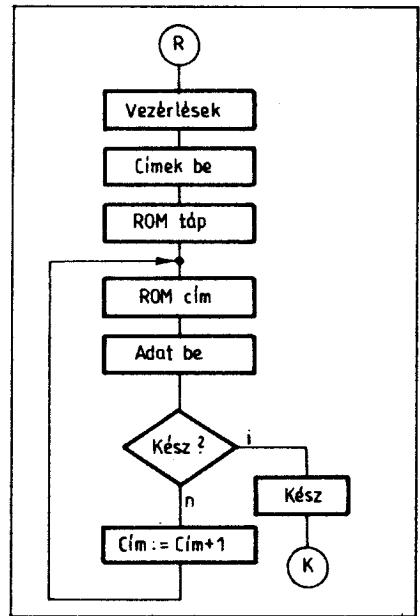
A beolvasó program ezután a konzolról bekéri a címadatokat. Három címértéket kell megadni: a beolvasás kezdőcímét az EPROM-ban, a beolvasás záró címét az EPROM-ban, valamint a felhasználni kívánt belső RAM terület kezdőcímét. Így tehát tetszőlegesen kijelölhető az EPROM rész-területe is, és a mikroszámítógép kijelölésre kerülő RAM területe is szabadon választható. Így lehetséges különböző adathordozókön lévő programrészletek egymás mellé másolása és ezután egyetlen EPROM-ba töltése is.

A címek beadása után az első EPROM címet kiküldi a program, majd beolvassa az azon található tartalmat, s elhelyezi az első RAM címen. A címek ezután folyamatosan változnak, a megadott utolsó EPROM címig. Ezt követően a program a konzolon „KÉSZ” üzenettel jelentkezik, és a vezérlést visszaadja a főprogramnak.

Második alprogramunk a tesztelő program. Ez nagyrészt egyező felépítésű a beolvasó programmal. Folyamatábráját a 15. ábrán láthatjuk. Az első lépések itt is a vezérlőjelek olvasásra történő beállítása, és a címértékek bekérdezése, de a RAM címre itt nincs szükség, így csak két értéket vár a program. A címek előállítására is hasonló, mint a beolvasó programban, az EPROM-



13. ábra. Az EPROM kezelő programrendszer főprogramja



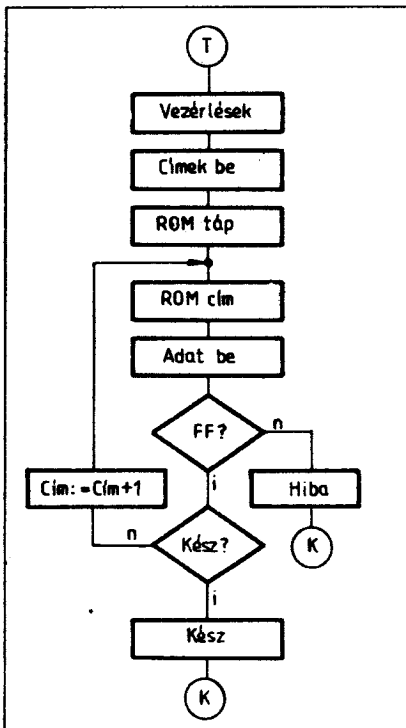
14. ábra. Beolvasó alprogram („R”)

ból beolvasott értéket összehasonlítjuk a 1111111_2 (azaz FF_H) értékkel, és ha minden bit 1, azaz az EPROM törölt állapotú, tovább lépünk a következő címre, a záró címig, ha a beolvasott érték eltérő, akkor hibáüzenettel a program leáll, a vezérlést visszaadva a főprogramnak.

A harmadik alprogramunk az EPROM programozó, mely a belső RAM terület adatait másolja (Copy, „C” parancsral aktivizálható) az EPROM kijelölt területére. A programozó impulzusok hossza 0,5...1 ms közötti lehet, programunk kb. 1,0 ms hosszú impulzusokat állít elő. A 2708 programozási utasítása szerint a memória egy-egy rekeszéhez a teljes címtartomány előállítását követően (egy programhurok végrehajtása után) szabad visszatérni. Mivel az EPROM-ok egyes részterületeit is programozni kívántuk, ilyen esetben vagy időzítéssel (várázó ciklussal), vagy a többi EPROM rekesz már meglévő tartalmának újraprogramozásával kell a szükséges időtartamot „kivárni”, vagy a nem programozandó területekre előírt FF_H érték előírásával. Mivel az FF_H a törölt állapotnak megfelelő érték, ha ezt írjuk elő, az EPROM tartalma nem változik.

A vázolt megoldások mindegyike veszélyt is rejt magában. Az FF_H értékek küldése során felépő esetleges zavar egy, a későbbiekben esetleg nehezen megtalálható hibát okozhat. Programunkban úgy jártunk el, hogy a beírási hurkok között rövid monitorüzeneteket küldünk az operátor számára a konzolra. Ezzel a szükséges idő eltelik, ugyanakkor lényeges adatokat tud meg az operátor is.

A töltés során programozási ciklusnak tekintjük az EPROM címek egy teljes sorozatának előállítását, a megfelelő tartalmak, és a programozó impulzusok kiküldését. Egy ciklus után kiírjuk a konzolra a ciklus sorszámát, majd új ciklust kezdünk. Tíz ciklust tekintünk egy programozási huroknak, ennek végén ellenőrizzük, hogy van-e olyan EPROM rekesz, amely még nem vette fel az előírt tartalmat. Ha nincs – azaz a programozás befejeződött – egy biztonsági hurkot még lefuttatunk. Ha a programozás még nincs készen, természetesen akkor visszatérünk a hurokképző részlethez. Ha tíz hurok után sem vette fel az EPROM a kívánt tartalmat, hibáüzenetet küld a program a konzolra. A 100 programozó impulzus az esetek túlnyomó részében elégséges a programozáshoz.



15. ábra. Ellenőrző alprogram („T”)

A programozást végző szoftver folyamatábráját a 16. ábra mutatja be. Az első lépések itt is a megszokottak, a vezérlő jelek beállítása, és a címadatok bekérdezése. Itt három cím szükséges, az EPROM kezdőcím, az EPROM záró cím, és a RAM kezdőcím. (Megoldható a cím megadás úgy is, hogy a RAM terület kezdő- és záró címét, valamint az EPROM kezdőcímét adjuk meg, de akkor külön ellenőrizni kell, nehogy az EPROM felső címértéken túli címet akarjunk programozni. Az előző megadás esetében ez közvetlenül ellenőrizhető.) A program ezután felszólítja az operátort a +26 V bekapcsolására.

Ezt követően beállítódik a hurokszámoló és a ciklusszámoló kezdőértéke (HS, CS), és ezek az értékek a konzolon is megjelennek. Ezt követően indul a tényleges programozás.

A port-okon keresztül beállítjuk az EPROM beírandó helyének címét és a tárolandó adatot. A programozási előírások értelmében ezen beállítások után a minimum 10 μs időtartamot ki kell várni, ezt néhány NOP utasítás (No Operation, üres utasítás) beiktatásával oldottuk meg. E kivárást után bekapcsoljuk a programozó impulzust és indítjuk az időzítő rutint, mely a programimpulzus időtartamát meghatározza. Az időzítő rutin lefutása után a programozó impulzust kikapcsoljuk.

A teljes programrendszer írása során ügyelni kellett arra (de különösen a sok jelváltást igénylő programozó alprogramnál), hogy a C port egyes bitjei cím-adatokat, mások vezérlő jeleket állítanak elő. Így pl. a programozó impulzus be- és kikapcsolása során követelmény, hogy közben a cím-adatok ne változzanak meg! Egyszerűsíthető lett volna a program, ha a vezérlő jeleket teljesen függetlenül port segítségével állítjuk elő, de az túlságosan sok port lekötöttségét okozta volna.

A programozó impulzus kikapcsolása után 1 μs újabb várakozást ír elő a programozási utasítás, de ez nem igényel külön utasításokat, mivel a programozó impulzus kikapcsolását előíró és a következő utasítás végrehajtása között is nagyobb idő telik el. Az impulzus kikapcsolása után ellenőrizzük, hogy befejeződött-e a ciklus.

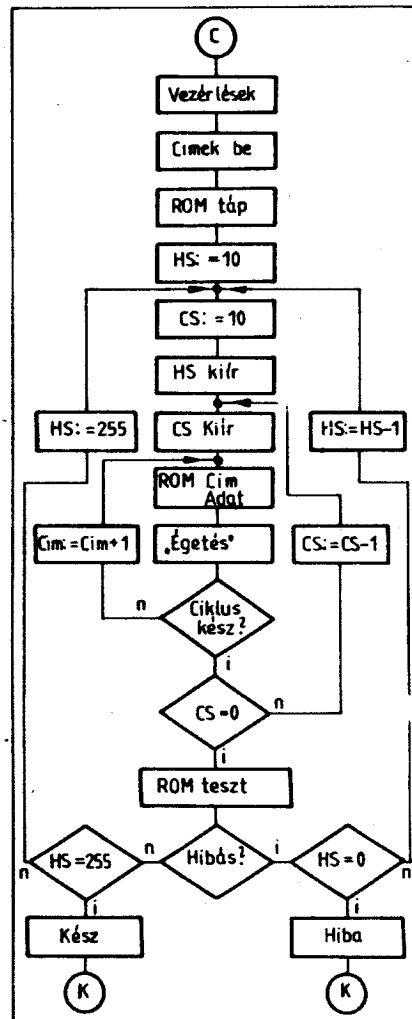
Ha nem, előállítjuk az új EPROM és RAM címet, ha igen, a ciklusszámológót eggyel csökkentjük, és új ciklust indítunk.

Ha egy hurok minden ciklusa (10 db) lefutott, az új hurok indítása előtt ellenőrizzük a beírt EPROM területet, hogy van-e még hibás tartalmú rekesz. Ha nincs, kiváltjuk a biztonsági töltő hurkot, majd „KÉSZ” üzenet után visszatérünk a főprogramba. Ha van még hibás rekesz, a hurokszámológó értékét eggyel csökkentjük, és új hurkot indítunk. Ha tíz hurok lefutása után sem programozódott be az EPROM, „HIBA” üzenet után visszatérünk a főprogramba.

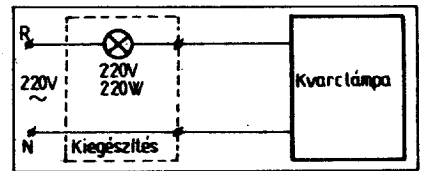
A hurok végén lezajló ellenőrzés hasonló a tesztelő alprogramhoz, de most nem az FF_H értékhez, hanem a kívánt tartalomhoz hasonlítjuk az EPROM rekeszek tartalmát.

A főprogram által elfogadható utolsó parancs az „M”, a monitorra való visszatérést eredményezi. Ehhez a parancshoz külön alprogram nem tartozik, hatására a vezérlés visszakerül a monitorprogramba.

Természetesen a bemutatott hardver és szoftver megoldások nem kizárólagosak, lehetséges más megoldások, fogások alkalmazása. Jelentősen egyszerűsítheti a feladatot, ha csak egyetlen EPROM típus alkalmazására rendezkedik be valaki. Ha olvasóink megpróbálkoznak ilyen feladat megoldásával, szívesen segítünk az esetleg felmerülő problémák megoldásában.



16. ábra. Betöltő alprogram („C”)



17. ábra. Előtt izzó kvarclámpához, EPROM törlés esetén

Az EPROM törlés megoldása

Az eddigiekben leírtuk az EPROM betöltés elvi menetét, és ismertettük fő vonalaiban az általunk épített programozó egységet, és a szoftver részleteket. A programozási metodust a gyártmányismertető, katalógusok is részletesen bemutatják. Sokkal kevesebbet olvashatunk viszont a törlésről. A katalógusok is általában csak a törlésre alkalmas ultraibolya fény hullámhosszára adnak javaslatot. Az INTEL a 2708-hoz pl. 253,7 nm hullámhosszúságú sugárzást ajánl, és 15 W/cm² besugárzás esetén garantálja a törlést.

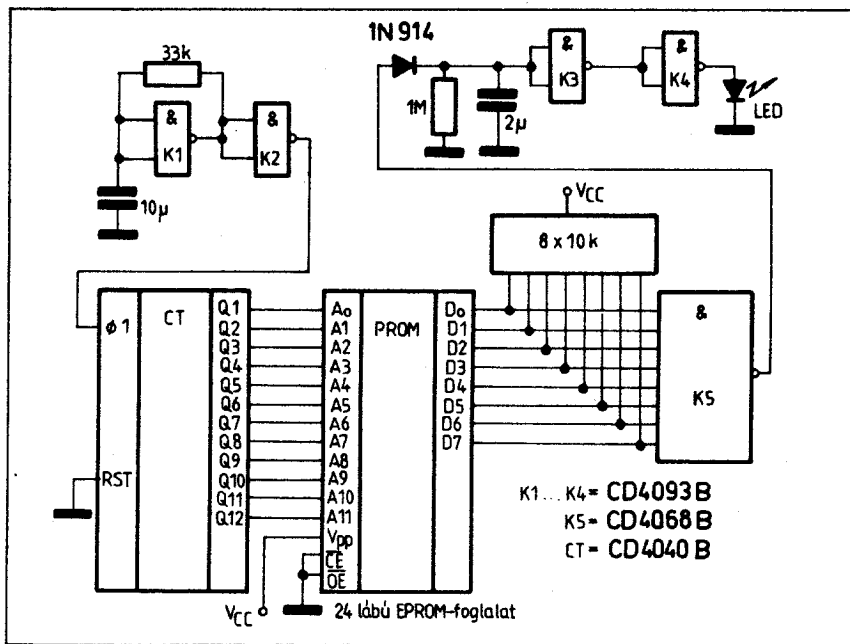
A valóságban nem csak az adott hullámhosszúságú fényvel lehet törölni, hanem minden olyan fényforrással is, amely a megadotthoz közeli hullámhosszúságban is sugároz. Ilyen pl. a közönséges fénycső, a higanygőzlámpa, sőt a Nap is. A törlési folyamat folyamatos jelenség, a besugárzási mennyiségek felhalmozódnak, így a kis energiájú sugárzás is képes törölni – legfeljebb ehhez hetek, hónapok szükségesek. A gyári EPROM törlők speciális fényforrása néhány perc alatt elvégzi a törlést, de ilyen készülékek amatőr számára jelenleg nem érhetőek el.

Olcsóbb, egyszerűbb megoldásokkal is gyakran találkozunk. Ilyen lehetőség pl. a letört burájú higanygőzlámpa, amit viszont mi nem ajánlunk. Alkalmazása nehézkes, és nagyon balesetveszélyes is. Biztonságos megoldás érintésvédelmi és törlési szempontból egyaránt a gyári kvarclámpa felhasználása, ez már a legtöbb lakásban megtalálható. Sok típusban beépített időmérő és kikapcsoló szerkezet is található, ami különösen jól használhatóvá teszi EPROM törlésre.

A kvarclámpával történő törlés két problémájáról kell szólnunk. Az első, hogy a törlés idejére a környezetet meg kell védeni a sugárzástól (elsősorban a szemre, de hosszabb idő alatt a bőrre is veszélyes!), amit ügyesen elhelyezett árnyékoló lapokkal könnyen meg lehet oldani. A másik nehézség, hogy a megfelelő intenzitású törléshez 5...10 cm távolságra kell helyezni az EPROM ablakát a kvarccsőtől, viszont a kvarclámpa már 40...50 cm távolságból is olyan erős felmelegedést okoz, ami néhány perc alatt tönkretene a memóriát. Kísérletképpen izzólámpákat kötöttünk előtétként a kvarclámpa áramkörébe (17. ábra). Az általunk alkalmazott kvarclámpa (MEDICOR Q252) esetében 200 W-os izzók alkalmazása esetében a felmelegedés 5...10 cm távolságban 20...30 perc alatt sem volt már megengedhetetlen, viszont az ultraibolya sugárzás még elegendő a gyors és biztonságos törléshez. A kvarclámpa beépített kapcsolóóráját használva 15...20 perces törlési időket szoktunk beállítani.

Ha nincs kvarclámpánk, olcsóbb megoldással is próbálkozhatunk. Csíraölő hatása miatt számos helyen alkalmaznak ultraibolya fényű fénycsőket, a TUNGSRAM szaküzletében is vásárolható ilyen 15 W-os fénycső (GERMICID VOH).

A fénycső egyebekben nem tér el a közönséges fénycsővektől, így szokásos foglalatba helyezhető, és az előtét és a gyújtó is a megszokott lehet. Mivel itt a hatás szintje egyáltalán nem lép fel, természetesen közel helyezhetők az EPROM-ok. A szem és a bőr védelme érdekében azonban ezt a fényforrást is burkolni, árnyékolni szükséges.



18. ábra. Törölt EPROM ellenőrző készülék.

Az EPROM-ok törlési idejét általában nehéz meghatározni. Az első probléma, hogy a gyártó katalógusában a cm^2 -re eső besugárzást írja elő, pl. Ws-ban. Így ismerni kellene a fényforrás adataiból és az elhelyezési távolságból adódó teljesítményértékeket. A másik probléma, hogy nem áll rendelkezésünkre a kívánt – illetve előírt – hullámhosszú fényforrás. Mi a kialakított „töröl berendezés” összeállítás után kísérletileg állapítottuk meg a törlési időt, és ezt az utat tudjuk javasolni. Érdekességképpen még utalunk arra, hogy a gyártók azt javasolják, hogy a törlést időnként szakítsuk meg, és vizsgáljuk meg az EPROM tartalmát. Ha törölnék találjuk – és ehhez pl. T időtartamú törlés volt szükséges –, folytassuk a besugárzást, további $3 \times T$ ideig.

Végezetül ismertetünk egy célberendezést, amivel az EPROM törölt állapota tesztelhető. A kapcsolást a 18. ábra mutatja be. A CMOS elemekből összeállított berendezés megépítése egyszerű, működése jól követhető. Az oszcillátor impulzusait a 12 bites számláló fogadja és folyamatosan megcímzi az EPROM-ot. Ha a címek előállításánál a megcímzett rekeszekben egyetlen bit is van, amelyik alacsony szintű (0 értékű), a LED kigyullad, és jelzi ezt. Ha a memória tökéletesen törölt, a LED sötét marad. A LED meghajtása monostabil multivibrátoron át történik, hogy ha csak egyetlen bit lenne 0 értékű, és így túl rövid (szemmel nem érzékelhető) lenne a fényjelzés, akkor is „széthúzza” ezt. Miután a számláló folyamatosan fut, és egy teljes

végigszámlálási ciklusnál hosszabb időzítésű a monostabil, lényegében folyamatos fényt kapunk egyetlen hibás bit esetében is.

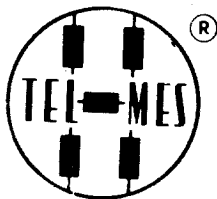
Cikkünk végén egy lényeges, de gyakran elfelejtett apróságra szeretnénk még felhívni a figyelmet. Már tudjuk, hogy az EPROM-ok tartalmát a napfény is, és a világítótestek is képesek – rövidebb-hosszabb idő alatt – kitörölni. Igaz, hogy egy jól megvilágított – fénycsóvel felszerelt – teremben a törléshez több év szükséges, de közvetlen napfény esetében már 2...3 hét alatt is veszíthet az EPROM a tartalmából. Ezért a betöltött EPROM kvarcablakát mindig – azonnal! – célszerű fényt át nem eresztő fedéllel lezárni (pl. szigetelő szalaggal egy fekete kartondarabot lehet felragasztani). Magára a kvarcablakára azonban ne ragasszunk öntapadó anyagot szigetelőszalagot stb.), mert később esetleg csak körülményesen lehet majd ismét megtisztítani, ha a törlés szükségessé válik.

Még egyszer szeretnénk minden vállalkozó kedvű Olvasónkat bátorítani az EPROM-ok alkalmazására, programozó és törlő készítésére. Sikeres kísérleteket kívánunk, megismételve, hogy esetleges problémáikkal bátran forduljanak hozzánk.

Felhasznált irodalom

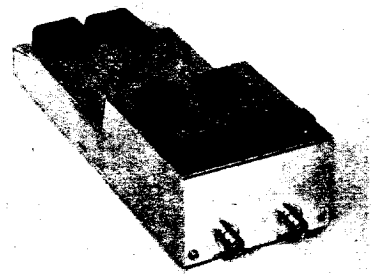
- [1] LSI-ATSZ-OMKDK
μP '80 Hardware katalógus
Hazai termékek
Budapest, 1981.
- [2] Bob Nelson
Power-switching circuits cut PROM power consumption
EDN, 1980. május 20. p. 127-130.
- [3] Engineering Staff
PROM/ROM Power-Strobing Reduces Power Consumption
Digital Design
1980. szeptember p. 100-102.
- [4] David J. Kramer
Random-access memories form E-PROM emulator
Electronics 1981. november 30. p. 134-135.
- [5] IPROM
ELEKTOR, 1981. december 31. p. 58-60.
- [6] Steve Gerson
Package piggybacks standard E-PROM to emulate one-chip microcomputer
Electronics, 1980. január 31. p. 89-92.
- [7] INTEL
Memory design handbook
- [8] H. R. Pinnick Jr.-R. D. Dunlap
Code EPROMs inexpensively with a \$ 100 programmer
EDN, 1980. szeptember 20. p. 145-150.





Digitális kapacitásmérő

Típuszáma: TR—9306



Speciális mérőfej

A digitális kapacitásmérő készülék kondenzátorok gyors vizsgálatára, bemérésére, különleges válogatására alkalmas mérőberendezés. Ezekon túlmenően jól használható még kondenzátordekádok gyors ellenőrzésére, normalkondenzátorok hitelesítésére, kondenzátorok gyártásközi és végellenőrzésére, összehasonlításos mérésekre normál kondenzátorhoz vagy aránybeállításához, továbbá kondenzátorok minőségi jellemzőinek (stabilitás, hőmérsékleti tényező) méréseire és „n”-pólusok vizsgálatára (háromkapcsú bemenete révén). A digitális kapacitásmérő kezelése igen egyszerű, mert automatikusan

- jelzi a dimenzióit;
- a méréshatárérték kapcsolási irányát hibás méréshatár esetén;
- hatástalanítja a mérővezeték soros ellenállását és induktivitását, valamint kapacitását.

A digitális kapacitásmérő további előnyei:

- a jelenleg elterjedten alkalmazott kapacitásmérők mérési módszereihez képest tízszeres mérési pontosságot és ezzel egyidejűleg tízszeres mérési sebességet biztosít;
- 3 ppm/°C-nál jobb hőmérsékleti tényezőjéből eredően tipikusan 0,001% összehasonlítási pontosság elérését teszi lehetővé;
- a beépített válogatóegység és a speciális mérőfej.

A digitális kapacitásmérő árban foglalt tartozéka a mérőfej, amely 6...60 mm közötti lábtávolságú kondenzátorok gyors befogására szolgál, és 2 db BNC csatlakozóval felszerelt mérővezetékkel kapcsolódik a mérőműszerhez. A mérőfej-kettős befogóval rendelkezik, így etalon-értékek beállítása (egy bizonyos kapacitásérték beállítása további kiegészítő értékekkel) vagy 3 pF-nél kisebb kapacitásértékek bemérése is gyorsan elvégezhető.

A digitális kapacitásmérő kétféle kivitelben rendelhető:

- beépített válogató egységgel
- vagy anélkül.

A válogató egység kivitel a mérni kívánt kapacitás értéket hasonlítja össze a hat decimális helyértékkel beállítható HIGH LIMIT és LOW LIMIT értékkel és az összehasonlítás eredményét kijelzi. Nem válogatásos mérések esetére az egység kikapcsolható.

Műszaki adatok:

Mérési tartomány:	3 pF...3 μF
Mérési körzetek:	1. 3 pF...30 pF 2. 30 pF...300 pF 3. 0,3 nF... 3 nF 4. 3 nF...30 nF 5. 30 nF...300 nF 6. 0,3 μF...3 μF

Mérési pontosság: ±0,02%, illetve ±0,03% a 3...30 pF tartományban

Összehasonlítási pontosság: ±1 digit (±0,001% tip.)

Referencia-tartományok: 23 °C ± 5 °C
D_x 0,01

Hőmérsékleti tényező: 3ppm/°C max.

Mérési idő: 7,5...75 ms

Szünet-idő: 80...800 ms állíthatóan

Bemenet (háromkapcsú): BNC csatlakozó

Mérőfeszültség: 1,5 V_p

Kijelzés: digitális, 6 számjegy, tizedesvessző-, méréshatárhiba- és kapcsolásiirány-kijelzéssel.

Válogató egység: 6 számjegyre beállítható alsó és felső határ.

Hálózati feszültség: 220 V ± 5%

Méret: 425 × 150 × 440 mm

Tömeg: kb. 7,5 kg

Árban foglalt tartozékok:

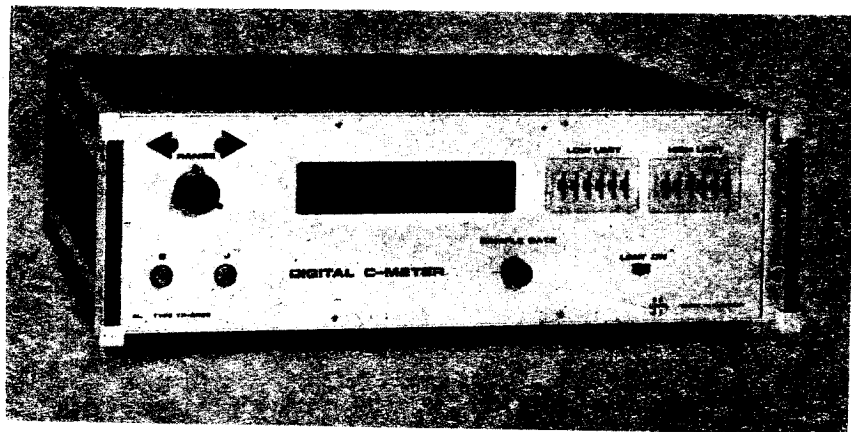
1 db mérőfej

Mérete: 55 × 90 × 245 mm

Tömege: kb. 1 kg

1 db hálózati csatlakozó vezeték

2 db koaxiális csatlakozó mérővezeték BNC csatlakozókkal



Gyártja:

TELMES MŰSZERIPARI SZÖVETKEZET

1181 Budapest, Marx utca 12. Telefon: 272-830. Kereskedelmi osztály: 272-808.

Megrendelhető:



MIGÉRT

Műszer- és Irodagépértékesítő Vállalatnál 1392 Budapest, Pf. 295. Telefon: 117-090.
Telex: 22-4736.

Gyári CB készülékek

Romet Róbert híradástechnikus, CB-29 – Rózsa László okl. üzemmérnök

A következőkben újabb öt, a hazai CB-használók körében népszerű gyári készüléket mutatunk be. Közülük kettő ún. kézi, hordozható berendezés, kettő gépjármű-üzemhez készült. Az ötödik asztali berendezés, mely 12 V-ról és hálózatról egyaránt üzemeltethető.

A szükséges dokumentáció nagy részét ismét a bécsi ELME-ERLACH-FUNKWIEN cég bocsátotta rendelkezésünkre, mit ezúton köszönünk.

UNITRA Warel „Echo-4”

A készülékről részletes műszaki adatok nem állnak rendelkezésünkre, de a kapcsolási rajz szinte önmagáért beszél. Hasonló kategóriába sorolható, mint a BRG-nek a hetvenes években kiadott készüléke.

Adó:
Kétfokozatú, kvarcvezérelt.
Moduláció: AM
Modulációs mélység: kb. 70%
Kimenő teljesítmény: kb. 100 mW
Vevő:
RF előfokozatú, egyszer transzponált.

Középfrekvencia: 455 kHz
Érzékenység: kb. 1 μ V
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: kb. 200 mW
Hangfrekvenciás sáv szélesség: 300 Hz–3 kHz
Tápfeszültség: 12,6 V

Az antennáról a jel kétfokozatú sávszűrőn át jut az RF előerősítő bázisára. D₁ dióda a tranzisztor kollektorkörében a nagy bemenő jeleket limitálja, ugyanis ilyenkor a dióda záróirányú előfeszítését T₃ csökenti. T₁ kollektoráról a jel laza kapacitív csatolással a T₂ önzörgő keverő bázisára kerül. A keverőt az F₁ keramikus szűrő követi.

A KF erősítő kétfokozatú, RC csatolású. T₅ tranzisztor részben a hangfrekvencia leválasztását (aktív detektor) végzi, részben a T₃ KF erősítő részére az AGC feszültséget állítja elő.

A hangfrekvenciás jel a T₃ emitterkörében lévő potenciométeren keresztül jut a hangerősítő bemenetére. C₂₁, C₂₂, C₂₅, C₂₉, C₃₀ kondenzátorok védik a teljes hangfrekvenciás erősítőt a nagyfrekvenciás jelek bejutásától. A hangfokozat szokásos felépítésű. Kimenete komplementer tran-

zisztoros, illesztő transzformátorral. Egyen- és váltóáramú működését az R₃₃, illetve R₃₂-vel megvalósított negatív visszacsatolással stabilizálják.

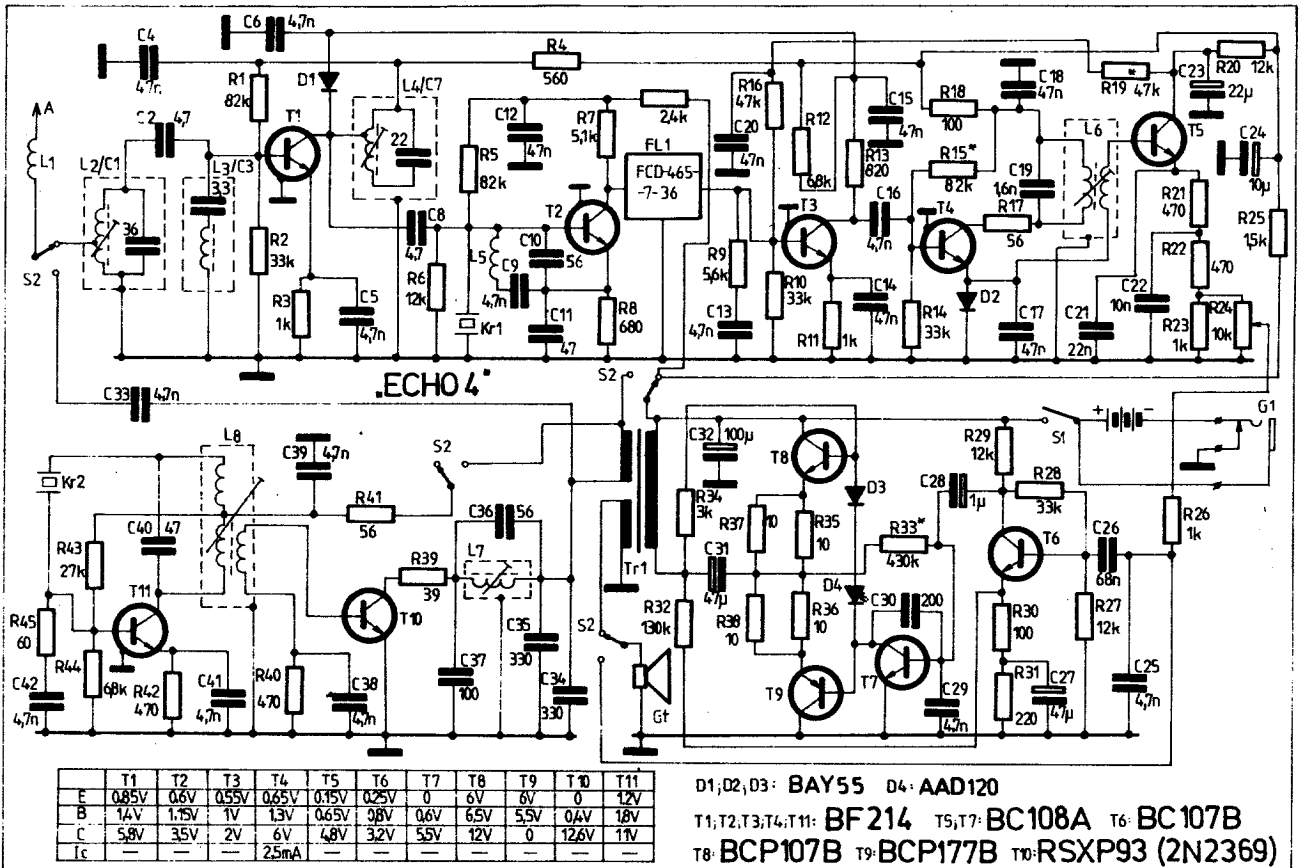
Az adó a moduláló feszültséget a kimenő transzformátor külön tekercséről kapja. Csak a végerősítő van modulálva. T₁₀ kollektorából a jel Collins-szűrőn keresztül jut az antennára. Az antennakörben a szokásos hosszabbító tekercs (L₁) is megtalálható.

A készülék kapcsolási rajza a 223. oldalon látható.

STABO BETA

Kimondottan kisteljesítményű, kisfogyasztású készülék. Csak viszonylag közeli összeköttetésekre alkalmas. Tervezői modern, megbízható, egyszerű felépítésre törekedtek.

Technikai adatok:
Csatornaszám: 2 (5–14-ig választható)
Félvezetők: 12 tranzisztor, 5 dióda, 2 IC, 1 LED
Antenna: 90 cm hosszú, teleszkóp
Áramforrás: 9 V-os telep
Méretei: 60 × 150 × 25 mm



Súly: 150 g
 Adó: 3 fokozatú, kvarcvezérelt
 Moduláció: FM
 Löket: kb. 2 kHz
 Hívóhang: 1700 Hz
 Kimenő teljesítmény: 100 mW
 Áramfelvétel: 125 mA
 Vevő: RF előfokozatú, egyszer transzponált
 Érzékenység: 0,6 μ V (10 dB S/N)
 Középfrekvencia: 455 kHz
 Bekapcsolható, állítható zajzár
 Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 200 mW
 Áramfelvétel: 5 mA készenlét állásban
 25 mA teljes kivezérlésnél

A készüléket D_{101} , D_{102} diódák védik az esetleges túlvézelléstől. A jel induktív csatolással jut TR_{109} bázisára. Az RF erősítő munkapontját beállító R_{126} , R_{127} ellenállás a csatolótekerces „hideg” pontjára csatlakozik, ezért a bemenőjelet nem terheli. A fokozat erősítése R_{125} bekapcsolásával csökkenthető, ami kb. 20 dB érzékenységszűkítést okoz. A tranzisztor kollektorkörében levő hangolt kör sávzélességét R_{150} állítja be. Innen a jel szintén induktív csatolással TR_{110} -es keverő bázisára kerül. A tranzisztor emitterébe csatlakozik C_{134} -en keresztül a helyi oscillator (TR₁₀₇) jele. A kollektorkörében már a kikevert 455 kHz-es középfrekvencia jelenik meg. TR_{109} , TR_{110} egyenáramú munkapontját az R_{132} ellenálláson létrejövő negatív visszacsatolás is stabilizálja.

A keverő fokozat kimenetéhez az L_{110} transzfórmatorosan illeszti a kerámiaszűrőt (Fi₁). A szűrőt a TCA770A FM-KF erősítő és demodulátor IC követi. A demodulátorról a jel a TR_{112} -vel megvalósított zajerősítő és a TR_{111} -es zajzár kapcsolóra kerül.

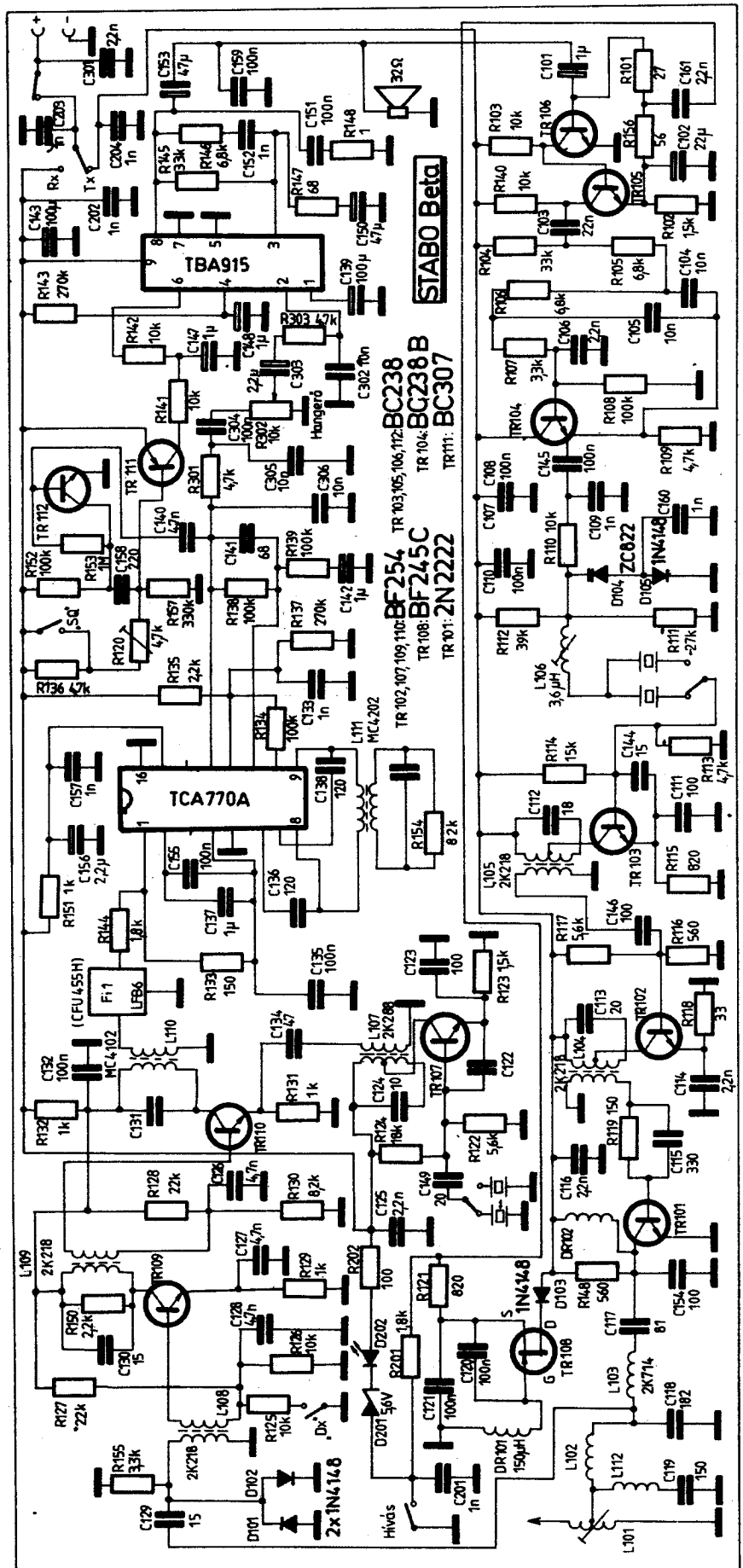
A hangerősítő (TBA915) érdekessége, hogy a hangszóró-mikrofonnál nem alkalmaztak külön adás-vétel kapcsolót, viszont adáskor a vevőrész, vételkor a modulátor nem kap tápfeszültséget. A készenléti állapotot D_{202} LED jelzi.

A modulátor erősítő TR_{106} , TR_{105} tranzisztorokból épül fel. A két tranzisztor stabilizált munkapontú DC-csatolt erősítőt alkot. TR_{105} egy RC aktív aluláteresztő szűrőt (TR_{104}) hajt meg. TR_{104} tranzisztor emitterkörében levő R_{110} - C_{109} az adó oscillator jelének leválasztására szolgál.

Az FM moduláció az adóoscillátor kvarckristályával párhuzamosan kapcsolódó varikapdióda hatására jön létre. Az oscillator „A”-osztályú meghajtó (TR_{102}) és egy „C”-osztályú végerősítő (TR_{101}) követi. A kicsatoló körben lévő C_{119} , L_{112} szivó kör (~54 MHz-re) a kimenőjel felharmonikus tartalmát jelentős mértékben csökkenti. Az antenna pontos illesztése L_{101} -gyel végezhető el.

Az 1700 Hz-es hívóhangot a TR_{108} -as JFET-tel felépített oscillator állítja elő. Jele hívásnál C_{161} -en jut rá a modulátor bemenetére.

A készülék kapcsolási rajza a 224. oldalon található.



TRISTAR-727

A készülék bonyolult felépítése miatt az áramkörök részletes ismertetésére nem tudunk kitérni, csupán az alapvető működési leírásra szorítkozhatunk.

Műszaki adatok:

Vevő:

RF előfokozatú, kétszer transzponált

Érzékenység (AM/FM): kb. 0,6 μ V (10 dB S/N)

Csatornák száma: 120

1. KF: 10,695 MHz

2. KF: 455 kHz

Bekapcsolható, szabályozható zajzár

Hangfrekvenciás sávszélesség: 300 Hz-2,5 kHz

Kimenő teljesítmény: kb. 2 W

Adó:

Kimenő teljesítmény: 10-5-0,5 W (átkapcsolható)

AM mod. mélység: kb. 80%

FM löket: kb. 2 kHz

A készülék felépítése gondos, korszerű áramkör-szerkesztésre utal. Egyes RF fokozataiban speciális, kimondottan rádiótechnikai felhasználásra készült IC-k kerültek alkalmazásra.

A vevő első fokozata Q_8 RF előerősítő. Bemenetét diódás limiter (D_6 , D_7) védi a feszültségelőkésztől. A tranzisztor bázisára az AGC fesz. R_{39} -en keresztül csatlakozik. A jel a kollektorköri hangolt köréből jut az első keverő bázisára. Q_9 emitterére C_{64} -en keresztül jut a helyi rezgés. A fokozatot egy 10,7 MHz-es kerámia szűrő követi. Erről kerül a jel a második keverő bázisára. Ide csatlakozik a második helyi oszcillátorjel is. A Q_{10} -et újabb hangolt kör és egy másik az üzemi sávszélességet beállító kerámiaszűrő követi. Innen a jel Q_{11} , illetve Q_{12} KF erősítő bázisára kerül. (Q_{11} C_{71} -en keresztül neutralizálva van.) Q_{12} a demodulátor, illetve AGC feszültséget előállító áramkört hajtja meg.

A vevőnek mind az RF előfokozata, mind a KF erősítői el vannak látva AGC-vel. Q_{12} kollektorából a jel kétfelé ágazik. Egyrészt az AM demodulátorra (D_{10}), másrészt az IC_4 FM demodulátorba jut. A demodulátorok kimenetét az üzemmódváltó kapcsoló kapcsolja felváltva az IC_3 hangerősítő bemenetére. IC_3 -ra csatlakozik a Q_{13} squelch áramköre is.

Q_{15-14} modulációs limiterként működik. Nagy jeleknél Q_{14} kinyit, és söntöli az IC_3 bemenetére jutó hangfrekvenciás jelet.

A készülék 3 x 40 csatornájához tartozó, adás-vételkor szükséges helyi rezgéseket a Q_{20} -as sáv kristály oszcillátor, az IC_1 , IC_2 , Q_1 - Q_4 alkotta szintetizátor fokozat állítja elő. IC_1 frekvencia szintézert a csatornaváltó vezérli. FM-adáskor IC_5 a modulátorerősítő. AM esetén a hangfrekvenciás jel IC_3 hangvégerősítőből jut az RF fokozatra. A meghajtó és a végerősítő is modulálva van. Az RF kimenő teljesítmény maximális értékét Q_{21} soros fesz. szabályozó határozza meg. Ez a tranzisztor a végfokozat tápfeszültségét állítja be a kívánt teljesítménynek megfelelően. Az oszcillátorok tápfeszültségét Q_2 stabilizálja.

Az adóban Q_5 „A”, Q_6 , Q_7 „C”-osztályú beállításban működik. Q_5 nyitását, az adó üzemet, IC_1 „lock det.” kimenete (17-es láb) engedélyezi.

Az* előlapi műszer vételkor „S”-mérő (D_{11}), adáskor a kimeneti relatív teljesítményt jelzi (D_5).

A kapcsolási rajzot a 226-227. oldalakon találhatjuk.

PRESIDENT WASHINGTON

Szinte minden igényt kielégítő, nagy teljesítményű, 80 csatornás készülék. Speciális szolgáltatásai jó minőségű, zavarmentes vételt tesznek lehetővé.

Műszaki adatok:

Adó:

Kristályvezérelt, PLL áramkörös

Üzemmod: AM, SSB

Kimenő teljesítmény: AM-4 W;

SSB-12 W

Modulációs mélység: kb. 90%

Vevő:

Egyszer transzponált, kristályvezérelt (PLL rendszerű)

Érzékenység: AM-0,5 μ V, SSB-0,25 μ V (10 dB S/N)

KF: 7,8 MHz

Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 2 W

Hangfrekvenciás sávszélesség: 300 Hz-2,5 kHz

Zajzár: szabályozható

NB és ANL áramkörrel rendelkezik.

A vevő RF erősítője a földelt bázisú kapcsolásban működő TR_9 -es tranzisztor. Bemenetét diódás limiter védi. Az RF erősítés a VR_{404} -es potenciométerrel szabályozható. A szabályzó jel a D_{15} -ös diódán jut TR_9 bázisára. Az RF előerősítőt egy sávszűrő és a TR_{10} -es keverő fokozat követi. Kollektorköréből a 7,8 MHz-es KF jel háromkörös sávszűrőn keresztül FT_1 kerámiaszűrőre jut.

A sávszűrő L_{6-5} os tekercsének megcsapolására csatlakozik az ún. NB, zajkijelő fokozat. TR_1 a TR_2 - TR_3 -ból felépített erősítő vezérli. Ennek kimenete a D_1 , D_2 demodulátort hajtja meg. A demodulátor jele kétfelé ágazik. Egyrészt TR_6 , TR_7 impulzus erősítőre, mely zaj esetén TR_8 -on keresztül a sávszűrő kimenetét söntöli; másrészt TR_4 , TR_5 Darlington-fokozaton keresztül vissza van vezetve TR_1 emitterére. Ez az áramkör az R_9 , C_7 által meghatározott idő múlva TR_1 emitterére egy pozitív impulzust juttat, TR_1 -et lezárja. Így érik el, hogy az áramkör csak az impulzusszerű zavaroknál működjön.

FT_1 kerámia szűrőre kerül - adáskor - az IC_3 -as balansz modulátor jele is. FT_1 kerámia szűrőről a hasznos el egy újabb neutralizált, AGC-vel ellátott KF erősítőre kerül (TR_{18}), minek kollektorából a jelet L_4 , C_{33} rezgőkör csatolja az FT_2 kerámia szűrőre. A szűrőt háromfokozatú DC-csatolt, stabilizált munkapontú KF erősítő követi. TR_{17} , TR_{42} , TR_{16} egyenáramú

munkapontját az R_{39} -es ellenállással megvalósított DC negatív visszacsatolás stabilizálja. TR_{16} az AM demodulátort, a TR_{13} -as SSB detektort és az ANL áramkört vezérli. A hangfrekvenciás jel VR_{403} potenciométeren keresztül jut a TR_{36} és IC_4 gyel megvalósított hangvégerősítőre.

A készülék adófokozata a TR_{38} -as szelektív lineár erősítőből, a TR_{39} meghajtó és TR_{41} végerősítőből épül fel. A végfokozat lineáris munkapontját a TR_{40} -es tranzisztor és a D_{47} -es dióda állítja be és stabilizálja. TR_{39} -nél ugyanezt a D_{46} -os dióda végzi. TR_{44} a modulációs indikátor részben dolgozik. A TR_{38} -as lineár erősítőt az IC_6 Siemens gyártmányú adókeverő hajtja meg, típusa SO42P. Ez az IC a PLL áramkör jeléből és a 7,8 MHz-ből állítja elő az RF kimenő jelet.

A PLL áramkör TR_{24} , TR_{23} , TR_{19} , IC_2 és IC_1 VCO áramkörből áll. A VCO jele kétfelé ágazik; egyrészt az adó, másrészt a vevőkeverőbe kerül.

A készüléknél az oldalsáv váltás TR_{22} , illetve TR_{24} oszcillátor kapcsolásával történik. TR_{24} -et egy elválasztó fokozat követi. TR_{23} jele L_{18} -on keresztül TR_{19} PLL keverőt vezérli. TR_{22} jele az IC_3 balanszkeverőre kerül. A modulátor erősítőből idejut a komprimált hangfrekvenciás jel is. A mikrofon jelét TR_{29} , TR_{28} erősíti. TR_{27} az AM moduláció kikapcsolását végzi. TR_{31} , TR_{32} , TR_{33} , TR_{25} alkotják a mikrofonerősítő dinamika-kompresszor áramkört.

AM adásnál IC_4 kimenőjele a TR_{35} , TR_{34} Darlington-fokozaton keresztül modulálja a két utolsó adó RF fokozat kollektorfeszültségét. (A nagyobb modulációs mélység elérése érdekében a meghajtó fokozat is modulálva van.)

A készülék squelch áramkörét TR_{15} , TR_{14} tranzisztorok alkotják. Ha a KF erősítő zaja kis jel esetén a nagy erősítés miatt a beállított szint fölé növekszik, TR_{15} kinyit, ezzel nyitásban vezérli TR_{14} -et. TR_{11} -et FET₁ vezérli. TR_{11} az RF erősítő bemenetét söntöli R_{17} -en keresztül. TR_{15} a TR_{14} -et is vezérli. Amikor TR_{14} kinyit, zárja TR_{13} -at. TR_{12} adásnál kapcsolja squelch áramkört.

A készülék mind egyenfeszültségről, mind váltóáramú hálózatról is üzemeltethető. Tápfeszültségét a TR_{301} , TR_{302} és TR_{401} -ből felépített tápegység stabilizálja. A készülék kapcsolási rajzát a 228-229. oldalon találhatjuk.

STALKER-9

Korszerű, megbízható készülék. NB, ANL áramkörrel rendelkezik. Egyes fokozataiban speciális, kimondottan rádiótechnikai célra kifejlesztett IC-eket alkalmaztak. (Kapcsolása gyakorlatilag megegyezik a PRESIDENT McKinley-ével.)

Műszaki adatok:

Csatornaszám: 80

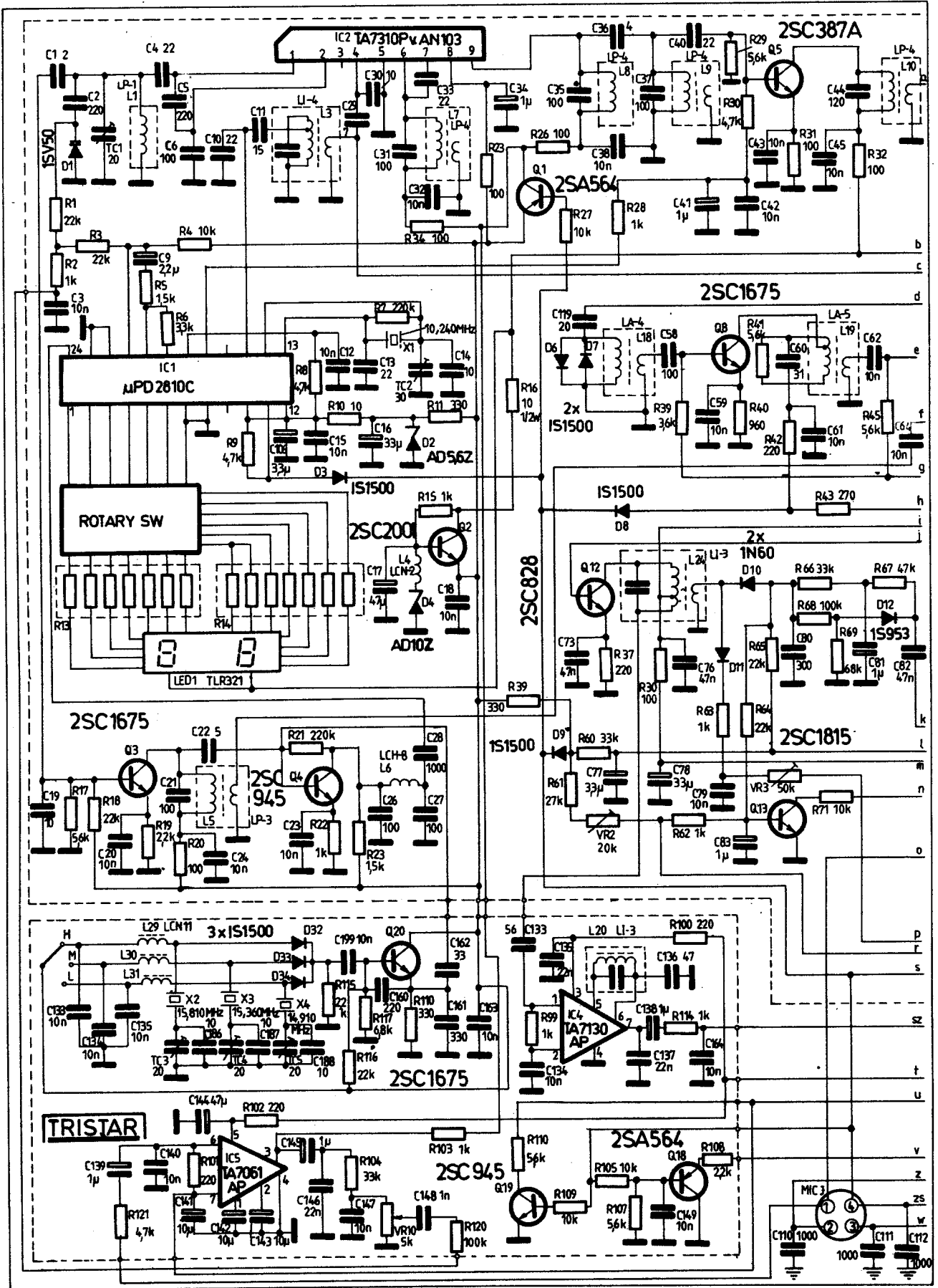
Üzemmod: AM, FM, SSB

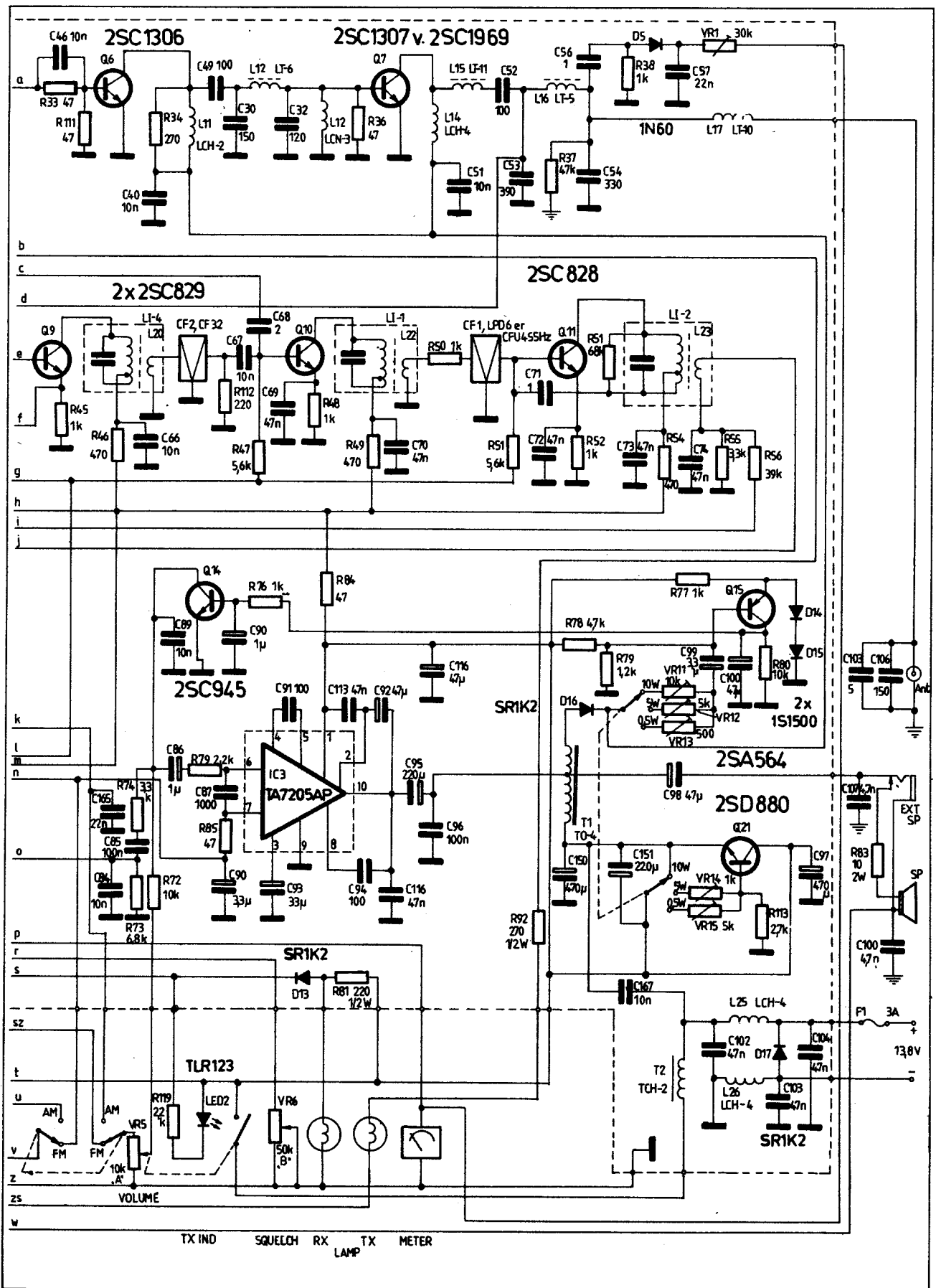
Vevő:

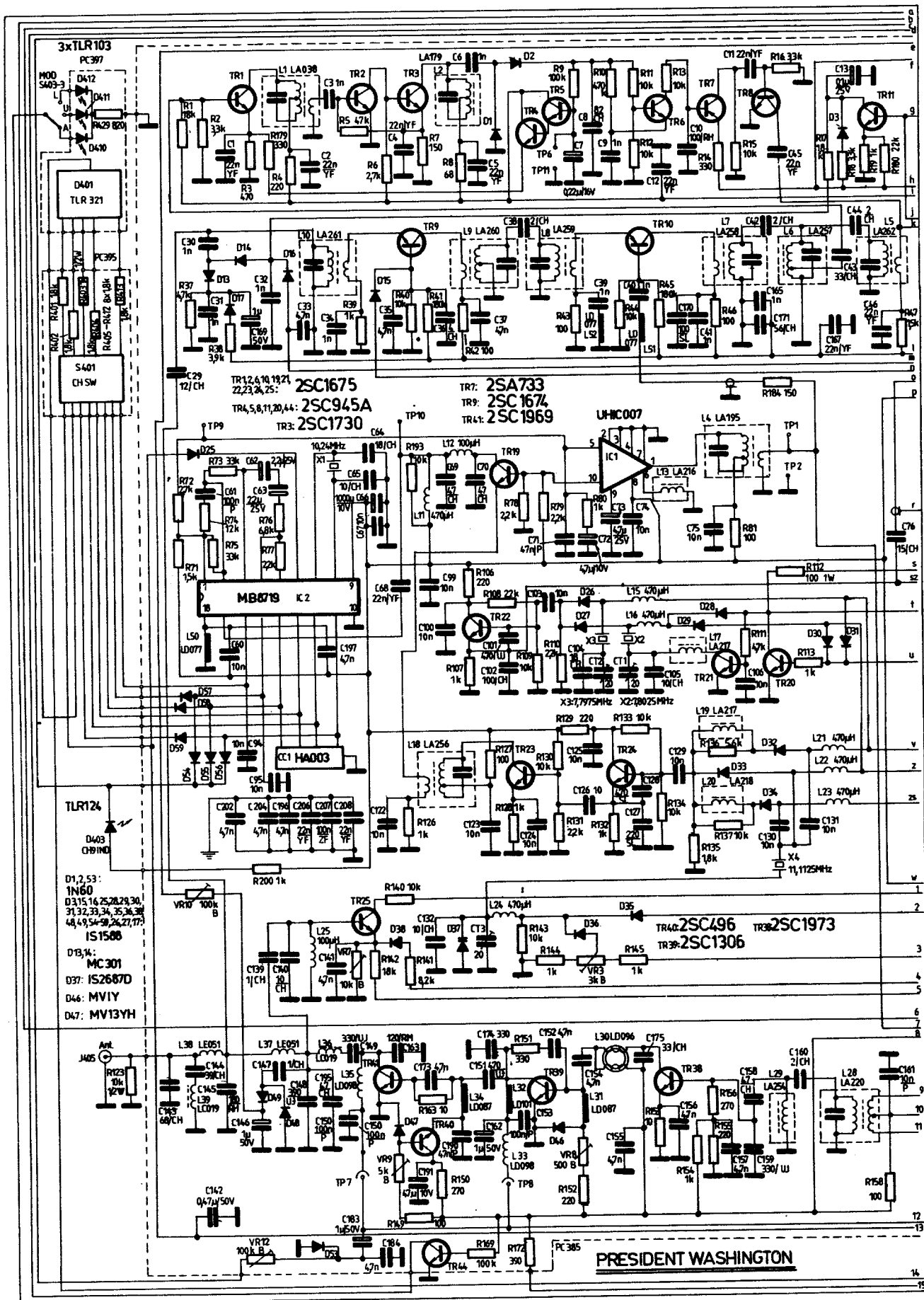
RF előfokozatú, kétszer transzponált, kristályvezérelt

(PLL áramkörös)

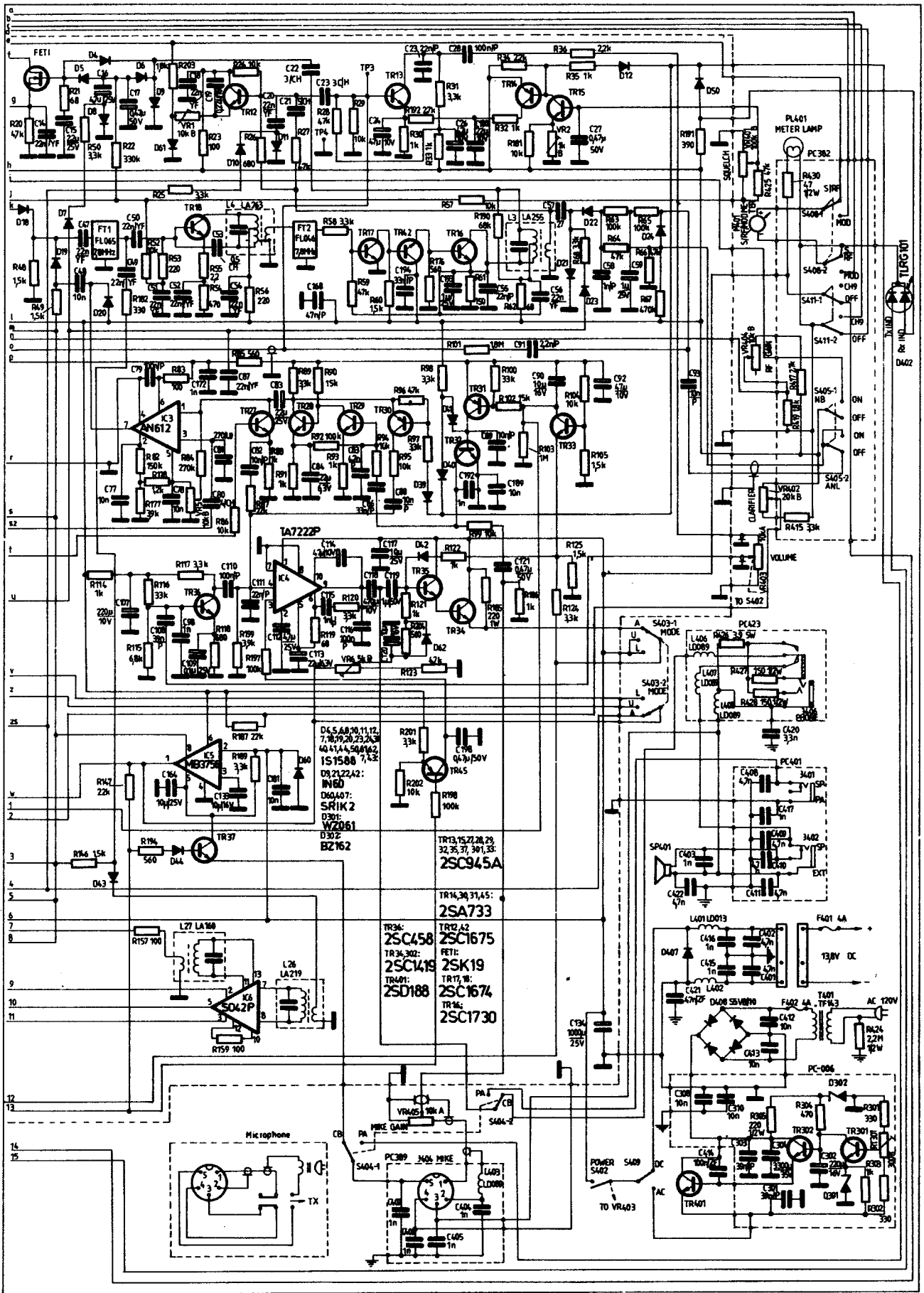
Érzékenység: AM/FM - kb. 0,6 μ V (10 dB



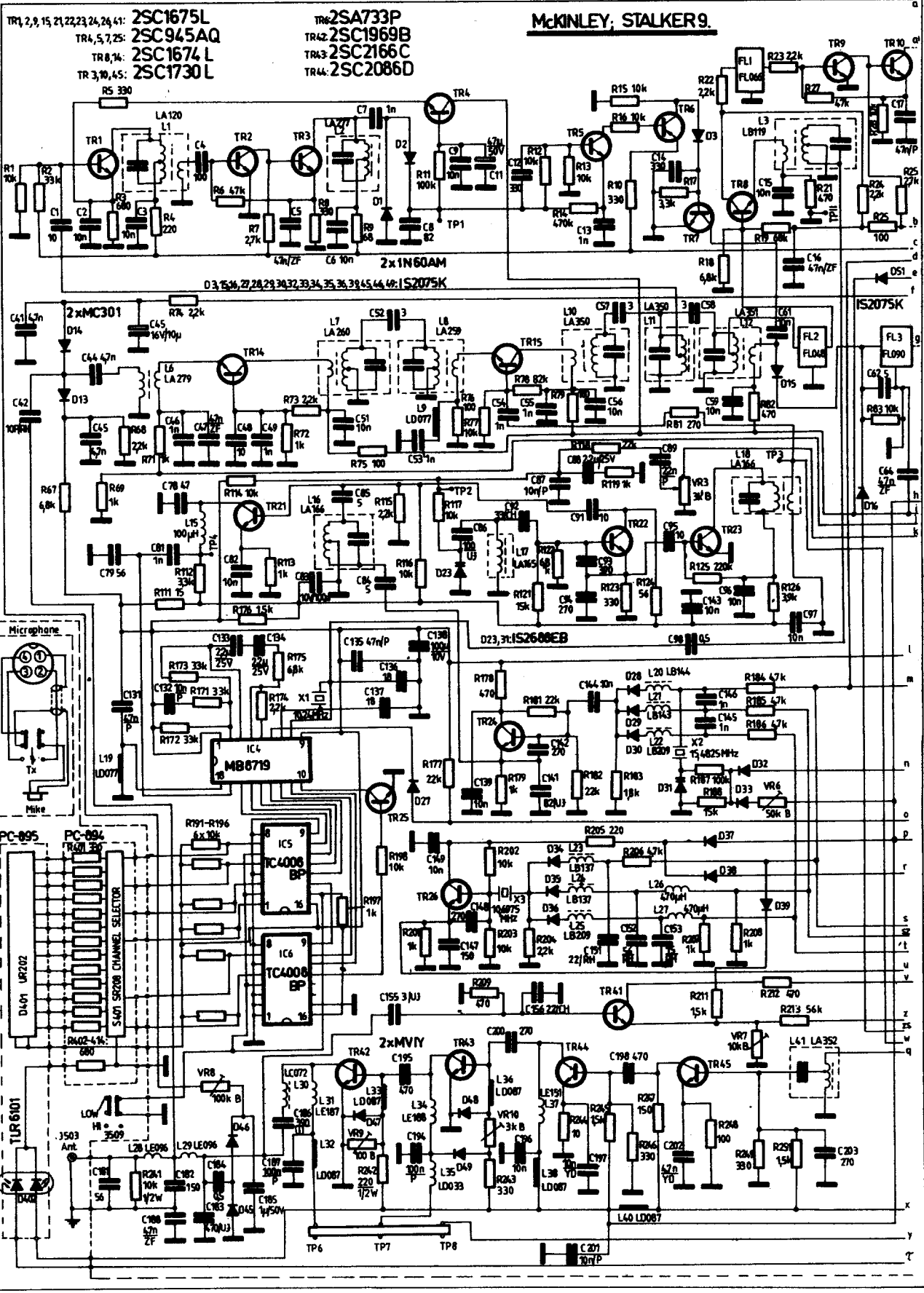




PRESIDENT WASHINGTON



MCKINLEY, STALKER 9.



TR12,13,20,21,28,30,31,
33,34,36,38,40,44,49,50:
TR16:
TR17,18:

2SC945AQ
2SC1674L
2SC1675L

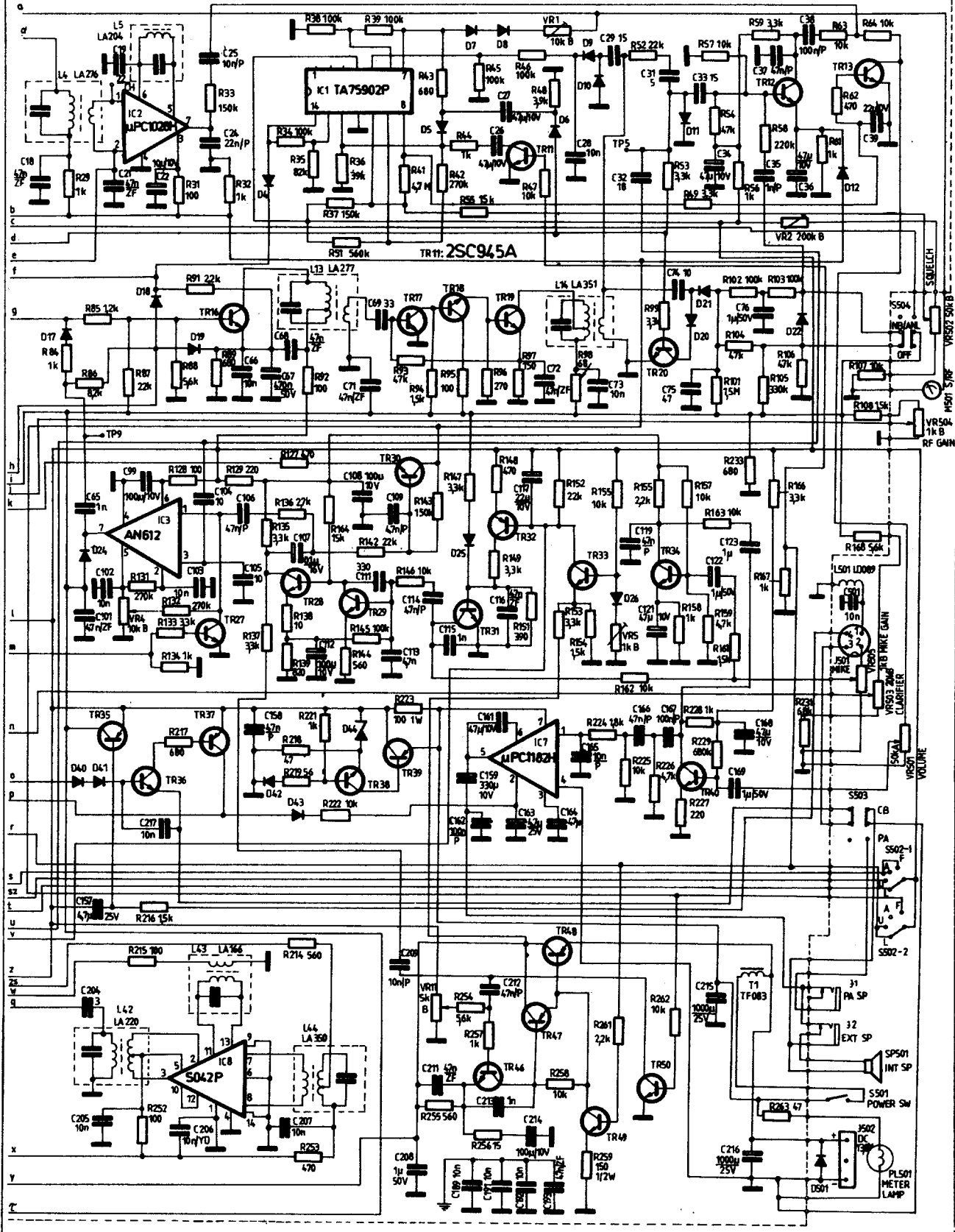
TR19: 2SC1730L
TR29: 2SC945LQ
TR32: 2SA733P

TR35,37,47: 2SB525C
TR39: 2SA473(O)
TR48: 2SA1012(O)

DA,4,7,8,11,12,17,18,19,20,
21,22,24,25,26,40A,1,4,3:
D5,9,10:
D42:

IS2075K
IN60AM
KB262

D44: RD75 EB2
D501: 1N4006



S/N), SSB-0,25 μ V (10 dB S/N)
 1. KF: 10,7 MHz
 2. KF: 455 kHz
 Hangfrekvenciás sávszélesség:
 300 Hz-2,5 kHz
 Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény:
 2 W
 Adó:
 Kimenő teljesítmény: 4 W-AM/FM,
 12 W-SSB
 Modulációs mélység: ~80%
 FM löket: ~2 kHz

A készülék RF előfokozata a TR₁₄-es földelt bázisú erősítő. Bemenetét diódás limiter védi. A fokozat erősítése a VR₅₀₄-es (RF GAIN) potenciométerrel szabályozható. Kollektorköréből a jel sávszűrőn keresztül jut TR₁₅ emitterére. Az első keverés ebben a fokozatban történik. A helyi rezgést C₅₄ csatolja a tranzistor bázisára.

A keverőt újabb sávszűrő követi. A sávszűrő L₁₁-es tekercsének megcsapolására csatlakozik az NB (Noise Blanker) áramkör. Ezt TR₁-TR₇ alkotja. TR₁ szelektív erősítő L₁-en keresztül TR₂, TR₃ további erősítőt vezérli. TR₃ kollektorkörében lévő hangolt kört a demodulátor követi. Innen a jel útja kétféle ágazik. Egyrészt a TR₄ emitterkövetőn keresztül vissza van csatolva TR₁ emitterére, másrészt TR₅, TR₆

DC erősítőn keresztül TR₇ kapcsoló tranzisztort vezérli. Zaj esetén a jól felerősített és a D₁, D₂ demodulátoron megjelenő jel hatására TR₅, TR₆, TR₇ kinyit. TR₇ C₆₁-en keresztül söntöli az L₁₂ sávszűrő kimenetét.

Az 1. KF értékű sávszűrő kimenőjele kétféle ágazik: az AM/SSB, illetve az FM vételi KF csatorna felé. Az FM csatorna jele FL₂ szűrőn keresztül a második keverőre kerül. TR₈ kollektorkörében a 455 kHz-es 2. KF-jel FL₁ szűrőn keresztül jut TR₉, TR₁₀ KF erősítőre. A fokozatot az IC₂ FM limiter és demodulátor követi.

Az AM/SSB csatorna jele FL₃ szűrőn keresztül jut a TR₁₆-ra. TR₁₆ kimenőjele L₁₃ hangolt körön keresztül jut TR₁₇ bázisára. TR₁₇, TR₁₈, TR₁₉ stabilizált munkapontú DC-csatolt erősítő alkot. Az SSB demodulátor (TR₁₂), az AM detektor (D₂₁) és az ANL áramkör TR₁₉ kollektorkörében lévő hangolt körre csatlakozik.

A hangerősítőt TR₄₀ és IC₇ alkotja. A PLL áramkör IC₄, TR₂₁, TR₂₂ és TR₂₄-ből épül fel. Az IC₄-ben kialakuló hibajel (hangoló fesz.) D₂₃ varikap-diódát vezérli. A szintézer IC programozása IC₅-IC₆-on keresztül történik.

A VCO kimenőjele TR₂₃ buffer fokozaton keresztül az IC₈ adókeverőre jut. IC₈ L₄₂-n keresztül TR₄₅, TR₄₄ RF erősítőt ve-

zérli. Ezek a fokozatok „A”-osztályú beállításban működnek. TR₄₃ meghajtó és TR₄₂ végerősítő „B”-osztályú beállításban üzemel.

A modulátor végfokozatot (kollektor mod.) TR₄₆, TR₄₇, TR₄₈ alkotja. Az RF meghajtó és a végfokozat is modulálva van.

SSB adásnál a moduláló jel TR₂₉, TR₂₈-on keresztül jut az IC₃ balansz-modulátorba. AM adásnál előző kettő az előerősítő és a TR₃₁, TR₃₂, TR₃₃ modulációs limiterként működik. TR₃₄ „PA” üzemből mikrofon előerősítő.

Az állítható zajzárt TR₁₃ és IC₁ alkotja. SSB adásnál az oldalsávkváziót TR₂₄, illetve TR₂₆ közbenső oszcillátor bekapcsolásával végzik. A VR₅₀₃-as CLARIFIER is a TR₂₄-es oszcillátorban határos, D₃₁-gyel. Ezek az oszcillátorok állítják elő SSB adásnál a vivőfrekvenciát is.

A készülék tápfeszültségét a TR₃₉, TR₃₈-as tranzistor stabilizálja. A berendezés csak akkumulátorról működik. Helytelen polaritású tápfeszültség csatlakoztatástól D₅₀₁ véd. Végül TR₄₉, TR₅₀, TR₃₅, TR₃₆, TR₃₇ az adás-vétel átkapcsolást végzik.

A készülék kapcsolási rajza a 230-231. oldalon látható.

A gyűjtőkörkészítés ABC-je

Lóska Péter IC-szakmérnök, Eger

1. Bevezetés

Összeállításunk a gyűjtőszög-vezérlés gyakorlati technikájával foglalkozik. Példáink mindvégig konkrétak, egyszerűek, számos helyen frappáns megoldások. Ezzel szeretnénk támpontot adni a közepes bonyolultságú, egyfázisú, mindamelllett fokozott igényeket kielégítő teljesítmény-szabályozók és vezérelt egyenirányítók készítéséhez, üzembe helyezéséhez és beállításához.

Cikkünk nyomán remélhetően jobb megvilágításba kerül majd a tirisztorotechnika ezen sarkalatos pontja - ami áttételesen fokozni fogja a konstruktőrök kísérletezési és építési kedvét.

2. Az ún. „tiratron típusú” gyűjtőkörök

A tiratronok és egyéb gáztöltésű csövek kapcsolástechnikájához dolgozták ki az alábbi, ún. vertikális és horizontális gyűjtőszög-vezérlési módszereket. A tirisztorok elterjedésének főleg kezdeti szakaszában átmentették és tökéletesítették ezen megoldásokat. Nyugodtan leszögezhetjük, hogy az ilyen szabályozó áramköröknek még ma is létjogosultságuk van - noha a legkülönbözőbb, impulzust keltő félvezető eszközök már relative olcsón és nagy választékban beszerezhetők. A fejtegetésünk tárgyát képező, ezen klasszikus módszerek rendkívül „igénytelenek”, robusztus kivitelűek, továbbá messzemenően ér-

zéketlenek az építőelemek cseréjére. Mindezek előrebocsátásaként könnyen belátható, hogy előnyösen használhatók a mostoha üzemi viszonyok között működő ipari és katonai berendezésekben.

2.1. A vertikális gyűjtőszög-vezérlés

A vertikális gyűjtőszög-vezérlés elvi vázlata a 2.1. ábrán látható. A tirisztor gate-feszültségét egy változtatható és negatív polaritású U_{DC} szintre szuperponált, a tápfeszültséggel azonos

fázishelyzetű, állandó amplitúdójú U_{AC} jelű váltakozófeszültség összege képezi. A kapcsolás hullámműködését szemléltető 2.2. ábrán látható, hogy ha U_{DC}=0, akkor a gyűjtőkészletetés is zérus, vagyis a tirisztor úgy üzemel, mint egy dióda. Az U_{DC} vezérlőjel fokozásával nőni fog a gyűjtőkészletelési szög, mely utóbbit mindig a hálózati (tápláló) feszültség pozitív félciklusának kezdetétől (nullátmenetétől) kell számítani.

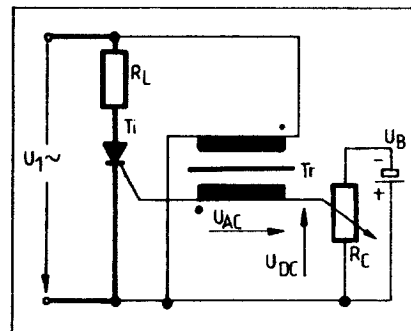
Könnyen felismerhető, hogy

$$U_{DC} = \sqrt{2}U_{AC} \quad (2.1)$$

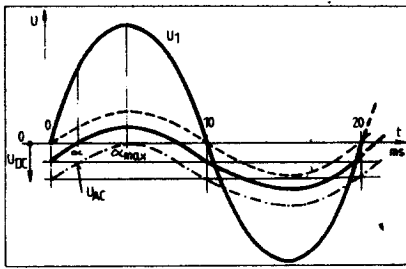
esetén α (elméleti) értéke éppen 90°. Az is belátható, hogy az utóbbi eset (helyzet) a gyakorlatban már nem használható ki, mert szemléletesen szólna „nagyon laposan” metszi az eredő vezérlőfeszültség a nulla vonalat. (Precízen vett értelemben a 0+U_{GT} vonallal való metszéspontokat kellene tekintetbe vennünk a gyűjtés helyzetének meghatározásához. Azonban a mai modern tirisztorok gyűjtéséhez szükséges U_{GT} feszültség mintegy 0,7...0,9 V értékű, ami egy jó nagyságrenddel kisebb a vezérlőáramkör többi feszültségéhez képest, és így joggal elhanyagolható.)

Visszatérve előző gondolatmenetünkhöz, azt úgy összegezzük, hogy a fenti primitív módszerrel 0° és 90° között folyamatosan változtatható a gyűjtési szög. A gyűjtés helyzete azonban a 90°-hoz közeledve bizonytalanabbá válik, egyrészt az U_{GT} paraméter szórása, a vezérlőjelek stabilitásatlansága és határozatlan metszés miatt!

Közel a teljes, rendelkezésre álló 180°-on ke-



2.1. ábra. Tirisztoros szabályozóáramkör vertikális gyűjtőszög-vezérléssel



2.2. ábra. A vertikális gyűjtásszögvezérlés jelalakjai

resztül biztosít folyamatos teljesítmény-szabályozást az ún. tökéletesített vertikális gyűjtő-áramkör (2.3. ábra). A megoldás lényeges része az RC-tagokból felépített, szimmetrikus fázistoló híd. Térfogató-, súly-, ár-, és energiatakarékossági okokból a hidat célszerűbb a Tr segédtranszformátor primer áramkörébe helyezni. Így az ábrán változót alkatrészértékek adódnak optimumként.

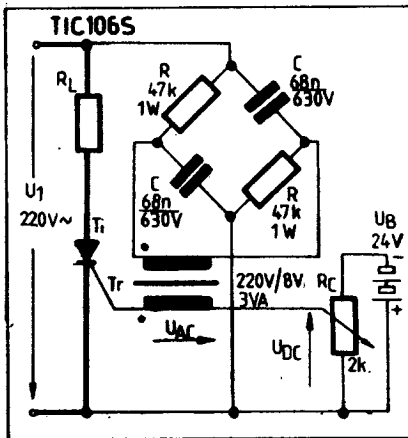
Mindezek eredményeként a Tr transzformátor primer feszültsége 90° -kal sietni fog a tirisztor tápláló, hálózati feszültséghez képest (2.4. ábra). A primerrel arányos, azonos fázishelyzetű szekunder feszültség összeadódik az RC potenciométeren leosztott DC szabályozójellel. A gyűjtásszögvezérlés dinamikája az előzőekkel analóg. Az egyszerűség kedvéért most is feltételezzük, hogy: $U_{GT} \approx 0$.

A 2.4. ábrából is jól látható, hogy $U_{DC} = 0$ helyzetben α_{min} értéke $5 \dots 15^\circ$, míg $|U_{DC}| = 2\sqrt{2} A U_{AC}$ helyzetben α_{max} nagysága hozzávetőlegesen $165 \dots 175^\circ$. Előző ismereteink alapján az is világos, hogy a gyűjtéskészletés fenn vázolt szélsőséges esetekben bizonytalan a gyűjtés tényleges pillanata a meglehetősen „lapos metszések” miatt. Szerencsénkre egy ilyen tirisztoros szabályozó transzfer karakterisztikája koszinuszos jellege következtében olyan, hogy meglehetősen érzéketlen az egészen kis és a 180° körüli α értékeire. Így csak a kis értékeknél előálló gyűjtési bizonytalanság esik nagy súlyba a latba.

A kedvező szabályozhatósága ellenére a változó gyűjtőkör hátránya, hogy egy DC feszültségforrást igényel és kényes annak stabilitásának. A következőkben bemutatjuk, hogy miként lehet a fenti negatívumokon egyszerű módszerekkel segíteni.

2.2. A horizontális gyűjtásszögvezérlés

Meglehetősen frappánsan oldja fel az előző problémákat az ún. horizontális vezérlésű gyűjtőkör.

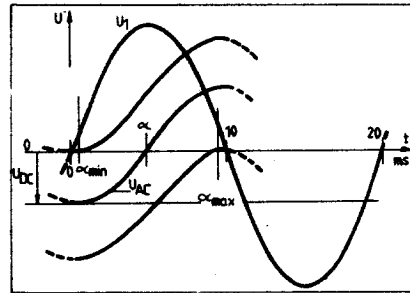


2.3. ábra. Tirisztoros szabályozó áramkör tökéletesített vertikális gyűjtásszögvezérléssel

tőkör. Nevét onnan kapta, hogy a tirisztor gate-feszültségének nem a nagyságát, hanem annak fázishelyzetét változtatjuk. A cél elérése érdekében egy olyan ún. fázistoló áramkörre van szükség, melynek kimenő feszültsége amplitúdóban lehetőleg állandó, miközben fázishelyzete 0° és 180° között folyamatosan szabályozható.

A feladat megoldására alkalmas kapcsolás egyik változatát a 2.5.a, vektorábráját pedig az 2.5.b ábra szemlélteti. Vizsgálatainkat a fázistoló híd üresjárása esetén végezzük, ami közelítően akkor áll elő, ha a terhelő gate-köri R_{GK} ellenállás sokkal nagyobb a híd impedanciáinál. Ilyenkor a híd U_3 jelű kimenőfeszültség-vektora egy Thales-körön mozog, miközben fázishelyzete az U_2 , ill. az U_1 feszültségekhez viszonyítva 0° és 180° között változhat. Az U_3 feszültségvektor fázishelyzete egy potenciométer segítségével manuálisan kényelmesen beállítható. Jegyezzük meg, hogy kapacitív jellegű híd esetén a kimenő U_3 feszültség mindenféleképpen siet az U_1 (ill. U_2)-höz képest!

Jól illusztrálható a gyűjtőkör működése hullámformák segítségével (lásd a 2.6. ábrát). Amennyiben most is élünk a jogos $U_{GT} = 0$ és $R_{GK} = \infty$ közelítésekkel, akkor azt mondhatjuk, hogy az U_3 vezérlőfeszültség fázishelyzete azonos az α gyűjtéskészletési szöggel. Ez utóbbi közel nullától majdnem 180° -ig folyamatosan változtatható. Az áramkör további, lényeges előnye, hogy az U_3 feszültségnek mindig a nullátmenetét, vagyis a legmeredekebb szakaszát használjuk „gyűjtőimpulzusként”. Előző szóhasználatunkkal élve ez mindig „meredek” metzést, vagyis biztonságos és határozott gyűjtést eredményez.



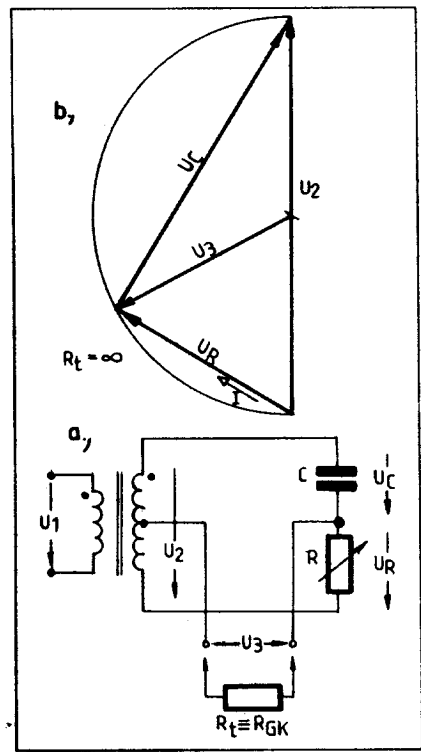
2.4. ábra. A tökéletesített vertikális gyűjtásszögvezérlés hullámformái

A valóságos esetben a gyűjtőkör paraméterek kismértékben módosulnak (lásd 2.7. ábrát). Két lényeges eltérést figyelhetünk meg a 2.5.b ábrához képest. Egyrészt az U_3 feszültség vektorának Thales-köre egy fél ellipszissé degenerálódik; a nagy- és kistengely felének aránya kb. $0,9/0,75$. Ez azt jelenti, hogy kb. $20 \dots 25\%$ -os rártartással kell megválasztanunk a transzformátor U_2 szekunder feszültségét.

Másik szembetűnő de szerencsére nem túlságosan lényeges korlátozás az, hogy az R potenciométert a gyakorlatban sohasem lehet „nullától a végtelenig” változtatni. Mindig be kell érniünk egy ésszerű kompromisszummal; pl. $R = 10 \Omega \dots 1 k\Omega$. Ez azt fogja eredményezni, hogy a már csökken és változó amplitúdójú U_3 feszültség lehetséges fázishelyzete $\alpha_{min} \approx 30^\circ$ -tól $\alpha_{max} \approx 160^\circ$ -ig változtatható gazdaságosan. Szerencsénkre a teljes szabályozó transzfer karakterisztikájában ez nem okoz számottevő korlátozást.

A horizontális vezérlésű gyűjtőkör matematikai méretezését szemléletesen a 2.10. ábra segítségével végezhetjük el. Előljáróban még a következő megkötéseket kell tennünk.

a) A vezérlőkör optimálisan kb. $20 \dots 30$ mA gyűjtőáram-igényű tirisztorokhoz adaptálható.



2.5. ábra. a) A kapacitív fázistoló híd kapcsolási vázlata, b) vektorábrája

b) Az anódköri terhelés célszerűen soros ohmos-induktív legyen.

c) Tartsuk szem előtt a tirisztor gate-köri feszültség- és áram-határait!

A méretezés menete ezután a következő főbb lépésekből áll:

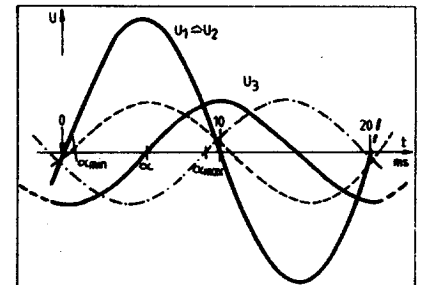
1. Az elválasztó transzformátor teljes szekunder feszültsége célszerűen $2 \times 9 \dots 2 \times 12$ V legyen.

2. A fázistoló híd kondenzátorát (v. induktivitását) úgy méretezzük, hogy a reaktanciáján keresztül a tirisztor névleges, DC gyűjtőáram-igényének legalább a háromszorosa tudjon kialakulni. Vagyis:

$$C \approx \frac{0,65 I_{GT}}{f \cdot U_2}, \quad \text{ill.} \quad (2.2)$$

$$L \leq \frac{U_2}{27 f \cdot I_{GT}} \quad (2.3)$$

3. A szabályozó potenciométer maximális értékét kompromisszumosan úgy válasszuk meg, hogy kb. 7-szerese legyen a kondenzátor (vagy az induktivitás) reaktanciájának. Tehát:



2.6. ábra. Kapacitív fázistoló híd oszcillogramjai

$$R \approx \frac{1,1}{fC} \quad \text{ill.} \quad (2.4)$$

$$R \approx 44fL \quad (2.5)$$

4. A szabályozó potenciométer minimális értékét ugyancsak kompromisszumosan úgy határozzuk be, hogy a reaktáns taghoz képest egyhated-egynyolcad akkora ellenállású legyen. Másrészt megőzelítve: a maximális értékének kb. az 1/50-ed részét tegye ki. Vagyis:

$$r \approx \frac{1}{50 \cdot f \cdot C} \quad (2.6)$$

$$r \approx 0,8 \cdot f \cdot L \quad (2.7)$$

$$r \approx \frac{R}{50} \quad (2.8)$$

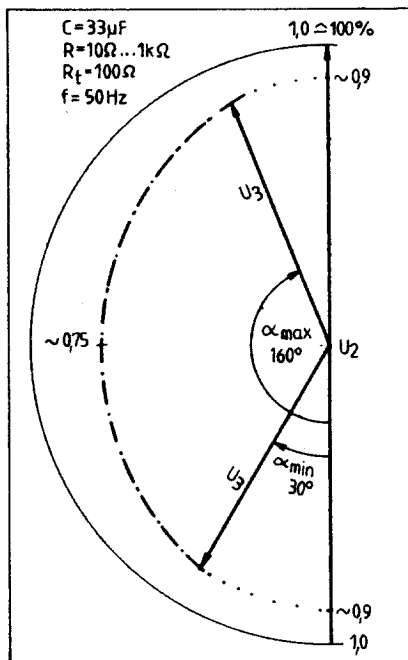
5. Végül megkötést kell tenni a gate-köri soros, áramkorlátozó ellenállásokra. Célszerű, ha a sztatikus gyújtóáramnak kb. a hatszorosa tud rajtuk kialakulni. Az így kiadódó értéket még célszerű további kb. 20 Ω-mal csökkenteni a különféle soros ellenállások miatt. Így:

$$R_s \approx \frac{U}{5I_{GT}} - 20 \quad (2.9)$$

Előző képleteinkben mindig SI mértékegységet használtunk, U_2 pedig effektív értékben értendő.

Szemléletessé teszi és sokat könnyít a méretezésen nomogramok használata. (2.8. és 2.9. ábrák). Megszerkesztésüknél 50 Hz-es hálózati frekvenciát vettünk figyelembe. A tirisztor gyújtóáram-igényének és a transzformátor U_2 szekunder feszültségének ismeretében meghatározzuk a fázistoló hid reaktáns tagját a (2.2), ill. a (2.3) képlet segítségével. Jelen példánkban ez 3 μF, ill. 3 H.

Ezt követően a középső skálán kijelöljük azt a két értéket, melyek között a gyújtási szögét



2.7. ábra. Kapacitív fázistoló híd vektordiagramja a valóságos adatok figyelembevételével

szabályozni kívánjuk. Példánkban ezek: 15° és 165°. Jegyezzük meg továbbá, hogy a skálán $\beta = (180^\circ - \alpha)$ értékei vannak feltüntetve. Tiszta ohmos terhelés esetén β értéke a tirisztor fél-

cikluson belüli áramvezetési („folyási”) szögét adja meg.

A megfelelő pontokat egyenesekkel rendre összekötve az R jelű tengelyen kiadódnak a szabályozó ellenállás megkívánt legkisebb és legnagyobb értékei. Nemi rátartással: $r = 140 \Omega$, $R = 8 \text{ k}\Omega$ adódik mindkét példánkban.

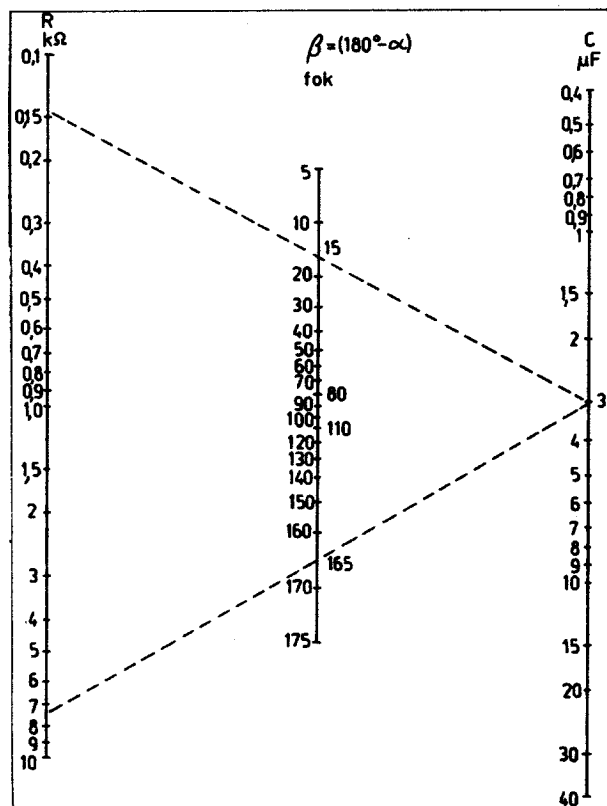
A 2.10. ábrán vázolt áramkör tulajdonképpen egy nagyteljesítményű egyenirányító, ohmos-induktív terhelésre. Ezért is került beépítésre a D_0 ún. szabadonfutó dióda. Amennyiben a kapcsolást AC szaggatóként kívánjuk működtetni, úgy a terhelést a váltakozó áramú ágba kell elhelyezni, a D_0 diódát pedig rövidzárral kell helyettesíteni. A D_3 és a D_4 diódák védik a tirisztorok vezérlőelektródáit a záróirányú letéréssel szemben.

Váltakozóáramú kimenetű teljesítményszabályozót szemléltet a 2.11. ábra. Az antiparalel tirisztorpárt két, egymástól galvanikusan elszigetelt, fázistolós rendszerű gyújtókört vezérlí. Az együttfutást egy precíziós, közös tengelyű ikerpotenciométer biztosítja. A D_1 és D_2 diódák itt is a tirisztor vezérlőelektródák védelmét szolgálják.

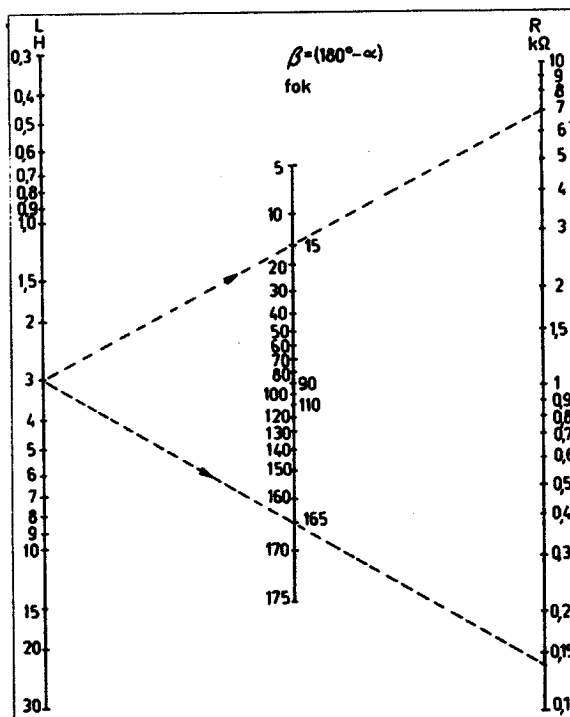
Végül szeretnénk nyomatékosan felhívni a konstruktőrök figyelmét arra, hogy az induktív híd esetén „megfordulnak” a fázisviszonyok (lásd a 2.12. és 2.13. ábrákat). Továbbá fokozottan ügyeljenek a transzformátorok menetírányaira, azok gondos szigetelésére, szimmetriájára és a helyes bekötésre.

2.3. Egyszerű RD és RCD típusú gyújtókörok

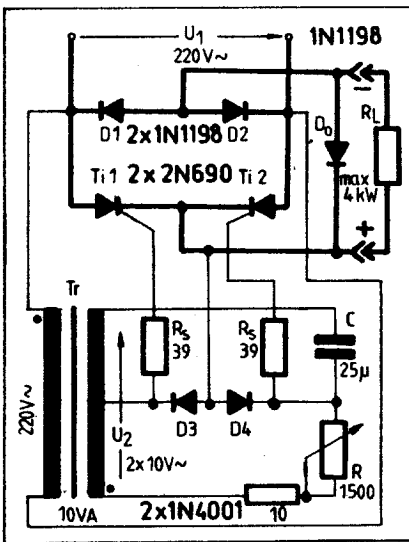
Első példaként egy rendkívül egyszerű, ellenállás-dióda típusú gyújtókört magában foglaló AC szaggatót ismertetünk (lásd a 2.14. ábrát). Fontosabb jellemzői egy szimpla, vertikális szabályozóéval lényegében azonosak.



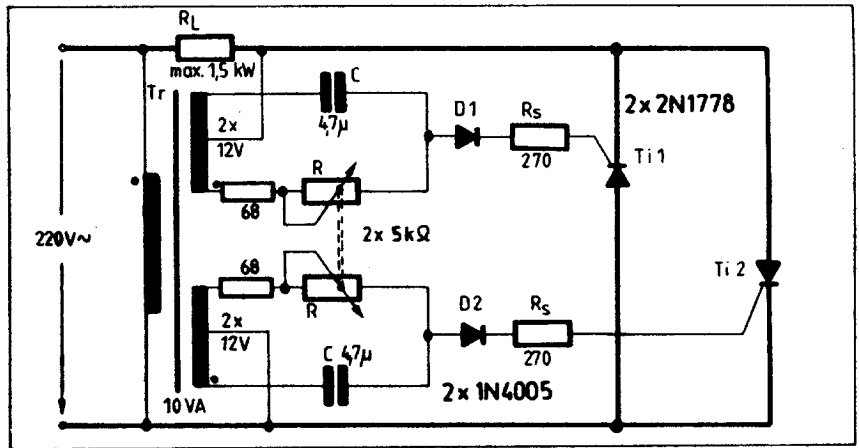
2.8. ábra. Nomogram kapacitív fázistolós gyújtókörméretezéséhez



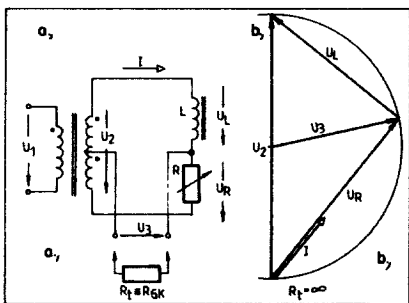
2.9. ábra. Nomogram induktív fázistolós gyújtókörméretezéséhez



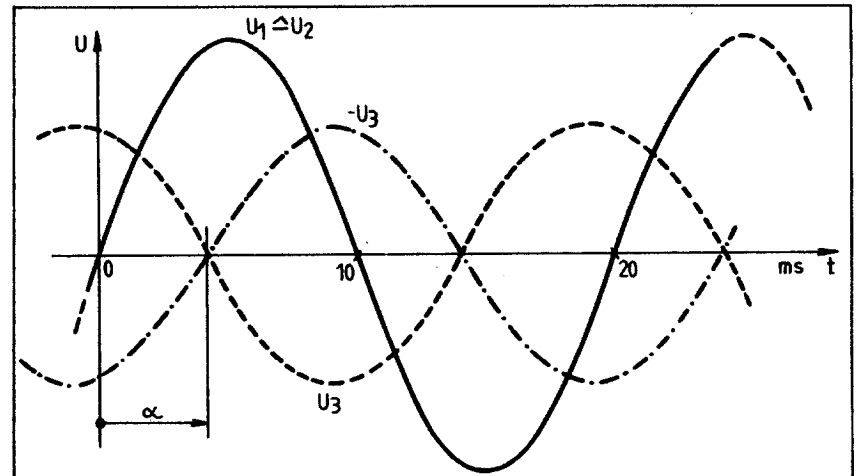
2.10. ábra. Tirisztoros egyenirányító horizontális gyújtásszögvezérléssel



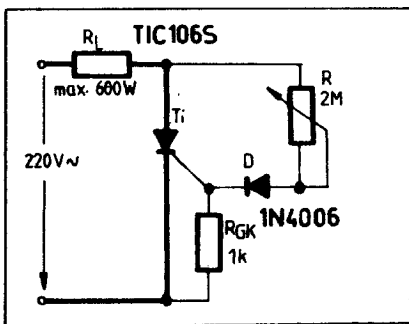
2.11. ábra. Tirisztoros AC teljesítményszabályozó horizontális gyújtásszögvezérléssel



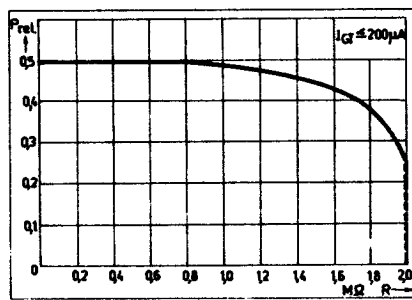
2.12. ábra. a) Induktív fázistoló híd kapcsolási vázlat, b) vektorábrája



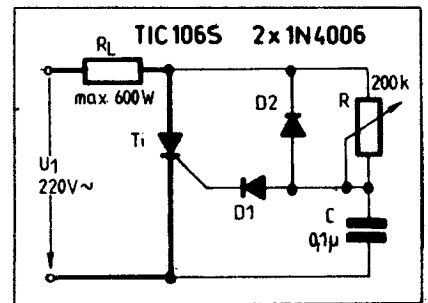
2.13. ábra. Induktív fázistoló híd hullámformái



2.14. ábra. Egyszerű félhullámú szabályozó R-D típusú gyűjtőkörrel



2.15. ábra. A 2.14. ábrán vázolt szabályozó transzfer karakterisztikája

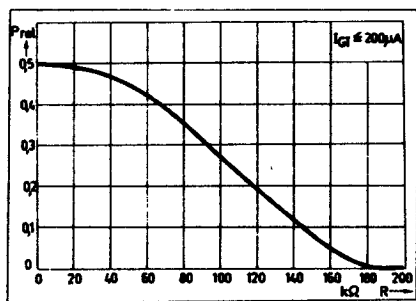


2.16. ábra. Félhullámú szabályozó tökéletesített R-C-D típusú gyűjtőkörrel

A megoldás egy viszonylag érzékeny tirisztor-típust tétel fel, melynek pozitív fél-színusz alakú vezérlőárama az R_L , R , D és R_{GK} jelű alkatrészeket keresztül alakul ki. A gyűjtés abban a pillanatban (más szóval fázishelyzetnél) fog bekövetkezni, amikor a gate-kör előzőekben változó áramának pillanatértéke már meghaladja a tirisztor adott feltételek mellett definiálható statikus gyűjtőáram-szükségletét. Mint tudjuk, ezzel a módszerrel nullától maximum 90° -ig lehet fokozni a tirisztor gyűjtéskésleltetési szögét.

Tovább növelve a szabályozóellenállást a terhelésre jutó teljesítmény hirtelen „megszakad” (2.15. ábra). Példabéli áramkörünket elsősorban igénytelen alkalmazások céljára ajánljuk (pl. játékok, hobbi stb.). Nagymértékben tökéletesíthető a fenti szabályozó egy további dióda és egy kondenzátor adaptálásával (lásd a 2.16. ábrát). Működési dinamikája és transzfer karakterisztikája nagyban hasonlít a módosított vertikális szabályozó-áramköréhez (2.17. ábra). Előrebocsátásként

megállapíthatjuk, hogy a megoldás a maga nemében egy primitív PEDESTAL + RAMP áramkörnek tekinthető. Vizsgálatainkat állandósult állapotban, a hálózati feszültség nullátmenetét követő negatív félciklus elején kezdjük. T_1 és D_1 lezár, a kinyitott D_2 -n keresztül C feszültsége a félciklus közepéig lényegében azonos a hálózattal. A csúcserő után a kondenzátor negatív feszültsége az RC időállandóval jellemezhető exponenciális jelleggel csökkenni fog. Így a következő nullát-



2.17. ábra. A 2.16. ábrán látható szabályozó transzfer karakterisztikája

menetnél a kondenzátoron előáll egy, a szabályozó potencióméter állásától függő, negatív DC szint.

A soron következő pozitív félciklusban lezár a D_2 dióda, a kondenzátort pedig az R ellenállás árama fogja tölteni. Az idealizált töltődés időbeni folyamata nagy ellenállás esetén lankás és koszinuszos, kis értékeknél pedig meredek és szinuszos (lásd a 2.18. ábrát). Amint a kondenzátor feszültsége pozitívba lendül és eléri a tirisztor U_{GT} szintjét, akkor bekövetkezik a gyújtás. Ennek további feltétele az, hogy az R ellenállás bőven tudja fedezni a tirisztor I_{GT} gyújtóáram-szükségletét.

A gyújtást követően a tirisztor anódfeszültsége hirtelen kb. +1 V-ra csökken, így a vezérlőkör mintegy „leválasztódik” a hálózatról. Szakszerű szóhasználattal: resetelődik a kondenzátor feszültsége egy, a nullához közelálló és jól definiált szinten. Ez a biztosítéka annak, hogy a következő töltődési, időzítési és gyújtási periódus az előzővel azonos lesz. Csak így kaphatunk hiszterézis- és ciklusatugrás-mentes működést.

Végül emlékeztetni szeretnénk arra, hogy a szabályozó frappáns kialakítása és működése ellenére érzékeny a tirisztor I_{GT} paraméterére, a hőmérsékletre, valamint az eszköz cseréjére.

3. Mágneses gyújtó- és impulzusformáló áramkörök

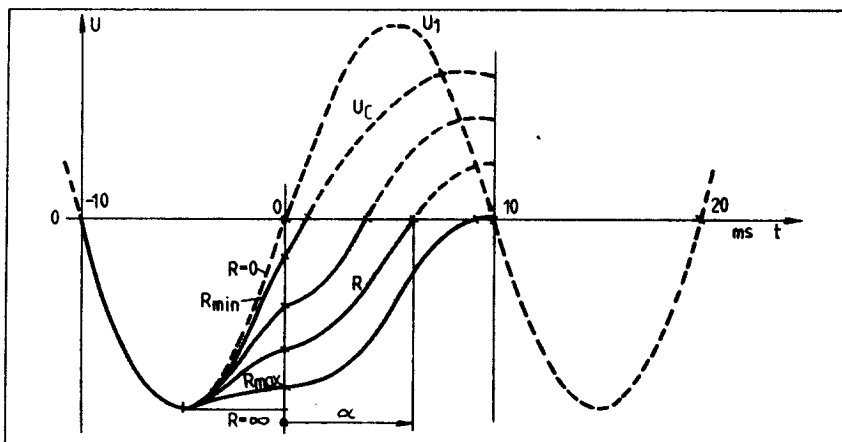
Anélkül, hogy túlságosan a dolgok elébe vágunk, foglaljuk össze a gyújtóáramkörökkel kapcsolatos legfontosabb észrevételeinket, és tegyük néhány további, előremutató megállapítást.

a) A gyújtási szög legyen tetszés szerint és lehetőleg egyszerű módszerrel változtatható a kompromisszumos 15° és 165° között. Ezzel biztosítható, hogy a terhelőellenállásra jutó teljesítmény gyakorlatilag a nulla és a teljes bekapcsolási érték (a tirisztor képzeletben rövidzárva) között folyamatosan szabályozható.

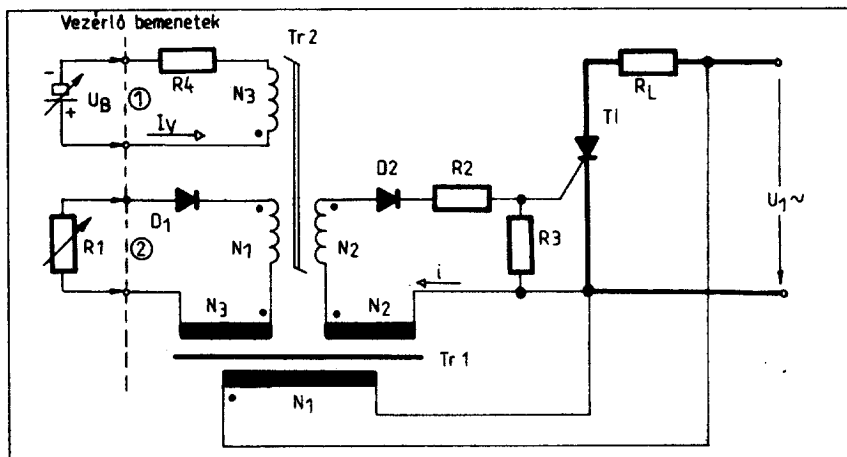
b) A gate-áram lehetőleg nagy pillanatértékű, felfutó homlokka pedig minél meredekebb legyen. Így hatástalaníthatjuk a vezérlőkörüi jellemzők erős hőmérsékletfüggését, a gyújtás helyzete ezért határozott lesz. A tirisztor di/dt (anódáram-felfutás) teljesítőképeségét pedig jobban ki tudjuk aknázni.

A hirtelen leütődő fojtótekercs tulajdonságait hasznosítják az alábbi, ún. mágneses impulzusformáló áramkörök. Az elv nem újkeletű, de a legmodernebb készülékekben is szívesen alkalmazzák az ipari és a közepes frekvenciákon kereszttül egészen kb. 20 kHz-ig.

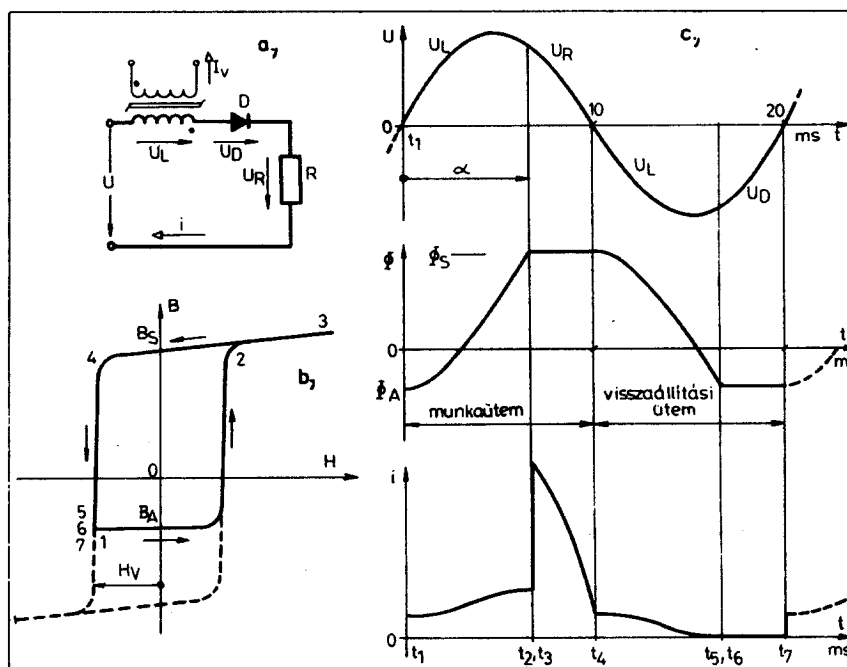
Az alapkapcsolást a 3.1. ábra szemlélteti. Egyszerűség kedvéért csak ún. félhullámú együtemű esetet vizsgálunk. A Tr_1 jelű segédtranszformátor lineáris üzemmódban működik, vagyis a 10 V nagyságrendű szekunder feszültségei szinuszosak és a hálózattal „azonos” fázishelyzetűek. Az N_2 menetszámú tekercs a tápfeszültséget, az N_3 pedig az egyik „külső” gerjesztőáramot szol-



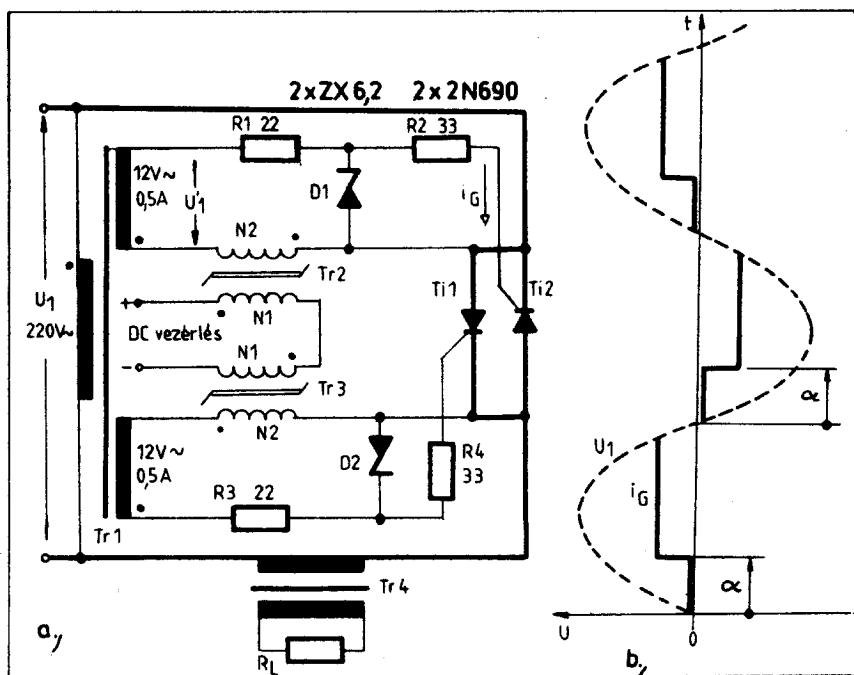
2.18. ábra. Az R-C-D típusú gyújtóáramkör hullámformái



3.1. ábra. Félhullámú teljesítményszabályozó mágneses erősítés gyújtóáramkörrel



3.2. ábra. Vázlat az öntelítődő mágneses erősítő működésének tanulmányozásához: a) az alapáramkör, b) a működés dinamikája a hiszterézishurok mentén, c) tipikus hullámformák



3.3. ábra. Induktívan terhelt, teljeshullámú AC szabályozó mágneses erősítés vezérléssel: a) kapcsolási vázlat, b) a gate kör hullámformái

gáltatja. A Tr_2 transzformátor vasmagja nagy permeabilitású, hirtelen telítődő jellegű. Az N_2 az ún. munkatekeres, míg az N_1 és az N_3 a vezérlőtekercesek.

Fontos megemlítenünk, hogy a munkatekeressel sorosan mindig van egy ún. „öntelítő” dióda, jelen esetben D_2 . A munkatekeresben ezért csak egy irányban folyhat áram. Az öntelítő dióda a rendszer működését két ütemre osztja. A tápfeszültség azon félciklusában, amikor a dióda vezet, a mágneses erősítő befolyásolja az R_2 , R_3 , R_{GK} ellenállásokból álló terhelésre jutó kimeneti jellemzőket. Ez a munkaitém. A tápfeszültség ellenkező polaritású félciklusában a Tr_2 magja csak a vezérlő áramkörökkel van kapcsolatban, ezért ez az ún. visszaállítási (RESET) ütem.

A folyamatok időbeni lefolyását a 3.2. ábra segítségével tanulmányozhatjuk.

Tételezzük fel, hogy a t_1 pillanatban a mag kezdeti Φ_A fluxusa a mágnesezési görbe szerint az I_V áram gerjesztésének felel meg. A tápfeszültség megjelenésével a fluxus pozitív irányban fog növekedni a B-H diagram felszálló ágán mentén. Feltévésünk szerint a gerjesztőtekeres I_V árama állandó, ezért a szükséges többletgerjesztést a munkatekeresben folyó csekély mágnesezési áram hozza létre. Így most a teljes tápfeszültség erre a tekerésre jut, a diódán és a terhelőellenálláson eső feszültség elhanyagolhatóan kicsi.

A folyamat mindaddig tart, míg nem a t_2 pillanatban elérve a Φ_S fluxust a mag hirtelen telítődik. Mint tudjuk, egy telítésben levő vasmag fluxusa nem változhat, ezért feszültség sem juthat rá:

$$U = \frac{d\Phi}{dt} = 0, \quad (3.1)$$

A tápláló feszültség a $t_2 \dots t_3$ intervallumban a tekercsről hirtelen a terhelőellenállásra „kommutál”, miközben az áram több nagyságrenddel nő. A terhelőáram ezen drasztikus változása egy tirisztor szempontjából joggal tekinthető gyújtóimpulzusnak.

Ez az állapot egészen a t_4 pillanatig fennmarad, amikor is polaritást vált a tápláló feszültség. A mag hirtelen kikerül a telítettségéből, fluxusa a

már vázolt koszinuszos jelleggel csökkenni kezd. Az (eredő) mágnesező áram ebben a szakaszban a hiszterézishurok leszálló ágának megfelelő értékeket vesz fel.

A t_5 pillanatban a fluxus visszatér kezdeti Φ_A értékre és ezzel a munkatekeres mágnesező árama nullára csökken. Következésképpen lezár az öntelítő dióda. Mivel feltételeztük, hogy $I_V = \text{állandó}$, így a mag fluxusa most ismét nem változhat tovább. A munkatekeres tehát nem tud magarávenni több feszültség \times idő területet. A tápfeszültség ettől kezdve ($t_5 \dots t_6$) hirtelen és zároirányban az öntelítő diódára kerül. A $t_7 \equiv t_1$ pillanatban a mágnesezési ciklus előről ismétlődik.

Számunkra fontos tanulság, hogy a gerjesztőtekeres I_V vezérlőáramának szabályozásával a

les határok között tudjuk változtatni a t_2 pillanatot relatív helyzetét – vagyis a tirisztor gyújtás-késleltetési szögét. Jegyezzük meg, hogy az I_V és az α értéke között fordított arányosság van. Szemléletesen, ha I_V nagy, akkor α kicsi és viszont. (A magnak természetesen több vezérlő tekerese is lehet, ilyenkor mindig azok eredő gerjesztése a mérvadó.) Konkrét példánkban az I jelű bemenet ún. előmágnesező módusban működik. Áramát egy külső forrásból kell fenntartani. Erre a célra kiválóan alkalmas pl. egy transzisztoros (áramgenerátoros) kimenetű erősítő, DC kimenetű áramváltó stb.

A 2 jelű bemenet ún. RESET módusban működik, vagyis a hálózat negatív félciklusában hatásos. Az R_1 potenciométer helyzete megszabja a mag visszaállításának pillanatát (t_5) – áttételesen pedig a tirisztor gyújtás-késleltetési szögét a pozitív félciklusokban. A vezérléshez nincs szükség külső energiaforrásra, mivel azt a Tr_1 transzformátor N_3 tekerese biztosítja. Automatikus rendszereknél R_1 helyére célszerűen transzisztort építsünk be.

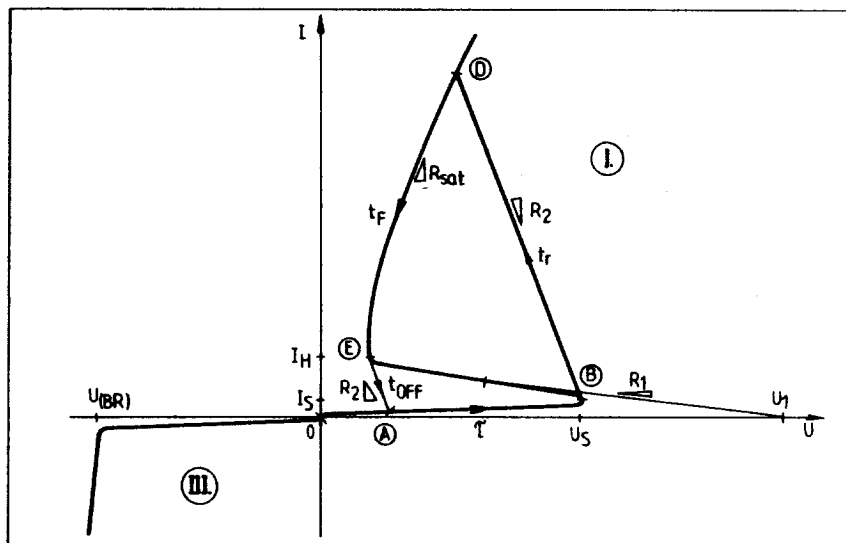
A Tr_2 tekerceslése igen vezratilisan bővíthető tovább. Pl. a munkatekerces számának alkalmas növelésével megoldható a sorosan, vagy párhuzamosan kapcsolt tirisztorok megfelelő gyújtása. Több ilyen félhullámú szabályozó-áramkör alkalmas együttműködtetésével pedig lehetőség nyílik teljeshullámú (kétütemű) vagy háromfázisú üzemmódra is (l. később).

Röviden szólni kell még néhány további építőelem sajátos rendeltetéséről. Az R_2 ellenállás a pozitív gate-áramot limitálja. Az R_3 a mágnesező áramot söntöli, javítva ezzel a gyújtókör szelektivitását és zavarvédeltségét. A D_2 dióda az öntelítés funkcióján kívül ellátja a gate-elektroda védelmét a negatív félciklusokban.

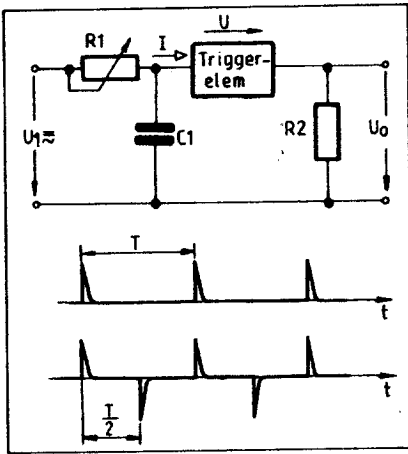
Egy komplett, teljeshullámú, mágneses gyújtókörös teljesítményszabályozó elvi vázlatát szemlélteti a 3.3. ábra. A megoldás kiválóan alkalmas erősen induktív jellegű terhelés („fogyasztó”) működtetésére. Ilyen eset pl. az, amikor a terhelőimpedancia egy transzformátor szekunder tekerceséhez csatlakozik.

Az áramkör lényege a 2 db hirtelen telítődő B-H karakterisztikájú vasmag, amely lehetővé teszi a gyújtásszög késleltetését. Ez utóbbit a „VEZÉRLÉS” bemenetre adott előmágnesező egyenáram intenzitásával lehet szabályozni – természetesen fordított arányossággal.

A D_1 és a D_2 diódák négyesgöteses „faragják” a szinuszból kiharított jelet, csökkentve ezzel a gate-kör disszipációját. Fontosnak tartjuk megjegyezni, hogy a Tr_1 segédtranszformátor



4.1. ábra. Általános kapcsolóeszköz-jelleggörbe a kitüntetett pontokkal és munkaegyenesekkel



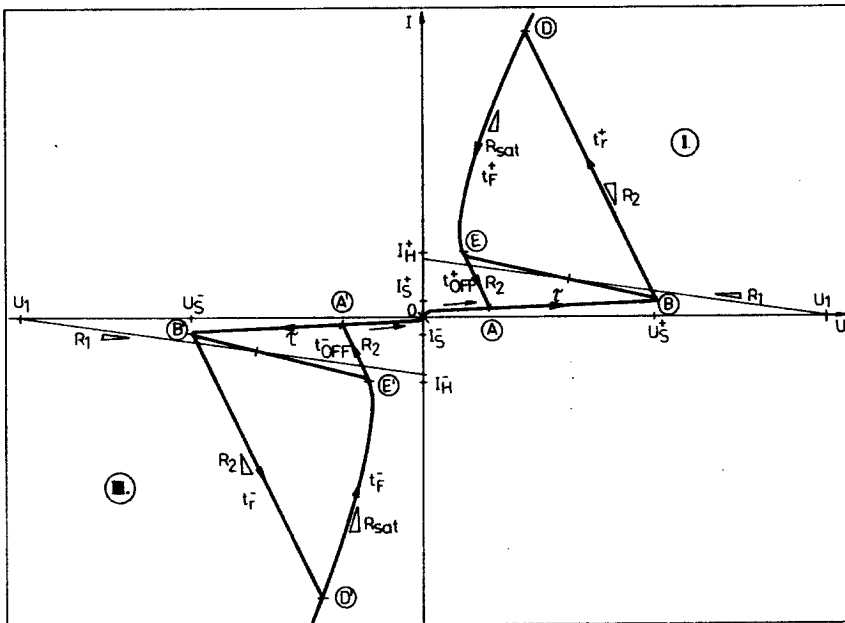
4.2. ábra. Relaxációs oszcillátor elvi vázlat

primer tekercsét mindig közvetlenül az AC hálózathoz és ne az antiparalel tirisztorpárra csatlakoztassuk!

4. Egyszerű, félvezetős gyűjtőkörök

Megfelelő jellemzőjű gyűjtőimpulzust legegyszerűbben a modern félvezetőtechnika segítségével állíthatunk elő. Többnyire úgy járunk el, hogy egy feltöltött kondenzátort periodikusan kisütünk a tirisztor (v. triac) kis impedanciás vezérlőkörén keresztül. Kivánalmainknak gyakorlatilag tökéletesen megfelelnek az ún. relaxációs oszcillátorok, melyek a trigger-elem típusú félvezetők háromállapotú karakterisztikáit hasznosítják (lásd a 4.1. ábrát).

Ez a háromállapotú kapcsoló jelleggörbe egy stabil nagy impedanciás (kikapcsolt), egy stabil kis impedanciás (bekapcsolt) szakaszból és a közöttük lévő instabil, negatív ellenállású tartományból áll. A trigger-elemek ún. főkarakterisztikái a feszültség-áram tengelykereszt I. és III. kvadránsában (térnegyedben) helyezkednek el.



4.3. ábra. Relaxációs oszcillátor szimmetrikus triggerelemmel

4.1. táblázat

Trigger-elem	Egyirányú (unilaterális)						Kétirányú (bilaterális)			
	UJT	CUJT	FLD	SUS	PUT	SCS	Komplemenstranzisztorpár	SBS	ATS	Trigger-diac
U _S	U _P	U _P	U _S	U _S	U _β	U _β	u _S	U _S	U _S	U _(BR)
I _S	I _P	I _P	I _S	I _S	I _β	I _β	I _S	I _S	I _S	I _(BR)
U _H	U _V	U _V	U _H	U _H	U _V	U _V	U _H	U _H	-	-
I _H	I _V	I _V	I _H	I _H	I _V	I _V	I _H	I _H	-	-
U _o	U _{OBI}	U _O	U _o	U _o	U _o	U _o	U _o	U _o	U _o	U _o : ΔU

* Megjegyzés: külső alkatelmekkel előre beállítható, „programozható”

Billenő eszközökről lévén szó, a karakterisztika az I. kvadránsban általában mindig kapcsol. Az eszközöket a III. kvadránsbeli viselkedésük szerint csoportosítottuk:

- ha záro jeleget mutat, akkor a trigger-elem egyirányú (pl. SD, SUS, UJT, PUT stb.)
- amennyiben kapcsol, akkor az eszköz kétirányú, más szóval szimmetrikus (pl. trigger-DIAC, SBS, SAS).

További vizsgálatainkban az egyszerűség kedvéért egyirányú eszközt tételezzünk fel. Megállapításaink azonban könnyen általánosíthatók és kiterjeszthetők szimmetrikus elemekre is (l. a 4.1. táblázatot).

4.1. A relaxációs oszcillátor

A relaxációs oszcillátor számunkra leginkább megfelelő elvi vázlatát a 4.2. ábrán, míg az alkalmazott trigger-elem jelleggörbét (az egyes kitüntetett pontokkal) a 4.1. és 4.3. ábrán mutatjuk be. Itt U_S és I_S az ún. billenési, míg U_H és I_H a tartó- (elengedési) pont áramát és feszültségét reprezentálja. R₁-gyel jelöltük az időzítőt (más szóval töltőt), R₂-vel pedig a terhelőt, kisütő ellenállás munkagyensét. U₁ az alkalmazott DC telepfeszültség.

Helyesen választott R₁ esetén a táplálás bekapcsolását követően a C időzítő-kondenzátor feszültsége $\tau = R_1 C_1$ időállandóval megadható exponenciális jelleggel fog növekedni az U₁ adta végérték irányába (0 → A → B szakasz). Elérve a B jelű billenési pontba, az U_S feszültségre töltött kondenzátor az eszközre jellemző t_r idő alatt szemléletesen az R_{sat} + R₂ ellenállások eredőjére kapcsolódik. Eközben átkerülünk a D jelű munkapontba, amely a karakterisztika kis impedanciás, szaturációs tartományára esik. Ezen „átbillenés” során a terhelőellenálláson U_o, I_o amplitúdókkal jellemezhető impulzus generálódik.

A kondenzátor feszültsége ezután

$$t_F \cong (3R_{sat} + R_2)C_1 \quad (4.1)$$

ún. esési időállandóval rohamosan csökken. Hamarosan elérünk a E jelű „völgyponthoz”, ahol a trigger-elemen áthaladó I_H áram még éppen elegendő annak vezetésben tartásához. Mivel azonban az „anódkör” kapacitív, R₁ pedig relative nagy értékű, ezért a kisütő jellegű áram tovább fog csökkenni. Így t_{OFF} idő múltán mintegy kikapcsol az eszköz és a munkapont átugrik a karakterisztika zárási tartományára.

A soron következő működési ciklus most már az A jelű pontból indul. Látható, hogy alkalmasan megválasztott építőelemekkel felépített kapcsolásunk:

a) periodikusan oszcillál az A → B → D → E → A pontokkal körülhatárolt ún. dinamikus nyomvonal mentén;

b) eközben a tirisztor gyűjtéséhez kiváltképp alkalmas impulzust generál.

A relaxációs oszcillátor számunkra érdekes periódusideje, amely egyébként arányos a gyűjtésszög-késleltetéssel:

$$T = R_1 C_1 \ln \left(\frac{U_1 - U_H}{U_1 - U_S} \right) + t_r + t_F + t_{OFF} \quad (4.2)$$

50 Hz-es teljesítményszabályozó gyűjtőkörökre, elegendő jó közelítéssel:

$$T \cong R_1 C_1 \ln \left(\frac{U_1}{U_1 - U_S} \right) \quad (4.3)$$

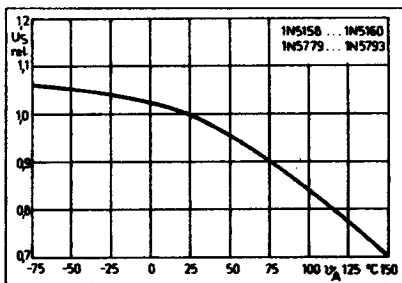
Amennyiben f a tápláló hálózat frekvenciája, akkor a szinkronizálás esetén realizálható gyűjtésszög-késleltetési szög (radiánban):

$$\alpha = 2\pi \cdot f \cdot T \quad (4.4)$$

vagy fokokban:

$$\alpha = 114,5\pi \cdot f \cdot T \quad (4.5)$$

Végül megemlítjük, hogy az előzőektől némiképp eltérő, szimmetrikus (kétirányú) trigger-elemmel felépített, alternáló polaritású impulzussorozatot generáló relaxációs oszcillátor működésére. A táplálást ez esetben egy a nulla vo-



5.1. ábra. Négyrétegű dióda relatív billenési feszültsége a környezeti hőmérséklet függvényében

nalra szimmetrikus, U_1 , U_1' amplitúdójú négy-
szög hullám (a gyakorlatban meredek homlokú
trapézjel) biztosítja. Az R_1 és az R_2 ellenállások
a működés két félciklusában természetesen
ugyanazok a karakterisztika azonban egy cse-
kely aszimmetriát mutathat (lásd a 4.3. ábrát).

Szinkronizált üzemmódban ezután a követke-
ző dinamikus nyomvonal mentén megy végbe
egy komplett működési ciklus: $0 \rightarrow A \rightarrow$
 $\rightarrow B \rightarrow D \rightarrow E \rightarrow A \rightarrow 0 \rightarrow A' \rightarrow B' \rightarrow$
 $\rightarrow D' \rightarrow E' \rightarrow A' \rightarrow 0$. Felhasználva a 4.2.
ábra jelöléseit, az egy félciklusra eső gyűjtéskés-
leltetés most:

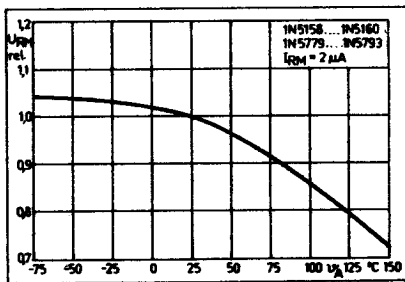
$$\frac{T}{2} \cong R_1 C_1 \ln \left(\frac{U_1 + U_H}{U_1 - U_S} \right) \quad (4.6)$$

4.2. Az oszcilláció feltételei, valamint az alkatrészértékek behatárolása

A félvezetős relaxációs oszcillátorok figyelem-
re méltó, közös előnye, hogy az áramköri para-
méterek, a tápfeszültség, valamint a környezeti
hőmérséklet széles tartományában üzemképe-
sek. Az elrendezés kielégítően biztonságos mű-
ködése érdekében azonban teljesíteni kell né-
hány fontos feltételt! Vizsgáljuk ezek közül is el-
sőként az R_1 töltellenállással kapcsolatos meg-
fontolásokat, melyek igen plasztikusan illusztrál-
hatók a trigger-elem főkarakterisztikája se-
gítségével. (Megjegyezzük, hogy a 4.1. ábra nem
léptékhelyes, mivel így az egyes fontos részletek
jobban kidomboríthatók.)

A C_1 kondenzátor mindaddig töltődik, míg
feszültsége el nem éri az adott eszközre jellemző
 U_S értéket. A határozott billenéshez az szüksé-
ges, hogy az R_1 ellenállás ebben a pillanatban fe-
dezni tudja az I_S aktuális értékét. A biztonságos
működés érdekében R_1 értékének ki kell tehát
elégítenie az alábbi egyenlőtlenséget:

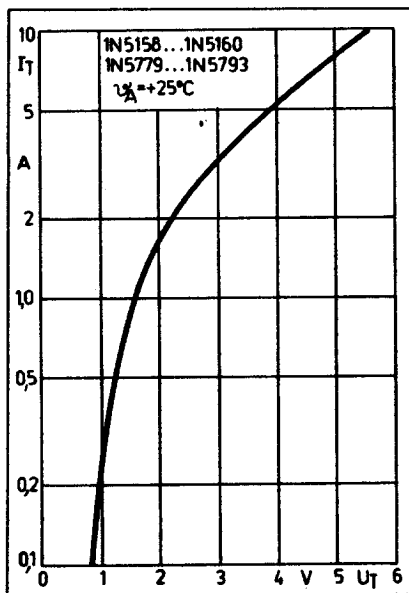
$$R_1 < \frac{U_1 - U_S}{I_S} = R_{1(max)} \quad (4.7)$$



5.2. ábra. Négyrétegű dióda megengedhető reverz igénybevétele a környezeti hőmérséklet függvényében

Szemléletesen ez azt jelenti, hogy az U_1 , R_1
munkaegyesnek a billenési pont „fölött” kell
metszenie a karakterisztikát (lásd a 4.1. ábrát).
 $R_1(max)$ -nál nagyobb töltellenállást alkalmaz-
va a trigger-elem sohasem jut el a billenéshez.
 U_1 a munkaegyes ilyenkor a lezárási tartomá-
nyban metszi a jelleggörbét, és itt beáll a stabil
munkapont.

Látjuk tehát, hogy $R_1 < R_{1(max)}$ esetén a trig-
ger-elem vezető állapotba billen, miközben C_1
kisül a terhelőkörön. Azonban ha R_1 kisebb egy
„megengedett” minimális értéknél, akkor az esz-
köz nem fog visszabilenni a lezárási tartomány-
ba (lásd $E \rightarrow A$ szakasz). Más szóval megma-
rad egy a telítési tartományra eső munkapont-
ban. Az áramkör önzáródik, „fennakad”, „bera-
gad”!



5.3. ábra. Bekapcsolt négyrétegű dióda vezetőirányú karakterisztikája

Ez a kellemetlen jelenség akkor következik
be, ha az R_1 ellenálláson a tartópontnál
(„volgypontnál”) nagyobb áram is ki tud ala-
kulni. Ilyenkor az $R_1 - U_1$ munkaegyes az E
pont fölött metszi a jelleggörbét. A minimális
töltellenállásnak, amely még biztosítja a rela-
xációs oszcillátor működését, ki kell hogy elégít-
se az alábbi formulát:

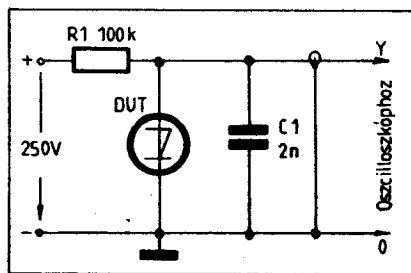
$$R_1 > \frac{U_1 - U_H}{I_H} = R_{1(min)} \quad (4.8)$$

U_H és I_H az eszköz konkrét áramköri elrendezé-
sében mérhető, ezenkívül hőmérsékletfüggő pa-
raméterei.

A töltellenállást limitáló feltételek azonban
korántsem szigorúak. Gondoljunk csak arra,
hogy I_S tipikus értéke $0,1 \mu A$ nagyságrendű, míg
 I_H árama hozzávetőleg $0,5 \dots 3 mA$. Az $R_{1(max)}$
és az $R_{1(min)}$ aránya korszerű eszközökre így
 $10^3 \dots 10^4$ közé esik.

A relaxációs oszcillátor működésének másod-
dik feltétele a C_1 időzítő kondenzátor megenge-
dedt érték tartományára vonatkozik. C_1 növelé-
sével arányosan nő a generált áramimpulzus t_r
feltutási ideje, ami hátrányos a jó dinamikus,
tranzien viselkedés szempontjából.

A túlságosan kicsi C_1 kapacitás viszont az U_0
feszültség amplitúdójának csökkenését vonja
maga után. Ezzel együtt sajnos romlik az áram-
kör frekvenciastabilitása is. Összességében ezen
tények visszahatnak a töltőkörre, és tovább
mérsékelik az R_1 megengedett átfogását.



5.4. ábra. Elrendezés a bekapcsolási idő méréséhez

Szerencsénkre a gyártó cégek az egyes trigger-
elemekhez megadják a generált impulzus amplitú-
dóját a C_1 értékének függvényében az R_2
nagyságával paraméterezve. Ezen diagramok jól
használhatók a tirisztor-gyűjtőkörök gyors mé-
retezéséhez (lásd később).

5. Félhullámú teljesítményszabályozás

A relaxációs oszcillátorok kapcsán szerzett ismereteinket első lépésben az ún. félhullámú (más szóhasználattal: együttemű) teljesítményszabályozók terén próbáljuk meg hasznosítani. Ezen megoldások közös jellemzője, hogy az alkalmazott trigger-elem mindig egyirányú és a beavatkozó szerv egyetlen tirisztor (SCR). Ez utóbbi pedig mindig csak a pozitív félciklusokban kap vezérlést (gyűjtőjelet).

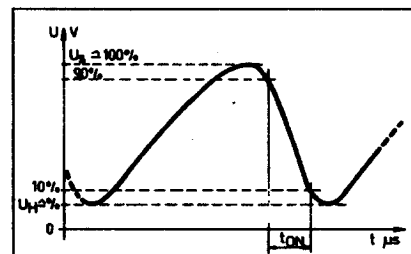
A félhullámú szabályozók alkalmazási területe meglehetősen szerteágazó. Ezekről előző összeállításainkban részletesen és konkrétan volt már szó.

5.1. A négyrétegű dióda

A négyrétegű dióda (FLD), más néven Shockley-dióda (SD) tulajdonképpen kétkivezetéses, 3 db P-N átmenetű, reverz irányban záró, kapcsoló (billenő) típusú tirisztor, csekély nyitófeszültség-esséssel.

Kiteljesítményű változatait (max. $1 A$; $20 V$) elsősorban gyűjtő- és vezérlőegység, feszültséglimiter, impulzuskeltő, shift és időzítő áramkörökben alkalmazzák. Nagyteljesítményű kiviteleit ($20 \dots 200 A$; $600 \dots 1000 V$) előszeretettel használják impulzusformáló áramkörökben, úgy mint radar- és lézer-modulátorokban.

A gyűjtőegységben használatos négyrétegű diódák sztatikus billenési feszültsége általában $8 \dots 30 V$, mely kismértékben hőmérsékletfüggő (5.1. ábra). A tipikusan egyirányú tirisztor-karakterisztika az inverz irányban (U_{RM}) is kb. ugyanolyan mértékben használható ki, mint a direkt irányban. Az inverz igénybevételt a hőmérséklet emelkedésével természetesen csökkenteni kell (5.2. ábra).



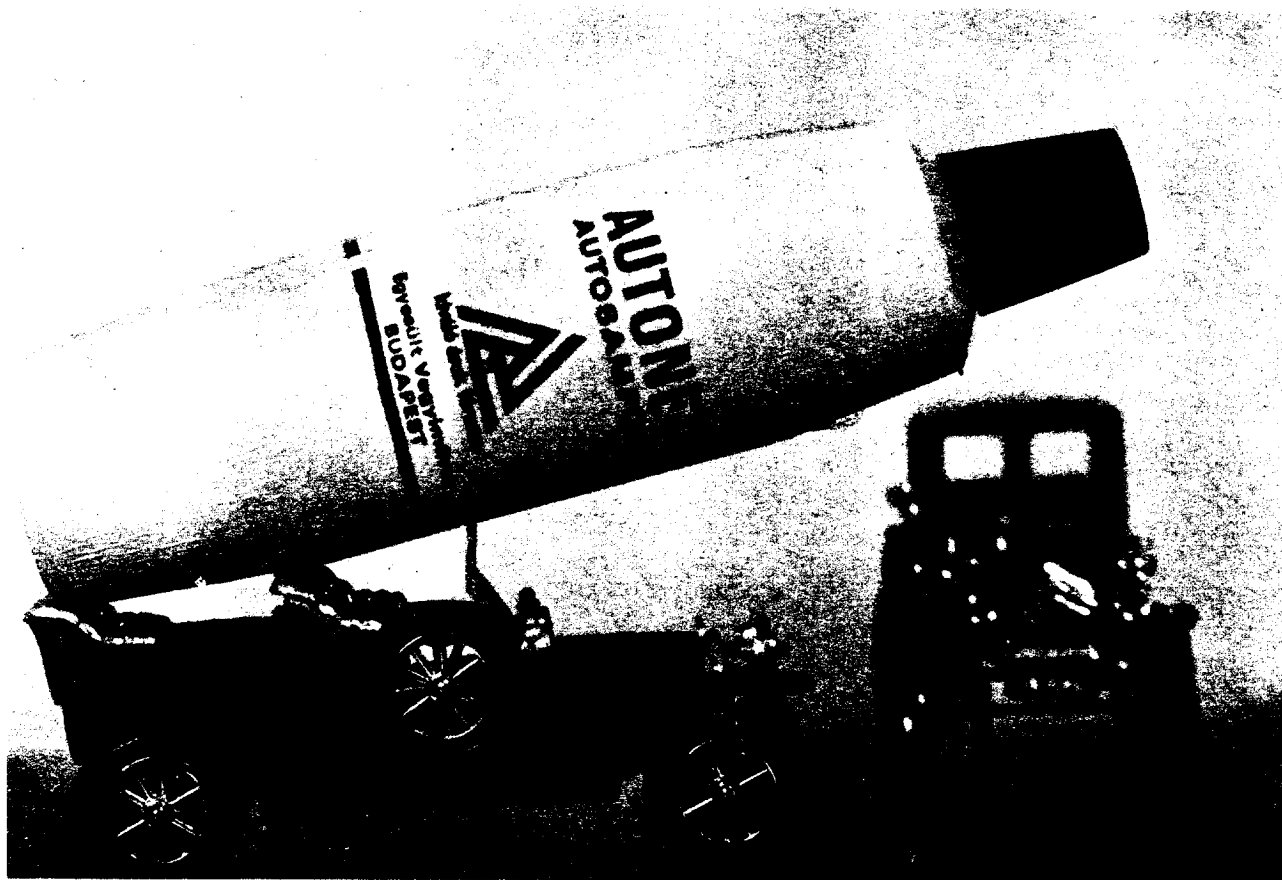
5.5. ábra. A mérőáramkör tipikus oszcillogramja



**SPORTKEDVELOKNEK SZURKOLÓKNAK RAJONGÓKNAK
EGYARANT NELKÜLÖZHETETLEN TARSÁ
A SZOVJET SPORTMAGAZIN!
AZ EVEZO A GYÚRÚ A SZÖNYEG, A „ZÖLD GYEP”, A LABDA,
A RING SZERELMESEIT MINDEN HÓNAPBAN MINDEN RANGOS
SPORTESEMENYRŐL TÁJÉKOZTATJA SZORAKOZTATJA
ELŐFIZETHETO A POSTA KOZPONTI HÍRLAPIRODANAL**

Egész évben

gondozza autóját!



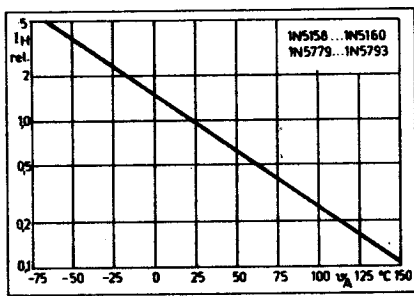
Gyártja:

EGYESÜLT VEGYIMŰVEK

1657 Budapest XVII., Cinkotai út 26.

Telefon: 480-900 és 480-940

Telex: 22-4043



5.6. ábra. Relatív tartóáram mint a hőmérséklet függvénye

A bekapcsolt eszköz nyitóirányú karakterisztikáját szemlélteti a 5.3. ábra. Jól látható, hogy a miniatűr kivitelű eszköz minden további nélkül használható 2...5 A csúcsáramig.

Gyűjtőkörök tervezésénél a másik döntő paraméter a trigger-elem átkapcsolási, más szóval áramnövekedési ideje. A továbbiakban egy rendkívül egyszerű mérőáramkört ismertetünk a Westinghouse gyártócég nyomán (lásd a 5.4. ábrát). A vázolt elrendezés tulajdonképpen egy fűrészgenerátor, az oszcilloszkóppal a relative kis értékű kondenzátor feszültségét figyeljük. A vázolt alkatrész-értékek mellett a fűrészfeszültség lefutó homlokja, vagyis amikor a DUT kisüti a kondenzátort, jól reprezentálja az eszköz bekapcsolási tulajdonságait (lásd az 5.5. ábrát). Méréseink szerint a 10N idő trigger-célokra készült négyrétegű diódáknál 30...200 ns közé esik.

A relaxációs oszcillátorok, időzítők, gyűjtőkörök stb. méretezéséhez ad nélkülözhetetlen támpontokat a következő két diagram (5.6. és 5.7. ábrák). Mindkettőből az R_1 (helyenként az R_A jelű) ún. töltellenállás szélsőséges értékeire találunk korlátozó utalásokat. Mint az előzőkből ismeretes, a legnagyobb értékre nézve az I_S billenési áram, míg a minimumra az I_H sztatikus tartóáram jelent megkötést. Egy pillanatra se téveszük szem elől, hogy mindkét paraméter erősen hőmérsékletfüggő!

5.2. Félhullámú teljesítményszabályozók négyrétegű diódás gyűjtőkörrel

Alkalmazzuk most előző ismereteinket, és próbáljuk meg kialakítani a gyűjtőköröket egyszerű, félhullámú teljesítményszabályozókhoz. Kézenfekvőnek látszik, ha az 5.8. ábrán vázolt, általános elrendezésből indulunk ki.

Az r áramlimitáló védőellenállás. Együttal a szabályozó potenciométer legkisebb értéke. A D_1 dióda a trigger-elemet védi a hálózat negatív fél-

ciklusai alatt. Az R_2 ellenállás szerepe speciális: a D_2 diódával együttesen kell alkalmazni. Az $R_3 \equiv R_{GK}$ ellenállást feltételesen kell beépíteni, elsősorban érzékeny, planár tirisztorok esetén jön szóba.

Vizsgálatainkhoz további két feltételt kell még figyelembe vennünk:

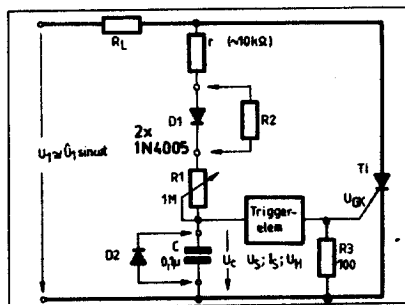
- Az U_1 feszültség csúcserőve legyen jóval nagyobb, mint a trigger-elem billenési szintje, vagyis: $U_1 < U_S$

- A mérőoszcilloszkóp lehetőleg ne terheljen számottevően, vagyis: $R_{IN} \geq 2 M\Omega$

A gyűjtő- ill. szabályozókör működése ezután kétféle lehet.

a) Az áramkörü paraméterek (építőelemek értékei, feszültségek, áramok, egyéb karakterisztikák) lehetővé teszik a trigger-elem billenését valamennyi pozitív félciklusban. A begyűjtött tirisztor ezután mintegy lesztőlő az időzítő (töltő) áramkört. Mint látni fogjuk, számunkra ez fogja jelenteni a stabil, üzemi állapotot.

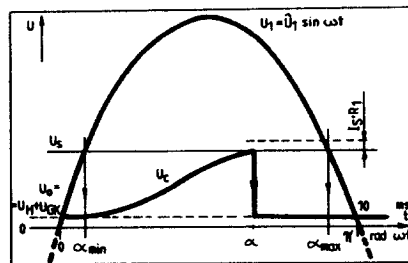
b) Az áramkörü paraméterek nem biztosítják a trigger-elem billenését minden egyes pozitív félciklusban. Előrebocsátásként csak annyit, hogy az ilyen módusú működés erős zavarokat okoz és mindenképpen kerülendő!



5.8. ábra. Általános gyűjtőáramkör négyrétegű diódával

Normál működésben a fő feladat az üzemi (helyesebben: optimális) gyűjtésszög-képletelési tartományhoz tartozó építőelem-értékek behatárolása. A továbbiakban egy többnyire célravezető, gyakorlati orientáltságú eljárást ismertetünk.

Az esetek túlnyomó többségében adott a tápláló U_1 feszültség és a terhelő ellenállás értéke. Ezek birtokában egyenes úton meghatározható a szabályozó tirisztor áram- és feszültség-igénybevétele. Ilyen és hasonló alkalmazásokra célszerű modern, ún. közepesen érzékeny ($IGT = 5...30$ mA) típus választani. Így kerülünk ui. leginkább összhangba az ismertetésre kerülő gyűjtőkörökkel.



5.9. ábra. Hullámformák a gyűjtőkör működésének tanulmányozásához

A tirisztor érzékenysége és az alkalmazott tápfeszültség nagysága burkoltan meghatározza a trigger-elem billenési szintjét és/vagy az időzítő kondenzátor kapacitását. Az U_S feszültség a gyakorlatban 8...30 V közé esik, de egy adott eszközre nézve gyakorlatilag konstans. 50 Hz-es tápláló frekvenciát és a szokásos tirisztor-érzékenységeket alapul véve C_1 optimális értékét a 20...200 nF tartományban kell keresni.

Normál működésnél a kondenzátoron fellépő feszültség hullámformáját az 5.9. ábrán láthatjuk. Az aktuális α gyűjtésszöget az U_C feszültség emelkedési sebessége és a trigger-elem U_S billenési szintje határozza meg. Látni fogjuk, hogy elegendő, ha a vizsgálatainkat a kívánatos gyűjtésképletelés szélsőséges eseteire korlátozzuk.

A legnagyobb, α_{max} képletelés esetén az R_1 szabályozó potenciométer is nagy értékű. Ezért a trigger-elem billenéséhez szükséges - mintegy 10 μ A nagyságrendű I_S áram okozta feszültségcsökést is figyelembe kell venni! Az elvileg eltérő legnagyobb képletelés implicit megadása így:

$$U_1 \cdot \sin \alpha_{max} = U_S + I_S R_1 \quad (5.1)$$

A gyűjtés érdekében a kondenzátoron egy pozitív félciklus tartama alatt ki kell alakulnia az:

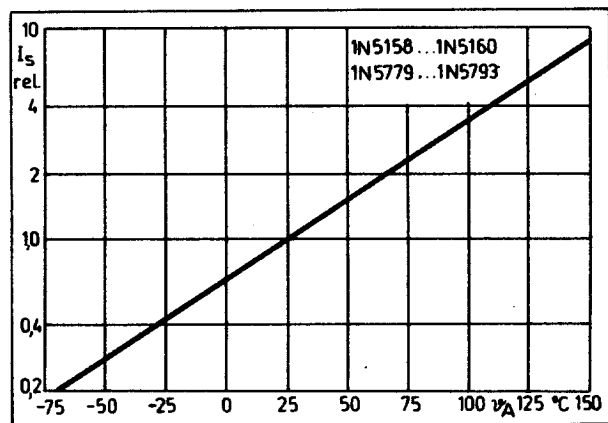
$$U_{Cmax} = U_S + I_S R_1 \quad (5.2)$$

feszültségnek. Joggal feltételezhetjük, hogy ebben a szélső helyzetben a kondenzátor töltőárama gyakorlatilag ohmos, vagyis:

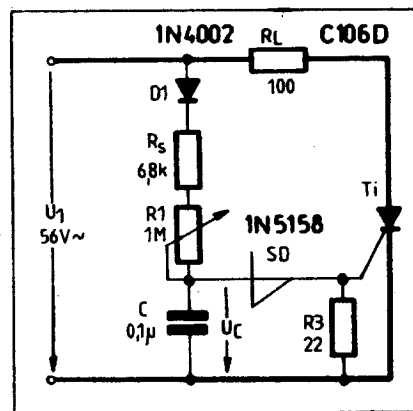
$$\frac{1}{\omega C} > R_1 \quad (5.3)$$

ezért a kondenzátoron a feszültség koszinusz jelleg szerint fog növekedni U_0 -tól U_S -ig. Más szavakkal: a koszinusz hullám kétszeres amplitúdója: $U_S - U_0$. Alkalmazva egy kapacitív feszültségosztó összefüggését, a töltőellenállás legnagyobb értéke első közelítésben:

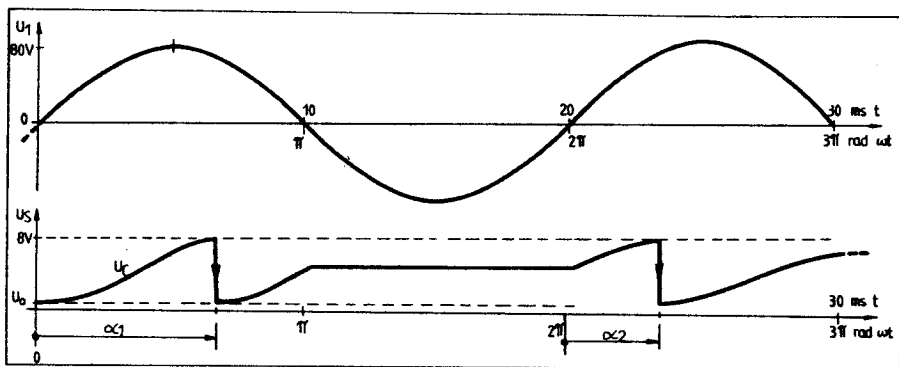
$$R_1 = \frac{2U_1}{\omega C(U_S - U_0)} \quad (5.4)$$



5.7. ábra. A billenéshez szükséges áram relatív értéke a hőmérséklet függvényében



5.10. ábra. Félhullámú teljesítményszabályozó négyrétegű diódával



5.11. ábra. Szinkronizálatlan gyűjtőkör hullámformái

Azzal, hogy figyelmen kívül hagytuk az I_s áramot, fenti becslésünkkel a biztonság javát szolgáltuk, ui. R_1 -et csökkenteni már lehet. Második közelítésben az I_s áramot egy $\frac{U}{I_s}$ fiktív ellenállással vehetjük figyelembe, az I_s imént kiadódó R_1 -gyel párhuzamosan, vagyis:

$$R_1 = \frac{2U_1}{\omega C(U_s - U_0)} \times \frac{U}{I_s} \quad (5.5)$$

Előző képleteinkben U_0 egy indulási, „kezdő” feszültség, amire a trigger-elem az időzítő kondenzátort kisüti, vagyis:

$$U_0 = U_H + U_{GK} \approx 1,5 \dots 2,5 \text{ V} \quad (5.6)$$

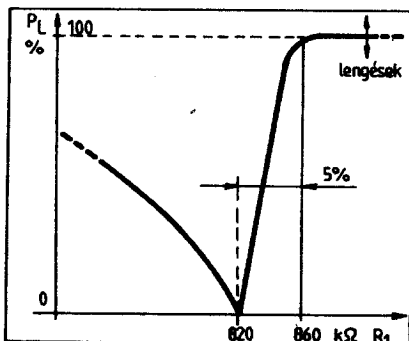
Egészen más szempontokat kell figyelembe venni az elvileg elérhető legkisebb gyűjtéskésleltetés meghatározásánál. Ilyenkor gyakorlatilag csak az r reprezentálja a töltőellenállást. Ennek ellenállása kicsi, így az I_{sr} feszültségesés elhanyagolható. Az előzőek analogiájára írhatjuk, hogy:

$$\alpha_{\min} \approx \arcsin \frac{U}{U_1} \quad (5.7)$$

A nullátmenet környezetében a tápláló feszültség lineárisan változik. A kondenzátoron ezért közelítőleg harmadfokú parabolikus jelleggel fog növekedni a feszültség (hasonlóan, mint ahogyan azt az 5.17. ábra is szemlélteti, l. később). Ezért a gyakorlatilag realizálható legkisebb gyűjtésszög az elvileg kalkulált értéknek két-háromszorosára adódik.

5.3. A ciklusátugrás jelensége

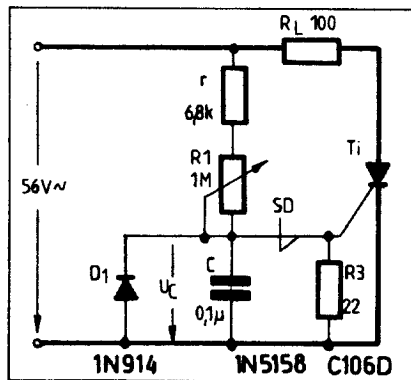
Vizsgálataink alapján az 5.10. ábrán vázolt, egyszerű, félhullámú szabályozó képezi, ahol a trigger-elem az SD jelű négyrétegű dióda. A többi alkatrész funkciójáról az előzőekben már szó volt.



5.12. ábra. Rendellenességek a szabályozó transzfer karakterisztikájában

Ha a töltőellenállás kicsi, akkor rövidre adódik a gyűjtéskésleltetés, ezenkívül sűrű impulzussorozatot állít elő a kapcsolás. A következő pozitív félciklus elején jelentkező gyűjtésszögbizonytalanság nem lesz számottevő. Hatása pedig a transzfer karakterisztika itt tapasztalható erős ellaposodása miatt (koszínuszos jelleg) alig érezhető.

Annál figyelemreméltóbb jelenségről adhatunk számot nagy gyűjtésszög-késleltetések esetén (lásd az 5.11. ábrát). Az időzítő áramkört



5.13. ábra. Ciklusátugrás-mentes félhullámú szabályozó, négyrétegű dióddal

úgy állítottuk be, hogy a bekapcsolást követő legelső gyűjtés (α_1) kb. 120° késleltetéssel történjen. Ez megfelel $\beta = 60^\circ$ -os áramvezetési szögnek. A gyűjtés pillanatában a kondenzátor U_0 -ra kisül, de a pozitív félciklus hátralevő részében kb. $+5 \text{ V}$ -ra feltöltődik.

A közbülső negatív félciklusban a kondenzátor gyakorlatilag megőrzi ezt a $+5 \text{ V}$ -os „töltését”, hiszen a D_1 lezárt, az SD pedig blakkolt állapotban van! A soron következő pozitív félperiódus kezdetén (20 ms) a kondenzátor töltődése kb. $+5 \text{ V}$ -ról folytatódik. Ez azt eredményezi, hogy az α_2 késleltetés már csak kb. 60° lesz. És így tovább. Könnyen elképzelhető ezek után egy olyan helyzet, amikor a gyűjtésszög-késleltetés α_{\min} és α_{\max} között periodikusan leng!

Az előzőekkel rokon jelenség, amikor hirtelen változás tapasztalható a szabályozó transzfer karakterisztikájában. Ennek számunkra érdekes részletét egy adott elrendezés kapcsán vettük fel (lásd az 5.12. ábrát). Azt tapasztaltuk, hogy $R_1 = 820 \text{ k}\Omega$ -ig a szabályozás jellege monoton, csökkenő tendenciájú volt. Tovább növelve a szabályozó potenciómétert, $860 \text{ k}\Omega$ -mal ismét maximális a terhelésre jutó teljesítmény, majd erőteljes lengéseket tapasztalunk.

A ciklusátugrás jelensége akkor áll elő, ha az R_1 olyan nagy, hogy az első pozitív félciklus

alatt nem következik be a trigger-elem billenése. Az időzítő kondenzátor feszültsége áthúzódik a következő pozitív félperiódusra, itt viszont már kis késleltetéssel áll elő a tirisztor gyűjtése. Lehetséges olyan eset is, amikor több „üres” félperiódust követ egy bekapcsolt!

Az ilyen módban működő szabályozó terhelése rendellenesen viselkedik. Pl. a motor rángat, az izzólámpa villog stb. Visszacsatolt rendszerben pedig súlyos stabilitású zavarok lépnek fel. A vázolt jelenség megszüntetésére mindenféleképpen törekednünk kell!

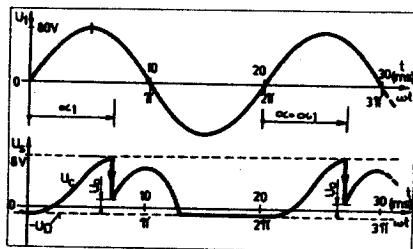
Mint láttuk, a problémát az „információ túlfordása” okozza, szemléletesen: az időzítőkondenzátor feszültsége több – főleg a negatív – félcikluson keresztül is fennmarad. Megfogalmazásunkból mindjárt következik egy helyes megoldás: süssük ki az időzítőkondenzátort minden egyes pozitív félhullám legvégén, azonos (a nullához minél közelebbi) szintre! Az U_C resetelése alkalmilag történhet a negatív félhullámok tartama alatt is. Ki kell azonban hangsúlyoznunk, hogy mindenféleképpen meg kell történnie, még (különösen) akkor is, ha előzőleg az U_s billenési szintet nem értük el. Fent vázolt módszert tömören AC- (a hálózathoz történő) szinkronizációnak nevezzük.

Az első ciklusátugrás-mentes, félhullámú szabályozót az 5.13. ábra szemlélteti. A trigger-elem most is nagyrétegű dióda. A megoldás ugyanannyi alkatrészt tartalmaz, mint az alkapcsolás (5.10. ábra), csak célszerűbb elrendezésben. Szemléletesebben követhető a működés, ha a tirisztor a gyűjtést követően nem söntöli le saját vezérlőkörét. (Vagyis, ha az R_1 töltőellenállás közvetlenül a tápláló hálózatra és nem a tirisztor anódjára csatlakozik.)

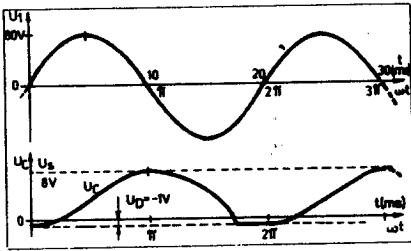
Az áramkör működésének tanulmányozása során most is feltételezzük, hogy: $U_1 < U_s$. A negatív félhullámok tartama alatt D_1 zömmel megfogó dióda-ként működik. U_i kb. -1 V -os szintnél nem engedi negatívabba a kondenzátor feszültségét. Ezzel kettős célt szolgál: védi az SD négyrétegű diódát a reverz irányú letöréssel szemben és reseteli a kondenzátor feszültségét a pozitív félhullámok kezdetéig.

Az 5.14. ábra a normál működés tipikus hullámformáit szemlélteti. A kondenzátor U_C feszültsége $-u_d = -1 \text{ V}$ -os szintről indul a pozitív félciklus(ok) kezdetén. Mivel a tekintett példában R_1 viszonylag nagy értékű, ezért a kondenzátor feszültsége koszinuszos jelleggel fog növekedni. Az $U_s = 8 \text{ V}$ -os billenési szintet kb. 130° -os késleltetéssel éri el és itt történik a tirisztor gyűjtése. A négyrétegű dióda ezzel drasztikusan kisüti a kondenzátort a tirisztor kis impedanciás vezérlő körén keresztül egészen $U_0 \approx +2 \text{ V}$ -ig.

Ezt követően még számottevően nagy és pozitív a hálózat, ezért az SD kioltása után újból tölteni igyekszik a kondenzátort. Választott példánkban a pozitív félciklus végére kb. $+6 \text{ V}$ -ra nő U_C értéke. Közvetveően megjegyezzük, ha olyanok az áramköri paraméterek, hogy az SD ismételtlen eljut a billenéshez, akkor már begyűjtött tirisztor gate-jére újra ad egy impulzust stb. Hangsúlyozni szeretnénk, hogy ezzel nem történik semmi rendellenesség.



5.14. ábra. A szabályozó jelalakjai



5.15. ábra. A gyűjtőáramkör hullámformái a szabályozóellenállás legnagyobb értékénél

Visszatérve előző gondolatmenetünkhöz, a hálózat negatív félciklusában kezd kisülni a kondenzátor töltése az R_1, r hálózat útvonalon. Majd ugyanazon meredekséggel „átlendül” negatív irányba egészen U_D szintjéig. A folyamat a változó építőelemek mellett kb. 2,5 ms alatt befejeződik és a továbbiakban „állandósul”. Úgy érezzük, nem kell különösebb fantázia annak belátásához, hogy a következő időzítési ciklus az előzővel tökéletesen azonos lesz.

Az 5.15. ábra azt a határesetet szemlélteti, amikor R_1 olyan nagy értékű, hogy már éppen nem teljesül a négyrétegű dióda billenése. Oscilloszkópos megfigyeléseink során igazolódott, hogy a töltődési folyamat tisztán koszinuszos, a kisütés pedig közelítően parabolikus jellegű. Ez utóbbi kb. 7 ms alatt megy végbe.

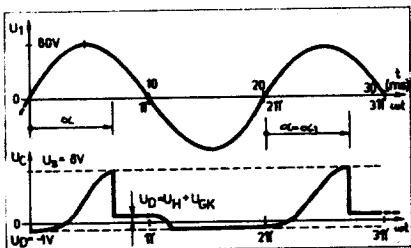
Praktikusabb, bár kevésbé szemléletes a szabályozó működése, ha a begyűjtött tirisztor leosztóli a vezérlőkört. Az eset tipikus hullámformát az 5.16. ábrán vázoltuk. A most is kb. 130° -osan késleltetett gyűjtés pillanatában 8 V-ról U_0 -ra csökken a kondenzátor feszültsége. Ezt az értéket a pozitív félciklus hátralevő részében gyakorlatilag megtartja, hiszen a tirisztor anódján is csak kb. 1,2...1,5 V van. A negatív félciklus elején a kondenzátor átfordul. A folyamatot a D_1 dióda kb. -1 V-os szinten hirtelen „megfogja”.

Minimálisan állítva a szabályozó potenciométert, az oscilloszkópon az 5.17. ábrán vázolt hullámformákat figyelhetünk meg. Két korlátozó tényező nehezíti a lehető legkisebb gyűjtés-késleltetés elérését:

- a nullátmenet környezetében lineárisan növekszik a tápláló feszültség;
 - a kondenzátor feszültsége -1 V-ról indul hullámformája harmadfokú parabolára emlékeztet.
- Sajnos, mindezek eredményeként „elnyúlik” a realizálható legelső gyűjtés pillanata. $\alpha_{\min} \approx 23^\circ$, ami a gyakorlatban még megfelelő érték.

5.4. Az egyenirányú szilícium kapcsoló

Az SUS (= Silicon Unilateral Switch) – vagyis magyarul: egyirányú szilícium kapcsoló – terminológiailag háromkivezetéses, reverz irányban záró, IC típusú, triggerrelhető tirisztor. Az anód

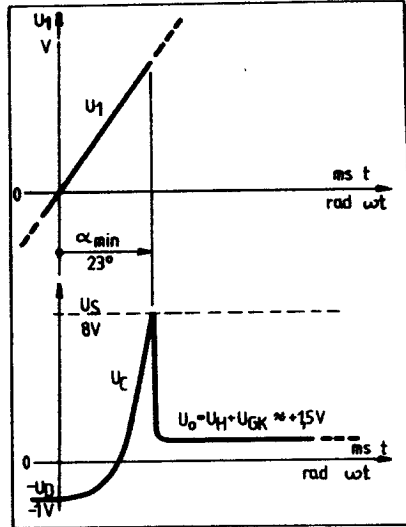


5.16. ábra. A „leszontolt” gyűjtőkör oscillogramjai

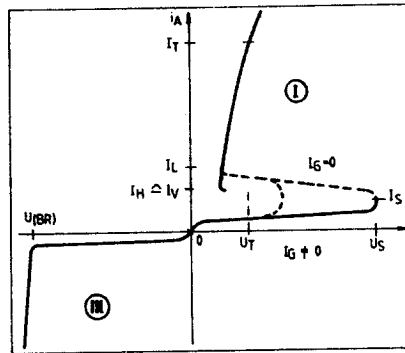
oldali gate megfelelő előfeszítésével befolyásolható az eszköz direkt irányú billenési feszültsége (lásd az 5.18. ábrát). Felhasználási területei: küszöbdetektorok, időzítők, gyűjtőegységek, aktív tárcák stb.

Elvi jelölését és az azonos áramköri funkciót betöltő helyettesítő áramkör egy lehetséges, egyszerűsített kapcsolási vázlatát az 5.19. ábra szemlélteti. Jól megfigyelhető a komplementer tirisztoros jelleg.

Az SUS impulzustechnikai viselkedését a General Electric ajánlása szerinti 5.20. ábrán vázolt egyszerű ellenőrző áramkörrel tanulmányozhatjuk. A mérési eredményeket kiértékelő 5.21. ábrán jól látható, hogy az 5...5,5 V amplitúdójú impulzusok könnyen elérhetők.



5.17. ábra. Gyűjtőköri jelalakok a legkisebb késleltetéskor

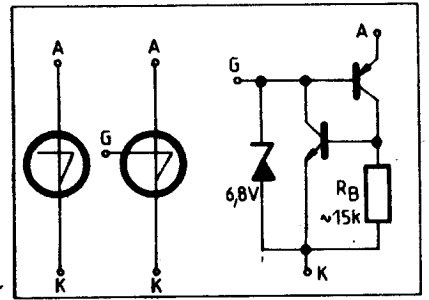


5.18. ábra. Az SUS főkarakterisztikája

Az SUS relaxációs oszcillátorok, ill. gyűjtőkörök méretezéséhez nyújt támpontokat az 5.22. és 5.23. ábra. Mindkettőn az R_1 töltőellenállás szélsőséges értékeire vonatkozó limitációk találhatók. Mint tudjuk, a legkisebb értékre nézve az I_H tartóáram, míg a maximumra az I_S billenési áram jelent korlátozást. Nem győzzük hangsúlyozni, hogy a környezet hőmérsékletét – mint a méretezés egyik legfontosabb feltételét – egy pillanatra se veszítsük szem elől!

5.5. Egyszerű gyűjtőkörök SUS felhasználásával

Szellemesen megoldható az időzítőkondenzátor resetelése, ha a gyűjtőkörben SUS-t alkalmazunk trigger-elemként. Az 5.24. ábrán látható



5.19. ábra. Az SUS elvi jelölése és helyettesítő áramköre

félhullámú szabályozó C_1 kondenzátorának kisütése automatikusan megtörténik az SUS feszített triggerelésével.

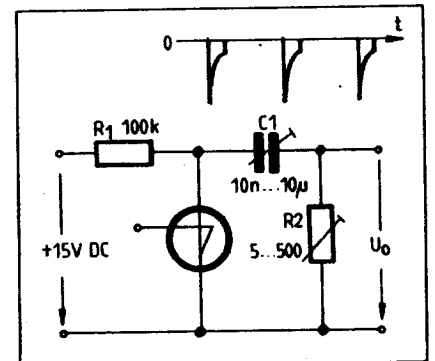
Induljunk ki abból az esetből, amikor R_1 olyan nagy, hogy a kondenzátoron már nem tud kialakulni a billenéshez szükséges kb. 8 V. Ha például nem lenne bekötve az SUS gate-elektrodája, akkor ez esetben végleg elmaradna a tirisztor gyűjtése, ami az előzőekben részletezett rendellenességekhez vezetne.

Most azonban a gate-elektrodán megjelenik a hálózat arányos feszültség. Amikor ez a pozitív félciklus vége felé negatívabbá kezd válni a kondenzátor feszültségénél, akkor az R_2 ellenálláson meginduló negatív vezérlőáram begyűjtja az SUS-t. (Komplementer tirisztoros jelleg.) A kondenzátor feszültsége a kis ellenállású kisütőkörön keresztül hirtelen kb. $+1,2$ V-ra csökken. Ez a feszültség a negatív félciklus kezdetével az R_2 ellenálláson és az SUS belső „diódnál” keresztül kb. $-0,7$ V-ra átfordul (lásd az 5.25. ábrát).

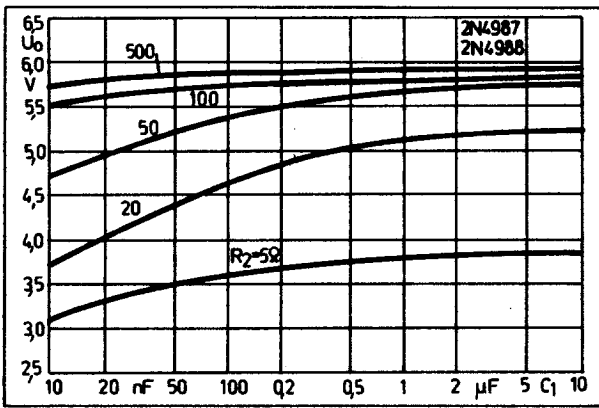
Egyszerű teljes hullámú teljesítményszabályozót mutat az 5.26. ábra, amely egyaránt alkalmas AC és DC terhelés táplálására. Az egyenirányítás következtében a tirisztor anódján – és egyúttal az egész gyűjtőkörön – mindig csak pozitív, lüktető egyenfeszültség lép fel. Ezért nem szükséges az SUS gate-körébe külön korlátozó ellenállás. A negatív, kifelé folyó triggerelő gate-áram számára a D_5 dióda biztosít terelőutat. Az R_2 ellenállás feladata, hogy könnyítse az ilyen, mostoha viszonyok között üzemelő tirisztor kommutációját.

6. Teljeshullámú szabályozók

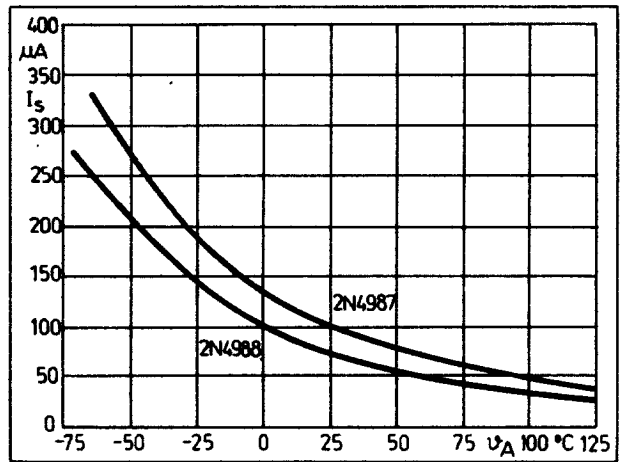
Kezdetben teljes hullámú AC szabályozót két antiparalel tirisztorral, vagy egy egyenirányító dióda híd DC-átlójába kapcsolt tirisztorral készítették. Ezen módszerek természetesen kissé elbonyolították a szabályozó erősáramú részét, vagy pedig annak gyűjtőegységét.



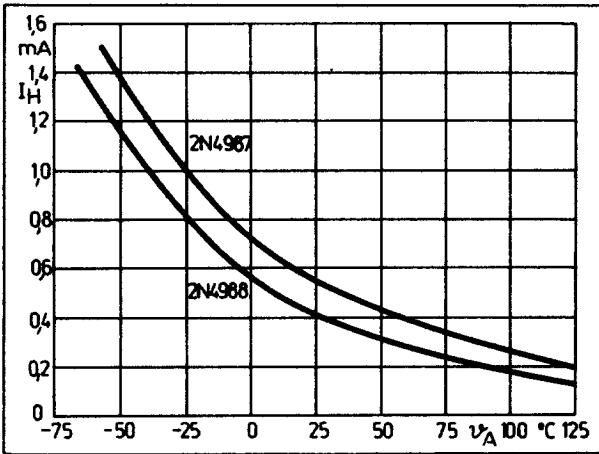
5.20. ábra. Egyszerű SUS-tesztelő áramkör



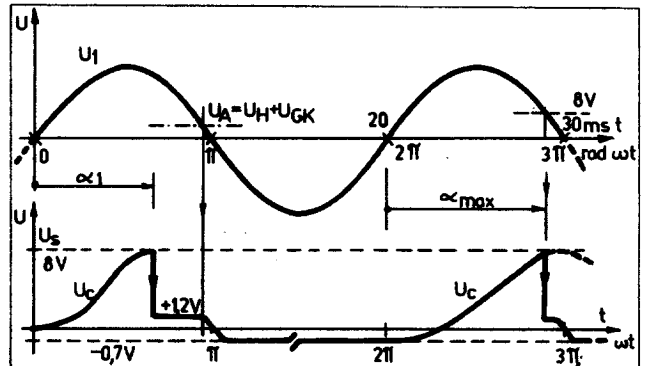
5.21. ábra. Összefüggés a generált impulzus amplitúdója és az áramköri építőelemek között



5.22. ábra. Az SUS kapcsolóárama a hőmérséklet függvényében



5.23. ábra. Az SUS tartóáramának hőmérséklet-függése

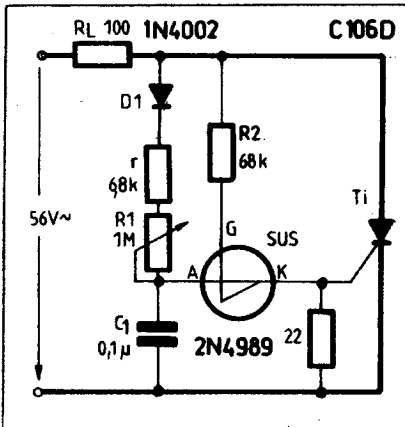


5.25. ábra. Az előző megoldás tipikus oszcillogramjai

A triac megjelenésével lényegesen egyszerűsödtek főleg a közhasználatú, kevésbé igényes szabályozók. Egyben szükségessé vált minden eddiginél frappánsabb gyűjtőkörök kialakítása, lehetőleg korszerű, kétirányú trigger-elemek felhasználásával. A továbbiakban ezekkel szeretnénk megismertetni a kedves Olvasót.

6.1. A trigger-diac

A triac gyűjtására dolgozták ki az egyszerű felépítésű és igen közkedvelt kétirányú félvezető



5.24. ábra. Szinkronizált gyűjtőkör SUS felhasználásával

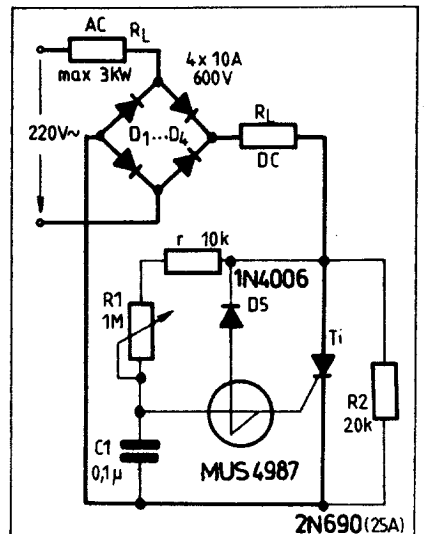
kapcsolóeszközt a trigger-diac-ot. Ez a háromrétegű, szimmetrikus NPN-struktúrájú eszköz többnyire miniatűr dióda tokozású. Működése a PN-átmenet lavina letörésén alapszik. A jól használható negatív ellenállású karakterisztikájának köszönhető, hogy a terminológia (tegyük hozzá, hogy valamelyest önkényesen) billenő típusú tirisztnak tekinti.

A kb. 5...20% aszimmetriát „tartalmazó” karakterisztikáját a 6.1. ábrán vázoltuk. A számunkra érdekes ténykedekben a billenési feszültségek némiképp eltérően viselkednek a hőmérséklet függvényében (lásd a 6.2. ábrát). Ez további csekély aszimmetriát okoz a pozitív és a negatív félciklusokra eső gyűjtásszög-késleltetésekben.

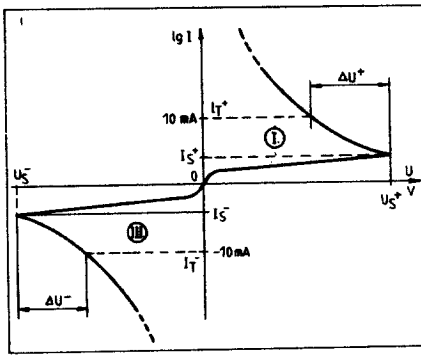
Gyűjtőkör tervezésénél, ill. készítésénél nagyon lényeges paraméter a trigger-elem ún. átkapcsolási ideje. Ez utóbbi különösen akkor kulcsfontosságú, ha a vezérelt tirisztor vagy triac egy ohmos fogyasztó, pl. izzólámpa áramát kapcsolja. A köztudatban a trigger-diac (tévésen) úgy él, mint egy közepesen gyors működésű szköz. Ezért is hasznos a 6. 3. ábrán vázolt mérési elrendezés ismertetése, mely egyébként a Motorola cég gyári ajánlása.

Az oszcilloszkóppal az induktivitászegény érzékelő és egyben terhelő ellenállás feszültségét figyeljük. Ilyen feltételek mellett a kisütő áram és a feszültség között arányosság van, ezért kielégítően tudjuk minősíteni az eszköz kapcsoló tulajdonságát. A mérőáramkört célszerű egy polaritáskapcsoló közbeiktatásával DC-ről táplálni. Vizsgálatainkat az 1N5758A jelzésű trigger-diacokkal végeztük, az eredményeket a 6.4. ábrán foglaltuk össze.

Számunkra érdekes tanulság, hogy a szóban forgó eszköz kapcsolási ideji némiképp eltérőek az ① és a ③ quadránsban. Lényegesebb azonban, hogy mindkét polarításban, és $I = 0,5...1$ A csúcserőtelű kisütőáram impulzusnál optimumot (minimumot) mutat az átkapcsolási idő



5.26. ábra. Teljeshullámú szabályozó SUS felhasználásával



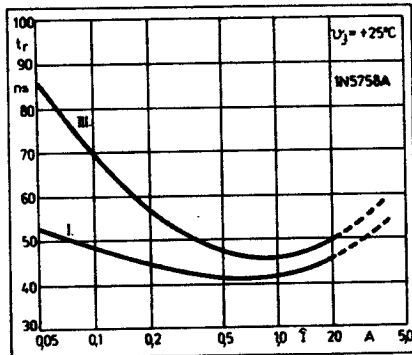
6.1. ábra. A trigger-diac kétirányú főjellegzősége

– amely jelen esetben a leggyorsabb trigger-elemnek megfelelő. Gyakorlati szempontként megadjuk, hogy ez utóbbi optimum a tipikus alkatrész-adatok mellett kb. 20...50 Ω-os kisütő ellenállással érhető el.

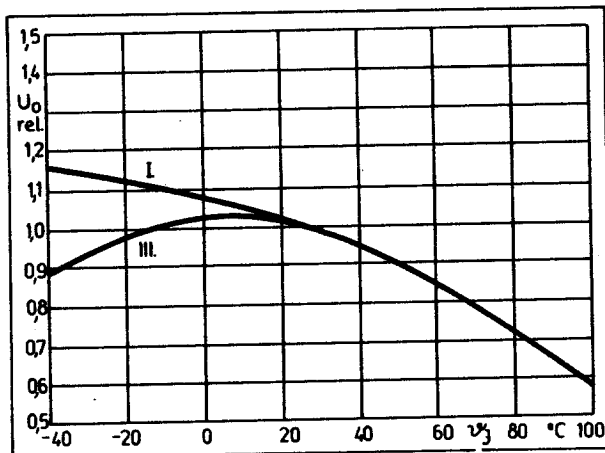
A gyűjtőkör-készítés szempontjából másik, kulcsfontosságú paraméter a generált impulzus amplitúdója. A Motorola cég specifikált mérőkapcsolását a 6.5. ábra mutatja. Eredményeinket a 6.6. ábrán összegeztük a működési hőmérséklet függvényében. Kiértékelésként jegyezzük meg, hogy az impulzus-amplitúdó kismértékben polaritás- és közepesen hőmérsékletfüggő.

6.2. Teljesítmény szabályozók

Mint láttuk a triac és a különféle kétirányú trigger-elemek együttműködése elvben lehetővé



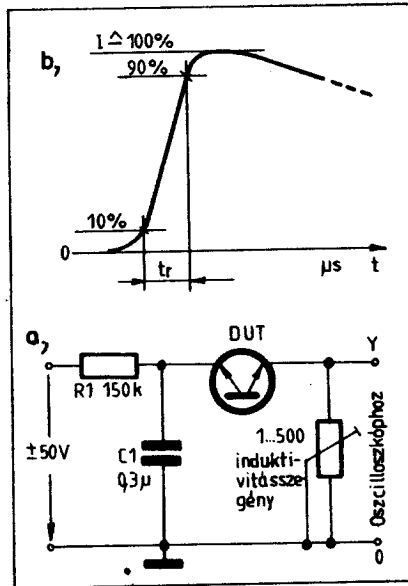
6.4. ábra. A kisütőáram amplitúdójának hatása a trigger-diac átkapcsolási időre



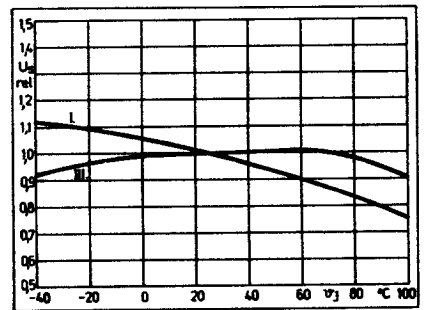
6.6. ábra. A hőmérséklet hatása az impulzus-amplitúdókra

teszik a szabályozóáramkörök nagymértékű egyszerűsödését. Az ily módon első közelítésben felépített áramkörök kielégítően használhatók néhány kevésbé igényes alkalmazásban, mint pl. a kisteljesítményű izzólámpa, fűtőtest, vagy univerzális motor kompromisszumos szabályozása. Noha a fenti alapgondolások működőképeseke a változó eszközökkel, mégis az esetek többségében további alkatrészeket kell beépítenünk a hiszterézis jelenségének csökkentése és a rádiófrekvenciás (RF) zavarok elnyomása érdekében.

Az előző két probléma úgy áramkörileg, mint didaktikailag és főleg szerencsénkre egymástól jól elválaszthatók. Az RF-zavarok keletkezése valamennyi gyűjtásszervezett tirisztoros áramkör szükségesszerű velejárója. A védelmi módszereket a RT Évkönyve 1980. 245...253. oldalain átfogóan ismertettük. A továbbiakban tehát csak a hiszterézis kérdésével foglalkozunk.



6.3. ábra. Egyszerű áramkör trigger-diac tesztelésére (a) és vázlat az átkapcsolási idő értelmezéséhez (b)

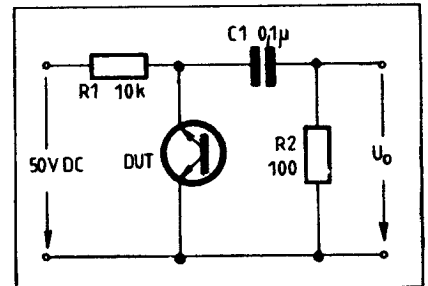


6.2. ábra. A billenési feszültségek hőmérsékletfüggései

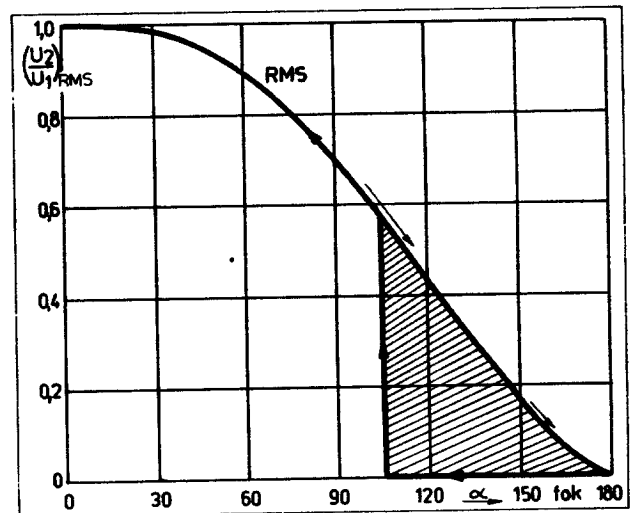
6.3. A hiszterézis jelensége

Előjáróban leszögezhetjük, hogy minden szabályozó elemnek számottevő hiszterézise van, ami egyaránt lehet hasznos és káros. (Pl. relé, komparátor, tirisztor stb.) A mi témakörünkben a hiszterézis fogalma azt jelenti, hogy egy nemkívánatos zárt hurok alakul ki a szabályozó transzfer jelleggörbéjében, elsősorban a nagy gyűjtásképletelési szögek esetén (lásd a 6.7. ábrát). A jelenséget igen szemléletesen egy „őskori” példán – a közöséges petróleumlámpa működésén tanulmányozhatjuk.

Akinek módjában állt, bizonyára megfigyelhette, hogy ha a lámpa ég, akkor a fényerőt viszonylag széles tartományban lehet szabályozni a kanóc fel-, ill. lecsavarásával – sőt határesetet



6.5. ábra. Mérőáramkör az impulzus-amplitúdók meghatározásához



6.7. ábra. Hiszterézis a teljesítményszabályozó transzfer karakterisztikájában

ben a lángot el is lehet ily módon oltani. Viszont ha a lámpát ezután újra meg akarjuk gyújtani, akkor ehhez a kanócot az előző helyzetből egy közbenső pozícióba kell felcsavarni. Természetesen ezt követően már csökkenthető a láng és a fényerő.

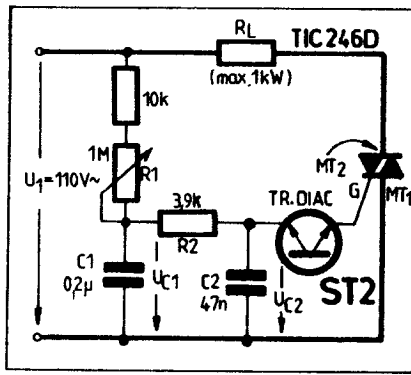
Analog módon működik a 6.8. ábrán vázolt áramkör, ha terhelő ellenállásként egy alkalmas izzólámpát használunk. A kanóc pillanatnyi és relatív helyzetét pedig az R_1 szabályozó potenciométer csúszkájának állása fogja reprezentálni.

A hiszterézis kialakulása annak tulajdonítható, hogy a példaként választott trigger-diacot a C_1 kondenzátor feszültsége billenti. C_1 funkciója viszont kettős:

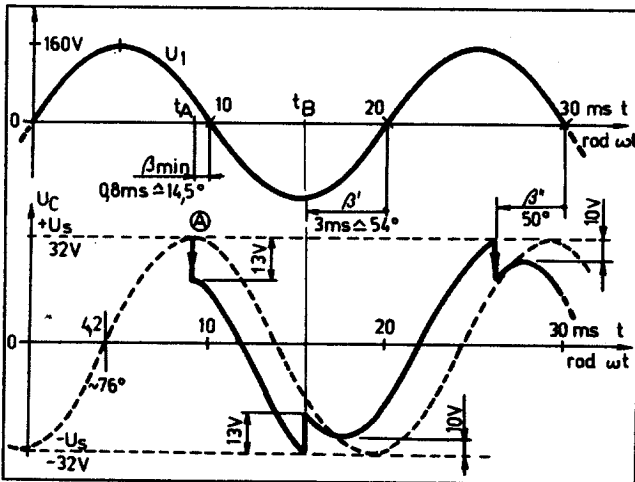
- egyrészt időzít (más szavakkal fázist tol, „gyújtást késleltet”),

- másrészt energiát tárol a triac gyújtásához.

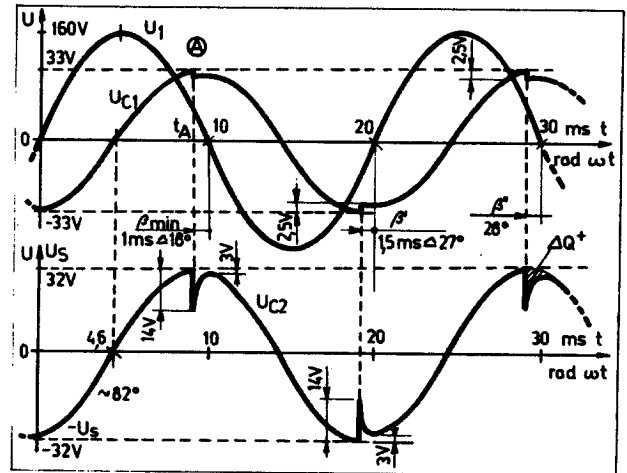
A jelenség, mint mondtuk, nagy gyújtáskésleltetéseknel lép fel, ezért a szemléltetés céljából in-



6.8. ábra. Egyszerű teljesítmény szabályozó trigger-diacokkal



6.9. ábra. A 6.8. ábrán vázolt szabályozó sajátos hullámformái



6.11. ábra. A két időállandós gyújtókör jelalakjai

duljunk ki olyan nagy R_1 értékekből, ahol még éppen nem teljesül a trigger-diac billenési feltétele. A C_1 kondenzátor ilyenkor csak időzít, állandósult állapotbeli feszültsége kb. ± 32 V csúscértékű szinuszjel. Mérések szerint mintegy 76° -ot késik a referenciának tekintett hálózathoz képest (lásd a 6.9. ábrát).

Finoman csökkentve R_1 -et elsőként mondjuk az A jelű pontban teljesül a trigger-diac billenési feltétele. $\beta_{\min} = 14.5^\circ$ -os áramvezetési szöggel, a pozitív félciklus végén begyújt a triac. Ettől a pillanattól kezdve minőségi változás megy végbe, hiszen belép a C_1 kondenzátor energiátá-

roló funkciója is. A helyzetet szemléletesen érzékelteti az U_C feszültség oszcillogramja, amely innentől kezdve az állandósult állapotból „fél-tranziens” módba vált át.

Fizikailag az történik a t_A időpontban, hogy a kb. $+32$ V-ra feltöltött C_1 kondenzátor vezető állapotba billenti a trigger-diacot. A kondenzátor töltése hirtelen (1μ s-on belül) és részlegesen kislát a triac kis ellenállású ($\approx 50\Omega$) vezérlőkörön keresztül. Mérések szerint a C_1 feszültsége kb. 13 V-tal csökken.

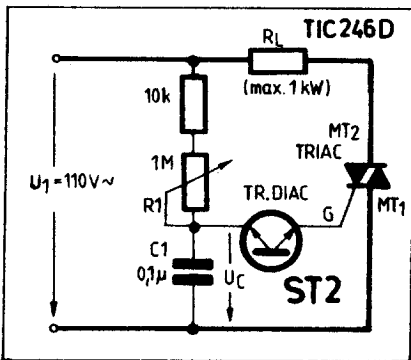
A nagy időállandójú R_1C_1 töltőkör mintha „tudomást sem venne” a drasztikus változásról, 13 V-tal kisebb szinten „folytatja” stacioner (szinuszos) működését. A fent vázolt hirtelen töltésleadás szemléletesen olyan hatású, mintha a t_A pillanattól kezdve a kondenzátor állandósult állapotbeli feszültségét 13 V-tal eltolnánk negatív irányba. Közben természetesen átkerülünk a hálózat során következő negatív félciklusának tartamára. C_1 feszültsége a negatív eltolás következtében már relatíve hamarabb; $\alpha = (180^\circ - 54^\circ) = 126^\circ$ -os késleltetéssel a t_B pillanatban éri el a trigger-diac billenési szintjét. Mint látjuk ez az elsőnél jóval nagyobb, $\beta' = 54^\circ$ -os áramvezetési szöveg eredményez.

Előző gondolatmenetünkhöz hasonlóan most $+13$ V-os eltolást kell alkalmaznunk, így a következő pozitív félciklusban is $\beta' \approx 50^\circ$ -os áramvezetési szöveget kapunk. A folyamat végül is $\beta' = 54^\circ$ és $\beta'' = 50^\circ$ (ráadásul kissé aszimmetrikus) folyási szögek mellett állandósul. Látható, hogy a teljesen kioltott (kikapcsolt) helyzetből bár igen finoman csökkentettük R_1 értékét, a terhelő

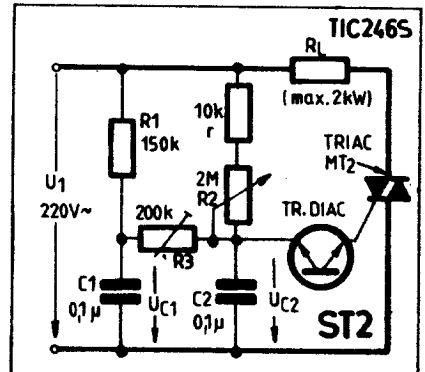
ellenállásként bekötött izzólámpa egy közbenső fényerővel fog először kigyulladni!

Természetesen most már növelhetjük a gyújtáskésleltetés mértékét R_1 segítségével. Tapasztalat szerint a fenti kapcsolásban $\pm \alpha_{\max} = 150^\circ$ még biztonságosan beállítható. R_1 túlzott növelésével rendszerint az a helyzet áll elő, hogy nem tud kialakulni a trigger-diac billenési feszültsége és az ehhez szükséges kb. 100 nA értékű áram (többlet). Elmarad tehát a triac gyújtása, mindkét félciklusban „gyakorlatilag” egy időben. Az újbóli gyújtás a hiszterézis értelemszerű „végigjárása” után az előzőek szerint történhet.

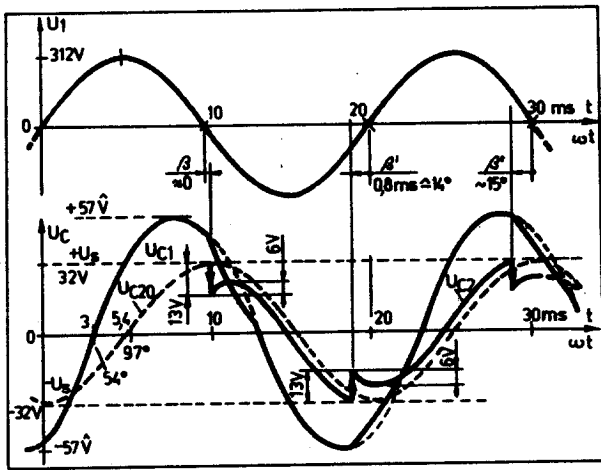
Összefoglalva: a hiszterézis jelensége számunkra most káros, mivel csökkenti a teljesítményszabályozás hasznos tartományát. További kihatása pedig az, hogy az ilyen áramkör nagyon érzékenyen reagál a tápláló feszültség mindennemű (gyors és lassú) változására és a kimaradásokra. Manuális esetben ez tartós begyújtásokban, ill. kioltásokban nyilvánulhat meg. Automatikus rendszereknél pedig nagyfokú instabilitásokat okozhat.



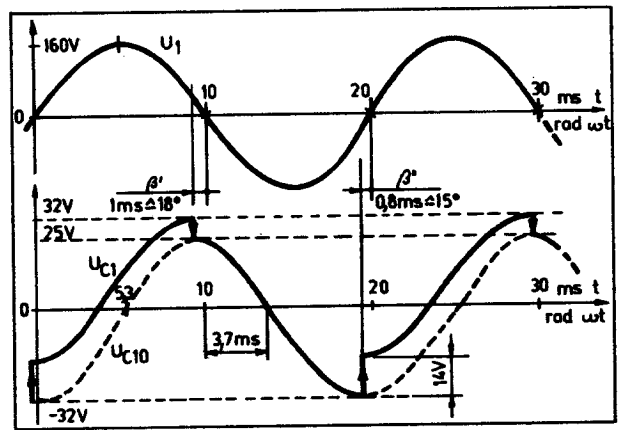
6.10. ábra. Az ún. két időállandós gyújtókör alap-megoldása



6.12. ábra. Teljesítményszabályozó javított kivitelű két időállandós gyújtókörrel



6.13. ábra. A 6.12. ábra gyűjtőkörü oszcillogramjai



6.15. ábra. A gyűjtőkör aszimmetrikus hullámformái

Hatásosan mérsekélhető a szabályozó hiszterézise egy második R_2C_2 fázistoló, ill. energiatároló tag adaptálásával. Így kapjuk az RCA cég által ajánlott ún. két időállandós gyűjtőkör alapmegoldását (6.10. ábra). Működése jól követhető a 6.11. ábra segítségével. Az előzőekben vázolt kettős funkció itt valamelyest szétválasztódik. C_1 szerepe főként az energiatárolás, míg C_2 feladata elsődlegesen az időzítés!

A trigger-diacot most a C_2 kondenzátor U_{C2} feszültsége billenti. A kikapcsolt állapot utáni első gyűjtés itt is pl. egy A fázishelyzetű pontban következik be – kevéssel a hálózat nullátmenete előtt. C_2 feszültsége a részleges kisütésének hatására hirtelen majdnem a felére (18 V-ra) lecsökken. Begyűjt a triac és ezt követően a valamivel nagyobb feszültségre töltött és kb. ötször nagyobb kapacitású C_1 kondenzátor a viszonylag kis értékű R_2 ellenálláson keresztül, mintegy 0,5 ms múltán megközelítően (3 V híján) helyreállítja – utántölti a C_2 feszültségét.

A soron következő gyűjtések így már csak kismértékben kerülnek „előbbre”: $\beta' \cong \beta'' \cong 27^\circ$. Szemléletesen azt mondhatjuk, hogy most csak az U_{C1} feszültségen előálló $\pm 2,5$ V-os DC-eltolás okoz hiszterézist. A szabályozó potenciometert ezután növelve a kb. $\pm 18^\circ$ -os áramvezetési határesetben még fenntartható.

A megoldás további előnye, hogy a „pótlógos” R_2C_2 tag fázistolása eredményeként jól működethető közepes (80...120 VRMS) tápláló feszültség mellett is. Ezenkívül nem hajlamos a hálózati feszültség transziens csökkenése okozta kioltásokra.

Még kisebb hiszterézist és így kb. 5% és 95% közötti folyamatos teljesítményszabályozást

biztosít a General Electric megoldása (lásd 6.12. és 6.13. ábrákat). Kismérvű hátránya, hogy plusz egy db (trimmerelhető) ellenállást igényel és az előzőhöz képest valamivel érzékenyebb a hálózat transzienseire.

A fix időállandós R_1C_1 tag fázistolása kb. 54° , míg C_1 feszültségének csúcserőke a vázolt adatokkal mintegy 57 V. A C_2 időzítő kondenzátor így két „forrásból” töltődik:

- Az R_2 szabályozó potenciométeren keresztül közvetlenül a hálózatból,
- az R_3 ellenállás segítségével pedig a C_1 feszültségéről.

Mindezek eredményeként a C_1 üresjárati feszültsége – a trigger-elem billenéséhez szükséges ± 32 V csúcserőket mellett – 90° -nál nagyobb fázishelyzetű is lehet (lásd a 6.13. ábrát). Az R_3 ellenállást legcélszerűbb úgy beállítani, hogy a legelső gyűjtés 180° -os késleltetéssel jelentkezzen.

A számunkra kényes esetben, amikor R_2 nagy értékű, a vázolt gyűjtőkör tulajdonképpen két időállandósra tekinthető. C_2 utántöltését a több mint háromszor nagyobb energiatartalékkal rendelkező C_1 biztosítja. Jól érzékeltek a folyamatot a kondenzátorok feszültségeinek hullámformái; az U_{C1} -en tapasztalható „megszívás” egyértelműen alátámasztja előző gondolatmenetünket. A kezdő állandósult állapot így $\beta' \cong \beta'' \cong 14,5^\circ$ -os áramvezetési szöget eredményez.

Az R_2 potenciométer csökkentésével az R_1 , R_3 , C_1 alkatemek fázistoló és energiatároló szerepe mindinkább háttérbe szorul és visszakapjuk a jól ismert egyidőállandós gyűjtőkört. Mint azt már tudjuk, ez utóbbi igen megbízhatóan működik a kis gyűjtéskésleltetési szögek tartományában.

Csekély hiszterézist és stabil üzemet biztosít a soron következő gyűjtőkör, amely az aszimmetrikussá alakított kondenzátor feszültségét használja. A vizsgált áramkört az alkapcsolásból egy trimmerelhető ellenállás és 2 db dióda adaptálásával kapjuk (lásd a 6.14. ábrát). A C_1 kondenzátor feszültsége a gyűjtést közvetlen megelőzően ± 32 V csúcserőké, a hálózathoz képest közel 90° -kal késő szinuszos jelalak, amennyiben az R_2 , D_1 , D_2 építőelemekről képzetben eltekintünk. A valóságos esetben a helyzet megváltozik, mivel a hálózat pozitív \rightarrow negatív nullátmeneteinek környezetében a kondenzátor részben kisül a D_1 – R_2 – U_1 útvonalon.

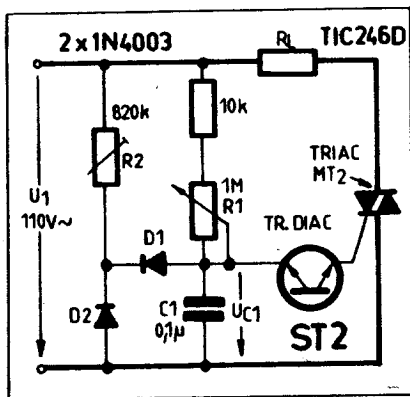
Mindezek eredményeként az U_C feszültség oszcillogramja a nulla vonalra nézve aszimmetrikus lesz a gyűjtéssorozat megelőzően (6.15. ábra). Az aszimmetria optima (példánkban $+25$ V és -32 V) az R_2 trimmerelésével beállítható. Természetesen a legelső gyűjtés így egy ne-

gativ félciklus legvégén fog bekövetkezni. A kondenzátor részleges kisütése folytán előálló DC-szinttelődés most is fellép, azzal a szemléletes megjegyzéssel, hogy az aszimmetrizáló hatás rá is érvényes!

Így az első gyűjtést követően a kondenzátor feszültsége a -18 V-os szintről koszinuszos jelleggel nem a $+39$ V-os, hanem csak a $+32$ V-os végérték irányában fog töltődni. A soron következő gyűjtési feltétel ezért jó közelítéssel a hálózati pozitív félciklus legvégénél fog teljesülni. Az állandósult állapot $\beta' = 18^\circ$; $\beta'' = 15^\circ$ áramvezetési szögek mellett áll be, ami meglehetősen kis hiszterézisnek felel meg.

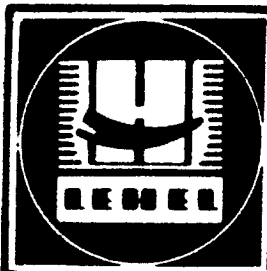
A megoldás kis szépségihája egyrészt az, hogy a trigger-diac csekélyebb amplitúdójú impulzust ad pozitív polaritással a negatívhoz képest. Kompenzáloan hat viszont az a tény, hogy a vezérelt triacok ezen gyűjtési módusban a legérzékenyebbek. Másrészt a gyűjtéskésleltetési (ill. áramvezetési) szög – a pozitív és a negatív félciklusokban – nem tökéletesen egyforma. A fent leírt áramkör(ök) csak olyan ohmos terhelések esetén használhatók, melyek nem kényesek az esetleges csekély DC áramkomponensre.

Szigorúan szimmetrikus gyűjtési szög érhető el, ha az előző kapcsoláshoz még további három alkatrészt (R_3 , D_3 , D_4) adaptálunk. Az elrendezés már „első ránézésre” is nagyfokú szimmetriát mutat, amit a diódák bekötésénél figyelhetünk meg. Lényeges, mondhatni minőségi eltérés az előzőkhöz képest, hogy R_2 és R_3 értéke majd két nagyságrenddel kisebb. Így most a félhullámú szabályozók kapcsán megismerhet elvet használhatjuk, miszerint: „süssük ki az időzítő-kondenzátort minden félciklus kezdetére a lehetőség szerint nullára”.



6.14. ábra. Kis hiszterézisű teljesítményszabályozó trigger-diacal

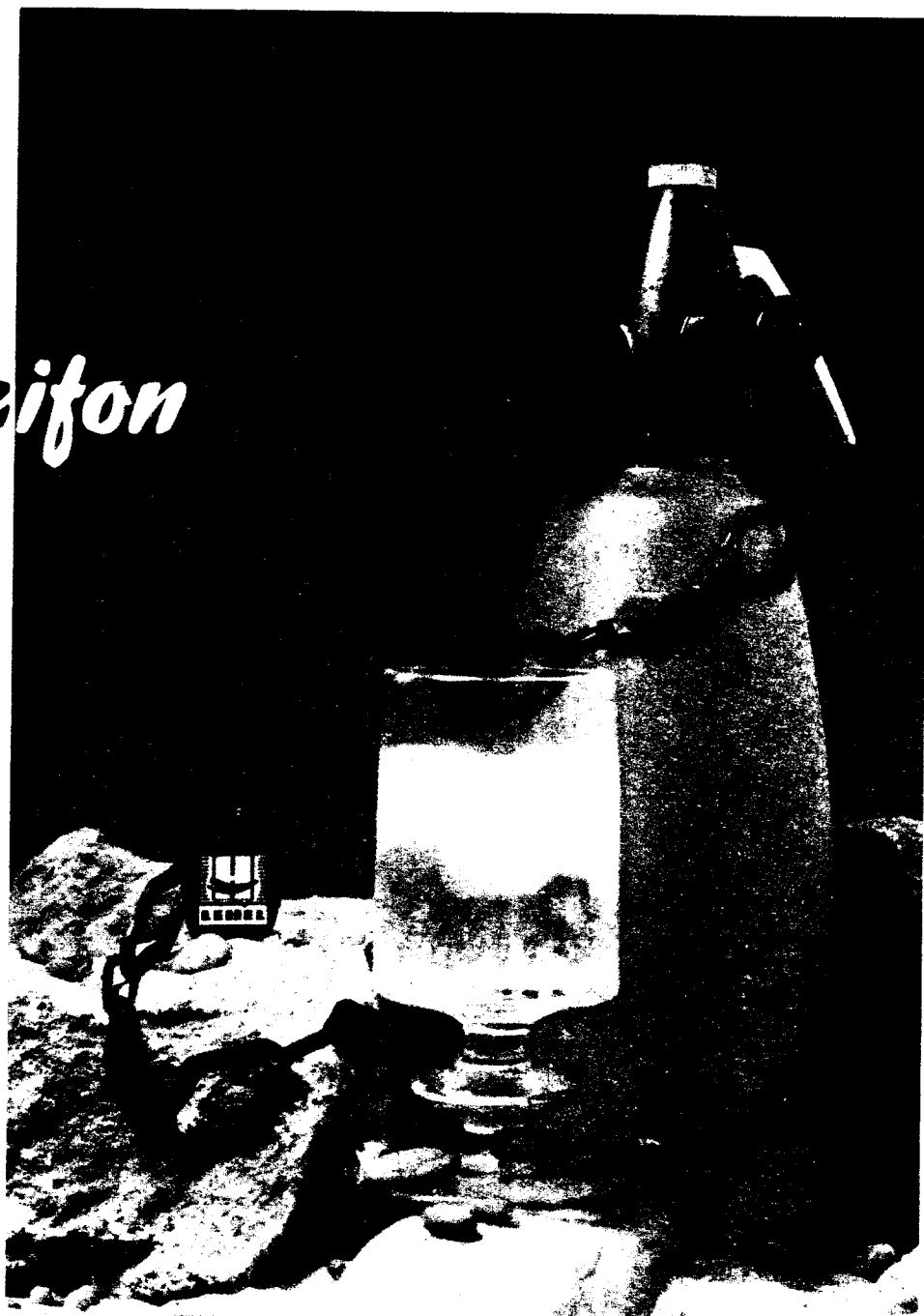




LEHNER

Autoszifon

*1 és
2 literes
kivitelben,
különböző
színekben*

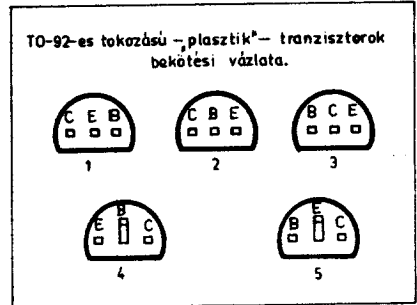


HŰTŐGÉPGYÁR

Katalógus

TO-92-es fokozatú – „plasztik” – tranzisztorok bekötési táblázata

Tip.	Bekötés	Tip.	Bekötés	Tip.	Bekötés	Tip.	Bekötés	Tip.	Bekötés	Tip.	Bekötés
BC167	3	MPSH20	1	PN930	2	2N3416	3	2N5232	3	2N5366	3
BC168	3	MPSH30	1	PN2218	4	2N3417	3	2N5305	3	2N5400	2
BC169	3	MPSH31	1	PN2219	4	2N3605	3	2N5306	3	2N5401	2
BC182	4	MPSH32	1	PN2221	2	2N3606	3	2N5307	3	2N5550	2
BC182 L	3	MPSH37	1	PN2222	2	2N3607	3	2N5308	3	2N5551	2
BC183	4			PN2369	2	2N3640	3	2N5354	3	2N5769	2
BC183 L	3	MPSL01	2	PN2404	2	2N3662	3	2N5355	3	2N5770	2
BC184	4	MPSL51	2	PN2904	4	2N3663	3	2N5356	3	2N5771	2
BC184 L	3			PN2905	4	2N3702	3	2N5365	3	2N5772	2
BC212	4	MPS706	2	PN2906	2	2N3703	3			2N5832	2
BC212 L	3			PN2907	2	2N3704	3				
BC213	4	MPS834	2	PN3563	2	2N3705	3				
BC213 L	3	MPS2711	2	PN3564	2	2N3706	3				
BC214	4	MPS2712	2	PN3565	2	2N3707	3				
BC214 L	3	MPS2713	2	PN3566	2	2N3708	3				
BC237	4	MPS2714	2	PN3567	2	2N3709	3				
BC238	4	MPS2716	2	PN3568	2	2N3710	3				
BC239	4	MPS2923	2	PN3569	2	2N3711	3				
BC250	4	MPS2924	2	PN3638	2	2N3721	3				
BC307	4	MPS2925	2	PN3639	2	2N3793	3				
BC308	4	MPS2926	2	PN3640	2	2N3794	3				
BC309	4	MPS3392	2	PN3641	2	2N3825	3				
BC317	2	MPS3393	2	PN3642	2	2N3827	3				
BC318	2	MPS3394	2	PN3643	2	2N3858	3				
BC319	2	MPS3395	2	PN3644	2	2N3859	3				
BC327	4	MPS3396	2	PN3645	2	2N3860	3				
BC328	4	MPS3397	2	PN3646	2	2N3877	3				
BC337	4	MPS3398	2			2N3900	3				
BC338	4	MPS3693	2	PN3691	2	2N3901	3				
BC413	4	MPS3702	2	PN3692	2	2N3903	2				
BC414	4	MPS3703	2	PN3694	2	2N3904	2				
BC415	4	MPS3704	2	PN4248	2	2N3905	2				
BC416	4	MPS3705	2	PN4249	2	2N3906	2				
BC546	4	MPS3706	2	PN4250	2	2N4058	3				
BC547	4	MPS3707	2	PN4258	2	2N4059	3				
BC548	4	MPS3708	2	PN4274	2	2N4061	3				
BC549	4	MPS3709	2	PN4275	2	2N4062	3				
BC550	4	MPS3710	2	PN4354	2	2N4123	2	AC105	AC128	AC172	AC176
BC556	4	MPS3720	2	PN4355	2	2N4124	2	AC106	AC128	AC173	AC125
BC557	4	MPS3826	2	PN4356	2	2N4125	2	AC107	AC125F(z)	AC174	AC128
BC558	4	MPS3827	2	PN4916	2	2N4126	2	AC108	AC125	AC175	AC176K
BC559	4	MPS5172	2	PN4917	2	2N4274	2	AC109	AC125	AC175	AC187K
BC560	4	MPS6507	2	PN5127	2	2N4286	3	AC110	AC125	AC178	AC128K
BF194	5	MPS6512	2	PN5128	2	2N4287	3	AC116	AC128K	AC179	AC187K
BF195	5	MPS6513	2	PN5129	2	2N4288	3	AC117	AC128K	AC180	AC128
BF196	5	MPS6514	2	PN5130	2	2N4289	3	AC120	AC125	AC180K	AC128K
BF197	5	MPS6515	2	PN5131	2	2N4290	3	AC121	AC125	AC180L	AC128K
BF198	5	MPS6516	2	PN5132	2	2N4291	3	AC122	AC125	AC181	AC176
BF199	5	MPS6517	2	PN5133	2	2N4292	3	AC122/30	AC125(z)	AC181K	AC176K
BF224	5	MPS6518	2	PN5134	2	2N4293	3	AC123	AC128K	AC181L	AC176K
BF225	5	MPS6520	2	PN5135	2	2N4294	3	AC124	AC128K	AC182	AC125
BF233	1	MPS6521	2	PN5136	2	2N4295	3	AC127	AC176	AC183	AC176
BF237	5	MPS6522	2	PN5137	2	2N4400	2	AC129	AC125	AC184	AC125
BF240	5	MPS6523	2	PN5138	2	2N4401	2	AC130	AC128	AC185	AC176
BF241	5	MPS6530	2	PN5139	2	2N4402	2	AC131	AC128	AC186	AC176
BF254	5	MPS6531	2	PN5140	2	2N4403	2	AC132	AC125	AC186	AC187
BF255	5	MPS6532	2	PN5141	2	2N4409	2	AC134	AC126	AC191	AC125
BF450	5	MPS6533	2	PN5142	2	2N4410	2	AC135	AC125	AC191	AC126
BF451	5	MPS6534	2	PN5143	2	2N4424	3	AC136	AC128	AC192	AC125
BF494	5	MPS6535	2	PN5163	2	2N4951	3	AC137	AC126	AC193	AC128
BF495	5	MPS6540	1	PN5179	1	2N4952	3	AC138	AC128	AC194	AC176
BF506	4	MPS6542	1	PN5910	2	2N4953	3	AC139	AC128		
BF509	4	MPS6543	1			2N4954	3	AC141	AC176	ACY16	AC128(z)
MPSA05	2	MPS6544	1	2N2712	3	2N5030	3	AC141B	AC176	ACY17	AC125U(z)
MPSA06	2	MPS6546	1	2N2714	3	2N5086	2	AC141K	AC176K	ACY18	AC125U(z)
MPSA09	2	MPS6560	2	2N2923	3	2N5087	2	AC142	AC128	ACY19	AC125U(z)
MPSA10	2	MPS6561	2	2N2924	3	2N5088	2	AC142K	AC128K	ACY20	AC125(z)
MPSA12	2	MPS6562	2	2N2925	3	2N5089	2	AC150	AC125	ACY21	AC125(z)
MPSA13	2	MPS6563	2	2N2926	3	2N5172	3	AC150	AC126	ACY22	AC125(z)
MPSA14	2	MPS6564	2	2N3390	3	2N5209	2	AC151	AC125	ACY23	AC125(z)
MPSA20	2	MPS6565	2	2N3391	3	2N5210	2	AC151r	AC125F(z)	ACY24	AC125U(z)
MPSA42	2	MPS6566	2	2N3392	3	2N5219	2	AC152	AC125	ACY27	AC125U(z)
MPSA43	2	MPS6567	1	2N3393	3	2N5220	2	AC153	AC128	ACY28	AC125U(z)
MPSA44	2	MPS6568A	1	2N3394	3	2N5221	2	AC153K	AC128K	ACY29	AC125U(z)
MPSA45	2	MPS6569	1	2N3395	3	2N5222	1	AC160	AC125F(z)	ACY30	AC125U(z)
MPSA55	2	MPS6570	1	2N3396	3	2N5223	2	AC161	AC125F(z)	ACY31	AC125U(z)
MPSA56	2	MPS6571	2	2N3397	3	2N5224	2	AC162	AC125	ACY32	AC125F(z)
MPSA70	2			2N3398	3	2N5225	2	AC163	AC126	ACY33	AC128(z)
MPSH10	1			2N3414	3	2N5226	2	AC170	AC125	ACY34	AC125(z)
MPSH11	1	PN918	2	2N3415	3	2N5227	2	AC171	AC126	ACY35	AC125(z)



Tranzisztorhelyettesítő táblázat

Helyettesítendő	TUNG- RAM típus	Helyettesítendő	TUNG- RAM típus
AC105	AC128	AC172	AC176
AC106	AC128	AC173	AC125
AC107	AC125F(z)	AC174	AC128
AC108	AC125	AC175	AC176K
AC109	AC125	AC175	AC187K
AC110	AC125	AC178	AC128K
AC116	AC128K	AC179	AC187K
AC117	AC128K	AC180	AC128
AC120	AC125	AC180K	AC128K
AC121	AC125	AC180L	AC128K
AC122	AC125	AC181	AC176
AC122/30	AC125(z)	AC181K	AC176K
AC123	AC128K	AC181L	AC176K
AC124	AC128K	AC182	AC125
AC127	AC176	AC183	AC176
AC129	AC125	AC184	AC125
AC130	AC128	AC185	AC176
AC131	AC128	AC186	AC176
AC132	AC125	AC186	AC187
AC134	AC126	AC191	AC125
AC135	AC125	AC191	AC126
AC136	AC128	AC192	AC125
AC137	AC126	AC193	AC128
AC138	AC128	AC194	AC176
AC139	AC128		
AC141	AC176	ACY16	AC128(z)
AC141B	AC176	ACY17	AC125U(z)
AC141K	AC176K	ACY18	AC125U(z)
AC142	AC128	ACY19	AC125U(z)
AC142K	AC128K	ACY20	AC125(z)
AC150	AC125	ACY21	AC125(z)
AC150	AC126	ACY22	AC125(z)
AC151	AC125	ACY23	AC125(z)
AC151r	AC125F(z)	ACY24	AC125U(z)
AC152	AC125	ACY27	AC125U(z)
AC153	AC128	ACY28	AC125U(z)
AC153K	AC128K	ACY29	AC125U(z)
AC160	AC125F(z)	ACY30	AC125U(z)
AC161	AC125F(z)	ACY31	AC125U(z)
AC162	AC125	ACY32	AC125F(z)
AC163	AC126	ACY33	AC128(z)
AC170	AC125	ACY34	AC125(z)
AC171	AC126	ACY35	AC125(z)

Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus
ACY36	AC125(z)	ASZ11	AC125(z)	BC221	BC327	BC361	BC303	BCW23	BC327	BD130	2N3055
ACY40	AC125(z)	ASZ12	AC125(z)	BC222	BC337	BC362	BD136	BCW24	BC414B	BD141	2N3442
ACY41	AC125(z)			BC223	BC337	BC363	BD138	BCW34	2N2222A	BD142	2N3055
ACY44	AC125U(z)	AUY10	ASZ1015	BC224	BC307A	BC364	BD140	BCW35	2N2907A	BD173	BD235
		AUY18	ASZ16	BC225	BC309	BC365	BD135	BCW36	2N2222A	BD175	BD233
ACZ10	AC125U(z)	AUY19	ASZ16	BC226	BC301	BC366	BD137	BCW37	2N2907A	BD176	BD234
		AUY20	ASZ18	BC230	BC239	BC367	BD139	BCW44	BC300	BD177	BD235
AD105	ASZ1015	AUY21	ASZ16	BC231	BC327	BC370	BC328	BCW45	BC304	BD178	BD236
AD130	ASZ1017	AUY21A	ASZ17	BC232	BC337	BC371	BC301	BCW46	BC546	BD179	BD237
AD131	ASZ1016	AUY22	ASZ15	BC234	BC237A	BC377	BC337	BCW47	BC237	BD180	BD238
AD132	ASZ1015	AUY22A	ASZ15	BC235	BC237B	BC378	BC338	BCW48	BC238	BD181	2N3055
AD138	ASZ16	AUY28	ASZ15	BC251	BC307	BC381	BC328	BCW49	BC239	BD182	2N3055
AD138/50	ASZ15	AUY30	ASZ15	BC252	BC308	BC382	BC414	BCW51	BC182B	BD183	2N3442
AD142	ASZ1018	AUY31	ASZ16	BC253	BC309	BC383	BC413	BCW52	BC212B	BD184	2N3442
AD143	ASZ16	AUY32	ASZ15	BC254	BC556	BC384	BC413	BCW56	BC556	BD191	2N3055
AD145	ASZ16	AUY33	ASZ16	BC255	BC337	BC385	BC237	BCW57	BC307	BD192	2N3055
AD149	ASZ1017	AUY34	ASZ15	BC256	BC556	BC386	BC238	BCW58	BC308	BD193	2N3442
AD150	ASZ1017	AUY35	ASZ16	BC257	BC557	BC387	BC301	BCW59	BC309	BD375	BD233
AD153	ASZ1017	AUY36	ASZ16	BC258	BC558	BC388	BC304	BCW62	BC307	BD376	BD234
AD163	ASZ15	AUY37	ASZ18	BC259	BC559	BC389	BC107B	BCW63	BC307	BD377	BD235
AD166	ASZ1018			BC260	BC178	BC390	BC108B	BCW64	BC309	BD378	BD236
AD167	ASZ16	BC113	BC137B	BC261	BC177	BC391	BC108C	BCW82	BC237	BD379	BD237
AD262	ASZ1017	BC114	BC413C	BC262	BC178	BC395	BC300	BCW83	BC237	BD380	BD238
AD263	ASZ1017	BC115	BC237A	BC263	BC179	BC396	BC303	BCW84	BC239		
		BC116	BC301	BC266	BC556	BC406	BC309B	BCW90	BC337	BDX10	2N3055
ADY22	ASZ16	BC118	BC237A	BC267	BC337	BC407	BC237	BCW90A	2N2221	BDX11	2N3442
ADY23	ASZ1018	BC119	BC301	BC268	BC338	BC408	BC238	BCW90B	2N2222	BDX13	2N3055
ADY24	ASZ1018	BC120	BC301	BC269	BC338	BC409	BC239	BCW91A	2N2221A	BDX22	2N3442
ADY25	ASZ18	BC125	BC301	BC270	BC338	BC410	BC238C	BCW91B	2N2222A	BDX23	2N3055
ADY27	ASZ17	BC126	BC304	BC271	BC338	BC411	BC300	BCW92	BC327	BDX40	2N3055
ADY28	ASZ15	BC129	BC237	BC272	BC337	BC417	BC307	BCW92A	2N2906	BDX50	2N3442
		BC130	BC238	BC274	BC307	BC418	BC308	BCW92B	2N2907A	BDX60	2N3055
		BC131	BC239	BC275	BC308	BC419	BC309	BCW93A	2N2906A	BDX61	2N3055
AF102	AF106	BC132	BC237A	BC276	BC309	BC424	BC300	BCW93B	2N2907A		
AF106A	AF106	BC134	BC237B	BC277	BC237	BC425	BC301	BCW94	BC337	BDY10	2N3055
AF121	AF200	BC135	BC237A	BC278	BC238	BC426	BC303	BCW96	BC327	BDY11	2N3055
AF178	AF106	BC136	BC301	BC279	BC239	BC427	BC304			BDY17	2N3055
AF179	AF106	BC137	BC302	BC280	BC414B	BC437	BC237	BCX10	BC304	BDY18	BUY12T
AF181	AF200	BC138	BC301	BC281	BC309	BC438	BC238	BCX58	BCY58	BDY19	BUY12T
AF182	AF201	BC139	BC304	BC284	BC237	BC439	BC239	BCX59	BCY59	BDY20	2N3055
AF185	AF106	BC140	BC301	BC286	BC300	BC440	BC301	BCX73	PN2218-21	BDY25	2N3442
AF186	AF139	BC141	BC300	BC287	BC304	BC441	BC300	BCX74	PN2218A-21A	BDY38	2N3055
AF194	AF200	BC142	BC300	BC289	BC237	BC460	BC304	BCX78	BCY78	BDY39	2N3055
AF251	AF239	BC143	BC304	BC290	BC414	BC461	BC303	BCX79	BCY79	BDY53	BUY12T
AF252	AF239S	BC144	BC301	BC291	BC307A	BC467	BC237			BDY54	BUY12
AF253	AF139	BC150	BC238B	BC292	BC309	BC468	BC238	BCY10	2N2906	BDY55	BUY12T
AF256	AF106	BC151	BC237	BC294	BC304	BC469	BC239	BCY11	2N2906	BDY56	BUY12T
AF257	AF106	BC152	BC237B	BC295	BC237A	BC477	BC556	BCY12	2N2906	BDY57	BUY12T
AF264	AF106	BC153	BC308	BC297	BC327	BC478	BCY79	BCY17	BC307A	BDY72	2N3442
		BC154	BC309	BC298	BC328	BC479	BC309	BCY18	BC307A	BDY74	2N3442
AFY12	AF106	BC157	BC307	BC310	BC300	BC479	BC416	BCY19	BC212A	BDY76	2N3055
AFY13	AF106	BC158	BC308	BC311	BC303	BC507	BC182	BCY20	BC212A	BDY79	2N3442
AFZ12	AF106	BC159	BC309	BC315	BC560	BC508	BC182	BCY21	BC212A	BDY90	2N3442
		BC160	BC304	BC317	BC337	BC509	BC414	BCY22	BC212A	BDY91	BUY12T
ASY12	AC128(z)	BC161	BC303	BC318	BC237	BC510	BC413	BCY23	BC308A	BDY92	BUY12T
ASY13	AC125U(z)	BC167	BC237	BC319	BC239	BC512	BC307	BCY24	BC308A		
ASY14	AC125U(z)	BC168	BC238	BC320	BC327	BC513	BC308	BCY25	BC308A		
ASY23	AC125U(z)	BC169	BC239	BC321	BC327	BC514	BC309	BCY27	BC307A	BF111	BF258
ASY24	AC125U(z)	BC170	BC238	BC322	BC327	BC520	BC337	BCY28	BC308A	BF118	BF258
ASY26	BCY78	BC171	BC237	BC324	BC300	BC521	BC337	BCY29	BC212A	BF119	BF257
ASY27	BCY78	BC172	BC238	BC325	BC309	BC522	BC338	BCY30	BC212A	BF120	BF258
ASY28	AC176	BC173	BC239	BC326	BC309B	BC523	BC414B	BCY31	BC212A	BF121	BF198
ASY29	AC176	BC174	BC239	BC329	BC309B	BC526	BC327	BCY32	BC212A	BF123	BF199
ASY30	AC125U(z)	BC175	BC239	BC330	BC414	BC527	BC304	BCY33	BC213A	BF125	BF199
ASY31	BCY78	BC180	BC237	BC331	BC237	BC528	BC303	BCY34	BC308A	BF127	BF198
ASY32	BCY78	BC181	BC307A	BC332	BC238	BC537	BC301	BCY42	BC107A	BF136	BF198
ASY48	AC125U(z)	BC185	BC301	BC333	BC549	BC538	BC300	BCY43	BC107A	BF137	BF257
ASY50	AC125K(z)	BC186	BC307A	BC334	BC559A	BC539	BC237	BCY49	BC308A	BF138	BF198
ASY53	AC176	BC187	BC308B	BC335	BC549	BC583	BC238	BCY50	BC238A	BF157	BF257
ASY54	AC125F(z)	BC190	BC239	BC336	BC559A	BC584	BC239	BCY51	BC238A	BF158	BF199
ASY55	AC125F(z)	BC192	BC328	BC340	BC301	BC727	BC327	BCY56	BC414B	BF159	BF199
ASY61	AC176	BC196	BC308	BC341	BC300	BC728	BC328	BCY57	BC413C	BF162	BF240
ASY62	AC176	BC197	BC237	BC342	BC300	BC737	BC337	BCY66	BCY59	BF163	BF240
ASY63	AC125(z)	BC198	BC238	BC343	BC304	BC738	BC338	BCY69	BC238C	BF164	BF240
ASY70	AC125K(z)	BC199	BC239	BC344	BC300			BCY70	BC177	BF167	BF198
ASY72	AC176	BC204	BC307	BC345	BC303	BCW10	BC338	BCY71	BC309	BF168	BF199
ASY73	AC176	BC205	BC308	BC347	BC547	BCW11	BC338	BCY72	BCY78	BF169	BC237B
ASY74	AC176	BC206	BC309	BC348	BC547	BCW12	BC337	BCY90	BC307A	BF179	BF259
ASY75	AC176	BC207	BC237	BC349	BC548	BCW13	BC327	BCY91	BC307A	BF186	BF198
ASY76	AC125K(z)	BC208	BC238	BC350	BC557	BCW14	BC337	BCY92	BC307A	BF196	BF198
ASY77	AC125U(z)	BC209	BC239	BC351	BC558	BCW15	BC327	BCY98	BC307A	BF197	BF199
ASY80	AC125K(z)	BC210	BC337	BC352	BC558	BCW16	BC337			BF207	BF198
ASY81	AC125U(z)	BC215	BC327	BC354	BC548	BCW17	BC327	BCZ10	BC308A	BF208	BF199
ASY90	AC125K(z)	BC216	BC328	BC355	BC558	BCW20	BC327	BCZ11	BC308A	BF223	BF224
ASY91	AC125(z)	BC218	BC237A	BC357	BC558	BCW21	BC327	BCZ13	BC308A	BF227	BF199
		BC219	BC301	BC358	BC238B	BCW22	BC337	BCZ14	BC308A	BF231	BF199
ASZ10	AC125U(z)	BC220	BC237A	BC360	BC304						

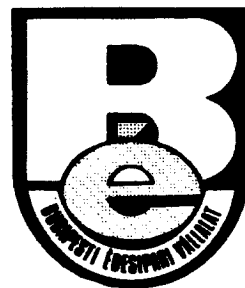
Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus	Helyettesítendő	TUNGS-RAM típus
BF232	BF199	BFR23	BC303	BFX43	2N2369	BSV91	2N2369A	BSY10	2N2218	OC306	AC125F(z)
BF237	BF199	BFR24	BC304	BFX44	2N2368	BSV96	2N2907A	BSY11	BCY59	OC307	AC125K(z)
BF238	BF199	BFR25	BF257	BFX45	BC238B	BSV97	2N2906A	BSY17	2N2368	OC308	AC125K(z)
BF242	BCY59	BFR27	BF257	BFX50	2N2222A	BSV98	2N2906	BSY18	2N2369	OC309	AC125U(z)
BF251	BF225	BFR57	BF257	BFX51	2N2221A	BSW10	BC301	BSY19	2N2369	OC469	BCY78
BF260	BF199	BFR58	BF258	BFX52	2N2222A	BSW19	BCY78	BSY21	2N2369	OC470	BCY78
BF261	BF199	BFR59	BF259	BFX60	BF199	BSW20	BC308A	BSY29	2N2369	OC602	AC125
BF267	BF198	BFR60	BC303	BFX61	BC300	BSW21	BC308A	BSY38	2N2368	OC603	AC125
BF270	BF225	BFR61	BC304	BFX68	2N1711	BSW22	BC308B	BSY40	2N2894	OC604	AC125
BF271	BF199	BFR67	BC237	BFX69	2N1613	BSW23	2N2904	BSY41	2N2894		
BF273	BF241	BFR68	BC238	BFX74	2N2904	BSW24	2N2906	BSY44	BC302	SFT223	AC125(z)
BF274	BF240	BFR69	BC307	BFX74A	2N2904A	BSW25	2N2894A	BSY45	BC300	SFT228	BCY78
BF287	BF241	BFR70	BC308	BFX77	BF198	BSW26	2N2221A	BSY46	BC301	SFT229	BCY78
BF288	BF240	BFR71	BC237	BFX84	BC301	BSW32	BF257	BSY51	BC302	SFT243	AC125U(z)
BF290	BF198	BFR72	BC237	BFX85	BC301	BSW33	BC237A	BSY52	2N1711	SFT253	AC128(z)
BF291	BC237A	BFR73	BC307	BFX86	BC302	BSW34	BC237A	BSY53	2N1613	SFT288	BCY78
BF292	BF258	BFR74	BC307	BFX87	2N2904A	BSW39	BC300	BSY54	2N1711	SFT321	AC125
BF293	BC237A	BFR77	BC300	BFX88	2N2904	BSW40	BC303	BSY55	BC300	SFT322	AC125
BF294	BF257	BFR78	BC300	BFX92	BC414B	BSW41	2N2221	BSY56	BC300	SFT323	AC125
BF297	BF257	BFR86	BF257	BFX93	BC414B	BSW42	BC237A	BSY58	2N2218	SFT335	AC125
BF298	BF258	BFR87	BF257	BFX94	2N2221	BSW43	BC237B	BSY62B	2N2369	SFT351	AC125
BF299	BF259	BFR88	BF258	BFX95	2N2222	BSW44	BC307A	BSY63	2N5769	SFT352	AC125
BF302	BF199	BFR89	BF259	BFX96	2N2218	BSW45	BC307B	BSY68	BF257	SFT353	AC126
BF303	BF199			BFX97	2N2219	BSW51	2N2218	BSY72	BC239B		
BF304	BF199	BF511	BF198	BFX98	BF257	BSW52	2N2219	BSY73	BC238A	TI3021	ASZ15
BF305	BF258	BF512	BC304			BSW53	2N2218A	BSY74	BC238A	TI3027	ASZ1016
BF306	BF199	BF562	BF199	BFY10	BC237A	BSW54	2N2219A	BSY75	BC237A	TI3028	ASZ1015
BF308	BF199	BF589	BF259	BFY11	BC237A	BSW58	2N2368	BSY76	BC237A	TI3031	ASZ15
BF309	BF199	BF592	BC303	BFY12	BC302	BSW59	2N2369	BSY78	2N2222		
BF311	BF199	BF593	BC303	BFY13	BC301	BSW61	2N2221	BSY79	BF257	TIP516	BUY12T
BF329	BF198	BF594	BC303	BFY14	BC300	BSW62	2N2222	BSY80	BC238C	TIP516	BUY12T
BF330	BF199	BF599	BF257	BFY17	BCY59	BSW63	2N2221A	BSY81	BC302	TIP3055	2N3055
BF334	BF199			BFY18	BCY59	BSW64	2N2222A	BSY82	BC302		
BF335	BF198	BFT39	BC300	BFY19	BCY58	BSW69	BF257	BSY83	BC302	TIS37	BC308
BF336	BF258	BFT40	BC301	BFY28	BC182A	BSW70	BF257	BSY84	BC302	TIS38	BC308
BF337	BF258	BFT41	BC301	BFY31	BC302	BSW72	2N2906	BSY85	BC300	TIS47	2N5769
BF338	BF259	BFT47	BF257	BFY37	BC238A	BSW73	2N2907	BSY86	BC300	TIS48	2N5769
BF366	BF198	BFT48	BF258	BFY39	BC107	BSW74	2N2906	BSY87	BC301	TIS49	2N5769
BF367	BF198	BFT49	BF259	BFY40	BC302	BSW75	2N2907	BSY88	BC301	TIS51	2N5769
BF371	BF199	BFT60	BC303	BFY41	BC300	BSW82	2N2221	BSY89	BC238B		
BF387	BF257	BFT61	BC304	BFY43	BF257	BSW83	2N2222	BSY93	2N2222	2N160	2N2218
BF388	BF258	BFT79	BC303	BFY45	BF257	BSW84	2N2221	BSY95	2N2369	2N161	2N2218
BF389	BF259	BFT80	BC303	BFY50	BC302	BSW85	2N2222			2N162	2N2221
BF411	BF257	BFT81	BC304	BFY51	BC302	BSW88	BC237	BU118	BU406D	2N163	2N2221
BF412	BF257			BFY52	BC302	BSW89	BC237	BU118	BU407D	2N257	ASZ1016
BF413	BF258	BFV68	BC414B	BFY53	BC302	BSW92	BC238A	BU127	BUY12	2N257	ASZ1017
BF454	BF240	BFW20	BC309B	BFY55	BC302	BSX21	2N6769			2N268	ASZ1015
BF455	BF241	BFW22	BC416C	BFY56	BC302	BSX22	BF257	BUX10	BUY12	2N279	AC125
BF456	BF257	BFW22	BC309C	BFY57	BF257	BSX24	BC237A	BUX39	BUY12T	2N280	AC125
BF457	BF257	BFW23	BC416C	BFY65	BF257	BSX26	2N2221A			2N281	AC125
BF458	BF258	BFW23	BC309C	BFY67	BC302	BSX27	2N2368	BUY57	BUY12T	2N282	AC125
BF459	BF259	BFW23	BC416C	BFY68	BC302	BSX28	2N2369	BUY58	BUY12	2N283	AC125
BF475	BF257	BFW24	BC301	BFY72	2N2218A	BSX29	2N2894			2N284	AC125U(z)
BF478	BF258	BFW25	BC302	BFY74	BC182A	BSX32	2N2218	OC16	ASZ1017	2N332	2N2221
BF497	BF199	BFW26	BC302	BFY75	BC182B	BSX33	2N2221A	OC22	ASZ1017	2N333	2N2221
BF523	BF225	BFW29	2N2219A	BFY76	BC414B	BSX35	2N2894A	OC23	ASZ1017	2N334	2N2221
BF596	BF198	BFW31	2N2907	BFY77	BC414B	BSX36	2N2906	OC24	ASZ1017	2N354	2N2906
BF597	BF199	BFW32	2N2222	BFY80	BC414B	BSX38	2N2906	OC27	ASZ1017	2N355	2N2906
BF694	BF199	BFW33	BC300	BFY88	BF199	BSX39	2N2369	OC28	ASZ1015	2N404	BCY78
BF697	BF479	BFW34	BC302	BS511	2N2369A	BSX40	2N2904	OC29	ASZ1016	2N470	2N2221
BF679	BF679	BFW35	BC302	BS523A	2N2221A	BSX41	2N2905	OC35	ASZ1017	2N471	BC107
BF677	BF680	BFW36	BF258	BS530	BC301	BSX42	2N2221A	OC36	ASZ1018	2N472	2N2221
		BFW37	BF257	BS531	BC301	BSX45	BC302	OC41	AC125	2N473	BC109
		BFW38	BF258	BS532	BC300	BSX46	BC301	OC42	AC125	2N474	2N2221
		BFW45	BF257	BS533	BF258	BSX47	BC300	OC43	AC125	2N475	2N2221
		BFW63	BF198	BS534	BF257	BSX51	BCY58	OC46	AC176	2N476	2N2221
		BFW64	BF198	BS535	BF257	BSX52	BCY59	OC47	AC176	2N477	2N2221
		BFW66	2N2219A	BS538	BF257	BSX53	BCY58	OC70	AC125	2N478	2N2221
		BFW67	BF259	BS540	2N2221A	BSX54	BCY59	OC71	AC125	2N479	2N2221
		BFW68	2N2222A	BS541	2N2221	BSX56	BCY58	OC72	AC125	2N480	2N2221
		BFW70	BF199	BS568	BF257	BSX67	BCY58	OC74	AC128	2N497	BC301
						BSX68	BC238A	OC75	AC125	2N524	AC128
		BFX12	BCY78	BSV16	BC304	BSX69	BC238A	OC76	AC125K(z)	2N525	AC128
		BFX13	BCY78	BSV17	BC303	BSX70	2N2221A	OC77	AC125U(z)	2N526	AC128
		BFX18	BF198	BSV28	BF257	BSX71	2N2222A	OC79	AC128	2N527	AC128
		BFX19	BF198	BSV29	BF257	BSX72	2N2219	OC83	AC128	2N541	2N2221
		BFX21	BF198	BSV42	BC303	BSX76	BCY58	OC84	AC128	2N542	2N2221
		BFX29	2N2905A	BSV43	BC304	BSX77	BCY59	OC200	BC178	2N543	2N2221
		BFX30	2N2905A	BSV44	BC304	BSX78	BCY59	OC201	BC178	2N552	2N2218
		BFX31	BF198	BSV51	BF257	BSX79	BCY59	OC202	BC178	2N591	AC128
		BFX32	BF198	BSV83	BC303	BSX88	2N2369	OC204	BCY79	2N619	2N2221A
		BFX33	2N2218	BSV86	2N2222A	BSX90	2N2368	OC206	BCY79	2N620	2N2221
		BFX35	BCY79	BSV87	2N2221A	BSX92	2N2368	OC207	BCY79	2N621	2N2221
		BFX39	BC304	BSV88	2N2221	BSX93	2N2369	OC303	AC125	2N656	BC301
		BFX40	BC303	BSV89	2N2368	BSX97	2N2218	OC304	AC125	2N696	2N1613
		BFX41	BC303	BSV90	2N2369			OC305	AC126		



*Fogyassza Ön is
a Budapesti Édesipari Vállalat
kiváló termékeit!*

- Csemege Édesipari Gyár
- Duna Csokoládégyár

- Budapesti Csokoládégyár
- Zamat Kávé- és Kekszgyár



MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

Budapest, VI., Népköztársaság útja 2.
Telefon: 117-090

Jó telefonszám – gyors információ!

Jegyezze fel telefonszámainkat! Rövid műszaki és kereskedelmi információval
így is szívesen állunk rendelkezésére

118-469 DEPREZ táblaműszerek
Digitális táblaműszerek
Hordozható és precíziós egyen- és
váltakozó áramú volt- és amper-
mérők

319-580 Lágyvasas táblaműszerek
Villamos teljesítmény- és teljesít-
ménytényező (Cosφ) mérők

313-516 Vezetékbontás nélkül mérő műsze-
rek (lakatfogók)
Földelés, hurok ellenállás, valamint
érintésvédelmi mérőműszerek, szig-
etelésvizsgálók

322-916 Oszilloszkópok, téterősségmérők,
frekvenciamérők, rezgéstechikai
mérőműszerek

317-194 Akusztikai műszerek, rádió és TV
szervizműszerek, tápegységek

313-944 AF és RF generátorok, digitális
voltmérők, analóg és digitális multi-
méterek, univerzális kéziműszerek.
Átviteltechnikai mérőműszerek

313-443 Magfizikai mérőműszerek

**Részletes műszaki és kereskedelmi
megbeszélésre
szívesen várjuk szakosztályunkon**

Címünk:

MŰSZER- ÉS IRODAGÉPÉRTÉKESÍTŐ VÁLLALAT

Elektronikus mérőműszerek osztálya

Budapest, Bajcsy-Zsilinszky út 37. 1065