

RÁDIÓ— TECHNIKA ÉVKÖNYVE 1978



A
RÁDIÓTECHNIKA ÉVKÖNYVE
— 1978 —

A RÁDIÓTECHNIKA ÉVKÖNYVE — 1978

Szerkesztette:

Stefanik Pál főszerkesztő
okl. vill. mérnök **HA 5 BT**

Írták:

Albert Péter okl. vill. mérnök
Bassó Sándor technikus **HA 5 NM**
Békei Ferenc okl. üzemmérnök **HA 5 KU**
Bucsás Péter okl. vill. mérnök
Degrell László okl. vill. mérnök
Dóra László
Fáber József okl. vill. mérnök **HA 5 JJ**
Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök
Hajdú Mihály
Harányi György ezds. MŰSZ főtitkárhelyettes
Hetényi László okl. vill. mérnök **HA 5 BK**
Hídvégi Tibor okl. vill. mérnök **HA 5 BB**
Kisvölcsy András okl. vill. mérnök
Németh János okl. vill. mérnök
Plachtovics György műszer ip. technikus
Rózsa Sándor okl. vill. mérnök
Sipos Gyula okl. vill. mérnök
Stefanik Pál okl. vill. mérnök **HA 5 BT**
Szlávikné Hamza Éva okl. vill. mérnök

TARTALOMJEGYZÉK

Előszó	3
A honvédelmi munka három évtizede	11
A rádió úttörői	11
Kvadrofónia	21
Autósok figyelem	38
Érdekes kapcsolások	54
80 W-os félvezetős gitárerősítő tremolóval és torzítóval	65
Elektronikus lemezjátszók	76
Építsünk együtt oszcilloszkópot	83
Szabályozott egyenfeszültség-átalakítók	91
TV-DX	113
Legfontosabb műszereink	120
Elektronikus hangversenyorgona	146
Rövidhullámú vevőkészülékek tervezése ...	158
Amatőr kapcsolások	177
4 csöves QRP adó-vevő	187
10 W-os teljesítményerősítő	192
AM szignálgenerátor	194
MICRO-80 m	200
CB rádiótelefon	206
CQ de HA.	211
Vaku méter	214
Elektroncső atlasz	218
Mit, hol találók	225

Kiadja: Zrínyi Katonai Kiadó
A kiadásért felel: a Zrínyi Katonai Kiadó parancsnoka



77.1838 — Athenaeum Nyomda, Budapest — Rotációs mélynyomás
Felelős vezető: Soproni Béla vezérigazgató

HU ISSN 0557 — 6229

ELŐSZÓ

A Kedves Olvasó ez alkalommal a Rádiótechnika Évkönyvének 11-ik kötetét veheti kézbe. Az első kötet megjelenése óta lényegében tíz év telt el. Az emberiség történetében ez csak egy pillanat, de ha arra gondolunk, hogy maga a rádió a világon mindössze nyolc évtizede létezik, és ahogy az első hazai rádióamatőr egyesületet, a MRE-et 50 évvel ezelőtt, 1927-ben, az MHSZ jogelődjét pedig országunk felszabadulása után, ezelőtt 30 évvel alakították meg, akkor a mi évkönyveink tíz évét már egészen más megvilágításban szemlélhetjük.

Mostani életünk rádió és televízió nélkül nehezen képzelhető el. Mindkettőnek nagy szerepe van a hírközlésben, a tömegek szórakoztatásában, valamint az ismeretek terjesztésében. Sokan vannak azonban, akiket nemcsak a műsor, de az azt közvetítő technikai berendezések is érdekelnek. És jó, hogy ez így van, hiszen ha ezeket a technikai berendezéseket használni akarjuk, akkor azokat nemcsak karbantartani, de állandóan továbbfejleszteni és tökéletesíteni is kell.

Ma már iskoláink folyamatosan és tervszerűen képezik ki a híradástechnikai szakembereket. Ez azonban – többek között az elektronika rendkívül gyors fejlődése miatt – egyáltalán nem mondható könnyű feladatnak. Gondoljunk csak arra, hogy azoknak az oktatóknak, akiket a saját képzésük folyamán még a „tegnap technikájára” tanítottak meg, a mai fiatalságot – ha nem is a holnap – de legalább a ma technikájára kell megtanítaniok. Ezért aztán a híradástechnika területén nemcsak a tanítványoknak, de az oktatóknak is állandóan tanulniok kell. Ehhez – a különböző továbbképző tanfolyamok mellett – legtöbb segítséget a szakirodalom, azaz a szakkönyvek és szakmai folyóiratok – és természetesen az elektronikával és híradástechnikával való állandó foglalkozás – nyújthatnak.

Az új dolgokról, új alkatrészekről, készülékekről, kapcsolásokról leggyorsabban a szaklapok adhatnak hírt és tájékoztatást, nem feledkezve meg azon feladatukról sem, hogy betekintést adjanak az állandóan fejlődő híradástechnika legszélesebb területeire is. A szakkönyvek egyik fő feladata viszont a különböző eljárások, alkatrészek, technológiák részletes és átfogó ismertetése. Sajnos, a szakkönyvek megjelenetésének úgynevezett „átfutási ideje” elég nagy, mert a megírás és a rajzok elkészítése, a lektorálás, majd a szöveg és ábrák nyomdai előkészítése, mindezek után a nyomtatást, összességükben több évet is igénybe vesznek. Könnyen megtörténik, hogy ami a kézirat elkészítésekor még korszerű volt, a könyv megjelenésének idejére már többé-kevésbé elavul. És talán még hosszabb átfutási idővel kell számolni az idegen nyelvről való fordítás esetén. Természetesen a szakkönyvek megjelenetésére szükség van, azokat többségükben nem helyettesítheti semmi más és bizony sokszor még több is kellene belőlük, mint amennyi az olvasó közönség rendelkezésére áll.

A Rádiótechnika Évkönyve-i tulajdonképpen a könyvek és a folyóiratok közé sorolhatók. Az elkészítői legfőbb feladatuknak azt tekintik, hogy évente összegyűjtsék, rendszerezék és ismertessék az amatőröket érdeklő híradástechnikai újdonságokat, érdekességeket. Önkéntelenül felvetődhet azonban a kérdés: valójában kik is azok az amatőrök?!

A Magyar értelmező kézi szótár szerint a rádióamatőr: Kedvelésből rádió adó- és vevőkészülékeket készít, és másokkal rádió-összeköttetést létesítő személy.

Bármennyire is pontos az értelmező kézi szótár meghatározása, a mindennapi életben sokszor nehéz volna megmondani, hogy valójában ki a szakember, és ki az amatőr.

Mert hogyan is szokott történni? Például 12 – 14 éves korában elkezd belekóstolni a rádióamatörködésbe. És ki tehet arról, hogy őt nemcsak a műsor, de az azt közvetítő szerkezetek is érdeklik? Először csak azt nézi tágra nyílt szemmel, hogy mások mit csinálnak, azután ő maga is elkezd egy-egy apróságot összeállítani. Ha azután a játékos próbálkozásokhoz szakkörben, fizika órán, esetleg családi, vagy baráti körben segítséget is kap, akaratlanul is egyre inkább rádióamatőrre válhat.

A rádióamatörködéssel szerzett tapasztalatok a pályaválasztáshoz is szoktak segítséget adni. És ez még abban az esetben is így van, ha valaki éppen az amatörködés révén jön rá, hogy bármennyire is hozzátartozik már életünkhöz az elektronika, az mint élethivatás mégsem felel meg az ő kedvének és adottságainak.

Tény, hogy sok amatörből lett és lesz szakember, szakmunkás, technikus, mérnök, és azok közül is, akik tíz, húsz, harminc évvel ezelőtt még amatörök voltak, nem kevesen vannak olyanok, akik napjainkban alap-, közép- és felsőfokú intézményekben fő foglalkozásként tanítják a híradástechnikát. Vajon ezek az emberek ma már nem amatörök? Az élet számtalan példája bizonyítja, hogy lehet valaki egy és ugyanabban az időben rádióamatőr és rádiós szakember is. Azt természetesen ki-ki maga döntse el, hogy hova tartozónak érzi magát.

Mostani évkönyvünk, éppúgy, mint az előzők, az elektronika, rádiótechnika és a rádióamatörködés iránt érdeklődők széles táborához szól, mégpedig úgy, hogy a szerzők valamelyik a saját maguk által különösen kedvelt területen kalauzolják az olvasót. Ezt érzékeltetik a főbb címek is.

Remélve, hogy minden Kedves Olvasónk talál az évkönyvben a saját érdeklődésének megfelelő leírást, kívánunk jó munkát, kellemes időtöltést és **BOLDOG ÚJ ÉVET!**

A RÁDIÓTECHNIKA
szerkesztősége



A honvédelmi munka három évtizede

A 30. évforduló

A Magyar Honvédelmi Szövetségben 1978-ban ünnepeljük a Magyar Szabadságharcos Szövetség megalakulásának 30. évfordulóját. *Népiünk évszázados álma, hazánk szabadsága és függetlensége 1945. április 4-én a dicső harcok nyomán lett valóság.* A fasiszmus megsemmisítéséért győzelmesen előretörő szovjet hadsereg kiűzte az országból a megszálló német csapatokat és hazai csatlósait.

Népiünk életének nagy eseménye, 1945. április 4-e, hazánk felszabadulásának ünnepe. A felszabadításunk egy korszak végét és egy új korszak kezdetét jelentette hazánkban. Ez a tény – most is mint mindig – összefügg a múlttal és meghatározza a jövőt, történelmi mérföldkövet jelent, s ezzel nyílt meg hazánkban az eljövendő szocialista fejlődés útja.

Még hadszíntér volt az ország nagyobb része, még a főváros ostroma folyt, amikor 1944 telén Debrecenben, az Ideiglenes Nemzetgyűlés és a Kormány székhelyén, fontos és ma már történelminek számító határozatok születtek. Ezek közül az egyik: hadüzenet a fasiszta Németországnak, s ezzel párhuzamosan a másik: új típusú demokratikus szellemű és érzelmű hadsereg hadosztályainak megteremtése, felszerelése és harcba vetése a fasiszták ellen, a szovjet Vörös Hadsereg oldalán.

Több mint három évtized telt el azóta, s ez az idő a magyar nép történetének legfényesebb szakasza. Ma olyan eredményeket öszegezhetünk, amelyekhez hasonlótak hiába keresünk több mint ezeréves történelmünkben. Szilárd alapokon nyugszik hazánkban mindaz, amiért évszázadokon át népiünk legjobbjai küzdöttek. A hatalom birtokosa, a termelőeszközök tulajdonosa a dolgozó nép, s meglettük helyünket a népek családjában is. Magyarország a szocialista országok nagy családjához tartozik és ismét a haladás élvonalában van.

A magyar kommunisták forradalmi pártja hatalomra jutásának első percétől kezdve egyik legalapvetőbb feladatának tekintette felszabadult hazánk védelmének megszervezését, a honvédelem és a hadsereg fejlesztését. A párt mindig azt az elvet vallotta, – s ezt a kongresszusok ismételtelen megerősítették, – hogy: „... a szocialista hazá védelme mindennél előbbre való”, s ennek az igénynek és szükségletnek csak a korszerű követelmények színvonalán álló honvédelem, s ezen

belül a jól szervezett és felszerelt, magasfokon kiképzett és kiváló erkölcsi-politikai tulajdonságokkal rendelkező fegyveres erők képesek eleget tenni.

A párt a honvédelmet a társadalmi rend védelmét mindig egész népiünk ügyének tekintette. Határozatai leszögezik, hogy a hazá védelmére az egész társadalmat meg kell szervezni, fel kell készíteni, elő kell segíteni, hogy hazánk nagyságának, erejének és lehetőségeinek megfelelő mértékben a szocialista országok testvéri közösségében közös ügyünkért helyt tudjon állni. Ennek érdekében a lakosság és az ifjúság honvédelmi előkészítése és felkészítése céljából, társadalmi alapokon álló, mozgalmi módszerekkel dolgozó politikai tömegszervezetet hozott létre.

Az MHSZ jogelőd szervezeteinek soraiban elsőhelyen a Magyar Szabadságharcos Szövetség (MSZHSZ) megszületését tartjuk számon, amely 1948. február 29-én alakult meg.

Ezen a napon került sor Budapesten a Zeneakadémia nagy termében a MSZHSZ ünnepélyes alakuló közgyűlésére. A szabadság kipróbált harcossai jöttek össze, azok az emberek, akik már a spanyol szabadságharc idején is megértették, hogy a szabadság ügye mindennél fontosabb népeink számára. E példamutató harcossok sorai között ott voltak a csepeli munkások, akik megtagadták a náci kiűrtési parancsát, az újpesti partizánok, akik megmentették a lakosságot a szomszálaltól, akik a főváros szívében felrobbantották a nyilasok főhadiszállását és a Gömbös szobrot. Ott voltak a katonai „álegységek”, amelyek maguk közé fogadták a szökevényeket és üldözötteket, és amelyek a szovjet hadsereg érkezésekor barátaink oldalára álltak. A budai önkéntes ezred tagjai, akik véres harcokban vettek részt a szovjet egységek oldalán, akik közül sokan a vörös csillagok oldalán meneteltek, harcoltak tovább egészen Bécsig, majd tovább. Azok voltak ott, akik a II. Világháború legborzalmasabb esztendeiben, amikor Magyarországon is az embertelenség, a nyilasok őrültsége, a Számunkérő Szék meghirdetett és gyakorolt felkoncolásától, szokványos büntetéseitől sem riadtak vissza és mint partizánok fegyvert fogtak népiünk függetlensége, jövője érdekében. Azok voltak ott a teremben, akik a felszabadulás után

mindenütt megjelentek, ahol a magyar nép jövőjéért tenni kellett.

Ez a februári ünnepélyes közgyűlés öntötte formába azt a határozatot, amely a kommunisták pártjának eszmei támogatása alapján született, amelyet a Magyar Partizánok Bajtársi Szövetsége és a Partizán Barátok Szövetsége nagy lelkesedéssel hozott meg: a két szövetség egybeolvadásából alakuljon meg a Magyar Szabadságharcos Szövetség.

Így kezdődött!

Az új szövetség első felhívása az egész néphez szólt: „... zászlóink alá hívunk minden magyart, aki vallja szövetségünk célját: Kossuth, Petőfi és Tancsics szellemében. Hívunk mindenkit, ... aki azt akarja, hogy a Duna-Tisza téja a dolgozók boldog, szabad országa legyen, amelyet egységes erővel és kemény akarattal épít magának munkás, paraszt és értelmiség.”

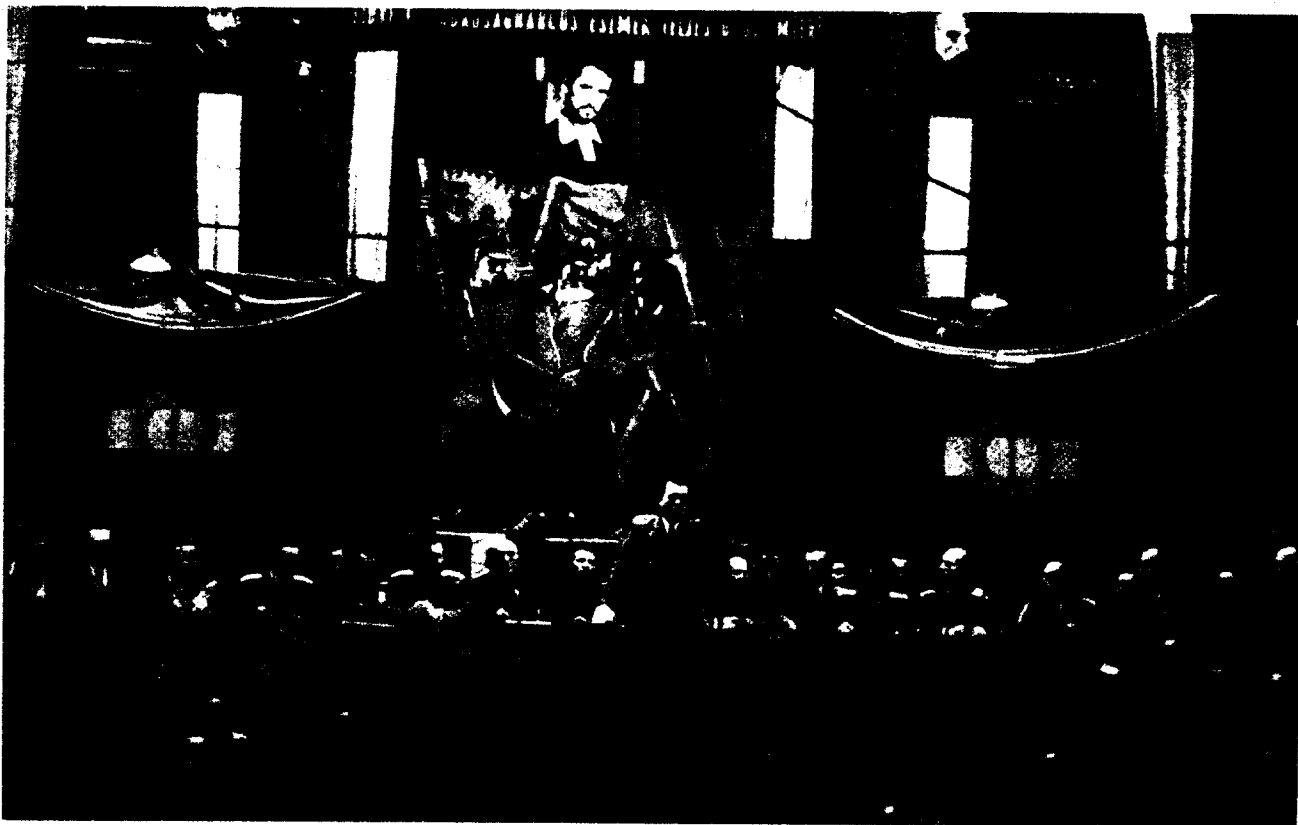
A MSZHSZ mindezek alapján célul tűzte ki a szövetség tagjainak szabadságharcos szellemű nevelését, a fizikai erő fejlesztését, edzését, a népi kultúra terjesztését annak érdekében, hogy a szövetség tagsága alkalmassá váljon azoknak a feladatoknak a végrehajtására, melyeket hazánk fejlődése és védelme tőlünk megkövetel.

A MSZHSZ felhívását és megalakulását országsszerte nagy lelkesedéssel fogadták mindazok, akik a demokrácia, hazánk demokratikus fejlődésének igaz hívei voltak. Rövid idő alatt igen nagy tömegek sorakoztak fel a szövetség mögé. A MSZHSZ hamarosan Magyarország egyik legnagyobb tömegszervezete lett. Szövetségünk régi tagjai a megnondható, hogy szinte minden társadalmi megmozdulásból jelentős részt vállaltak.

Felvonulásokon, ünnepélyeken, kulturális és sportrendezvényeken mutatták be szilárd egységüket, tudásukat, felkészültségüket a szövetség különböző klubjainak, alapszervezetei és tanfolyamai, tanulóköreinek tagjai, a szabadságharcosok.

A szövetség – a párt útmutatásainak megfelelően – őrizte a szabadságharcos szellemet és ott volt mindenütt, ahol áldozatkészség vagy lelkesedés kellett a népi demokrácia építésében, a mezőgazdaság megsegítésében, a javak betakarításában, az ország gyarapításában, a munkásosztály ellenségeinek felszámolásában.

A MSZHSZ nagy lépésekkel haladt a párt által megjelölt és maga elé tűzött célok megvalósítása felé. Egy-



A Magyar Szabadságharcos Szövetség alakuló kongresszusának elnöksége

más után alakították meg a helyi szervezeteket.

Ahogy teltek a hónapok, úgy épült, erősödött a szövetség. Szervezeti behálózta szinte az egész országot. Céllovó, motoros és rádiós sportszakosztályai egyre eredményesebb munkát végeztek. A bentlakásos iskolákon kívül számos esti iskolán, tanfolyamon tanulókörben ezer és ezer szabadságharcos vált a honvédelem ügyének elméletileg és gyakorlatilag képzett munkásává, vezetőjévé. A speciális szervezeti formában működő „százas csoportok” a szövetség céljainak szolgálata mellett a néphadseregünk tömegbázisává váltak.

A felszabadulás után szomorú kép fogadta a repülőket és a modellezőket is. A II. Világháború során szinte minden elpusztult. Romhalmaz, szemét mindenütt. Elpusztított repülőterek, hangárok éktelenkedtek a régiék helyén. Ilyen körülmények között került sor 1949 februárjában az OMRÉ első kongresszusára is.

Az MSZHSZ dolgozói tízezzrel vettek részt a sí sportban és benépesültek a céllovó szakosztályok is.

Létrejött a Magyar Repülő Szövetség (MRSZ) is 1951. januárjában. Az ifjúság még erőteljesebben bekapcsolódhatott a repülés és ejtőernyő-sport tevékenységébe, ami a kezdetben már az MSZHSZ-ben elindult útjára.

A MSZHSZ 1951. március 31-én és április 1-én tartotta II. Kongresszusát. Mivel a MSZHSZ és a MRSZ között az erők megosztottak voltak,

ez nem volt fenntartható tovább, mert megosztotta az ifjúságot is. Szükség volt egy egységes társadalmi szervezet létrehozására, amely jobban szolgálja a honvédelem érdekeit.

A párt Központi Vezetősége az 1955. január 24-i ülésén foglalkozott a honvédelmi munka kérdéseivel, ahol elhatározták a MSZHSZ és MRSZ egy szervezetbe tömörítését az ifjúság elmélyültebb hazafias nevelése és a katonai szolgálatra történő céltudatos előkészítése érdekében. E határozatnak megfelelően hozták létre a két szövetség egyesítésével a Magyar Önkéntes Honvédelmi Szövetséget (MÖHOSZ). Az egyesülést az 1955. július 1. és 2-án megtartott kongresszus mondta ki. A MÖHOSZ céljait, feladatait tekintve hasonlított ugyan az előző két szervezethez, de tenneivaló lényegesen jelentősebbek voltak. Társadalmi alapokon, de az önkéntesség elvén működött, fő célkitűzései között a magyar néphadsereggel való együttműködés, a hadsereg megismerése és megerősítésében való közreműködés szerepelt. E célok érdekében a meglévő klubok motoros, lövész, rádiós, repülő-modellező, vitorlázó és motoros-repülő, ejtőernyős, vízi, műszaki és lovas kiképzést folytattak.

Megalakult a szövetségben a partizán és a tartalékos tisztiek tagozata is. Tevékenysége során a szövetség a lakosság százezreivel került kapcsolatba.

A fejlődés során 1956-ban új kiképzési ágaként bevezetésre került az egészségügyi, a vegyvédelmi, a gép-

pisztolyos, golyószórós és az általános műszaki kiképzés is.

Az 1956-os ellenforradalmi események új helyzet elé állították a MÖHOSZ-t. A politikai tévelygés következtében október 30-án a szövetség részeire bomlott. Megalakították a „Magyar Szabadságharcos Szövetséget” és a „Magyar Nemzeti Repülőszövetséget”. Az egységbontó kísérletek ellenére a szövetség legjobbjai fegyvert ragadtak az ellenforradalmi erők ellen, a párt felhívására a szervezetek, a klubok társadalmi munkásai, aktivistái jelentkeztek a karhatalomba.

A két szövetség 1957. június 14-én országos értekezleten döntött arról, hogy javaslatot terjeszt a párt elé a két szövetség egyesítéséről. A MSZMP Intéző Bizottsága ezt kedvezően fogadta és határozata szerint az egyesüléssel létre jött a Magyar Honvédelmi Sportszövetség (MHS).

A MHS politikai tömegszervezetté alakult, amely az MSZMP irányításával, a KISZ-szel, a Munkásországgal, a Partizán Szövetséggel, az MTS-el, az állami, társadalmi és tömegszervezetekkel szorosan együttműködve végezte munkáját. A MHS rövid idő alatt jelentős eredményeket ért el. Biztatóan alakult a képzési, a felkészítő és sportmunka, valamint az e tevékenységeket elősegítő politikai nevelő módszertani, agitációs és honvédelmi propaganda munka is.

Szövetségünk, a MHS – fennállásától kezdve – szorgalmazta Magyarországon a különféle verseny számok-



Egy mozgósító plakát a MÖHOSZ idejéből

ból álló küzdőjátékok bevezetését. A szövetség nevéhez fűződik a munkára, harcra kész mozgalom bevezetése. Ennek is az volt a célja, hogy a dolgozók minél nagyobb tömegei vegyenek részt a különböző versenyeken. Ebben a mozgalomban megfelelő helyet kaptak a technikai sportágak is. A versenyrendszer alapkövetelménye az volt, hogy a résztvevő valamelyik technikai sportágban alapos elméleti és gyakorlati ismereteket szerezhesen és lehetőséget biztosított a bizonyításra, a számadásra is. Az MHK-mozgalom a szórakozáson és a sporton túl száz- és százazrek számára tette lehetővé, hogy a honvédelmi munkába bekapcsolódjanak. A technikai sportágak okos és célszerű népszerűsítésével, a honvédelmi feladatok kiemelésével még csak tovább növelték az érdeklődést az MHK-ban felvett ügyességi és küzdő sportok iránt. Az MHK-ban éveken át elért sikerek növelték a szövetség tekintélyét és bebizonyították, hogy a szövetség képes a nagy tömegeket foglalkoztató ügyességi, technikai és küzdősport tevékenység, a mozgalom irányítására, szervezésére és vezetésére. (E tapasztalatokat célszerű felhasználni az „Édzett Ifjúság-ért” tömegsport mozgalom életrevalóságának a biztosítására is.)

A MSZHSZ mint az MHSZ első jogelőd szervezete minden tekintetben teljesítette a reá háruló feladatokat. Amint az az eddigi leírtakból is látható a három évtized során – a szövetségünk munkájának és feladatainak megfelelően – a szövetség több alkalommal változott.

A MSZHSZ és a Magyar Repülő Szövetség egyesülésekor – 1955-ben – a Magyar Önkéntes Honvédelmi Szövetség (MÖHOSZ); 1957-ben az ellenforradalom után Magyar Honvédelmi Sportszövetség (MHS); majd 1967 óta Magyar Honvédelmi Szövetség (MHSZ) munkája vált ismertté határainkon túl, és hazánk lakosságának, de különösen az ifjúság, a KISZ, Úttörő Szövetség, intézmények, iskolák, szakmunkás tanuló intézetek, üzemek, termelőszövetkezetek, stb. széles rétegeinek körében.

Mindezek azt is bizonyítják, hogy az az alap, amelyet 30 évvel ezelőtt a haza védelméért nagy felelősséget érző elvtársaink a MSZHSZ megalakulásával leraktak, erősnek és időállónak bizonyult.

A három évtized során történt név és szervezeti változások nem csökkentették, inkább erősítették azokat az alapvető célkitűzéseket, amelyek 30 évvel ezelőtt megszülettek.

„E fejlődés során alakult ki az a ma is érvényes felismerés, hogy a hatékonyabb munka érdekében mindazokat a szervezeteket, amelyek honvédelmi előképzéssel, felkészítéssel, vagy honvédelmi jellegű sporttevékenységgel foglalkoznak, egységes egésszé kell kapcsolni. Így kapcsolódott be a munkába a repülő, a rádióamatőrök és a könnyűbűvörök széles tábora is.” (A MHSZ 25. jubileumi évforduló ünnepi beszédéből.)

Nagy erőfeszítések folytak a MSZHSZ-ben a technikai sportok feltételeinek megteremtéséért. Ennek eredménye, hogy – a második világháborúban elpusztult, elárvult hangárok, repülőterek, repülőgépronszok, ellenére – csodákra képes akaraterevével 1948. február 14-én megalakult a sportrepülést átfogó és irányító szervezet, az OMRE, s így isnét kezdletleges lehetőség nyílt a repülésre, a sportolásra.

Az OMRE 1951-ben szűnt meg, amikor a Magyar Repülő Szövetség megalakult. A repülőmodellezők eredményei is mind ismertebbé váltak. A kormány 1948-tól rendszeresen biztosította a modellezéshez a megfelelő anyagi támogatást. Jelentős esemény volt, amikor 1953 tavaszán magasba emelkedett az első magyar rádióirányítású vitorlázó modell a Hármashatárhegyen.

Az MSZHSZ-ben más technikai sportágakban is megindult a fejlődés. Igen népszerűvé vált a szövetségen belül a motorkerékpározás. Budapesten és vidéken egymásután alakultak a szakosztályok, amelyeknek a száma 1949-ben megközelítette a százat.

Ugyancsak még 1949 januárjában

vette át a szövetség az első rádió adó-vevő üzemből tartásáról szóló engedélyt a MRRE-től. Ebben az egyesületben azt a célt tűzték ki, hogy a rádióamatőr tevékenység megszűnjön a kiváltságosok szórakozása lenni. Jelszó lett: „megnyitni a rádiózás kapuit a munkás ifjúság előtt.” Szövetségünk feladatul tűzte maga elé a rádiózás terén, hogy a szocialista építést elősegítő, új típusú rádióamatőr mozgalmat szervezzen. A legszélesebb néprétegeket kívánta bevonni az amatőr munkába, különféle tanfolyamokat szervezett, kollektív állomásokat állított fel, s ezzel lehetővé vált a széles tömegek, a dolgozó ifjúság bekapcsolódása a rádiószakági sporttevékenységbe, az amatőr és konstruktor munkába.

Az éjtőernyős sport elterjedése és népszerűvé válása is az első jogelődünk, a MSZHSZ munkáját dicséri. E sportága irányítását 1952-ben a MRSZ vette át, s ma az MHSZ-ben minden szükséges és korszerű feltételek biztosítása mellett a nemzetközi mezőnyben is elismerésre méltó helyet foglalnak el éjtőernyőseink.

A céllövő szakosztályok működése is igen intenzív volt. Az üzemi céllövő versenyeken már ebben az időben is több mint 70 ezer! munkás és munkánő vett részt. Egy adat szerint 1950-ben már 6500! nő indult a céllövő versenyeken.

A céllövő, a motoros és rádiós tanfolyamok több ezer hallgatója bizonyították arra, hogy a fiatalok felismerték a technikai sportok érdekességét és jelentőségét.

A szövetség amellett, hogy hasznos elfoglaltságot, szórakozási lehetőséget biztosított tagjai számára, rendkívül fontos szerepet töltött be a képzési és sport munkájával.

A szövetség legjobbjai – amikor arra szükség volt – 1956-ban fegyvert ragadtak az ellenforradalom erői ellen Budapesten, Borsodban, Fejér és Csongrád megyékben és másutt is.

Az ellenforradalom leverése után 1957. augusztus 17-én alakult meg a Magyar Honvédelmi Sportszövetség.

A MHSZ-hez tartozott felügyelet és

irányítás szempontjából 1958 januárjától a Magyar Motorkerékpáros Szövetség, a Magyar Lövészsport Szövetség, a Magyar Motorcsónak Szövetség, a Magyar Postagalamb-sport Szövetség, stb.

A IV. Konferencia feladatául szabta a szövetségeknek: „az ifjúság bevonulásra való előkészítését folyamatosá kell tenni, biztosítani kell, hogy a lövés, a vízi, a rádiós, a modellező és az íjász sportágakban, a honvédelmi jellegű többtusa versenyeken a dolgozók tömegeit foglalkoztassák, a versenysport zárkózzon fel a nemzetközi szintekhez, a repülő, az ejtőernyős és modellező sportok terén biztosítani kell a meglévő színvonal fenntartását, a technikai bázisok gazdaságosabb kihasználását, az eszközök karbantartását és megővését . . . szoros együttműködést kialakítva az állami, társadalmi és tömegszervezetekkel.”

A szövetség V. Kongresszusát 1963. június 21–22-én tartották meg. Ezen megállapították, hogy „az MHS betöltötte hivatását. Eredményes munka folyt a katonai elő- és utóképzés, a sportmunka területén, amit az is bizonyít, hogy 1958-hoz képest a sportolók száma 16-szorosára, a minősített versenyzők száma pedig négy és félszeresére nőtt. Öt év alatt 5 világ és egy európai csúcsot javítottak meg. 11 világ és 4 Európa-bajnokságot nyertek, 262 országos bajnoki címet szereztek és 421 új országos csúcsot állítottak fel a lövés, repülő, ejtőernyős, modellezős, rádiós sportolók. Kiemelkedik ezen kívül a modellező sportág 10 világ- és 4 európa-bajnoki, a repülők 1 egyéni és 1 csapat műrepülő világbajnoki eredményével és *Hammerl László* az 1964. évi olimpiai aranyérmével.”

Így vált egyre tartalmasabbá a MHS, a KISZ, a fegyveres testületek, a Partizán Szövetség, a Testnevelési és Sporttanácsokkal, állami és társadalmi szervekkel való kapcsolata.

Az MSZMP Politikai Bizottsága 1967. június 20-án tárgyalta meg a honvédelmi nevelés, a katonai szolgálatra történő felkészítő tevékenység helyzetét és meghatározta a soron következő feladatokat.

A Politikai Bizottság megállapította, hogy „a MHS-t Magyar Honvédelmi Szövetség néven olyan társadalmi alapokon álló szervezetté kell átalakítani, melyben a demokratizmus mellett érvényre jut az egyszemélyi vezetés és felelősség a feladatok végrehajtásáért, a fegyverekért, a technikai és más anyagi eszközökért.”

Amikor pártunk politikai bizottsága 1967-ben megtárgyalta az MHS munkáját, a honvédelmi nevelés és felkészítés helyzetét, akkor 1967. június 20-i nagyfontosságú határozatában kifejezésre juttatta és hangsúlyozta azt a széles körű társadalmi felelősséget, melyet a szocialista haza védelme megkövetel minden állami, gazdasági, társadalmi szervtől és vezetőjétől.

A párt és a kormány ettől a felelősségtől vezérelve az addig tömegszervezeti módon dolgozó szövetségünket új szervezeti alapokra helyezte. Olyanra,



Könnyűbűvár bemutató

amelyekkel biztosítani lehet, hogy a szövetség mindenkor eleget tudjon tenni a társadalmi munkamegosztásból reá háruló követelményeknek, hogy minőségileg magasabb szinten – az egyre korszerűbb fegyveres erők igényeihez igazodva – biztosítsa az elő- és utóképzési feladatok végrehajtását. A Magyar Forradalmi Munkás Paraszt Kormány 1967 augusztusában hozott határozatot arra, hogy a MHS-t Magyar Honvédelmi Szövetség (MHSZ) néven, társadalmi alapokon álló szervezetté kell átszervezni. Ez megtörtént.

Létezése óta ezeknek a követelményeknek tesz eleget a Magyar Honvédelmi Szövetség, ezen feladatok és követelmények tartalmas végrehajtásának szolgálatába állítjuk egész nevelő és felkészítő munkánkat, a katonai szolgálat ellátásához nélkülözhetetlen politikai, szakmai felkészültséget segítő fizikai és akaratú tulajdonságokat kialakító és fejlesztő

sporttevékenységünket is. Mindezeket pártunk és a társadalom egyre növekvő erkölcsi és anyagi támogatásával, minden eddiginél kedvezőbb körülmények között és gazdagabb anyagi, technikai feltételek mellett tudjuk ma már megoldani”, mondotta szövetségünk főtájkára a 25 éves jubileumi évfordulón tartott beszámolójában.

Kiss vörögy., elvtárs mondott a 1976-ban a Vezetők Országos Tanácskozásán: „Pártunk kongresszusának határozata kimondja: „A munkáshatalmat erősíti, a szocialista építés hatékonyságát növeli, ha minden állami szerv, társadalmi szervezet rendeltetészerűen, önálló arcu-lattal működik, s mind nagyobb felelősséggel vesz részt a politikai irányvonal kialakításában és megvalósításában.”

„Nagy jelentőségű esemény volt szövetségünk fennállásának 25. évfordulója is, melyet 1973. március 1-én méltó keretek között ünnepeltünk. A történelmi visszapillantás tovább erősítette bennünk



Repülőmodellezők egy versenyen

azt a meggyőződést és hitet, hogy szövetségünk immár több mint negyedszázada hasznos, igaz ügyet szolgál. Jogos büszkeséggel állapíthatjuk meg, hogy a negyedszázada lerakott alapokon a honvédelmi nevelés és felkészítés ügyének olyan jelentős zászlóvivője bontakozott ki, mint a Magyar Honvédelmi Szövetség."

A fejlődésnek, amely a 30 éves szövetségünk életében végbement, sok-sok kézzel fogható bizonyítéka van. E fejlődést látva és átérzve az egészséges büszkeség érzése töltheti el mind az alapító tagokat, mind pedig az utódokat, akik ma a szövetség függetlenített dolgozói, vagy társadalmi aktivistái.

Szövetségünk munkájának formája – és sok tekintetben tartalma is – ma már sokban különbözik a 30 év előttitől. Munkánk mennyiségben és minőségben olyan változásokon ment keresztül, melyekre három évtizeddel ezelőtt nem is gondolhattunk.

A Magyar Honvédelmi Szövetség közel 5000 klubjában a követelmények és igényeknek megfelelően, évenként – de hosszabb távlatokban – és minden időszakban becsületesen teljesítette feladatait: az általános honvédelmi előképzésben, a gépjárművezetői kiképzésben, könnyűbűvár képzésben, minőségi rádiótávírással, géptávírással, filmgépkezelő, rádióműszerész, tábortéri stúdiókezelő, tábortéri nyomdász és általános híradó, repülőgép vezető, ejtőernyős, repülő modell-irányítók kiképzésében és felkészítésében, löklőképzés-

ben és a tartalékosok továbbképzésében.

Klubjaink a tömegsportmunka területén is igen szép sikereket értek el. Munkájukkal hozzájárultak a résztvevők fizikai felkészítéséhez, edzettségéhez. A MHSZ klubjaiban a minőségi sport fejlesztése terén, a technikai sportokban – lövész, rádiós, modellező repülő, ejtőernyős, könnyűbűvár – növekedett a fiatalok és a nők aránya. Ma 6 sportágunkban, 1870 szakosztályban, 28 760 a sportolók száma. Ebből 17 909 a tanuló és 1878 a nők száma, munkájukat 1817 edző és 1497 játékevezető segíti.

A lövész sportágban 1975-ben az országos bajnokságokon a pontok 60%-át az MHSZ sportolók nyerték. A könnyűbűvár sportolók 1974–75-ben 144 új országos csúcsot állítottak fel. A fejlődést a külföld is elismeri. (1977-ben Magyarországon, Dunaújvárosban rendezték meg az uszonyos bűvárúszó Európa-Bajnokságot.) A rádiós sportok minden ága fejlődött. Ezt bizonyítja, hogy jelenleg 17-en az MN Kiváló és 44-en az MN Erdemes sportolói, és közel 1000 a különböző I – II – III o. minősítéssel rendelkező versenyző. RH-URH éter versenyek több világ és európai első-második-harmadik helyezettünk van. Növekszik amatőreink tekintélye a világban. Ezt az a tény is bizonyítja, hogy az IARU Region I. Világszövetségi konferencia 1978 évben történet megrendezésével hazánkat bízták meg.

Repülő-, és ejtőernyős sportunk tekintélyét a több világ-, és európa-bajno-

ki első és második helyezése, valamint az Eje. VB Magyarországon való megrendezése, az olaszországi VB-n elért sikereink bizonyítják.

A motoros műrepülősport fiataljai már eddig is százezreket szórakoztattak látványos repülő tudásukkal.

Modellező sportolónk eredményes fejlődését és sikereit a nemzetközi szint szilárd tartása és az utóbbi években rendezett Európa-Bajnokságokon és nemzetközi versenyeken szerzett 35 arany, 44 ezüst és 45 bronz érem fémjelzi.

Technikai sportágaink igen népszerűek, mert megtalálható ezekben a sportágakban a fizikai, szellemi, technikai, honvédelmi képességeket fejlesztő sport minden szépsége és romantikája. Eredményeink – a dicséretes munkán, a nagy technikai, szakmai tudáson, emberi-vezetői hozzáértésen, áldozat vállaláson, az MHSZ vezetése által biztosított reális feltételek megteremtésén túl – az OTSH, a párt, állami, társadalmi szervek, iskolák, üzemek, a szülői ház segítségével, klubtagjaink, sportolónk becsületes, szocialista sportemberhez méltó küzdeni tudásával és felkészültségével voltak elérhetőek.

Szakszövetségünknek, vezetőinek, – Magyar Repülő Szövetségnek, Magyar Modellező Szövetségnek, Magyar Könnyűbűvár Szövetségnek, a Magyar Rádióamatőr Szövetségnek – többek között – ezért is van olyan tekintélye és elismerésben része a világszövetségekben. Több elnökségi tagot közülük a Világszövetség vezetői tagjainak és különböző bizottságokban is megválasztottak.

Az elmúlt három évtized során „a hírközlő szervek munkája hatékony segítséget nyújtott a honvédelmi neveléshez, a hazaszeretet érzésének elmélyítéséhez és a lakosság körében folytatott felvilágosító és felkészítő munkához, s ezen keresztül a szövetség életének és tevékenységének népszerűsítéséhez.”

Saját lapjaink az MHSZ Élet mint módszertani folyóirat, a Rádiótechnika, a Modellezés, a Repülés jelentős ismeretterjesztő munkát végeznek a rádiótechnika, elektronika, repülés technika és elmélet, modellező technika-szerkesztői tevékenység, a műszaki ismereteket igénylő sportágak: motoros és vitorlázó műrepülés, ejtőernyőzés, RIM, RTT, RH, URH, SSTV konstruktóri és éter versenyek, rádióirányítású repülő, hajó és autó modellek, kísérletek és újítások, ésszerűsítések és gyakorlati megoldások, a munkára, a haza védelmére, az életre való nevelés területén. Ennek is köszönhető, hogy klubtagjaink zöme élen jár a munkában, tanulásban, sportban és fegyelemben.

Kiss vörögy. elvtárs mondotta az 1977. évi vezetői tanácskozáson:

„A szocialista országok honvédelmi és sport szervezetei között az elmúlt évek során igen jó baráti és munkakapcsolat alakult ki, amely értékes tapasztalat cserére ad lehetőséget, segít a magabiztosabb előrehaladásban és megsokszorozza erőin-

ket. A rendszeres több és kétoldali találkozók lehetőséget nyújtanak arra, hogy tanácskozzunk egymással minden, a honvédelem erősítésével kapcsolatban felvetődő problémáról, megosszuk egymással sikereinket és közösen jelöljük ki a további előrehaladás útját. Viszonyunkat a gyümölcsöző együttműködés jellemzi, melynek továbbfejlesztését igyekszünk előmozdítani."

„Mi az MHSZ-ben arra törekszünk, hogy szövetségünk egész tagságát, s a velünk kapcsolatban álló dolgozókat . . . a fiatalokat és idősebbeket, a férfiakat és a nőket egyaránt a proletár internacionalizmus szellemében neveljük és készítjük fel hazafias, honvédelmi feladataik teljesítésére. Fellepünk a szocialista hazafiságtól és a proletár internacionalizmustól idegen nézetek ellen, melyek gátolják előrehaladásunkat, közös érdekeinket és együttes honvédelmi feladataink végrehajtását."

Munkánkban, eredményeinkben nagy jelentőségűnek ítéljük meg a testvérszervezetekkel, a szocialista országok honvédelmi és sport szervezeteivel történő rendszeres találkozásokat. Különösen hasznosak a Testvériség-Barátság elnevezésű versenyek, élsportolóink földi és éterbeni találkozásai, tapasztalat cseréi. De nemcsak a sportban, hanem a mindennapi munkában, a határainkon innen és túl történő személyes találkozókban is szoros elvtársi-baráti kapcsolat alakult ki a honvédelmi szervezetek vezetői, sportolói között a tanácskozásokon, VB-EB-okon, szpartakiádokon, úttörő-ifjúsági és felnőtt versenyeken, olimpiákon.

Sokoldalúak a Magyar-Bolgár kapcsolatok. Kétoldali kapcsolataink az élet szinte minden területére kiterjed az MHSZ és a SVAZARM között. Egyre erősödik kétoldali kapcsolatunk a Jugoszláv Népitchnika, a KNDK-beli Testnevelési és Sportbizottság, a mongóliai OSO, a Romániai Nemzeti Testnevelési és Sportnácás, a kubai Honvédelmi és Hazafias Nevelés Bizottságával, a Lengyel LOK szervezeteivel. Igen kiterjedtek a kapcsolataink az 500 000-es taglétszámú NDK GST szervezetével, (1977-ben a VI. Kongresszusán ünnepelték fennállásának 25. évfordulóját) a 76 millió tagot számláló szovjet testvérszervezetünkkel, a DOSZAAF-al amely szervezet 1977-ben ünnepelte fennállásának fél-évszázados jubileumát. Tiszta szívvel köszöntjük a Vietnami Szocialista Köztársaság alakuló honvédelmi szervezetét. További sikereket kívánunk ezúton is minden testvérszervezetünknek.

Szövetségünk három évtizedének távlatából is mindannyian kegyellett emlékeznünk felszabadítóinkra, s mindazokra a magyar antifasisztákra, akik követve a legjobbak példáját, karddal, szerszámmal, szóval és tetteikkel, a politikai, a tudomány és művészet eszközeivel küzdöttek a fasizmus ellen. E hősök áldozatos harca tette lehetővé, hogy népünk véglegesen kivívja és megvédje hatalmát és sikeresen építhessük hazánkat.

Szövetségünk, klubtagjaink, sportolóink, s mindannyiunk internacionalista magatartása mély elvi meggyőző-



Mátrai István rádió-iránymérésben Európa-bajnok

désen és történelmi tapasztalatainkon nyugszik. Barát is és ellenség is jól tudja, hogy szövetségünkben ma már az internacionalizmus nem szép szavakat és költői hasonlatokat jelent, hanem elkötelezettséget, szétléphetlenül szilárd szövetséget a Szovjetunió, a varsói szerződés tagállamai, a szocialista világrendszer országai iránt. Ez jövőnk, boldogulásunk, honvédelmi nevelő, felkészítő és sport munkánk, együttműködésünk legfőbb záloga.

Az MHSZ klubjaiban a kiemelkedő munkásmozgalmi veteránok, partizánok, munkásmozgalmi harcosok, partizánhősök, életének, követendő példáinak megismerése, a múlt bátor hőseire, élő harcosainak megismerésére és ezen keresztül hazafiságra neveljük klubtagjainkat, ifjú tanuló, sportoló barátainkat.

Meggyőződéssel valljuk, hogy tőlünk tanulhat igazat tagságunk, láthat példát ifjúságunk áldozat vállalásban, hősiességben, bátorságban, magas fokú fejelemben, igaz emberségben, internacionalista hazafiságban.

Arra neveljük klubtagjainkat, hogy eszményképet, példaképet választhat-

nak azok közül, akik tetteikkel, életükkel, sokan közülük hősi halálukkal bizonyították, hogy forrón szeretik népüket, hazájukat, a szocializmust építő népek családját, akik harcoltak a munkáshatalomért, s becsülettel szolgálták a nép ügyét.

Szalvai Mihály, Zalka Máté, Sziklai Sándor, Sebes György, Berzeviczi Gizella, Münnich Ferenc, Kiss János, Szónyi Márton és sok más szabadságharcosról, a munkásmozgalmak hősei és veteránjairól neveztek el szövetségünkben lövész, rádiós, tartalékos, modellező klubokat.

Repülünk, ejtőernyőseink emléktűrákat tartanak, amelyekkel a magyar és nemzetközi munkásmozgalmak hős és élő veteránjainak megbecsülését példázzák, s így állítanak nekik méltó emléket.

Biztosak vagyunk abban, hogy a Magyar Honvédelmi Szövetségben, klubjainkban, munkánk eredményeként fiatalok és idősebbek minden területen megőrzik a késői utókor számára is a munkásmozgalmak és partizán harcok élő és halott hőseinek emléket.

A mikor visszatekintünk a megtett útra és emlékezünk, azt sohasem öncélúan tesszük. Számunkra a múlt nem pusztán emlék, hanem a jelenben is felidézhető és honvédelmi munkánkban felhasználható tapasztalatokat jelent. A tanulások ismétlésének, elemzésének különösen nagy fontossága van klubjainkban, de egész szövetségünkben, ahol a 30 éve történeteket klubtagjaink, aktivistáink nagy része már csak könyvekből, filmekből, TV-ből, rádióból és más „telekommunikációs” eszközök híradásaiból ismeri, sőt a 15–20 évvel ezelőtti eseményeket is szinte gyerekfejjel élték át. Nem árt a tapasztalatokat, tanulságokat „unos-untalan” hangsúlyozni, mert az évtizedek során szerzett tapasztalatok föltárása ad még időtállóbb tanulságokat a további, még tartalmasabb honvédelmi nevelő, felkészítő és sportmunkához.

Az MHSZ-ben, klubjainkban ma már a munkások, parasztek, értelmiségiek, nők és férfiak, öregek, idősebbek és fiatalok, párt és KISZ-tagok, úttörők, pártönkivüliek egyre inkább megtalálják a lehetőséget tudásuk, szorgalmuk, alkotókészségük és tehetségük kibontakoztatására a rádiótechnika, elektronika, repülés, gépjármű technika és vezetés, könnyűbúvár és modellező sport, a tömeg és minőségi sport, a más szakmai gyakorlati tevékenységre, az értelmes és hasznos időtöltésre, kikapcsolódásra, szellemi és fizikai felfrissülésre, a szocialista hazavédelmére történő felkészülésre az egész közösség és az egyén javára.

A szabadidő értelmes eltöltéséhez szükséges feltételek megteremtésében és a munka megszervezésében mindannyiunkra nagy felelősség hárul. Tudjuk, hogy újat építeni, vagy valamilyen hasznos tevékenységet újra kezdeni soha nem volt könnyű feladat és ma sem az. Szövetségünk eddig megtett útja sem volt mentes nehézségektől, esetenként az emberi gyengeségből, politikai tapasztalatlanságból fakadó gondoktól, s ebben nemcsak „külső okok”, de a magunk gyengesége is „belejátszott.”

Ma sincs olyan területe szövetségünknek, ahol ne feszítené még a gond, a feladatok nagysága. De ezek másfajta nehézségek és gondok, együttes erővel könnyebb a megoldásuk is. A H. M. elvtárs irányelvei szerint, a főtítkári utasításban meghatározott feladatok elmúlt két évben teljesített tervszámai már azt mutatják, hogy jó úton járunk. Biztosak vagyunk abban, hogy ezt az utat végig is járjuk, mert ma már megfelelő politikai, szakmai, vezetési ismereteink, gyakorlati tapasztalataink vannak, de nem utolsósorban azért, mert tagságunk és aktivistáink túlnyomó többsége nincs hiányában a képzettségnek és képességnek, a tudásnak és szorgalomnak. Vállalja a felelősséget mind azért, amit a haza védelme érdekében csinál.

Többet akarunk és tudunk is tenni, de ma többre is vagyunk képesek. Lehetőségeink, adottságaink és valószínűségi helyzetünk kötelez mindannyiun-

kat. Biztos vagyok abban, hogy meg is felélünk a várakozásnak.

H. M. elvtárs mondotté 1976-ban a Vezetők Országos tanácskozásán:

„A nagy társadalmi szervezési folyamat részeként az MHSZ-nek tovább kell fokozni a honvédelmi nevelésre, a honvédelmi oktatásra irányuló tevékenységét. Szervezni kell ezt a tevékenységet, technikai eszközökkel segíteni kell az iskolákban folyó honvédelmi nevelő munkát és a honvédelmi oktatást. Szeretném nagyon hangsúlyozni, hogy itt még nem katonákról, hanem a felnővekről nemzedékről van szó. S ne csak a fiúkra gondoljanak, hanem a lányokra is, mindenkire, az egész felnővekről nemzedékre. A honvédelmi nevelő-oktató munkát rendkívül sok réteg. Egy részét már megtanultuk csinálni, más részét még magunknak is meg kell tanulnunk.” Majd más helyen:

A teendőket továbbra is úgy kell felfognunk, hogy az MHSZ-nek nagyon konkrét feladata van: az általános honvédelmi nevelés, az előképzés, az utóképzés, a honvédelmi-technikai sport területén. Ezek a területeken minőségileg fokozni kell a tevékenységünket. Erős nemzedékre van szüksége a hazának, társadalmi rendszerünknek most és a következő időszakban is. Az erős ember fogalmán pedig azt értjük, hogy szellemileg felkészült, művelt, kulturált ember legyen a fiatal, aki fizikailag edzett és főleg lélekben erős legyen! Ezek a jellemvonások, tulajdonságok pedig nem alakulnak ki spontán az emberekben. Erre nevelni kell... kinek-kinek a maga posztján, ebben a tekintetben sokféle nehézséggel kell megküzdnie.”

Fel szabadulásunk felejthetetlen részeként ünnepeljük 1978-ban a Magyar Honvédelmi Szövetség megalakulásának 30. évfordulóját. Mindazok, akik az elmúlt három évtized során becsülettel megtették szövetségünkben azt, amire felkészültségükből, erejükből tellett a jól végzett munka tudatával zárhatják szívükbe az eltelt 30. év eredményeinek örömeit.

Ha most az ünnepi évforduló tüzeiben köszönetet mondunk klubtagjainknak, sportolóinknak, társadalmi munkásainknak tetteikért, maradó eredményeikért, s mindazoknak is, akik becsülettel munkával segítettek boldogulásunkat, igen szerények e szavak, s nem tudják kifejezni az elkészült „életmű” erkölcsi, anyagi, honvédelmi értékét.

Minden szó kevés ahhoz, hogy azt az áldozatos munkát, amelyet végezték és ma is végeznek, szavakban a megérdemelt elismerés hangján még csak kifejezni is lehessen.

Szinte hallom inár, hogy jó néhányan mondják: amit tettünk nem az elismerésért tettük. Tudom, hogy így van. Tudatában vannak mindannyian annak, hogy a haza fegyveres védelmére és szolgálatára való felkészülés, a szocialista haza védelme olyan kötelesség, amely minden hazáját és népét valóban szerető állampolgár legfőbb kötelessége. A haza szolgálatára való felkészülés a büszkeség érzését kelti bennünk. Büszkéek vagyunk arra, hogy

népünk fegyvert ad a kezünkbe és a legfontosabbat, a legdrágábbat, alkotó munkájának védelmezését bizza reánk

Pártunk politikájának megfelelően erre a feladatra és megtisztelő kötelességre nevelt bennünket az elmúlt 30 év során és nevelni napjainkban is népünket, ifjúságunkat a honvédelmi nevelő és felkészítő munkában érdekelt állami, társadalmi szervezetekkel és fegyveres testületekkel együtt a Magyar Honvédelmi Szövetség.

Az elmúlt 30 év alatt a Magyar Honvédelmi Szövetség tagjai, társadalmi munkásai mind végig hűek maradtak a szocialista hazafiság eszméjéhez. Hűséges segítők voltunk – együtt és külön-külön is – pártunknak a szocialista társadalmi rend felépítésében és a védelmére való felkészülésben, a lakosság és az ifjúság felkészítésében.

Az elmúlt 3 évtized során mindenkor gyümölcsöző munkakapcsolat fűzött össze bennünket a fegyveres erőinkkel. Napjainkban és a jövőben is együtt dolgozunk szocialista hazánk védelmi képességének erősítése érdekében.

Mi, az MHSZ dolgozói mindannyian meggyőződéssel valljuk, hogy felszabadított népeink a szocializmust építő országokban, tettekkel formálódó hivatástudattal, akarattal és meggyőződéssel, közös erőfeszítéssel sikerül majd hasznosítani a szocialista országok honvédelmi szervezetei együttműködése alapján szövetségünkben a 30 év során szerzett tapasztalatokat.

Az MHSZ dolgozóinak munkájára, sportolónk eredményeire az utóbbi években is a fejlődés volt a jellemző. Ennek folytatása, tartalmi értékeinek további növelése – a haza védelmének ügye érdekében – mindannyiunk fontos politikai kötelessége a jövő években is.

Az elmúlt 30 esztendő harcain, sikereiben és kudarcain, politikai tanulsága, a további helytállás fokozására, a hatékonyabb és tartalmasabb munkára kötelez bennünket.

Fel hívünk mindenkit, aki szívügyének tekinti a szocialista haza védelmét, hogy a szövetségünk fennállása 30. évfordulójának jubileumára hazánk szabadsága, népünk békeje és boldogsága érdekében közös erőfeszítéssel, tisztességes, munkával, tetteinkkel állítsunk méltó emléket.

Ez ma mindannyiunk becsületbeli kötelessége.

Stankó József ords.

A Magyar Honvédelmi Szövetség
főtítkárhelyettese

A rádió úttörői

Stefanik Pál okl. vill. mérnök HA 5 BT

Évkönyveinkben már szinte hagyománnyá vált, hogy néhány oldalon megemlékezzünk a rádió hőskoráról, arról a küzdelmes néhány évtizedről, amely – bátran mondhatjuk – az emberiség történetének legizgalmasabb és legnagyobb felfedezéseit adta. Mindig is úgy éreztük, hogy megemlékezni a múltról, ápolni a hagyományokat kötelességünk, hogy a mai fiatal rádiós nemzedék ne csak megismerje ezt az eredményekben gazdag multat, de tisztelettel is adózzon azok emlékének, akiknek élete és munkássága megajándékozta az emberiséget egy nagyszerű találmánnyal, melyet ma *rádió* néven ismerünk.

A RÁDIÓ csodálatos találmány, mely meghódította az egész emberiséget, és ma már csak milliárdokban lehetne kifejezni azoknak a számát, akiknek mindennapi életéhez már úgy hozzátartozik e csodálatos szerkezet, hogy azt nélküle el sem tudják képzelni. És mégis hányszor hangzik el a kérdés még napjainkban is, hogy voltaképpen kinek köszönhetjük e „várázsládikót”? Hogyan született, hogyan fejlődött, de úgy is fogalmazhatnánk, hogy hogyan lett óriás, mely múltban és jelenben millióknak nyújtott és nyújt szórakozást, tudást. A legjobb barát, aki a mindenütt jelenlévő éterkarjaival átöleli az egész világot.

De honnan induljon el a krónikás, mert – bár az előbb csak néhány évtizedet említettünk – a legtermékenyebbeket, de az út igen hosszú, még a múlt századba nyúlik vissza, abba a korszakba, amelyben megfogant és megszületett a *gondolat* – az elektromos hullámok létezéséről, az elektromos rezgésekről. De csak lassan és megfontoltan lehetett előrehaladni és ellesni a természet titkait, melyeknek megismeréséhez kevés volt egy emberöltő. A tudás várának építését is csak az alapoknál lehetett kezdeni, és a felfedezett „új téglákat” csak erre az alapra lehetett tovább rakni. Így lényegében a rádiót sem „fedezhette – találhatta fel” egyetlen ember, hanem a tudósok hosszú, évtizedekig tartó, következetes kutató munkájának eredményeként születhetett meg. Persze az is igaz – hiszen az élet ezt igazolja –, hogy végső soron mégiscsak mindig egy ember teszi fel a koronát a „műre”, az, akinek az agyában „rendeződnek” és összegeződnek” az elődök egyenkénti nagyszerű tudományos eredményei, és a részekből egy egészet alkot. A rádió „feltalálása” is ilyen sorrendet követelt meg... De ne vágjunk a dolgok elébe, és sorrendet tartva próbáljuk meg végigvezetni a kedves olvasót azon az úton, mely sikerekben és néha kudarcokban is olyan gazdag volt...

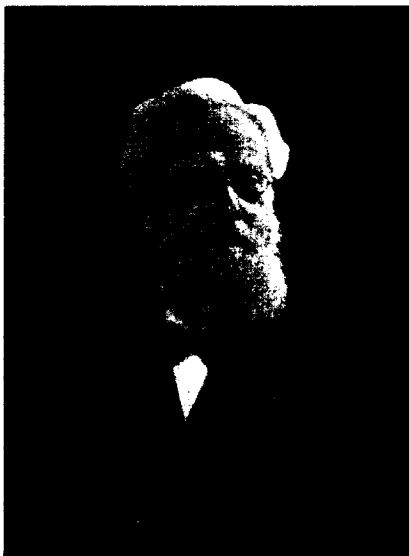
Az elektromosság felfedezése a még korábbi évszázadokba nyúlik vissza, ez a korszak azonban még nem jelentett alkalmazást. És, ahogyan a magyar közmondás mondja: a gyakorlat a próbaköve minden elméletnek, az elektromosság is csak akkor kezdett fontos „tényezővé” válni az ember számára, amikor azt valamiképpen hasznosítani, valamire használni tudta. Mint energiaforrás, csak az egyenáram és váltakozó áram (dinamó, generátorok, transzformátorok) felfedezése után vált jelentőssé.

Ekkor kezdődött tulajdonképpen az „ismerkedés” az elektromossággal. A megismerendő terület óriási fehér folt még ekkor a tudományok térképén, hiszen maguk a tudósok is mégcsak néhány alaptörvényt ismertek. Bővíteni kellett ezt a tudást, egyre több jelenséget kellett kitartóan vizsgálni, hogy új törvényszerűségeket lehessen megállapítani, az okozati összefüggéseket pedig tudományosan lehessen magyarázni.

Az egyik legfontosabb kutatási munka az elektromos rezgések vizsgálatára irányult, helyesebben fogalmazva, *először* azok felfedezésére.

Berend Wilhelm Feddersen

Az első úttörő, akiről szólnunk kell *Berend Wilhelm Feddersen* 1833-ban Schleswigben született, mely akkor Dániához tartozott (1. ábra). Egyetemi tanulmányait Göttingenben, Ber-



1. ábra. Berend Wilhelm Feddersen

linben és Kielben végezte. Az elektromos kísérletek annyira izgatták fantáziáját, hogy doktori disszertációja témájaként is ezt választotta.

Mi volt Feddersen kutatásainak alapvető lényege?

Feddersen az elektromos kísérleteket tanulmányozta és ennek kapcsán ő volt az első tudós, aki gyakorlatilag bizonyította, hogy az elektromos rezgések *valóban léteznek!* A kondenzátor kísérletek keletkező szikráról megállapította, hogy az nem egyetlen folyamatos szikrából áll, mely a két féngömb vagy csúcs között keletkezik, hanem egy oda-visszafelé irányuló elektromos folyamat, a kísérletek igen gyors egymásutánjából áll, lényegében *elektromos oszcilláció*, tehát *elektromos rezgés*. Azt a fontos következtetést is levonta kísérletei alapján – miután megmérte a rezgési időt –, hogy annál lassúbb a rezgés lefolyása, minél nagyobb az alkalmazott kondenzátor kapacitása.

Feddersen kísérleti eredményei gyakorlatilag bizonyították pl. a *Thomson* által felállított elméletet, mely szerint az elektromos rezgések ideje a kapacitás négyzetgyökével van fordított arányban. Később ebből a teóriából született meg a napjainkban is használt híres Thomson-formula, mellyel a rezgőkörök frekvenciáját számoljuk ($\omega^2 = 1/LC$). Feddersen azok közé a pionírok közé tartozott, akik még megérhették a rádió diadalútjának kezdeti, felfelé ívelő szakaszát, magas kort ért meg, 85 éves korában 1918-ban halt meg.

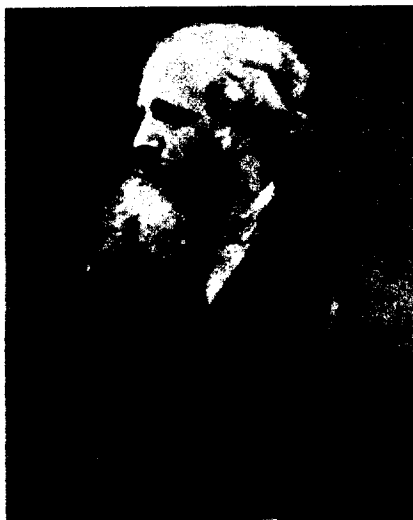
A rádiózás történetének vannak nagy teoretikusai, akik tisztán elméleti alapon foglalkoztak a tudománnyal. E tudósok munkája legalább annyira fontos és úttörő jellegű volt, mint azoké, akik a gyakorlatból próbálták különböző törvényszerűségeket levonni, mert éppen a matematikai bizonyítás igazolta a gyakorlat helyességét, az összhangot a kettő között.

Egy ilyen elméleti – matematikai és fizikai kutatás eredményezte azt a szinte hihetetlen tény, hogy az *elektromágneses, vagy másnéven rádióhullámok létezését előbb mutatták ki, helyesebben és pontosabban fogalmazva előbb számították ki, mint ahogyan azokat a valóságban, tehát gyakorlatilag megtalálták volna.*

James Clerk Maxwell

És itt emlékezzünk meg *James Clerk Maxwell*-ről, akit a rádiózás történetében a rádióhullámok szellemi atyjának neveznek. (2. ábra) Maxwell 1831-ben született Edinburghban. A matematika és az elméleti fizika iránti von-

zódása már kora ifjúságában megnyilvánult. Még alig 14 éves és már szülővárosa egyetemének hallgatója, 25 éves korában pedig már ugyanott professzor. Munkássága, érdeklődése sokirányú, a fizika különböző területein dolgozik, de a legesodálatosabb eredményt az elektromágneses hullámok létezésének elméletével produkálta. Tiszta matematikai – elméleti úton, de tegyük rögtön hozzá, nem kis vakmerőséggel megjósolta az elektromágneses hullámok létezését. Elméletének lényege, hogy az elektromos és mágneses hatás érvényesüléséhez mindig valamilyen közvetítő közegre van szükség. Az elektromágneses hullámok esetében ez a közeg a mindenütt jelenlévő éter. Továbbá, hogy a vezetékben folyó elektromos árammal ellentétes a környezetben történő változás, így a feszültségváltozások is eltolódásokat (eltolási áram) hoznak létre a környezetben (ezzel magyarázható a kondenzátor töltőárama). Maxwell elmélete csak zárt áramköröket tételez fel. Ezt ő előtte senki sem állította. Teóriáját matematikai úton bizonyította is. Ezek azok a híres *Maxwell-egyenletek*, melyek napjainkban is az elméleti villamosságtan legfontosabb törvényei.



2. ábra. James Clerk Maxwell

Maxwell teóriáját, az elektromágneses hullámok létezéséről és ennek matematikai bizonyítását, egyenleteit kortársai nem értették meg.

Maxwell számításai eredményeként feltételezte az ún. *elektromágneses gömbhullámok* létezését, melyeknek terjedési sebességét is kiszámította: 300 000 km. Ezt ma már minden kezdő amatőr tudja, hogy az elektromágneses hullámok a levegőben (vákumban) ezzel a sebességgel terjednek. Maxwell ennek alapján kijelenti, hogy a fény is elektromágneses hullám!

Az elektromágneses hullámok terén végzett kutatásait könyvben is megjelentette „*Dinamical theory of the electromagnetic field*” címmel 1865-ben! Zseniális elméletének, matema-



3. ábra. Heinrich Rudolf Hertz

tikai úton kiszámított feltételezéseinek „*kézzel fogható*” bizonyítását már nem érte meg, mert azt csak jó húsz év múltán egy másik „*úttörő*” végezte el. Fiatalon, 48 éves korában, 1879-ben Cambridge-ben halt meg. Zseniális felfedezései, élete egész munkássága gazdag örökséget jelentett az utókor számára, és jelképesen szólva a rádiózás tudománya várának megingathatatlan alapjait ő rakta le.

A végtelenül múltó idő pedig elhozta azt a pillanatot is, amikor Maxwell csodálatos meglátása és jövendölése az elektromágneses hullámokról – valóra vált. Az elmélet tehát adott volt és most már a gyakorlaton volt a sor, hogy olyan bizonyosságot nyújtson, mely tovább ösztökéli a kutató elméket a megkezdett úton.

Heinrich Rudolf Hertz

Ezt a bizonyosságot egy német tudós *Heinrich Rudolf Hertz* adta meg a tudományos világ számára (3. ábra) Hertz 1857-ben született Hamburgban. Jómódú polgári családból származott. Tehetségének kibontakoztatását, életét sokirányú érdeklődése, kiegyensúlyozatlan lelki világa csaknem vakvágányra juttatta. Ehhez hozzájárult még állandó kisebbségi érzete is. Jól rajzolt, szobrászattal is foglalko-

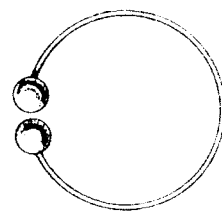


4. ábra

zott, anyanyelvén kívül jól beszélt angolul, franciául, olaszul és latinul. Először építészmérnök akart lenni, de abbahagyta műegyetemi tanulmányait és fizikus akart lenni. Olyan világhírű tanára volt, mint *Helmholtz*, aki felismerte nagyszerű tehetségét és tanácsaival nagyszerűen irányította őt. 1880-ban kitértetéssel védte meg doktori disszertációját és már 1885-ben 28 évesen professzor lesz Karlsruhe-ban. Erre az időre esik legtermékenyebb kutatótevékenysége, melynek eredményeként fizikailag bizonyította Maxwell elméletét az elektromágneses hullámok létezéséről. *Hertz kísérletével gyakorlatilag megszületett a rádió!*

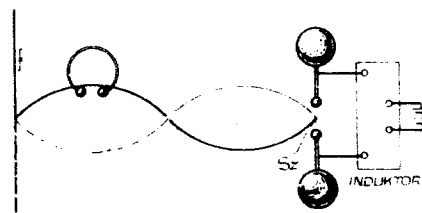
Milyen kísérlettel bizonyította Hertz Maxwell feltételezését?

Egy egyszerű szikrainduktoros adóval (4. ábra), mely kb. 3 m-es hullámhosszon működött. Maga az adó rész, a rezgőkör egy kb. másfél méter hosszú



5. ábra

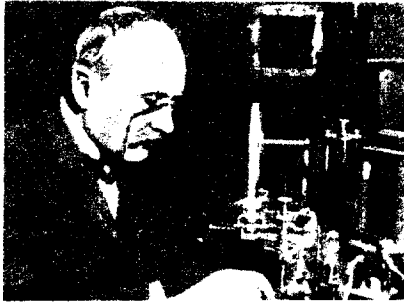
huzalpár volt, közepén szikraközzel és a két végén két nagyobb fémgömbbel, mely utóbbi a kapacitás szerepét játszotta. Kísérletei során később a kapacitás gömböket már elhagyta. A vevő tulajdonképpen csak egyetlen menetből álló „tekeres” volt, melynek szikraközét finoman lehetett szabályozni. (5. ábra).



6. ábra

A szikrainduktor bekapcsolásakor az adóoldalon levő szikraköz között szikrák ugráltak át, ugyanakkor a „vevő” egyenes teleresének szikraközén is parányi szikrák jelezték, hogy az elektromágneses hullámok drótnélkül, a levegőn keresztül eljutottak a vevő „rezonátorához”, amit az egyenes telereset Hertz elnevezte. *Íme, itt volt a nagy bizonyosság, a nagy kísérlet, mely fényesen igazolta Maxwell teóriáját a rádióhullámok létezéséről*, de addig több mint húsz évnek kellett eltelnie, minthogy Hertz a kísérletet 1887-ben végezte.

A bizonyosság mellett Hertz még egy fontos kísérletet végzett el.



7. ábra. Edouard Branly

Ugyanis Maxwell feltevése szerint a rádióhullámok *hullám* módjára terjednek tova az éterben. Ha pedig ez így van a fizikai valóságban is, a hullámoknak egy fémpelületről vissza kell verődniük, a haladó és szembejövő hullámoknak bizonyos pontokban gyengíteni és erősíteniük kell egymást. Tehát minimum és maximum pontoknak kell keletkezniük. Hertz egy 2×4 m-es fémlencze segítségével valóban meggyőződött az elektromágneses hullámok hullámtulajdonságáról. Ugyanis rezonátorával egyszerűen ki tudta mutatni a minimális, illetve a maximális pontokat, a rezonátor szikraközén vagy semmi, vagy nagyobb erősségű szikrák ugráltak keresztül (6. ábra).

Ezzel a kísérletével kapcsolatban arról is meggyőződött, hogy egyes anyagok pl. a fémek nem, míg más anyagok mint pl. az üveg, a fa, a kőépületek átengedik az elektromágneses hullámokat.

Hertz kísérletei ismét közelebb hozták azt az időt, amikor az elektromágneses hullámokat már *tudatosan* a vezeték nélküli híradás szolgálatába lehetett állítani. A nagy építményből azonban még hiányzott néhány alapvető építő elem, ezeket még sok áldozatos munkával kellett felkutatni.

Heinrich Hertz nagyon fiatalon 1894-ben, 37 éves korában halt meg.

A Hertz által kimutatott elektromágneses hullámok, a nagy felfedezés érthetően nagy izgalmat keltett az akkor tudományos körökben. Bár maga Hertz soha sem gondolt felfedezésének további gyakorlati alkalmazására. Igaz ebben korai halála is megakadályozta. Az általa alkalmazott „rezonátor”, mint vevő nem bizonyult kellő mértékben érzékenynek. Tehát elsősorban a „vételi” oldalon kellett a következő lépést megtenni.

Edouard Branly

E téren a döntő lépést a francia *Edouard Branly* tette meg (7. ábra), aki felfedezte a fémporok kohézióját az elektromágneses hullámok hatására és



8. ábra

megalkotta a *kohérert*. (8. ábra). Ez a szerkezet volt az első *nagyfrekvenciás jel indikáló* a rádió története során. Branly egy üvegesöbbe vasreszeléket tett, mely a két elektróda között lazán helyezkedett el. Az elektródokra telepet, az áramkörbe pedig egy árammérő műszert helyezett. Ebben az állapotban a vasreszelék igen nagy ellenállást tanúsított, az árammérő műszer nem jelzett áramot. Abban a pillanatban azonban, amint a szikrainduktorral kisütést hajtott végre és a kohérert elektromágneses hullámok érték, a vasreszelék vezetővé vált, az árammérő műszer kitérést mutatott. Branly kísérletét 1890-ben végezte és annyira alapvetőnek tekinthetjük, hogy a későbbiek folyamán még találkozunk majd más tudósok munkája során a kohérerrel, amikor azt morzejelek vételére is használták már.



9. ábra. Nicola Tesla

És hadd említsük meg két francia tudóst *Le Royert* és *Van Berchem*-et, akik alkalmazva Branly kohérerjét 1893-ban Genfben drótnélküli összeköttetést létesítettek a városi obszervatórium és a Calvin Kollégium között...

Branly nagyszerű felfedezéséért magas kitüntetésben részesült, 1900-ban a Becsület Rend Lovagja lett. 96 éves korában 1940-ben halt meg.

Nikola Tesláról

A rádió úttörői között meg kell emlékezni a horvát származású *Nikola Tesláról* aki Gráz-ban szerzett mérnöki diplomát. (9. ábra). Puskás Tivadar munkatársaként először Budapesten dolgozott. A nagytehetségű és nagy fantáziájú fiatal mérnököt nem elégitette ki munkaköre, így először Párizsba ment az Edison Társasághoz, majd később Amerikába, ahol önálló társaságot alapított, a Tesla Electric Co-t. Nagyjelentőségű a nagyfrekvenciás technika területén kifejtett tevé-

kenysége. Ő konstruálta meg az első nagyfrekvenciás generátort és az ún. hangolt transzformátorokat (Tesla transzformátorok). Foglalkozott a drótnélküli energiaátvitel kérdésével is, és ezzel kapcsolatban a „*megfelelően megválasztott önindukciós tekercs és kapacitás*” segítségével előállítható „*rezonancia*” kérdésével. Még ugyan- csak nagyon gyerekeipőben járt a drótnélküli távíratozás (1897), amikor már azt javasolta, hogy az *antenna az alónál és a vevőnél 1/4 hullámhosszúságú legyen és mindkettőnek rezonanciában kell lennie*.

Milyen nagyszerű, ma is helytálló alapfogadatok, melyek méltán emlémliek az utókor tiszteletét és háláját.

Augusto Righi

Az olasz *Augusto Righi* a következő tudós, akiről megemlékezünk. (10. ábra) 1850-ben született Bolognában. A fizika szerelmese volt, fiatalon 23 éves korában már egyetemi tanár szülővárosában.

Hertz kísérletei az ő figyelmét is a drótnélküli hírközlésre irányították. Hertz kísérleteiből kiindulva arra gondolt, hogy a még rövidebb hullámok előállításával nagyobb távolságokat sikerül majd áthidalnia (Hertz oszcillátora 3 m-en működött). Righinek 2,6 cm-es hullámokat sikerült előállítania, tehát ő volt az első, akinek berendezése a *mikrohullámok tartományában működött*. Ha a nagyobb távolságú jel-átvitelt nem is sikerült megvalósítania, kísérletei alapján egyértelműen bebizonyította, hogy ezek az igen rövid hullámok pontosan úgy viselkednek, mint a fény.

Az edlgi úttörők munkásságából lassan kirajzolódik előttünk a rádiózás jövője. A sok szívós kutatómunka eredménye, a sok apró mozaik kezd összeállni és már csak egy ember, egyetlen tudós kell ahhoz, akinek agyában összegeződik Maxwell látnoki jóvendőlése, Hertz zseniális kísérlete, Branly nagyszerű találmánya, egy logikai egységet képezve, hogy megszülessen a tudatos gondolat a vezeték nélküli információ-átvitel megvalósítására.

És elkövetkezett ez az idő is...



10. ábra. Augusto Righi

A naptár 1895. május 7-ét mutatott, és méltán nevezhetjük ezt a napot a híradástechnika története egyik legnagyobb napjának. Ezen a napon az Orosz Fizikai és Kémiai Társaság ülésén egy fiatal tanár, *Alekszej Sztepanovics Popov* (11. ábra) beszámolót tartott addigi munkásságáról és eredményeiről, melyeket a vezeték nélküli elektromos jelátvitel terén végzett...

A. Sz. Popov 1859-ben született, tanulmányait egy papnevelőben kezdte. Kiváló fizika, — matematikai képességeivel hamarosan kitűnt és Szentpétervárra (ma Leningrád) került az egyetemre, melynek elvégzése után a kronstadti katonai iskola tanára lett. 1894-ben ismerkedett meg Hertz kísérleteivel és Branly kohérenszerével...

Ettől az időtől kezdve minden szabadidejét kísérleteinek szentelte. Ez a kísérleti munka azonban végső célkitűzésében alapvetően különbözött a korábban élt, vagy kortárs tudósok kutatómunkájának célkitűzéseitől. Addig, amíg pl. Hertzben fel sem merült az alkalmazásai praktikus gondolata, Popov tudatosan arra törekedett, hogy készülékével minél nagyobb távolságot hidaljon át. Nem igaz az a — talán tudatosan terjesztett hír, mely szerint ő csak a légköri elektromosságot akarta tanulmányozni, és zivatarri kísérleteket akart regisztrálni. *Így indult! Ez igaz, de ez csak a kezdeti kísérletek egyik állomása volt.* Nagyon hamar felfedezte, hogy az elektromágneses rezgések hatótávolságát az adóhoz csatlakoztatott fémhuzal megnöveli, tehát *antennát alkalmazott.* Antennáit a háza fölé eresztett kis léggömbök emelték a magasba. De álljon itt a hitelesség kedvéért az Orosz Fizikai és Kémiai Társaság Újságja, 1896. január 28-i számából Popov tanulmányának néhány sora. A tanulmány befejező részében Popov így írt:

„Összefoglalásképpen abbéli reményemet fejezem ki, hogy láda a további tökéletesítéseknek, berendezésben alkalmazható lesz jelek távolsági továbbítására gyors elektromos oszcillációk segítségével, mihelyt megtalálják a forrását olyan oszcillációknak, melyek elegendő energiával rendelkeznek.”

Látnoki, jövőbe látó szavak, melyeknek tudatosságát és jelentőségét nem lehet vitatni.

Ezen az 1895. május 7-én született meg a mai értelemben vett rádió!

Popov tovább tökéletesítette készülékét és 1896. március 24-én ugyan- csak az Orosz Fizikai és Kémiai Társaság ülésén bemutatót tartott a vezeték nélküli távirásról. „Adóját” és „vevőjét” már morzeberendezéssel is ellátta és 250 m távolságra két szót továbbított a morze-ABC segítségével: „Heinrich Hertz”. A bemutatott kísérletet a jelenlevők óriási lelkesedéssel fogadták.

Három héttel ezen emlékezetes bemutató után 1896. április 14-én a Szentpétervári Elektrotechnikai Intézetben bemutatták és ismertették Popov berendezését. Ennek a bemutatás



11. ábra. Ale.cej Sztepanovics Popov

tónak a szövege — ismét csak a hitelesség kedvéért írjuk le — a francia „Journal des Postes et des Telegraphes” újság 1896. évi 4. számában jelent meg.

Tehát Popov kísérleteinek és munkásságának híre külföldre, nyugatra is eljutott, sőt még 1900. augusztus 21-én a Párizsban megrendezett „Elektromérnökök Nemzetközi Kongresszusán” is bemutatták Popov rádióvevőjét és ismertették jelentését, mely ennek a készüléknek a működését írja le.

Két fontos dátumra szeretnénk felhívni a figyelmet, melyek végső soron perdöntők a rádió feltaláló személyét illetően:

1. 1895. május 7-e, amikor Popov nyilvánosan testület előtt mutatja be adó-vevő berendezését és tudatosan utal a további tökéletesítésre és a gyakorlati felhasználásra.
2. 1896. március 24-e, amikor Popov morze-ABC segítségével, a mai értelemben vett táviratként adta le Heinrich Hertz nevét.

Azért kell erre a két dátumra felhívni a figyelmet, mert a következő tudós, akiről megenlékezünk G. Marconi lesz és személyével kapcsolatban ugyancsak dokumentumok-ban szereplő dátumokat említünk majd meg, melyek végső soron ugyan- csak Popov elsőbbségét bizonyítják.

Popov 1896-ban már több mint 30 km-es távolságot tudott áthidalni készülékével. *Akkor ez volt a legnagyobb távolság, amit szikraadóval át tudtak hidalni.* Marconi az 5 km-es Bristol csatornát — a rendelkezésre álló dokumentumok szerint — csak 1897-ben hidalta át. Popov tevékenységét a kezdeti időben hihetetlenül gátolta az elmaradott cári Oroszországban uralkodó szellem. Sikeres kísérleteire a katona körök figyeltek fel és adtak neki megbízást, hogy szerelje fel az orosz hadiflottát adó-vevő berendezésével. 1905-ben a szentpétervári Elektrotechnikai Intézet igazgatójává

választották érdemei elismeréséül, azonban nem sokáig élvezhette a magas beosztást, mert a gáncoskodás és az idegőrlő munka következtében agyonhajszolt szervezete 1905 szilveszterén fölmondta a szolgálatot, agyvérzésben meghalt.

Öszinte tisztelettel és mély megbecsüléssel emlékezünk A. Sz. Popovra, a rádió feltalálójára, arra a tudósra, aki az emberiség modern korszakának legmodernebb felfedezését adta. Érdeme soha nem évülhet el, emberöltők és korszakok emlékeznek majd nevére az önzetlen, sokszor talán túlságosan szerény tudósra, akinek „első szülöttségi jogát” olyan kortárs ismerte el, mint *Edouard Branly* a kohérenszer feltalálója. A „Francia Fizikai Társaság Közlönye” 1898. december 16-i számában Branly így ír:

„A vezeték nélküli távirás a valóságban Popov kísérleteiből származik. Az orosz tudós egy kísérletet fejlesztett ki, melyet gyakorlatban megvalósítottam, és melyet az „Elektromérnökök Társasága” előtt megismételtem: egy passzív szikra mintegy 10 méter távolságban aktív vá válik, ha azt egy hosszú fémvezetékben cirkuláltatjuk.”

„Innen származik az adókhöz és vevőkhöz csatolt hosszú vezetők használata, mely nélkül nincs nagytávolságú távirás.”

Branly szavai — azt hiszem — lényegében véget vetnek minden későbbi vitának, amely a rádió feltalálójának személye körül forgott.

A Szovjetunió kormánya és népe azzal a tisztelettel adozik Popov lángelméjének, hogy minden év május 7-én megünnepli „A Rádió Napját”.

A múlt század utolsó évtizede tehát döntő fordulatot hozott a rádiózás történetében. Megszületett a vezeték nélküli híradás reális lehetősége, és ez Popov készülékében „testet is öltött”.

Guglielmo Marconi

Ennek az eredményekben olyan gazdag korszaknak másik kiemelkedő és zseniális úttörője volt az olasz származású *Guglielmo Marconi* (12. ábra), aki 1874-ben Bolognában született. Gazdag szülők gyermeke volt, az anyagi jólét lehetővé tette számára, hogy egyetemi tanulmányai mellett szenvedélyesen kísérletezzon. A bolonai egyetemen Righi professzor tanítványa volt, aki a kor rádiótechnikáját adta elő. Bár Marconi nem fejezte be egyetemi tanulmányait és diplomát sem szerzett, munkásságával és a vezeték nélküli hírközlés területén elért eredményeivel nagyszerű fejezettel gazdagította a rádiózás történetét. Hihetetlen szívóssággal, mondhatni fanatizmussal végezte kísérleteit, melyek végül is 1896-ban eredménnyel végződtek: 3 km-es távolságot tudott áthidalni készülékével. Ennek az eredménynek a birtokában azonnal Angliába utazott, mert *felismerte* kísérleti eredményeinek nemcsak tudományos, de gazdasági, ha szabad azt mondani üzleti értékét is.

De azt hiszem, nagyon elébe vágunk a dolgoknak és célszerű lesz ismét sorrendet tartani, hogy végigkövethessük egy gazdag élet fontosabb állomásait. Ez majd módot ad arra is, hogy az ismertett dokumentumok alapján, mindenki önmaga dönthessen a sokat vitatott „elsőszülöttségi jog” kérdésében Popov vagy Marconi javára.

Először szeretnénk idézni Marconi egy írását, melyet „Visszapillantás a rádió elmúlt 30 évére” címmel írt és amelyet a magyar Rádió Amatőr újság 1927. januári száma közölt. Íme az idézet:

„Ifjú koromtól kezdve rendkívül hatással voltak rám az elektromos hullámok Hertz által történő felfedezése, amely kísérletileg igazolta Maxwell matematikai hipotézisét a fény elektromágneses mivoltáról, valamint azok a nagyszerű kísérlet sorozatok, amelyeket a kiváló bolognai fizikus, Righi végzett e téren és már korábban megérlelődött az a gondolat, mondhatnám sugallat módjára, hogy ezek a hullámok nemcsak egy új és hatalmas eszközt adnak majd az emberiségnek, amellyel gondolataikat tengeren és szárazföldön át közölhetik egymással, megszüntetve majd a hajók elszigeteltségét is a tengeren és így nagymértékben csökkentve a rájuk leselkedő veszélyeket.

Első kísérletezéseim után 1896 elején eltávoztam Bolognából, hogy azokat a nagy Atlanti-óceánon folytathassam. Ezeknek a kísérleteknek a sikerét, amelyek során tekintélyes távolságot sikerült akkor legyőznom, véleményem szerint nagy részben az általam 1895-ben felfedezett ún. antennáknak köszönhetem. Amióta Bolognából távoztam és 1896 júniusában megkaptam első szabadalmamat, számtalan óriási nehézséget kellett legyőznom, amíg elértem kitűzött céloimat, amelyben mindig szilárdan hittem, jöhet a legkiválóbb tudósok véleménye csak elbátortalmíthatott volna.”

Ezután az idézet után álljunk meg egy pillanatra és egyeztessünk néhány dátumot, amelyek dokumentumokból származnak. Korábban idéztük Branly írását a „Francia Fizikai Társaság Közönyéből”, amelyben egyértelműen azt írta le, „A vezeték nélküli távítás a valóságban Popov kísérleteiből származik...” és „Innen származik az adóhoz és vevőkhöz csatolt hosszú vezetők használata, mely nélkül nincs nagy-távolságú távítás.” Tehát az antenna első alkalmazása Popov nevéhez fűződik, mert vajon miért lett volna érdeke Branlynek 1898-ban a fenti megállapítás?

Marconi a fenti idézetben önmaga írja, hogy „... 1896 júniusában megkaptam első szabadalmamat...”

Ez így igaz! Ugyanis a fennmaradt dokumentumok szerint Marconi 1896 június 2-án egy angol nyelvű okmányt (szabadalmi leírást) nyújt be, melynek címe: „Improvements in Transmitting Electrical Impulses and Signals and in Apparatus therefor”, melyet 1897. március 2-án kiegészít és amelyet – és itt már eltérés van az általa elmondottakban – csak 1897. július 2-án fogadnak el.

És most emlékeztetünk a két dá-



12. ábra. Guglielmo Marconi

tumra, amelyekre felhívtuk a figyelmet Popov munkásságával kapcsolatban. A legfontosabb az 1896. március 24-i dátum, amikor Popov morze-ABC használatával, a mai értelemben vett táviratként leadta Heinrich Hertz nevét. Marconi pedig csak 1896 júniusában hozta nyilvánosságra kísérleteit, berendezését pedig csak 1897. június 11-én.

Dátum – dátum mellett, önmagáért beszél! Éppen ezért nem is kell különösebben bizonygatni az „elsőszülöttségi jogot”! Popov elsőbbsége így vitán felül ez azonban nem csökkenti Marconi kutatási érdemeit, annál is inkább, mert munkájának igazságos elismeréseként 1909-ben megkapta a fizikus Nobel-díjat K. F. Braun-nal megosztva!

Marconi Angliába érkezve folytatta kísérleteit, melyeknek során egyre nagyobb távolságokat tudott áthidalni. Először 1897-ben az 5 km széles Bristol-csatornát, 1899-ben a Le Manche csatornát, majd 1901 decemberében Anglia és Amerika között az Atlanti-óceánt hidalta át. Óriási eredmények voltak ezek abban az időben, melyek az egész világ közvéleményét megmozgatták és Marconinak világ-hírnevet szereztek.

„Kísérleteimnek kedvező eredménye arra buzdított, – írja előbb idézett cikkében – hogy egy nagyon nehéz feladatot megoldásáru törekedjek, arra, hogy Amerika és Európa között állandó



13. ábra. Adolf Slaby

drótnélküli kereskedelmi összeköttetést létesítsék.

1902 telén e célból kísérleteimet folytatva, egy új előre nem látott akadály állott utamban, a napsugarak hatása folytán ugyanis napkeltekor minden táviratozás megszűnt. Ezt a nehézséget is sikerült legyőznom azáltal, hogy hosszabb hullámokra tértem át.”

Csak azért idéztük e néhány sort, hogy érzékeltesük a kedves olvasóval, hogy abban a korszakban minden új volt, mindent fel kellett fedezni, a rádióhullámok terjedési viszonyait, az interferencia „tünetményét”, amint Marconi írta, a hangolt rezgőköröket, az antennacsatolást, az irányított sugárzású antennákat és még sok mindent, amely az évek folyamán lassan létrehozta a modern híradástechnika elméletét és gyakorlatát.

Marconi a tudományos munka mellett nem „feledkezik” meg az üzletről sem. E téren is jó érzékű, gyakorlati embernek bizonyult, megrendelésre sorozatban gyártotta az adókat – megalakult a Marconi Co – mely nagy üzletet jelentett számára és amelynek vezérigazgatója volt 1937-ben bekövetkezett haláláig.

Marconi tudományos és gyakorlati kutatómunkájával elérhetetlen érdemeket szerzett a rádiózás terén. Azok közé a szerencés emberek közé tartozott, akik még élvezhették ennek a munkának a gyümölcsét. Magas társadalmi és tudományos elismeréseket kapott, az angol és olasz király nemesi rangra emelte és amire a legbüszkébb lehetett – már említettük – hogy 1900-ban megkapta a fizikus Nobel-díjat. Tudományos, alkotótevékenységét az egész emberiség megőrzi és hálátelt szívvel gondol a rádiózás egyik nagy úttörőjére.

Megszületett tehát a nagy mű, de az alkotók egy pillanatra sem pihentek. A végtelen és még alig ismert „elektromágneses” tér újra és újra, új tudósokat hív a talányok és titkok megfejtésére. Még a „nagy mágusok” sem végeztek el a munka dandárját, csak éppen elindultak azon az úton, mely ettől az időtől kezdve meredeken fel ívelt. A rádió boldog és gondtalan gyermekkorát élte, csak a „szülők” voltak gondterheltek, hogy a gyermekből ifjút, majd életerős, eslekvőképes felnőttet neveljenek.

Adolf Slaby

Marconi angliai kísérleteinél fontos szerepet játszott a fejlesztési munkában a rádiótechnika két német származású úttörője is. Az egyik Adolf Slaby (13. ábra) szegény szülőké gyernekeként született 1849-ben. Korán kitért a matematika és a fizika iránt tanúsított érdeklődésével és képességeivel. Alig 25 esztendősnél már matematika és fizika tanár. Kiváló képességei alapján a berlini műegyetemen az elektrotechnika nyilvános rendes tanára lett. Egyetemi munkássága idején ismerkedett meg – többek között – Vilmos

német császárral, aki nagy jelentőséget tulajdonított a vezeték nélküli hírközlésnek. Vilmos császár beszélte rá Slaby professzort a 90-es évek végén, hogy behatóbban foglalkozzon az elektrotechnika eme új ágával. Slaby az ösztönzésre Angliába utazott és magával vitte Arco grófot is, akiről majd később ejtünk néhány szót. Slaby professzor résztvett Marconi kísérleteiben, amelyek igen ösztönzőleg hatottak rá. Visszatérve hazájába folytatta, illetve megismételte az angliai kísérleteket. Ebben a munkában minden támogatást megkapott a német császártól. Érthetően, mert a hadseregnek vezeték nélküli hírszükséglettel való ellátása nagymértékben megnövelte volna annak üttöképességét. Slaby naponta beszámolt a császárnak az elért eredményekről.

Nem sok időnek kellett eltelnie Angliából való visszatérése után, hogy már ő is tudjon vezeték nélkül 50-60 km-es távolságokra táviratozni. De Slaby kísérleteinek értéke nem is ebben rejtett – persze ebben is – hanem abban, hogy felfedezett egy nagyon fontos követelményt, mondhatnánk törvényszerűséget: a *vevőkészüléknek és az adókészüléknek egymással rezonanciába kell lennie!* Vajon melyik kezdő amatőr ne tudná ezt a fontos alapelvet – ma? De akkor, amikor a kísérletek tulajdonképpen csak tapogatózások voltak, felfedezni egy ilyen nagyon fontos alapelvet – kiemelkedő tehetség, kiemelkedő teljesítményére vallott!

Adolf Slaby professzor nagy tekintély volt egész Európában, az élet azonban megtagadta tőle, hogy megérje – mint annyian mások – a rádiótechnika virágzó korát, 1913-ban 64 éves korában meghalt.

Georg v. Arco (14. ábra)

Slaby professzor asszisztense volt. Ő is részt vett Marconi angliai kísérleteiben, melyeket hazatérve Slabyval együtt folytatott otthon. Nagy elvi felfedezése a *hullámmérő*, melyet már a század elején ismertetett. Ugyancsak az ő felfedezése volt a *frekvenciasokszorozó transzformátor* is.

Tragikus sorsú tudós úttörőről emlékezünk sorainkban. Szintén német származású, mint Slaby vagy Arco.



14. ábra. Georg v. Arco



15. ábra. Karl Ferdinand Braun

Karl Ferdinand Braun (15. ábra)

Fuldában született 1850-ben. A személyével foglalkozó írások *vérbeli* fizikusként jellemzik. Már 26 éves korában professzor Margburgban, majd 1883-ban meghívják a karlsruhei műegyetemre. 1895-ben a strassburgi Fizikai Intézet igazgatója. Sokoldalú képességéről és munkásságáról nagyszerű eredményei tanúskodnak. Csaknem fél évszázaddal korábban írták róla, hogyha más egyebet nem is alkotott volna, a nevével elnevezett katód-sugárcső – a rádiótechnika megbecsülhetetlen segédeszköze – nevét örökké emlékezetessé fogja tenni. (16. ábra). Vajon gondol-e valaki Braun nevére akkor, amikor egy színesben közvetített jó TV-műsört végigné a „képernyő” előtt ..., mert a mai TV-képeső az általa feltalált és nevét viselő Braun-cső mai kornak

megfelelő leszármazottja. Nagyjelentőségű kísérleteket folytatott az adástechnika területén is. Ő alkalmazott először hangolt rezgő és csatolókört az antennához. Korszakalkotó felfedezés volt ez, mert az ő módszerét megelőzően az antennát egyszerűen csak a szikraközkhöz csatolták, amely így nagyon kedvezőtlenül sugározta ki az amúgy is kicsi teljesítményt. Braun felfedezése lehetővé tette, hogy az antenna „frekvenciára” legyen hangolva.

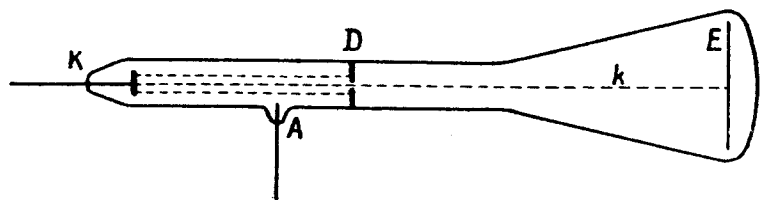
A vételtechnika területén is nagyot alkotott. Addig, amíg Popov és Marconi, de a többi híradástechnikával foglalkozó tudós a nagyfrekvenciás jelek indikálására a Branly által felfedezett kohérent alkalmazta, addig Braun felfedezte a kristályok egyenirányító tulajdonságát. Gyakorlatilag az ő nevéhez fűződik az ún. *detektoros vevő* feltalálása. Még napjainkban is – azt hiszem – kevés kezdő amatőr hagyja ki azt az első lépcsőfokot, amely egy detektoros (ma diódás) vevő megépítését jelenti.

A vételtechnika területén jelentős felfedezése az *irányított vétel*. Hosszas és alapos kísérletezések után felfedezte a *keretantennát*, mint a legmegfelelőbb szerkezetet, ha úgy tetszik – egy adó helyzetének megállapítására.

Valamikor, nagyon régen 1938-ban, amikor lelkesen olvastam a Hornyák-féle árjegyzékben a „*Hogyan lehetek rövidhullámú rádióamatőr*” c. leírást, annak is a „*Hullámmérés*” c. fejezetét; most eszembe jutnak az első sorok: „*Vezető nélkül bolyong az amatőr az „aether”-ben, ha nincs hullámmérője. Hosszadalmas, eredménytelen hívogatásnak rendszeren az az oka, hogy az adó hullámhossza nem esik bele a bandba*” ...

Kedves emlék a hullámmérőről, amelyet – akkor nem tudhattam még – ugyancsak Braun adott át az élet gyakorlatának.

Tragikus sorsú tudós úttörőről emlé-



7. ÁBRA.

A BRAUN-FELE CSŐ EREDETI ALAKJA.

- K..... KATÓD.
- A..... ANÓD.
- D..... DIAFRAGMA.
- E..... FOSZFORESZKÁLÓ ERNYŐ.
- k..... KATÓDSUGÁR NYALÁB.

16. ábra. A Braun-cső eredeti alakja



17. ábra. Valdemar Poulsen

kezünk sorainkban – így vezettük be Braun munkásságát. Valóban az volt. Braun az I. Világháború közvetlen kitörése után áthajózott az Egyesült Államokba szabadalmi ügyekben, mint szakértő. Az USA-nak a háborúba törént belépése után Braunt, mint német állampolgárt, azonnal internálták. A kényszerű és megalázó fogság testileg, lelkileg összetörte őt és még a háború befejezése előtt, 1918 áprilisában, 66 éves korában meghalt.

Dán származású tudósról emlékeztünk következő sorainkban.

Valdemar Poulsen

Koppenhágában született 1869-ben (17. ábra). Egyetemi tanulmányai befejeztével egy telefonkísérleti állomáson dolgozott. Alig volt 31 éves, amikor 1900-ban a párizsi elektrotechnikai kiállításon egy hangtechnikai találmányával vett részt, melyet „Telegraphonnak” nevezett el. Amint a leírásból ki fog tűnni, Poulsen telegraphonja nem más, mint a mi, mai magnetofonunk őse. A beszédet és zenét egy kb. 0,5 mm-es előmágnesezett acéldrótra vette fel. Az acélhuzalt egy fejhallgató mágneses sarui előtt futtatta végig kb. 2–3 m másodpercenkénti sebességgel. A fejhallgató csévénél átfolyó beszéláramok változó mágnesere átmágnesezte a saruk előtt futó acélhuzalt. Ez volt lényegében a „felvétel”. A lejátszás hasonlóképpen történt: egy másik fejhallgató mágneses sarui előtt a futó acélhuzal, annak csévéjében, a felvett beszédnek megfelelően, áramot indukált. Ilyen módon az acélhuzalra rögzített hang ismét hallhatóvá vált.

Poulsen a hangtechnikai kísérletek mellett nagyfrekvenciás jelátvitellel is foglalkozott. Legfontosabb találmánya e téren az *ívlámpa-generátor* volt. Megfigyelése szerint az elektromos ívlámpa nagyfrekvenciás rezgéseket állít elő.

Felfedezése abban a korban nagy jelentőségű volt azért, mert az ilyen módon előállított rezgések amplitúdója *állandó* volt. Tehát lényegében sikerült az addig használatos csillapodó rezgéseket előállító szikraadókkal szemben *csillapítatlan* rezgéseket előállítani. Poulsen adója nemcsak morzejelek adására volt alkalmas, hanem beszédátvitelére is. Felfedezése alapján igen sok nagy teljesítményű – köztük többszáz kilowattos – adót építettek.

Poulsen találmánya egyre közelebb hoz bennünket ahhoz az időhöz, amikor a vezeték nélküli hírközlés alatt nemcsak a morzejelek adását és vételét kell értenünk. Az élő beszéd átvitelének szükségessége is egyre inkább előtérbe került, hiszen a rádió csak így válhatott a tömegek szórakoztatójává, tanítójává és nevelőjévé. A morzejelek adása vétele a hivatásos szakemberek mellett legfeljebb az adás-vétellel foglalkozó amatőröket érdekelte. Lassan azonban éreleődött a gondolat... amely most kivételesen nem európai tudós fantáziájának szülötte volt.

Reginald Aubrey Fessenden (18. ábra)

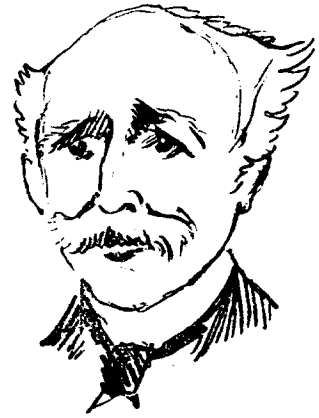
1866-ban született Kanadában. Alig 20 éves és már New York-ban az Edison Társaság laboratóriumában találjuk. Hasonlóan, mint Teslát a budapesti munkakör, Fessendent sem elégti ki az itt vállalt munka és csak hamar Philadelpiába megy és az egyetemen fizikát illetve elektrotechnikát tanít.

Az ő agyában született meg az a nagyon merész gondolat, hogy valamilyen közvetíteni kellene az emberi hangot nagyfrekvenciás úton. Az ötlet számára a telefon-technikában használt szénmikrofon adta, ahol az áramkörbe kapcsolt egyenáramot a mikrofon segítségével a hangnak megfelelően változtatják.

Mi lenne, ha egy szénmikrofont kapcsolna az antenna áramkörébe? – gon-



18. ábra. Reginald Aubrey Fessenden



19. ábra. John Ambrose Fleming

dolkodott. Vajon nem lehetne-e – a telefon analógiájára – „befolyásolni” az antenna által kisugárzott nagyfrekvenciás jelet? A gyakorlat a feltett kérdésre igennel válaszolt. A kísérletet 1901-ben végezte, melyet siker koronázott. De, és itt volt a probléma, az adó a korszaknak megfelelően szikraadó volt és a rezgések csillapított volta miatt „a moduláció” minősége – hát hogy mondjuk csak – borzalmas volt. De a *hang* az adótól a vevőhöz *megérkezett* és a kísérletezőnek mennyi zeneként hatott. Az alapgondolat bevált és ez volt a legfontosabb, most már csak „simogatni” kellett, hogy a minőség is megjavuljon. Csillapítatlan rezgéseket kellett előállítani, de hol volt még akkor a rádiócső, mely a problémát véglegesen megoldotta. Fessenden is megoldotta – a technika akkori állásának megfelelő eszközökkel. 100 000 Hz-es forgógenerátorával – ahogy ő nevezte – „alternátorával” állította elő az alacsonyfrekvenciát, antennát és földet kötött rá és rezonanciára hangolta a rendszert. Bár berendezését 1902-ben szabadalmaztatta, a kivételére és a főpróbára csak 1906 karácsonyán került sor Brant-Brock-ban. A kísérlet fényesen sikerült, egész kis programot sugárzott, ének, szavalt, hegedűszó és beszéd tette változatosabbá a „műsort”, mely a legelső „modulációs” kísérlet volt a világon.

Fessendennek – nagyszerű közvetítése után – sikerült megfelelő anyagi bázisra is szert tennie, két gazdag mecénás személyében. Kísérleteit most már megfelelő anyagi háttér biztosítja, feltalálja az *elektrolitikus detektort*, azonkívül a *dinamikus fejhallgatót*. Ugyancsak felismeri az irányított vétel és adás nagy jelentőségét, és ezekre a kísérletekre is nem kevés időt és energiát fordít. Fessenden tudományos kutatómunkája – valahogy úgy érzi az ember – nem kapott megfelelő teret és elismerést az európai szakirodalomban. Ez nemcsak nagy szerénysége következménye volt, hanem talán a távolság is, mely ebben az időben az ő- és újvilágot elválasztotta egymástól. Fessenden 1932-ben halt meg.

Az idézett korszak rádiótechnikája, mint látjuk lépésről lépésre haladt előre. Újabb és újabb találmányok

egyengették a rádiózás útját. A következő feladat, amit a tudósoknak meg kellett oldani: a stabil csillapítatlan nagyfrekvenciás rezgések előállításása. A forgalomban levő szikraadók erre a célra még javított kivitelben sem voltak alkalmasak. A forgógépes kivitel is csak egy kísérleti állomásnak vehető. Tehát tovább kellett kutatni, más megoldást kellett keresni.

John Ambrose Fleming

Az első lépést ezen az úton John Ambrose Fleming (19. ábra) angol tudós tette meg. 1848-ban született, matematika professor, majd a londoni egyetemen az elektrotechnika professzora lett. Wehnelt német fizikus tanulmányának olvasása adta neki az alapötletet, hogy behatóbban foglalkozzon a nagyfrekvenciás jelek egyenirányításával. A korabeli detektáló eszközök az akkori vételechnika gyenge pontját képezték.

Fleming gáztöltésű, két elektrólás csövet alkalmazott erre a célra. Tehát 1904-ben végzett kísérletével lényegében megszületett a mai értelemben vett elektroncső egyik típusa, a dióda. Működése még nem volt megfelelő, de mégis csak ezt tekinthetjük a világ első rádiócsövének. A tökéletesítés nem sokáig váratott magára, amely minőségi forradalmat jelentett a rádiótechnika területén és megadta az alapot olyan találmányok számára, amelyekről mind ez ideig csak álmodozni lehetett.

A rádiócső feltalálásának „folyamata” tulajdonképpen Edisonszal kezdődött. Még 1884-ben végzett kísérletei közben – a villanygőzt akarta tökéletesíteni – azt tapasztalta, hogy a légritkított üvegballonba forrasztott elektródok között (fűtőszál és anód lemez) áram folyik a „*levegőn keresztül*”, ha az anódlemezre pozitív feszültséget kapcsol. Edisonsnak ez az alapvető kísérlete „*Edison-effektus*” néven vonult be a rádiózás történetébe és hosszú időn keresztül senki sem látta meg benne a nagy gyakorlati lehetőséget, még maga Edison sem. Huszonkét évnek kellett eltelnie ahhoz, hogy a gondolat ismét előkerüljön és a megvalósítás megajándékozza az emberiséget egy újabb nagyszerű találmánnyal, a *rádiócsővel*.

Ismét az amerikai földrész adja a nagy tudóst, akinek a neve összeforrott a rádiócső nevével és a lexikonokban ez van bejegyezve: „*Az audionlámpa feltalálója*”.

Lee de Forest (20. ábra)

1873-ban született az Egyesült Államokban. A Yale-i egyetem elvégzése után a Western Electric Co.-nál helyezkedett el, ahol alóállomások tervezésével és építésével foglalkozott. Munkája mellett, amely csaknem minden idejét igénybe vette, kevés ideje maradt saját munkájára, de a rádiótechnika iránt érzett szenvedélye ál-



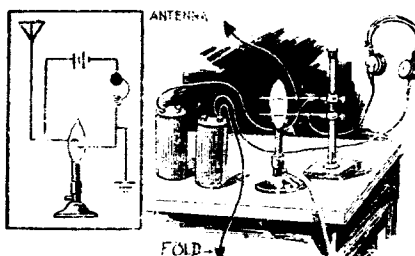
20. ábra. Lee de Forest

landóan fűtötte, kis laboratóriumában, ha csak tehette kísérletezett. A heti 8 dolláros fizetés bizony csekélyke anyagi bázist jelentett számára.

A rádiócsővel kapcsolatos kísérleteit még 1900-ban kezdte meg és hat évnek kellett eltelnie ahhoz, hogy megszülessen a *három elektródás cső, a trióda*. A felfedezés történetét a magyar *Rádió Amatőr* 1927 márciusi száma „*Hogyan fedezte fel Lee de Forest az audiont*” címmel a következőképpen írta le:

„*Húsz évvel ezelőtt egy szikraadón dolgozva, egy este feltűnt Lee de Forestnek, hogy az Auer-lámpa lángja minden szikrámlat lobbant egyet. Munkatársával Smith-vel együtt rögtön nagy lelkesedéssel vetették rá magukat, hogy egy új detektort dolgozzanak ki. Megfigyelésük alapján csakhamar rájöttek azonban arra, hogy a láng a szikra csattanásától lobogott és így szándékukkal kudarcot vallottak. Ez a kis incidens azonban ráterelte Forest figyelmét a gázok vezetőképességére és abban a hitben, hogy ennek segítségével mégis sikerülni fog egy érzékeny detektort felfedeznie, folytatta kísérleteit.*

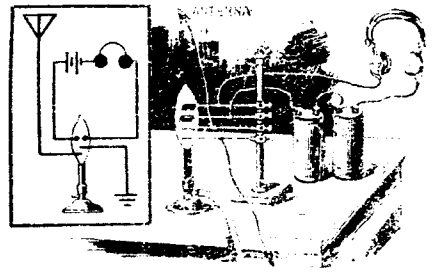
Kísérleteinek első eredménye a lángdetektor volt (21. ábra). Ez Bunsen-égyéből állt, amelynek lángjába két elektród nyúlt be. Ezzel a készülékkel már távoli állomások jeleit jobban tudta venni, mint az akkori detektorral. Amint az a lángdetektor jól működött, felfedezésénél gyakorlati alkalmazását vette vizsgálat alá. A szabad láng csak akkor volt használható, ha a szoba levegője csendes volt: léghuzat ellen ugyan meg lehetett védeni, ha a lángot bura alá helyezte,



21. ábra

de már találmányának ez a gyenge pontja is további kutatásokra ösztönölte. Elsősorban arra törekedett, hogy érzékenyebbé tegye az új detektort. Annak a megfontolásnak alapján, hogy ha az antennáram és a helyi áramforrás árama két közös elektródon átfolyik, az érzékenységek csak hátrányára válhatnak, egy olyan megoldásra vezetett, amely már a mai három elektródos lámpa ősként tekinthető. Ezt a megoldást a 22. ábrán látjuk: az egész csak egy külön helyi áramkör alkalmazásából áll, amelyet azonban a lángdetektor érzékenysége tetemesen növekedett.

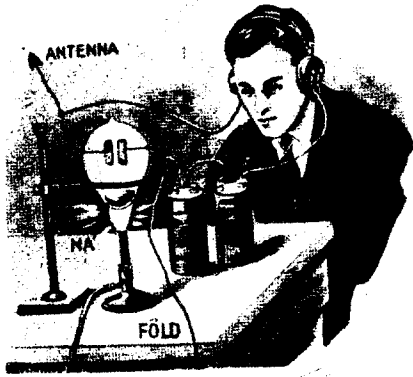
Ezek után nagy elfoglaltsága folytán Forest nem folytatta kísérleteit és csak 1905-ben kezdte meg újra. Ezalatt Fleming és mások az Edison-effektus alapján már kidolgozták az első, két elektródos rádiólampát és megállapították, hogy az izzószálból áram folyik a hideg anód felé, de mindez az eredmé-



22. ábra

nyekre való tekintet nélkül Lee Forest kitartott eredeti gondolatmenete mellett és önállóan folytatta kísérleteit. Az ő alapgondolata ugyanis az volt, hogy lángdetektorának a működése a gáz ionizációján alapszik és így módon lehetővé válik az, hogy a beérkező antennajelekkel a helybeli áramforrás áramát kormányozza, vagyis a detektort nem egyenirányításra, hanem elsősorban realis-ként használja, ami megfelel a mai nagyfrekvenciájú erősítő működésének. A lángdetektor tökéletesítésekképpen zárt burát alkalmazott és ezért az elektródokat zárt üvegbürrába forrasztotta. Ez az elrendezés a 23. ábrán látható. Az üvegbürrából valamely halogénsót helyezett el, szélét egy halmazsirt, amelyet Bunsen-égyéből való leveletéssel előzőlötletett. A hevítést másképpen, a bürrába helyezett villamos izzótesttel is megpróbálta. Ezzel az elrendezéssel azt tapasztalta, hogy a burában keletkezett gázok a készülék érzékenységét megnövelték.

De Forest mindezen kísérleteinél egy helyi telepet alkalmazott és éppen ebben különbözött eljárása a többi kutatóétól, akik tisztán csak detektor hatására törekedve, anódtelpet egyáltalán nem alkalmaztak. Berendezésének érzékenységét annak köszönhetette, hogy az antennáram pozitív hullámfeleinél az anódtáram erősödött, míg a negatívoknál gyengült, vagy fordítva, mert ekkor még nem ismerte fel az anód polarításának szükségességét. A következő lépés ezután a

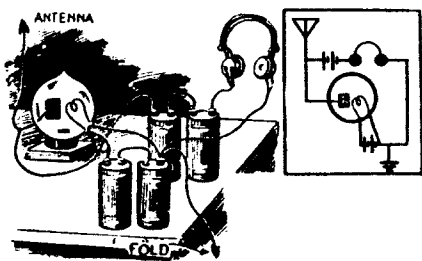


23. ábra

Fleming-féle kételektrodos elrendezésnek a felhasználása volt, avval a módosítással, hogy csak egy izzószálát alkalmazott, míg a másik helyett hideg elektródot vett; itt lépett fel azután a polaritás megállításának a szükségessége, mert az elrendezés már csak úgy működött, ha a hideg elektródot volt a pozitív. Ekkor már oly érzékenységet sikerült elérnie, amely minden más berendezést felülmúlt és most már De Forest minden erejét az érzékenység növelésére fordította. (24. ábra). Ekkor jutott újra eszébe a lángdetektornál alkalmazott három-elektrodos elrendezése, ezt alkalmazva a bírán kívül helyezte el a harmadik elektródot, amely tehát, mint szabadalmi leírásában is kifejtette, elektrosztatikusan működött (25. ábra). Ezután megkísérelte azt, hogy ezt a harmadik elektródot a bírán belül helyezze el és az eredmény felülmúlt minden várakozását. Ekkor még ez a harmadik elektródot a rácsléde, az anódohoz hasonlóan volt elhelyezve, az izzószál másik oldalán (26. ábra). Közelfekvő volt azonban a gondolat, hogy ha a harmadik elektródnak így már ilyen nagy a hatása, még nagyobbnak kell lennie, ha az anód és az izzószál közé, az anódirám útjába helyezi.

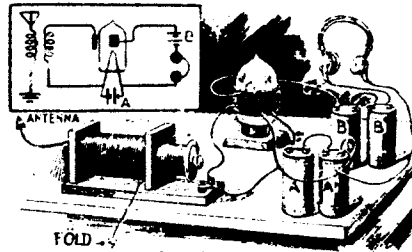
Ezzel már el is volt érve a lámpa mai alakja, mindössze azt a változtatást kellett még elvégeznie a harmadik elektródon, hogy ne zárja el teljesen az áram útját. A lemezt tehát egyszerűen kilyuggatta, majd pedig egyszerű drótspirálást alkalmazott, megalkotva a mai rácsot. Ezzel be volt fejezve a rádiólámpa feltalálása."

A rádiólámpa feltalálása ezzel tehát be volt fejezve, ez igaz, de ez a befeje-



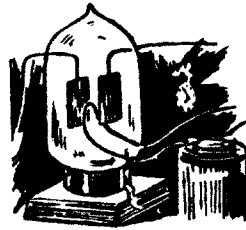
24. ábra

zés tudajdonképpen csak kezdete volt egy nagyszerű korszaknak, ami csak ezután következett. A sokoldalú alkalmazás még hátra volt. Forest már 1910-ben feltalálja az ún. *audion-kapcsolást*, a *rácskomplexum* szükségességét, amely még napjainkban sem avult el. 1912-ben *többszorosított* erősítőt épít csöveivel, és még ugyanabban az évben megszerkeszti az első *viszacsatolt audion kapcsolását*. Cégek versengenek szabadalmiáért, melyeket



25. ábra

Forest alkalmanként 50-100 ezer dollárért el is ad. 1914-ben az audion szabadalmáért csaknem félmillió dollárt kap. Milliós jövedelme, a dicsőség, az elismerés azonban nem szédítik meg. Tovább dolgozik, és 1920. szeptember 1-én megszólal az első *broadcast adóállomás*, melyet Forest tervei alapján építettek. Ez volt a világ első állandó jelleggel működő *műsorszóró állomása*.



26. ábra

Lee de Forest emlékének is nagy tisztelettel adózunk, mert munkássága, találmánya alapján vált igazán rádióvá a rádió. Nagy megbecsülésben, jó anyagi létben magas kort ért meg, 1961-ben 88 éves korában halt meg.

Robert Lieben

A csőtechnika másik nagy úttörője európai, az osztrák származású *Robert Lieben* (27. ábra). Jómódú polgári családból származott. Nyugtalan természete miatt nem fejezte be egyetemi tanulmányait, kedve szerint kísérleteinek élt saját laboratóriumában. Később egy telefontyárat is alapított, és éppen ez vetette fel benne az ötletet, helyesebben a problémát: miként lehetne a telefon gyenge beszélőáramát felerősíteni. Kutatásai során *mágneses rezetést* alkalmazott az általa kikísérletezett „*rádiócsőnél*”. Erre kért és kapott is szabadalmat 1906-ban, azonban az általa alkalmazott eljárás nem vezetett megfelelő



27. ábra. Robert Lieben

eredményre. Majd csak öt évvel később, 1911-ben, tehát Lee de Forest szabadalmi bejelentése után alkalmazta az *elektrosztatikus* vezérlést és rácsot a katód és az anódolemez között. De még így is nagy volt a különbség Forest és az ő csöve között, melyet nevével *Lieben-lámpának* neveztek el. Lieben az általa feltalált „*lámpát*” csak erősítési célokra kívánta használni, és ebben is különbözött Forest elgondolásától, aki audioncsövet rezgékeltésre is felhasználta. Nagyon fiatalon, 35 éves korában 1913-ban halt meg.

A csőtechnika, helyesebben mondva már a csőalkalmazás-technika terén még két alapvető kutatást végző úttörőről kell megemlékezni.

Alexander Meissner

Az első az ugyancsak osztrák származású *Alexander Meissner* aki 1883-ban Bécsben született. Mérnöki diplomát szerzett, de inkább a fizika iránt érzett nagyobb vonzalmat. Munkásságából a legjelentősebbet szeretnénk kiemelni, amely egycsapásra forradalmasította az adás- és vételtechnikát egyaránt. 1913-ban feltalálta a *viszacsatolást*. Ennek eredményeként megszülettek a csöves rezgékeltők, melyek igen rövid idő alatt a híradástechnika múzeumába helyezték az addig használatos szikraadókat. Vételtechnika területén pedig megszületett a *viszacsatolt audion*, amely megnövelte a készülék *erősítését és szelektivitását*. Ismét meg szeretnénk jegezni, hogy még napjainkban is, a kezdi rádióamplifikátor első csöves vagy tranzisztoros készüléke ezen az alapelven működik.

Meissner nagy jelentőségű találmányát és a rádiótechnika területén kifejtett munkásságát 1925-ben Heinrich Hertz aranyéremmel ismerték el, melyet a rádiótechnika Nobel-díjának tekintenek. Meissner 1958-ban 75 éves korában halt meg.



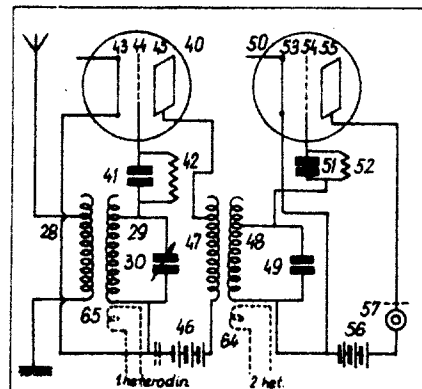
28. ábra. Lucien Lévy

Lucien Lévy

A esőalkalmazás-technika másik nagy úttörője a francia származású Lucien Lévy (28. ábra), aki 1892-ben született. A fiatal francia mérnök 1917 augusztusában a modern rádió-technika egyik legfontosabb találmányára kért szabadalmat, feltalálta a szuper-heterodynt. A 29. ábrán bemutatjuk Lévy eredeti kapcsolását, amelyet a szabadalmi leíráshoz esatolt. A kapcsolási rajz a ma is ismert

szuperkészülékek keverőfokozatát mutatja. A szuper-ely felfedezése legalább olyan forradalmi változást jelentett a vételtechnikában, mint a visszaesatolás elvének a felfedezése. Lévy 1918-ban egy újabb módosított szabadalmat nyújtott be, amely lényegében a szuper-heterodyn rádióvevőkészülékek gyakorlati megvalósítását tartalmazta. Még ugyanebben az évben elkészítette a világ első szuperkészülékét, mely fix hangolású KF-ekkel működött. A szelektivitás növekedésre misem volt jellemzőbb, mint hogy az Eiffel-toronyban elhelyezett 100 kW-os szikraadó-tól 100 méter távolságban már kifogástalanul vehetők voltak az észak-amerikai állomások. Mai vételtechnikánk már elképzelhetetlen lenne a nagy érzékenységet és szelektivitást biztosító szuper-ely nélkül. Lévy 1965-ben halt meg.

Az elektroncső felfedezése évtizedek soha nem feledhető tudományos kutatómunkájára tette fel a koronát. Amiért matematikusok, fizikusok, tudósok és amatőrök csaknem félévszázadon keresztül munkálkodtak és amiről álmodoztak – valósággá vált. Az elektroncső felfedezése beláthatatlan perspektívát nyitott meg az emberiség számára. Csak a tökéletesítés volt még hátra. Valaki azt mondhatná erre, hogy micsoda naiv megállapítás, mert mi következett még ezután – nem szólva a legutóbbi 30 – 40 év szó szerint értendő „égbetörő” eredményeihez képest. Valóban így van! De a szilárd alapot, amelyre bizton építeni lehetett, azok az úttörők rakták le, akikről sorainkban megemlékeztünk. És még

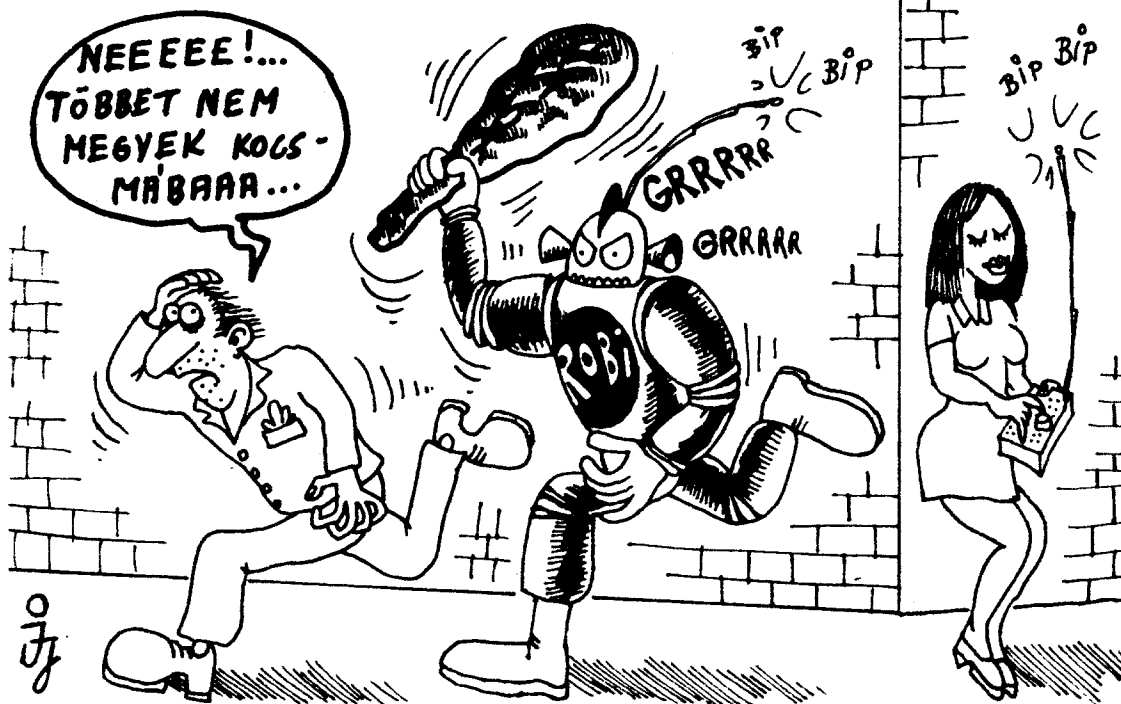


29. ábra. Lévy kapcsolási rajza

hányan voltak, akiknek nevét nem örökítette meg a történelem, akiknek szorgalmas munkája éppen úgy a „nagy célt” szolgálta, mint akiknek neve fennmaradt számunkra. Az ég ragyogását nemesak a nagy fényes csillagok teszik, hanem az égboltozat minden csillaga együttesen, kicsi és nagy egyaránt.

Csak a hőskorról szólunk e pár oldalon, hiszen köteteket lehetne írni a rádiózás történetéről... A legújabb korról is, mely valóban az éjig emelte a mi tudományunkat. És azt hiszem bátran leírhatjuk, hogy még biztosan nincs vége! Nincs vége, mert a mi szeretett technikánk napjainkban is úgy fejlődik, mint egy regény, melynek minden fejezetében tanulhatunk: „Folytatása Következő...”

Ezermester feleség...



Kvadrofónia

Sipos Gyula okl. IC szakmérnök, EMG

Mintegy a harmincas évek elejére ért meg az elektroakusztika tudománya és a technikai feltételek hosszú sora arra, hogy a térben és időben elhangzó hangeseeményt egy másik térben és más időpontban már elfogadható minőségben reprodukálni lehetett. Ezen időponttól kezdve az eltelt évtizedek során a kutatók hosszú sora foglalkozott a minőség javításával, lépésről lépésre közelítve az élethű hangvisszaadás koronként is változó maximalizált minőségi követelményei irányába. Noha a felvétel, közvetítés, lejátszás, visszahallgatás körülményei óriásit változtak az elmúlt közel fél évszázad során, több probléma előtt állunk még, mint amennyit megoldottunk, sőt, talán most jön a java.

Úgy tűnik, hogy számos dolgot pl. kétszer is meg kell tanulnunk. Ez különösen a terem- és térakusztika eredményeire vonatkozik. A pécsi Jakováli Hasszán dzsámi restaurálásakor derült ki, hogy a derék török építészek néhány száz évvel Helmholtz előtt már alkalmazták a Helmholtz-rezonátoros akusztikai hangzásjavító eszközt, mégpedig a falba beépített agyagkorsók formájában; hangelhelyelő anyagként a korszokba tett fahamu szolgált. Ezen rezonátorok nélkül a templom belsejének akusztikája nyomasztó, zavaros a hosszú utánzengési idők miatt.

Az is igaz, hogy utólag ezeket a nyílásokat (a korszok száját) bevakolták a későbbi korok szakemberei, pedig gondolhattak volna arra, hogy a Helmholtz-rezonátorokat már az ókori görögök és rómaiak is alkalmazták, sőt a középkor során elterjedt utánzengés-befolyásoló eszköz volt a templomépítészetben.

A különféle cégek katalógusait lapozgatva „örömmel” tapasztalhatjuk, hogy ma már gyakori egy jobb rádióvevő esetében a kétszer, vagy négyszer ötven... száz watt kimenőteljesítmény, tehát rádiók egy tetszés szerinti méretű lakoszobában is képes az akusztikai sokk előállítására. De bármilyen legeslegújabb rádió, lemezejátszó, magnócsoda sem képes vetekedni az ókori görög színházak lenyűgöző akusztikájával. Elismeréssel kell gondolni azokra a két-háromezer évvel ezelőtt élt építészekre, akik számítógép, lézersugaras kismintavizsgálat és egyebek igénybevétele nélkül képesek voltak olyan alkotások létrehozására, mint pl. az epidauroszi színház, melyben 14... 16 000 ember számára nyújtott akusztikailag kifogástalan élményt egy-egy színházi előadás során az élő emberi hang. Az idegenvezetők kedvence fogása az akusztikai viszonyok illusztrálására a nézőtér utolsó soraiiba felküldött, mintegy 70 m távolságban tartózkodó hallgatóság előtt

a játéktér közepén levő köre leejtett pénzérme csengésének bemutatása. A guruló pénzérme hangjára még az is felkapja a fejét, aki történetesen nem is figyelt az ismertetésre. A színház felépítéséhez követ, kalapácsot és vést használtak.

A budapesti Erkel Színház belsejét kétszer kellett megépíteni, hogy az akusztikai viszonyok megfelelőek legyenek. Ennek nyomai az erkélyek bicogós, fadobogós lépcsőin jól fellelhetők. A New York-i Philharmonic Hall, melynek építési költsége (1962-ben) 17,7 millió dollár volt, a megnyitás után botrányok sorozatán keresztül bizonyította csapnivaló akusztikáját, míg további 1,3 milliós átalakítás után (1965) elérte a jó közepes szintet a hangversenytermek sorában...

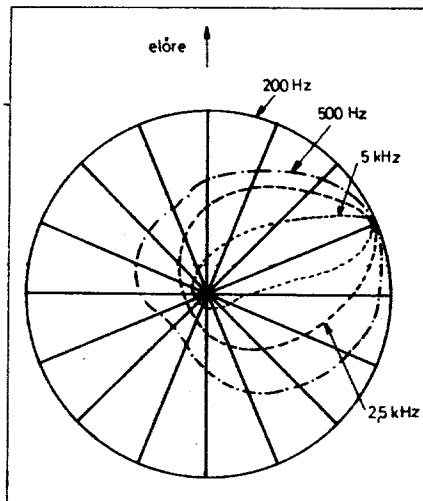
Az akusztika elmélete és gyakorlata még igen messze van attól hogy valóban élethű hangátvitelről beszélhünk. A megközelítés természetesen egyre javul, de az élő hang által kelte

pszichikai, fiziológiai hatás toronymagasan van az átlagosan jónak ítélt Hi-Fi hangközvetítés felett. Ez így van nem csupán a sztereó, hanem az egyéb különféle többsatormás (pl. négyesatormás, kvadrofón) hangátvitel esetén is. A jelenség oka kettős; részben hézagok az ismereteink az emberi hallás sajátosságait illetően, részben pedig a technikai eszközök minősége még nem éri el azt a színvonalat, ami egyébként már a kor egyéb eredményeit figyelembe véve (írutazás) joggal elvárható lenne.

Abhoz, hogy a problémakör nehézségeit és eredményeit kellőképpen értékelni lehessen, feltétlenül szükséges néhány alapvető halláspszichológiai alapismeret tisztázása. Szükséges ez különösen azért is, mert a sztereó és főleg a többsatormás hangátviteli rendszerek éppen a hallás speciális tulajdonságait használják fel a körülményekhez képest optimális térélmény nyújtásához.

1. A térbeli hallás sajátosságai

Mindenekelőtt le kell szögezni, hogy a hallás mechanizmusa többé-kevésbé jól, idegrendszeri-pszichológiai vonatkozásai viszont meglehetősen hézagosan vannak felderítve. Általában közismert, hogy az emberi fül a különböző hangmagasságú hangokat kis intenzitás esetén másképpen hallja, mint nagyobb intenzitások mellett, ennek ellenére az irányhallás igen csekély mértékben függ a jel intenzitásától és igen erősen annak frekvenciájától.

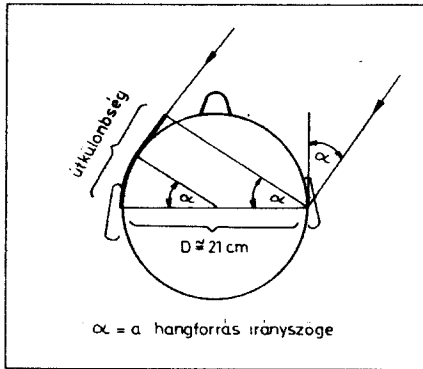


1. ábra. A jobb fül irányhallásának frekvenciafüggése a vízszintes síkban mérve

Csak az egyik fül vonatkozásában az irányfüggést az 1. ábra mutatja. Jól megfigyelhető, hogy 200 Hz környékében az egyik fül (de a két fül együttesen is) gömbalakú érzékenységi karakterisztikával jellemezhető, vagyis irányfüggetlen a hallásunk a mélyhangokra. Ebből rögtön az is következik, hogy nem túl sok értelme van a sztereó rendszerekben a 200 Hz körüli áthallásokkal foglalkozni.

A frekvencia növekedése során azonban irányfüggőség jelenik meg, bár az érzékenység maximuma nem egészen oldalra esik, mint ahogyan azt első pillantásra gondolnánk, hanem a fülkagyló irányító és árnyékoló hatása folytán kissé előre mutat. Ez az árnyékoló és irányító hatás jelen pillanatban még kellően nem tisztázott mértékben hatásos nem csupán a vízszintes síkban, hanem vertikálisan is, vagyis képesek vagyunk a fent/lent irányok megkülönböztetésére, bár nem olyan mértékben, mint a fej vízszintes síkjában.

Ha most nem csupán az egyik fül, hanem a két fül együttes érzékelést vizsgáljuk, jelenségek egész sorával találjuk szembe magunkat. Két fő hatás érvényesül ekkor. Az irányérzékelést befolyásolja a két fülhöz érkező hangok idő (fázis) különbsége, továbbá a fej árnyékoló hatása miatt az intenzitáskülönbség alapján jön létre irányérzékelés. Mindkét mechanizmus egyidejűleg működik és igen erősen frekvenciafüggő.



2. ábra. Az időkéésésen alapuló irányérzékelés magyarázatához

A 2. ábrán látható, hogy az oldalsó irányokból érkező hang a két fülbe nem egyszerre érkezik a feltétlenül fellépő útkülönbség révén. Az útkülönbség adott a fej méreteivel, viszont belátható, hogy a frekvenciatartományban lesznek olyan hangok, melyekre nézve ez az útkülönbség összevethető a hullámhosszal. Egy adott frekvencián előállhat (elő is áll) az a helyzet, hogy az időkéésés miatt az egyik fülbe éppen ellenfázisú jel jut a másik fülbe érkező hanghoz képest. Ez kb. 800 Hz táján valósul meg, így nem véletlen, hogy irányérzékelésünk éppen ebben a tartományban igen jó. Az emberi agy, mint a legtökéletesebb számítógép, a két fülbe érkező jel időkééséséből kiszámítja a hangforrás irányát. A 3. ábra mutatja az így nyert érzékelés összefüggését az időkéésés és a beesési szög között. Természetesen egészséges fülü egyéneknek a görbe szimmetrikus a jobb és bal irányok vonatkozásában.

A fej árnyékoló hatása folytán keletkező irányérzékelés a két fül közötti keresztvező idegpályák segítségével jön létre. Míg az előző esetben kb. 800 Hz-ig volt jellemző az irányérzékelés, most azt tapasztalhatjuk, hogy az intenzitáskülönbségen alapuló irányhallás főképpen 500 Hz felett jön számításba, kb. 3 kHz-ig a hatás még mérsékelt, viszont 5...10 kHz között jelentős. A két irányhallás-mechanizmus együttes hatását természetesen mint frekvenciafüggő, az agy által szintetizált, korrigált, a hosszú évek tapasztalataival is kiegészített irányhallást tapasztaljuk mindannyian magunkon. A frekvenciafüggés azonban az irányhallás minőségét erősen befolyásolja. Érdeklőssége, hogy irányhallásunk éppen ott a legpontatlanabb (3 kHz környékén), ahol a fül érzékenysége a legnagyobb, míg 5 kHz-nél és 800 Hz alatt meglehetősen jó. A tévesztések jó és rossz értékei szöghibában kifejezve a 10...20° körül vannak.

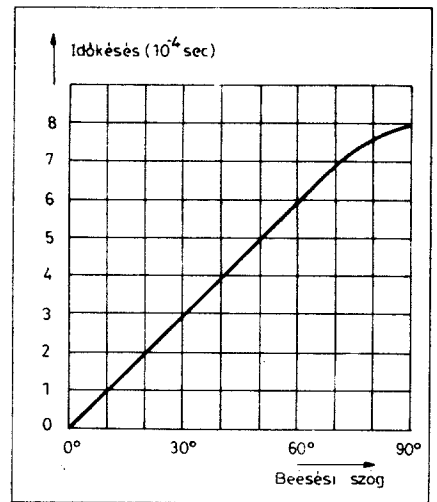
Az előre/hátra irány meghatározása a fej árnyékoló hatása folytán érzékelhető, ugyanis a hátulról érkező hangok erősebb csillapítást szenvednek a magasabb frekvenciás összetevőkben. Kellőképpen nem tisztázott a fent/lent irányok megkülönböztetésének kétség-

telenül létező mechanizmusa, hasonlóképpen nem tisztázott a hangforrás kiterjedtségének érzékelési érzete és még egy esomó nem említett hatás.

Eltelkintve attól, hogy az emberi fül sajátosságai még egyénenként és az életkortól is függenek, objektív, az egyéntől nem függő jelenségek is befolyásolják a térélmény kialakulását. Mivel a fül fiziológiai tulajdonságai olyanok, hogy a mélyhangú tartományban nyomásmikrofonként, a 400 Hz fölötti hangok esetében sebességérzékelő mikrofonként működik, a távolság függvényében a hangforrásról alkotott benyomásunk fizikai okokból más lesz kis távolság és más nagy távolság esetén. Az egészen közeli hangforrás hangját lényegesen mélyebbnek halljuk, mint a távoliét, mivel különösen a nagyamplitúdójú mélyhangok által keltett levegőmozgás sebességamplitúdója a hangforrás közelében – a gömbhullámok terjedési sajátosságai folytán – meglehetősen nagy. Ezért a mélyhangokban dúis produkeiót, vagy hangsugárzást szubjektíve közelebbinek érzékelünk, míg mélyhangvágáskor a távolságérzet megváltozik. A frekvenciamenet megváltozása objektíve létező tény, megfelelő mikrofonelrendezéssel ki is mérhető.

A zenei produkeiók zöme (akár közvetlen, akár felvett műsorról van szó) általában zárt térben, előadótérben, színházban, lakószobában hangzik el. Minden ilyen esetben a kialakítható térélményt döntően befolyásolja a helyiség akusztikája, elsősorban csillapítása, utánzengési ideje. Ma már egy-egy terem akusztikáját tucatnál is több mérőszámmal, objektív, jól mérhető és szubjektív, gyakorlatilag csak körülírással minősíthető adattal jellemezhetik, de ezek közül az utánzengési idő talán az egyik legfontosabb és legkönnyebben belátható, érzékelhető adat. Arról van ugyanis szó, hogy egy impulzusszerű hang elhalásának ideje zárt térben a számtalan visszaverődés következtében függ az eközben befutott útvonal hosszától (a terem méretétől) és a visszaverődéseket okozó falak és egyéb anyagok elnyelési tényezőitől. A levegő gyorsan elnyeli az egészen magas hangokat, így elsősorban a közepes hangok visszaverődéseivel kell számolni. Zenei produkeiónál természetesen az impulzusszerű hang folyamatosan van jelen, ez a zene maga, ily módon a benyomásokat a közvetlen, a hangszerből érkező hang és a falakról visszaverődő, zengő hang eredője adja és ez természetesen a hallgatási helytől is függ. Mivel a hangforrás közelében elsősorban a közvetlen hang dominál, a terem távolabbi pontjaiban viszont a zengő, visszavert, reflexiókkal, a terem egyéni sajátosságaival tarkított, átgyúrt hang dominál, a felvétel során a mikrofonok, a lehallgatás során a hangszerök helyzetének nagy jelentősége van az eredő akusztikai benyomás szemponkjából.

Belátható, hogy a hangforrás és a terem kölcsönhatása következtében mindig található egy olyan (kb. gömbalakú) képzeletbeli felület, ahol a köz-



3. ábra. Összefüggés az időkéésés és a beesési szög között

vetlen és a visszavert hang éppen egyforma energiájúak. Ezt a távolságot (a gömb sugarát) hallási sugárnak nevezik.

Mit jelent a hallási sugár elvontnak tűnő fogalma egy fono-amatőr számára? Ismeretes, hogy a hangsugárzók egy része erősen irányított sugárzást, elsősorban a magassugárzók. Ha most a lakószobában hallgatunk egy tetszőleges csatornaszámú hangsugárzó rendszert, a mélyhangú hangszerök gömbhullámú sugárzása miatt a hangforráshoz relatíve közel helyezkedünk el. azaz a hallási sugáron belül. Az átlagos koncerttermekben a hallási sugár 4 m körül van, ezért a legjobb helyek, ahol már jól észlelhető egy zenekar integráltsága, a terem kellemes akusztikája, érthető módon 4 méternél távolabb. a hallási sugáron kívül helyezkednek el. Ebből a szempontból a legrosszabb helyzetben éppen maguk a zenészek és a karmester van!

A magasabb hangokat a magassugárzók nyalábolják, így a hallási sugár megnő. Míg a mélyhangoknál $r = 1...1,5$ m, magashangoknál ennek a többszöröse is fellép. Így tehát fellép az a különös helyzet, ami természetes körülmények között (hangversenytérben) soha nem tapasztalható, hogy a mélyhangok szempontjából a hallási sugáron kívül, míg a magas hangok szempontjából a hallási sugáron belül helyezkedünk el. Ez már eleve megkérdőjelez mindenféle monosztereó-kvadro valóban élethű hangvisszaadást! A magashangok irányítottasága részben megszüntethető különleges hangsugárzókkal, ennek ellenére tapasztalhatjuk, hogy a különböző hangszerök a különböző akusztikáját és méretét termekben teljesen másképpen szólnak. Az átvitel egyik legsajátosabb problémája ez, továbbá tartkítja a viszonyokat a lehallgatási tér (lakószoba) kis utánzengési ideje. A tetszőleges csatornaszámú hangvisszaadás sarkalatos hibája, hogy az eredeti hangter akusztikai viszonyai nem jelenhetnek meg a lehallgatás

helyén, ugyanis az eredeti tereminformáció (diffúz, zengő hang) is a főirányokból (a sztereó két, a kvadro négy hangszórójából) és mindenképpen irányítottan érkezik. A lakoszoba utánzengési ideje sokkal rövidebb (és esetleges értékű), mint a hangversenyteremé ($t=0,4...0,6$ sec, illetve $t=1,5...2$ sec!), így belátható, hogy szakadék tátong a követelmények és lehetőségek között.

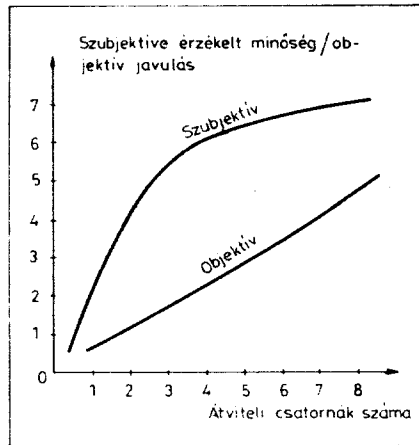
2. Térhatású hangátvitel

Noha az első sztereó hangátvitel hazánkban, Puskás Tivadar már 1881-ben a párizsi világiállításon, egy évvel később itthon, a Nemzeti Színház és a Vigadó közötti közvetítőlánc segítségével bemutatta (1882 január 30-án, a Hunyadi Lászlót közvetítették), hosszú évtizedekig semmi nem történt a térhatású hangátvitel ügyében. Némi elméleti kutatások után egy vita eldöntése céljából 1933-ban a Bell Laboratórium kezdeményezésére H. Fletcher és S. B. Snow különleges kísérletet valósítottak meg. Egy philadelphiai kisebb tereméből háromcsatornás közvetítővonalon keresztül élő közvetítést adtak a washingtoni Constitution Hall hangversenyterem közönsége számára. Ennek során számos kísérletet végeztek Leopold Stokowsky művészeti vezetésével és zenekara segítségével.

A vita alapját az képezte, hogy Fletcher szerint egy adott terem akusztikájának és az elhangzó hangseménynek a tökéletes leképezéséhez egy másik helyiségben végtelen számú átviteli csatorna lett volna szükséges. A kísérlet bebizonyította, hogy a minőség nem arányos közvetlenül az átviteli csatornák számával, vagyis a csatornaszám növelése kezdetben sok, később egyre kisebb előnnyel jár, hovatovább a költségek túlzott emelkedése folytán értelmetlenné válik. A 1. ábrán látható a kísérletek szubjektíve kiértékelhető és objektív mérési eredményei közötti eltérés. A 3...4 csatornaszámú közvetítés adja tehát azt a technikai kompromisszumot, amelyet még éppen érdemes megvalósítani. A közel fél évszázados kutatási eredmények ma is helytállóak, a legfrissebb kutatási eredmények is egybevágnak a korábbiakkal.

A sztereó hangközvetítési, rögzítési eljárásokat az elmúlt két évtized során jelentősen fejlesztették. A két csatorna használata olyan sok előnnyel járt, hogy igen sok vásárló vállalta azt az anyagi többletet, amit egy sztereóberendezés létesítése jelentett a mono rendszerhez képest és így ma már csupán archív lemezanyagban létezik mono felvétel, az ÚRH rádióadók jórészt áttértek a sztereó sugárzásra, stb.

Az igények a műveltség fejlődésével természetesen megváltoztak. Az a hangversenylátogató, aki sztereóberendezéssel hallgatta kedvenc műveit, nem elégedett meg azzal, hogy a sztereó két hangszórója segítségével a



1. ábra. A térhatású hangátvitel szubjektív minősége nagyobb csatornaszámmal már nem arányos a csatornaszámmal

szobája egyik falát mintegy ablakká varázsolta, melyen át betekínthetett, behallgathatott a hangversenyterem (vagy stúdió) belsejében elhangzó produkcióba. Noha a felvétel, közvetítés során a hangmérnök sokat tehet azért, hogy a hallgató jelenlét-érzete minél tökéletesebb legyen, a fő baj a döntően eltérő akusztikai viszonyokból eredt az átviteli csatorna két végén.

A sztereó csatorna két hangszórója ugyanis mindig lesugározza a felvétel során jelenlevő természetes, illetve mesterségesen is bekevert tereminformációt (zengő hangot) is, de ezek a már vázolt módon – természetellenes hatást kelteve – ugyanonnan érkezőnek (a főirányokból, a hangszórókból), ahonnan az eredeti hangforrás közvetlen hangja. Nagyszerűen megfigyelhető ez a sztereó lemezek lehallgatása közben egy egy beütésszerű hangot követő kisebb színet, vagy halk részlet alatt: a hangos részletnél úgyiszlólván steril a hang, mintha nem is teremben, egy adott akusztikájú helyen szólna, míg a halk, lecsengő részletnél hirtelen előbukkan a zengő terem, saját akusztikájával. Különösen a komolyzenei felvételek egy részénél, sikerületlenebb hangmérnöki munka esetén zavaró a teremterefogat lélegzése, ugrálása akusztikai tudatunkban.

Mivel a sztereó hanganyag a keverési és felvételi technika sajátosságai következtében főleg a különbségi S információban hordozza az eredeti tereminformációt, egyes hanganyagok esetében hihetetlenül meg tudjuk javítani a lakoszoba akusztikát, az elhangzó mű, zeneszám élvezhetőségi viszonyait a különbségi hang szerepének erőteljes hangsúlyozásával. A vezető cégek felismerték, hogy már igen egyszerű eszközökkel kitűnő eredményeket lehet elérni. Különbségi hangot, erősítő beiktatásával vagy anélkül könnyen elő lehet állítani az X és Y információból, majd ezt két újabb hangszóróra vezetve, vagyis négycsatornás lesugárzást alkalmazva az eredetileg kétescsatornás hanginformációból mintegy kétszeresítettük azt, ami tulajdonképpen lenne

van, de két hangszóró használata mellett elsikkad. A kereskedelmi változatok számos megoldást kínálnak, ezek jó része átkapcsolható a hallgató igényei szerint általában két-három különböző kombináció szerint. Fantázianevek: Kvadrosound (Elac), 4D-sztereó (Grundig, Goodmans), stb.

A sztereó csatorna megkettőzésének lehetősége (két db. sztereó rendszer egyidejű üzemeltetésével) adta az ötletet ahhoz, hogy a négycsatornás átviteli kísérleteket megkezdjék. A legnagyobb problémát a kompatibilitás jelentette a már meglévő konzervált hanganyaghoz viszonyítva. Míg a sztereó hanglemeznél a korábbi oldalirányítást könnyen kombinálni lehetett a mélyvágással és így a $2 \times 45^\circ$ -os vágási rendszer segítségével kielégítő áthallási viszonyok mellett megvalósíthatott a kompatibilis mono/sztereó hanglemez, az ÚRH rádióadás technikája már csak egy segédhordozó segítségével volt képes ugyanerre. A legkönnyebb helyzetben a magnó volt és van ma is, itt csupán a fej frászélességét kellett csökkenteni az eredetinek kb. a felére.

Négy csatorna rögzítése és átvitele a különféle berendezésekben olyan kompatibilitási problémákat vetett fel, melyek még ugyanazon rögzítési mód (lemez, szalag) esetén is különféle megoldásokba torkoltak. A kialakult helyzet kifejezetten kaotikus, a viszonyokra a vezető cégek egymástól döntően eltérő megoldásai, a második vonalbeli cégek kifejezett tartózkodása a jellemző. Rosszabb a helyzet, mint a hanglemezeken különféle karakterisztikáival volt korábban. Annak ellenére, hogy hazánkban a stúdiómunkák igen korán megindultak (az első kvadrafon hangjátékfelvétel 1969-ben elkészült!), még csupán egy-két kísérleti kvadrafon műsorsugárzás valósult meg, és kvadrafon hanglemez ezidő szerint még nincs forgalomban.

A különféle cégek főrekvézsei oda vezettek, hogy manapság négy megvalósított, a kísérleti stádiumból kilépett rendszerről beszélhetünk a négycsatornás hangátvitel kapcsán. Valamennyi rendszer azt célozza, hogy a meglévő csatornaszám (kettő) felhasználásával és kompatibilitás mellett, amely immár hármas követelményrendszerű: mono /sztereó/ kvadro, lehetőség legyen megfizethető áron a korábbinál jobb minőségű térélmény nyújtására.

Az eljárások egyik része abból indul ki, hogy a lehető legegyszerűbb (főleg elektronikus) eszközökkel, a maximalista igények mellőzésével is már igen jó eredmények érhetők el. Változatlan konstrukciójú sztereóberendezések csekély kiegészítésével a sztereó hanganyagban elbújtatott kvadro információ megfelelő elektronikával ki-hámozható, így a vásárlót terhelő költségek minimálisak. Az eljárások lényege az eredeti négy információnak mátrix-kódolás útján történő összekeverése, kombinálása két eredő jellel, a lehallgatás során a kódolt jel hasonló demátrixolása útján visszanyerhető az

eredeti négy csatorna-információ, némi kompromisszum árán.

A mátrix-kvadrofóna számos hibáját a hanglemeztechnikában az URH sztereó MPX jelhez hasonló módszerrel, teljesen új elvek és berendezések segítségével lehetett kiküszöbölni. Ez viszont mind a felvételi, mind a lehallgatási oldalon tetemes fejlesztési ráfordítást igényelt, a kompatibilitás korlátozott a különleges lejátszást igénylő hanglemez miatt. Az egészen 40...50 kHz-ig kiterjesztett átviteli sáv költséges berendezések megvásárlásának terhét rója a vevőre az ún. CD-4 hanglemez lehallgatásához.

A mátrix és a CD-4 rendszer közötti átmenetet képviseli az UD-4 rendszer, amely a két elv kombinációjából keletkezett. Az említetteknek kívül még számos rendszer kutatása folyik és folyt már eddig is, változó szerencsével. A rádióadások külön témát képeznek mindezek mellett, különös tekintettel az egységesnek éppen nem mondható sztereó rendszerek miatt; az amerikai, európai és szovjet rendszerek egymástól eltérő modulációs módszerei pillanatnyilag nem teszik lehetővé az egységes, kompatibilis kvadro műsorszórást. A megoldás még a jövő titka; amerikaiában az SCA (háttérzene modulációs sávja), a szovjetunióban a polármodulációs adás okoz kompatibilitási problémákat az európai rendszerhez képest.

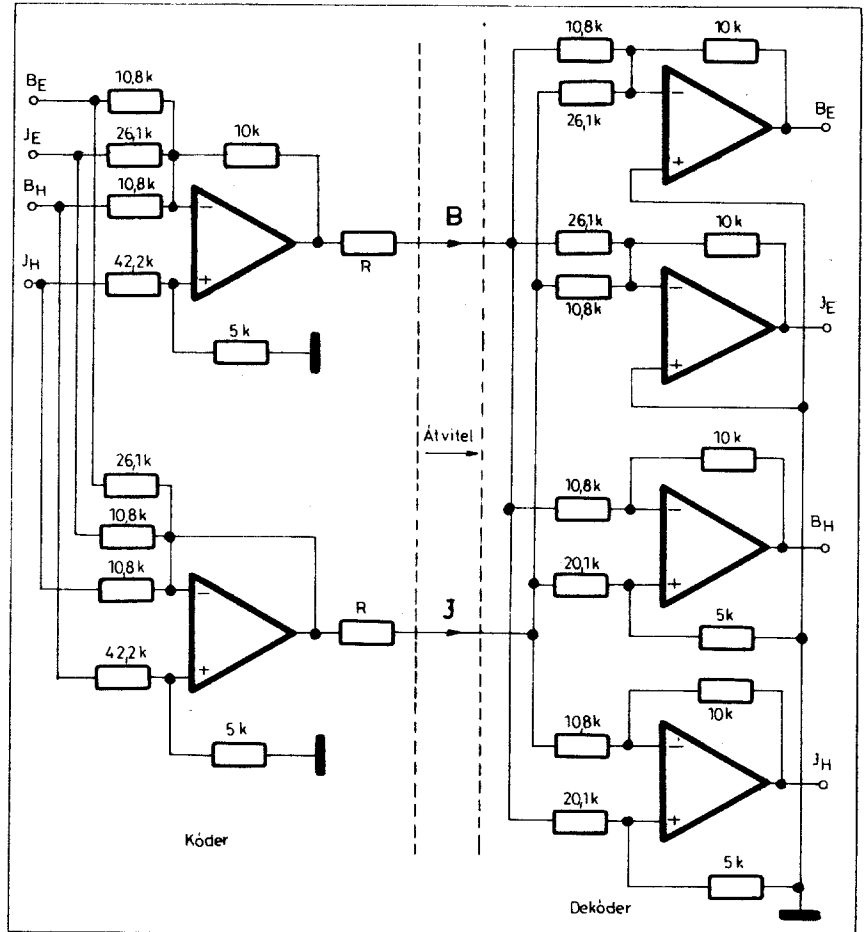
3. Mátrix-kvadrofónia

Előrebocsátva, hogy a kvadrofon hangközvetítés merőben más művészi, rendezői feladatok megoldását teszi szükségessé, mint a sztereó, a kvadro rendszerek különbözőségéből további olyan szempontok adódtak, amelyek már a felvétel során meghatározzák a stúdiótechnikát a későbbi kódolás módjának figyelembe vétele miatt. Különösen a mátrix-kvadrofóniára jellemző a speciális felvételi technika igénye.

A mátrixolás alapötlete Alan Dower Blumlein 1931-ből származó szabadalmából ered. Ennek alapján végezte az első korszerűnek mondható vizsgálatakat 1967-ben Peter Scheiber az Audiodata Company nevű amerikai cégnél. Alapszabadalma 1969-ben kelt, ekkor került piacra az első négyesatornás mátrix-kvadrofóniás eljárással rögzített hanglemez is. A szabadalom lényege, hogy a hátsó két csatorna jelét a már meglévő első két csatorna jelében bújtatja el úgy, hogy az a későbbiek során dekódolás útján visszanyerhető legyen. A kódolás az 5. ábrán látható - végeredményben igen egyszerű - hálózattal végezhető el az alábbi egyenletek alapján:

$$B = 0,924 B_E + 0,383 J_E + 0,924 B_H - 0,383 J_H, \text{ és}$$

$$J = 0,924 J_E + 0,383 B_E + 0,924 J_H - 0,383 B_H,$$



5. ábra. Az első, Scheiber-féle kvadrofon mátrix kóder és dekóder

ahol J és B az eredő kódolt jelek, míg az indexelt (E = első, H = hátsó) kifejezések az egyes mikrofonok jelei. Ha most ezt a két csatornajelet, amely akár hanglemezen, akár szalagon, normál sztereó rendszerben rögzíthető és visszajátszható, az 5. ábrán látható igen egyszerű dekóderrel visszaalakítjuk négyesatornás jellé, a következő jelekomponeent nyerjük:

$$B'_E = 0,924 B + 0,383 J,$$

$$J'_E = 0,924 J + 0,383 B,$$

$$B'_H = 0,924 B - 0,383 J,$$

$$J'_H = 0,924 J - 0,383 B,$$

vagyis többé-kevésbé visszkapjuk az eredeti négy információt. Sajnálatos azonban az így létrejövő áthallás a szomszédos csatornák között (3 dB!), továbbá a kódolt jelek között is áthallás lép fel (7,6 dB), ami a sztereó bázistávolság kb. 50%-os csökkenését eredményezi, ha a kódolt jelet sztereó rendszerben, sztereóként hallgatjuk vissza. Az első kvadro felvételek sajnálatos módon ezekkel a hibákkal terheltek.

A javulás oly módon volt elérhető, hogy a kódolt jeleket $\pm 45^\circ$ -kal, vagyis egymáshoz képest 90° -kal elforgatták egy fázistoló áramkör segítségével. Az így adódó mátrix már nem szimmetrikus és áramköri megvalósítása igen kritikus. A szélessávú fázistoló

áramkör (ún. mindenáteresztő szűrő) fázispontossága egyértelműen befolyásolja az eredő áthallást, ezen kívül még a szűrő futási idő problémái az átvitt jelalakot eltorzítják. Ez utóbbi rendszertechnikai hiba. A négy bemenőjelből a kóder áramkör az alábbiak szerinti két, sztereó csatornában átvihető jelet készít:

$$J = J_E + 0,707 (jJ_H - B_H) \text{ és}$$

$$B = B_E + 0,707 (J_H - jB_H),$$

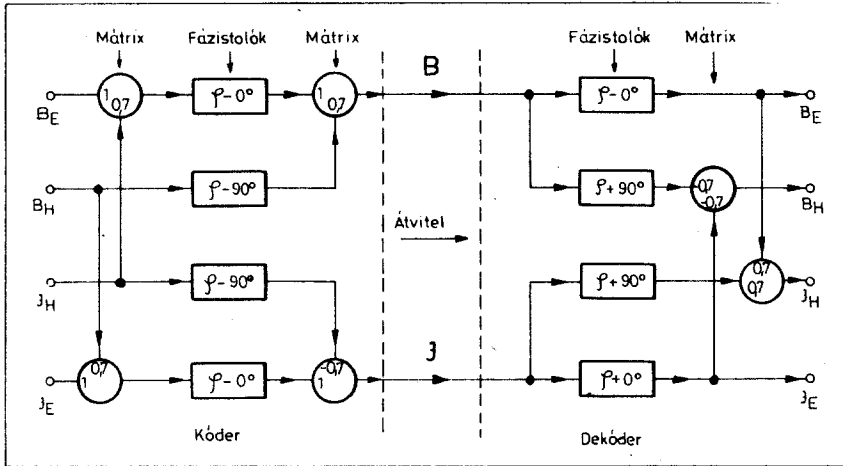
amely egyenletekben a j a 90° -os fázisforgatást jelzi. A hanglemezen így rögzített jel érdekessége, hogy míg az első csatornák jeleinek rögzítése közben a vágótű (illetve később a lejátszótű) 45° -os oldalirányú mozgást végez, a hátsó csatornák jeleinek rögzítésekor a vágás irányára (a barázda érintőjére) merőleges síkban egy jobbsodrású, illetve a másik hátsó csatornánál bal-sodrású körmozgást, pontosabban a barázda mentén haladó spirálst ír le. A kódolás és a dekódolás a 6. ábra blokkvázlata szerint történik. A dekódolás után az alábbi jelek adódnak:

$$B'_E = B_E - j0,707B_H + 0,707J_H$$

$$J'_E = J_E + j0,707J_H - 0,707B_H$$

$$B'_H = B_H + j0,707B_E - 0,707J_E$$

$$J'_H = J_H - j0,707J_E + 0,707B_E$$



6. ábra. Az SQ mátrix-kvadrofónia kódere és dekódere

Ezt a kvadrofon rendszert, melyet a Columbia Records kezdeményezésére Benjamin B. Bauer dolgozott ki a CBS laborban, a Sony cég is átvette és SQ, vagyis Stereo-Quadrophonic elnevezéssel hirdetik. Az ismertetett kódolási és dekódolási rendszert még a továbbiakban különféle módon továbbfejlesztették, hogy a jellemzőket és a kompatibilitást magasabb műszaki színvonalon teljesíteni lehessen.

Az SQ rendszer bármely formájára érvényesek az alábbiak. Az így elkészült kvadrofon hanglemez minden további nélkül lejátszható a hagyományos sztereó lemezjátszón, lehallgatható sztereó erősítőn. Hasonlóképpen nincs probléma a mono lehallgatással sem, jó minőségű mono lejátszást feltételezve. A sztereó csatornába a megfelelő helyen a dekódert beiktatva és négy teljesítményerősítővel és hangszórával lehallgatva a dekódolás minőségétől függően kielégítő, vagy meglehetősen jó kvadrohatást kapunk a megfelelően beállított kvadro - Hi - Fi berendezésen. A stúdiótechnikának szigorúan illeszkednie kell a későbbi feldol-

gozás (SQ-kvadrofónia) módjához. Hasonlóképpen lehetőség van ilyen lemezek vagy speciális keveréstechnikájú élő műsorok sugárzására az URH sztereó adástechnika segítségével az eddig is használt berendezés segítségével. Az átviteli lánc hibái azonban fokozottan befolyásolják a hallgatói oldalon elérhető minőséget, különösen a fázishibák áthallások, stb. Természetesen a sztereó magnó sem jelent problémát a felvétel és lejátszás során. A korábban sztereóban felvett műsort később, ha berendezésünket kiegészítettük dekóderrel is, le tudjuk hallgatni kvadroban is.

A dekóder az eredeti formában alig alkalmas kereskedelmi értékesítésre, ugyanis az így kapott áthallási értékek olyan hallatlanul gyengék, hogy az alpmátrix csak kiegészítésekkel ad elfogadható eredményt. Viszonylag igen egyszerű a jellemzők nagymértékű javítása az ún. keverési (blending) technikával.

A 7. ábrán néhány dekódolási eljárással elérhető javulás eredményei láthatók az egyes kvadrofon irányokban.

Az alpmátrix fázisviszonyait figyelembe véve kiderült, hogy mód van az áthallási tényezők eredőben jelentős javulására, a sztereó átvitel kismértékű romlása árán a J - B irányú csatorna-sztérválasztás rovására, amely egyébként kiváló. Az első-hátsó irányokban jelentősen javítható az áthallás oly módon, hogy áthallást hozunk létre a $J_E - B_E$ és a $J_H - B_H$ viszonylatokban. Ennek létrehozása roppant egyszerűen egy-egy ellenállás beiktatásával lehetséges.

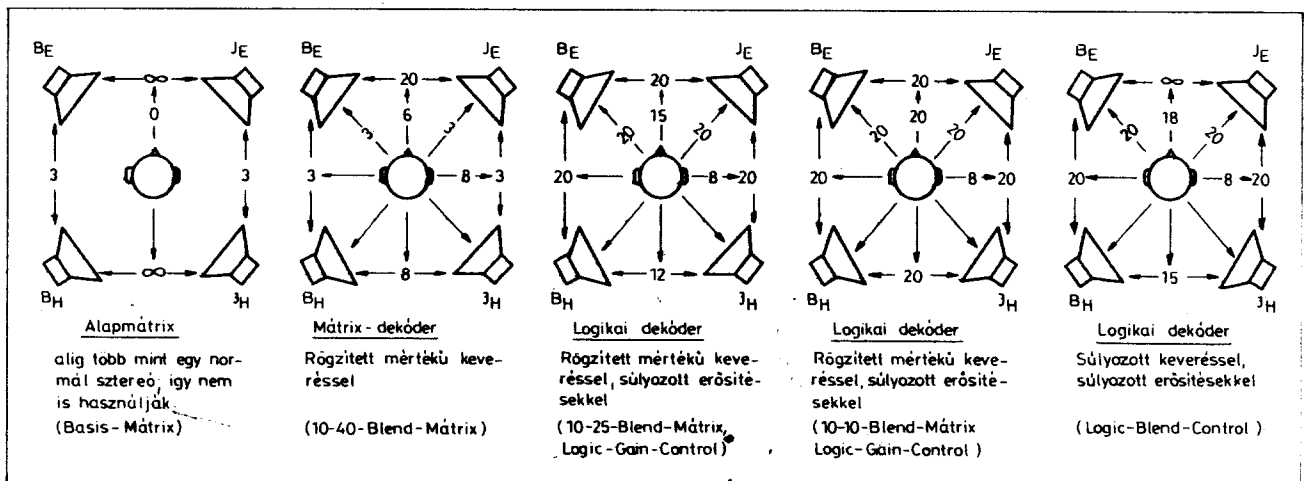
Attól függően, hogy az első, illetve a hátsó csatornában mekkora (hány %) áthallást állítottunk be, az áthallások szerint osztályozzuk az így nyert dekódert. A kapott jelek:

$$\begin{aligned} J_E &= J_E + a B_E, \\ B_E &= B_E + a J_E, \\ J_H &= J_H + b B_H, \\ B_H &= B_H + b J_H, \end{aligned}$$

ahol az a és b tényezők százalékban kifejezett értéke a gyakorlatban: $a = 10 \dots 20$, $b = 10 \dots 40$. Egy olyan kvadrofon dekóderben, amelyben az áthallást a = 10 és B = 40 értékre állítottuk be, az eredő áthallások optimálisak és az áramkör elnevezése: 10 - 40-Blend.

Az így kialakított dekóder néhány tranzisztorttal már jól megvalósítható és kereskedelmi minőségű. A 7. ábrán jól látható, hogy az áthallások a hátsó hangszórók irányában lényegesen rosszabbak, mint az első (a korábbi normál sztereó) hangszórók vonatkozásában. Zenei műsorok esetén ez jól megfelel a gyakorlati igényeknek, hiszen a hangversenyteremben is előlről halljuk a zenekar produkcióját és a hátsó irányokból főleg a terem sajátosságai módosítják a hangzást, de nem dominálóak. Prózai (pl. hangjáték, effektusokkal, zenével, zörejekkel) műsornál jóval bonyolultabb a helyzet és ez a 10 - 40-Blend dekóder csak alig ad többet, mint a sztereó.

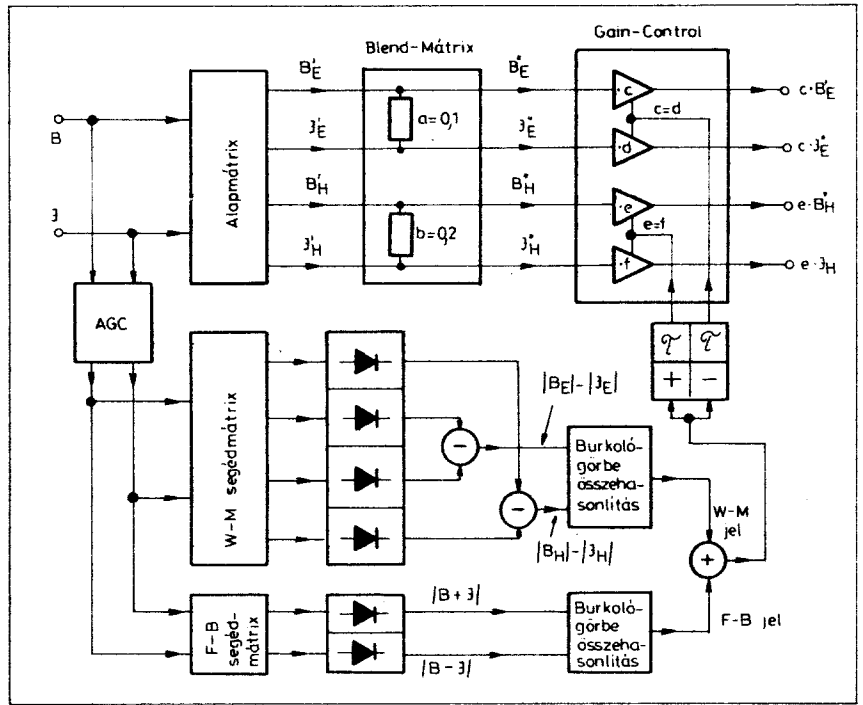
A Motorola cég kifejlesztett négy integrált áramkört az SQ jelek gazda-



7. ábra. A különféle dekódolási eljárásokkal elérhető áthallási értékek

ságos és különféle minőségű dekódolásra. Az MC 1312P és MC 1313P tokok lényegében azonos áramkörü részleteket tartalmaznak, csupán az utóbbi tápfeszültsége +20 V helyett +12 V, így autóban is jól felhasználható. A dual-in-line tokok négy db. fázistolót tartalmaznak, azonban az RC elemeket kívülről kell csatlakoztatni. A két bemeneten a J és B kódolt jeleket lehet bevezetni, ezek a négy fázistolón és a mátrixáramkörtön áthaladva a négy kimeneten dekódolt kvadrofón jelet szolgáltatnak. Mivel ez az egyszerű áramkörü felépítés a már említett fogyasztókkal rendelkezik, a cég megadja a blending technikának megfelelő két ellenállás értékét is, amelyek szintén kívülről csatlakoztatandók. Számos kisebb-nagyobb cég készít ezzel az IC-vel beépíthető, vagy dugaszolható kivitelű nyomtatott áramkörü részegységet amatőrök és ipari felhasználók számára. A Motorola cég további két áramköre egyúttal a dekódolási technika továbbfejlesztését is eredményezte.

A CBS által kidolgozott ún. SQ Logikai Dekóder rendszer az említett alaplámpáron kívül két további igen fontos funkcionális egységet is tartalmaz. Ezek felhasználása löbbféle módon lehetséges. A kutatók abból indultak ki, hogy a műsor lényeges és a jellegzetes irányokból érkező információja mellett a teremhangok, másodlagos információk tulajdonképpen áthallásként kezelhetők, vagyis a domináns hanginformáció javára elnyomhatók, visszaszoríthatók. A probléma lényege viszont az, hogy a felhasználó készülékében nincs mód a stúdióban egyébként szokásos keverési megoldásokra, tisztán elektronikus úton kell kiválasztani a fő információt. Ha a kiválasztás már megtörtént, akkor vezérlőjelet kell képezni a mellékirányokból érkező jelek elnyomására. A feladat megoldására született meg a 8. ábrán látható alapelrendezésű logikai dekóder.



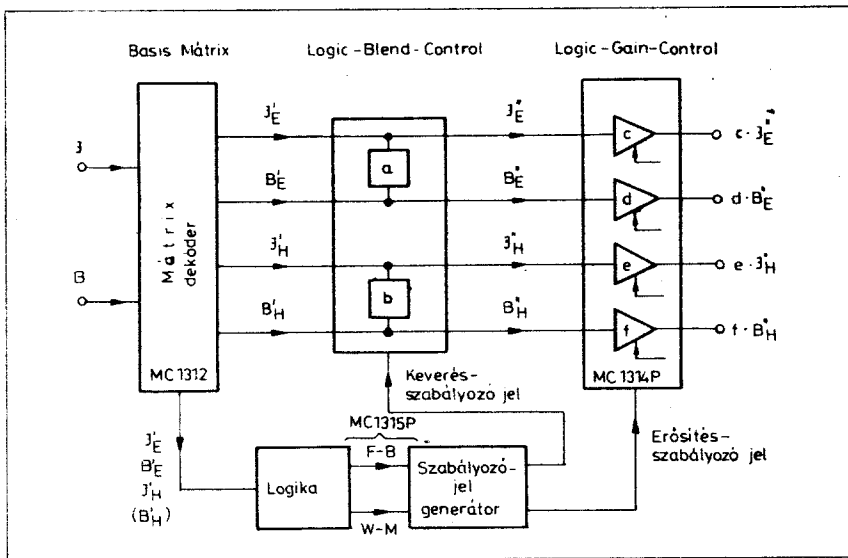
9. ábra. Teljes logikai dekóder SQ kvadrofóniához, W - M és F - B logikával, erősítésszabályozással, f.r. keveréssel

Az SQ rendszer fázisviszonyait úgy alakították ki, hogy az áthallás növelése az egyik irányban a megfelelő másik irányú áthallást javítja. Az áthallás változtatása egyszerű módon vezérelt ellenállás (FET) útján valósítható meg. Gyakorlati működésének egyik variációja szerint az első két és a hátsó két csatornában valósítanak meg vezérelt keverést, mégpedig egy megfelelő logikai figyelő áramkör segítségével éppen ellenütemben. Ha tehát az első csatornáknak valamelyikéből érkezik a legfontosabb és ezért a legnagyobb

csúcsamplitúdójú hangfrekvenciás jel, akkor a logika a hátsó két csatornajelet maximálisan összekeveri (mintegy összekeverés), így egy adott pillanatban jobb-első, bal-első és hátsó-közép irányú jellünk lesz; a hátsó jel mintegy mono hatású lesz. Ellenkező esetben a logika a hátsó két csatornát részesíti előnyben és az első-középpel mellett jobb-hátsó és bal-hátsó irányú információt képez. Egyszerűbb változatokban előfordul, hogy csupán a hátsó csatornáknak létesítenek keverést.

Ez a Logic-Blend-Control technika igen jó áthallási viszonyokat eredményez a dekóder elektromos paramétereinek szempontjából, ez azonban egyáltalán nem azonos a hallgató által tapasztalható hangminőséggel. Éppen ezért a keverési elvet egy speciális erősítésszabályozással, mondhatni irányfüggő dinamikus szabályozással szokták kombinálni.

A beérkező kvadrofón információt, azaz a négy dekódolt nyers jelet egy logika figyeli. Az egyes feszültségeket különféle módon értékelve (amplitúdó és fázis szerint válogatva) a jelek súlyozhatók. A Motorola MC 1315P integrált logikai szabályozó (DC Logic Enhancement Control Unit) vagy az első, vagy a hátsó jelek számára biztosít erősítéstöbbletet a másik irány rovására oly módon, hogy az eredő hangereő a lehallgatási térben a szabályozás hatására átlagosan ne változzon. A szabályozás időállandó úgy lettek megválasztva, hogy jól illeszkedjenek a fül feleledési (ún. ráhallási) és lecsengési időállandóihoz. A logika a J_E , valamint a J_H és B_E jelet figyeli, ezekből két szabályozójelet (Front Control és Back Control) állít elő.



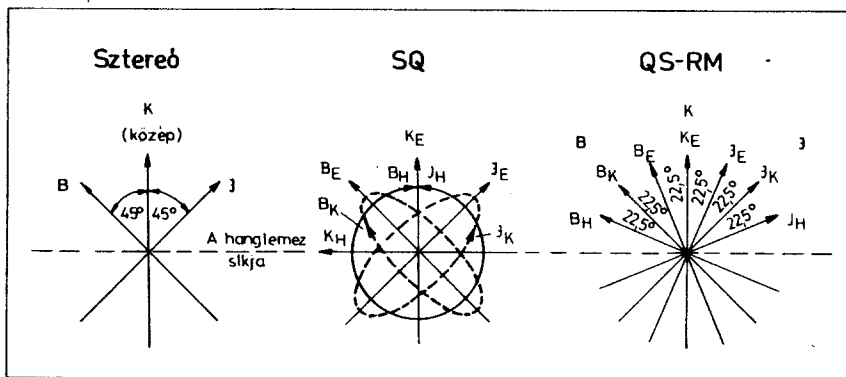
8. ábra. Teljes logikai dekóder SQ kvadrofóniához, keveréssel és erősítésszabályozással

Ezek a jelek a négy egyforma feszültség-szabályozott erősítőt tartalmazó MC 1314P típusú Gain Control and Balance Adjustment Unit elnevezésű integrált áramkör megfelelő pontjain létrehozzák a megkívánt szabályozást. Miután mind a négy erősítő vezérlése hozzáférhető, így mód van a dinamikus szabályozáson túlmenően kézi balanszszabályozásra. Erre a célra kívülről beadható feszültségszintek szolgálnak, ezek segítségével állítható az első hangszórók, a hátsó hangszórók, valamint az első-hátsó irány egyensúlya. Valamennyi erősítő egyidejűleg is szabályozható azonos értelemben, ezáltal 70 dB erősítésszabályozás (hangerőszabályozás) érhető el egyetlen potenciometer segítségével. Miután egyetlen feszültségek szabályozásáról van szó, a szükséges kezelőszervek különösebb zavarvédelem nélkül akár távszabályozó kivitelben is, hosszú vezetékkel is megépíthetők.

A Sony gyártmányú SQD-2020 logikai dekóder némileg más módon működik, bár az elérhető elektromos paraméterek hasonlóak a Motorola áramköréhez. A 9. ábrán látható rendszert az alpmátrixon kívül még két segédmátrixot is tartalmaz. A két segédmátrix bemenőfeszültsége AGC fokozattal stabilizált, így a segédmátrixok kimenetén elhelyezkedő egyenirányítórendszerek kimenőfeszültségei elsősorban az irányoktól függenek.

Az így nyert feszültségeket összeg-, illetve különbségképzés útján összehasonlító fokozatok értékelik, majd az így nyert szabályozófeszültség megfelelő időállandók beiktatásával a négy kvadrfon csatorna erősítését szabályozza, a Motorola áramkörhöz hasonlóan. Jól látható, hogy az eltérés lényege a két áramkör között a szabályozójel előállításából adódik. A Sony áramkör – ellentétben a Motoroláéval – a feldolgozatlan (kódolt) jelet figyeli és a feldolgozás módja is kettős. A végső szabályozófeszültség egyrészt az F-B (Front-Back, első-hátsó) logika, másrészt a W-M (Wave-Matching, talán: hullám-válogató) logika kimenőfeszültségének összegéből adódik.

Az SQ kvadrfon eljárás különböző kisebb-nagyobb finomítás után széles körben elterjedt. Jellemző, hogy a Columbia cég már 1971-ben több, mint ötven különféle műfajú kvadro lemezt dobott a piacra, és ezek a lemezek (akkor) mindössze 1 dollárral kerültek többre, mint a hasonló sztereó lemezek. Noha kezdetben még nem álltak rendelkezésre sem a Motorola, sem a Sony integrált áramkörök, igen nagyszámú kvadro (diszkrét kivétel) dekóder hoztak forgalomba főleg az NSZK-ban. Újabbban már további cégek is készítenek dekóder áramköröket, pl. hibrid kivitelben. A kereskedelmi érdekek erősen hátráltatták a dekóderek kiskereskedelmi forralmazását, ezért csupán a legutóbbi időben problémamentesen pl. a három Motorola dekóder beszerzése; ezek a beszerzési helytől (áruháztól) függően összesen 70...90 márkába kerülnek.



10. ábra. A sztereó, SQ és QS-RM kvadrfon rendszer fázisviszonyai közötti különbségek

Japánban egy másik kvadrfon mátrix eljárás terjedt el, amelyet a Sansui cégnél dolgoztak ki. A 10. ábrán látható a három rendszer: a sztereó, az SQ és a Sansui QS-RM rendszer fázisviszonyai közötti eltérés. Míg az SQ rendszer végeredményben a hátsó csatornák beírásakor körkörös túmozgást eredményez, a QS-RM rendszer egy további 22,5°-os alóosztást alkalmaz és így a túmozgásának szabadságfoka kissé bővült a sztereó lemezéhez viszonyítva, de más módon, mint az SQ rendszerben.

A kódolás módja ennek megfelelően alakul; a kódorból az alábbi jelek haladnak tovább:

$$J = 0,924 (J_E - j_{J_H}) + 0,383 (B_E - j_{B_H})$$

$$B = 0,924 (B_E + j_{B_H}) + 0,383 (J_E + j_{J_H}),$$

ahol $0,924 = \cos 22,5^\circ$, illetve $0,383 = \sin 22,5^\circ$. Az átvitt jelekből a dekóder áramkör az alábbi négy jelet képezi:

$$J'_E = 0,924 J + 0,383 B,$$

$$B'_E = 0,924 B + 0,383 J,$$

$$B'_H = -0,924 j B + 0,383 j J,$$

$$J'_H = 0,924 j J - 0,383 j B.$$

A dekódolt jelekbe visszahelyettesítve az eredeti négy információt, az SQ rendszertől eltérő jellegű áthallásokat kapunk:

$$J''_E = J_E + 0,707 B_E - 0,707 J_H,$$

$$B''_E = B_E + 0,707 J_E + 0,707 j B_H,$$

$$B''_H = B_H + 0,707 J_H - 0,707 j B_E,$$

$$J''_H = J_H + 0,707 B_H + 0,707 j J_E.$$

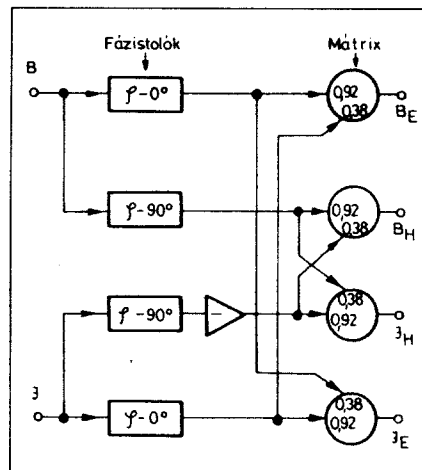
Jól látható, hogy az SQ dekódolt jelektől eltérően mindegyik csatorna áthallása azonos a mellette levő két csatorna vonatkozásában és ebből a szempontból a négy átvitt jel egyenértékű; az áthallások értéke egységiesen 3 dB. A különféle szempontokat ötvöző vizsgálatok azt mutatták, hogy a QS-RM rendszer viselkedése kedvezőbb, mint az SQ rendszeré, bár alapvetően nem túl nagy a különbség a hallgató számára a két rendszer között.

A 11. ábrán az alap mátrix-dekóder látható; megfigyelhető, hogy kísértetiesen hasonlít az SQ dekóderhez. Ennek köszönhető, hogy tulajdonképpen igen csekély átalakítással, esetleg átkapcsolható kivitelben kombinált SQ/QS dekóder is építhető.

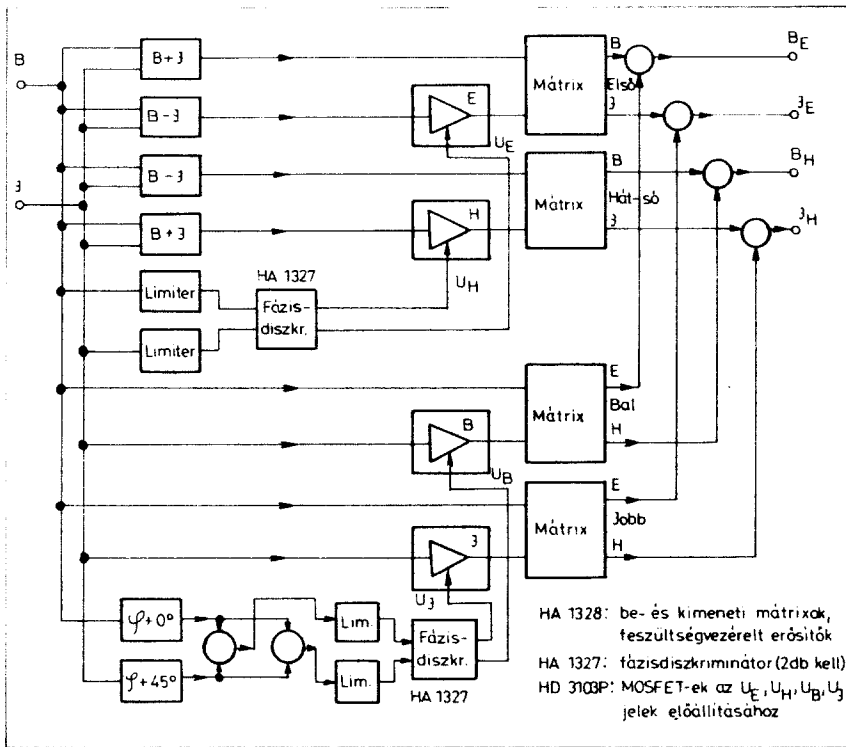
pen igen csekély átalakítással, esetleg átkapcsolható kivitelben kombinált SQ/QS dekóder is építhető.

A Hitachi cég elkészítette a dekóder integrált változatát is, amely Variomatrix néven szerepel a műszaki leírásokban. A név szemléletesen utal arra, hogy a dekódolás során a mátrixegységűtthetők súlyozására kerül sor. A súlyozás során a mátrixegységűtthetők csökkentése és növelése is lehetséges a logika kimenőfeszültsége útján. A HA 1327, HA1328 és HD 3103 PA integrált dekóder rendszer működésének blokkvázlata a 12. ábrán látható. Tulajdonképpen jellegré nézve a működés hasonlít az SQ rendszer Logic-Gain-Control elnevezésű dekóderéhez, de míg ott a logika csupán az előhátra viszonyt súlyozta, itt most mind a négy irány független súlyozására sor kerül. A Hitachi dekóderének kiképzése olyan, hogy lehetőség van mind az SQ, mind pedig a QS jelek dekódolására, hasonló működési feltételek mellett.

A Japánban rendszeresített kvadrfon rendszer esetén gyakran megtévesztő, hogy a berendezésekre csak az RM feliratot (Regular Matrix), vagy R-MTX, MTX illetve más hasonló



11. ábra. Teljes logikai dekóder QS-RM kvadrfonéhoz, W-M és F-B logikával



12. ábra. A QS - RM kvadrofónia dekódere

feliratot helyeznek el: ilyenkor támpontot ad az, hogy az SQ dekódolási lehetőséget mindig egyértelműen tüntetik fel, tehát a másik jelzés igen jó valószínűség szerint mindig a QS dekóderre utal.

A mátrix kvadrofón rendszerék itt most nem említett változatai általában kísérleti jellegűek, vagy még nem jutottak túl a laboratóriumi stádiumon, vagy eleve életképtelennek bizonyultak. A két megvalósított és huzamosabb ideje használt mátrixrendszer a gyakorlatban számos érdekes tapasztalatot eredményezett. Egyértelműen bebizonyosodott, hogy a stúdiótechnikában feltétlenül alkalmazkodni kell a két rendszer sajátosságaihoz, különben a hallgatót kifejezetten zavaró akusztikai behatások érik.

Viszonylag csekély zavaró hatás keletkezik egy hangverseny közvetítésekor, ha a hátsó két csatorna főképp másodrendűnek tekinthető (terem-) információit hordoz. Ha azonban pl. hangjáták közvetítésére használjuk és éppen a dramaturgiai hatás fokozása érdekében a kvadro hatás maximális kiaknázására törekszünk, a négy irány meghatározása a hallgatóság számára nem mindig egyértelmű; a diszkrét kvadro rendszerekben néha erőltetetten előállított „ping-pong-pang-peng” effektus most nem, vagy nem jól jön be.

Már az emberi fül sajátosságaiból is következően probléma van a teljesen oldalról érkező hang lokalizációjával. A mátrix rendszerek az áthallások révén tovább rontják a helyzetet. Ezen kívül, némi fantáziával belátható, hogy könnyen lehet olyan műsort ösz-

szeállítani, amely zavarba hozza a dekóder logikáját. Valamennyi logika működése abból indul ki, hogy feltétlenül kell (kellene!) lenni egy domináns információnak, ami valamelyik meghatározható (mondjuk jobbról, előlről) irányból érkezik. Ezt az egyértelműnek feltételezett irányt a logikák fázisszög és amplitúdó szerint kiválasztják, majd valamilyen szabályozófeszültséggel a csatornaerősítést a felismert irányban növelik, a többi irányok rovására.

A működés sajnos csak a mérési eredmények tükrében tűnik egyértelműnek és kifogástalannak, a hallgatási tesztek ezzel ellentmondó eredményt adnak. Egy gyakorlati példával jól illusztrálható a hiba jellege. Tételezzük fel, hogy egy kissé visszhangos helyiségben valaki beszédet mond, vagy szóló hangszeren játszik. Ha elhelyezkedése aszimmetrikus, tehát nem éppen a leképzési tér akusztikus középpontjában van, a dekóder viszonylag elegendő hűséggel rendelkező hangképet ad – mindaddig, amíg a szónok beszél, vagy a hangszer hangja hallatszik. Abban a pillanatban, mikor a dekóder logikája által felismert irányból érkező hang megszűnik és a zengő tér diffúz (visszhangos) visszadáására kerül sor, a négy csatorna erősítése éppen egyforma lesz. Igen ám, de korábban a fő információ miatt eddig a visszhangosság, természetes utánzengés az áthallásokkal együtt erőteljesen el volt nyomva, most pedig hirtelen beugrik, majd a szónok újabb szavára eltűnik.

A térérzet ily módon történő lüktetése, ugrálása kombinálódhat a fel-

vételi térben valamilyen természetes helyváltoztatással is, ami további kellemetlen hatásokat eredményezhet. Egy tisztán elektronikus probléma is fellép: az erősítésszabályozás a program függvényében kiemeli, vagy elnyomja az elektronika zaját, ez viszont a térben variálódik!

Hasonlóképpen zavarba jön a logika, ha az első és hátsó térrészben a hang-erő a műsor természete miatt azonos. Ekkor az áthallás teljes! Mivel a logikák nem képesek valamennyi irányban az egyforma értékű áthallás biztosítására (nézzük meg a 7. ábrát!), egy körben keringő hang erőssége az egyszeres és kétszeres kimenőteljesítmény között ingadozik. A legjobb esetben is az áthallásokat a *hallgató számára* átlagosan 10 dB-re vehetjük, ami nem éppen kitűnő érték. Dramaturgiai szempontból hátrányos, hogy pl. egymást fedő két keringő hang nem vihető át.

Mindezek miatt a hiányosságok részleges kiküszöbölésére a stúdiómunkában kell törekedni. Ehhez viszont nagy SQ tapasztalat kell a keverésnél, speciális SQ felvételre van szükség és feltétlenül biztosítani kell, hogy a hangmérnök és a hallgató kódere/dekódere azonos típusú legyen (pl. Logic-Gain-Control, W - M és F - B technikával). A stúdióban a már készre kevert kvadrofón műsrot át kell vezetni az SQ kódere-n, mert ellenkező esetben, vagyis egy normál kvadro felvételt SQ dekóderrel lehallgatva megnövelt áthallást, teljesen természetellenes hangzástű műsrot kapunk.

Tisztázásra vár még a teljes rendszer különleges jellemzőinek értelmezése és szabványokban történő rögzítése. A fázistolók és egyéb elemek is gondokat okoznak szigorú specifikációs problémákkal, különösen ezek nemzetközi egységesítésével. Számos szakembernek az a véleménye, hogy a kvadrofón mátrix (de egyéb) technika ingoványos területre tévedt. Jól megmutatkozik a zűrzavar és az információk keveredése, homályja a nemzetközi sajtóban; ebben természetesen jócskán a szabadalmi titkaikat féltő cégek a ludasak.

4. A CD-4 eljárás

Míg a mátrix eljárások a korlátok figyelembe vétele mellett gyakorlatilag problémamentesen alkalmazhatók az eddig használt sztereó rendszerekben (hanglemez, magnó, URH rádióműsor), eddig a Compatible-Discrete-4 elnevezésű rendszer elsősorban a hanglemezfelvétel és lejátszás számára lett kifejlesztve.

A rendszertechnika sok vonatkozásban emlékeztet az URH sztereó műsorsórás modulációs/demodulációs rendszerére. Itt is a korábban használt két sztereó sáv mellett segédcsík, speciális modulációs módszer alkalmaznak a további két csatorna jelének átvételére. A tökéletesített CD-4 eljárás főképp a felvételi oldalon koncentrálna a többletforrások zömét,

de ezzel együtt a teljes rendszer még mindig sok költségűs berendezés megvásárlásának terhét rója a vevőre.

A felvétel során a négy (egyenértékű) kvadrofón esatorna jeléből adott módszer szerint összeg és különbségjeleket állítanak elő. Az összegjelek, hasonlóak az URH MPX jelhez, tartalmazzzák az információ zömét és átvitelükre a hagyományos 30 Hz...15 kHz közötti sávban, a 2/45-os sztereó vágási módszerrel kerül sor. Eddig a pontig tulajdonképpen alig van különbség egy közönséges sztereó lemez és egy CD-4 lemez között.

A különbségi jelek rögzítése a hallható tartományon túl, a 20...45 kHz-es frekvenciatartományban történik, egy 30 kHz-es segédhordozó különleges modulációja segítségével. Így módon a CD-4 lemez átviteli frekvenciatartománya 30 Hz...45 kHz, amiből látható, hogy mind a felvétel, mind a lejátszás számos nehézség leküzdése árán valósítható csak meg és a hagyományos berendezések szóba sem jöhetnek.

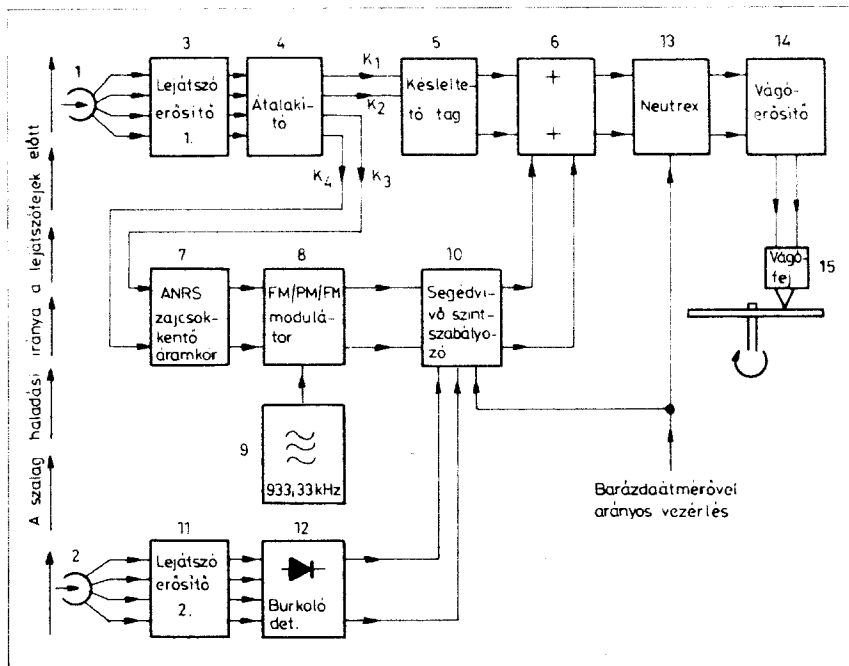
A felvétel során biztosítani kell a nagyfrekvenciás moduláció megvalósíthatóságát, ami a vágófejrel szemben támaszt igen magas követelményeket, a lejátszás során viszont lehetővé kell tenni, hogy a már egyszer rögzített információ letapogatható legyen és az első lejátszással együtt ne törölődjék le a lemezzel. A nehézségekre jellemző, hogy a kutatómunka során több, mint kilencven szabadalom született, ezek egy része azután különféle fantázianevekkel fel-fel bukkant a szakajtóban anélkül, hogy voltaképpen tudni is lehetne, miről van szó. A szabadalmak zöme a rögzítési technikával kapcsolatos.

A CD-4 hanglemezttechnikát a Victor Company of Japan (JVC) kutatói dolgozták ki, megjelenésének időpontja 1970 szeptember. Meg kell jegyezni, hogy mint a mátrix eljárások esetében, itt is voltak már előzniek; hasonló rendszert használt, de sztereó műsor rögzítésére a Decca cég még 1950 körül. A későbbiek során számos cég átvette az eljárást, pl. a Nivico, Matsushita, RCA, stb.

Az eljárás blokkvázlata a 13. ábrán látható. A felvételi rendszer igen bonyolult, első pillanatban áttekinthetetlen. Működése vázlatosan a következő. A kétlejtszófejes, kvadrofón magnó 1. lejátszófeje előtt halad el később a rögzített anyag, így a 2. jelű fejről még a tulajdonképpeni lejátszás előtt már hallhatjuk a rögzített anyagot. Erre az időzéses nélküli dinamika-szabályozás miatt van szükség.

Az 1. lejátszófejről érkező információ kerül rögzítésre. A jelek erősítés, korrekció stb. után (1. lejátszóerősítő útján) egy speciális átalakítóra kerülnek. A négy bemenő jel vagyis a J_E, J_H, B_E és B_H információ az átalakító kimenetén a következő négy produktumot adja:

$$\begin{aligned} K_1 &= J_E + J_H, \\ K_2 &= B_E + B_H, \\ K_3 &= J_E - J_H, \\ K_4 &= B_E - B_H. \end{aligned}$$



13. ábra. A CD-4 eljárás felvételi rendszerének egyszerűsített blokkvázlata

melyekből a K_1 és K_2 kerül rögzítésre az alapsávban, sztereókompatibilis módon. A 4. átalakítóról az összegjelek egy késleltetőrendszeren (5) keresztül, míg a különbségi jelek egy mellékágon keresztül kerülnek az összeadóra (6).

A mellékág számos bonyolult elektronikus elemet tartalmaz. A két különbségi jel, vagyis K_3 és K_4 az átviteli problémák csökkentése érdekében először egy Dolby jellegű dinamika-kompresszoron halad át, ahol a különbségi jelek két frekvenciasávra bontva (sávszűrővel 200 Hz és 2 kHz között, illetve egy felüláteresztő szűrővel 2 kHz-től) szintfüggő módon amplitúdószabályozást, komprimálást szenvednek. Ez a továbbiakban a lejátszott jel áthallását és eredő zaját csökkenti, ha a lejátszóerősítő is tartalmazza a komplementis működésű (expander) áramkört.

A különbségi jel ezután modulátorra kerül (8), mely a kristályoszillátor (9) leosztott frekvenciájú jelét a különbségi jel 800 Hz...6 kHz közötti részével fázismodulálja, míg a 800 Hz alatti és a 6 kHz feletti részével frekvenciamodulálja. A segédhordozó jelét ezek után a szintszabályozó automatika (10) a mindenkori összegesatorna jelének nagysága szerint úgy állítja be, hogy ennek pillanatnyi csúcs-amplitúdója bármely időpontban a segédhordozó szintjét éppen 19 dB-lel haladja meg. Most érthető meg, hogy miért volt szükség a kétlejtszófejes magnóra: időzéses nélküli szabályozást csak a $t=0$ időpont előtti mintavétellel lehet megoldani a csúcsértékmérés feltétel nélkül szükséges időállandója és a szintszabályozás ebből adódó időkéssége miatt. A második (a jelet korábban letapogató) magnófej négyesatornás információját korrekciós erősítő (11) és

csúcsértékegyenirányító (12) értékeli és ezúton szabályozza a modulálatlan segédhordozó szintjét a szabályozó (10) segítségével.

A modulációs termék és az összegjelek az összeadó (6) áramkörre után a Neutrex áramkörre kerülnek, de ekkor már kétesatornás az átvitel: az egyik esatornában a baloldali kvadrofón információ összege és különbsége, a másik esatornában a jobb oldali jelek összege és különbsége szerepel, 45 kHz-ig terjedő frekvenciaspektrummal.

A Neutrex áramkör szerepe sokrétű. Alapvetően arról van szó, hogy a hanglemezen rögzített jel eleve tartalmazza a rögzítő berendezés torzításait, továbbá a lejátszás során is fellép torzítás. Abban az esetben, ha jól definiálható mind a felvétel, mind a lejátszás hibáinak jellege, mértéke, megfelelő korrekciós tagokkal a hibák csökkenthetők. A hibák elsősorban torzítás jellegűek, a széles átviteli, rögzítési tartomány miatt különösen az intermodulációs torzítás számottevő. Nagy mélyfrekvenciás amplitúdóra ráültetett 30 kHz-es vívó erőteljes frekvencia és amplitúdómodulációt (K_{IAM} és K_{IFM} torzítás!) szenved, ami a torzítások hallható növekedésén kívül áthallásnövekedést okoz. Itt azután meglehetősen különleges áthallási effektusok lépnek fel, amelyeket a kutatók a jobb megkülönböztethetőség érdekében külön nevekkel illetnek: így ma már az áthalláson kívül beszélhetünk „felhallás”-ról (uptalk), „lehallás”-ról (downtalk), „segédhordozó-esatorna-áthallás”-ról (carrier-channel crosstalk), „energia-esés”-ről (energy spill) és hasonló új effektusokról. Számottevő torzítást okoz az is, hogy a felvétel (vágás) ék alakú, a lejátszás gömbölyű végű tüvel történik.

A Decca cég már évtizedekkel ezelőtt kísérletezett a letapogatási torzítás csökkentésének egy olyan módozatával, melynél a felvételi hanganyaghoz olyan jelrészleteket keverték, ami a letapogatási torzítás figyelembevételével eredőben kisebb torzítást adott. Azt is mondhatnánk, hogy a felvételnél a későbbi torzítás inverzével eltorzították a hanganyagot. Sajnálatosan ez a módszer nem vált be, mivel a lejátszó mérete korábban nem volt előírható, uniformizálható. Mivel a CD-4 hangmez lejátszóúje döntően különbözik a megszokott kónuszos, vagy elliptikus tűfajtáktól és tulajdonságai előírhatók (új technika esetén ez lehetséges), a letapogatási torzítás csökkenthető különleges, kompenzációs jelrészletek bekeverésével.

A számos szabadalommal körülhatárolt áramkör folyamatos fejlesztés alatt áll. Már a Neutrex rendszer is két fejlesztési stádiumot élt meg (Neutrex-I és Neutrex-II), megjelent a Mark rendszer, ebből a legfrissebb a Mark-III; az RCA műveknél a Dyna Groove, Európában a Tracing Simulator a divatos, de találkoztunk már Royal Sound elnevezésű áramkörrel.

A Neutrex áramkör (13) szerepe nem merül ki a pillanatnyi amplitúdótól függő letapogatási torzítás kompenzáálásában. Mivel a hangmez torzítási viszonyai erősen (a CD-4 lemeznél kritikusan) függenek a hangbarázda átmérőjétől, a kompenzációs feszültség és a segédhordozó szintje mindenkor a hangbarázda átmérőjétől is függ; a Neutrex áramkörbe és a segédhordozó szintszabályozójába bevezetett, a feljegyzési átmérőtől függő korrekciós feszültség segítségével ellensúlyozni lehet a lejátszási torzítások növekedését.

A Neutrexből a jel a felvételi korrekciós áramkörbe kerül. A 45 kHz-ig terjedő frekvenciasáv korrigálása az RIAA görbe szerint történik az ismert 3180, 318, 75 μ s időállandókkal (törésponti frekvenciák: 50 Hz, 500 Hz, 2120 Hz). A vágókarakterisztika ez esetben a 75 μ s-os időállandóval nem csupán 16...20 kHz-ig tart, hanem egyszerűen meghosszabbították 45 kHz-ig. Mivel így a tekintélyes magasfrekvenciás jelamplitúdó miatt a vágófej terhelése elviselhetetlenül magas lett volna, roppant szellemes eljárást dolgoztak ki.

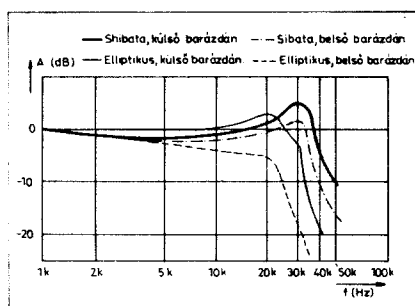
A vágótűt a felvétel során a szép forgácsolás érdekében általában fűteni kell. A vágófej tekerése viszont a segédhordozó által olyan nagy terhelést kap, hogy a villamos és mechanikus szilárdsága romlik. Nem is beszélve arról, hogy a kísérletek megindulása idején semmilyen körülmények között nem lehetett beszerezni 45 kHz-ig működő vágóberendezést. Nem lévén más kiút, a teljes felvételi rendszer frekvenciatranszformációját hajtották végre. Nem kevesebbről van tehát szó, mint a 30 Hz...45 kHz-es frekvenciatartomány 1:2,7-szeres (más esetben 1:2 arányú) zsugorításáról, transzformációjáról. Így a felvételi sáv a 11 Hz...17 kHz-es tartományba került át. Ez a frekvenciasáv kereske-

delmi berendezésekkel rögzíthető, csupán a műsoranyagot tartalmazó magnetó és a lemezvágó tányérját lassabban kell forgatni ugyan ilyen arányban. A 33 1/3 fordulátú lemezeknél ez annyit jelent, hogy a vágó tányérja 12,5/min. fordulátú lett.

Ezzel a módszerrel, valamint a vágótű fűtésével, a vágótekeres hűtésével, kisebb vágási amplitúdó és néhány korrekciós karakterisztika beiktatásával végre elkészülhetett a CD-4 hangmez, amelynek lehallgatása voltaképpen egy bármely normál lemezjátszón megtörténhet – egyszer. A hagyományos hangszedő betétek és tűk nem teszik lehetővé ugyanis a lemez olyan mértékű kíméletét, hogy az még egyszer lejátszható legyen. A finom rajzolatú barázda a gömbölyűvégű lejátszóú hatására maradandóan deformálódnak (kisimulnak). Ezen kívül probléma van a frekvenciame-nettel is, mivel a legjobb sztereó fejek sem visznek át 20...25 kHz felett, aminek kettős fizikai oka is van.

A lemez és a tű anyaga közötti szoros mechanikus kapcsolat egy adott reális tőrőnél meghatározza a letapogatható legmagasabb hangfrekvenciás jelet. Ez függ a lejátszóú anyagától és alakjától, a lemez anyagától és a tűnyomástól, valamint a hangbarázda átmérőjétől. A belső barázdáknak minden hangmez rosszabb torzítási és frekvenciaátviteli adatokkal jellemezhető a barázdashésség csökkenése miatt.

A barázda falára ható terhelés csökkentését és a lemez-tű rezonancia feljebb emelését, végeredményben a lejátszás kulcsfontosságú kérdéseit egy újfajta lejátszóú kialakításával érték el. A tű hegyét gömbölyű kiképzés helyett erősen lapított, az elliptikus lejátszóútkarcsúsági viszonyainál is erőteljesebb vékonyítással, a kónuszos, tehát egyenes alkotójú kúpos test helyett (ez csak egy ponton fekszik fel a barázda-oldalra) ívelt, hiperbolikus, más változatoknál elliptikus oldalúra képezték ki. Így módon a tű kőszőrülése bonyolultabb lett akár a kónuszos, akár a jobb elliptikus keresztmetszetű tűkhöz viszonyítjuk ezeket az új tűfajtákat. Elnevezéseiket rendszerint kidolgozójukról kapták, így pl. a legelső ilyen tűfajta a Shibata volt, mely segítségével elérhető frekvenciamenet javulást a 14. ábrán láthatjuk.



14. ábra. Az elliptikus és a Shibata lejátszóúval elérhető frekvenciamenet külső és belső lemezbarázdan

A kvadrofon hangmez lejátszásához tehát a technikai minimum egy jó lemezjátszó, Shibata, bi-elliptikus vagy egyéb kvadro tűvel szerelt hangszedő betét és nem utolsósorban kvadro lejátszásra alkalmas kiskapacitású hangszedő kar! Ezen feltételek biztosítják, hogy a frekvenciatartomány letapogatható legyen 45 kHz-ig.

A lejátszó betét feszültségét egyes készülékeknél közvetlenül, kiskapacitású kábellel szerelt csatlakozón kapjuk, míg más készülékeknél közvetlenül a lemezjátszóban (a betétben) megtaláljuk a szükséges impedancia-illesztő tranzisztorsorozatot, így az elvezetés már kisimpedanciás, nem kritikus, viszont a csatlakozó CD-4 dekóderből egyenfeszültséget kell visszavezetni a lemezjátszóba az illesztőfokozat számára (ún. semiconductor cartridge); ez a feszültség kb. 12 V.

A letapogatott jelet dekóderrel lehet visszaalakítani négyesatornás információvá. A 15. ábrán a dekóder blokkvázlata látható. A négyesatornás jelet először az RIAA korrekció szerint módosítjuk (1 korrektor), majd a felülvágó szűrőn (2) keresztül az átjutott összegjeleket a mátrix áramkörre (3) vezetjük. A korrektor után egy sávszűrő leválasztja a 30 kHz-es vívót és modulációját (4), a kapott jelet FM demodulátorral (5) egyenirányítva a nyers különbségi jeleket kapjuk. A nagyfrekvenciás kombinációs termékektől a felülvágó szűrő (6) szabadítja meg a K_3 és K_4 információt, majd az összegjel felvételi oldali késleltetésének ellensúlyozására itt a különbségi csatornába beiktatott késleltető tag (7) szolgál. A FM/PM/FM equalizer tag (8) a vegyes modulációs módszer ellensúlyozására lett beépítve, míg az ARNS (9) áramkör a felvételi Dolby jellegű áramkör inverze, a jel/zaj viszonyt és az áthallást javítja a frekvenciafüggő és amplitúdófüggő expander segítségével. Kimenetén megjelenik a minden tekintetben dekódolt, visszaállított $J_E - J_H$, valamint $B_E - B_H$ jel. Végezetül a mátrix áramkör (3) dekódolja az összeg és különbségi jelekből a négy eredeti kvadrofon információkat.

Jól látható, hogy a mátrix rendszerknél nagyságrendekkel bonyolultabb rendszert valósítottak meg a JVC kutatói. A jellemzők viszont alig rosszabbak, mint egy négyesatornás kvadrofon magnóé, különösen ami az áthallás és dinamikus viszonyokat illeti. Talán nem érdemtelen megemlíteni, hogy szűz mérőlemezen 30 dB előre/hátra, 60 dB jobb/bal áthallási viszonyok mérhetők, míg a jel/zaj viszony átlagosan nagyobb 60 dB-nél! Természetesen ezek az adatok néhány lejátszás után romlanak, de még így is igen jónak mondhatók. A rendszerből következik, hogy a frekvenciatartomány 15 kHz-ig terjed, de ezt tartósan és ténylegesen ki lehet használni.

A kvadrofon hangmezt a finomabb rajzolaton kívül az is jellemzi, hogy a legbelső, modulációt tartalmazó barázdaátmérő a torzítások kis értéken tartásának érdekében valamivel nagyobb (általában 160 mm, legfeljebb 140 mm)

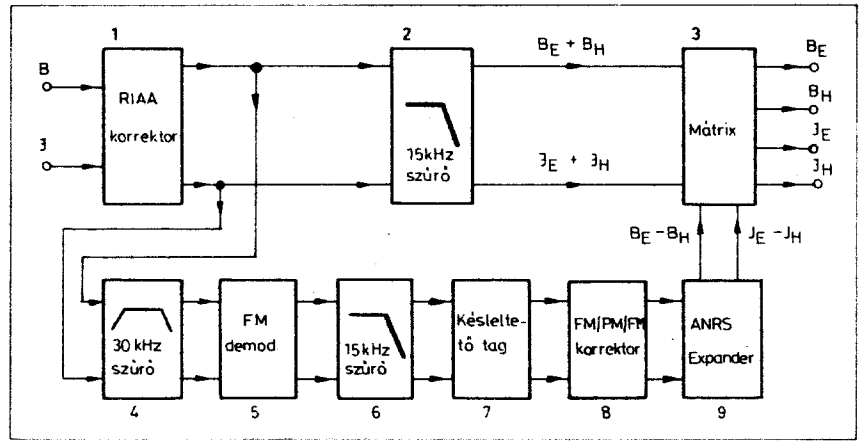
mint a közönséges sztereó lemezeknél (130 mm), továbbá hasonló okból a vágási amplitúdó kb. 10 dB-lel kisebb is. Ez utóbbi azt is eredményezi, hogy a barázdasűrűség nagyobb lehet, így a kvadrofon hanglemez kb. azonos játéklejű maradhatott, mint a sztereó.

A CD-4 dekóder számos funkciója diszkrét áramkörrel igen nagy bonyolultsági áramkör építéséhez vezetett. Így amint a jellemzők, követelmények kialakultak, megjelent az integrált kivitel is. A Quadracast Systems Inc. dolgozta ki azt a rendszert, amelyet végül a Signetics cég gyártott le és meglehetősen korlátozott formában forgalmaz; típuszáma QSI 5022; az áramkör 28 lábú dual-in-line tokban kerül forgalomba. A Signetics cég másik dekódere a JVC által kidolgozott CD4-392 típuszámú, 16 lábú tokban forgalmazott áramkör. Ez utóbbi 1974-ben jelent meg először a katalógusokban és forgalmazása szintén különböző akadályokkal van megnehezítve. Egyébként egy komplett demodulátorhoz mindkét integrált áramkörből két darab szükséges, hasonlóképpen a szűrőkhöz és egyéb külső elemekhez. Ily módon egy ilyen demodulátor még mindig meglehetősen bonyolult és anyagigényes maradt.

5. UD-4 eljárás

A Nippon Columbia Company, valamint Duane H. Cooper, az Illinois-i egyetem professzorának együttműködése révén sikerült egy olyan kombinált rendszert kidolgozni, amely egyesíti a mátrix és a CD-4 rendszer előnyeit. A számos fejlesztési stádiumon átment, UMX (Universal-Matrix-System) nevet is viselő rendszer tisztán szimmetrikus jellegű. Leginkább a QS eljáráshoz hasonlít, azonban a rendszer eredőjeként az irányérzékelés pontossága fokozódott, a mono- és sztereókompatibilitás a legjobb lett valamennyi rendszer közül. Ezzel szemben kisebb átviteli sávzélességet igényel, mint a CD-4 hanglemez, bár sok rögzítési paraméterben azzal teljesen egyenértékű.

A Cooper és T. Shiga által kialakított rendszer mátrixolás segítségével az alábbi négy jelet állítja elő: egy T_T összegesatorna jelet, ez a hanglemeznel megfelel a hangbarázda horizontális összetevőjének, vagy az elől-ről-középről érkező hanginformációnak; egy T_L iránymeghatározó csatorna jelet, ez hanglemezzen a barázdaamplitúdó függőleges összetevője, vagy a hátsó-középső irányból érkező hanginformáció; ezen kívül még egy T_T harmadik és T_Q negyedik segédjelet is képeznek. A kutatók által alkalmazott megnevezések rendre: Sum-Transmission-Channel, Difference-Transmission-Channel, Tertiary-Transmission-Channel, Quaternary-Transmission-Channel. A négy jel felhasználása nem egyenértékű.



15. ábra. A CD-4 hanglemez dekóder blokkvázlata

A teljes jobb oldali és bal oldali információ (J_T és B_T) segítségével kétesatornás jeltovábbítás lehetséges az UMX rendszerben:

$$T_T = J_T + B_T$$

$$T_A = J_T - B_T$$

ami egyébként BMX rendszer nevet kapta (Basis-Matrix).

Az FM adástechnikában az összegjellet a különbségi jellel a segédvívó modulálható; eddig a pontig a rendszer lényegében nem mond újat a sztereó MPX jelhez képest. Éppen ezért kompatibilis lehet a hagyományos sztereó rendszerekkel. Ha viszont ezt a jelet speciális dekóderbe vezetjük, kihámozható az eredeti kvadrofon információ, de hasonlóan gyenge adatokkal (3 dB-es áthallással), mint a QS alapelektódernél.

Ha most a segédvívó keskenysávú FM modulációjával egy harmadik jelet, a T_T jelet is hozzáadjuk az átvitt információhoz, a teljes rendszer áthallása 3 dB-ről megjavítható 10,5 dB-re, ami nem rossz eredmény, tekintettel arra, hogy csupán bonyolultabb dekódert kell használni, a berendezések túlnyomó része viszont ma is alkalmas a háromsatornás kvadrofon jel, a CMX továbbítására, átvitelre.

Egy további segédhordozó beiktatásával – ez a rendszer pillanatnyilag leggyengébb pontja – és ennek modulációjával megvalósítható a teljes négyesatornás QMX átvitel, végtelenre növelt áthallási adatokkal

A rendszer kidolgozója arra is gondolt, hogy a különböző árosztályú készülékek különböző dekóderekkel az említett háromféle áthallású kvadrofon műsort lennének képesek venni és feldolgozni, így tehát lenne mono, sztereó, BMX, CMX és QMX URH vevőkészülék. Hasonlóképpen áll a helyzet a hanglemezekkel; a 18 kHz-ig terjedő alapsávi átvitel mellett csupán 32 kHz-ig kell modulálni a hangbarázdat, ami kisebb követelmény, mint a CD-4 esetében.

Az UD-4 rendszerben a mátrixolás az alábbi módon történik:

$$J = (1,707 - 0,707j) J_E + (1,707 + 0,707j) J_H + (0,293 - 0,707j) B_E + (0,293 + 0,707j) B_H$$

$$B = (1,707 + 0,707j) B_E + (1,707 - 0,707j) B_H + (0,293 + 0,707j) J_E + (0,293 - 0,707j) J_H$$

A dekóder mátrix az alábbi BMX jelet állítja elő:

$$B_E = (1,707 - 0,707j) B + (0,293 + 0,707j) J$$

$$J_E = (0,293 - 0,707j) B + (1,707 + 0,707j) J$$

$$B_H = (1,707 + 0,707j) B + (0,293 - 0,707j) J$$

$$J_H = (0,293 + 0,707j) B + (1,707 - 0,707j) J$$

Visszahelyettesítve az eredetileg beadott kvadrofon jeleket, az alábbi, már jól kiértékelhető eredményt kapjuk:

$$B'_E = 4 B_E + 2/1 - j(B_H + 2/1 + j) J_E$$

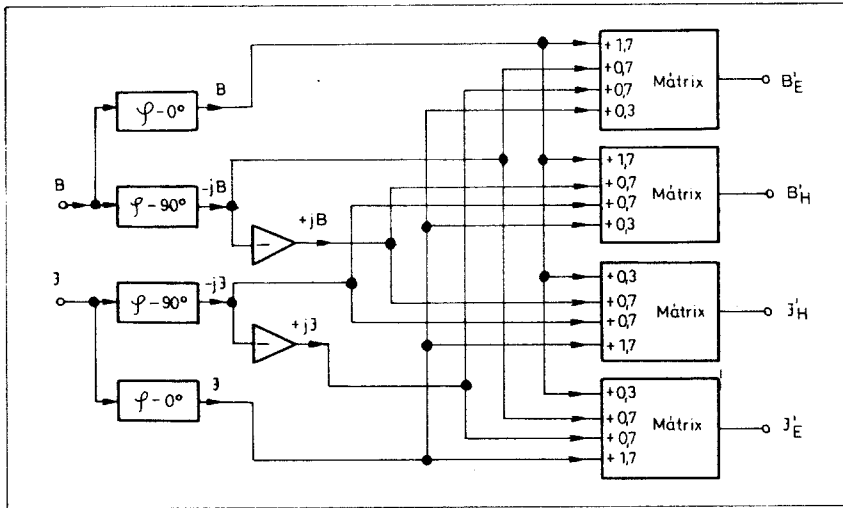
$$J'_E = 4 J_E + 2/1 - j) B_E + 2/1 + j) J_H$$

$$B'_H = 4 B_H + 2/1 - j) J_H + 2/1 + j) B_E$$

$$J'_H = 4 J_H + 2/1 - j) J_E + 2/1 + j) B_H$$

vagyis megjelenik a 3 dB-es áthallás a szomszédos irányok között. Egy ilyen egyszerű BMX dekóder blokkvázlata mutatja a 16. ábra. QMX jel esetén a dekóder hasonlít a CD-4 dekóder áramkörhöz, természetesen kisebb eltérések adódtak, mint pl. a kimeneti jel mátrixolása, stb. Jelen pillanatban még kész UM-4 dekóder integrált áramkörrel nincs tudomásunk, gyakorlati megvalósítása diszkrét elemekből történhet.

Az URH kvadrofon műsorszórás mátrix (SQ, QS) rendszerekkel, vagy a Cooper-Shiga féle rendszerrel képezhető el a jövő vonatkozásában. Sajnálatos, hogy pillanatnyilag csak adáskísérletekről lehet beszámolni, és ezek sem túl biztatóak. A mátrix rendszerek erősen fogyatékosak, de viszonylag



16. ábra. Az UD-1 eljárás dekódere BMX (kétsatornás) jelek dekódolására

problémamentesek, így bevezetésük olcsó és alacsony műszaki, akusztikai színvonalú. Mivel a rádiózásban egy-egy új elv bevezetése hosszú évtizedekre kiható következményekkel jár, a rádiótársaságok erősen tartózkodóak, illetve számos kísérleti módszert próbálnak ki éppen napjainkban. A modulációs módszer képezi a kérdés kulcsponyját, ugyanis a QMX jel második segédvívót is igényel; az első segédvívó lehet azonos a jelenlegi 38 kHz-cel. Igen ám, de az USA-ban a

sáv felső vége más célokra már hosszú évek óta foglalt: itt helyezkedik el az SCA műsor modulációja, ami buszok, pályaudvarok, áruházak várakozóhelyek hirdetésmentes szórakoztató (ún. háttér-) műsorát szolgáltatja. A háttérzene gyakorlatilag nem szüntethető meg, a változtatás rengeteg berendezést és ügyfelet érint. A Szovjetunióban polármodulációs URH sztereó adásrendszert alkalmaznak, így ott ez okoz eltérést a többi rendszertől.

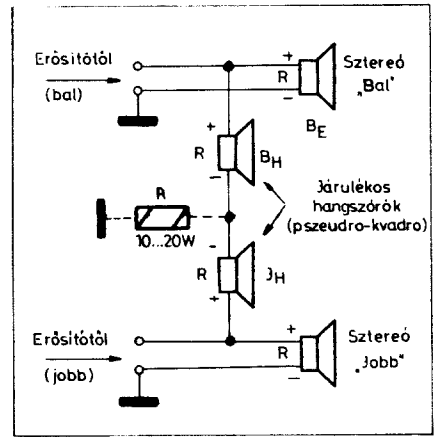
6. Pseudo- és kvázi-kvadro rendszerek

Noha a kvadrafon hanglemez 7-8 éves, a Magyar Rádió is kvadrafon zenei és hangjáték-felvételek sorozatával készül a négyesatornás hangátvitel bevezetésére, a hazai kereskedelem – a BAV boltokat kivéve! – tudomást sem szerzett erről a tényről. Sem hanglemez, sem lemezejátszó, sem bármilyen típusú és fajta dekóder nem kapható, igaz, hogy a sztereó választék sem sokkal jobb a magnók és az erősítők vonatkozásában. A kapható lemezejátszók legalább elérik a Hi-Fi minőség alsó határát. (pl. Supraphon, BEAG).

A magyar amatőr tehát egy dolgot tehet: kis ráfordítással igen nagy javulást érhet el a sztereó hangszórós visszahallgatás vonatkozásában, ha a különbségi információban tulajdonképpen meglévő, de ki nem használt teremhangot, diffúz hangteret két további hangszóróval és némi mesterkedéssel leképezi.

A szerző tapasztalatai és a külföldi katalógusok arra intenek, hogy érdemes a dolgot kellő komolysággal venni, ugyanis nagyon megéri! Minden jobb cég kötelességének tartja, hogy drágább berendezésbe legalább 1-2 fajta ilyen lehetőséget beépítsen, áramköreinek szabadalmi védeltségét biztosítsa.

A 17. ábrán a legegyszerűbb változat

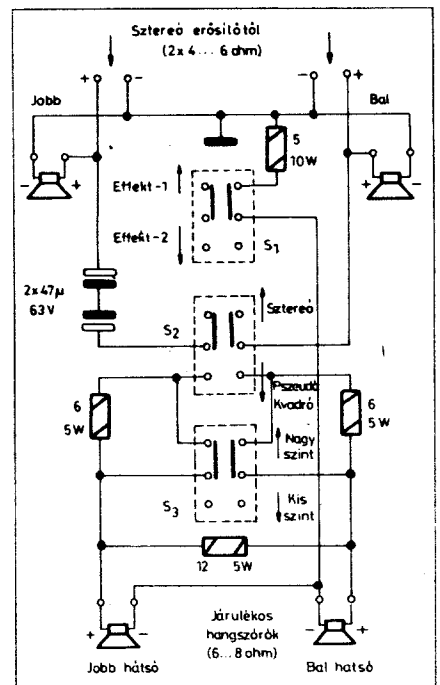


17. ábra. Egyszerű összeállítás sztereó műsor pseudokvadrofon lehallgatására

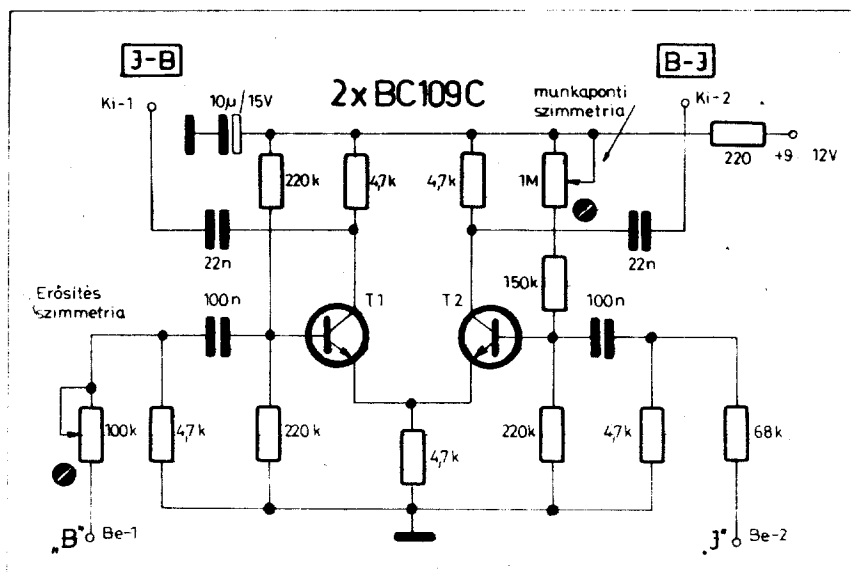
Ha megoldható a 2×2 Hi-Fi erősítő üzemeltetése, a hátsó két csatornát a 19...20...21. ábrák valamelyikén ismertett erősítő közbeiktatásával hajtsuk meg. A 19. ábrán látható erősítő elvégzi a szabatos különbségképzést, így a kimenőjelek sokkal jobb eredő hanghatást eredményeznek, mint a hangszórós különbségképzésnél. Az erősítő szimmetriáját a két bemenőjelre és az erősítésekre be kell állítani az első rendszer teljes szimmetrizálása után. A 20. ábrán az egyes oldali különbségek oly módon szabályozhatóak, hogy az ellenkező oldali információ szabályozható a programnak megfelelően. A 21. ábrán egy hasonló működésű áramkör látható; a kimeneti emitterkövető lehetővé teszi, hogy

látható, ez még alkalmas is összeállítható kölcsönként hangszórókkal. A polarításokra szigorúan ügyelni kell! A szaggatott vonallal jelzett változat lényege, hogy a különbségi jel mellé még némi bal, illetve jobb oldali jelet is bekever. A hatást a gyakorlatban kell kipróbálni, ez függ a hangfelvétel körülményeitől is. Egyes lemezek, műsorok így, mások úgy adnak jobb benyomást.

A 18. ábrán egy kis dobozba beépíthető és alkalmi összeállításokra, de akár beépíthető változatnak is megfelelő pseudo-kvadro kapcsolást láthatunk. A működés azonos az előbbi áramkörrel, csak a variációs lehetőségek kissé nagyobbak. Lehetőség van a tiszta különbségi hang, vagy az oldalinformációt is tartalmazó hang lehallgatására és a hátsó csatornák hangerőváltására, de akár ki is kapcsolható a hátsó téréf két hangszórója. A kondenzátorok a hálózat ellenállásai segítségével egy igen egyszerű fázistoló áramkört alkotnak, ez a fázistolás adott esetben javítja a kvadro-szerű hanghatást. A tapasztalatok szerint a hátsó két hangszóró gyengébb minőségű, de jó frekvenciaátviteli típus legyen; dobozhangú, vagy szabadon álló (nem beépített!) hangszóró csak rontja a hangminőséget. Próbáljuk ki kölcsönhangszóróval!



18. ábra. Különböző pseudo-kvadrofon hatást eredményező kapcsolás sztereó erősítők számára



19. ábra. Különbésgéi jelek előállítása elektronikus úton jobb pseudo-hatást eredményez

hosszabb kábellel csatlakozhassunk a két erősítő közé.

Mindhárom mátrixoló erősítőt a két sztereó erősítő közé a 22. ábra szerinti két változatban köthetjük. A folyamatos vonallal jelzett megoldás egyszerűsíti a hangerő, balansz és hangszínszabályozást, viszont kissé nagyobb lehet a hátsó csatornák torzítása. A szaggatott vonallal jelzett kötés esetén mindkét sztereó erősítő azonos jelforrásról üzemelhet, ekkor azonban a hangszóró-polaritások, szabályozószervek között igenesak eltévedhetnek (két hangerő, két balansz!).

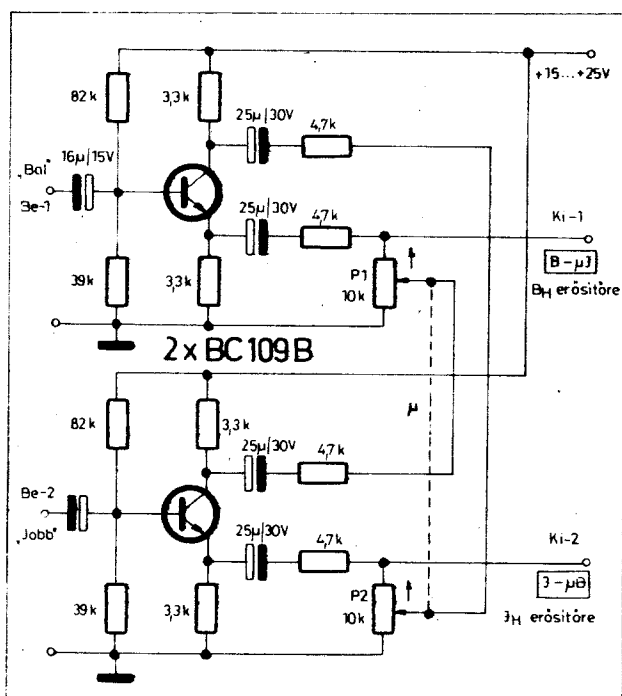
A négy hangszóró felállításának variációi igen nagy számúak. Négy lehetséges bevált megoldást a 23. ábra mutat. Alkalmadtán igen nagy örömet szerezhetünk a családnak, ha négy db. ötvenliteres dobozzal kockázzunk a szobában, bútor tetejére, alí mászkálunk, mert úgy jobb a kvadro... Erre az alkalomra hívjunk meg néhány hasonló megszállottat, segítségképpen (de legalább erkölcsi támasznak), mert – amint ezt a részletesebb vizsgálatok mutatják – nem mindenki lelkesedik egyformán az otthoni kvadrozásért...

7. Kvadrofon SQ mátrix dekóderek

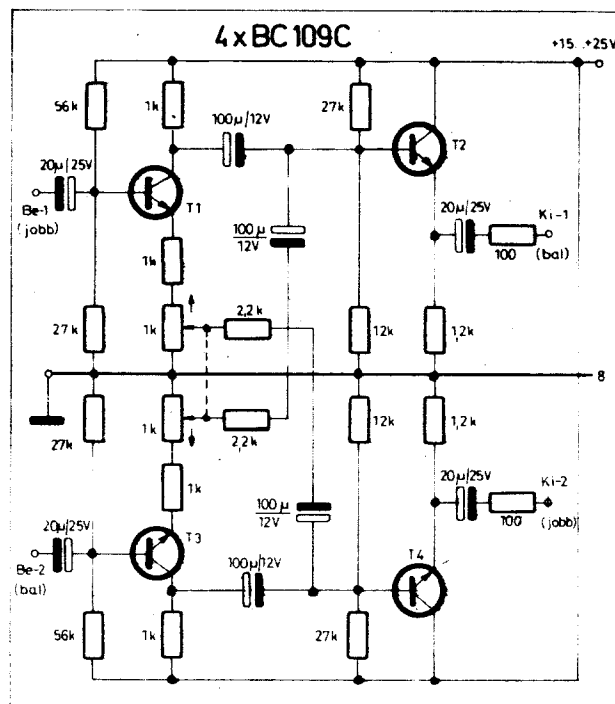
A legvalószínűbb, hogy az SQ technika fog leghamarabb elérkezni hazánkba; valószínű, hogy már számos amatőrnek van a birtokában SQ hang-lemez. Egy igen egyszerű, problémamentesen megépíthető dekódert mutat a 24. ábra. Jól felismerhetők rajta a bemeneti két kódolt jelet fogadó fázistoló áramkörök. Lehetőleg igyekezzünk a fázistoló tagokat 2...5%-os alkatrészekből felépíteni az áthallások esőkkentése érdekében.

A fázistolók kimenőjelét ellenállás-mátrix dolgozza fel, egyúttal a szükséges keverést is elvégezve (10 – 40-Blend Matrix). A kimenőjelek egyszerű vizszaesatolt erősítők útján jutnak a kvadrofon erősítő bemenet kapcsaira.

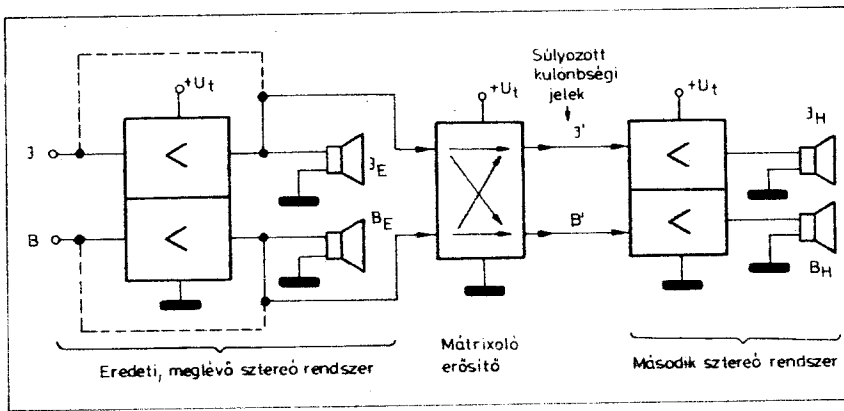
A 25. ábra a Motorola SQ dekóder gyári alapkapcsolását mutatja. Az MC 1312P tartalmazza a fázistoló áramkör erősítőelemeit, míg az RC tagokat kívülről kell csatlakoztatni. A dekódolt jel akár már fel is használható lenne a jelzett négy ponton elvezetve, de a két további tok segít az áthallás esőkkentésében. Az MC 1315 képezi a szabályozójelet az MC 1314P feszültség szabályozott erősítői számára. A balanszabályozás a megfelelő pontokon az erősítők egyenáramú szabályozása útján valósítható meg, az erősítésszabályozás hasonlóképpen. A kimenőpontok közé kötött két ellenállás a fix értékű (10 – 40-Blend) keverést állítja be, az erősítésszabályozás folytán a rendszer a Logic-Gain-



20. ábra. Kvázi-kvadrofon hatást eredményező mátrixoló erősítő



21. ábra. Kis kimenőimpedanciájú mátrixoló erősítő kvázi-kvadrofon rendszer számára



22. ábra. Egy lehetséges kvázi-kvadrofon rendszer sztereó rendszerekből összeépítve

Control dekódernek felel meg (áthallások a 7. ábráról).

A 26. ábrán egy kitűnő, ún. Full-Logic kapcsolást láthatunk, ahol mind a keverés, mind az erősítések szabályozva vannak. A keverés vezérlőfeszültségének előállítását az F-B és W-M technika szerint történik, és csupán a hátsó csatornákra hatásos. A logikát kiegészítő műveleti erősítők különbségképzés egyenirányítórész segítségével a szükséges időpillanatokban biztosítják a FET nyitóirányú feszültségvezérlését, ezáltal a két hátsó csatorna kimenőjének váltakozó erősségű összezárását, vagyis áthallását. Mindkét kapcsolásban a „Térhatás” jeli potenciométerrel a sarokjel-középjel arányt lehet a hallgatási körülményekhez igazítani; ezt általában egyszer (a beméréskor) elegendő beállítani, míg a balanszpencimétereket viszont célszerű az előlapra kihozni.

8. Akusztikai és művészi szempontok

Nem csupán a technikai oldal jelent problémát laikusnak és szakembernek egyaránt, hanem a kvadrofónia művészi, akusztikai vonatkozásai is tisztázatlanok. Legtöbbnyire erősen elfogult cikkeket olvashatunk ezekről a kérdésekről a különféle rádió és hanglezem-társaságok illetékeseinek tollából. Tapasztalható, hogy a jellegzetesen konzervatív országokban is áldáz esaták dúlnak a technikai újdonság mellett és ellen.

A probléma gyökere abban rejlik, hogy a négyesatornás átvitel olyan új lehetőségekkel ajándékozta meg a hangmérnököket, hogy egyesek – felkészületlenség, vagy szemléleti problémák miatt – alig használják ki, míg mások, hasonló okokból visszaélnak az új műfaj adta lehetőségekkel. Jellegetes probléma például, hogy a kvadrofon élő műsor sugárzása egyelőre csak keveseket érint a dekódolási problémák miatt. A dekóderrel rendelkezők

A Motorola logikai dekóder max 25 V tápfeszültségű +2... -4 dB erősítésű rendszer. Jel/zaj viszonya kb. 80 dB, 0,5 V_{eff} kimenőfeszültségnél. Bemeneti impedanciája 2 Mohm, kimeneti impedanciája 2 kohm, torzítása 0,2% (a maximális 1,9 V-os bemenőjénél 1%). A balanszszabályozás mértéke -20 dB-es erősítésnél kb. 35 dB, a hangerőszabályozás mértéke 0... -70 dB. A logika teljes áramfelvétele a szükséges +20 voltos tápfeszültségűnél 60 mA. Az áramkör a bemérés során csupán működési ellenőrzést igényel (jó-nem jó), beállításra az említett potenciométereken kívül egyébként szükség nincsen.

A különféle egyéb kapcsolások, amelyeket a három Motorola IC-vel valósítottak meg, a keverési technika vezérlőfeszültségének előállításában különböznek egymástól, ezek között tranzistoros és IC műveleti erősítők változatok vannak.

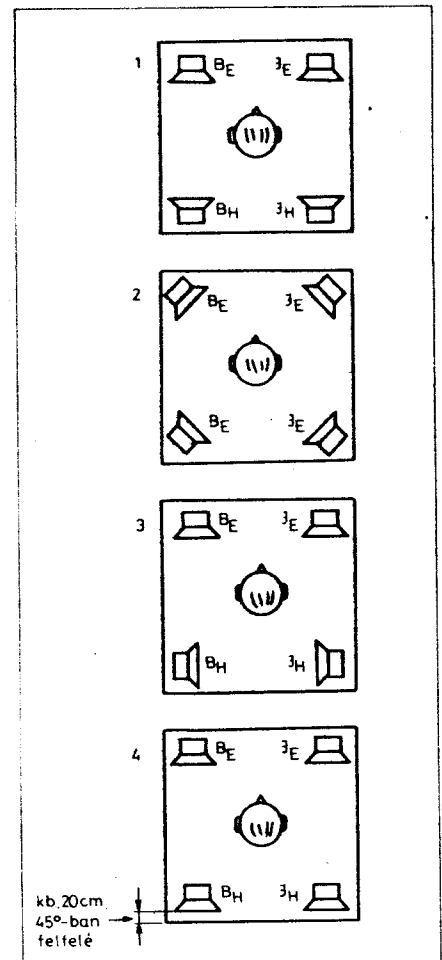
viszont nem jól reprezentálják az átlaghallgatót, mert vagy Hi-Fi megszállottak, vagy zenerajongók. Különösen ez utóbbi csoport – az aktív hangversenylátogatók – tiltakozik az ellen, hogy olyan hanghatásokat kelljen átélnie, melyekkel a szokásos élő műsor hallgatása során nem, vagy igen ritkán találkozók.

Arról van ugyanis szó, hogy a minél tökéletesebb hanghatás elérése céljából gyakran a zenekar körül helyezik el a mikrofonokat. A hallgató saját lakószobájában viszont ekkor úgy érzi, hogy a zenekar közepén ül valahol. Ha nem aktív zenész, a keletkező akusztikai benyomások igen zavarólag hathatnak.

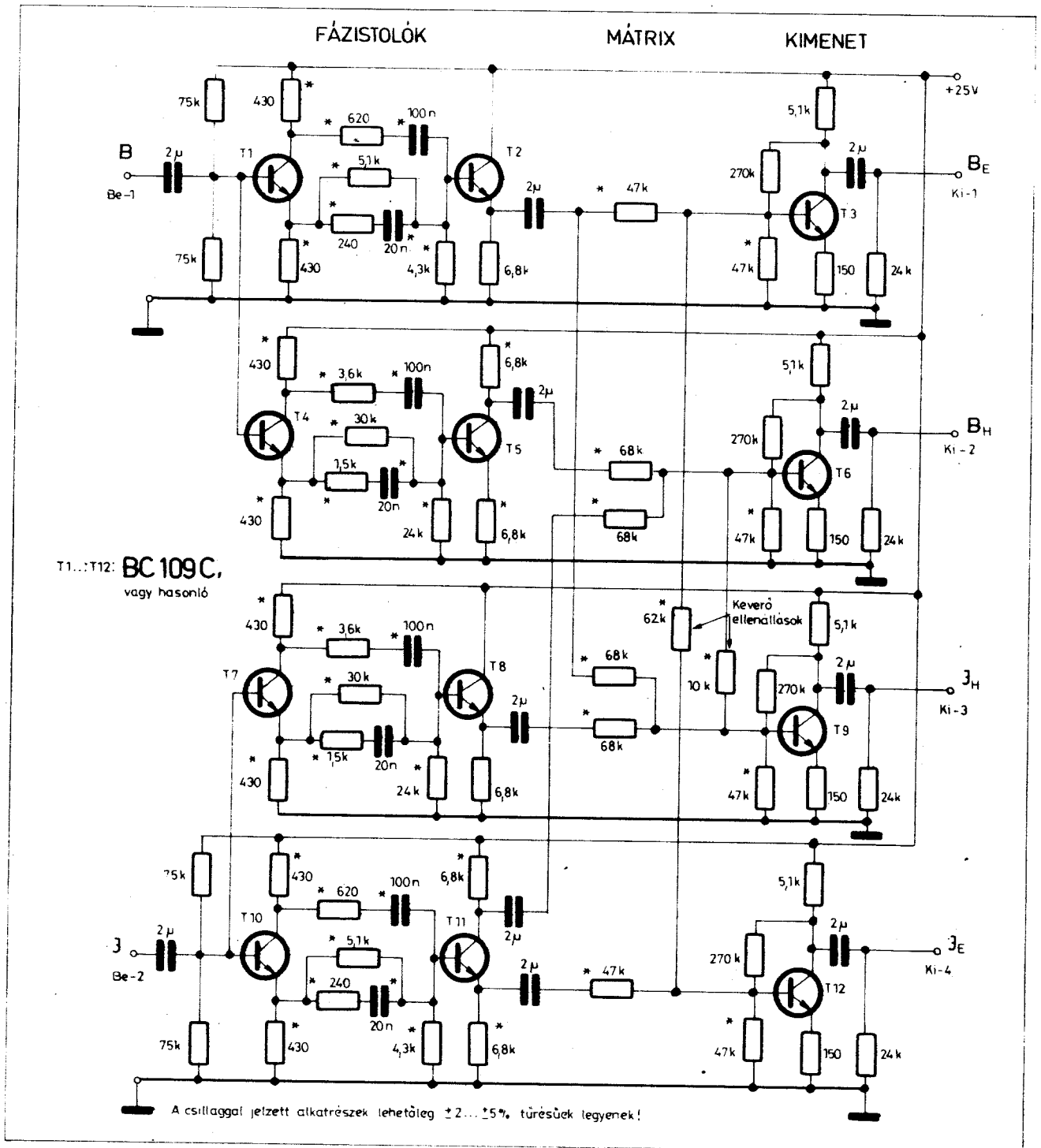
A zenei kvadrofon közvetítések csupán az egyik részét jelentik a problémának. A hangjáték-dramaturgia és a popzene teljesen más eszközkészlettel dolgozik; ebben az esetben a rendező céljait az újszerű, gyakran meghök-

kentő hanghatásokkal lehet megvalósítani. A hangjáték esetében a teljesen középről érkező hang (mind a négy csatorna fázisa és hangereje azonos) a felülről érkező hanginformáció illúzióját kelti a hallgatóság egy részében. Sajnálatos, hogy azután a rendezői célokat egy mátrix-rendszer teljesen meghamisíthatja a be nem tervezett áthallások miatt.

Egy mindenképpen bizonyos: a kvadrofónia igen sok újat nyújt mind akusztikai élményben, mind a magasabb művészi színvonal tolmácsolásában, de nem pontosan úgy, ahogy a műfaj kidolgozói először gondolták; a technikát mind az alkotóknak, mind a hallgatóknak meg kell szokniuk, bele kell tanulniuk. Ez viszont csak úgy érhető el, ha van kvadrofon hanglemez, lemezjátszó, magnó és rádióműsor, természetesen a megfelelő dekóderekkel, erősítőkkel együtt, és nem csupán a Bizományi Áruházban.



23. ábra. A kvadrofon rendszer négy hangszórójának elhelyezési variációi: 1 és 3 főleg könnyűzene és szimfonikus zene hallgatásához, 2 főképp hangjátékhoz, vagy különleges zenei produkciókhoz, 4 pseudo, vagy kvázi-kvadro rendszerekhez

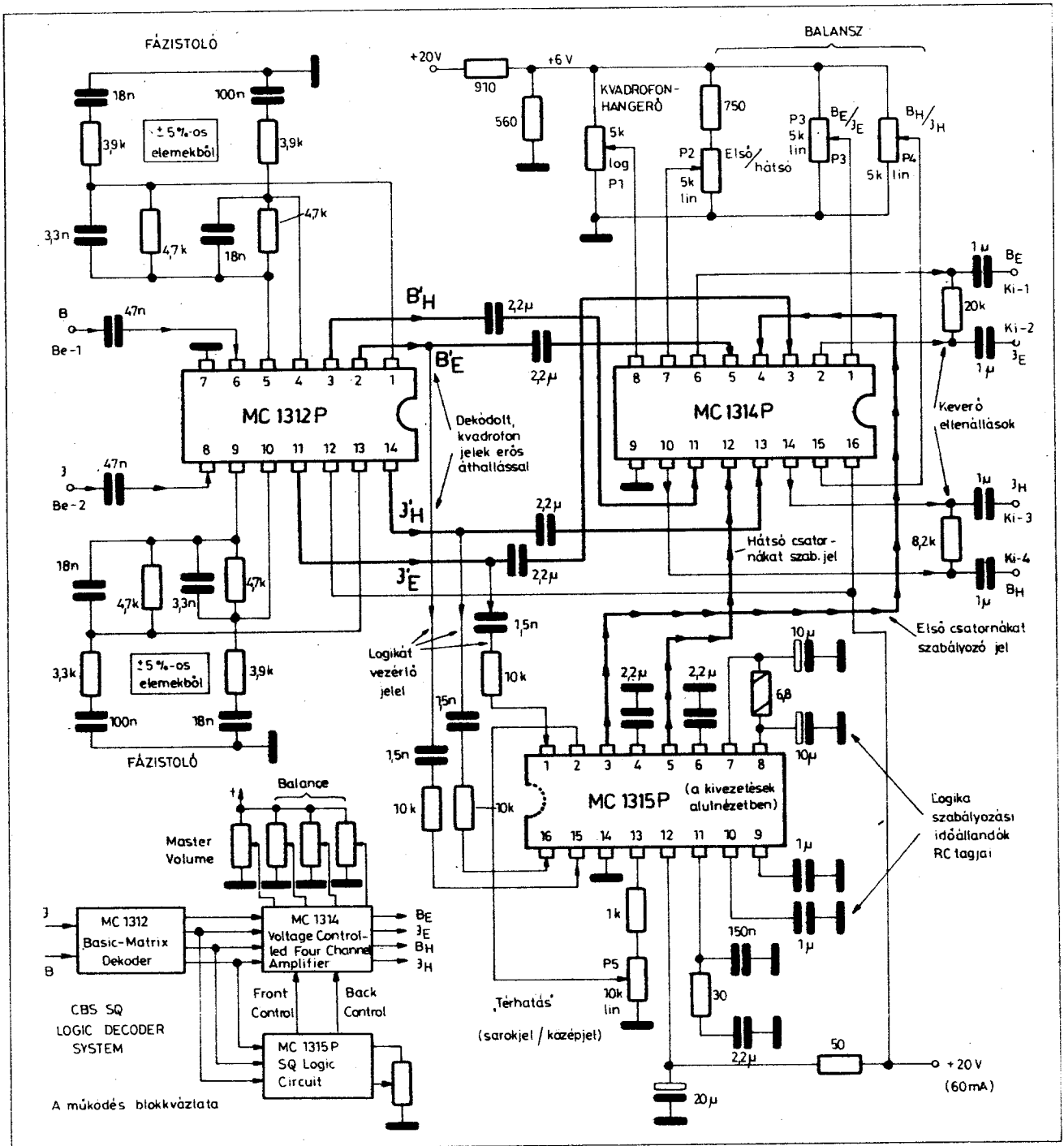


24. ábra. Transzisztoros SQ kvadrofón dekódér

Fiatalok!

Ismerjétek meg a rádiózás szépségeit!

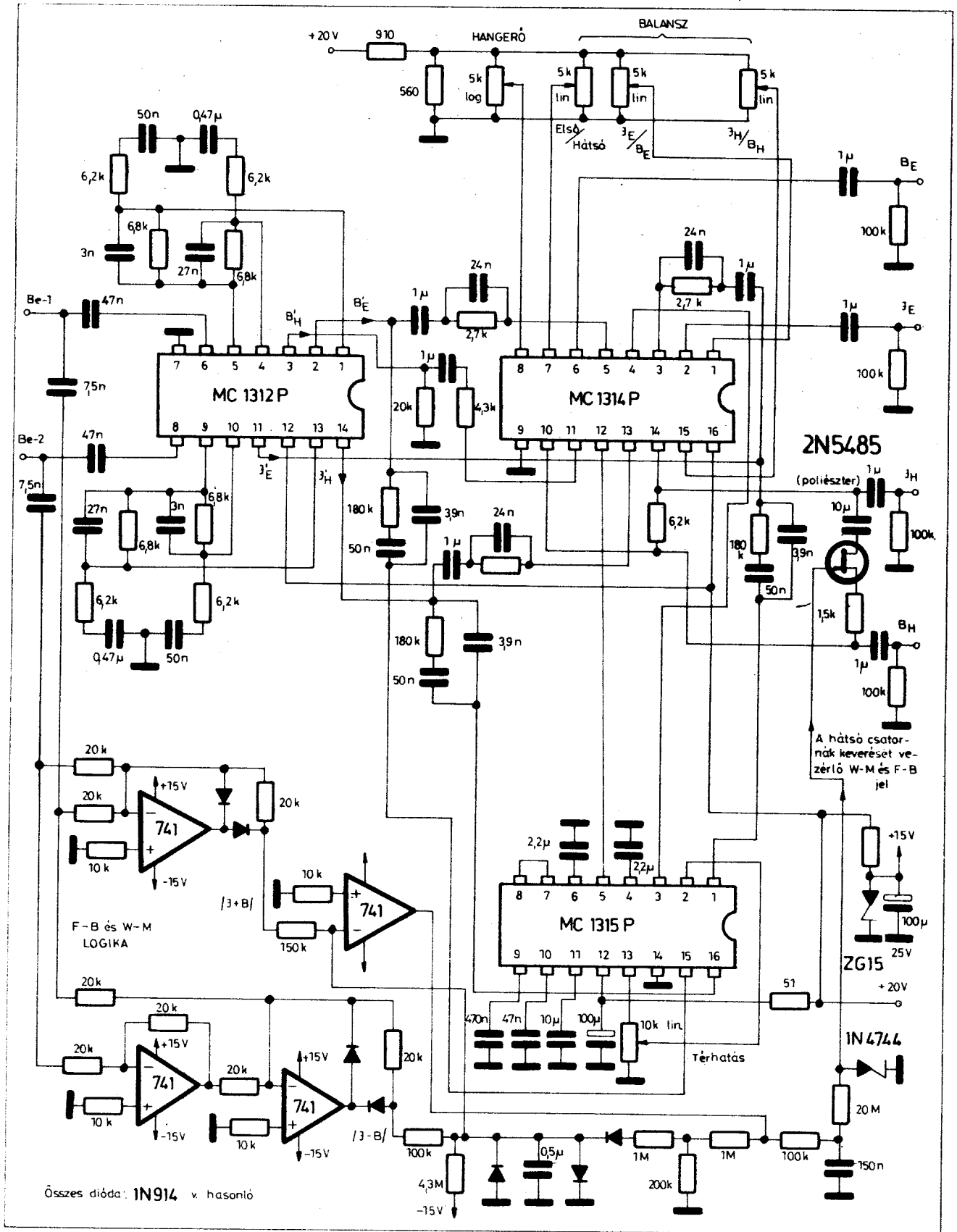
Lépjétek be az MHSZ rádióklubjaiba!



25. ábra. A Motorola SQ dekóder alapkapcsolása

Oktat! Nevel! Szórakoztat!

Olvassa a RÁDIÓTECHNIKÁT!



26. ábra. F-B és W-M logikával kiegészített SQ kvadrofon dekóder Motorola integrált áramkörökkel és műveleti erősítőkkel



AUTÓSOK

figyelem

Kisvölcsy András okl. vill. mérnök

Az autó-elektronikai témák iránt lapunk olvasói mindig nagy érdeklődést tanúsítottak – ezt a szerkesztőségünkbe érkező számos levél és a sok információkérő telefonhívás bizonyíthatja. Ezért idén ismét jelentkezünk az autósok számára összeállított rovattal. Az itt ismertetésre kerülő áramkörti megoldások tanulmányozása azonban természetesen nem csupán az autósok, hanem minden – elektronika iránt érdeklődő – olvasónk számára is hasznos és tanulságos lehet.

Az elektronika térhódítása a gépjárműiparban szinte a szemünk előtt megy végbe. Azok az áramkörök, berendezések, amelyek tegnap még egy-egy cég féltve őrzött gyári titkaként speciális vagy kísérleti gépkocsikba építve működtek – ma sokszerszoros példányszámban szériakocsikba szerelve teljesítenek hasznos szolgálatokat. Az elektronikus gépjárműszerkezetek gyors terjedése annál inkább is figyelemreméltó, mivel előretörésüket számos tényező hátráltatja. Ezek első sorban gazdasági, ill. árkérdések, de nem hagyható figyelmen kívül az autóiipar bizonyos mértékű konzervatívizmusa sem. A gépkocsik elektronikus áramkörei nagyon kedvezőtlen körülmények között működnek (széles hőmérséklet-tartomány, nagy relatív páratartalom, erősen ingadozó tápfeszültség tranzienstesztesekkel, komoly rázóigénybevétel, korrózióveszély, szennyeződések, esetleges durva kezelésről stb.). A mostoha üzemeltetési körülmények mellett, ill. ezek ellenére az áramköröknek a forgalom biztonsága miatt rendkívül nagy megbízhatósággal kell rendelkezniük. Ezek a követelmények speciális alkatrészeket, túlméretezett áramköröket igényelnek és így relatíve drágább berendezéseket eredményeznek.

A fejlődést azonban nem lehet megállítani. Már nagyon sok autóvillamosági cég sokféle célra számos elektronikus alkatrészt, berendezést gyárt és forgalmaz (félvezetős gyújtás, irány-

jelző és elakadásjelző, generátor-szabályozó, ablaktörítő ütemszabályozó, hogy csak a leggyakrabban előfordulókat említsük). A diszkrét félvezető eszközökön kívül egyre sűrűbben alkalmaznak integrált áramköröket is, sőt speciális cél-IC-eket fejlesztettek ki autós célokra monolitikus kivitelben, ill. egyes komplett nagyobb teljesítményű áramköröket vastagréteg hibrid-IC kivitelben gyártanak (pl. generátor-feszültség-szabályozók, tirisztoros gyújtáskapcsolások). A környezetvédelmi és üzemanyag- ill. energiafakarákosság szempontok előtérbe kerülése miatt a nem is távoli jövőben feltétlenül számíthatunk a megszokott helyett impulzusgenerátorral vezérelt, különböző optimalizálási feltételeket kielégítő, teljesen elektronikus gyújtási ill. üzemanyag-befecskendezési rendszerek tömeges elterjedésére. Ezek a rendszerek természetesen igen bonyolult elektronikát igényelnek – ennek kapcsán már sokat beszélnek a mikroprocesszorok gépjárművekben való alkalmazási lehetőségéről. Az autókba épített minikomputer az előzőeken kívül még számos más vezérlő és szabályozási funkcióra programozható – egyetlen IC-tok felhasználásával. Egyes optimista előrejelzések szerint az elektronika teljes áttörése az autóiiparban a nyolcvanas évekre várható, ekkora talán a járműgyártás az elektronikai ipar második legnagyobb piacává válik.

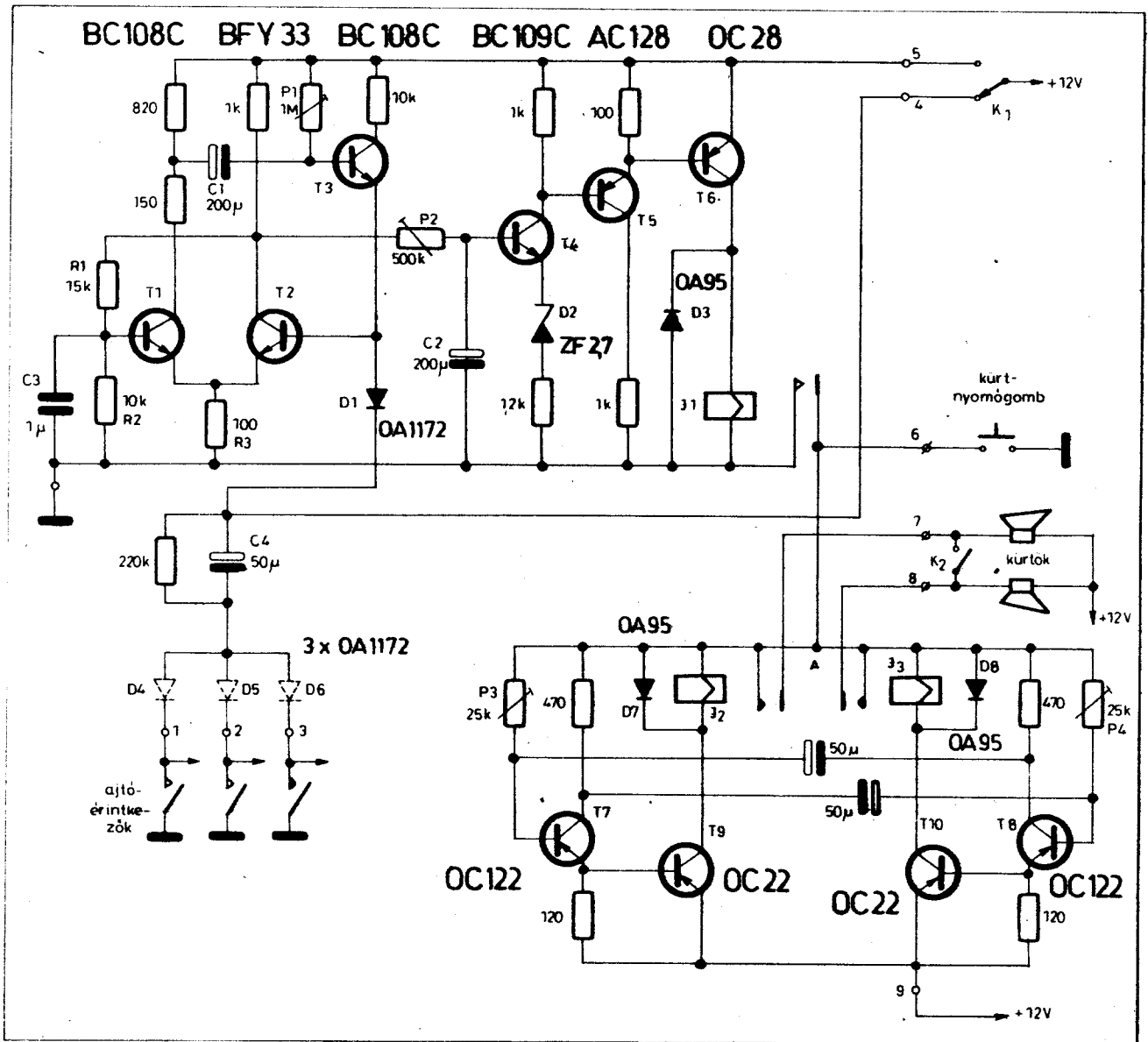
Ebben az összeállításunkban természetesen nem szerepelnek a fentebb említett bonyolult áramkörök; a kapcsolások összeállításánál a fő szempont a gyakorlatiasság, a kapcsolások megépíthetősége volt, a távlatokat inkább csak megvillantottuk. Cikkünkben – olvasónk levelei alapján – néhány nálunk is beszerezhető autós készülék felszerelésével kapcsolatban adunk tanácsokat és részletesen ismertetjük egy kombinált autóórzó berendezés elkészítését is. Az autós kapcsolások, autó-elektronikai áramkörök ismertetése

közleményünk folytatásában fog megjelenni; a kapcsolások nagy része az elmúlt években (1974 – 76) jelent meg a Funkamateur, Radio Fernsehen Elektronik, Funkschau, Funk-Technik, Radio Elektronik Schau, Elektronik, Das Elektron, Elektor, Amaterske Radio, Sdelovaci Technika, Radioamator, Radio-Amater e folyóiratokban. Az áramkörök főleg 12 V-os, kizárólag negatív testelt rendszerű gépkocsikhoz készültek. Sok helyen az egységes Bosch-számozást is feltüntettük. A kapcsolások ismertetése során – ismerve az ilyen irányú igényeket – részletesen foglalkoztunk a félvezetős gyújtási rendszerekkel, valamint kitértünk az integrált áramkörök alkalmazására is. A téma iránt érdeklődők figyelmét felhívom a fent említett folyóiratok tanulmányozására, de ebben a témakörben szakirodalomnak számít majdnem minden elektronikaival, rádiótechnikával foglalkozó folyóirat, mert szinte mind-egyik közül auto-elektronikával foglalkozó cikkeket is.

Kombinált autóórzó

A gépkocsik számának emelkedésével sajnos a gépkocsilopások, autófeltörések is gyakoribbá válnak. Miután a garázshiány miatt sok gépkocsi örízetlenül a szabad ég alatt parkol, sokan használnak már egyszerűbb vagy bonyolultabb riasztóberendezést – mások pedig egyelőre csak gondolkodznak valamilyen védelem felszereléséről. Szükségességét azonban senki sem vitatja.

Az itt ismertetésre kerülő riasztó előnye a kényelmes kezelhetőség és a rendkívüli hatástartósság. A riasztó jelzés itt ugyanis szirénahang, pontosabban két különböző hangmagasságú kúrt váltakozó megszólalása (pontosan olyan, mint a mentők nagy „rohamkocsijának” hangja). A változó hang-



1. ábra. Kombinált autóőrző

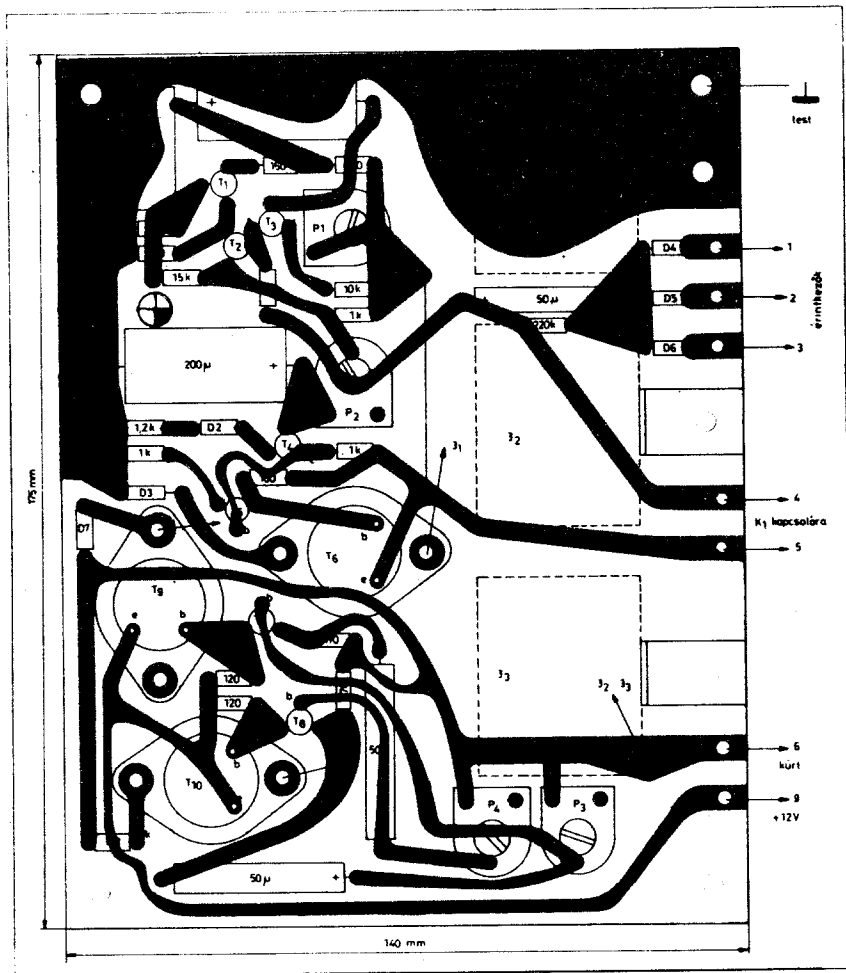
magasságot, bár a KRESZ előírásaival ellenkezik, jelen esetben megengedhetjük, mivel riasztó jelzésről van szó. Az őrzőberendezés teljesíti mindazokat a kényelmi követelményeket is, amelyeket az ilyen készülékektől elvárhatunk. Kiszállás előtt kell bekapcsolni, de a gépkocsi elhagyásakor még nem riaszt, mert csak egy idő múlva „élesedik” (automatikusan). E késleltetés idő elteltével bármelyik ajtó nyitása után rövid idő múlva bekövetkezik a riasztás. Az ajtónyitás és a riasztás közötti időkéseleltetés azonban elégséges ahhoz, hogy ezalatt a gépkocsi tulajdonosa hatástalaníthatja a riasztót a rejtett kapcsolóval. Betörési kísérlet esetén az áramkör a riasztó jelzést csak egy bizonyos ideig szolgáltatja – ezzel elejét vehetjük a tartós esendhaborításnak és az akkumulátor kimerülésének. Újabb ajtónyitás esetén azonban ismét hatásos a berendezés.

Készülékünk további előnye az olcsóság. Csak az időzítő áramkörökben használtunk szilícium tranzisztorokat (ide viszont feltétlenül az kell!), a kapcsoló fokozatokba olcsó germánium tranzisztorok is megfelelnek. (A megbízható, visszármentes üzem és az önriasztás kiküszöbölése érdekében azonban ezekből többet kellett használni, mint ha pl. közepes teljesítményű szilícium tranzisztorokat használtunk volna helyettük. Így azonban olcsó, szinte filléres, „lomtárban kalódló” alkatrészeket használhatunk pl. a drága BC 301-ek helyett.)

A riasztó kapcsolási rajzát az 1. ábrán láthatjuk. Az áramkör a számokkal jelzett csatlakozási pontokon kapcsolódik a gépkocsi villamos hálózatához. Az ábra felső része a tulajdonképpeni riasztó, az alsó része pedig a két kürtöt működtető astabil multivibrátor. Riasztás akkor következik be, ha meghúzza a J₁ jelfogó. Érintke-

zője ekkor „testet ad” az A pontnak, így bekapcsolódik a T₇ – T₁₀ tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátor, amely felváltva kapcsolgatja a J₂ és J₃ jelfogókat. A jelfogók érintkezői felváltva működtetik a két kürtöt, így előáll a szirénahang.

A kéthangú riasztáshoz az adta az ötletet, hogy a riasztó eredetileg Zsiguli személygépkocsizhoz készült. Ennek párhuzamosan kapcsolt kürtjei egymáshoz képest kvintre vannak hangolva (akkordkürt). A párhuzamos kapcsolást most meg kell szüntetnünk és a kürtöket külön-külön a megfelelő jelfogó-érintkezőkhöz kell kapcsolnunk. Természetesen a forgalomban a kéthangú jelzést nem szabad használnunk. Ilyenkor a K₂ kapcsolóval a kürtöket „párhuzamosítjuk”. A kürtnyomógomb új bekötése olyan, hogy nem közvetlenül működteti a dudákat, hanem szintén a multivibrátort kapcsolja be (az A pontra „testet ad”),



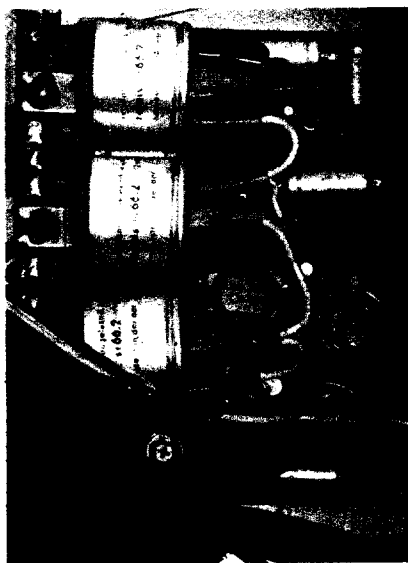
2. ábra. A riasztóberendezés nyomtatott áramkörti lapja (a fóliás oldal felől nézve)

de ez a kürtök hangjában nem jelentkezik (mindig egyszerre és állandóan szólnak, amíg a kürtjelzést adjuk).

A tulajdonképpeni multivibrátor a T_7 – T_8 tranzisztorokkal épült fel, időzítését a P_3 és P_4 potencióméterek és az $50 \mu\text{F}$ -os kondenzátorok határozzák meg. A P_3 és P_4 trimmer-potenciómétereket úgy állítjuk be, hogy a kürtjel periódusideje kb. 1,2–1,3 mp legyen, 1:1-es üzemarányval (így a leghatásosabb a jelzés). A T_7 és T_8 tranzisztorok a T_9 és T_{10} teljesítmény-tranzisztorokat vezérlik, melyeknek kollektorkörében helyezkednek el a kürtöket felváltva kapcsolgató J_2 és J_3 jelfogók.

Az ábra felső részén látható riasztórész működése a következő. Kiszállásnál az ajtót kinyitjuk, ilyenkor a megfelelő ajtóérintkező záródik. Ekkor a K_1 kapcsoló még az ábrán látható (kikapcsolt) helyzetben van. A C_4 kondenzátor a zárt ajtókapcsolón keresztül így +12 V-ra töltődik. Kiszállás előtt a K_1 kapcsolót átkapcsoljuk (a riasztót bekapcsoljuk), majd kiszállunk és bezárjuk az ajtót. A K_1 bekapcsolásával tápfeszültséget kap a riasztó és a T_1 – T_3 tranzisztorokkal felépített monostabil multivibrátor-fokozat stabil helyzetébe billen: a T_3 tranzisztor

kinyit (nyitó bázisáramát a P_1 potencióméteren keresztül kapja), emitterárama kinyitja a T_2 -t is, ennek kollektorfeszültsége alacsony lesz és az



3. ábra. Az autóórzó fényképe

R_1 – R_2 osztón keresztül lezárva tartja a T_1 -et. Bekapcsoláskor a T_1 sohasem vezethet, mert a C_3 kondenzátor a bázisát az első pillanatban testpotenciálra helyezi.

A monostabil fokozat akkor billen át kvázistabil helyzetébe, ha a T_2 bázisára negatív irányú impulzus kerül. Ez a bekapcsoláskor nem lehetséges, mert a C_4 kondenzátor pozitív feszültségre van feltöltve. Az ajtók bezárása után a C_4 kisül a 220 kohmos ellenálláson és a riasztó üzemkész.

Ha ezután bármelyik ajtót (vagy esomagtartó-ajtót, motorházfedelet) kinyitják, a megfelelő ajtókontaktus záródik és negatív irányú feszültségimpulzus jut a C_4 kondenzátoron és a D_1 diódán keresztül a T_2 tranzisztor bázisra. A tranzisztor hirtelen lezár, kollektorfeszültsége felugrik és a 15 kohm – 10 kohmos osztón keresztül kinyitja a T_1 -et. A T_1 tranzisztor a feltöltött C_1 kondenzátort mintegy rákapcsolja – záróirányban – a T_3 báziskörére, így ez a tranzisztor is lezár, tehát a T_2 továbbra is lezárva marad, kollektorán a feszültség „magas” lesz.

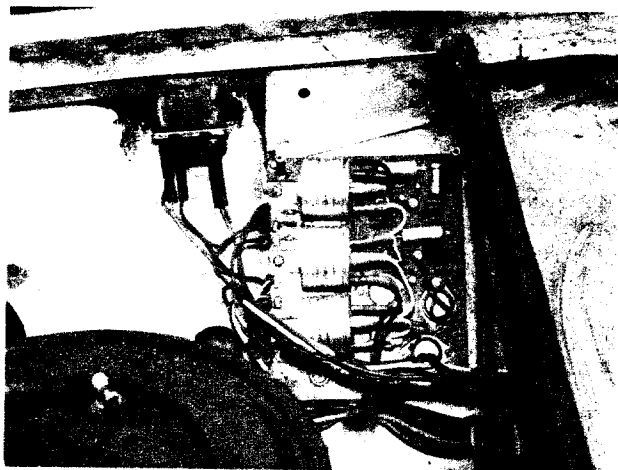
A T_2 kollektoráról a P_2 potencióméteren át most töltődni kezd a C_2 kondenzátor. Ha ezen a feszültség meghaladja a T_4 nyitáshoz szükséges feszültség értékét, a T_4 bekapcsol és nyitó bázisáramot szolgáltat a T_5 emitterkövetőnek. Ez utóbbi kinyitja a T_6 teljesítmény-tranzisztor is, amely a J_1 jelfogót működteti. A riasztó jelzés tehát megkezdődik.

A riasztás késleltetését a T_4 tranzisztor bázis-emitter nyitófeszültségének és emitterkörében elhelyezett Z-dióda (esetleg diódák) nyitófeszültségének összege, valamint a P_2 – C_2 tag időállandója határozza meg. A késleltetés nagyságát kb. 5–8 mp-re állítjuk be a P_2 trimmer-potencióméterrel. Ez az idő kényelmesen elegendő a riasztás hatástalanítására.

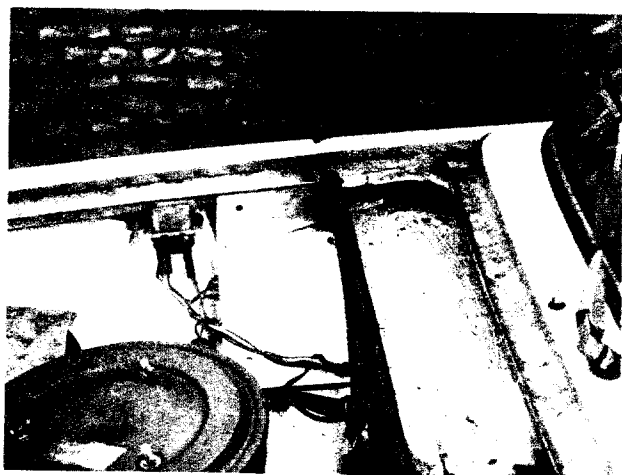
A T_1 – T_3 alkatrészekkel felépített monostabil fokozat addig marad kvázistabil helyzetében (T_1 nyitott, T_2 és T_3 zárt), amíg a C_1 kondenzátor ki nem sül, ill. ellenkező irányban megfelelően fel nem töltődik a P_1 potencióméteren keresztül. Ha a C_1 jobb oldali fegyverzetén a feszültség meghaladja a T_3 és T_2 bázis-emitter nyitófeszültségének (valamint az R_3 ellenálláson eső feszültségnek) az összegét, a T_3 és T_2 hirtelen kinyitnak, a T_2 lezárja a T_1 -et. A monostabil tehát visszabillen stabil helyzetébe az ajtókapcsolók állásától függetlenül. A T_2 kollektorán a feszültség lecsökken, így a T_4 – T_6 tranzisztorok nemsokára lezárnak, a jelfogó elenged és a riasztó jelzés megszűnik. A monostabil fokozat kvázistabil idejét – a riasztó jelzés hosszát – a P_1 potencióméterrel állíthatjuk be, célszerűen kb. 30 másodpercre.

Újabb ajtónyitási kísérlet után a riasztó jelzés megismétlődik.

Az ajtókapcsolókat – ha nem lennének – fel kell szerelnünk mindenajtóra, valamint a motortér és esomagtér nyílászáróira is. Ha ezek egyébként más áramköröket is működtetnek (pl. belső világítás), a D_4 – D_5 – D_6



4. ábra. A riasztóberendezés elhelyezése



5. ábra

diódák alkalmazásával küszöbölhetjük ki az egymásra hatásukat.

A készüléket nyomtatott áramkörös kivitelben célszerű elkészíteni. A 140×175 mm méretű nyomtatott lap rajzát az alkatrészek beültetésével a 2. ábrán láthatjuk. A jelfogók a kereskedelemben kapható NDK gyártmányú, sr 66.2 típusú 12 V-os „autórelék”, a tekercsellenállásuk kb. 60 ohm. A teljesítmény-transzisztorok nem igényelnek hűtőfelületet. A $T_1 - T_4$ tranzisztorok bármilyen, de lehetőleg nagy áramerősítésű szilíciumplanár típusok lehetnek, a T_5, T_7, T_8 szinte bármilyen kis-közepes teljesítményű olcsó germánium tranzisztor (OC 1074, AC 128 stb.), a T_6, T_9, T_{10} pedig akármilyen germánium teljesítmény-tranzisztor lehet.

A diódák típusára sincs különösebb megkötés, a jelfogókkal párhuzamosan kapcsolt véldiódák azonban nagyobb feszültségtűrésiűk legyenek.

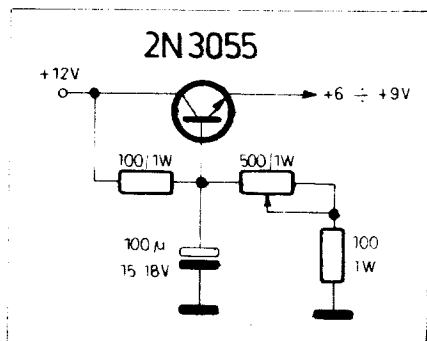
A nyomtatott lap fényképét a 3. ábrán, elhelyezését (a Zsiguli motorterének belsejében a jobb oldalon) a 4. ábrán láthatjuk. Tetejére célszerű műanyag porvédő lemezt szerelni, ahogy azt az 5. ábra szemlélteti. A riasztó panel képes csatlakozókkal kapcsolódik a gépkocsi elektromos hálózatának megfelelő pontjaihoz, a testpontot a felerősítésen (4 db M4-es csavar, térköztartókkal) kapja. A tápfeszültséget feltétlenül valamilyik biztosított pontról vezessük a készülékhez.

oldali irányjelző izzóra. A kondenzátor(ok) töltődni kezdenek és ha a T_1 emitterén a feszültség meghaladja a billenési feszültséget, a T_1 vezetővé válik és kisüti a C_2 -t a T_2 bázisköre felé. Ez a folyamat ismétlődik és a hangszórón impulzussorozatot kapunk. Jobb oldalra történő irányjelzés esetén D_1 és D_3 diódák lezárnak, a D_2 vezet. A frekvenciát ekkor az $R_1 - R_2$ osztó, a C_2 kondenzátor, valamint az UJT feszültségosztású tényezője határozza meg. Bal oldali irányjelzés esetén a D_1 és D_3 diódák nyitnak ki, a zűmmögési frekvencia ekkor megváltozik, mert a C_1 kondenzátor is bekapcsolódik az UJT időzítőkörebe. A T_1 UJT-t a szokásos módon két db tranzisztorral (pnp és npn) helyettesíthetjük, a T_2 helyett pl. BC 301 is megfelel.

Autós ötletek — tanácsok

Tápegység táskarádióhoz

Tranzisztoros rádióinkat olcsón üzemeltethetjük a gépkocsiban is, ha elkészítjük a 6. ábrán látható egyszerű tápegységet. Az áteresztő tranzisztor elvégzi a szükséges feszültséglejtést,



6. ábra. Tápegység táskarádió számára

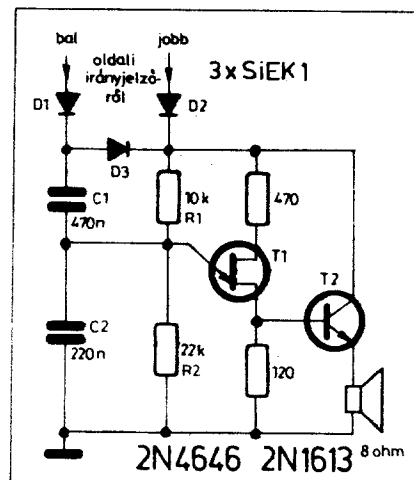
emellett hatásos szűrést biztosít a kimenet felé. A kimenő feszültséget a tranzisztor bázisosztója határozza meg, az 500 ohmos potenciométerrel állítható be a rádió tápfeszültségének megfelelően. Ha a kimenő feszültséget jobban kívánjuk stabilizálni — amire a gyakorlatban egyébként nincs szükség —, a tranzisztor báziskörébe nagyobb teljesítményű Z-diólat is helyezhetünk. Kis teljesítményű rádió esetén a tranzisztor nem igényel hűtőlapot.

Irányjelző-kontroll

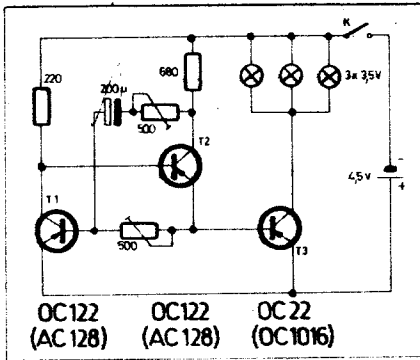
A 7. ábrán látható, egyrétegű tranzisztorral készített hanggenerátor kellemes zűmmögéssel figyelmezteti a szórakozott autóst arra, hogy „kint felejtette” az irányjelzőt. Érdekessége, hogy más frekvenciájú a zűmmögés, ha jobbra, és más, ha balra kanyarodunk. Az irányjelző bekapcsolásakor pozitív feszültség kerül a bal vagy jobb

Egyszerű elakadásjelző

A gépkocsi elektromos hálózatától függetlenül működő egyszerű elaka-

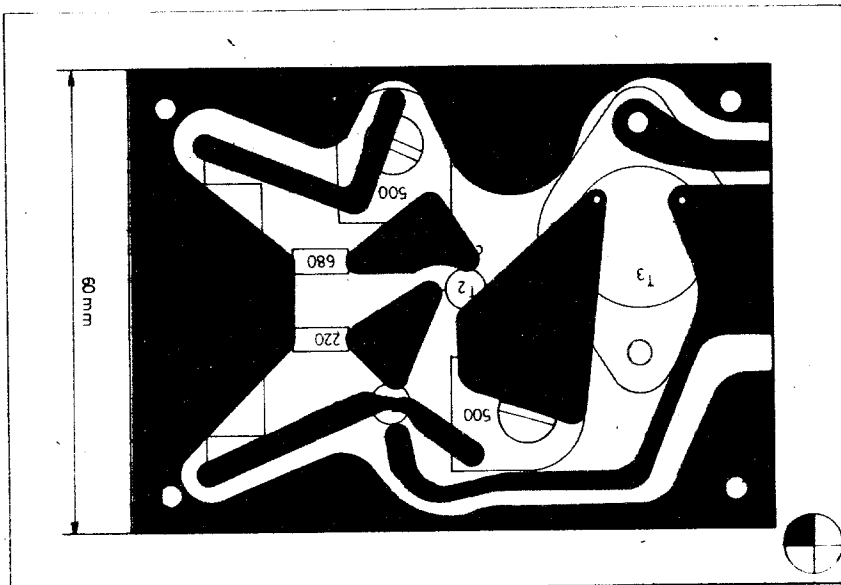


7. ábra. Kéthangú irányjelző-kontroll áramkör



8. ábra. Egyszerű elakadásjelző

dásjelzőt készíthetünk három olcsó germánium tranzisztor és néhány alkatrész felhasználásával. Az áramkör a 8. ábrán látható. A T_1 és T_2 tranzisztorok kevés alkatrészrel megvalósított emittersatolt astabil multivibrátor-kapcsolást alkotnak. A K kapcsoló bekapcsolása után a multivibrátor rezegni kezd és a T_2 tranzisztor emittérére felváltva ki-be kapcsolja a T_3 teljesítmény-tranzisztor, valamint ennek kollektorkörében levő izzólámpát. A villogó 4,5 V-os zseblámpa-elemtől működik. 2–3 izzót is alkalmazhatunk megfelelő kialakítású, narancssárga burájú lámpatestben, amelyben az egész készüléket elhelyezhetjük. Az áramkört nyomtatott lapon célszerű elkészíteni, a T_3 tranzisztor is ezen helyezkedhet el, mivel külön hűtést nem igényel. A nyomtatott lap rajzát (a nyomtatás felől ábrázolva) az alkatrészek beültetésével a 9. ábra mutatja. A két 500 ohmos potenciométerrel a villogási frekvenciát és az üzemarányt (a „sötét” és „világos” idők arányát) egyaránt változtathatjuk. A villogási frekvenciát legcélszerűbb 90/perc-re beállítani. A készülékben más, hasonló típusú germánium tranzisztorokat is felhasználhatunk.



9. ábra. A részvillogó nyomtatott lapja (a fóliás oldal felől nézve)

Féklámpa-ellenőrző

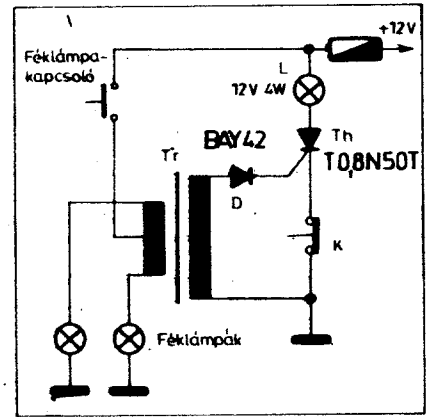
A féklámpa kiégyése nagyon balesetveszélyes helyzetet teremthet, annál is inkább, mert a gépkocsi vezetője a lámpa kiégyéséről esetleg sokáig nem szerez tudomást. A 10. ábra áramköre az első fékezésnél azonnal jelez, ha valamelyik féklámpánk kiégett, így az késedelem nélkül kicserélhető.

A kapcsolás kisteljesítményű tirisztorral működik. A féklámpák áramkörét a féklámpa-kapcsoló után megszakítjuk és beiktatjuk a Tr transzformátor tekercseit. Ha mindkét féklámpa jó, fékezéskor (a féklámpa-kapcsoló működtetésekor) a transzformátor két primer tekercsén közel egyenlő nagyságú, egymással ellentétes irányú feszültség lép fel, így a szekunder körben nem keletkezik feszültség. Aszimmetria esetén (az egyik féklámpa kiégyésekor vagy érintkezési hibájánál) csak az egyik féltekercs működik, így a gate-köri szekunder tekercsben impulzusfeszültség indukálódik, melynek pozitív fele begyűjtja a Th tirisztor. A tirisztor bekapcsolva marad és az anódköri izzólámpa világít. A kontrolljelzést a katódköri nyitóérintkezés nyomógomb benyomásával szüntethetjük meg. Ezt természetesen kövesse a hibás féklámpaizzó cseréje.

A Tr transzformátort csengőreduk-torból készíthetjük el. 220 V-os tekercse lesz a gate-köri tekercs. Eredeti kisfeszültségű tekercselését eltávolítjuk és 2×20 menetet tekercselünk rá $\varnothing 1$ mm-es zománchuzalból, bifilárisan. A dióda ill. tirisztor céljára más típusokat is használhatunk.

Kombinált kürt

A kürtjelzést hatásosabbá tehetjük, ha a hangjelzéssel együtt a fénykürt is működésbe lép. Ezt könnyen elérhetjük a 11. ábrán látható D dióda bekö-



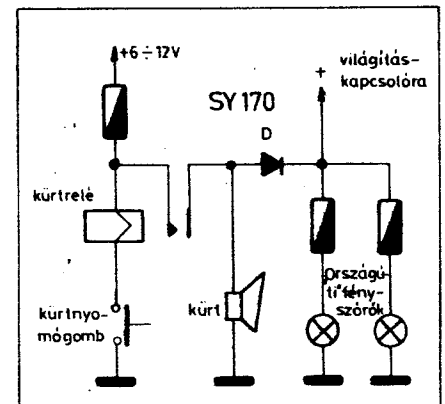
10. ábra. Féklámpa-ellenőrző áramkör

tésével. A dióda megszóllatásával együtt így az „országúti” fényszórók is felvillannak. Fordított esetben – a fénykürt működtetésével – természetesen nem szól a dióda. A D dióda típusának kiválasztásánál mindenképpen olyat válasszunk, amely a fényszórók tekintélyes áramát biztosan elbírija.

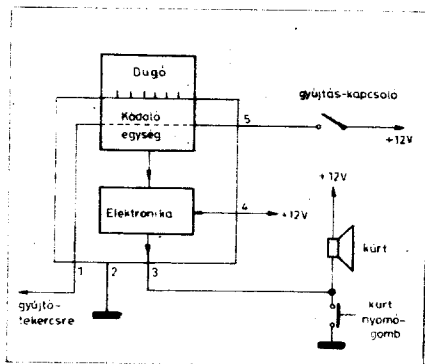
Az ESZ–1 szovjet riasztókészülék felszerelése

A kiskereskedelem nagy darabszámban hozta forgalomba a címben említett szovjet gyártmányú riasztót. Sajnos nagyon sok példányhoz nem mellékeltek műszaki leírást, de az eredeti orosz nyelvű szöveggel ellátott rajz sem mindenki számára egyértelmű, mint azt az olvasók kérdései bizonyították. Ezért a 12. ábrán közöljük a gépkocsiórzó helyes bekötését.

A riasztó 12 V-os, negatív testelésű gépkocsikhoz alkalmazható. A huzalkivezetések számozva vannak. Bekötésnél a gyűjtőkapszolóról a gyűjtőtrafóra vezető kábelt meg kell szakítani és közbe kell iktatni a készülék 5 ill. 1 számozású kivezetéseit. A többi kivezetés csatlakozása az ábráról leolvasható.



11. ábra. Kombinált kürt



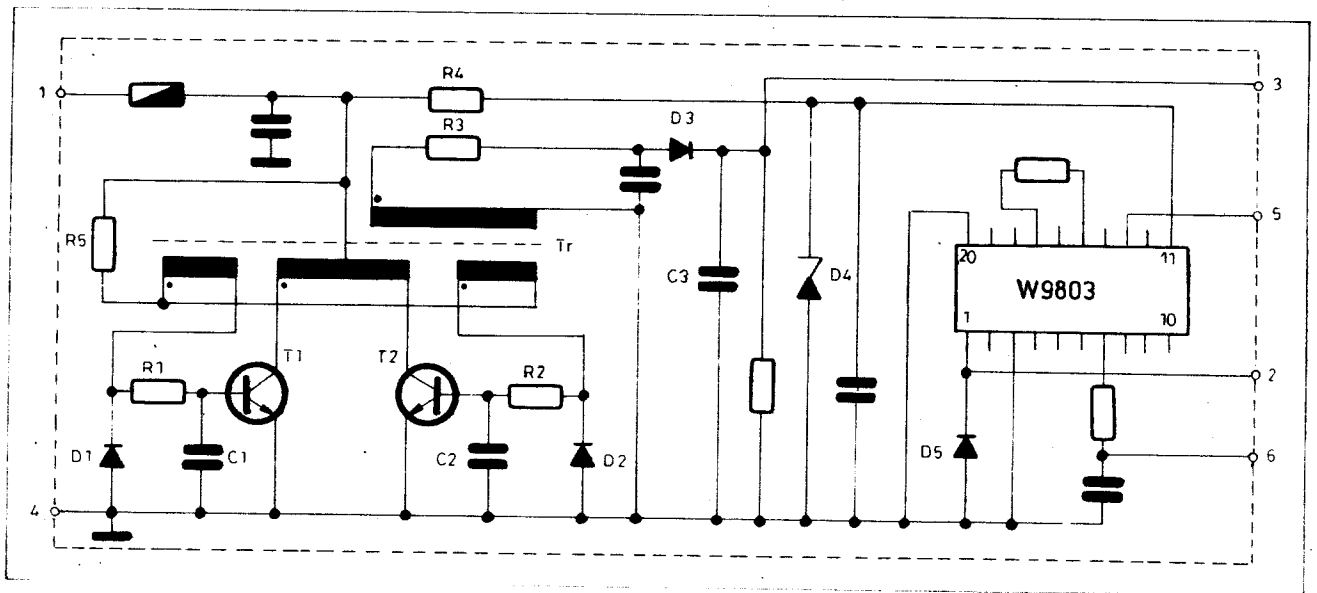
12. ábra. Az ESZ-1 szovjet riasztó tömbvázlata és bekötése

gyárt 12 V-os, negatív testelésű gépkocsikhoz. A gyújtó 8–16 V tápfeszültség-tartományban kifogástalanul működik, nyugalmi áramfelvétele mindössze max. 700 mA, de 12 000-es percnkénti szikraszámnál sem haladja meg a 2,5 A-t. A készülék négyütemű, négyhengeres motornál 8000/perc fordulatszámig biztonságosan, szikraki-hagyás-mentesen üzemel. A berendezés fordulatszám-mérő műszer és forgóképes villanyborotva csatlakoztatási lehetőségével is rendelkezik.

Szervizelési szempontból itt most megadjuk a készülék elvi kapcsolási rajzát (13. ábra), valamint bekötési rajzát is (14. ábra). A fémháza épített készülék (amely a nyomtatott áramkört lapot és a tranzzverter tranziszto-

rainak hűtőbordáját tartalmazza) számos színes huzalkivezetésekkel csatlakozik a gépkocsi villamos hálózatához; fémházát a gyújtótranszformátor közelében célszerű elhelyezni (a kocsiszekrényhez rögzíteni). A P és R_e előtétellenállások értékei a fordulatszám-mérő műszer, ill. a villanyborotva típusától függenek.

A kondenzátoros gyújtáshoz szükséges néhány száz voltos feszültséget a T₁ és T₂ teljesítmény-tranzisztorokkal és a Tr transzformátorral felépített ellenütemű tranzzverter szolgáltatja. (Ez a feszültség szolgál a villanyborotva táplálására is). A tirisztoros gyújtóberendezés lényeges részeit a W9803 típusú hibrid integrált áramkör tartalmazza.

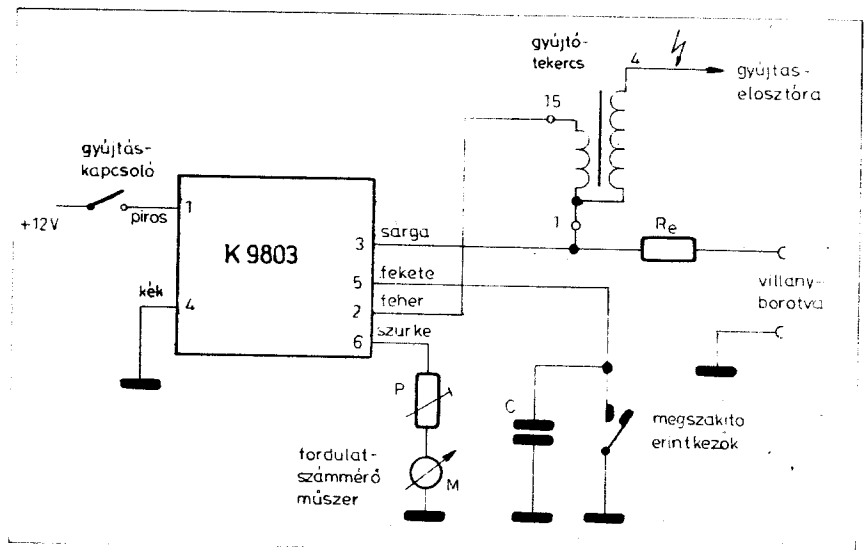


13. ábra. A REMIX tirisztoros gyújtóáramkörének elvi rajza

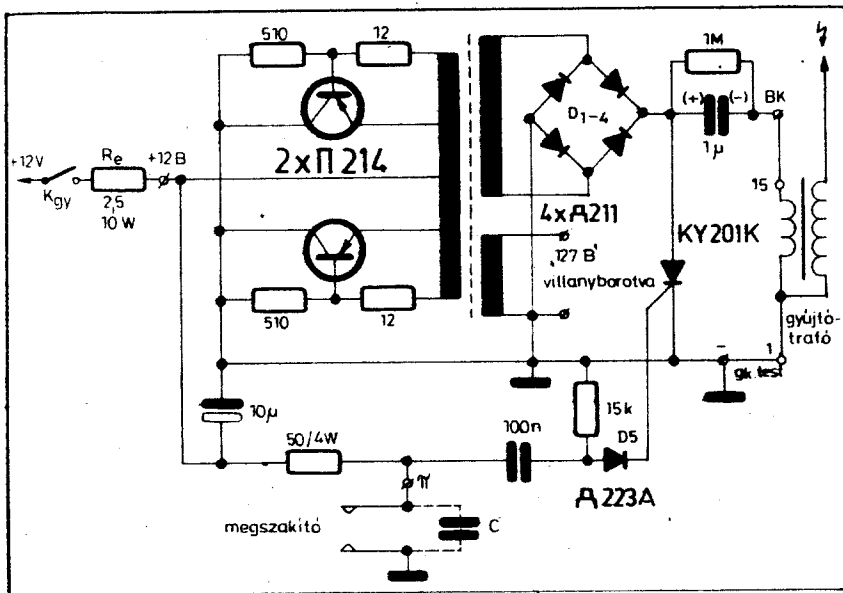
A 120 × 49 × 35 mm-es méretű riasztó dobozát hozzáférhető helyre kell felszerelni. A gépkocsi elhagyásakor a dobozon levő sok kivezetéses dugaszt ki kell húzni. (A dugó érintkezőjének „multiplikációja”, összekötési kombinációi igen sok változat készíthetőségét teszik lehetővé, a dugasz gyakorlatilag csak a saját dobozához használható.) A dugasz kihúzásával a gyújtás áramköre megszakad, lopási kísérletnél, a gyújtáskapcsoló bekapcsolásával viszont „elindul” a készülékben levő elektronikus áramkör, amelynek kimeneti pontja a kürtre csatlakozik. A berendezés riasztó, szaggatott kürtjelzést biztosít.

A REMIX tirisztoros gyújtóáramkörének bekötése

A REMIX-gyár K9803 típusjelzéssel jó minőségű, hibrid integrált áramkörös tirisztoros gyújtóberendezést



14. ábra. A REMIX 9803 tirisztoros gyújtóberendezés bekötése



15. ábra. Az „Elektronika – M” típusú szovjet tirisztoros gyújtóberendezés kapcsolási rajza és bekötése

Az áramkör felszerelésénél a C (megszakító érintkezővel párhuzamos) kondenzátor a helyén maradhat.

Az „Elektronika – M” szovjet tirisztoros gyújtóberendezés

A készülék kapcsolását olvasóink kérésére adjuk közre (15. ábra). Elég sok van belőle az országban, turista-utak alkalmával szokták vásárolni, mivel ára kint rendkívül olcsó.

Két db teljesítmény-transzisztorral működik a készülék ellenütemű transzvertere. A transzverter toroidmagra tekercselt transzformátorának szekunder tekercsén kb. 300 V-os négyzet-feszültség jön létre (a transzverter ugyanis úgy működik, hogy a két tranzisztor ellenütemben kapcsolgatja az akkumulátor-feszültséget a primer tekercsekre). A kapott négyzet-feszültséget a Graetz-dióahíd egyen-irányítja. Külön tekercs szolgál a 127 V-os villanyborotva táplálására („127 B”).

Az áramkör működése könnyen követhető. A hidegenirányító által szolgáltatott feszültség a gyújtótrafó primer tekercsén át feltölti az 1 µF-os kondenzátort a jelzett polaritással. A tirisztor ekkor kikapcsolt állapotban van. A megszakító zárása esetén a 100 nF-os kondenzátor töltetlen. Amikor a megszakító nyit, hirtelen töltőáram-impulzus indul meg az 50 ohm – 100 nF – D₅ elemek keresztláncán keresztül a tirisztor gyújtóelektródjára felé. A tirisztor ekkor begyűjt és a feltöltött 1 µF-os kondenzátort hirtelen kisüti a gyújtótrafó primer tekercsén keresztül. A szekunder körben ekkor meredek nagyfeszültségű impulzus keletkezik, amelyet a gyújtáselosztó az éppen gyújtásra soron következő henger gyer-

tyájára vezet. Amikor a megszakító zár, a feltöltődött 100 nF-os kondenzátor ismét kisül.

A fémdobozba épített készüléket a gyújtótekercs környékén célszerű felszerelni. Kapocsleécén levő 4 db csatlakozási pontját („12 B”, „BK”, „-” és „Π”) az ábra szerint kössük be. A C megszakító kondenzátor esetleg a helyén maradhat. A berendezéshez árnyékoló kábelkötég is tartozik, az árnyékolást a testre kell kötni. Esetenként külön zavaroszűrést is szükséges alkalmazni. A készülékhez – a K_{gy} gyújtáskapcsoló és a berendezés között – előtétellenállást kell elhelyezni. Az ábrán látható R_e ellenállás Zsiguli gépkocsizhoz irányérték; egyébként akkora legyen az előtét, hogy működő motor mellett a „12 B” kapcsón ne legyen nagyobb a feszültség 12 V-nál.

A készülék tirisztorja feszültség-igénybevétel szempontjából kissé aláméretezett. Meghibásodása esetén ST 103/4, ST 103/5 vagy ST 103/6 típusok valamelyikét építsük be helyette (plasztikházaz NDK gyártmány, az Ezermeester Boltokban kapható).

Gyújtás félvezetőkkel

A tranzisztoros és tirisztoros gyújtással – összehasonlítva a hagyományos gyújtással is – már több ízben részletesen foglalkoztunk, pl. az 1974, 75 és 76-os évkönyveinkben. Itt most nem is foglalkozunk ezzel a témával ilyen részletességgel, inkább csak röviden összefoglaljuk a rendszerek lényegét. Mint a levelekből kiderült, „sötét pont” a tirisztoros gyújtásnál a gyújtótrafó helyes bekötése. A problémát

növeli, hogy ebben a kérdésben a szakirodalom sem egységes. Ennek tisztázásával külön is foglalkozunk, majd bemutatunk néhány megépíthető tirisztoros gyújtás-kapcsolást.

Hagyományos gyújtás

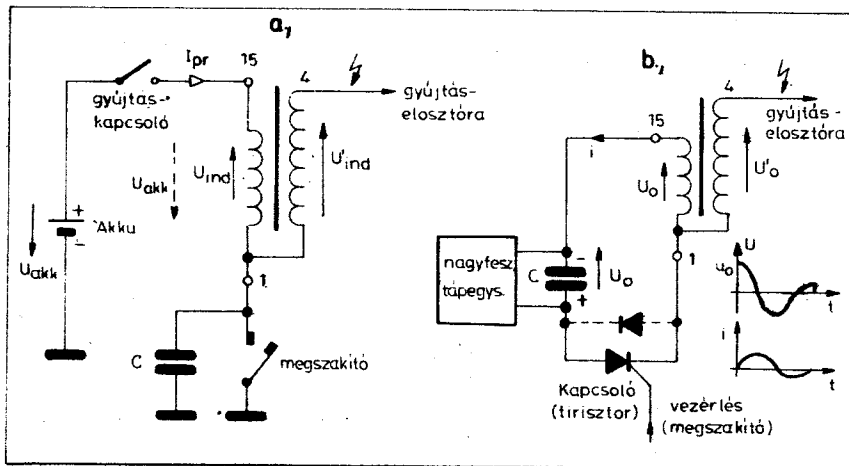
A hagyományos gyújtás (16a ábra) úgy működik, hogy a gyújtótrafó úgy működik, hogy a gyújtótrafó primer tekercsében folyó, az akkumulátor által szolgáltatott egyenáramot a gyújtáselosztó tengelye által vezérelt megszakító érintkezők a megfelelő gyújtási időpillanatban hirtelen megszakítják. A megszakítás pillanatában a gyújtótrafó nagy menetszámú szekunder tekercsében nagyfeszültségű impulzus keletkezik, amelyet a gyújtáselosztó a megfelelő henger gyújtógyertyájára vezet.

A megszakítóval párhuzamosan kapcsolt C kondenzátor (valamint a szórt kapacitások) és a gyújtótekercs rezgőkört alkot; a „magára hagyott” rezgőkör csillapító rezgéseket végez. A jelalakot 1975-ös évkönyvünk 144. oldalán láthatjuk, a jel első legnagyobb csúcsertékének (itt gyűjt be a gyújtógyertya) irányát a 16a ábrán bejelöltük (U_{ind}). A C kondenzátor elsősorban az érintkezők ivoltására szolgál. Az indukált primer feszültség csúcsertéke kb. 2 – 300 V.

A megszakító érintkezők zárásával a primer áram (a primer induktivitás és tekercsellenállás által meghatározott időállandónak megfelelően) exponenciálisan nő az akkumulátor-feszültségéből és a primer kör egyenáramú ellenállásából számítható értékre (ez csak kis fordulatszámokon igaz!). A hagyományos gyújtás energiáját tehát ez, a tekercs induktivitásán átfolytatott áram „tárolja” $\left(\frac{1}{2} L_{pr} I_{pr}^2 \right)$. Ha a primer áram megszakítás előtti értéke valami ok miatt lecsökken, a gyújtási energia ezek rohamosan (négyzetesen) fog csökkenni. A hagyományos gyújtás hátrányos tulajdonságai jobbra erre vezethetők vissza:

a) A hagyományos gyújtási rendszer rendkívül kényes az akkumulátor-feszültség változásaira, valamint a primerkörben levő átmeneti ellenállások (kontaktusok) növekedésére, ui. ezek közvetlenül kihatnak a primer áram értékére. (A téli hidegindítás is – többek között – azért nehéz, mert a hidegben amúgy is kapacitásszegény akku kapocsfeszültsége leesik az önindító motor terhelésére. Az önindító pedig ilyenkor különösen nagy áramot vesz fel, mert az áthűlt gépkocsimotor a megsűrűsödött olajjal rendkívüli módon fékezi az önindítót.)

b) Nagyobb fordulatszámok esetén a gyújtószikra energiája csökken, ez pedig gyújtáskihagyásokat, többletfogyasztást és teljesítményvesztéses eredményez. A fordulatszám növekedésével ugyanis (állandó zárási szög esetén) egyre kevesebb az az idő, ami



16. ábra. A hagyományos (a) és a tranzistoros gyújtás (b) elve

alatt a primer áram be van kapcsolva. Az időállandó miatt a primer áram nem érheti el az elméleti csúcsértékét, sőt a fordulatszám növekedésével ez a (megszakítás előtti) csúcsérték egyre kisebb lesz. Ez pedig egy elvi korlát. A primer áram abszolút értékét sem növelhetjük (pl. a tekercsellenállás csökkentésével), mert akkor kis fordulatszámokon – alapjáraton – olyan nagy lenne az áram, hogy elégetné a tekercset.

c) A rendszer az előzőek miatt rendkívül kényes a megszakító érintkezők pontos beállítására, különösen az ún. zárásszögre (az egy megszakítási periódushoz tartozó elosztótengely-szögelfordulás azon része, amely alatt az érintkezők zárva vannak; l. részletesebben az 1975-ös és 76-os RT-évkönyvekben). Kis zárási szög (nagy megszakítóhézag) esetén a gyújtószikra erőtlen lesz, nagy zárásszög esetén az érintkezők gyorsabban használnak el és a primer tekercs erősen melegszik.

d) A megszakító érintkezők nagyon nagy áramigénybevételnek vannak kitéve, gyorsan használnak el és az optimális motorüzem fenntartása érdekében állandó ellenőrzésre, beállításra, időszakos cserére szorulnak.

e) Kis fordulatszámoknál az ívképződés fokozottabb. Ez az áramváltozás meredekségét, ezzel a szekunder feszültséget csökkenti az alapjárat közelében. Ez egyenetlen alapjáratot is eredményezhet. Különösen csökken a feszültség nagyon kis fordulatszámokon, azaz önindítózásnál. Ez az amúgy is nehéz hidegindítás esélyeit tovább rontja, az ívképződés pedig erősen ronsolja a megszakítót.

f) Nagy fordulatszámoknál a gyújtószikra energiája jobban csökken, mint az egyébként elvileg is elvárható. Ennek oka a megszakító-érintkezők prelljében (felpattanás) keresendő. Nagyobb fordulatonal ugyanis az érintkező-rendszer (mechanikai tehetetlenségénél fogva) nem tudja pontosan követni a vezérlést, ezért pl. zárásnál egyszer vagy többször is felpattan-

hat a zárási idő kezdetén. Ez a zárási időt csökkenti és így a primer áram megszakítás előtti csúcsértéke tovább csökken.

A hagyományos gyújtás előnye rendkívüli egyszerűségében és olcsóságában rejlik. A hibakeresés, szervizelés is nagyon egyszerű.

Tranzistoros gyújtás

A tranzistoros gyújtás elvileg lényegében nem különbözik a hagyományos gyújtástól. A megszakító érintkező szerepét teljesítmény-tranzisztor veszi át, ennek hirtelen lezárása szakítja meg a primer áramot. A hagyományos gyújtás a, b és c pontokban említett hátrányai megmaradnak (feszültség- és zárásszög-érzékenység, a fordulatszám növekedésével a szikra ereje csökken). Elmarad viszont az érintkezők beégése, ivlhúzása, mert az érintkezők csak vezérlik a kapcsoló-tranzisztor, így áramterhelésük minimális. A tranzistoros gyújtás kis fordulatszámokon, indításkor erősebb gyújtószikrát szolgáltat a hagyományosnál, mert a tranzisztor ívképződés nélkül kapcsol ki és igen gyorsan lezárható. Az érintkezők prellje műkapcsolásokkal (pergésmentesítés) kiküszöbölhető.

A tranzistoros gyújtás hátránya, hogy gyors, nagy feszültségtűrésű, drága kapcsolótranzisztorot igényel. A tranzisztor meghibásodása gyakori a nagy feszültség-igénybevétel, impulzuscsúcsok miatt. Egyes konstrukciókhoz speciális „tranzistoros” gyújtótekercs szükséges. Ezeknek ellenállása kisebb, áttétele nagyobb a szokásosnál. Így azonos szekunder feszültség-erő és azonos nagyságú gyújtóenergia mellett az indukált primer feszültség kisebb, kevésbé veszi igénybe a tranzisztor. Az állandó gyújtási energia (amely LI^2 -tel arányos) megköveteli, hogy a primer áramot megnöveljük. Ez egyszerűen belátható. Állandónak feltételezett kikapcsolási idő mellett a primer feszültség LI -vel arányos.

Az eredeti rendszert 1-es, a „tranzisztorost” 2-es indexezéssel jelölve:

$$\frac{1}{2} L_1 I_1^2 = \frac{1}{2} L_2 I_2^2 = \text{állandó a gyújtási energia;}$$

$$U_1 \sim L_1 I_1 \text{ és } U_2 \sim L_2 I_2$$

a primer feszültségek;

$$U_1 > U_2$$

vagyis az „eredeti” primer feszültség a nagyobb, ezzel arányosan:

$$L_1 I_1 > L_2 I_2$$

Az egyenlőtlenséget I_1 -gyel szorozva:

$$L_2 I_2^2 = L_1 I_1^2 > L_2 I_2 I_1 \\ L_2 I_2 I_2 > L_2 I_2 I_1; \text{ ezért} \\ I_2 > I_1$$

Ha $U_1 = k U_2$ (ahol $k > 1$), akkor elvileg

$$I_2 = k I_1$$

$$L_2 = \frac{L_1}{k^2}$$

$$a_2 = k a_1 \quad (\text{az új tekercs áttétele}),$$

$$\tau_2 = \frac{\tau_1}{k} \quad (\text{az új tekercs időállandója}).$$

A kisebb időállandójú tekercs előnyt jelent, mert nagyobb fordulatszámokon is megfelelő nagyságú lesz a gyújtószikra (vö. a hagyományos gyújtás hátrányai b pont). Ha a tranzistoros gyújtásnál az eredeti tekercset kívánjuk alkalmazni, mindenképpen valami módon korlátozni kell a primer, ill. a tranzisztoron fellépő feszültség nagyságát (pl. a tranzisztorral párhuzamosan kapcsolt 100–200 V-os Zenerdióval stb.). A feszültséghatárát egyébként a „tranzisztoros” gyújtótekercs esetén is alkalmazzuk.

A félvezetős gyújtások, mint említettük, kímélik a megszakító érintkezőket, mert ezek csupán vezérlésre szolgálnak, így csak csekély áram folyik át rajtuk. A gyakorlatban azonban mindig néhány 100 mA zárási áramot állítanak be a megszakítón, mert ez az áram előnyösen elősegíti az érintkezők öntisztulását.

A tájékozódás kedvéért megadjuk egy hagyományos 12 V-os gyújtótekercs adatait. A menetszámmáttétel kb. 1 : 60, a primer induktivitás néhány mH, az egyenáramú ellenállás 2–4 ohm. A megszakítóval párhuzamosan kapcsolt kondenzátor szokványos értéke 220–330 nF. (Látható, hogy az így kapott rezgőkör jósági tényezője – még az ív terhelésének és egyéb veszteségeknek figyelembevételével is – jóval 10 felett van, tehát tényleg rezgőkörrel beszélhetünk.)

Tirisztoros gyújtás

A tirisztoros gyújtás – pontosabban: nagyfeszültségű kondenzátoros gyújtás – elvileg is különbözik az előző két rendszertől. A gyújtás ener-

giáját itt nagyfeszültségre töltött kondenzátorban tároljuk $\left(\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} CU^2 \right)$.

A gyújtás időpillanatában a feltöltött kondenzátort kisütjük a gyújtótrafó primer tekercsén át. Ekkor a tekercsen indukciós feszültségugrás lép fel (16b ábra), nagysága és iránya az első pillanatban gyakorlatilag azonos a kondenzátoron levő feszültséggel. A „magára hagyott” rezgőkör ekkor csillapodó rezgéseket végez, amíg az áramkör a későbbiekben ismertetett módon meg nem szakad. A kondenzátor feszültségét úgy kell megválasztani, hogy az kb. egyenlő legyen a hagyományos gyújtásnál fellépő primer indukciós feszültségűsítés nagyságával, miután ugyanazt a gyújtótekercset kívánjuk felhasználni.

A kondenzátor rákapcsolását a tekercsre tirisztor segítségével végezzük, amelyeket a megszakító érintkező vezérel: begyűjtja azt a megszakítás pillanatában. Ekkor a primer áram még zérus, a primer feszültség maximális, a szekunder körben begyűjt a gyújtógyertya. A körben a primer áram (lecsengő) szinuszosan változik: maximumánál a kondenzátoron ill. tekercsen levő feszültség minimális (0) lesz (l. a 16 ábrán), az áram nullátmeneténél a kondenzátor ellenkező előjelűre töltődik (második feszültségmaximum). Amikor az áram ellenkező irányba kezd növekedni, a tirisztor kialszik, szerepét átveszi a szaggatott vonallal berajzolt visszatápláló dióda. Az áram maximumánál a feszültség ismét zérus. Ezután az áram csökkenni, a feszültség növekedni kezd, mert a diódán keresztül a kondenzátor ismét „helyes” polaritással töltődik. Az áram következő nullátmeneténél feszültségmaximum lesz a kondenzátoron, a dióda pedig lezár, a primer áram teljesen megszűnik. A tekercs energiájának egyrésze tehát visszatáplálódott a kondenzátorba, a kondenzátor újabb töltődése így magasabb szintről indulhat. A visszatápláló („szabadonfutó”) dióda egyúttal védi a tirisztorát az ellenkező irányú feszültségcsúcsoktól.

A valóságos viszonyok nem írhatók le ilyen egyszerűen. A rezgési frekvenciát ugyanis elsősorban nem a nagykapacitású kondenzátor és a primer tekercs induktivitása határozza meg, hanem a szórási reaktanciák (szórt kapacitások és induktivitások). Emiatt a jelalak a gyújtótekercsen intenzív, sűrű berezgésekkel lesz tarkított. A gyújtás szempontjából ez kedvező, mert a gyújtóimpulzus meredeksége így erősen megnövekszik a hagyományos gyújtáshoz képest.

A tirisztoros gyújtás előnyei az előzőekből következnek:

a) A nagyfeszültségű tápegység (transzverter vagy blocking) feszültségét az akku-feszültségtől függetlenül állandó értéken tarthatjuk. A gyújtószikra energiája így függetlenné válik az akkumulátor feszültségétől. Alapjáraton, kis fordulatszámon is kellő nagyságú feszültséget szolgáltat, így rendkívül könnyű lesz a hidegindítás.

b) Nagy homlokmeredekségű, intenzív, rövid gyújtószikrára ad, így pontosabb a gyújtás időzítése (az ívkisülés időtartama hagyományos és tirisztoros gyújtásnál 1–2 msec, míg tirisztorosnál mindössze 2–300 μ sec).

c) Nagy fordulatszámon is elvileg ugyanakkora gyújtófeszültséget szolgáltat (ha a transzverter megfelelő teljesítményű), mint kis és közepes fordulatszámokon.

d) Egyáltalán nem kényes a megszakító érintkezők beállítására, azaz a hézagméret nagyságára. A zárási szög szinte tetszőleges értékű lehet, csak a gyújtási időpont beállítása a fontos.

e) A megszakító érintkezők terhelése minimális.

f) A tirisztorok kevésbé kényesek a nagyfeszültségű impulzusokra, mint az átlagos kapcsoló tirisztorok, így a berendezések megbízhatósága jobb, mint a tranzisztoros gyújtási rendszereké.

g) A megszakító prelljére érzéketlen.

h) A rendszer nem igényel speciális gyújtótekercset, az eredeti tekercs használható.

A tirisztoros gyújtási rendszerek hátránya, hogy bonyolult, sok alkatrészről álló áramkört igényelnek, ezért nem olcsók. A gyújtás által okozott elektromos zavar is nagyobb. A sokat emlegetett üzemanyag-megtakarítás nem mutatható ki egyértelműen. Inkább arról van szó, hogy mivel a tirisztoros gyújtás nem kényes a zárási szög értékére és szinte minden gyújtás biztos, kevesebb vele a benzinfogyasztás, mint egy rosszul működő (elállított, elhanyagolt) hagyományos rendszerrel. Egyes ajánlások szerint tirisz-

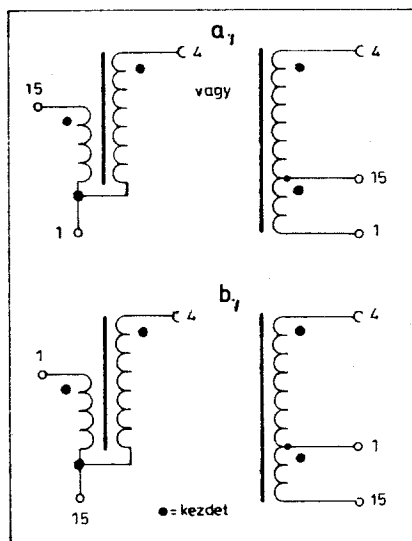
toros gyújtás alkalmazása esetén a gyújtógyertya hézagméretét célszerű néhány tized mm-rel megnövelni (akár 1 mm-ig is!).

Megemlítjük még, hogy a kondenzátor töltését szolgáló nagyfeszültségű tápegység rendszere szerint két-féle fajtájú tirisztoros gyújtóberendezés létezik. Az egyiknél állandóan működő tranzisztoros oszcillátor-fokozat (transzverter vagy blocking) táplálja a kondenzátort. A másik fajtánál (az ún. impulzustöltés elvén működő rendszereknél) a megszakító zárása által vezérelt (indított) egyetlen impulzus tölti fel a kondenzátort. A két rendszer előnyeiről ill. hátrányairól lehet vitatkozni – de véleményem szerint nem túlságosan érdemes.

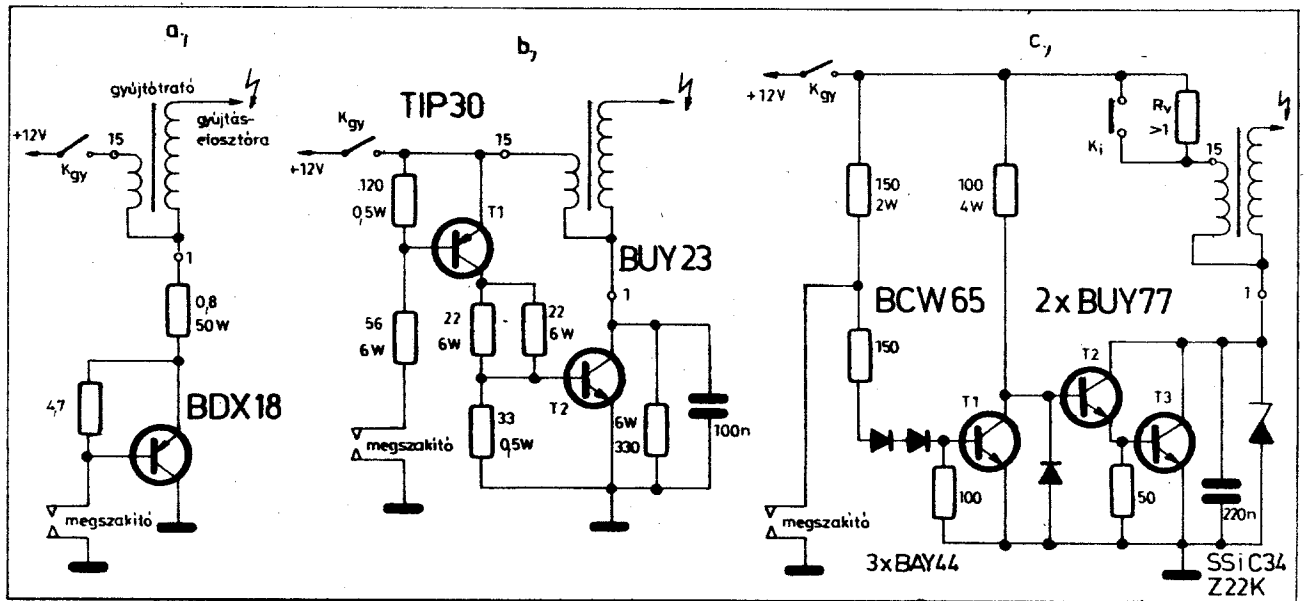
Lényegesebb kérdés a gyújtótekercs helyes bekötése tirisztoros gyújtás esetén. Erről egyesek nem sokat beszélnek – vagy pedig helytelenül kötik be a tekercset. A helyes bekötés elsősorban a gyújtógyertyák szempontjából fontos. A kezdeti ionképződésre előnyösen hat, ha a nagybubor hőmérsékletű elektródtól pozitív potenciálra kerül. Az is igaz azonban, hogy az ívbe kilépő pozitív fémionok fogyasztják az elektródokat, így célszerű, hogy a beállítható, testpotenciálion levő elektródtól kerül pozitív potenciálra a másikhoz képest. (Természetesen a polaritás nem döntő jellegű, ellenkező polaritás esetén néhány százalékos gyújtásteljesítmény-csökkenés lép fel, amit esetleg észre se nagyon lehet venni).

Hogyan beszélhetünk polaritásról, amikor a gyújtógyertyát tápláló jel – mint mondtuk – váltófeszültségű, hiszen azt egy rezgőkör szolgáltatja? Tulajdonképpen arról van szó, hogy az a célszerű, ha a gyújtógyertyára jutó jel első nagy esüsertéke (amikor gyakorlatilag begyűjt a gyertya) negatív legyen a testhez képest. Ez jól látszik a 16a ábrán: az indukált feszültség a megszakításkor ellentétes az akkumulátor feszültségével. Miután az „európai” (negatív testelésű) gépkocsik gyújtótekercsének 15 és 4 pontja azonos fázisú pontok, a gyújtógyertyára jutó jel is negatív polaritású lesz az első pillanatban.

A 15, 1 és 4 számozás majdnem az egész világon egységes (15 = gyújtáskapcsoló, 4 = nagyfeszültség, 1 = megszakító). A 15 pontra „európai” gépkocsiknál pozitív feszültség (akkumulátor) kerül. Ez sokakat megzavar, mivel a tirisztoros gyújtás helyes bekötésénél a gyújtótekercs 15 pontjára a rendszer kimeneténél negatív pontját kell kötnünk (l. 16b ábra, vö. pl. a 15. ábrával is). Ez azonban a rendszerek elvéből következik, hiszen így lesz mindkét rendszerben azonos az első nagy szekunder feszültségűsítés iránya. Elnondható tehát, hogy „európai” gépkocsiknál tirisztoros gyújtás esetén az eredetileg megszakítóra menő gyújtótekercs-pontot kell a tirisztoros rendszer pozitív kimeneti pontjával összekötni. A 16b ábra primer áramköré egyébként bármelyik célszerű pontján testelhető – sőt le is kell testelni.



17. ábra. Gyújtótekercs-kivezetések számozása a menetirány feltüntetésével negatív testelésű (a) és pozitív testelésű (b) gépkocsik számára. Az 1. kivezetés mindig a megszakító érintkezőre, a 15. pedig mindig a gyújtókapcsolásra csatlakozik



18. ábra. Tranzisztoros gyújtóáramkörök

A szakirodalomban is gyakran előfordulnak tévedések a bekötésre vonatkozólag. A forrásmunkák ugyanis gyakran amerikai eredetűek, itt azonban gyakran előfordul a pozitív testelésű gépkocsi. A gyújtótekeres számozása azonos, de fázisviszonyai ellentétesek, innen származnak a félreértések. Alapvetően kétféle gyújtótekeres létezik (17. ábra): a negatív testelésű (európai) gépkocsikhoz készült gyújtótrafó (17a ábra), ennél a 15 és 4 pontok azonos fázisúak, valamint a pozitív testelésű („amerikai”) gépkocsikhoz készült gyújtótekeres (17b ábra), itt az 1 és a 4 pontok az azonos fázisúak. Így biztosítható a mindenkori negatív polaritású szikra, ugyanis az 1 pont minden esetben a testet kapcsolató megszakító érintkezőkőhöz vezet. Látható, hogy a felépítés szerint (azonos vagy ellentétes menetirány) az egyes típusokon belül még kétféle variáció is létezik, de az előbb elmondott fázisviszonyokat ez nem befolyásolja.

A tévedéseket az is elősegíti, hogy a gyújtásvizsgáló oszcilloszkópon a primer gyújtásjel (az 1 pontról) azonos irányú kitérést mutat, mint a szekunder gyújtásjel (tehát látszólag az 1 és 4 kivezetések azonos fázisúak). A valóságban azonban a gyújtásvizsgáló készülék a szekunder kör vizsgálatánál – ha a berendezés „negatív testelt” állásba van kapcsolva – mindig beiktat egy fázisfordító fokozatot is.

Tranzisztoros gyújtás-kapcsolásoknál ilyen bekötési probléma nem merül fel, ugyanis a legtöbb esetben a kapcsoló tranzisztort a megszakító helyére kell bekötni (szabály: az eredeti primer áramirány nem változhat).

Tranzisztoros gyújtás-kapcsolások

A 18a ábrán látható egyszerű tranzisztoros gyújtóáramkör nagyon kevés alkatrészből áll és jól kivethető rajta

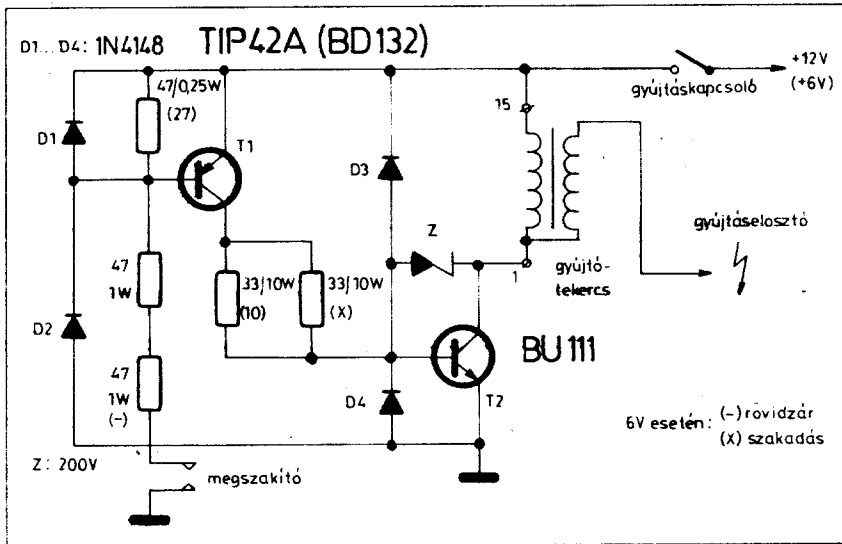
a rendszer elve. A megszakító zárásakor a Thomson-CSF gyártmányú BDX 18 tranzisztoros telítésbe vezérlődik, ha a K_{gy} gyújtáskapcsoló is be van kapcsolva. Ekkor a primer tekeresben nagy áram folyik. A soros 0,8 ohmos huzalellenállás az áramot limitálja a tranzisztor védelme céljából. Ha a megszakító érintkezők nyitnak, a tranzisztor hirtelen lezár, a primer áram megszakad és bekövetkezik a gyújtás. A speciális célokra kifejlesztett nagyfeszültségű, nagyáramú kapcsolótranzisztor alkalmazása miatt nincs szükség speciális gyújtótekeresre, az eredeti is alkalmazható. A tranzisztort legalább 40 cm² felületű vastag hűtőtömbre kell szerelni.

A 18b ábrán látható kapcsolásnál sincs szükség „tranzisztoros” gyújtótekeresre. A BUY 23 (eredetileg Texas gyártmányú) tranzisztor ugyanis igen nagy feszültséget képes elviselni és 10 A áramerősség gyors kapcsolására alkalmas. A T_2 tranzisztort a T_1 vezérli. A megszakító zárásakor T_1 telítésbe vezérlődik (kb. 200 mA bázisárammal) és kb. 1 A bázisáramot szolgáltat T_2 -nek. T_2 teljes kinyitásával a primer tekeresben ekkor maximális áram folyik. A megszakító nyitásakor a két tranzisztor hirtelen lezár és a primer áram megszakad. A T_2 -vel párhuzamos ellenállás és kondenzátor a feszültség-lökést csillapítja, a kondenzátor emellett a rezgési frekvenciát is meghatározza a tekeressel együtt. A tranzisztorokat közös, 115 × 150 mm felületű profilos hűtőbordára kell szerelni.

Hibrid integrált áramköri technikával készült a 18c ábra áramköre: a vastagréteg ellenállások berillium-oxid hordozója, valamint a beültetett tranzisztor- és dióda-chipek nagyfelületű bordás hűtőtömbbel vannak termikus kapcsolatban (kb. 2 K/W hőellenállással). Az áramkör természetesen diszkrét alkatrészekkel is elké-

szíthető, ábránk ezt a változatot mutatja. A készülékhez speciális, kis ellenállású (> 1,5 ohm), nagy áttételű gyújtótekeres szükséges. A működés az előzőekéhez hasonló: a megszakító zárásakor T_1 nem kap nyitófeszültséget és lezár, ekkor T_2 és T_3 telítésbe vezérlődik, kialakul a tekintélyes primer áram. Ha a gyújtás időpillanatában az érintkezők nyitnak, T_1 kinyit és hirtelen lezárja a másik két tranzisztort, így a primer áram megszakad. A T_2 -mal párhuzamosan kapcsolt 220 nF-os kondenzátor a feszültségmeredekséget csökkenti és meghatározza a rezgési frekvenciát, a speciális, nagy teljesítményű és nagyfeszültségű Z-dióda pedig 240 V-nál határolja a primer, ill. a tranzisztorra jutó feszültség nagyságát. Az ellenkező irányú feszültségtranziensek ellen a T_1 tranzisztor kollektorköre is diódás védelmet kapott. Önindítózás alatt a K_i kapcsoló (vagy jelfogó-érintkező) rövidre zárja az R_v soros huzalellenállást, így indításnál a primer áram és vele a gyújtószikra is nagyobb lesz, a hidegindítást megkönnyítendő. Az áramkör így 8 és 16 V akkumulátor-feszültség esetén is üzembiztosan működik.

6 V-os akkumulátor-feszültségű gépkocsikhoz is készíthetünk tranzisztoros gyújtóberendezést. A 19. ábra áramköre kétféle tápfeszültséghez is elkészíthető (zárójelben a 6 V-nál alkalmazandó alkatrészek). A kapcsolás az előzőekhez hasonlóan működik. A megszakító zárásánál T_1 és T_2 nyitnak, nyitásánál pedig lezárnak és megszakítják a primer áramot. A készülékhez eredeti gyújtótekereset lehet használni. A Z-dióda a primer feszültségcsúcsot korlátozza. Ide nagy teljesítményű, 200–280 V közötti Z-feszültségű dióda szükséges, esetleg több darabból is összerakható (pl. 8 db ZL 33-ból). A tranzisztorokat hűtőfelületre kell szerelni.



19. ábra. Tranzisztoros gyújtás kétféle akkumulátor-feszültségre

Tirisztoros gyújtóáramkörök

Tranzszterrel működő tirisztoros gyújtás-kapcsolásokat 1974-es és 75-ös évkönyveinkben már elég sokat közöltünk. A változatosság kedvéért most másfajta rendszerű, az impulzusfeltöltés elvén működő kapcsolások közül ismertetünk néhányat.

A 20. ábrán látható áramkört az „Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1976” c. NDK-kiadvány ismertette. Működése a következő. Nyugalmi állapotban a T_1 tranzisztor zárva van, mert bázisa nem kap nyitó-feszültséget. Ennek megfelelően a T_2 vezet, így a T_3 és T_4 tranzisztorok is zárva vannak. Amikor a megszakító

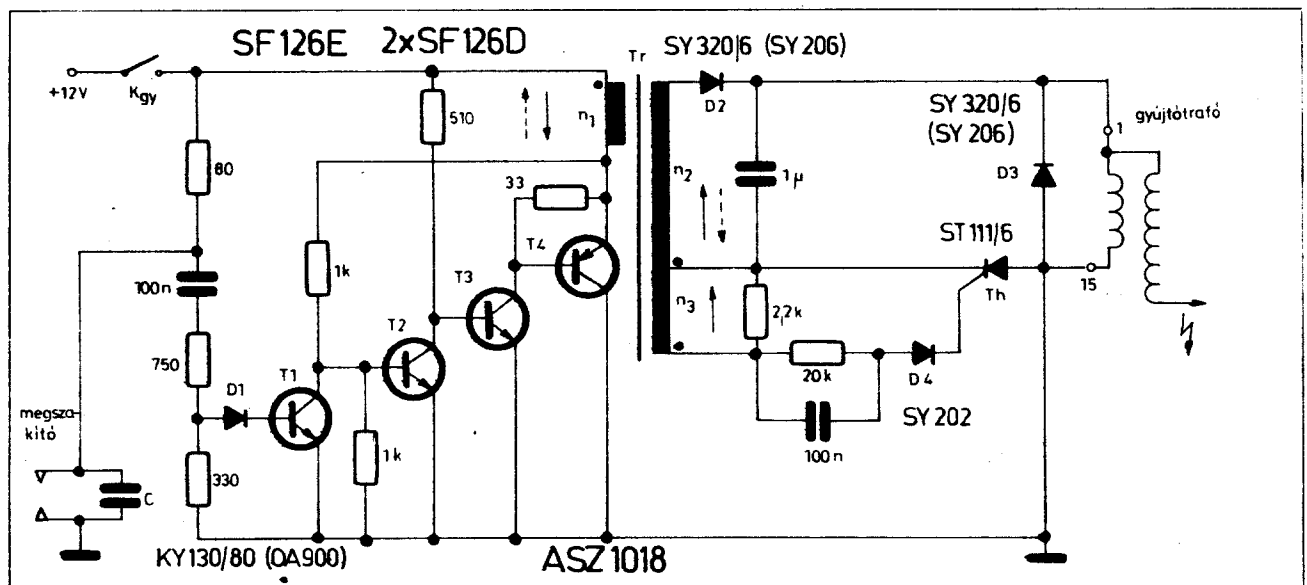
nyit, pozitív feszültségugrás kerül a T_1 bázisára, ezért rövid időre kinyit, lezárja a T_2 -t, így a T_3 és T_4 vezetni kezdenek. A T_2 bázisa a T_4 kollektoráról kapja a nyitó bázisfeszültséget. A T_4 kinyitásával kollektora közel test-potenciálra kerül, így a T_2 továbbra is lezárva marad a T_1 állapotától függetlenül. A T_4 bekapcsolásával a tekerésre (n_1) egyenfeszültség-ugrás kerül, ez az n_3 -ra átranzszformálva olyan irányú, hogy a tirisztor számára nyitó gate-feszültséget jelent. A tirisztor begyűjt és az előzőleg feltöltött $1\mu\text{F}$ -os gyűjtőkondenzátort kisüti a gyűjtőtrafó primer tekerésén.

Az $1\mu\text{F}$ -os kondenzátor feltöltődését is a megszakító nyitása indítja meg. Amikor a T_4 bekapcsol, a Tr tranzszfor-

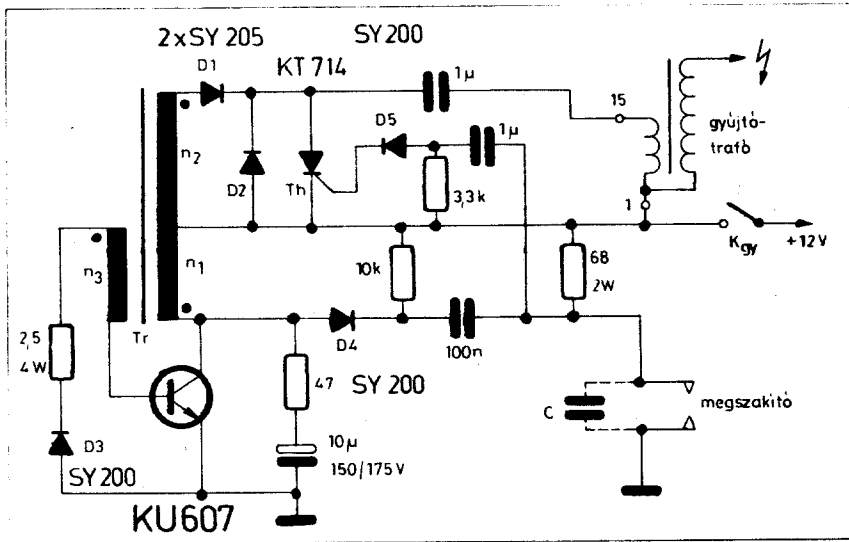
mátor primer árama exponálisan emelkedik. Az áram növekedésével a T_4 -en eső telítési feszültség egyre nagyobb lesz. Amikor kollektorán a feszültség akkora lesz, hogy az I kohmos ellenálláson keresztül már képes kinyitni a T_2 -t, akkor T_2 hirtelen bekapcsol, lezárja a T_3 és T_4 tranzisztorokat, vagyis az áramkör eredeti állapotába billent vissza. A Tr tranzszformátor primer áramának megszakadásakor ellentétes irányú feszültséglökések keletkeznek (szaggatott vonal), amely feltölti a D_2 diódán keresztül az $1\mu\text{F}$ -os kondenzátort, kb. 350 V-ra. A feltöltés jóval rövidebb idő alatt bekövetkezik, mint a soron következő megszakitási impulzusig eltelt idő, maximális fordulatszámánál.

A D_4 dióda a tirisztor gyűjtőkörét, a D_3 a tirisztorot védi az ellenkező irányú feszültséglökések ellen. A T_1 – T_3 helyeken kisteljesítményű szilícium-planár tranzisztorokat alkalmazhatunk. A Tr tranzszformátor adatai: $n_1 = 72$ menet $\varnothing 1,2$ mm-es CuZ, $n_2 = 860$ menet $\varnothing 0,2$ mm-es CuZ és $n_3 = 122$ menet $\varnothing 0,2$ mm-es CuZ huzalból, M 55/17-es vasnagon, amelyet légréssel (0,5 mm) kell összerakni. Az áramkör 14 V feszültségnél percenként 24 000 gyújtószikrát képes biztosítani.

Mindössze egy tranzisztor szükséges a 21. ábrán látható kapcsoláshoz. Működése az alábbi. A megszakító zárásával a 100 nF -os kondenzátorra rövid töltőáram-impulzus jut a tápfeszültségről a Tr tranzszformátor n_1 tekerésén és a D_1 diódán át. Az n_1 tekerésben folyó áram nyitóirányú feszültséget indukál az n_2 tekerésben a tranzisztor bázisa számára. A tranzisztor hirtelen kinyit, kollektorárama az n_1 tekerésen keresztül közel lineárisan növekszik. Ez az n_3 tekerésben állandó bázisáramot biztosít. Amikor a kollektorkörben folyó áram telítésbe



20. ábra. Impulzus-feltöltés elvén működő, nagyfeszültségű kondenzátoros (tirisztoros) gyújtás



21. ábra. Tirisztoros gyújtás egy tranzisztorral

jut és nem növekszik tovább, az n_3 tekercsben nem indukálódik nyitó-irányú feszültség, így a tranzisztor hirtelen lezár és az n_1 tekercsben folyó áram kikapcsolódik. A kikapcsoláskor indukálódó ellenkező irányú feszültség tölti fel a D_1 diódán keresztül a tirisztor anódjára csatlakozó $1 \mu\text{F}$ -os energiatároló kondenzátort a gyújtótrafó primer tekercsén át.

A megszakító zárásával a tirisztor gate-körében levő kondenzátor is feltöltődik a $3,3$ kohmos ellenálláson keresztül. A megszakító nyitáskor közel 12 V -os feszültségimpulzus kerül a gate-ra, a tirisztor begyűjt és kisüti az energiatároló kondenzátort a gyújtótrafó primer tekercsén át.

A D_5 és D_2 diódák a tirisztor védelmére szolgálnak, D_2 egyúttal a visszatápláló dióda. A 68 ohmos ellenállás a tirisztor gyújtó körében ellátott szerepén kívül a megszakító öntisztulását szolgálja. A tároló kondenzátor kb. $330 - 340 \text{ V}$ -ra töltődik. A tranzisztor és a tirisztor 70 ill. 25 cm^2 -es vastag hűtőlappal kell szerelni. A Tr transzformátor adatai: vasmag EI-54, vas keresztmetszet $3,25 \text{ cm}^2$, $n_1 = 32$ menet $\varnothing 1,2 \text{ mm}$ -es, $n_2 = 960$ menet $\varnothing 0,2 \text{ mm}$ -es és $n_3 = 16$ menet $\varnothing 0,7 \text{ mm}$ -es CuZ huzalból. A vasmagot kb. $0,1 \text{ mm}$ -es légréssel kell összerakni.

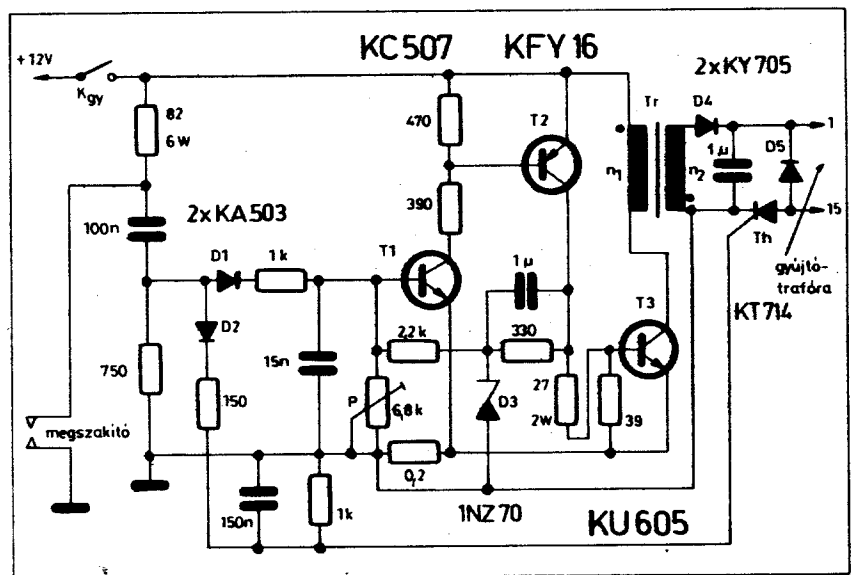
A 22. ábrán látható áramkör eszeszlovák félvezetővel készült. Az $1 \mu\text{F}$ -os kondenzátor feltöltődését, valamint a tirisztor begyűjtését egyaránt a megszakító nyitása indítja. Ha a megszakító nyit, pozitív feszültségugrás kerül a D_2 diódán és a 150 ohmos ellenálláson keresztül a tirisztor gate-jére, a tirisztor ekkor rákapcsolja a feltöltött energiatároló kondenzátort a gyújtótrafó primer tekercsére (1 és 15 pontok). A megszakítás pillanatáig a T_1 tranzisztor zárva van, mert sehonnán nem kap nyitó bázisfeszültséget, ennek megfelelően a T_2 és T_3 tranzisztorok is árammentesek. Amikor a megszakító nyit, a T_1 bázisára a 100 nF -os kondenzáto-

ron, a D_1 diódán és az 1 kohmos ellenálláson keresztül pozitív nyitóimpulzus jut. A T_1 kinyit, kollektorárama nyitásban vezérli a T_2 -t, amely a T_3 tranzisztor nyitja ki. A kinyitott T_2 kollektorárama a T_1 tranzisztor továbbra is nyitva tartja, így az áramkör megmarad ebben az állapotában. A T_3 kollektorárama a Tr trafó n_1 tekercsének induktivitásán átfolyva közel lineárisan emelkedni kezd. Ez az áram a $0,2$ ohmos ellenálláson is átfolyik és rajta egyre nagyobb feszültséget ejt, amely a T_1 bázisa számára záróirányú. Amikor ez a feszültség már csak kb. $0,6 \text{ V}$ -tal kisebb a P potenciométeren eső, a T_2 kollektorárama által biztosított feszültségnél, a T_1 hirtelen lezár, így mindhárom tranzisztor kollektorárama megszakad. A Tr transzformátor n_2 tekercsén ekkor ellenirányú feszültség indukálódik,

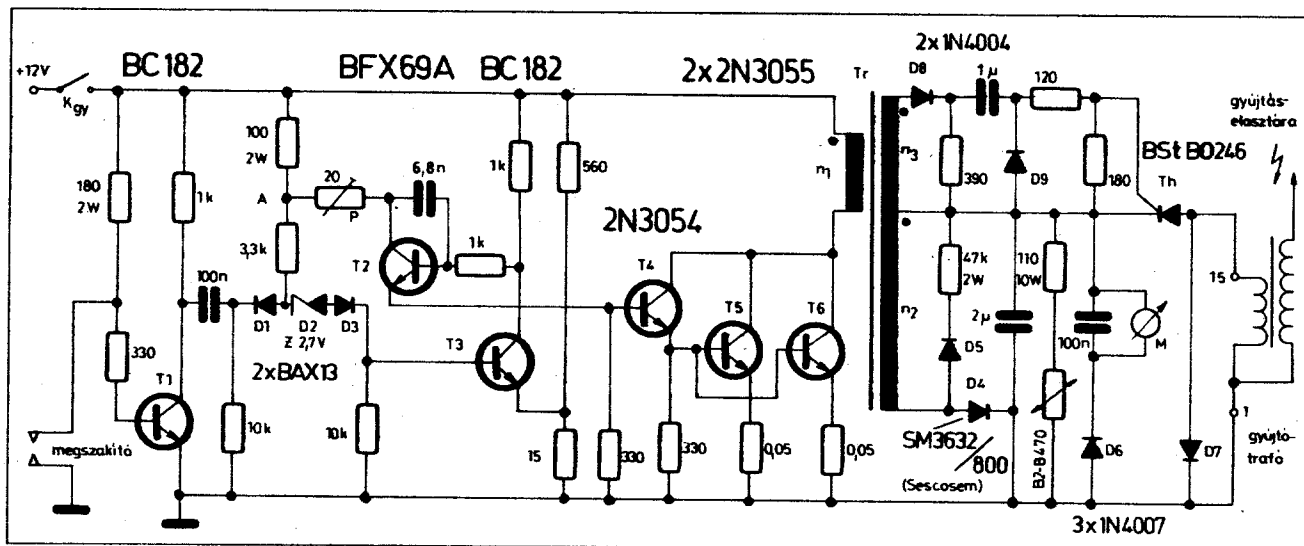
amely a D_4 diódán át feltölti az $1 \mu\text{F}$ -os kondenzátort. A kondenzátor feszültsége a Tr primer áramának megszakadás előtti értékével arányos, ez pedig az áramfolyás idejével, amely a P trimmer-potencióméterrel szabályozható. Így a P-vel lehet beállítani az $1 \mu\text{F}$ -os kondenzátoron levő feszültséget kb. $300 - 350 \text{ V}$ -ra.

A kapcsolás széles tápfeszültség- és hőfoktartományban jól működik, áramfelvétele alapjáraton kb. 250 mA , 6000 percenkénti fordulatszámánál (négyütemű, négyhengeres motornál) kb. 3 A . A T_3 teljesítmény-tranzisztor $125 \times 75 \times 5 \text{ mm}$ -es hűtőfelületre kell helyezni. A Tr transzformátor adatai: primer 120 menet $\varnothing 0,9 \text{ mm}$ -es, szekunder 800 menet $\varnothing 0,25 \text{ mm}$ -es CuZ huzalból. A vas keresztmetszet kb. 3 cm^2 legyen.

Végül egy bonyolultabb áramkört ismertetünk (23. ábra), amely szintén az impulzus-feltöltés elvén működik. A működés az alábbi. Nyugalmi helyzetben, ill. zárt érintkezőknél a T_1 lezár, a T_3 pedig nyitott állapotban van. Ennek megfelelően a T_2 , T_4 , T_5 és T_6 tranzisztorok nem kapnak nyitó-feszültséget, nem folyik rajtuk kollektoráram. A T_1 kollektorán levő 100 nF -os kondenzátor feltöltődik. A megszakító nyitási pillanatában a T_1 hirtelen telítődésbe vezérlődik és a 100 nF -os kondenzátor bal oldali fegyverzetét testre kapcsolja. A feltöltött kondenzátor így záróirányú feszültséget jelent a T_3 számára: a D_1 és D_2 közös pontján most negatív feszültség lép fel és a T_3 lezár. Ekkor a $T_2 - T_4 - T_5 - T_6$ -ból álló nagy teljesítményű emitterkövető-kapcsoló rendszer nyitó-feszültséget kap és a Tr transzformátor primer köre hirtelen a tápfeszültségre kapcsolódik. Ekkor az n_3 tekercsben olyan irányú feszültség indukálódik, amely a D_8 diódán és a gate-köri tagokon keresztül „elillantja” a tirisztor.



22. ábra. Tirisztoros gyújtás eszeszlovák félvezetővel



23. ábra. Nagy teljesítményű tirisztoros gyújtóáramkör

Ezután az áram az n_1 tekercsben közel lineárisan emelkedik. Közben a T_3 tranzisztor továbbra is zárva marad, mert a vezető T_3 miatt az A ponton kb. ötödére esik vissza a feszültség a nyugalmi állapothoz képest. A T_3 biztos zárvatartását a D_2 és D_3 diódák is elősegítik. A primer áram növekedésével az A ponton lassan emelkedik a potenciál, egyrészt a 0,05 ohmos ellenállásokon, másrészt a tranzisztor rétegátmenetek áramtól változó telítési ellenállásain eső feszültségek növekedése miatt. Ha az A ponton a feszültség eléri a D_2 Z-feszültségének, a D_3 és a T_3 B – E átmenet nyitófeszültségének, valamint a T_3 emitterkörü osztójával beállított feszültségnek az összegét, a T_3 hirtelen kinyit, lezárja a T_2 -t, ez pedig kikapcsolja a T_4 – T_5 – T_6 kollektoráramát. A kikapcsolásnál a transzformátoron olyan irányú feszültségimpulzus lép fel, amely a D_4 diódán keresztül feltölti a $2 \mu\text{F}$ -os energiatároló kondenzátort. A visszabilenési szint feszültségértékét (és ezzel az n_1 tekercs áramfolyási idejének, ill. $2 \mu\text{F}$ -os kondenzátor feszültségének nagyságát) az A ponton a P huzalpoteencióméterrel lehet beállítani. A $2 \mu\text{F}$ -os kondenzátor feszültségét kb. 300 V-ra állítsuk. A potencióméterrel a gyújtási energiát széles határok között (20 – 160 mWs) lehet állítani. Az áramkör 8 – 16 V között megfelelő nagyságú gyújtószikrát biztosít. A nagy teljesítményű töltőfokozat igen rövid impulzusokkal tölt és így az áramkör extrém nagy fordulatszám-tartományokban is jól használható.

A D_8 , D_9 és D_7 diódák a tirisztorot védik, ill. megakadályozzák a helytelen irányú gyújtóimpulzusok kialakulását. A 110 ohmos ellenállással soros VDR (Siemens gyártmány) a 460 V-nál nagyobb feszültségű csúcsokat vágja le. A készülékhez fordulatszám-mérő (M) csatlakoztatható, amelyet a műszer érzékenységétől függően esetleg előtézni kell. A D_5 dióda és a 47 kohmos ellenállás a szekunder kört

csillapítja. A teljesítmény-tranzisztorokat és a tirisztorot hűtőfelületre kell szerelni.

A Tr transzformátor adatai: EI 60/20-as vasmag 0,45 mm-es légréssel, $n_1 = 40$ menet $\varnothing 1,25$ mm-es, $n_2 = 840$ menet $\varnothing 0,25$ mm-es és $n_3 = 40$ menet $\varnothing 0,25$ mm-es CuZ huzalból.

Az ismertetett impulzus-feltöltés elvén működő áramköröknél a gyújtókondenzátor feltöltésének közös elve az, hogy egy áramtól átjárt tekercs áramát hirtelen megszakítjuk és az így kapott indukálódott feszültséggel töltjük az energiatároló gyújtókondenzátort. A tekercsben „tárolt” energia a

kikapcsolás előtti pillanatban $\frac{1}{2} LI^2$,

ez az energia kerül a kondenzátorba $\left(\frac{1}{2} CU^2\right)$. A két energia a veszteségek elhanyagolásával egyenlő:

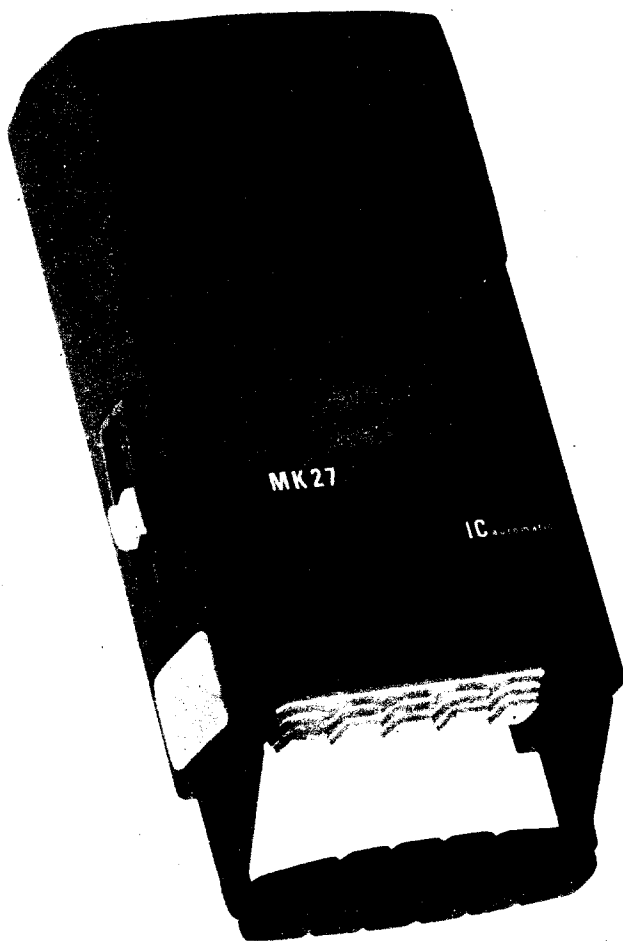
$$\frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} CU^2$$

Ez az összefüggés az ilyen áramkörök méretezésének alapja. A jobb oldali tag adatainál azt kell figyelembe venni, hogy egy gyújtás energiaigénye minimálisan 60 mWs, a feszültség pedig a gyújtótrafó kímélése miatt ne legyen nagyobb 350 V-nál.

Tanulékony feleség



Bemutatjuk a BRG MK-27 típusú kazettás magnóját



Bemutatja:

DSIDA LÁSZLÓ okl. villamosmérnök
és

KUPECZ SÁNDOR okl. gépészmérnök

Az MK-27 típusú magnó a BRG új, hordozható, kétsávos kazettás készüléke.

A készülék merész vonalú, úgynevezett „militaty” formája bizonyára megragadja az újat kedvelő vásárlóközönség figyelmét. A modern formán kívül elektroakusztikai jellemzőiben is meghaladja azonos árkategóriájú elődjét, az MK-25A készülékét. A magnó hangteljesítményét – amely kétszerese az MK-25A teljesítményének – viszonylag nagyméretű hangszóró kedvező akusztikai viszonyok között sugározza le.

Az új kismagnó háromféle energiaforrásról működtethető. A teljes üzemhez öt R-14-es (baby cella) elem szükséges, melyek élettartama az időszakos hálózati üzem hatására jelentősen megnövekszik. Emellett a készülék közvetlenül gépkocsi akkumulátorról is üzemeltethető.

Az elektronikus felépítés az integrált áramkörös végerősítővel különösen nagy stabilitást, illetve megbízhatóságot nyújt. A futóművet a BRG-nél bevált műanyag mechanika alkotja. A motor fordulatszámának stabilitásáról elektronikus szabályozó áramkör gondoskodik.

A készülék automatikus felvevő elektronikája komolyzenei műsor esetén is kifogástalan, dinamika helyes felvételt tesz lehetővé. A magnó saját felvétele, vagy műsoros kazetta – jó minőségű rádió vagy erősítő berendezésen keresztül visszahallgatva igényes zenekedvelőknek is megfelelő színvonalat biztosít.

A készülék – ha távkapcsolós mikrofonról veszünk fel, vagy ha lejátszásnál külön távkapcsolót használunk – távvezérlési lehetőséggel rendelkezik.

MECHANIKAI FELÉPÍTÉSE

A készülék, szokatlan formája mellett, néhány műszakilag is érdekes megoldást tartalmaz. Legfeltűnőbb a nyomógombok kialakítása, amelyek egyetlen összefüggő gumiharang alatt helyezkednek el, és működtetésük is ezen keresztül történik.

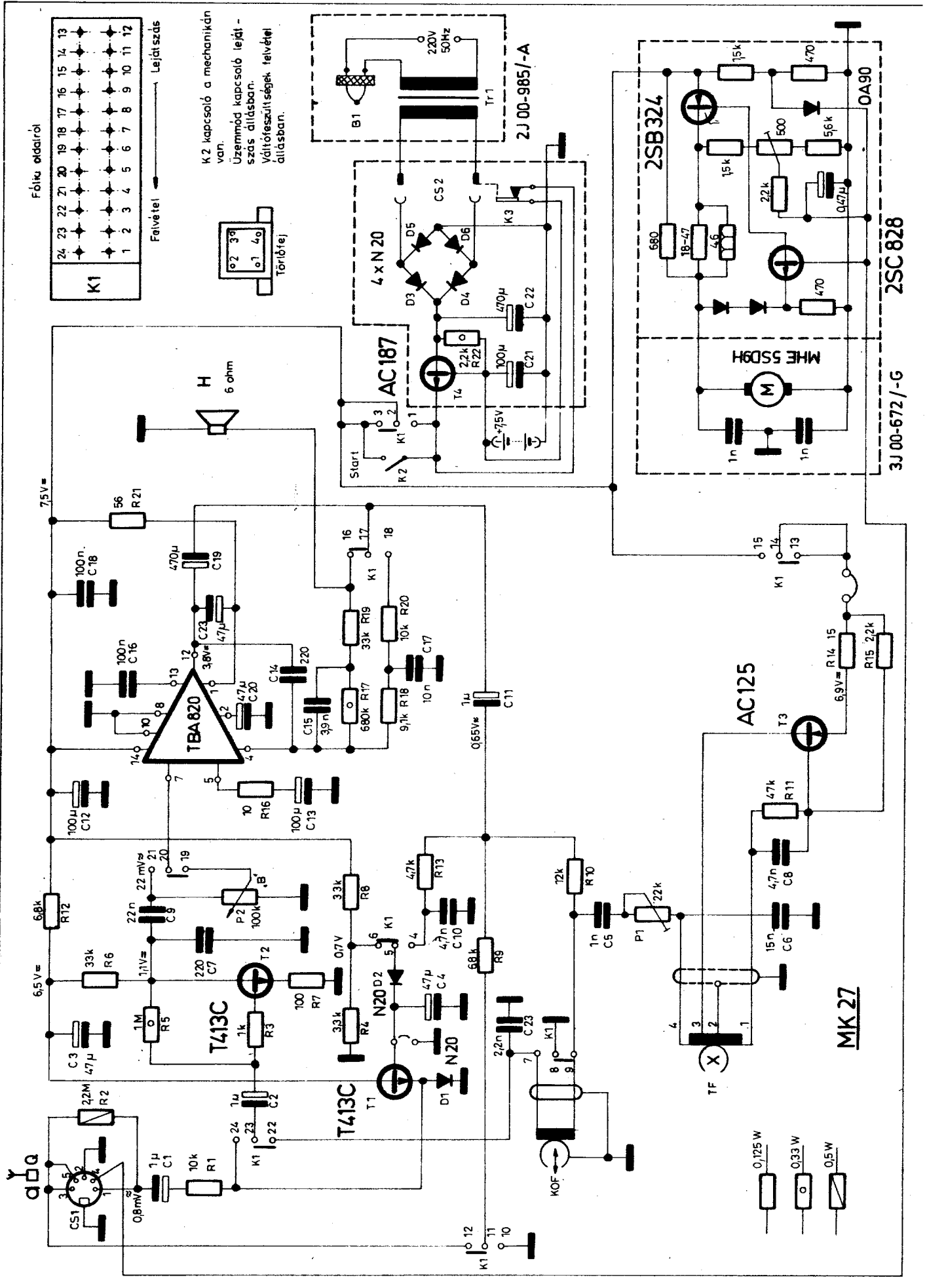
Újszerű a fogantyú, illetve a vállszíj, és az ezeket rögzítő retesz konstrukciója is. A felhasználó kívánsága szerint vagy a merev fogantyút, vagy a vállszíj végeit pattinthatja be a doboz megfelelően kiképzett nyílásába, minden szakértelem nélkül.

A készülék további szolgáltatása még a kazettakidobó ajtó, amely a STOP gomb ismételt lenyomására működik.

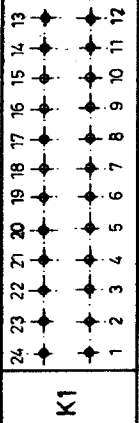
A mechanika rendelkezik az általánosan használt törlésgátló reteszeléssel is. Ez megakadályozza a szalag véletlen letörését, ha a kazetta hátsó oldalán levő elgyengített nyelvet kitérjük.

A doboz két félből áll, melyek anyaga dekoratív felületű, ütészálló polisztirol. Az összes belső szerelvény a felső dobozfélhez erősített. Ez lehetővé teszi a fenék eltávolítása utáni egyszerű szervizelést. A tápegységet és az erősítőt tartalmazó nyomtatott áramkörtábla is olyan kialakítású, hogy egyetlen vezeték kiforrasztása nélkül végezhető rajta mérés vagy alkatrészcsere.

A mechanika konstrukciója igazodik a kazettás üzemeltetés követelményeihez. Nyomatékhatároló kuplungok akadályozzák meg a kazettában levő szalag 50 pond húzóerőnél nagyobb igénybevételét, beleértve az indítási-, gyorscsévélési- és fékezési dinamikus igénybevételeket is. A mechanika bármilyen helyzetben

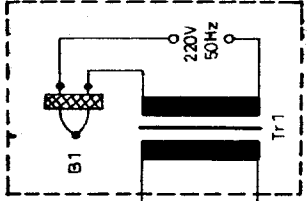
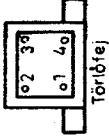


Főku oldalról

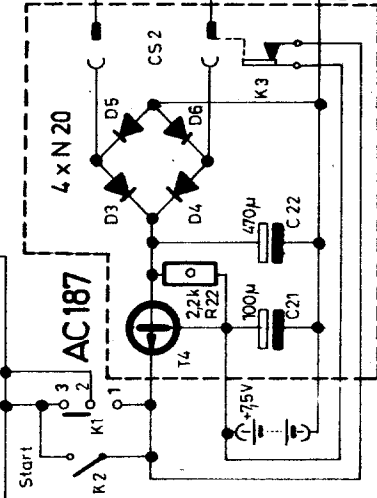


Felvétel

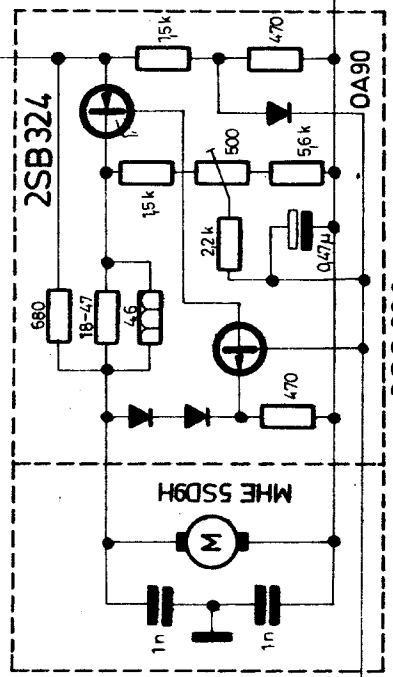
K2 kapcsoló a mechanikán van.
 Üzem mód kapcsoló lejtés-
 szes állításban.
 Váltófeszültségek felvétel
 állításban.



2J00-985/-A



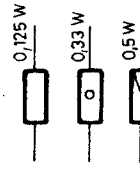
AC187



3J00-672/-G

AC125

MK 27



(fekvő, álló) megbízhatóan működik, rendeltetésszerű rázásra, ütődésre érzéketlen. Felépítése olyan, hogy olajozást vagy zsírozást nem igényel, mert a gyárilag alkalmazott zsírozás a mechanika teljes élettartamára elegendő.

ELEKTROMOS FELÉPÍTÉSE

A készülék elvi kapcsolási rajza az itt közölt ábrán látható. Az elektromos egység két részre osztható: az erősítőre és a tápegységre.

AZ ERŐSÍTŐ FELÉPÍTÉSE ÉS MŰKÖDÉSE

A hangszatorna két fokozatból áll: a T_2 tranzisztorral megvalósított bemenőerősítőtől és az IC_1 integrált áramkörös végerősítőtől, amelyek a felvételi és a lejátszási funkciókat – az üzemmódkapcsoló átkapcsolása révén – egyaránt végzik. A T_2 tranzisztoros előerősítő földelt emitteres kapcsolásban működik. A szükséges erősítést, a megfelelő bemenő impedanciát és a kis zajtényezőt a nagy bétájú tranzisztor és az áramkör kialakítása biztosítja. Lejátszás állásban a hangerő a végfok bemenetére kapcsolt P_2 potencióméterrel szabályozható.

A végerősítőt a TBA-820-as integrált áramkörös fokozat alkotja. Ez végzi a magnó felvételi és lejátszási frekvencia korrekcióit is, továbbá lejátszáskor a hangszóró számára előállítja a szükséges kimenő teljesítményt.

Az IC-s erősítő kapcsolás speciális, kettős visszacsatolást tartalmaz. Az IC erősítését egyrészt a kimenet (12) és az invertáló bemenet (5) közé az áramkörbe integrált belső 6 kOhm-os ellenállás és az 5 pontra csatlakozó R_{18} ellenállásból álló osztó közel frekvenciafüggetlen visszacsatolással állítja be. A frekvenciafüggő negatív visszacsatolás az IC belső kompenzáló pontja (4) és a kimenet (12) között helyezkedik el. Lejátszáskor a szükséges mély emelést az IC, a C15; az R19 és az R17, RC tagokkal alkotott visszacsatoló láncolat biztosítja. A felvételi szelektív magas emelést az R18, a C17, az R20 elemek és a C14 kompenzáló kondenzátorral felépített áthidaló „T” hálózat képezi. A felvevő erősítő kis kimenő impedanciája megakadályozza, hogy az R10-es fejmeghajtó ellenálláson keresztül a nagyfrekvenciás előmagnesező feszültség visszajusson az erősítőre.

Az automatikus felvételi kivezérlés beállítást végzi a felvevő automata áramköre, amelynek aktív eleme a T_1 tranzisztor. A szabályozást a D_1 dióda és T_1 tranzisztor bázis – emitter diódája által alkotott antiparalel kapcsolású beavatkozó elem végzi azáltal, hogy bemeneti soros ellenállással (R_1) egy feszültség osztót képez.

A felvételi állásban működő töröl- és előmagnesező oszcillátornál a leágazásos törölfej az oszcillátor rezgőköri tekercs szerepét is betölti. Az oszcillátor aktív eleme a T_3 tranzisztor. Az előmagnesező feszültség a P_1 trimmerpotencióméterrel állítható be.

TÁPEGYSÉG

A hálózati táprész a hálózati csatlakozóba beépített transzformátorból és a készülékben elhelyezett egyenirányító és stabilizáló áramkörből áll.

Hálózati üzemmód esetén a készülékben hagyott elemek stabilizálási funkciót végeznek, miközben kissé regenerálódnak, ami a telepek élettartamát meghosszabbítja.

A készülék használható hálózatról telepek nélkül is, ez esetben a tápegység kevésbé stabilizált egyenfeszültséget állít elő. A hálózati biztosíték hőkioldó biztosító, amely a transzformátor csévétestének kamrájában van elhelyezve.

A készülék tápcsatlakozó aljzatához hálózati adapter helyett 12 V-os gépkocsi akkumulátor is csatlakoztatható tetszőleges polaritással. Gépkocsi akkumulátorral való működtetés esetén a magnót telepekkel együtt (használt telepek is megfelelnek) kell használni.

MOTORÁRAMKÖR

A motor a terhelő nyomaték és a tápfeszültség értékének a megengedett határon belüli változása esetén közel állandó fordulatszámot forog. Ezt az állandó fordulatszámot kéttranzisztoros szabályozó áramkör biztosítja. A 2 SC-828 tranzisztor a potméterrel beállított alapjelből, és a motor kapcsairól levett ellenőrző jelből előállított különbségi jellel vezérli a 2 SB-324 típusú beavatkozó tranzisztor, amely az állandó fordulatszámhoz szükséges feszültséget biztosítja a motor részére.



A KÉSZÜLÉK MŰSZAKI ADATAI

Mechanikai adatok:

Szalagebesség	4,76 cm/sec \pm 2%
Szalagebesség ingadozása	\pm 0,35%
Külső méretek	68 x 140 x 250 mm
Súly, telepek nélkül	kb. 1,3 kg

Elektromos adatok:

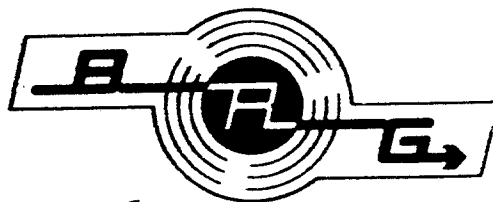
Telepfeszültség	7,5 V (5 db R14 baby cella)
Hálózati adapter	220 V/12 V 50 Hz
Teljesítményfelvétel hálózatról max.	8 VA

Bemenőfeszültségek,

kimenőfeszültségek:

mikrofon bemenet	0,8 mV—25mV/10 kOhm
rádió bemenet	0,8 mV—25 mV/10 kOhm
lemezjátszó bemenet	80 mV—2,5 V/2,2 MOhm
feszültségkimenet	min. 0,6 V/6,8 kOhm
Torzítás (K_3)	max. 5%
Maximális kimenő teljesítmény ($K_{tot} \leq 10\%$)	0,8 W/6 Ohm mérve
Teljes frekvenciamenet	125 Hz—10 000 Hz ± 6 dB
Üzemi zajszint	min. —45 dB
Törítés, előmagnesezés	55 kHz

Gyártja:



Budapesti Rádiótechnikai Gyár

KECSKEMÉTI GYÁREGYSÉGE

Központi cím: 1033 Budapest, Polgár u. 8-10.

Telefon: 682-080. Telex: 22-5928

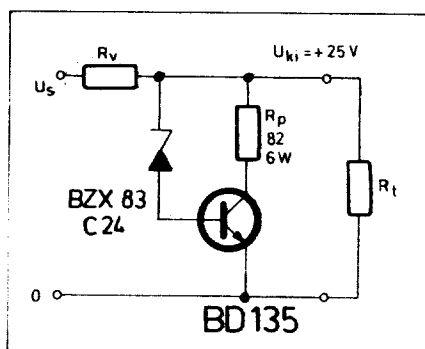
Érdekes kapcsolások

Németh János és Szlávikné Hamza Éva okl. vill. mérnökök

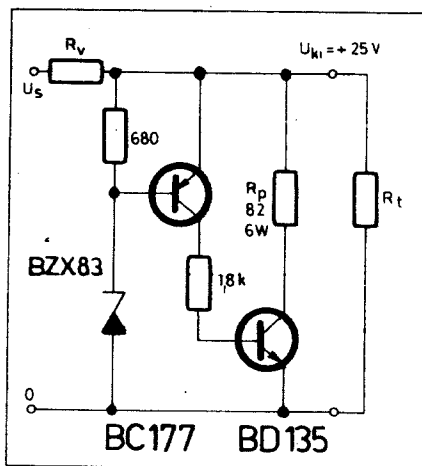
Tápegységek

1. Párhuzamos szabályozó áramkörök

A párhuzamos szabályozó áramkörök a terheléllenállással párhuzamosan kötött összeállító változtatható ellenállásként működnek. A szabályozási idejük igen rövid, így hirtelen hálózati feszültség- és terhelés-változást hatásosan kompenzálják. Az ilyen áramköröket leggyakrabban „B” osztályú hangfrekvenciás végerősítőt tartalmazó TV-vevőkészülékekben alkalmazzák. A TV-vevőben így elkerülhetjük azt, hogy a képszélesség a beszéd vagy zene ritmusában változzon. A párhuzamos (sönt-) szabályozó áramkört úgy is felfoghatjuk mint egy „Zenerdióda-booster”-t, amely azzal az előnnyel bír, hogy a szabályozó tranzisztoron negyedakkora teljesítmény disszipálódik, mint ha Zener-diódát alkalmaztunk volna. Kapcsolásunkban a kollektorellenállás jelentkezik párhuzamos terhelésként, ha a tranzisztor vezet. Az 1. és 2. ábrán látható kapcsolásokat 6 W párhuzamos terhelésre méreteztük. Legtöbb esetben az 1. ábrán látható kapcsolás is megfelel. Az áramkör maradék szabályozási feszültsége kisebb, mint 250 mV. A 2. ábra áramkörének szabályozási tulajdonságai kedvezőbbek és a maradékfeszültsége 20–50 mV között van. Mindkét áramkör kimenő



1. ábra. Párhuzamos szabályozó



2. ábra. Javított párhuzamos szabályozó

feszültsége fix. Az R_v ellenállás nagysága a szabályozási tartományból, a tápfeszültségből és a tápfeszültség-ingadozásból határozható meg. A 3. és 4. ábrán látható áramköröket 15 illetve 30 W-ra méreteztük. Kimenő feszültségük 24–35 V-ig szabályozható. A 4. ábrán látható áramkörben a BD 675 típusú, Darlington-kapcsolású tranziszort alkalmaztuk.

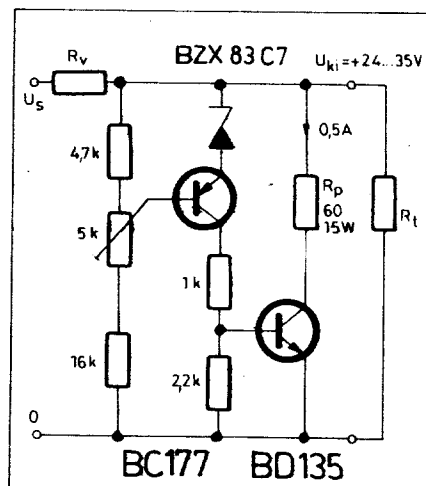
2. Feszültség szabályozó ± 15 V/6 A-re

Az 5. ábrán egy ± 15 V kimenő feszültséget adó, 6 A terhelhetőségű tápegység kapcsolási rajza látható. A kimenő feszültség 12–17 V között állítható be. Tápegységünkben tekercselt vasmagú transzformátort alkalmaztunk a jobb teljesítmény-térfigyelés érdekében. A feszültség szabályozást két-két párhuzamosan kapcsolt szeleptranzisztor segítségével oldottuk meg. A tranzisztorokat a TAA 761 szabályozó erősítők vezérik. A negatív kimenő feszültség részére a referenciaszint a földpotenciál. A kimenő feszültség a P_1 és P_2 potenciométerekkel állítható be. Először a P_2 eszűzkáját kell „0” feszültségre állítani, majd mindkét feszültséget

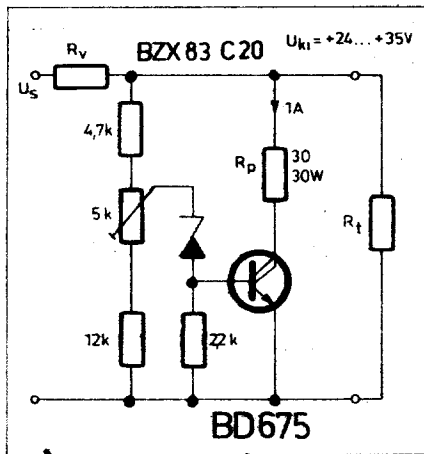
szimmetrikusan a P_1 potenciométerrel lehet szabályozni 12–17 V között. A pozitív és a negatív feszültségágban egyaránt npn teljesítmény tranzisztorokat alkalmaztunk. Mivel 2 db 2N3055 típusú tranziszort kapcsolunk párhuzamosan a szimmetrikus terhelésmegosztás céljából, az emitterkörökbe 0,22 ohmos ellenállásokat kötöttünk be.

3. Kapcsoló üzemi tápegység optoelektronikus csatolással

A 6. ábrán egy optoelektronikai csatolóelemet tartalmazó kapcsoló üzemi tápegység kapcsolási rajzát láthatjuk. A CNY 17 típusú optoelektronikus csatolóelem 2,5 kV szigetelési feszültségre van specifikálva. Ez az elem adja a felerősített jelet a T_4 kapcsoló tranziszort vezérlő T_3 szabályozó tranzisztorra. A Zener-dióda és a szabályozott feszültség különbségi jelet a T_1 tranzisztor erősíti fel. A felerősített jel vezéri az optoelektronikai csatoló elemet. A kimenő feszültség kis mértékben állítható az 500 ohmos potenciométerrel. A kapcsoló üzemi módban működő tápegységek működési elvével az 1976-os Évkönyvben



3. ábra. 15 W-os szabályozó



4. ábra. 30 W-os szabályozó

részletesen foglalkoztunk. Tápegységünk kimenő feszültsége ± 30 V, a maximális terhelő áram 1,6 A.

4. Tirisztoros kapcsoló üzemi tápegység

A 7. ábra kapcsoló üzemi tápegységének kimenő feszültsége 10–30 V között szabályozható. A maximális

kimenőáram 8 A. Áramkörünk igen megbízható. Tápegységünket egy viszonylag nagy hálózati transzformátort tartalmazó és nagy disszipációjú soros szabályozó áramkörből álló hagyományos kapcsolású tápegységgel helyettesíthetjük. A tirisztoros kapcsolás révén a tápegység mérete, disszipációja és ára lényegesen lecsökken. A BST CC 01 46 R típusú gyorskapcsoló tirisztor (Th) nagy disszipációjú belső visszaram-diódája következtében integrált áramkörnek tekinthető. Áramkörünk Tr_1 transzformátorán kb. 20 kHz frekvenciájú négyzögjel áll elő. Csúcsértéke egyenlő a C_1 kondenzátoron levő egyenfeszültséggel. Az oszcilláció viszonylag alacsony frekven-

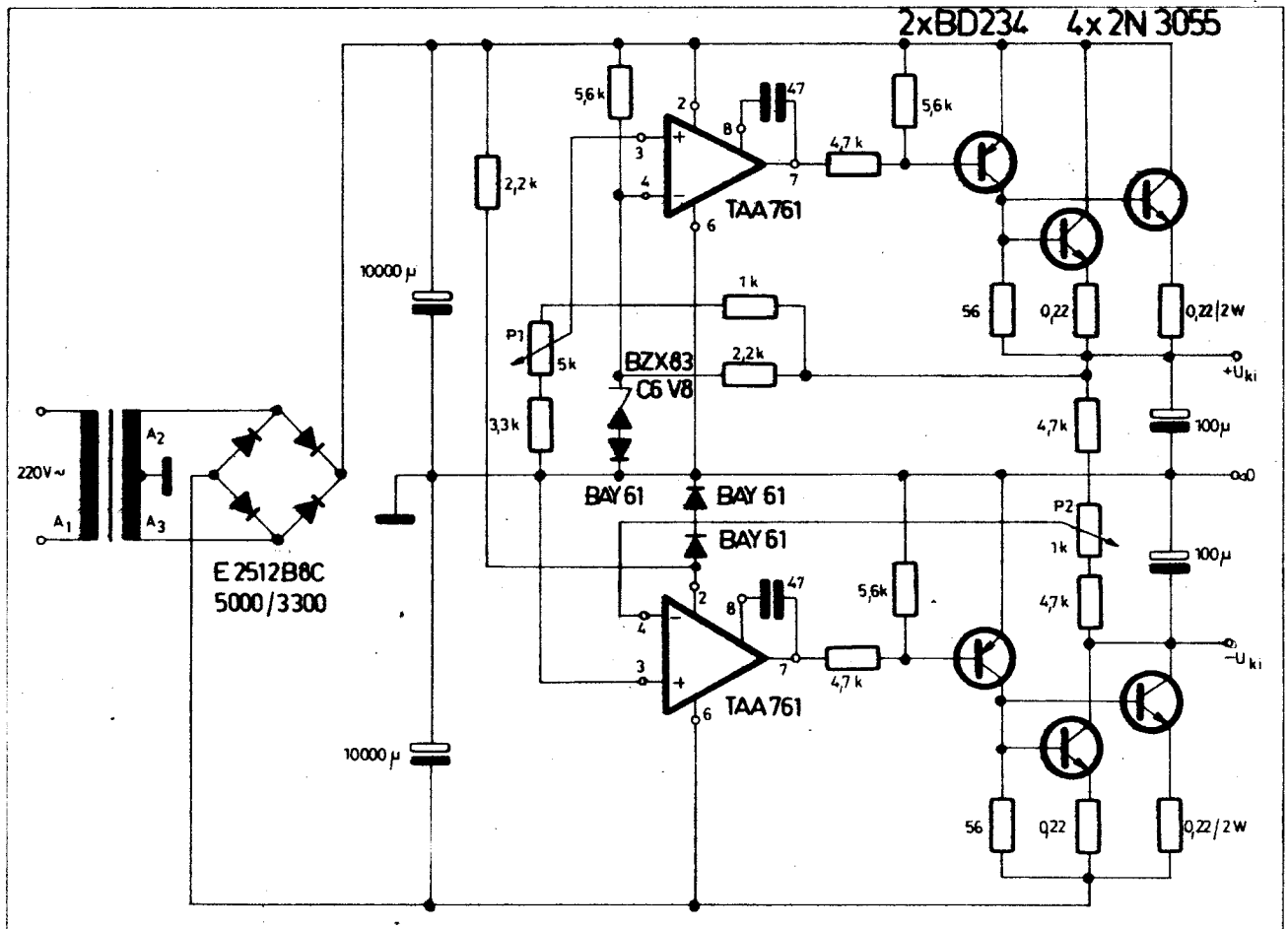
cián indul. A szabályozó jel a P potenciométer csúszkájáról vehető le. Ezt összehasonlítjuk a referencia-dióda feszültségével és a különbségi jelet a Tr_1 szabályozó tranzisztorra vezetjük, amely a vezérlő diae frekvenciáját szabályozza. A négy szögalakú vezérlő feszültséget a Tr_2 transzformátorral csatoljuk a Th kapcsoló tirisztorra. A kimenő feszültség stabilitása kb. 1,5% a teljes terhelés és a terheletlen állapot közötti terhelésingadozás esetén. A tápegység hatásfoka 65%. A brummfeszültség a kimenő feszültség 1%-ánál kisebb. A hálózati feszültség $\pm 10\%$ -os ingadozása esetén a kimenő feszültség $\pm 0,3\%$ -ot ingadozik.

Rádiófrekvenciás kapcsolások

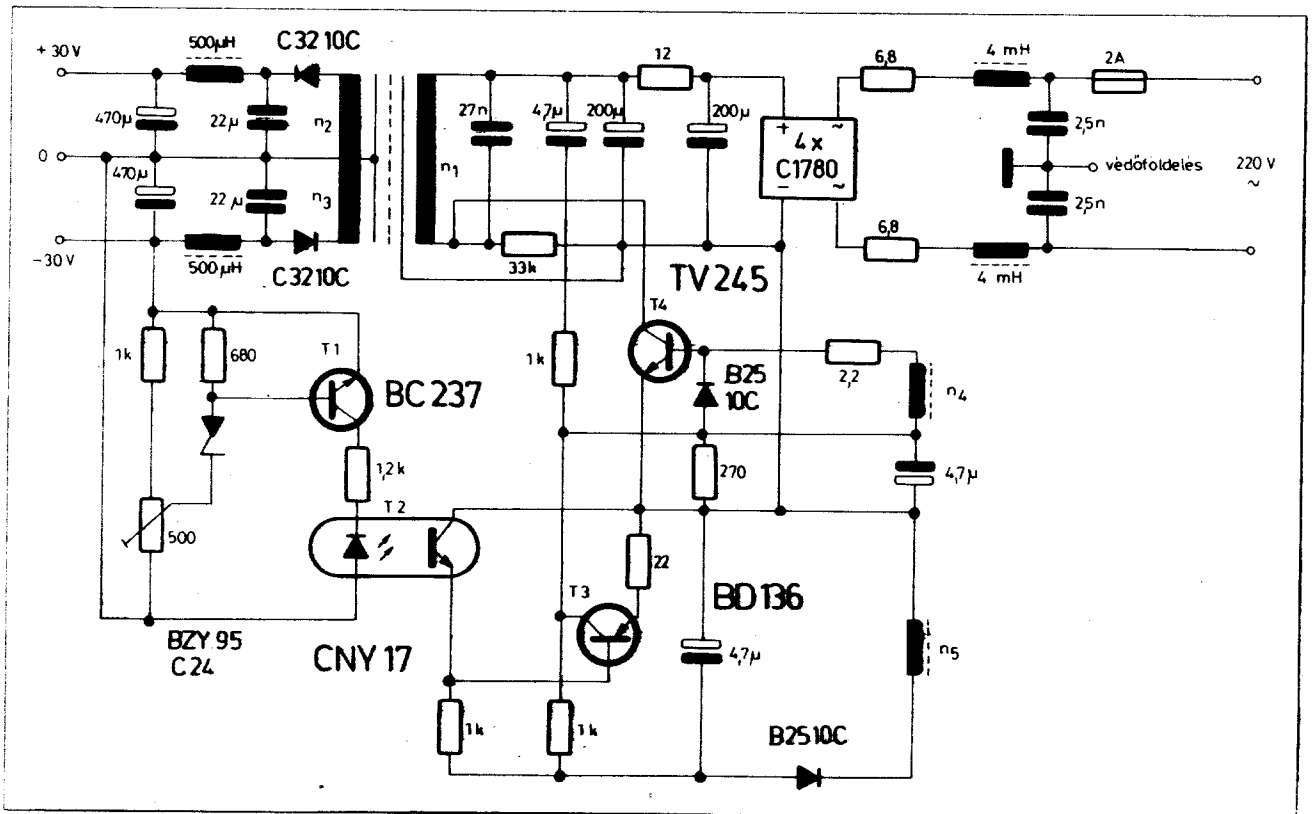
1. Közép- és rövidhullámú vételre alkalmas rádió- és középfrekvenciás fokozat TCA 440 áramkörrel

A 8. ábrán látható áramkör megépíthető közép-, rövid- és hosszuhullámú, illetve közép- és két rövidhullámú változatban is. Hasonló rádió- és középfrekvenciás fokozatokat már is-

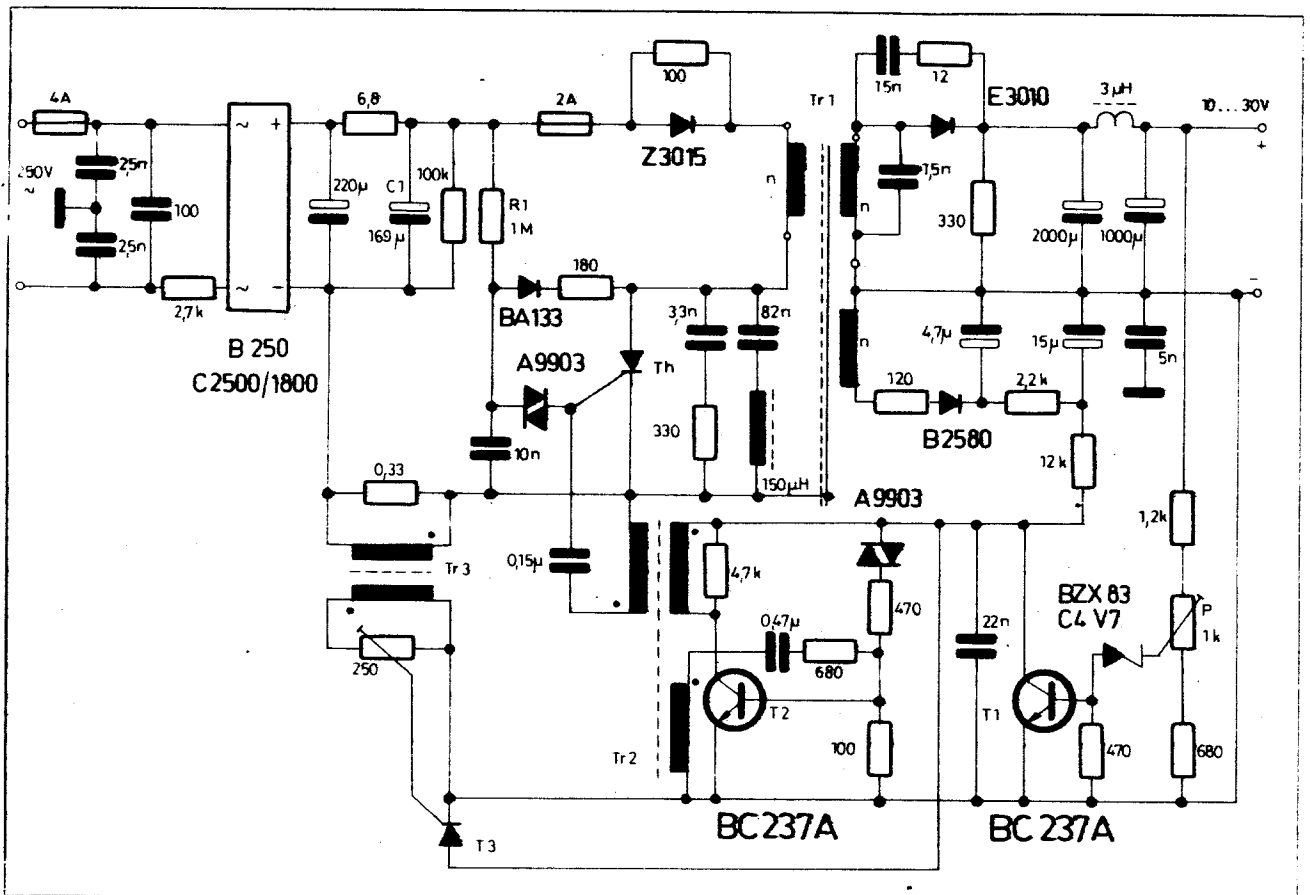
mertettünk a Rádiótechnika hasábjain BB 113 varicap hangolású megoldásban. Érdekessége kapcsolásunknak a viszonylag egyszerű felépítésű KF-erősítő. Az ilyen megoldást a „koncentrált szelektivitású” SF 455 D kerámikus középfrekvenciás sávészűrő biztosítja. A modulátor- és oszcillátortekercsek, valamint az alkalmazott



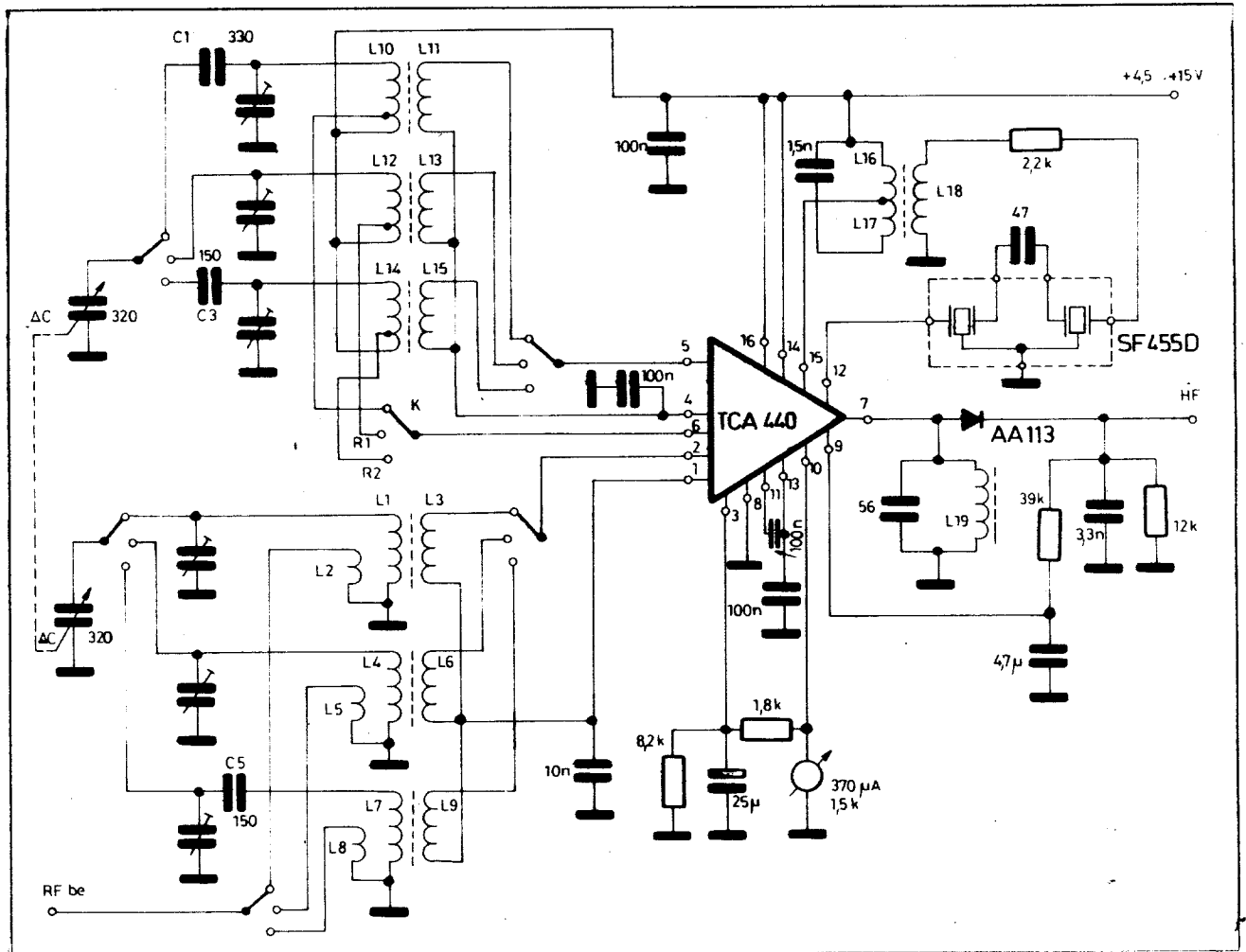
5. ábra. Feszültszabályozó



6. ábra. Kapcsoló üzemi tápegység



7. ábra. Tirisztoros kapcsoló üzemi tápegység



8. ábra. Közép- és rövidhullámú RF- és KF-fokozat

KF-transzformátor adatait nem adjuk meg. A menetszámok az alkalmazott rádiófrekvenciás ferrit és csövetest függvényei. A kapcsolás középfrekvenciája 455 kHz.

2. Rövidhullámú hangolófokozat BB 113 kapacitás-diódával

Mint már az előzőekben említettük, az elmúlt években több különböző megoldású hangolófokozatot mutatunk be, amelyekben a Siemens BB 113 típusú varicap került felhasználásra. A varicap hangolású fokozat nagyjelű viselkedése mindig jobb, mint a normál forgókondenzátoros tranzisztoros áramköré. A 9. ábrán látható kapcsolásunkban a BF 324 tranzisztor keverőként, a BF 450 oszcillátorként működik. Az áramkör egy rövidhullámú hangolófokozat, amely működését tekintve alapvetően megegyezik a 1976-os Rádiótechnika Évkönyvben bemutatott középhullámú hangolófokozattal. Fokozatunk az 5,8 MHz – 10,5 MHz-es frekvenciatartományban hangolható. A rádiófrekvenciás kör L_2 tekercse egyrétegű – árnyékolás nélkül – és a 220 pF-os kondenzáto-

ron keresztül csatlakozik a BB 113 két diódájához. Ezzel a megoldással kb. $Q=100$ jóságú tényezőt értünk el a teljes hangolási tartományban. A diódák vezérlő feszültsége a 220 pF-dal párhuzamosan kötött 100 kohmos ellenálláson keresztül kerül a diódákra. A jobb szelektivitás elérése érdekében az antennatekeres és a BF 324 keverő-tranzisztor csatolótekerese lazán csatolt a hangolókörhöz. A BF 324 keverő erősítése 10–12 dB. A szelektivitás és a kapcsolás nagyjelű viselkedése nagy téror esetén javul, de így is elegendő az erősítés ahhoz, hogy megfelelő jel/zaj viszonyt érjünk el. Az optimális érték kb. 7 mA-es emitteráramnál és a BF 324 bázisán 350 mV_{e-c} oszcillátorjelnél adódik. A dióda (BA 182) a rákapcsolt pozitív feszültség következtében kis téror esetén vezet. Nagy jelszintnél a dióda záróirányban van előfeszítve. Ezt a $\pm U_D$ feszültséggel, mint kapcsolófeszültséggel biztosítjuk. A zárt és nyitott dióda segítségével az 560 ohm és az L_1 tekercsek osztásarányát változtatjuk nagy és kis antennajel esetén. Az oszcillátor hangolóeleme a BB 113 harmadik diódája. Az oszcillátor-tranzisztor gyakorlatilag földelt emitteres kapcsolás-

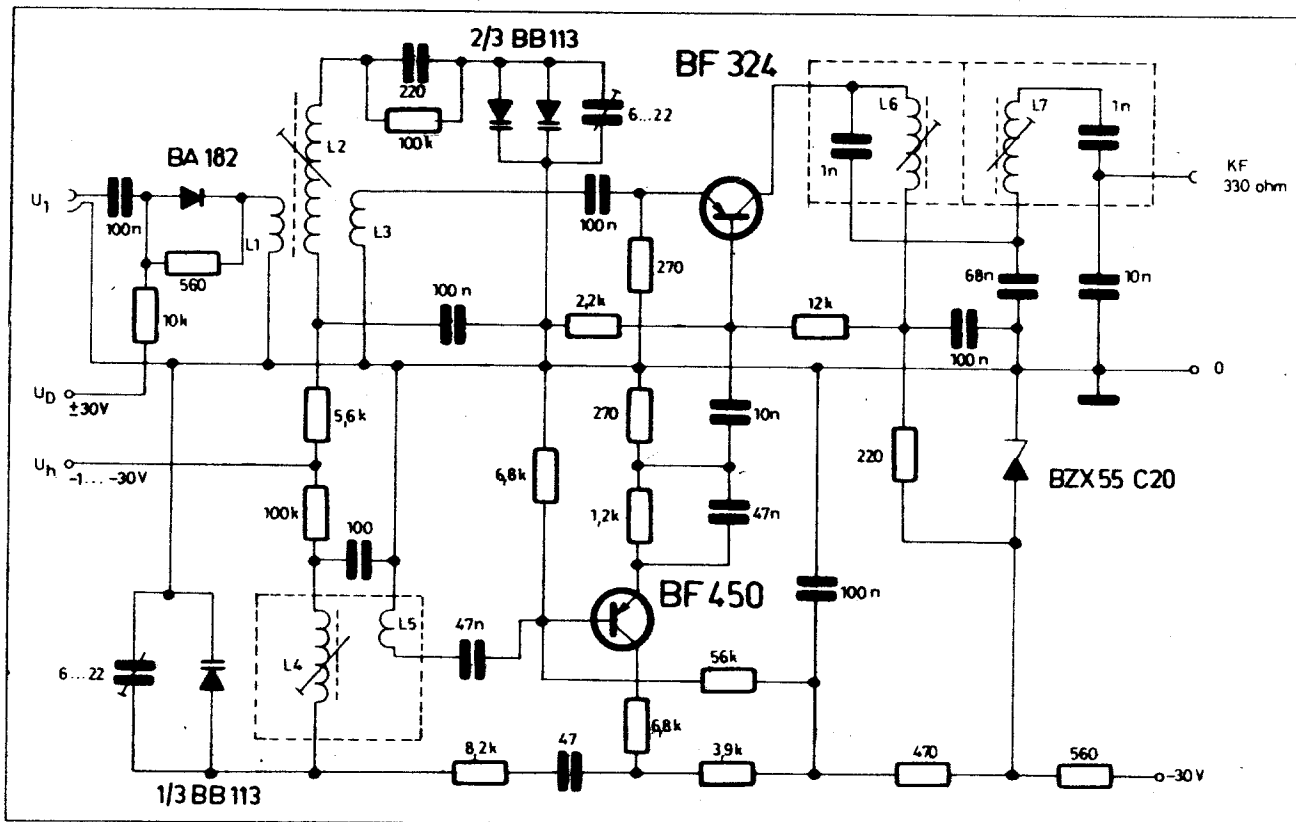
ban dolgozik. Az amplitúdó-stabilitás érdekében túl van vezérelve, így a kollektoron a jelalak közel négyszög. A hangolókörből a jelalak természetesen szinuszos. A kollektorkörhöz a csatolás (egy RC-tagon keresztül) laza. A keverőhöz a kicsatolás az oszcillátor-tranzisztor emitteréből, alacsony impedancián történik. Kapcsolásunk a 31, 41 és a 49 m-es rövidhullámú sávot fogja át.

Kapcsolásunk legfontosabb műszaki adatai a következők:

- Tápfeszültség: $U_t = 30$ V
- Áramfelvétel: $I_{max} = 20$ mA
- Hangolófeszültség ($-U_h$): 1–30V
- Kapcsolófeszültség a BA 182 diódnál (U_D): ± 30 V

Tekercs adatok:

- Tekercs test \varnothing 5 mm
- Hangolómag: 20 K 12, 10–20 mm hosszú (Siemens)
- L_1 : 8 menet \varnothing 0,12 CuL
- L_2 : 26 menet $12 \times 0,05$ CuLS
- $L_1 - L_2$ távolság: 5 mm



9. ábra. Rövidhullámú hangolófokozat

- L₃: 2 menet Ø 0,25 CuL
- L₂ - L₃ távolság: 3 mm
- L₄: 25 menet 15 × 0,05 CuLS
- L₅: 5 menet Ø 0,12 CuL
- L₆: 85 menet 12 × 0,04 CuLS
- L₇: 85 menet 12 × 0,04 CuLS

3. Antennaerősítő az FM sávra

A 10. ábrán látható, BFT 12 típusú tranzistorral működő antennaerősítőt olyan helyeken alkalmazhatjuk, ahol az FM-adók vétele nem megfelelő. Erősítőtünk célszerű közvetlenül az antenna közelében elhelyezni. A sáv-erősítő az antenna 60 ohmos kábelére csatlakozik. Az antenna kimenő ellenállását a BFT 12 bázisára kötött sáv-szűrő illeszti. Az erősítő kimenő szűrője a kimenetet szintén 60 ohmos koaxiális kábelhez illeszti.

Kapcsolásunk műszaki adatai a következők:

- Teljesítményerősítés: 22 dB
- Zajtényező: 3,5 - 4 dB
- Be- és kimenő reflexiós tényező: ≤ 0,3
- Táp feszültség: 15 V
- Áramfelvétel: 80 mA

Az L₄ és L₅ fojtók tekerésátmérője 4 mm, menetszáma 20, Ø 0,3 mm és CuL huzalból.

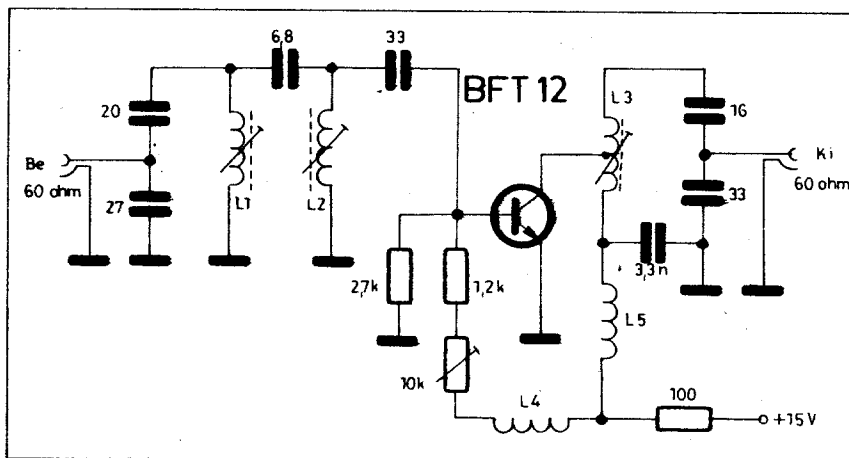
4. Háromfokozatú antennaerősítő

A 11. ábrán egy háromfokozatú, szélessávú antennaerősítő kapcsolási

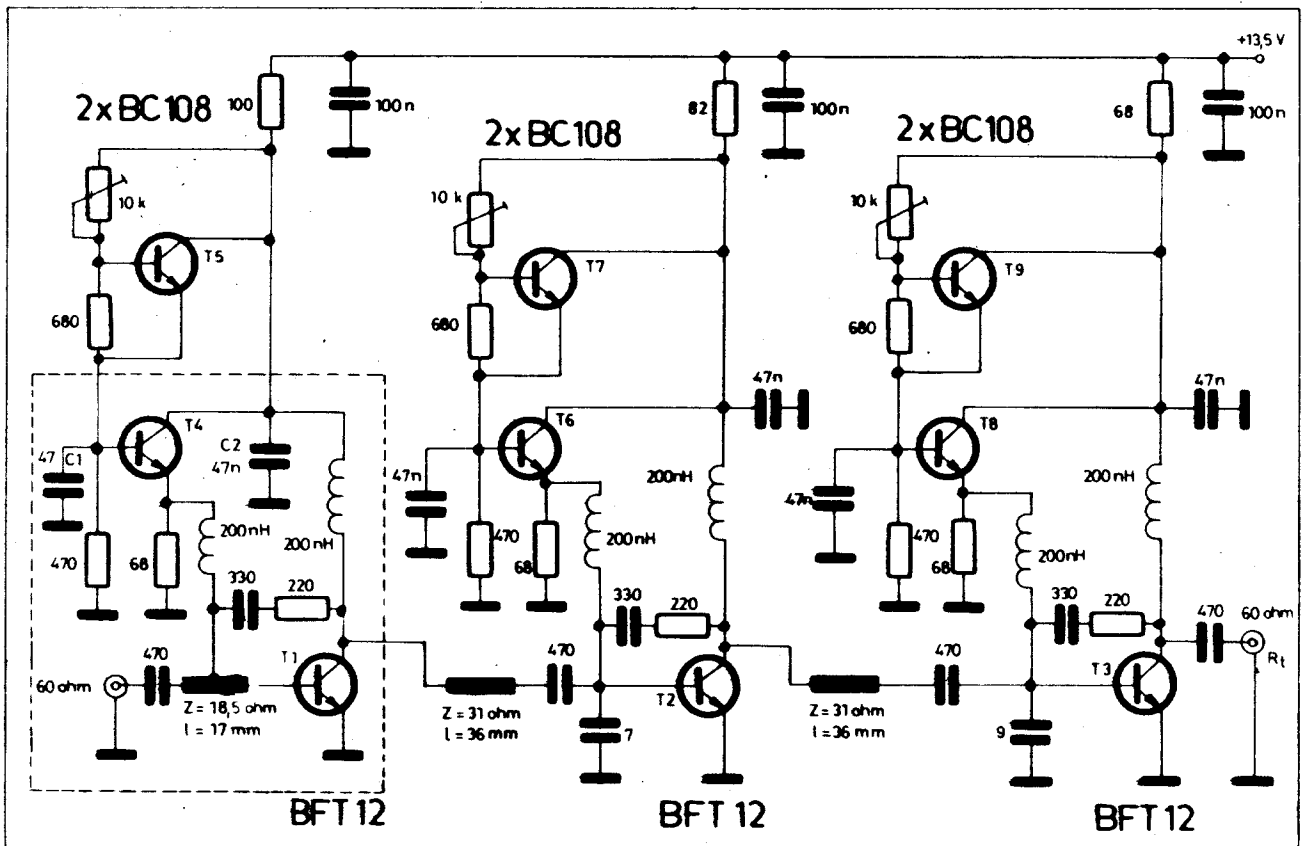
rajzát láthatjuk. A BFT 12 UHF-tranzisztor alkalmazása az adott kapcsolásban viszonylag nagy erősítést eredményez, kedvező intermodulációs és zaj-tulajdonságok mellett. A háromfokozatú erősítő mindhárom fokozata BFT 12-vel működik. A T₄ és T₅ tranzisztorok az első fokozat munkapontját szabályozzák. A T₁ tranzisztor bázisa a T₄ emitteréhez csatlakozik. A C₂ kondenzátor és a vele csatlakozó fojtó a T₁ kollektorára van kötve. A kapcsolás így egy kis impedanciájú alulvágó szűrőnek felel meg. A videofrekvenciás sávba eső (a tranzisztorok másodfokú karakterisztikájából kelet-

kező) interferenciát a fokozatok alacsony kimeneti impedanciájával csökkenthetjük. Ily módon a keresztmoduláció is csökken. A BFT 12 típusú tranzisztor alacsony teljesítménydiszzipációja és viszonylag nagy teljesítményerősítése az adott kapcsolás optimális specifikációját biztosítja. Kapcsolásunk legfontosabb műszaki adatai a következők:

- Táp feszültség: 13,5 V
- Áramfelvétel: 205 mA
- Frekvenciatartomány: 20 - 860 MHz
- Teljesítményerősítés: 24 dB
- Zajtényező: 7,5 dB
- Kimenő feszültség: 400 mV



10. ábra. Antennaerősítő



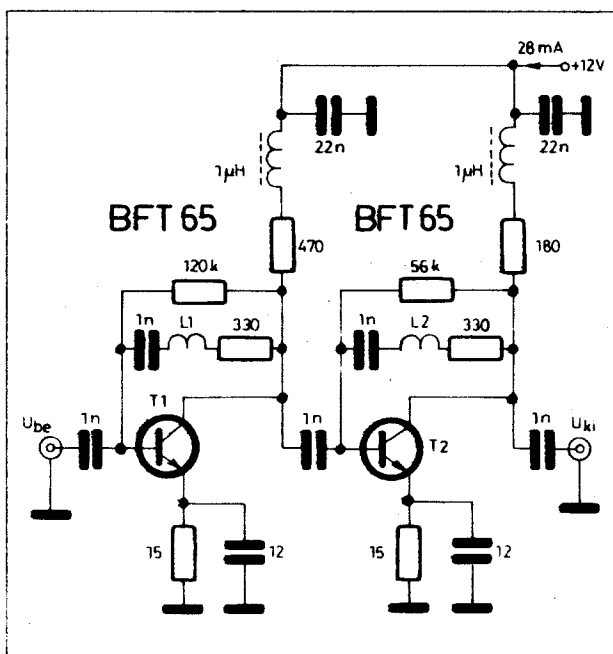
11. ábra. Háromfokozatú antennae erősítő

5. Kétfokozatú szélessávú erősítő az 1–1000 MHz frekvenciatartományra

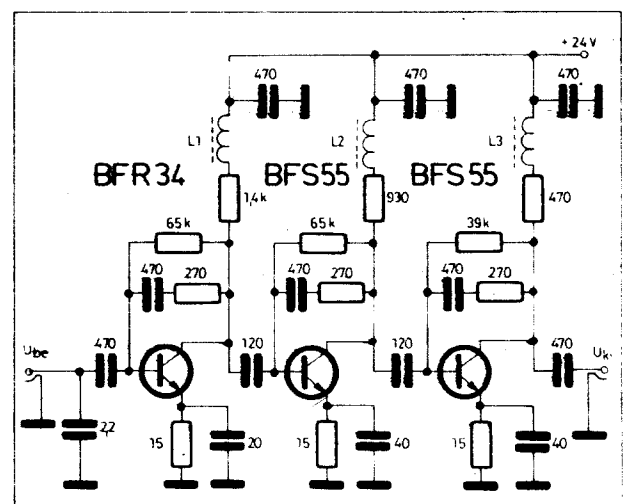
A BFT 65 típusú tranzisztor kitűnő nagyfrekvenciás karakterisztikáját,

alacsony torzítását, kis zajtényezőjét és nagy erősítést használjuk fel a 12. ábrán látható kapcsolásban. A szélessávú erősítő két BFT 65 tranzisztort tartalmaz. Áramkörünket 50 × 50 mm méretű nyomtatott huzalozású panelre

építettük meg. Erősítése 20 dB az 1–1000 MHz-es frekvenciatartományban. Zajtényezője 5 dB. A T₁ tranzisztor kollektorárama 20 mA, a T₂ kollektorárama 8 mA. A ki- és bemenő impedancia illesztését mindkét fokozatnál a 330 ohmos visszacsatoló ellenállás beállításával érhetjük el. Az L₁ és L₂ induktivitások kompenzálják a



12. ábra. Kétfokozatú szélessávú erősítő



13. ábra. Háromfokozatú szélessávú erősítő

visszacsatolás fázishibáját 600 MHz-nél magasabb frekvencián. Kapcsolásunk legfontosabb műszaki adatai a következők:

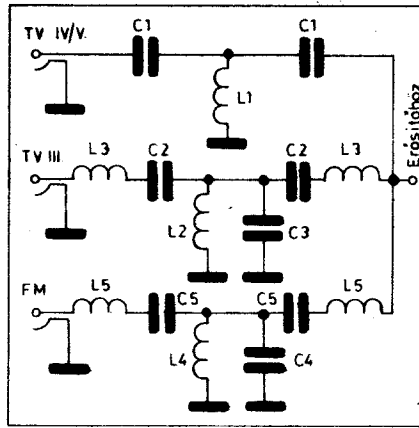
- Tápfeszültség: 12 V
- Áramfelvétel: 28 mA
- Teljesítményerősítés: 20 dB
- Zajtényező: 5 dB
- Kimenő feszültség: max. 130 mV
- Az internoduláció elnyomása: 60 dB

6. Háromfokozatú szélessávú erősítő a 30–900 MHz-es frekvenciatartományra

A 13. ábrán látható áramkör felépítésénél a modern rádiófrekvenciás tranzisztorok kedvező tulajdonságait használtuk ki. Erősítőnk legfontosabb műszaki adatai a következők:

- Erősítés: 32 dB
- Zajtényező: 6 dB
- Kimenő feszültség: max. 105 mV
- Intermodulációs csillapítás: 60 dB.

A kapcsolást egy 60 × 80 mm-es nyomtatott huzalozású panelre építettük meg. A fokozatonként alkalmazott visszacsatolás kettős szerepet tölt be. Egyrészt az erősítést stabilizálja a működési frekvenciatartományban. Másrészt a fokozatok egymás közötti impedanciáját, valamint a kimenet és a terhelés közötti impedanciát illeszti. A BFR 34 típusú tranzisztor egyik



14. ábra. Illesztő fokozat

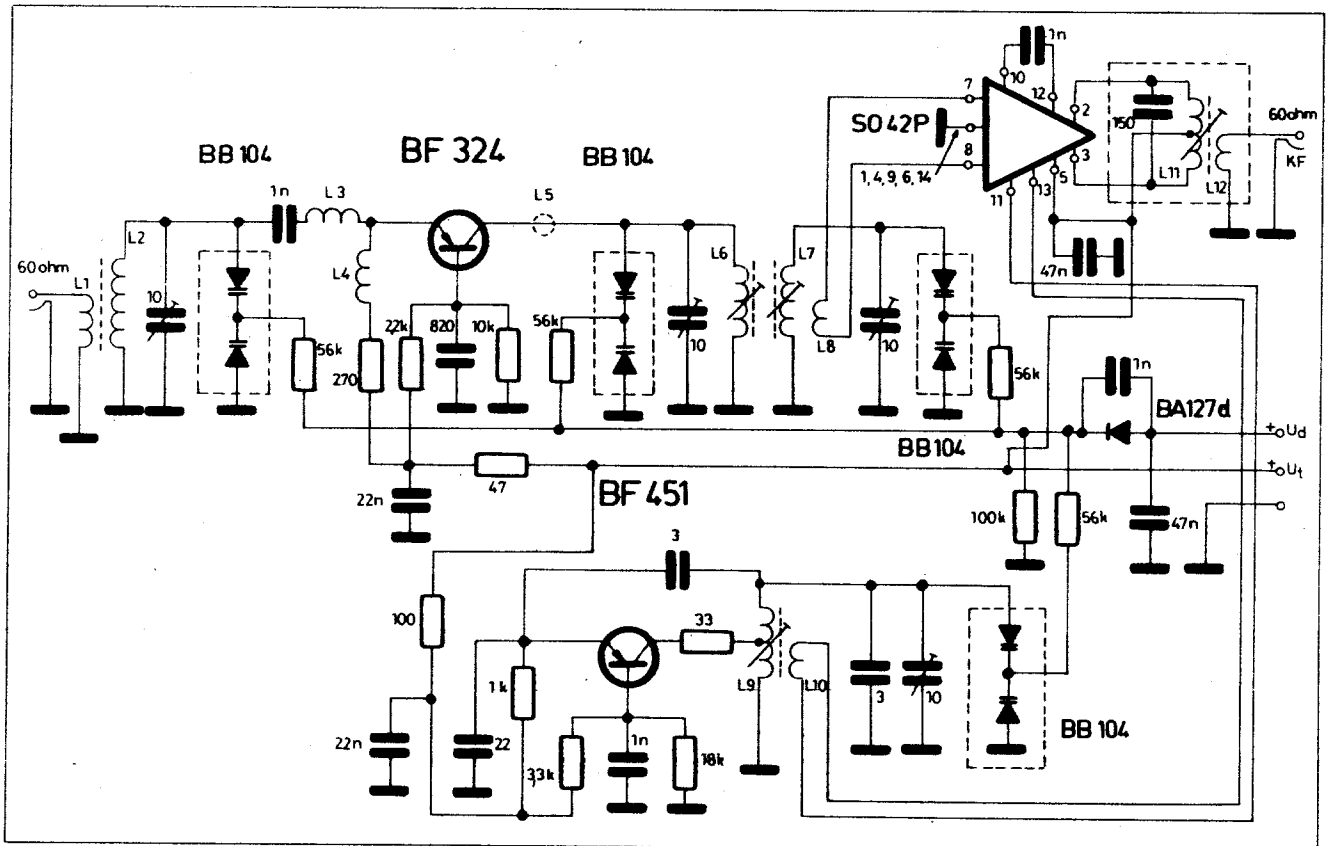
alapvető tulajdonsága az, hogy a zaja független a kollektoráramtól. Az erősítő bemenete elé a 14. ábrán látható illesztőtágot kell kötni. A tekercsek 2,5 mm átmérőjű csévetestre vannak tekercselve \varnothing 0,7 mm-es ezüstözött vörösréz huzalból. Az illesztőtágot elemei a következők:

- $C_1 = 3,3 \text{ pF}$, $L_1 = 3$ menet,
- $C_2 = 8,2 \text{ pF}$, $L_2 = 4$ menet,
- $C_3 = 22 \text{ pF}$, $L_3 = 8,5$ menet,
- $C_4 = 90 \text{ pF}$, $L_4 = 12$ menet,
- $C_5 = 47 \text{ pF}$, $L_5 = 13$ menet.

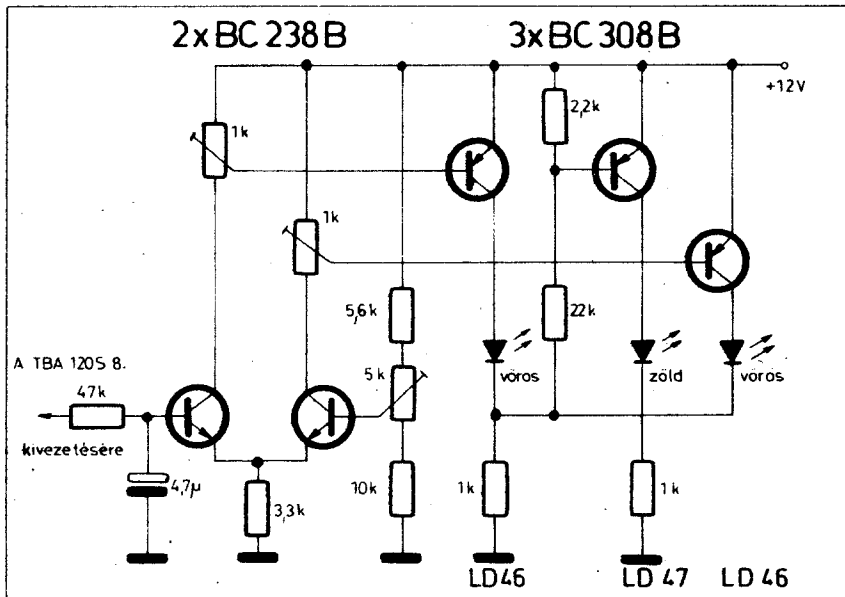
7. FM hangolófokozat

A 15. ábrán látható FM hangolófokozatot úgy tervezték, hogy interferencia mentes legyen, kis zajtényezővel és jó oszcillátor-stabilitással. A nagyfrekvenciás bemenődkört BB 104 típusú kapacitásdióddal hangoljuk. A kis zajtényező elérése érdekében ezt a rezgőkört az L_3 illeszti a bemenő fokozathoz. A BF 324 munkapontjának helyes megválasztásával megfelelő interferenciamentességet érhetünk el kis zaj mellett. Az SO 42 P keverőfokozat (szintén a kis zaj érdekében) lazán van csatolva a rádiófrekvenciás körhöz. Ily módon igen jó szelektivitást is elérhetünk. A BF 451 oszcillátor-transzisztor kollektorába kötött 33 ohmos ellenállás a vadrezgéseket akadályozza meg és a harmonikus tartalmat is csökkenti. Kapcsolásunk műszaki adatai a következők:

- Tápfeszültség (U_t): 12 V
- Áramfelvétel: 9,5 mA
- Hangolófeszültség (U_d): 4–25 V
- Bemenő ellenállás: 60 ohm
- Kimenő ellenállás: 60 ohm
- Teljesítményerősítés: 27 dB
- Rádiófrekvenciás sávzélesség: 1,1–1,2 MHz
- KF sávzélesség: 400 kHz
- Zajtényező: 5 dB
- Az oszcillátor hőfoktényezője: max 1,5 kHz/K



15. ábra. FM hangolóegység



16. ábra. FM hangolászjelző

8. FM hangolászjelző LED-del

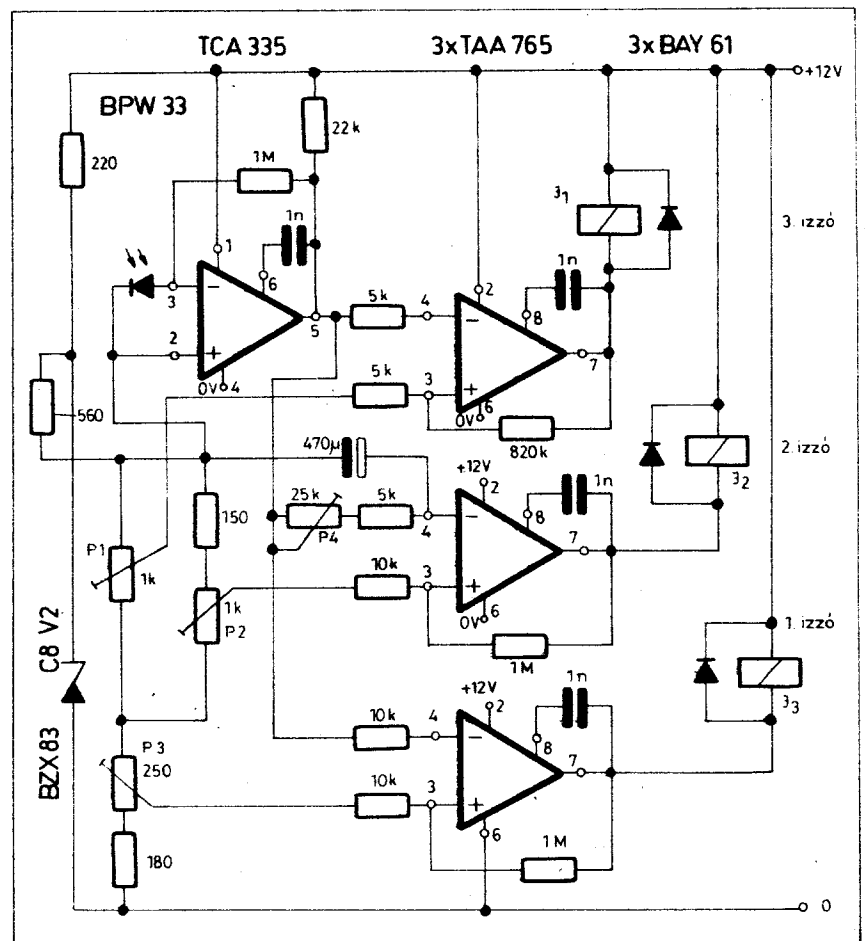
A 16. ábrán egy FM hangolászjelző kapcsolási rajzát láthatjuk. A null-indikátor elvén működő hangolászjelző három LED-et tartalmaz. Az áramkör bemenő feszültségét integráljuk a bemeneten található RC-taggal és egy differenciál-erősítővel felerősítjük. Magasabb frekvenciára történő elhangolás esetén kapcsolásunk bemenetén a jel megnő és a bal oldali BC 238 B vezetni kezd. Ekkor bekapcsolódik a bal oldali LED, jelezve, hogy az elhangolás a magasabb frekvencia felé történik. Ha alacsonyabb frekvenciára állunk, a jobb szélső LED kapcsol be. Mindkét esetben a vörös LED-ek katódjába kötött ellenálláson feszültség keletkezik és a kapcsoló tranzisztor kikapcsolja a zöld (középső) LED jelzését. Ez a dióda csak akkor világít, ha a vörösek nem. A differenciál-erősítő az 5 kohmos potenciométerrel kell szimmetrizálni. A vörös LED-ek küszöbfeszültségét az 1 kohmos potenciométerekkel kell beállítani. (A megépített áramkört pl. TBA 120 típusú KF-erősítő 8. kivezetéséről vezérelhetjük.)

Optoelektronikai kapcsolások

1. Automatikus lámpavezérlő áramkör

A 17. ábrán látható áramkör három lámpából álló kombinációt vezérel automatikusan, három megvilágítási küszöbértéknek megfelelően. A kapcsolás érzékelhető eleme a BPW 33 fotodióda, amely a lineáris erősítőként működő TCA 335 IC bemenetei között

helyezkedik el. Ez az erősítő vezéri a három küszöbérték-kapcsolót. A lineáris erősítő kimenő feszültsége a megvilágítás függvényében változik.



17. ábra. Automatikus világításvezérlő

A küszöbérték-kapcsolók referenciafeszültsége a megfelelő világítás beállítás érdekében potenciométerrel szabályozható és Zener-diódával stabilizált. A 2. lámpát működtető áramkörben késleltető kapcsolást alkalmazunk. A késleltetés függ a P₄ potenciométer állásától és a megvilágítás változásának sebességétől. A TAA 765 maximális kimenőárama 70 mA 12 V-nál. Ez a jelfogó vezérlő árama.

Kapcsolásunk műszaki adatai a következők:

Tápfeszültség: 12 V

Működési hőmérséklettartomány: -20... +60 °C

Az 1. lámpa beállítható megvilágítás-tartománya: 70 - 100 lx

Az 2. lámpa beállítható megvilágítás-tartománya: 10 - 70 lx

Az 3. lámpa beállítható megvilágítás-tartománya: 0,5 - 70 lx

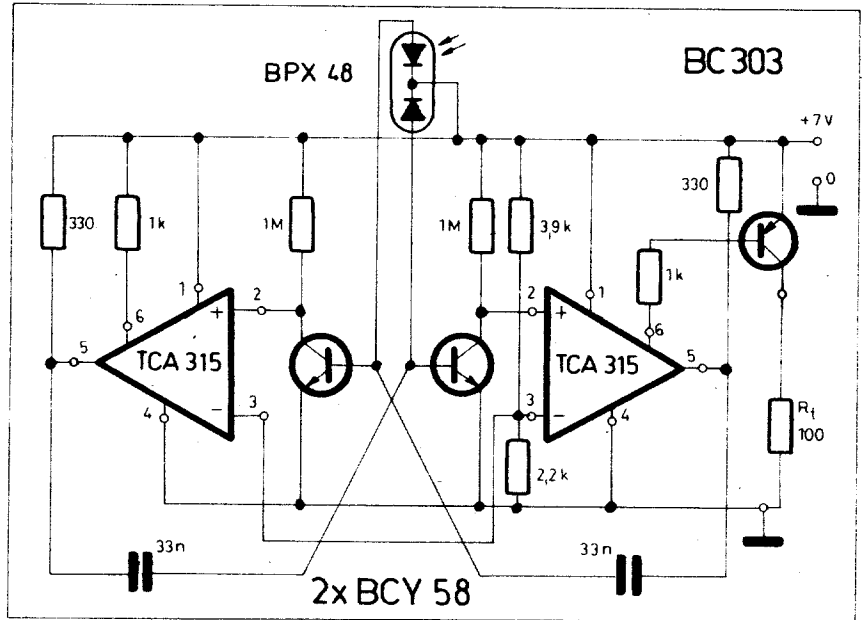
Áramfelvétel a jelfogók nélkül: 25 mA

Jelfogó-ellenállás: min. 180 ohm

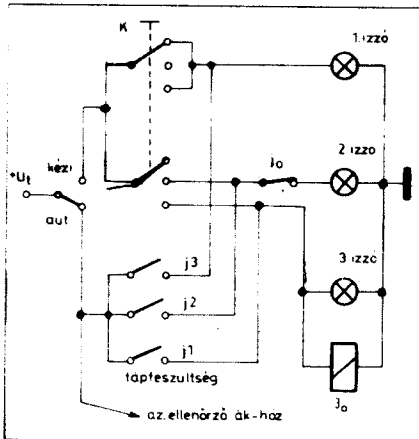
A 18. ábrán a lámpák bekötésére láthatunk egy példát.

2. Lineáris fény-frekvencia átalakító

A 19. ábrán egy BPX 48 differenciál-fotodiódával működő lineáris fény-frekvencia átalakító kapcsolási rajzát láthatjuk. Kapcsolásunk viszonylag nagy megvilágítást alakít át alacsony frekvenciára. A fényerő és a kimenő jel frekvenciája közötti lineáris összefüggést a differenciál-fotodióda biztosítja a megvilágítás széles tartományában. A multivibrátor frekvenciája kapcsolásunkban a megvilágítás függvénye. A kapcsolás megvilágítás-frekvencia karakterisztikája a 20. ábrán látható. A frekvenciaátfogás nagyobb, mint 1 : 50 000. Így anélkül, hogy mérés-határértéket alkalmaznánk, egy frekvenciamérőt kötve áramkörünk kimenetére digitális luxmérőt készíthetünk. A kimenőjel frekvenciája a megvilágítás mellett még a tápfeszültségtől is függ. A tápfeszültséget ezért stabilizálni kell. Az alsó határfrekvenciát a bemenő tranzisztor erősítése és vissz-árama határozza meg. Ezért a környezeti hőmérséklet nem lehet



19. ábra. Fény-frekvencia átalakító



18. ábra. Példa az izzók bekötésére

+50 °C-nál magasabb. Áramkörünk 80 nA fotoáramnál már kifogástalanul működik. A fotoáram maximum 4 mA. Áramkörünk műszaki adatai a következők:

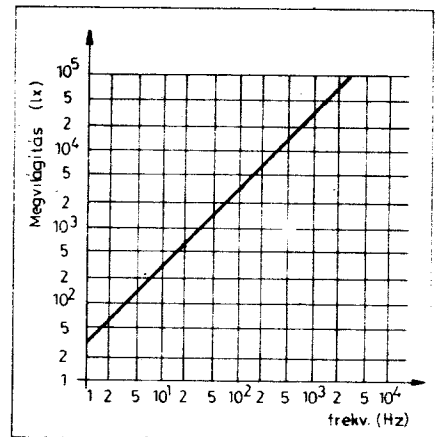
Tápfeszültség: 7 V
 Áramfelvétel (R_1 nélkül): 25 mA
 Jelkitöltési tényező: 1 : 1
 Terhelő ellenállás: min. 100 ohm.

3. Logaritmusos luxmérő

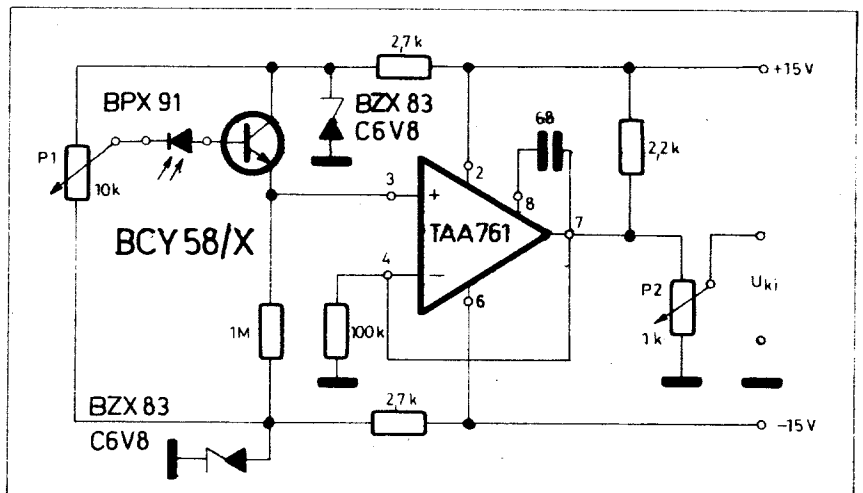
A 21. ábrán egy BPX 91 típusú fotodiódával működő logaritmusos luxmérő kapcsolási rajzát láthatjuk. Áramkörünkben a BCY 58 X tranzisztor a fotoáramot erősíti fel, emitter-bázis diódája pedig a fotodióda hőmérsékleti együtthatóját kompenzálja. A megvilágítástól függő kimenő feszültség a P_2 csúszkájáról vehető le. A TAA 761 műveleti erősítő feszültség erősítése kapcsolásunkban egységnyi. Áramkörünket a következő módon kell beszabályozni. Rövidre zárjuk a fotodiódát és a P_1 potencióméterrel a

kimenő feszültséget zérusra állítjuk. Megszüntetjük a rövidzart és a fotodiódára maximális megvilágítást adunk és a hiteles kimenő feszültséget beállítjuk a P_2 potencióméterrel. Meg kell jegyeznünk, hogy a fotodióda spektrális érzékenysége nem egyezik meg az emberi szem érzékenységével, viszont a megvilágítás egysége (a lux) az emberi szem érzékenységre vonatkozik. Ezért a fotodióda elé egy szűrőt kell tennünk a megfelelő korrekció érdekében. Áramkörünk legfontosabb adatai a következők:

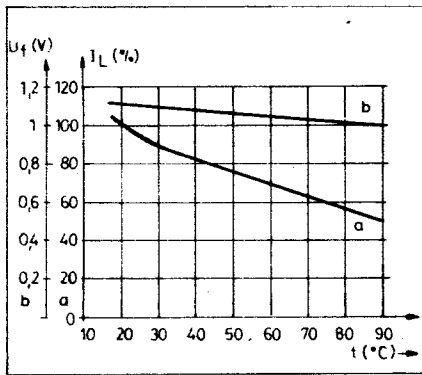
Tápfeszültség: ± 15 V
 Áramfelvétel: 15 mA
 Kimenő feszültség 10^5 lux esetén:
 max. 600 mV (beállítható)
 Minimális megvilágítás:
 szűrővel: 15 lux
 szűrő nélkül 1,5 lux
 Korrekciós szűrő: BG 38, 2 mm vastag.



20. ábra. Megvilágítás-frekvencia karakterisztika



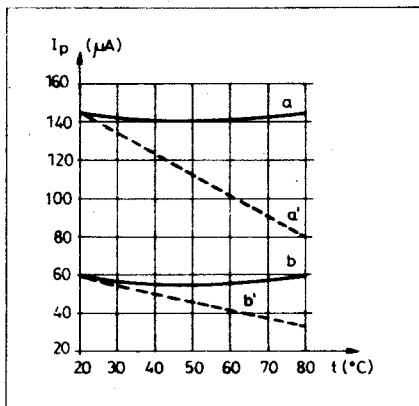
21. ábra. Logaritmusos luxmérő



22. ábra. LED fényintenzitás-hőmérséklet karakterisztikája

4. A LED hőfoktényezőjének kompenzálása

A fényemittáló dióda fényereje függ a hőmérséklettől. Ez a tény a legtöbb alkalmazásnál zavaró és a jelenség megszüntetése érdekében egy NTK-ellenállást szoktak sorbakötöni a diódával. Ez a kompenzációs mód csak kis hőmérséklettartományban hatásos. A következőkben egy kedvezőbb kompenzációs megoldást mutatunk be. A 22. ábrán egy LED relatív fényintenzitását láthatjuk a hőmérséklet függvényében, $I_f = 10$ mA diódaáramnál (a görbe). A 24a ábra szerinti áramkörrel a LED hőfoktényezőjét széles hőfoktartományban kompenzálni tudjuk. A LED vezetési feszültsége a hőmérséklet növekedésével csökken. (Ezt mutatja a 22. ábra b görbéje.) A 24a ábrán látható kapcsolásban megfelelően megválasztott R_p és R_v esetén növekvő hőmérséklettel a LED árama nő és ennek a hatása széles hőmérséklettartományban hőfokkompenzációként jelentkezik. A 23. ábrán a CQY 17 típusú LED fényintenzitását láthatjuk a hőmérséklet függvényében abban az esetben, ha a dióda a 24. ábrának megfelelő kapcsolásban üzemel. A 23. ábrán a kompenzált esetnek az a és b görbék felelnek meg. (I_p a mérő fotodióda fotoárama.) A szaggatott vonallal jelölt görbék a kompen-



23. ábra. A CQY 17 kompenzált karakterisztikája

zátlan eset mérési eredményei. A 23. ábra a és b görbét a kompenzációs áramkör következő jellemzőinél vettük fel:

- a) $I_f = 10$ mA; $I_s = 88$ mA;
 $R_v = 41$ ohm; $R_p = 13$ ohm;
- b) $I_f = 5$ mA; $I_s = 44$ mA;
 $R_v = 88$ ohm; $R_p = 27,5$ ohm.

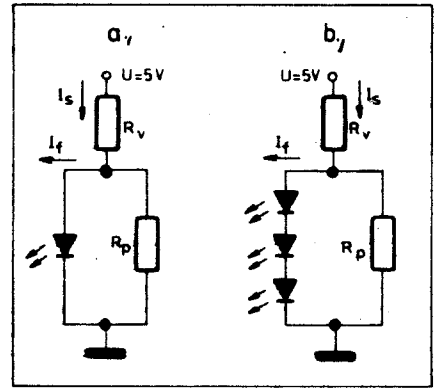
A bemutatott hőmérséklet-kompenzációt alkalmazhatjuk sorbakötött LED-ek esetén is a 24b ábra kapcsolásának megfelelően. A kompenzációt természetesen a CQY 17 LED-en kívül más típusú fényemittáló diódán is elvégezhettük.

5. Triac triggerelése fototranziszttal

A fototranzisztort ma már széles körben alkalmazzák fénydetektorként fény szabályzó rendszerekben, szűrőletkapcsolókban, riasztó berendezésekben, fény sorompókban, helyzet szabályozó és kijelző berendezésekben. A váltófeszültségről táplált fototranzisztor alkalmazása ezeknél a rendszereknél eddig szokatlan volt. A következőkben erre a megoldásra mutatunk be egy példát. A 25. ábrán látható áramkörben a T₁ triac áramfolyási szögét szabályozzuk a fényintenzitás változásával. Az A és B csatlakozási pontokra kötjük a hálózati váltófeszültséget. Áramkörünk terhelése izzólámpa, melynek fényét a vele sorbakötött triac segítségével szabályozzuk. Az áramfolyási szög szabályozása az R_L , C_1 , T_3 és T_2 elemekből álló áramkör segítségével történik. Növekvő fényerő esetén a triac áramának folyási ideje rövidül és a terhelésen levő teljesítmény csökken. Kapcsolásunkban az izzólámpa a triac terhelése, így áramkörünk egy fény szabályozó kapcsolás. Készíthetünk ezzel a megoldással motorszabályozó kapcsolást is. Ebben az esetben igen fontos, hogy a fototranzisztor karakterisztikája szimmetrikus legyen a tápfeszültség két félperiódusában. Ellenkező esetben a váltóáramú motoron egyenáramú komponens is folyik. Kapcsolásunk kis időállandója lehetővé teszi alkalmazását nagy erősítő szabályozó körökben az önlengés veszélye nélkül.

6. Fényvillanító kapcsolás

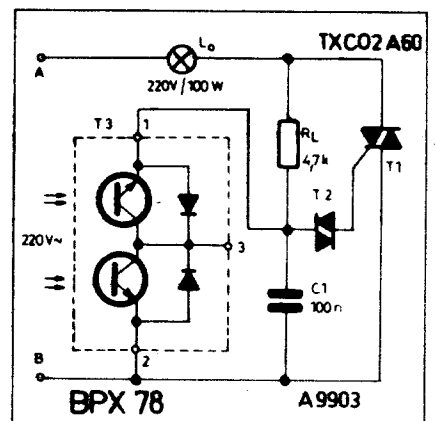
A 26. ábrán látható vakuáramkör automatikusan szabályozza a villanási időt. Így az exponálás mindig helyes lesz attól függetlenül, hogy közelről, vagy távolról; világos, vagy sötét tárgyat fényképezünk. Kapcsolásunkban a fényképezendő tárgyról visszavert fényt egy fototranzisztor érzékeli és a villanási időt az optimálisnak megfelelően állítja be. A korszerű villanófény-berendezésekben a kondenzátor és villanócső közötti kapcsolatot triacokkal szakítják meg. Ezt a kapcsoló triacot egy úgynevezett kikapcsoló triacokkal vezérlik, melynek gyújtását a visszavert fény szabá-



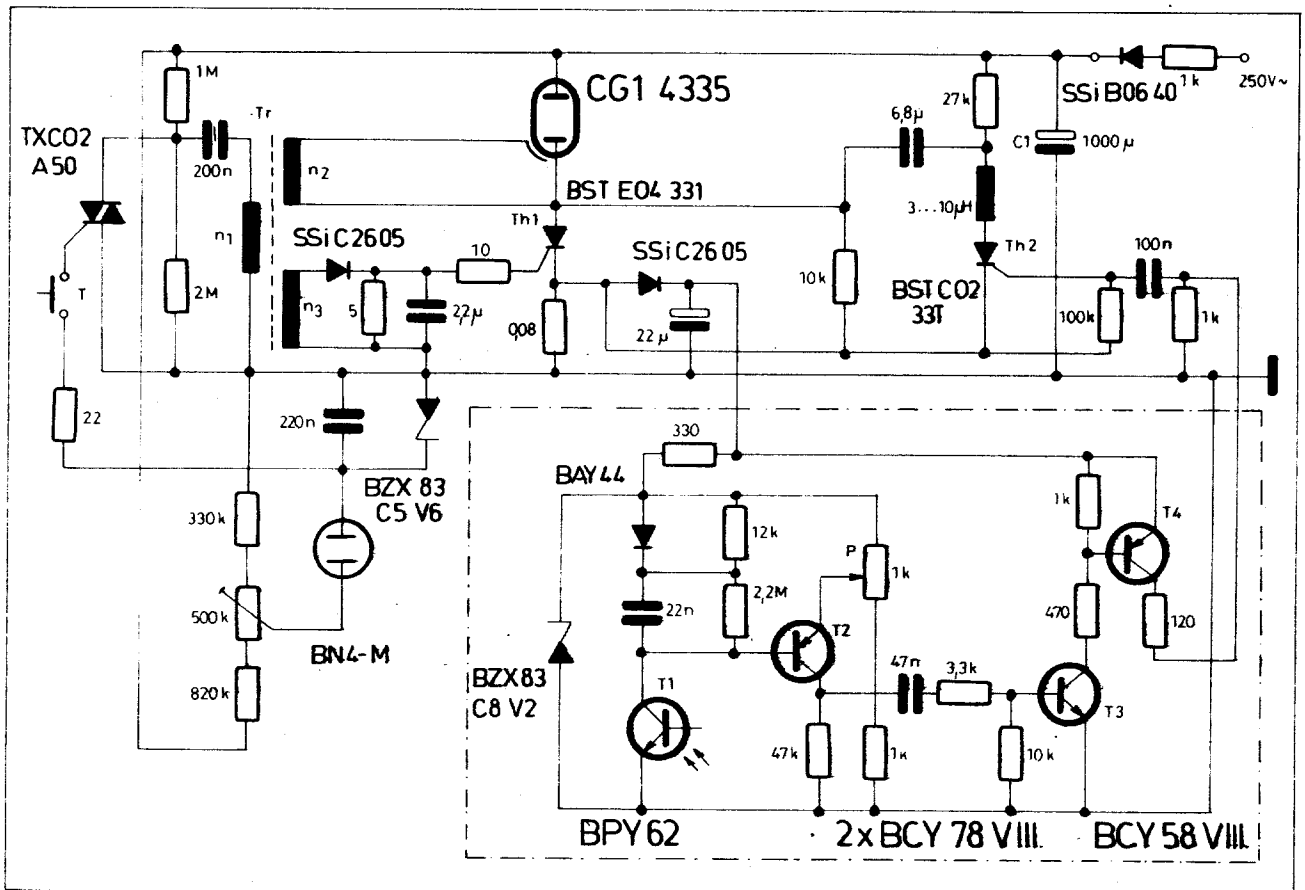
24. ábra. Kompenzáló kapcsolás (a), kompenzálás sorbakötött LED-ek esetén (b)

lyozza. A fényt fototranzisztor érzékeli. A villanás idejét egy speciális „számító áramkör” szabályozza. Ez utóbbit a kapcsolási rajzon szaggatott vonallal kereteztük be. A bemutatott áramkörben az indító (trigger-) impulzus előállítására triacot alkalmaztunk annak érdekében, hogy megbízható indítást adjon és megvédje a fényképezőgépet gyengeáramú kontaktusát. A triac mindig azonos időtartamú impulzust ad a fényképezőgépet szinkron-érintkezőjének (T) esetleges lassú záródásától függetlenül. A villanócső gyújtása a Tr gyújtótranszformátorról ismert módon történik. Ezzel egyidőben a kapcsoló triacot a villanócső gate-elektrodájára adott pozitív impulzus hatására. Amikor a villanócső fényt kezd kibocsátani, 250 A-es árama a kapcsoló triac katódjában lévő 0,08 ohmos ellenállásán 20 V-os feszültséget hoz létre. Ez a feszültség a „számító áramkör” tápfeszültsége.

A fototranzisztor (T₁) a fénytől függő ellenállásként működik és így a 22 nF-os kondenzátor különböző sebességgel töltődik fel (ill. sül ki) attól függően, hogy milyen fényerő éri a fototranzisztort. Amikor ezen a kondenzátoron a feszültség egy adott negatív értéket túllép, ill. a T₂ bázisán a feszültség negatívabb lesz a P potencióméterrel beállítható emitterfeszültsé-



25. ábra. Triac triggerelése



26. ábra. Fényvillantó kapcsolás

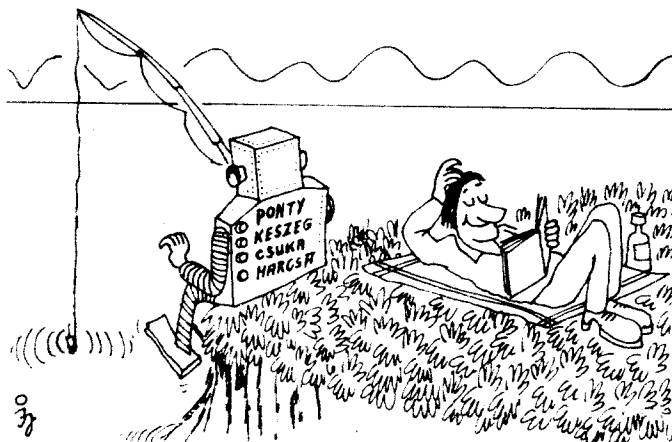
séghez képest, a tranzisztor vezetni kezd. Ekkor a kollektorellenállásán egy pozitív impulzus keletkezik, amely további erősítés (T_3 és T_4) után gyújtja a Th_2 kikapcsoló tirisztort. A $6,8 \mu F$ -os kondenzátor a kikapcsoló tirisztor energiaforrása. Ez a kondenzátor oltja ki (ellenkező irányú feszültség rákapcsolásával) a Th_1 kapcsoló tirisztort, ekkor a villanócső is kikapcsol.

A P potenciométert a filmérzékenység, ill. a rekeszszám – felvétel előtt történő – beállításánál változtatjuk. Ennek alapján „határozza meg” a készülék, hogy mennyi energiát használjon fel villantásra a C_1 energiatároló kondenzátorból. Az az energia, amely a kondenzátorban marad, nem vész el, hanem a következő villantásnál kerül felhasználásra. Így (telepes-

transzverteres üzem esetén) a telep terhelése, az energiafelhasználás csökken.

Irodalom:

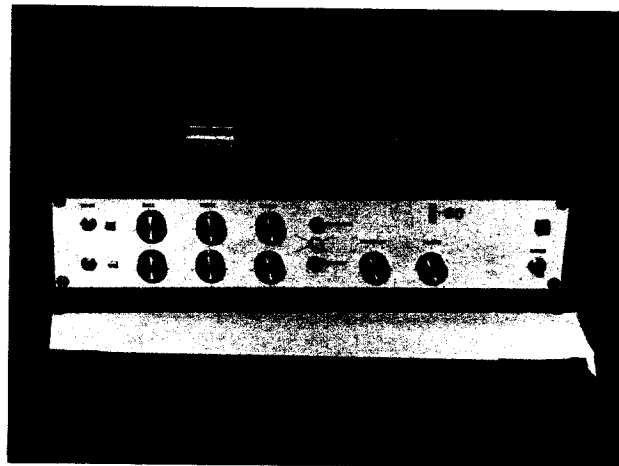
SIEMENS Design Examples of Semiconductor Circuits, Edition 1974/75.



Abszolút kikapcsolódás

80 W-os félvezetős gitárerősítő tremolóval és torzítóval

Plachtovics György műszerip. technikus



Az első gitárerősítők az 50-es évek elején jelentek meg a nyugat-európai piacokon. Az akkori technikának megfelelően elektroncsöves felépítésűek voltak, ma már szerénynek tűnő kimenő teljesítménnyel. A hangerő és hangszín-szabályozáson kívül más, – az eredeti hangképet módosító fokozattal nem rendelkeztek. Az elektroncsöves felépítésből adódóan geometriai méretük, súlyuk jelentős volt. A későbbiekben megkezdődött a kimenő teljesítmény növelése. A kezdeti 10 – 20 W-os végerősítőket 40 – 50 W-os kimenő teljesítményűek váltották fel. A felépítésben még mindig az elektroncső volt az egyeduralmú erősítő elem. A kimenő teljesítmény fokozása megnövelte a tápfeszültséget, a hálózati és kimenőtranszformátor méreteit, súlyát. Az 500 – 650 V anódfeszültséggel működő végerősítő csövek igen hamar tönkrementek, – és rendszerint nem a próbán, amikor elegendő a kisebb hangerő. Leggyakrabban meghibásodó elem az előerősítőben levő elektroncső volt. Cseréje „mezei” módszerekkel nem mindig volt lehetséges. Zajra, mikrofóniára válogatni kellett, a fűtőkörben levő brumm-kiegyenlítő potenciométerrel zajminimumot beállítani, stb. Előerősítőkből a 60-as évek elején már megjelentek a tranzisztorok, amelyekkel gyakran jobb ered-

ményt lehetett elérni, mint az elektroncsövekkel. Végiglapozva, a „Rádiótechnika”, valamint a „Rádiótechnika Évkönyv” számaint elvéve találunk teljesen félvezetős felépítésű erősítőket.

Mi ennek az oka? – teszi fel a kérdést esetenként az olvasó. A válasz viszonylag egyszerű. Hét-nyolc éve, hogy megjelentek hazánkban is a korszerű nagy teljesítményű szilícium-tranzisztorok. Ezekkel elvileg már lehetett nagy teljesítményű végerősítőket építeni. A probléma ott volt, hogy jó kapcsolási rajz és megfelelő tapasztalat híján nem mindig sikerült működő erősítőt készíteni. Így a legtöbb amatőr ebben az időben szíve mélyén még a csöves végerősítőkre esküdött. Ha esetenként sikerült is a remélt kimenő teljesítményt „kiszedni” a saját készítésű berendezésből, gyakori volt a végerősítő-fokozatok meghibásodása. Az okok közül csak kettőt említék meg. Az első a rosszul beállított nyugalmi kollektoráram, – amely vagy túl nagy volt, vagy a szinttelő elem nem volt termikus csatolásban a végtranzisztorokkal. A másik gyakori hiba, – mely éppen a hangszóróerősítőkre jellemző – a hangszóróvezeték, vagy csatlakozó zárlata, mely a végtranzisztor-pár tönkremenetelét okozta.

Az alábbiakban ismertetésre kerülő

erősítő teljesen félvezetős felépítésű. Az előerősítő és a hangszínszabályozó fokozat integrált áramkörökkel, míg a végerősítő szilícium-planár tranzisztorokból lett felépítve. A gitárerősítő két egymástól független bemenettel rendelkezik. Csatornánként lehet változtatni a hangerőt, valamint a magas és mély hangszínt. Bármely csatornába be- és kikapcsolható a torzító, vagy a tremoló. A végerősítő kimenő teljesítményét külön lehet szabályozni. A hangszóró csatlakozó, vagy zsinór zárlata esetén a végerősítő védelméről beépített elektronikus rendszer gondoskodik. Az előerősítők tápegysége zárlat ellen védett. Nyugodtan elmondhatjuk, hogy „elnyűhetetlen” erősítő birtokába jutunk amennyiben megépítjük. A gitárerősítő elkészítéséhez a félvezető-technikában való jártasság szükséges. Beméréséhez hanggenerátor, oszcilloszkóp és 20 kohm/V-os kéziműszer, vagy csővoltmérő kell.

Műszaki adatok.

Kimenő teljesítmény: 80 W (4 ohmos terhelésnél)

Átvitt frekvencia sáv: 20 Hz – 30 kHz ± 1 dB (P_{kl} : 65 W)

Kimenő ellenállás: 0,06 ohm ($f = 1$ kHz-nél)

Maximális kivezérléshez tartozó bemenő feszültség: 4 mV ($f = 1$ kHz)

Hangszínszabályozás mély: (20 Hz) +20 dB ÷ –20 dB

magas: 20 kHz) +20 dB ÷ –20 dB

Tozítás: $f = 1$ kHz, P_{kl} : 75 W k : 0,6%

Tápfeszültségek: Előerősítő ± 16 V

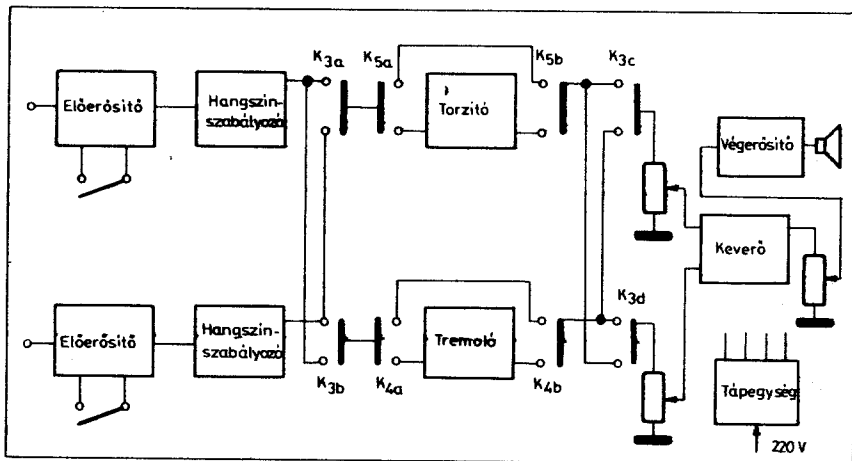
Végerősítő ± 36 V

Bemenetek száma: kettő

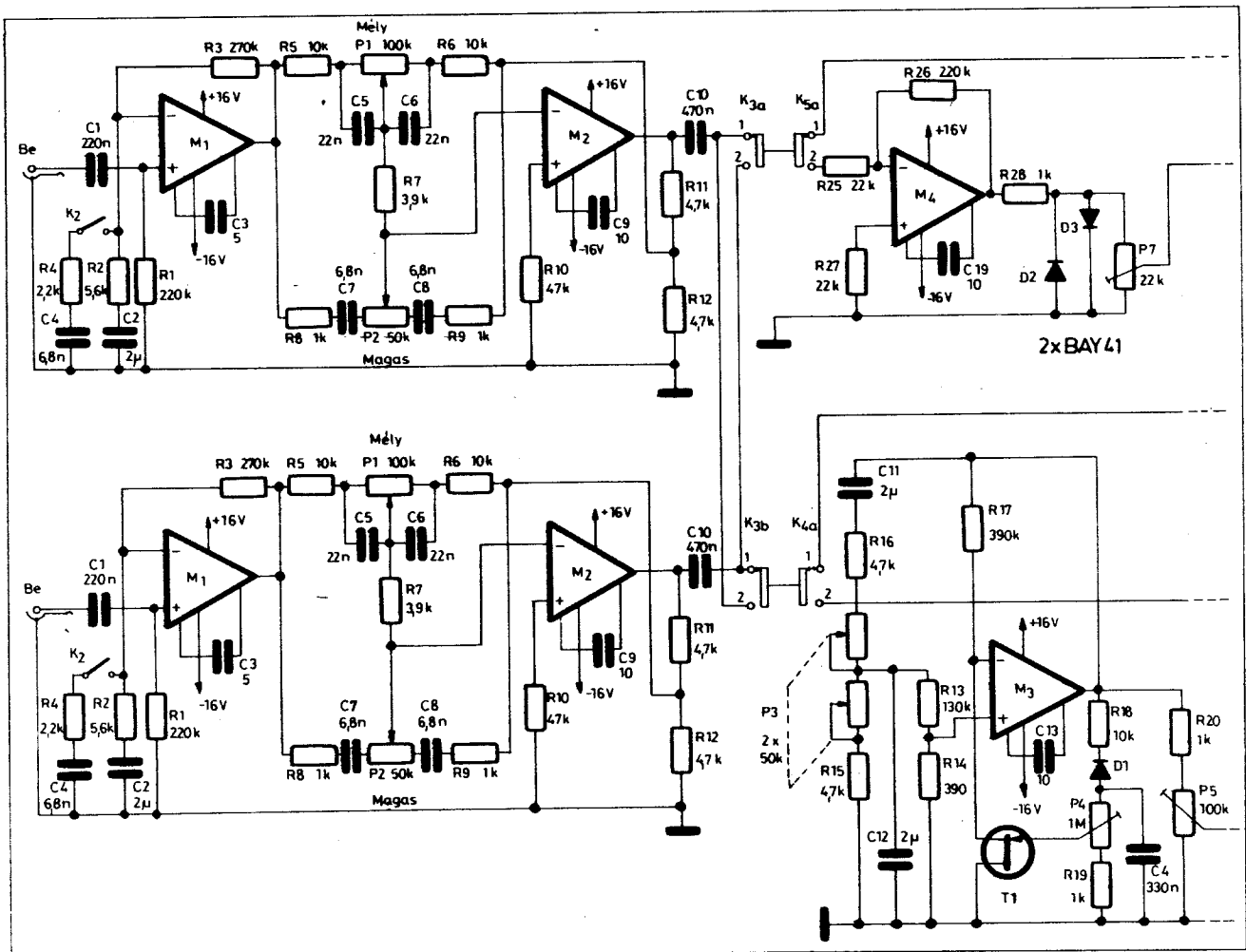
Egyéb szolgáltatások: bármely csatornába beiktatható torzító, tremoló, gitárszűrő

Elvi működés

A gitárerősítő tömbvázlatát az 1. ábrán láthatjuk. Az egyes egységek felépítését, működését részenként tárgyaljuk. Így lehetőségünk van arra, hogy más összeállításban (egyest elhagyva – vagy többször ismételve – a saját célunknak legmeg-



1. ábra



2. ábra

felelőbb hangszerosítót készítsünk. A teljes kapcsolási rajzot a 2. ábra szemlélteti.

Előerősítő

A hangszínszabályozó részére a gitárhangszedő jelét a megfelelő szintre felerősíteni – ez a feladata. A gitárhangszedő jele a C_1 kondenzátoron át az M_1 műveleti erősítő + (non invert) bemenetére jut. Az azonos bemeneti áramok biztosítása céljából az R_1 -es ellenállás megegyezik a visszacsatoló ágban levő R_3 ellenállás értékével. Ezzel biztosítható az offset és drift feszültség optimális értéken tartása. A fokozat erősítését a negatív visszacsatolás nagyságával (a C_2 -es kondenzátorral soros R_2 -es ellenállás) lehet beállítani.

A műveleti erősítő alsó határfrekvenciáját az R_2 -es ellenállással soros C_2 -es kondenzátor szabja meg. Jelen esetben a -3 dB-es pont 10 Hz alatt van. A felső határfrekvenciát a C_3 -as kompenzáló kapacitás nagysága adja. A K_2 -es kapcsoló zárásakor a gitár-szűrőt hozzuk működésbe. A gyakorlat azt mutatja, hogy a $+20$ dB-es magas-

hang emelés 20 kHz-en esetenként kevés. Ennek több oka van. Rendszerint több méter árnyékolt kábel köti össze a gitárhangszedőt az erősítő bemenetével. Az átlagos árnyékolt kábel nagy önkapacitással rendelkezik – ez elérheti méterenként a $300 \div 600$ pF-ot is. A másik ok, hogy a jellegzetes, úgynevezett gitárhangszín produkálása, egy erőteljes magashang emelést igényel, melynek csúcsa $11-12$ kHz-re esik. A bekapcsolt szűrő-állás frekvenciamenetét a 3. ábrán láthatjuk.

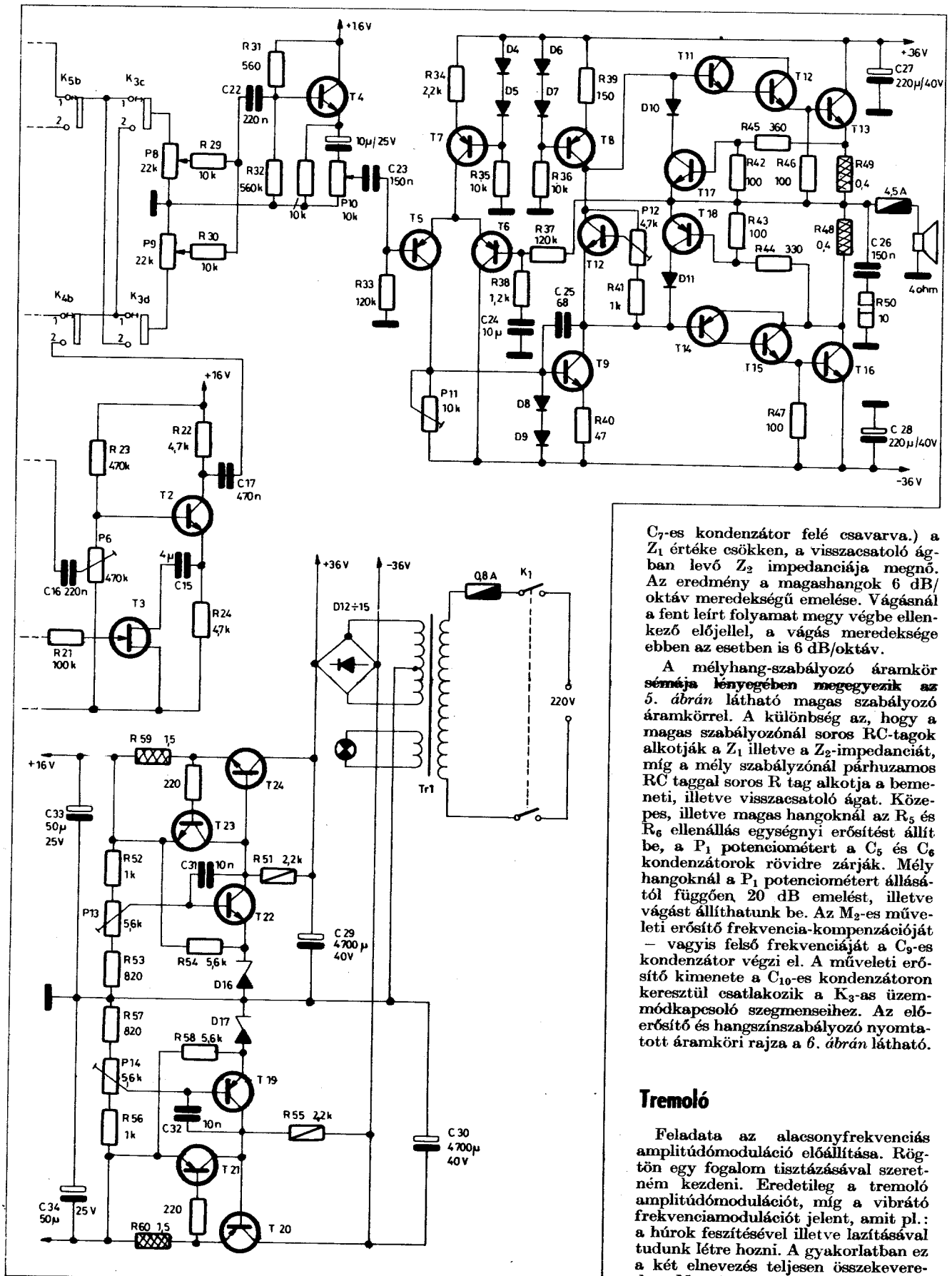
Hangszínszabályozó

Feladata a magas és mély hangok folyamatos emelése, vagy vágása. Az M_2 -es műveleti erősítővel felépített hangszínszabályozó a tranzisztoros Baxandall áramkör megfelelője. A szabályozás módja szerint két alaptípus alakult ki.

1. Az emelő és vágógagok emelési illetve vágási frekvenciája állandó és a frekvenciamenet görbe meredeksége változtatható. (Ezt hívják gyakran lepkének – a karakterisztika formája után.)

2. A görbe meredeksége állandó – és a töréspont változtatható. (Ilyen típusú áramkör található a Rádió-technika 1973/7. számában.)

HI – FI erősítőknél kérdéses lehet, – melyik típus alkalmazása célszerű. Jelen esetben az 1. pont alatt tárgyalt megoldást választottuk. Ennek megépítése ugyanis lényegesen egyszerűbb. A fokozat keresztesési frekvenciája 1 kHz-nél van, itt az erősítés kétszeres. A szabályozási tartománya viszonylag széles. 20 Hz-nél ± 20 dB és 20 kHz-nél ugyancsak ± 20 dB. A hangszínszabályozó frekvencia menetét maximális emelés, illetve vágás állásban a 1. ábra szemlélteti. 20 Hz-nél a $+20$ dB-es emelés bőgőhanghoz hasonló effektusokat tesz lehetővé. Végetelül röviden a hangszínszabályozó működése. Köveszük végig a magashangszín-szabályozásnál a jel útját. Az előerősítő kimenetéről a jel az R_8 és C_7 kondenzátoron át a P_2 -es potenciométerre jut. Ha a P_2 -es potenciométer középpályában van, akkor a bemeneti soros Z_1 impedancia megegyezik a visszacsatoló ágban levő Z_2 -es impedanciával, tehát ilyenkor az erősítés az R_{11} és R_{12} ellenállások osztás arányának megfelelően kétszeres. (Lásd az 5. ábrát). Emelésnél (P_2 potenciométer csúszkája a

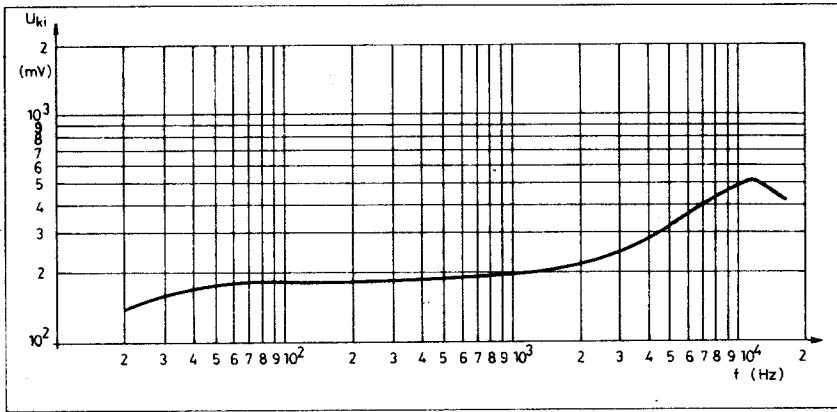


C_7 -es kondenzátor felé csavarva.) a Z_1 értéke csökken, a visszacsatoló ágban levő Z_2 impedanciája megnő. Az eredmény a magashangok 6 dB/oktáv meredekségű emelése. Vágásnál a fent leírt folyamat megy végbe ellenkező előjellel, a vágás meredeksége ebben az esetben is 6 dB/oktáv.

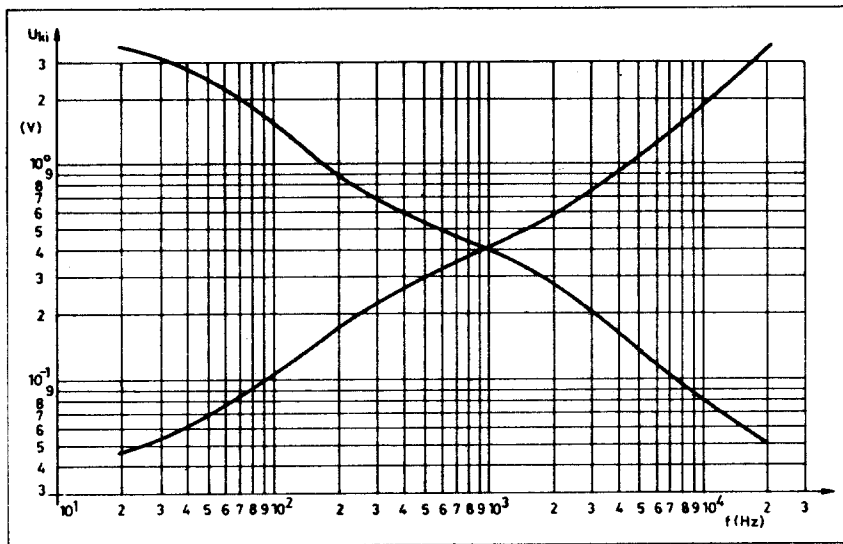
A mélyhang-szabályozó áramkör sémája lényegében megegyezik az 5. ábrán látható magas szabályozó áramkörrel. A különbség az, hogy a magas szabályozónál soros RC-tagok alkotják a Z_1 illetve a Z_2 -impedanciát, míg a mély szabályozónál párhuzamos RC taggal soros R tag alkotja a bemeneti, illetve visszacsatoló ágat. Közepes, illetve magas hangoknál az R_5 és R_6 ellenállás egységnyi erősítést állít be, a P_1 potenciométert a C_5 és C_6 kondenzátorok rövidre zárják. Mély hangoknál a P_1 potenciométert állásától függően 20 dB emelést, illetve vágást állíthatunk be. Az M_2 -es műveleti erősítő frekvencia-kompensációját – vagyis felső frekvenciáját a C_9 -es kondenzátor végzi el. A műveleti erősítő kimenete a C_{10} -es kondenzátoron keresztül csatlakozik a K_3 -as üzemmódkapcsoló szegmenséhez. Az előerősítő és hangszínszabályozó nyomtatott áramkörtípusa a 6. ábrán látható.

Tremoló

Feladata az alacsonyfrekvenciás amplitúdómoduláció előállítása. Rögön egy fogalom tisztázásával szeretném kezdeni. Eredetileg a tremoló amplitúdómodulációt, míg a vibrató frekvenciamodulációt jelent, amit pl.: a húrok feszítésével illetve lazításával tudunk létrehozni. A gyakorlatban ez a két elnevezés teljesen összekeveredett. Maguk a zenészek sem alkalmaz-



3. ábra



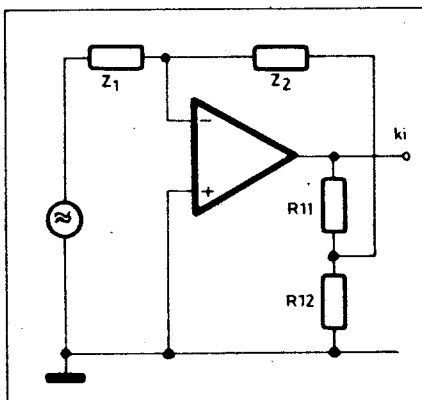
4. ábra

zák következtében, így a műszakiak – a hangtechnikával foglalkozók egyszerűen megkérdezik, hogy amplitúdó-, vagy frekvenciamodulációról van-e szó. A továbbiakban tehát az eredeti a tremoló kifejezést használjuk – mert az itt ismertetett áramkör amplitúdó-modulációt hoz létre. A moduláló frekvenciát egy alacsonyfrekvenciás

Wien-hidas műveleti erősítővel felépített R-C generátor hozza létre. A generátor frekvenciáját a gitárerősítő előlapján elhelyezett P₃-as potenciométerrel tudjuk változtatni. Ezzel tehát az amplitúdómoduláció szaporaságát változtatjuk. A generátor működése röviden a következő; az M₃-as műveleti erősítő kimenete és a + (non invert) bemenete között azonos RC elemekből felépített Wien-hídon keresztül pozitív visszacsatolás jön létre.

A műveleti erősítő negatív bemenete és a kimenete között az R₁₇-es ellenálláson át negatív visszacsatolást hozunk létre. Az oszcillációs amplitúdót, a negatív visszacsatolás automatikus szabályozásával stabilizáljuk. E célra a műveleti erősítő negatív bemenete és a föld között térvezérlésű tranzisztort használunk fel lényegében változtatható ellenállásként.

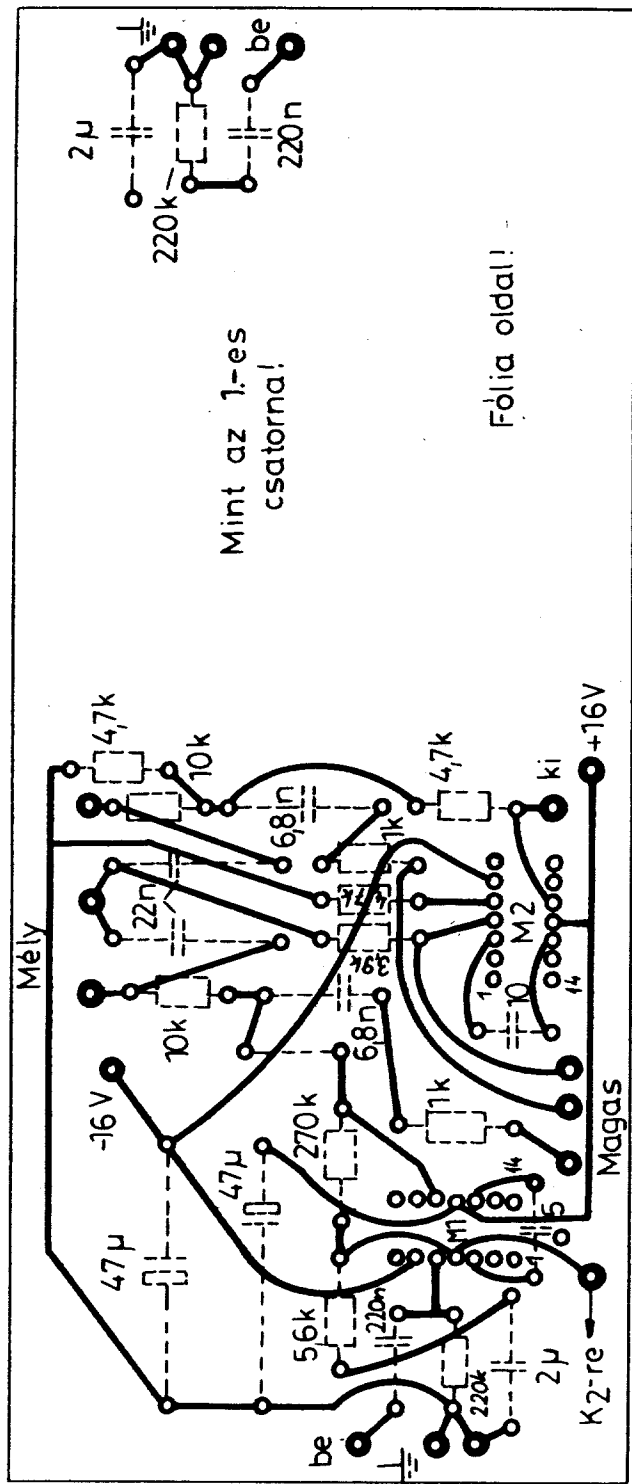
A M₃-as műveleti erősítő kimenete az R₁₈-as és D₁-es diódán át negatív szabályozó feszültséget hoz létre a P₄-es potenciométer sarkain. A vele párhuzamosan kapcsolt C₁₄-es kondenzátor az egyenirányító időállandóját növeli meg. A kimenő feszültséggel



5. ábra

arányos egyenfeszültség, a P₄-es potenciométer leosztásának megfelelően a T₁-es FET gate-elektrodjára jut. A T₁ tranzisztor csatornaellenállása a szabályozó feszültségnek megfelelően változik, – így lényegében az R₁₇-es ellenállással osztót képezve az erősítést változtatja. Az oszcillátor frekvencia-átfogása 1:10 arányú. Ezt a P₃-as potenciométerrel soros R₁₅ és R₁₆ ellenállásokkal állíthatjuk be.

A tremoló következő lényeges része a modulátor. Akik már építettek gitár-erősítőt, tudják, hogy egyszerű eszközökkel igen nehéz jó minőségű modulátort készíteni. Az elektroncsöves erősítőknél erre a célra keverő, vagy exponenciális karakterisztikájú csövet használtak. A félvezetős rendszereknél főleg kezdetben igen nehéz volt megfelelő eszközök híján jó minőségű modulátort készíteni. Olyan áramköri megoldások, mint például a ring-modulátor eleve elriasztják bonyolultságuknál fogva az érdekelteket. Olyan áramkört kellett tehát keresni, amely egyszerű – és visszahatásmentes keverést tesz lehetővé. Az utóbbin bekapcsolt tremolónál a szünetben (tehát modulálandó jel nélküli állapot) létre jövő „líhegést” értjük. A megvalósításra két lehetőség kínálkozik. Az első az optokopleres – ez fény-emittáló diódából és fototranzisztorból áll. A második megoldás a FET tranzisztor vezérléssel változó csatorna ellenállásának a felhasználása. Az utóbbi mellett döntöttünk, – tekintve, hogy az oszcillátor amplitúdó-szabályozó köre is FET tranzisztortal lett megépítve. A K₃-as kapcsolóval kiválasztott csatorna jele a C₁₅-ös kondenzátoron át a T₂-es tranzisztor bázisára jut. Az amplitúdómoduláció a következő módon jön létre. Az oszcillátor szinuszhullám formájú jele az R₂₀ ellenálláson át a P₅-ös potenciométerre kerül. Ezzel lehet beállítani a modulációs mélységet. A leosztott feszültség a T₃-as N csatornás FET gate-jére jut. A moduláló jel ütemében változik a T₃-as csatorna ellenállása. A T₃-as FET a C₁₅-ös kondenzátorral sorosan a T₂-es tranzisztor emitteréhez kapcsolódik. Amikor a T₃-es lezárt állapotba kerül az R₂₄-es emitter ellenállás „átblokkolatlan” sarkain létre jövő áramvisszacsatolás az erősítést csökkenti. Amikor a T₃-as FET nyitni kezd, a moduláló jel ütemében, csatornaellenállás egyre csökken, a negatív visszacsatolás egyre kisebb lesz, a T₂-es tranzisztor erősítése ennek megfelelően egyre nagyobb. A fent leírt folyamat periodikusan ismétlődik a moduláló frekvencia ütemében. Az ismertetett áramkörrel kb. 60–70% modulációs mélységet lehet elérni, mely bőven elegendő a kívánt hatás eléréséhez. Nagyobb modulációs mélységnél két probléma jelentkezik. Az első a szünetben fellepő „líhegés” – ez kb. 90% modulációs mélységnél vehető észre. A második – amely füllel nem igen észlelhető – a modulátor nonlinearitása – mely a FET csatorna ellenállás változásának jellegéből adódik. A P₆-os potenciométerrel az egyszeres erősítést lehet beállítani.



6. ábra

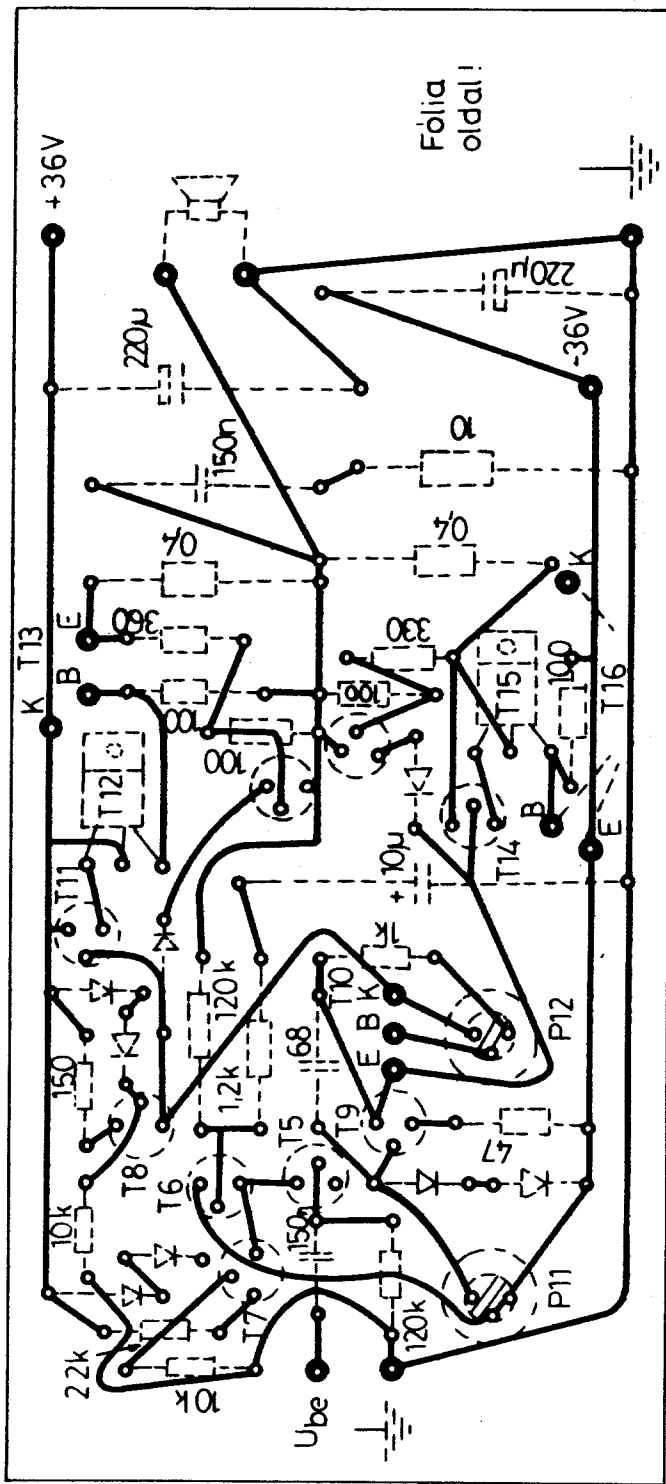
Erre azért van szükség, mert ez a fokozat be, illetve kikapcsolható a K₄-es kapcsolóval és az erősítésnek nem szabad változnia. A fokozat nyomtatott áramköri rajza a 7. ábrán látható.

Torzító

Feladata a gitárhangszedő felerősített jelének torzítása. Torzítón általá-

ban a négyszögesítő fokozatokat értjük. Többféle - hatásaiban is különböző - áramköri megoldás ismert.

1. *Túlvezérelt erősítő:* Rendszerint 2-3 tranzisztorból álló kapcsolás. A tranzisztorok lezárt állapotban vannak, csak a pozitív félperiódusban nyitnak ki (NPN struktúrát feltételezve!) Az utolsó tranzisztor kollektorán közel tápfeszültségnyi négyszögjel



9. ábra

jelenik meg. Hátránya, hogy csak 500-600 mV feletti tartományban működik kielégítően, lecsengő jel esetén hirtelen elhallgat. Ez a kellemetlen tulajdonsága abból adódik, hogy a szilícium tranzisztorok - U_{EB}-je 400-500 mV között mozog.

2. *Schmitt-trigger:* A hangfrekvenciás jel a Schmitt-trigger bemenetére jut. A billenési küszöb rendszerint

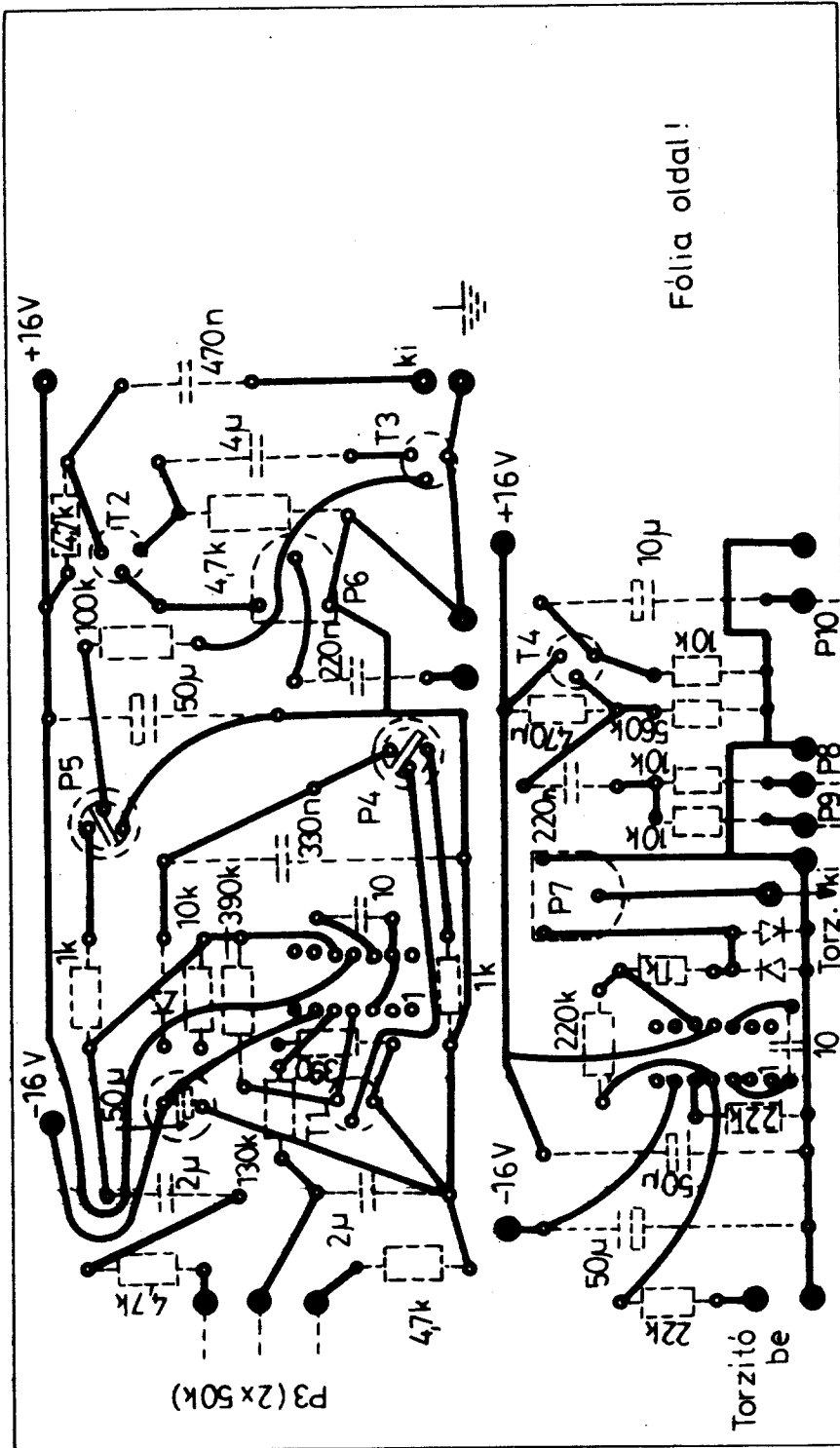
külön potenciométerrel állítható. Az áramkör közel tápfeszültségnyi amplitúdójú négyszögjelet állít elő. A problémát itt is a lecsengő hangok okozzák. Ha ugyanis túl alacsonyra állítjuk a billenési szintet, akkor hajlamos lesz a torzító arra, hogy minden zajra bebillenjen, elinduljon. A zajhatár fölé állítva, lecsengő hangnál a billenési küszöb alatt hirtelen elhallgat – ami igen kellemetlen hatást kelt.

3. Diódás vágó: Az előerősítóből a hangszínszabályozón át a jel a „meghajtó” erősítőbe jut. Ennek erősítése kb.: 20–25 dB. A felerősített Volt nagyságrendű jel két antiparalel kapcsolású diódára kerül. A diódák a nyitási küszöbük felett vágják a hangfrekvenciás jeleket. Az eredmény négyszögös hullám formájú jel. Lecsengő hang esetén a négyszögjel meredeksége (fel és lefutása) egyre csökken, majd a

vágási küszöb alatt az eredeti hullámformájú jel jön ki az erősítóből. Hangzás szempontjából az utóbbi megoldás a legmegfelelőbb. A megpendített húr szitárhoz, hasonló, kitartott hangon szól. Az átmenet a négyszögjelből az eredeti hullámformába fokozatos – így igen kellemes hatást kelt – elmarad a koppanásszerű elhallgatás.

A megvalósított torzító rövid leírása: Az áramkört a K_4 -es kapcsoló segítségével hozzuk működésbe. A K_3 -as kapcsoló feladata a torzítandó csatorna kiválasztása. A K_4 -es kapcsoló „a” csuszkájáról a jel a C_{18} -as kondenzátoron valamint az R_{25} -ös ellenálláson át az M_4 -es műveleti erősítő invert bemenetére jut.

A fokozat erősítése az R_{26}/R_{25} ellenállások hányadosával egyenlő. Ez jelen esetben a +20 dB-re van beállítva. A műveleti erősítő felső határfrekvenciáját a C_{19} -es kompenzáló kapacitás állítja be. A tok kimenete az R_{28} -as ellenálláson keresztül a két antiparalel kapcsolásban működő D_2 , D_3 szilícium diódákra kapcsolódik. A vágás kb. 700 mV felett kezdődik. Amennyiben ezzel a szinttel lejjebb kívánunk menni, germánium alapanyagú kapcsolódiódákra kell a D_2 és D_3 -at kicserélni (pl. 0A1182). A hangfrekvenciás alapszint visszaállítását a P_7 -es potenciométerrel végezzük el. (7. ábra).



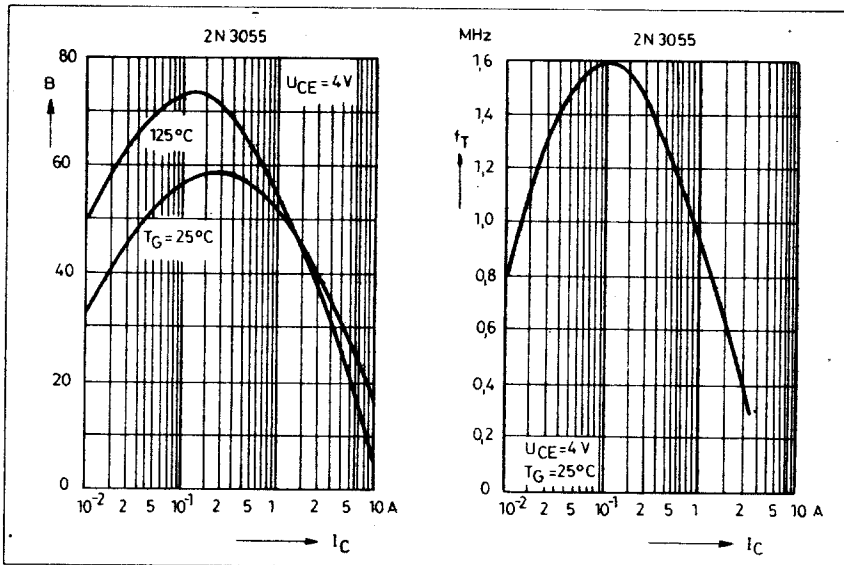
7. ábra

Keverő

Feladata az 1-es és 2-es csatorna jelének „elhúzás”-mentes keverése. A K_5 -es kapcsoló c; illetve d csuszkájáról a jel a P_8 és P_9 -es hangerőszabályozó potenciométerekre jut. Első pillantásra talán szokatlan, hogy a hangerőszabályozókat ennyire hátra tettük. Erre azért volt szükség, mert pl.: a torzítót bekapcsolva – az csak akkor működik helyesen, ha az a számára szükséges bemenőjelet megkapja. Ugyancsak ez a helyzet a vibratóval is. Ennél a fokozatnál a modulátor „kényes” a bemenőjel nagyságára. Az előerősítő és a hangszínszabályozó igen nagy bemenőjelet elbír. Így gyakorlatilag a túlvezérlés veszélye nem áll fenn. A P_8 és P_9 potenciométerekkel leosztott jel az R_{29} és R_{30} -as ellenállásokon át a keverő fokozat bemenetére jut. Az „elhúzás”-mentes keverés kritériuma, hogy a fogadó fokozat nagy bemenő impedanciával rendelkezék. Ezt legegyszerűbben emitterkövetővel lehet megvalósítani. A T_4 -es tranzisztor munkapontját az R_{31} és R_{32} -es ellenállásokból felépített osztó állítja be. Az emitterkörü P_{10} -es potenciométerrel a már összegezett hangfrekvenciás jel nagysága változtatható – s ezzel a végerősítő kimenő teljesítménye.

Végerősítő

Feladata a megfelelő kimenő teljesítmény biztosítása a hangszórók részére, kis torzítás mellett. A végerősítő ki-



8. ábra

menő teljesítményét a P_{10} -es potenciométerrel tudjuk változtatni. A potenciométer csúszkájáról a jel a C_{23} -as kondenzátoron keresztül a T_5 -ös tranzistor bázisára jut. A T_5 és T_6 tranzistorok differenciálerősítő kapcsolásban üzemelnek. Az emitter körben levő áramgenerátor, melyet a T_7 -es tranzisztorral valósítunk meg, az azonos fázist elynymást növeli meg. A T_5 -ös tranzistor kollektor ellenállása a P_{11} -es potenciométer, melynek változtatásával lehet beállítani a kimeneti ponton a fél tápfeszültséget. Ez természetesen „0” – hiszen szimmetrikus + – tápfeszültségről üzemel a végerősítő. A T_5 kollektorához galvanikusan csatlakozik a T_9 -es tranzistor bázisa. A D_8 és D_9 -es dióda kb. 1,6 V-ra fogja meg a T_9 -es tranzistor bázis potenciálját. A erre a megfogásra csak szélsőséges esetben kerülhet sor, de a végtranzistorok biztonsága megéri ennyit. (Például szakadt árnyékoló köpenyű kábel, – mely többszörös túlvezérlést okozhat.) A T_9 -es kollektor áramát a T_8 -as tranzisztorral megvalósított áramgenerátor biztosítja. Érdemes ezzel a fokozattal bővebben foglalkozni.

A nagyteljesítményű végerősítőknél gyakorlatilag az áramgenerátoros vezérlés az egyetlen minőségimegoldás. Ennek szükségességét a következők teszik indokoltá: nagy teljesítménynél már nem gazdaságos a végerősítőt stabilizált tápegységről működtetni. Jelen esetben kétutas egyenirányítással nagy kapacitású elektrolitkondenzátort töltünk. Kis kimeneti teljesítménynél az elkő sarkain levő feszültség közel $U_{eff}/2$, – vagyis a csúcsértékig töltődik fel. Tartós kivezérés hatására a tápegység belső ellenállásától függően, a folyási szögnek megfelelő értékre áll be. Ez lényegesen kisebb, mint az előbbi, a kis teljesítményre vonatkozó feszültség érték. Ha tehát a T_8 helyére egyszerűen ohmos tagot teszünk, – az általa létrehozott áram

a tápfeszültség függvénye lesz. Pontosabban, a kis teljesítmény, melyhez a kis fogyasztás miatt magas tápfeszültség tartozik, – nagy áramot eredményez. Nagy hangerő esetén a tápfeszültség csökkenése miatt az áram „leesne”.

A helyzetet tovább bonyolítja, hogy a végtranzistorok áramerősítési tényezője közepes áramnál a legnagyobb. A 8. ábrán látható a 2N3055 típusú teljesítménytranzisztor néhány, jellegzetes karakterisztikája. A mintapéldányban alkalmazott 2N3773 gyakorlatilag megegyezik az előbb említett tranzisztorral, a különbség az U_{EB} -ben, valamint a P_{tot} -ban van. A görbék önmagukért beszélnek. Látható, hogy például az $I_c = 6,5$ A-nál az áramerősítési tényező 25-re csökken. Ezzel egy időben a maradékfeszültség is megemelkedik. A határfrekvencia nagyáramú tartományban rohamosan csökken. Ez az egyik magyarázata annak, hogy miért csökken egy adott szinthez tartozó felső határfrekvencia a teljesítmény növelésével.

Jelen esetben a kvázikomplementer végerősítő alsó és felső tranzisztorai egy – egy hármás Darlington-kapcsolásban működnek. Mint ismert, a tranzistorok β -ja ebben az esetben összeszorozódik. A méretezésnél figyelembe vett áramerősítési tényezők a katalógusban megadott minimális érték körül mozognak. A T_8 -as áramgenerátor kimeneti áramát akkorára választottuk, hogy a maximális kivezéshez tartozó csúcsáramot még kellő biztonsággal „kivehessük” a végtranzisztorból. A T_{11} és T_{14} -es komplementer tranzisztorok bázisai között levő T_{10} -es tranzisztor feladata a szinteltolás létrehozása. A végtranzisztorok nyugalmi kollektoráramát a P_{12} -es potenciométerrel lehet beállítani. Ha az alsó, illetve felső Darlington párokban levő tranzisztorok áramerősítési tényezőinek szorzata közel egyforma, akkor a nyugalmi kollek-

toráramot viszonylag alacsony értékre szabályozhatjuk be. Ezzel az árammal olyan alacsony értékre kell lemenni, hogy kis kimenőteljesítménynél se mutakozzon a jellegzetes „B” osztályú keresztelési torzítás. A T_{10} -es szinteltoló tranzisztorra a T_{13} és T_{16} -os végtranzisztoroknak a hűtőbordájára kell felerősíteni, a megfelelő termikus csatolás érdekében. Ha valamely okból a végtranzisztorok melegeződnek, a velük hőcsatolásban levő T_{10} -es szinteltoló melegszi. Mint tudjuk, a tranzisztorok alapvető tulajdonsága, hogy hőmérsékleti driftjük igen nagy. A bipoláris tranzisztorok bázis-emitter feszültségdriftje $2 \dots 3$ mV/C°. Ha tehát a T_{10} -es melegszi, – úgy a rajta eső feszültség csökken. Ez egyéltelműen a nyugalmi kollektoráram csökkenését eredményezi a végtranzisztoroknál. Végül beáll egy egyensúlyi állapot, a T_{13} és T_{16} -os tranzisztorok nem képesek „megszaladni”.

A teljesítmény erősítő túláram elleni elektronikus védelemmel van ellátva. A végtranzisztorok árama által létrehozott feszültségesést figyeljük az R_{48} és R_{49} -es ellenállásokon. Ha ennek nagysága eléri a T_{17} , illetve a T_{18} -as tranzisztorok U_{EB} nyitási küszöb-feszültségét, – a bekapcsolt félvezető áramgenerátoros üzembe hozzák a végtranzisztorokat. Tartós zárlat esetén kiolvad a hangszóróval soros olvadó biztosíték. Az egész védőáramkör mindössze néhány alkatrészt igényel. Ezeknek összege többszörösen megtérül, mert az egész erősítő szinte „elnyúlhatetlen”. Alkalmazása mellett szól a következő is: hordozható erősítőknél gyakran lesz zárlatos a hangszóró-csatlakozó, vagy a kábel. Védelem nélküli erősítőknél ez a teljeségpár és rendszerint a meghajtó fokozat pusztulását idézi elő.

A hangerősítők másik gyakori hibája a hangszórók pillanatnyi zárlata. Ez a következő módon jön létre. A rendszerint 4 ohm impedanciát csak vegyes kapcsolással lehet megvalósítani. Ez azt jelenti, hogy például 4 darab 15 ohmos 20 W-os hangszórót kapcsolunk párhuzamosan. Ebben az esetben a hangszórók összteljesítménye 80 W, az eredő impedancia 3,75 ohm. Ha az egyik, – vagy rossz esetben több hangszóró lengőtekerese, vagy kivezető sodrata megszakad, a végerősítő csak az üzemképesnek adja le teljesítményét. A terhelő impedancia a hangfal részéről ugyan nagyobb, de ez még nem védi meg az épen maradt hangszórókat a leégéstől. Javítottam már olyan hangszórókat is, melyeknek lengőjét szétégették. A lengőtekereszen levő valamikor ép huzal kilágyult, a prespángyűrű, melyre tekercselték pernyévégett. A kilágyult, leégett lengőjű hangszóró a teljesítményerősítőt rövidzárlatba viszi, mely védelem híján törvényszerűen tönkre megy.

A végerősítő felső határfrekvenciáját a C_{25} -ös, míg az alsót a C_{24} -es kondenzátor állítja be. A fokozat feszültségerősítését az R_{37} és R_{38} -as ellenállások hányadosa szabja meg, – ez jelen esetben + 40 dB. A kimenőkörben levő soros RC tag, az R_{50} és C_{26} a vég-

erősítő fázismentét korigálja. A „nyáklapra” bejövő tápfeszültségek hidegítését a C_{27} , és C_{28} -as elektrolit-kondenzátorok végzik.

Tápegység

Feladata a hangszererősítő egyes fokozatai számára az előírt tápfeszültségek biztosítása. A hálózati transzformátor középleágazási szekunder tekerese a $D_{12} \dots D_{15}$ diódákön át pozitív, illetve negatív feszültségre tölti fel a C_{29} , valamint C_{30} -as elektrolitkondenzátorokat. Hangszererősítő tervezésénél számolni kell a hirtelen fellépő dinamikus csúcsokkal. Különösen igaz ez a pengetés hangszerekre, – így a gitárerősítőre is. Ahhoz, hogy a végerősítő ne fulladjon le, igen kis belső ellenállású tápegység szükséges. A kis belső ellenállást alacsony rézvesztésű hálózati transzformátor, valamint nagy kapacitású elektrolitkondenzátorok alkalmazásával tudjuk biztosítani.

A hálózati transzformátor szekunder tekerésének áramát akkorára kell választani, hogy az egyenlő, vagy nagyobb legyen a maximális kivezérlésnél fellépő hangáram csúcsértékével. Így elkerülhető, hogy tartós kivezérlés hatására a tápfeszültség összeessen. Természetesen valamennyi tápfeszültség-változást mérhetünk, – hisz kis teljesítménynél közel csúcsértékig töltődnek fel a puffer elektrolitkondenzátorok. Az előfokozatok részére a pozitív és negatív tápfeszültséget egy egy áteresztő típusú stabilizátor állítja elő. A pozitív és negatív tápfeszültségeket előállító áramkörök a félvezetők és az elektrolitkondenzátorok polaritásától eltekintve teljesen egyformák. Részletes ismertetése úgy érzem nem szükséges, hisz ehhez hasonló áramkörök már minden amatőr épített. A kimenőfeszültségek beállítása a P_{13} és P_{14} -es potenciométerekkel lehetséges. A T_{20} és T_{24} -es soros áteresztő tranzisztorokat hűtő felületre szükséges felerősíteni. A stabilizátorok túláram ellen védettek. Erre a következők miatt van szükség. Bármilyen zárlat, vagy túláram hatására nagy valószínűséggel az áteresztő tranzisztor tönkremenne. A megnövekedett kimeneti feszültség tönkretelheti az IC-eket, felrobbanthatja a szűrőelkőkat stb. A kapcsolási rajzon T_{21} és T_{23} -as pozíciószámmal jelzett tranzisztorok feladata a következő. Az áteresztő tranzisztorok árama az R_{59} és R_{60} -as ellenállásokon folyik át. Ha az ellenállások sarkain levő feszültségesés eléri a T_{21} illetve a T_{23} U_{RB} nyitási küszöbfeszültségét, – a bekapcsolt tranzisztorok a soros áteresztők bázisait azok emitteréhez húzzák. Beáll az egyensúlyi helyzet, a stabilizátor feszültség-generátorosból áramgenerátoros üzemmódba kerül. Az előlapon elhelyezett indikátor lámpa külön tekercsről kapja az üzeméhez szükséges feszültséget. A 12 V-os izzó kb. 8 V-ról működik, így élettartalma megnövekszik. A fokozat nyomtatott áramköri rajta 9. ábrán látható.

Megépítés, bemérés

A munkát a nyomtatott áramköri lapok elkészítésével kezdjük. A nyomtatási rajztól lényegesen eltérni nem célszerű. Az alkalmazott alkatrészek szabványosak, a nyomtatás az általában elfogadott 2,5 mm-es raster szerint készült. Amennyiben valamelyik alkatrész, például ellenállás nem fér el, akkor állítva kell szerelni, – hasonlóan a zsebrádióknál látottakhoz. A nyomtatás elkészítéséhez többféle módszer is ismert. Ezzel nem kívánok foglalkozni, – hisz úgyminden amatőr a saját bevált eljárását tartja a legjobb megoldásnak.

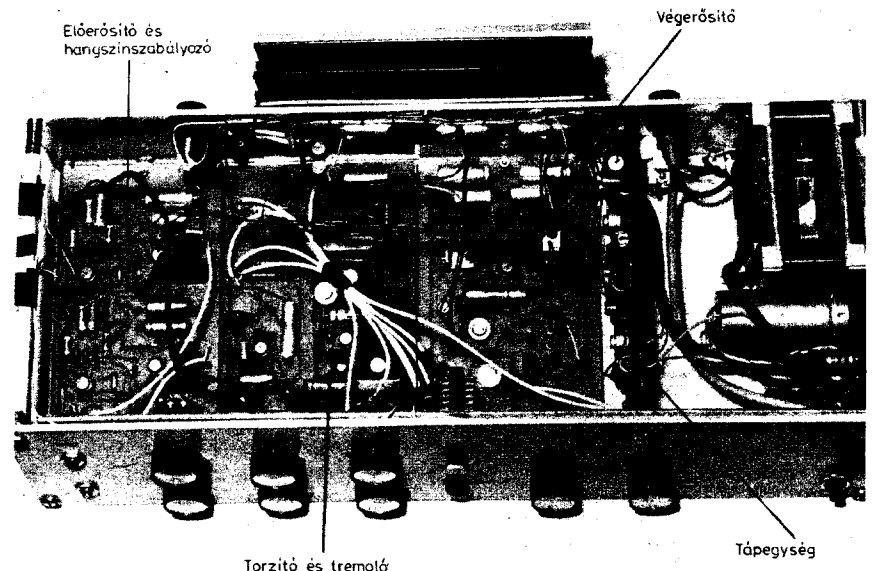
Következő lépés a hálózati transzformátor elkészítése. Az alkatrészjegyzékben két transzformátor adatai szerepelnek. Az egyik a váci HAGY gyár hipersil vasára, a másik a hagyományos EI lemezre készült. Funkció szempontjából egyenértékűek, a különbség főleg súlyban mutatkozik. (A hipersil vasra készült transzformátor lényegesen könnyebb.) Bármelyiket is készítjük el a következőkre ügyeljünk. Az előírt elveteléstől eltérni nem szabad. Inkább a vastagabb prespánt válasszuk a primer és szekunder tekerések közé, mint vékonyabbat, A szigetelő papírt célszerű szélesebbre vágni, oldalanként 2–2 mm-rel, mint a csévetest belső nyílása. Az ilyen módon levágott szigetelő anyagot gép híján ollóval szelünk 2–2 mm-re bevagdossuk. Ez a bevagdossott rész felhajlik, és megakadályozza a tekereselő huzal lecsúszását a széleknél. Próbáljuk meg menetet menet mellé tekereselni. A rosszul elkészített transzformátor súlyos baleset forrása lehet.

Aki nem rendelkezik megfelelő gyakorlattal és segédeszközökkel, az inkább készítesse el szakemberrel erősítője hálózati transzformátorát. A megszerelt nyomtatott áramköri lapok, és a hálózati transzformátor birtokában hozzákezdhetünk a mecha-

nika elkészítéséhez. Ehhez segítséget nyújt a mintapeldány belsejéről készült 1. fotó. Természetesen másféle kialakítás is elképzelhető, de néhány alapvető szempontot figyelembe kell venni. Az első a hálózati transzformátor, és a nyomtatott áramköri lapok egymáshoz való helyzete. Pontosabban arról van szó, hogy a transzformátort a lehető legtávolabb kell elhelyezni a hangszererősítő kis jelszintű részeitől. A transzformátor gerjesztése kisebb a szokásosnál, de az esetleg kilépő szórt fluxus ellen leghatásosabb védekezés a megfelelő elhelyezés, a távolságok növelése. A mechanika elkészítésénél törekedjünk a stabil felépítésre. Hordozható erősítőnél, mely rázkódásnak, ütésnek van kitéve, ügyelni kell a nagyobb tömegű alkatrészek megfelelő rögzítésére. Az előlap elkészítésénél figyelembe kell venni, hogy néhány alkatrész, például a potenciométerek idővel elkopnak, cserélni kell őket. Lehetőleg úgy készítsük el erősítőnket, hogy bármely alkatrész meghibásodása esetén annak cseréje könnyen végrehajtható legyen.

Az élesztést a tápegységgel kezdjük. Feszültségmérő műszerrel a föld, és a C_{29} -es valamint a C_{30} -as elektrolitkondenzátor pozitív, illetve negatív fegyverzetén mérünk. Jó a tápegység ha ezeken a pontokon 38 V \pm 4 V-ot mérünk. A +16 V-os tápegység kimenőfeszültségét a P_{13} -as potenciométerrel állítjuk be. Ellenőrizzük az áramlimit működését. A +16 V-os kimenet és a földpont közé árammérővel soros terhelő ellenállást kapcsolunk. Az ellenállás értékét fokozatosan csökkentjük. Az áram egy darabig nő, majd kb. 0,4 A-es értéknél megáll, vagy csak igen kis mértékben növekszik. Ha feszültségmérővel is figyeljük a kimeneti kapcsolatot a feszültségből áramgenerátorosba való átmenet jól követhető. A –16 V-os táprész beállítása értelemszerűen ugyanígy történik.

A bemért tápegység után a következő élesztendő fokozat a végerősítő. A P_{11} és P_{12} -es potenciométereket

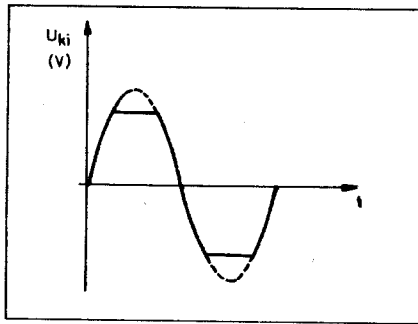


1. fotó

közép állásba hozzuk. A bemeneti pontot leföldeljük. A pozitív és negatív tápfeszültséget egy-egy 10 ohmos 2 W-os ellenálláson keresztül kapcsoljuk a végerősítőre. A kimenet és a földpont közé egyenfeszültségmérőt kapcsolunk, melynek mérés határa legalább féltápfeszültségnyi. Szerencsés esetben a műszerrel csak néhány voltos pozitív vagy negatív feszültséget mérhetünk. A kiegyenlítést a P₁₁-es potenciométerrel végezzük el. Ezután bontjuk a T₁₃-as tranzisztor kollektorkörét. Árammérőt kapcsolunk a pozitív táp és a T₁₃-as kollektora közé. A nyugalmi áramot kb. 25–50 mA-re kell beállítani. Ezt a beállítást a P₁₂-es potenciométerrel végezzük el. Lényegesen korrektebb a következő beállítás. A végerősítő bemenetére hanggenerátort kapcsolunk. A kimenetére 4 ohmos 100 W-os műterhelést, melynek sarkain oszcilloszkóppal mérünk. A hanggenerátor kimenő amplitúdóját 14 mV-ra állítjuk be. Ekkor a kimeneti ponton levő 4 ohmos műterhelésen 1,4 V-ot mérünk AC csövműmérővel. Ozcilloszkópon a műterhelés sarkain mérve figyeljük, hogy látható-e a keresztvezési torzítás. Ha nem, a nyugalmi áramot csökkentjük a P₁₂-es potenciométerrel. Jó a beállítás akkor, ha a „B” osztályú keresztvezési torzítás éppen eltűnik. Ennek a beállításnak az az előnye, hogy feleslegesen nem „csurgatunk” át áramot a végtranzisztorokon. Lehetőleg a teljesítmény körben levő tranzisztorok β -ja egyezzen meg. A $\pm 30\%$ eltérés még elfogadható. Minél kisebb az eltérés, annál kisebb alapáram szükséges.

Ezután ellenőrizzük a végerősítő frekvenciamenetét, maximális kimenő teljesítményét. Ennél a mérésnél a pozitív és negatív tápfeszültséget egyből a végfokozatra jut. A hangszóró helyére 4 ohmos és 100 W terhelhetőségű mérőellenállást kapcsolunk. Ennek sarkaira oszcilloszkópot és AC csövműmérőt kapcsolunk. A hanggenerátor kimenő amplitúdóját 135 mV-ra állítjuk be. A mérőellenállás sarkain ekkor 13,5 V-ot kell mérni AC csövműmérővel. Ez 65 W-os kimenő teljesítménynek felel meg a 4 ohmos műterhelés sarkain. A hanggenerátor frekvenciája 1 kHz. Ezután a hanggenerátor kimenő nívóját változtatlanul hagyva mérjük a műterhelés sarkain a feszültséget: $f = 30$ Hz, 1 kHz, 10 kHz, 20 kHz és 30 kHz-nél. Természetesen ennél sűrűbb frekvencia értékeket is felvehetünk, például oktávönként, stb.

Az előbb leírtól lényegesen fontosabb mérés a zárlatvédelem ellenőrzése. Ezt a következő módon kell elvégezni. A hanggenerátor kimenő amplitúdóját 178 mV-ra állítjuk be $f = 1$ kHz-es frekvenciánál. A kimenő kapesokon elhelyezett 4 ohmos 100 W-os terhelő ellenállás értékét fokozatosan csökkentjük (párhuzamosan kapcsolt tagokkal vagy a tolóellenállás használatával). Ozcilloszkóppal a műterhelés sarkain mérünk. Azt tapasztaljuk, hogy a terhelőellenállást csökkentve lesz egy olyan pont, ahol a szinusz alsó illetve felső csúcson egy vágás jelenik meg. Ezt a jelalakot



10. ábra

szemlélteti a 10. ábra. A $P = \frac{U^2}{R}$ összefüggés alkalmazásával kiszámíthatjuk, hogy a határolás mekkora teljesítménynél lép be. Ha ez az érték nem megfelelő, akkor az R₄₄, illetve az R₄₅-ös ellenállások változtatásával tudjuk beállítani. Itt említeném meg, hogy az R₄₅ azért nagyobb az R₄₄-es értékénél, mintegy 30 ohmmal, mert bár minden felhasznált tranzisztor szilícium alapanyagú, az NPN struktúrájuk valamivel előbb nyitnak, mint a PNP-k. Lényeges művelet a T₁₂ és a T₁₅-ös tranzisztorok válogatása. Eredetileg ide TIP31B, illetve TIP29B típusú tranzisztor volt tervezve. Kiderült, hogy ezek igen ritkán kaphatók. (Ezek a TIP31, illetve TIP29-es nagyobb U_{CE}-re válogatott típusai.) Így a „szükség, törvényt bont” alapon a TIP31-s példányból válogattam ki az erre a helyre megfelelő darabokat. Mérésnél azt az elvet használtam fel, hogy a szilícium alapanyagú tranzisztorok U_{CEO}-ja jóval kisebb, mint az U_{CE} érték. A mérési elrendezést a 11. ábra szemlélteti.

„Lógó” bázis mellett a fenti séma szerint növeljük a tápegység feszültségét. A soros árammérőn mérjük a tranzisztor I_{CEO}-ját. Az R_B ellenállás feladata a mérendő tranzisztor és az árammérő műszer védelme egy esetleges „második letörés” létrejötté esetén. Addig növeljük a tápegység feszültségét, amíg az árammérő el nem éri a tranzisztor, katalógusban megadott I_{CEO}-ját. Méréseim során 10 darabból a fele megfelelő. Rosszabb a helyzet a végtanzisztoroként alkalmazott 2N3773-as típusnál. Ez lényegében a 2N3055-ös nagyfeszültségű változata, de az U_{CEO}-on kívül P_{tot} is nagyobb (U_{CEO} = 140 V; P_{tot} = 150 W). Ha nem tudunk ilyen, vagy ehhez hasonló típust beszerezni, akkor a tápfeszültséggel le kell menni 2 × 34 V-ra. Természetesen a kimenő teljesítmény így kevesebb lesz, max: 68–70 W. A végerősítőre vonatkozó összes többi mérés és beállítás megfelel a 2N3773-as típusnál megadottaknak. Eltérés a kimeneti védelem beállításánál van. Az R₄₅, és R₄₄ ellenállások zárójelben levő értékei a 2N3055 típusú tranzisztorhoz valók. A végtranzisztorok az erősítő hátlapjára szerelt hűtőbordán találhatóak. A tranzisztorok csillámmelmezzel vannak elszigetelve a hűtőfelülettől. A csillámlemez mindkét oldalát

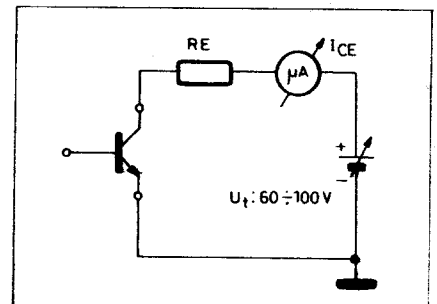
vékony szilikonzsír réteggel kenjük be, a hő átadás javítása céljából. Ha a szilikonzsír beszerzése nehézségbe ütközik, áthidaló megoldásként a savmentes vazelin ajánlható. A T₁₀-es szinteltoló tranzisztor is erre a hűtőfelületre szereljük úgy, hogy egy furatot készítünk a T₁₃-as tranzisztor mellett. Ebbe a fenékfuratba nyomjuk bele a T₁₀-es szinteltoló tranzisztor. Az alkatrészjegyzékben erre a helyre műanyagházas típus van megadva, — tehát szigetelési problémák nem léphetnek fel.

Az előerősítő bemérése

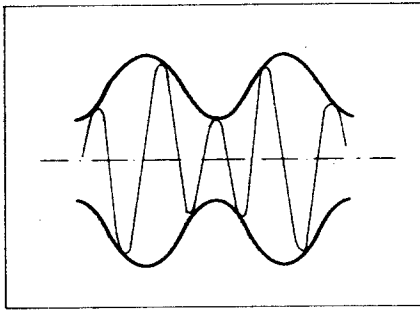
Először ellenőrizzük DC csövműmérővel, vagy kéziműszerrel a műveleti erősítő kimenetét. Leföldelt bemenetnél (a yack dugó alzata üresen ezt teszi!) a műveleti erősítő kimenetén közel 0 V feszültséget kell mérnünk. Ha valamilyen okból csökkenteni vagy növelni akarjuk ennek a fokozatnak az erősítését, azt az R₃-as ellenállás értékének változtatásával tudjuk megvalósítani. A mindenkori erősítést az alábbi összefüggés szerint határozhatjuk meg.

$$A_U = - \frac{R_3}{R_2} \text{ ahol } A_U \text{ a fokozat erősítése.}$$

A hangszínszabályozó bemérését is a DC szintek ellenőrzésével kezdjük. Az M₂-es műveleti erősítő kimenetén max.: ± 250 mV lehet a földponthoz képest mért feszültség. Ezt gyakorlatilag eltüntethetnénk, ha mind az M₁, mind az M₂-es műveleti erősítőknél alkalmaznánk az ofset potenciométereket. Tekintve, hogy az áramkör e nélkül egyszerűbb, és ez a kis DC szint problémát nem okoz — így elhagytuk. A kapcsolási rajzban szereplő műveleti erősítők μ A478-as, vagy ennek megfelelőek. A jelölt helyekre megfelel a μ A741-es is melynek sávszélessége a belső kompenzálás miatt kisebb. Az SN72709-es, vagy ennek megfelelő IC-vel nem próbáltam ki az áramköröket. Elvileg ezzel is működni kellene, de ez a típus lényegesen gerjedékenyebb, nehezebben kompenzálható, reteszelődhét, és egyéb más kedvezőtlen tulajdonságokkal rendelkezik. A kiváltásra csak olyan amatőr gondoljon, aki nagy gyakorlatlaltal rendelkezik ebben a témakörben. A hangszínszabályozó karak-



11. ábra



12. ábra

terisztikáját nem érdemes felvenni. Amennyiben nem térünk el a kapcsolási rajzban megadott értékektől, a 4. ábrán látható görbét „egyből tudja” az áramkör. Sem az előerősítő, sem a hangszínszabályozó nem gerjedékeny, bemérésénél elvileg semmilyen probléma nem merülhet fel.

A tremoló bemérése

A munkát az alacsonyfrekvenciás oszcillátor beindításával kezdjük. Az M_3 -as műveleti erősítőnek megfelel a $\mu A741$ -es típus is, de ekkor elmarad a C_{13} -as kondenzátor. Első lépés a jelalak beállítása. Ehhez a méréshez oszcilloszkópra van szükség, lehetőleg DC csatoltra, mert a mérendő jel frekvenciája 1... 10 Hz-ig terjed. A frekvenciát szabályozó P_3 -as potenciómétert középállásba forgatjuk. Oszcilloszkóppal mérünk az M_3 -as IC kimenete és a föld között. A P_4 -es potenciómétert olyan helyzetbe hozzuk, hogy az oszcilloszkópon látható jel a szinuszhullámformát a legpontosabban megközelítse. Az 1 : 10-es frekvencia átfogás beállítása nem kötelező, ettől el is tekinthetünk. Az átfogás nagyságát az R_{15} és R_{16} -os ellenállások változtatásával tudjuk beállítani.

A modulációs mélység beszabályozása a következő módon történik. Hanggenerátorból 1 mV-os, $f = 1$ kHz-es jelet adunk a gitárerősítő bemenetére. Oszcilloszkóppal a T_2 -es tranzisztor kollektora és a föld között mérünk. A műszert a moduláló jelle szinkronizálva, láthatjuk a burkoló görbéhez hasonló jelet. Ezt szemlélteti közelítőleg a 12. ábra. Beállítjuk a P_5 -ös potencióméterrel a kb. 60–70% modulációs mélységet. Ha az erősítőt üzemszerűen alkalmazva kevésnek találjuk ezt a mélységet, akkor természetesen a P_5 -ös potencióméterrel nagyobb értékre is állhatunk, egészen addig, amíg a műsorszűrtben nem hallatszik bántóan a túlmodulálásból származó „lihegés”. Ezután az „alapszint” visszaállítása következik. A hanggenerátort változatlan állásban hagyva AC csövműmérővel, vagy oszcilloszkóppal mérünk a T_4 -es tranzisztor emitterén. A K_4 -es kapcsolót felváltva be és kinyomva a T_4 emitterén mért jelnek közel egyformának kell lennie. A csatorna hangerejét szabályozó P_8 , vagy P_9 -es potencióméter fel-

csavart állásban van. Ennél a mérésnél a tremoló frekvenciáját a legmagasabb értékre állítjuk, hogy a kiértékelésnél ne zavarjon. Ha lényeges eltérés van a két szint között – azt a P_6 -os potencióméterrel egyenlíthetjük ki.

A torzító bemérése

A gitárerősítő bemenetére a hanggenerátorból 8 mV-os $f = 1$ kHz frekvenciájú jelet adunk. A hangszínszabályozót lineáris állásba, a gitárszűrőt kikapcsolt pozícióba helyezzük. Oszcilloszkóppal mérünk a D_3 dióda anódján. Itt 1 kHz-es négyzögjelet kell látnunk. A hanggenerátor kimenő amplitúdóját fokozatosan csökkentve a négyzögjel meredeksége egyre csökken – majd trapéz jelhez lesz hasonló. A bemenő amplitúdót tovább csökkentve a végén szinusz jelforma látható. Következő lépés ennél a fokozatnál is az „alapszint” visszaállítása. Ismét a T_4 emitterén mérünk oszcilloszkóppal. A csatorna hangerőszabályozó potenciómétere felcsavart állásban van. A K_5 -ös kapcsolóval a torzítót be és kikapcsolgatva a P_7 -es potencióméterrel közel egyforma amplitúdó csúcsot állítunk be. A fent leírt műveletekkel a gitárerősítő bemérését befejezzük.

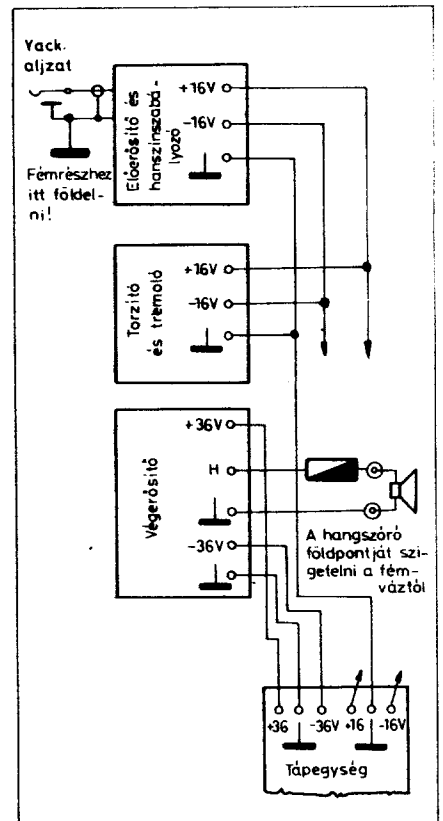
Végezetül, néhány igen fontos gyakorlati tanácsot szeretnék adni. A tápegységben a diódáktól a C_{23} és C_{30} -as szűrő elkőig menő huzal rövid és a lehető legnagyobb keresztmetszetű legyen. Mindkét elkőn tekintélyes csúcsáramok folydogálnak. A tápfeszültséget az elektrolitkondenzátorok pontjairól vigyük a végerősítőhöz, legalább 1,5–2,5 mm² keresztmetszetű huzalon. A hangszóró csatlakozó az ugyancsak 2,5 mm² keresztmetszetű huzallal kapcsolódik a nyák laphoz. Általában szabály, hogy az árnyékolt huzalnak csak az egyik végét szabad a földre kötni. Lehetőleg kerüljük az árnyékolt huzalok használatát. Csak ott alkalmazzuk, ahol ez a kapcsolási rajzban külön jelölve van. Az egész erősítőt egy pontban földeljük a fémszerelvényekhez. Így elkerülhetjük, az igen kellemetlen földhurok létrejöttét, mely ekkora kimenő teljesítménynél teljesen használhatatlanná tenné erősítőnk. A 13. ábra vonalasan szemlélteti a fent leírtakat.

A hangfalakat és a gitárerősítőt összekötő kábel minimális hosszúságú, és maximális keresztmetszetű legyen. Ellenkező esetben a teljesítmény elvesz az erősítő és a hangfal közötti kábelben. 4 ohmos terhelő impedanciát csak több hangszóró összekapcsolásával tudjuk létrehozni. Amennyire zsebünk engedi teljesítmény szempontjából méretezzük túl a hangfalunkat. Ügyeljünk a hangszórók polaritáshelyes összekötésére! Ha ez nincs jelölve, akkor zsebelemet kapcsolva a vizsgálandó hangszóró sarkaira, azt a polaritást jelöljük, mellyel a kónusz kifelé mozdul. Az összekapcsolás során úgy bányunk a hangszórókkal, mintha telepekkel lenne dolgunk. A hálózati zsinór védőföldes érintkezővel legyen ellátva. A későbbiek során lehetőleg védőföldes

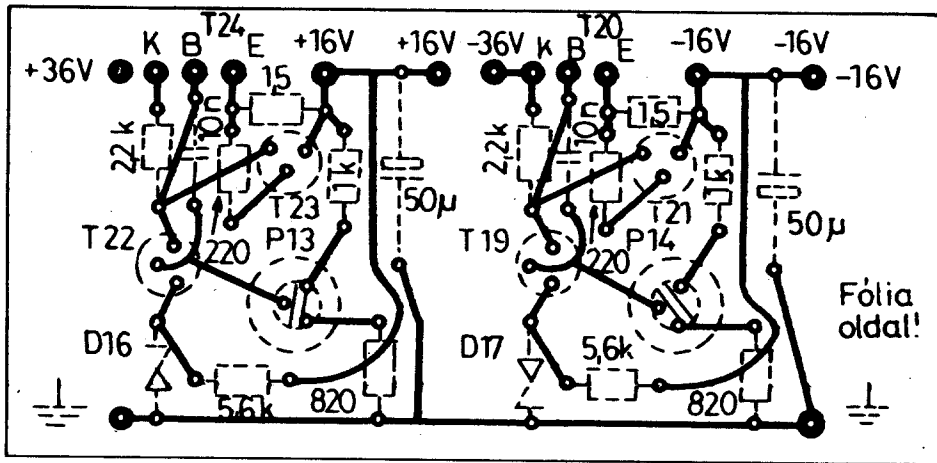
konnektorból üzerneltesük erősítőinket. A felhasznált alkatrészeket, ha nem újak – ellenőrizzük beépítés előtt. Ha nem kapható az előírt wattítású ellenállás, a szabvány sorban következő nagyobb teljesítményűt vegyük. Az elektrolitkondenzátorok jó minőségű és az előírt, vagy annál nagyobb üzemi feszültséggel rendelkező típusok legyenek. Az erősítő előlapján a feliratokat megfelelő méretben igen ritkán kapható LETRASET betűkből alakítottam ki. Erre egy AKRILGYANTA rögzítő lakkot fűttem, – így a felirat maradandó lesz. A tápegység NYÁK rajza a 14. ábrán látható.

Az erősítőben alkalmazott félvezetők és a helyettesítő típusaik:

- M_1 és M_2 : $\mu A748$ v. SN72748, L148, LM748
- M_3 és M_4 : mint M_1 és $\mu A741$, v. SN72741, LM741.
- T_1 és T_2 : BF244A v. BF244, BF245, BF246.
- T_2 és T_4 : BC107 v. BC108, BC171, BC172, BC173, BC184, BC182, BC413, BC414, BFY33, BFY34, BFY46, 2N1613, BCY58.
- T_5 , T_6 , T_7 , T_8 , T_{14} : BC212 v. BC161, BC256, BC266, BC361, 2N2904A, 2N2905A.
- T_9 , T_{11} : BC141 v. BC182A, BC174, BC190, BC341, BC546, 2N699, 2N719, 2N720, BFY65, BSX46, BSY55, BSY56, 2N2193A.



13. ábra



14. ábra

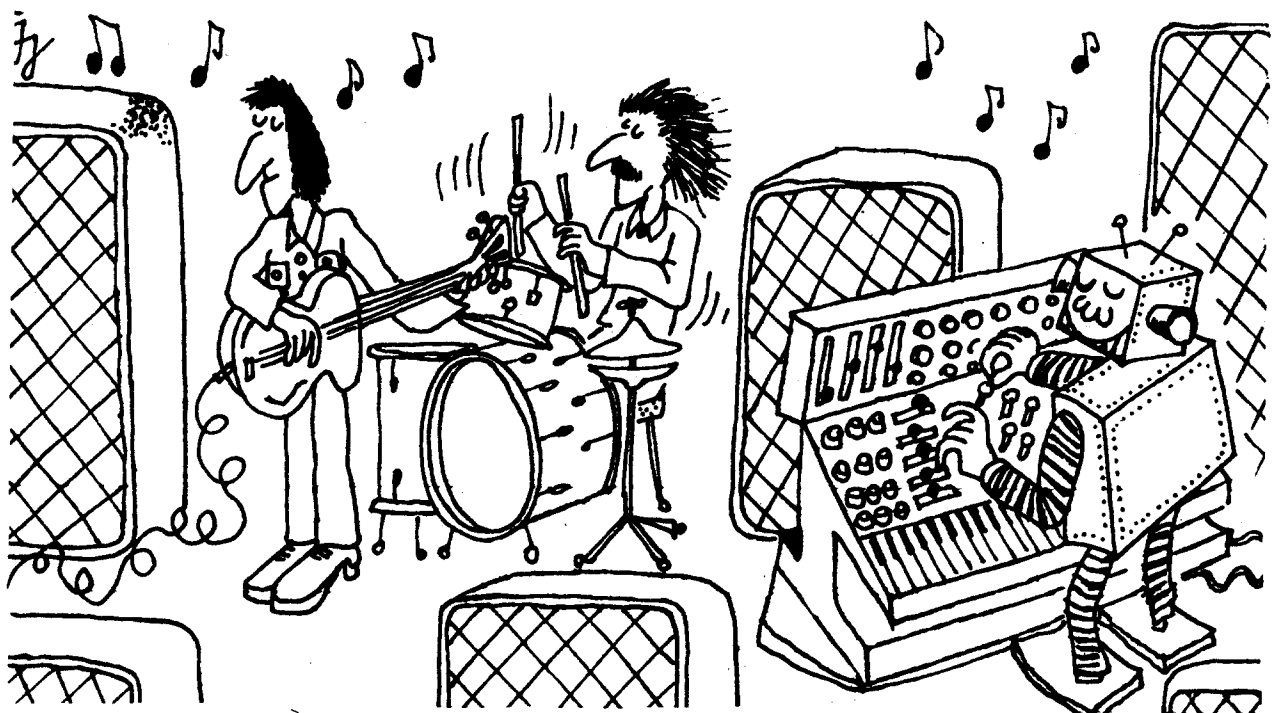
T₁₀: BC171 v. BC172, BC173, BC174, BC182, BC237, BC238, BC239.
 T₁₇: BC107 v. BC108, BC141, BC171, BC172, BC173, BC174, BC182, BC184, BFY33, BFY34, BFY46, 2N1613, 2N2219, BCY58.
 T₁₈: BC212 v. BC213, 2N2904, 2N2904A, 2N2905, 2N2905A, 2N2906, 2N2906A.
 T₁₂, T₁₅: TIP29B v. TIP31B. Hűtőfelület: 3cm- 1,5...2 mm-es Al. lemez.
 T₁₃, T₁₆: 2N3773 v. 2N3233, 2N3234. Hűtőfelület: 420cm² 2...3 mm-es Al. lemez, tranzisztorként.
 T₁₉: mint T₅
 T₂₀: TIP30 v. TIP30A, BD242, BD242A, TIP34, TIP34A, BD234, BD236, BD238.
 T₂₁: mint T₁₈

T₂₂, T₂₃: mint T₁₇
 T₂₄: TIP31 v. TIP31A, BD241, BD241A, TIP33, TIP33A, BD223, BD235, BD237.
 D₁...D₁₁: BAY41 v. BAY42, BAY43, BAY46, BA170, IN914.
 D₁₂...D₁₅: GEN51 v. GEN52, GEN53, GEN54, BYX42/100, BYX/200.
 D₁₆, D₁₇: ZG5 6 v. ZG6, 8, ZF5,6, ZF6,8, ZPD5, 6, ZPD6, 8, BZX55/C5V6.
 Hálózati transzformátor:
 vas EI 104, q = 14,5cm²
 Primer: 760 menet, Ø 0,6Mz, soronként 0,02 mm transzformátor-papír szigeteléssel.
 Szek.: N₁: 2×102 menet Ø 1,4Mz, soronként 0,2 mm-es prespán szigeteléssel.
 Szek. N₂: 28 menet Ø 0,3Mz huzal.

A primer és szekunder tekercsek között 4 réteg 0,3mm-es prespán szigetelés.

Vas: TM 102/35 (HAGY gyártmány)
 Primer: 620 menet Ø 0,6Mz soronként 0,02 mm-es transzformátor-papír szigeteléssel.
 Szek. N₁: 2×88 menet Ø 0 1,4Mz huzal, soronként 0,2mm-es prespán szigeteléssel.
 N₂: 21 menet Ø 0,3Mz huzalból.
 A primer és szekunder tekercsek között 4 réteg 0,3 mm-es prespán szigetelés!

A megépítéshez sok sikert, a használatához jó szórakozást kívánok!



A szintetizátor mestere



ELEKTRONIKUS lemez- játsszó

Degrell László okl. vill. mérnök

Ezerkilencszázhuszonnyoleban, azaz ötven évvel ezelőtt a Thorens cég szakemberei elsőként dolgozták ki az elektromotoros hajtású gramofont. Az elektromos hajtás azóta egyedüli megoldássá vált, és az utóbbi években egyre gyakrabban fedezhető fel a jó

minőségű lemezjátsszókon a típusjelzés mellett az apróbetűs „electronic” szócska is.

E cikk keretében olyan megoldásokat ismertetünk, melyeknél a hajtómű, a kar vagy a hangszedő fontos részei az elektronikus áramkörök.

A tányér forgatásához szükséges energiát sokpólusú alacsonyfordulatú szinkronmotor biztosítja. A motor tengelyén nyomatékkapcsoló van, ennek külső felén fut a lapos keresztmetszetű 540 mm hosszú szíj. Kettős célja van a nyomatékkapcsolónak: egyrészt csökkenti a tányér névleges fordulatszámra történő felgyorsulásának idejét, másrészt a tányér lefogásakor – forgó motornál – megakadályozza a szíj deformálódását. Mechanikai szempontból a „TD 125” és „TD 125 Mk II” között nincs különbség, az előbbi modell motorját tranzistoros generátor (2×BC 147, BC 177, BC 147-BC 177, 2×AD 149) az utóbbiét integrált áramkörös generátor táplálja.

Nagy amplitúdó- és frekvenciastabilitású hőmérséklet független Wien-hidas oszcillátor állít elő torzításmentes 50 Hz-es szinusz és koszinusz jelet, mellyel a szinkronmotor fordulatszámja 375/perc. Ez a fent említett szíjhajtás

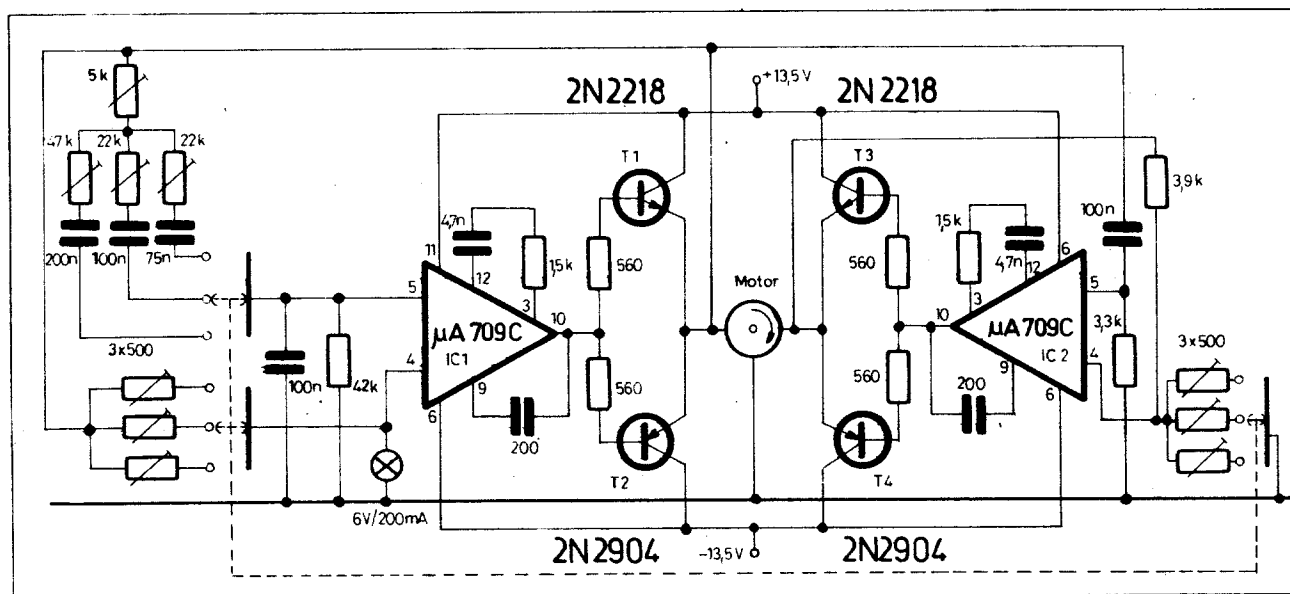
1. Elektronikus motoráramkörök

1.1 Elektronikus hajtás szinusz-koszinusz generátorral

(Thorens „TD 125” lemezjátsszó)

Düsseldorfban a „hifi 68” kiállításon mutatták be először a Thorens „TD 125” lemezjátsszót. Ez egy úgynevezett „transcriptor” lemezjátsszó, ami azt jelenti, hogy nagyigényű átjátszási célokra alkalmas, üzembiztonsága és műszaki adatai kiválóak, vi-

szont kezelését csak hozzáértő személyek végezhetik, mivel a karemlő lift kivételével nincsenek meg az egyébként szokásos kényelmi berendezései (automatikus végálláskapcsoló, váltómechanika stb.). E készülék az 1957 óta méltán világhírű „TD 124” továbbfejlesztett változata. Egy 7 kp súlyú, rugózza felerősített közbenső sasszi hordozza a 3,2 kg tömegű dinamikusan kiegyensúlyozott tányért és a hangkart.



1. ábra

áttétele után 45/perc tányérfordulatot jelent. A fordulatszámváltás elektronikusan történik, a szíj változatlan átmérőkön fut, ám a motort működtető feszültség frekvenciája 37 Hz-re, ill. 18,5 Hz-re csökken. Lehetőség van a fordulatszám mintegy $\pm 3\%$ -kal történő megváltoztatására is a kezelőszer-
 vek között elhelyezett 5 kohm értékű tolopotenciométerrel.

Maga az oszcillátor rész egy integrált áramkörből (IC 1) áll, melynek nem invertáló bemenetére (5. kivezetés) történik a frekvenciameghatározó soros-párhuzamos RC tagokon át a pozitív visszacsatolás. Feszültségerősítés nélküli komplementer emitterkövető biztosítja az impedancia illesztést az integrált áramkör és a motor között. A kimenő jel amplitúdóját az invertáló bemeneten (4. kivezetés) található izzólámpa szabályozza a hozzátartozó potenciométerrel beállított értékre. Eredeti beállításnál a motoron 9 V mérhető. Elméletileg nincs gerjesztésből adódó tengelyrezgése a kettős felépítésű szinkromotornak, ha két külön tekercsére 90° -os fáziskülönbségű feszültséget adunk. E célból az IC 2 integrált áramkör bemenete a 0,33 msec időállandójú CR tagon keresztül a háromfélé oszcillátor frekvenciát mindig közel azonos, 90° -os fázistolással kapja. A felerősített jel nagysága szintén a negatív visszacsatolással állítható be a közvetlen ágéval azonos értékűre. Mindkét integrált áramkör μA 709 C típusú műveleti erősítő (1. ábra).

Nyilvánvaló, hogy a hálózati tápegységből nyert egyenfeszültségről működtetett elektronikus generátorok egyaránt használhatók akár 50 akár 60 Hz-es hálózatról, de nem elképzelhetetlen az akkumulátoros üzemeltetés sem. A névleges fordulatszámra való beállításhoz stroboszkóp osztások vannak a tányér alsó részén, a ködfénylámpa és a tükör-prizma rendszer néhány csavar oldása után a minden-

kori hálózati frekvenciának megfelelő vonalakra állítható. Ebből következik az, hogy a beállítás a hálózati frekvenciával azonos pontosságú (0,2%), másrészt stroboszkóp vonalak látszólagos ingadozása az elektronikus hajtás jósága miatt a hálózati frekvencia rövididejű változásait jelzi, ahol is 1% eltérés természetesen megengedhető érték.

A hazai kereskedelemben az első elektronikus lemezjátszó a svájci Lenco „L 85 IC” volt. Ebben a motor elektronikán kívül nagyfrekvenciás elven működő szögsebesség-érzékeny végálláskapcsoló is van.

1.2 A Lenco „L 85 IC” lemezjátszó motor-elektronikája

Két integrált áramkörből felépített generátor állítja elő a zárt tokon belül rugalmasan felfüggesztett, 16 pólusú szinkronmotor számára a feszültséget. Az IC 2 (Signetics NE 566 V vagy National Semiconductor LM 566 CN) integrált áramkör háromszög vagy négyszögjel előállítására alkalmas, a készülékben csak a háromszögjel leadó 4-es számú kivezetés van bekötve (2. ábra). Frekvenciameghatározó elemek: a C 10 kondenzátor, az R 21, R 24, R 25 ellenállások, a P 3 beállítópotenciométer és a készülék külső kezelőszerve között levő fordulatszám finomszabályozó potenciométer, a P 1. E potenciométert a maximumról 180° -kal visszafogatva a P 3-mal lehet durván beállítani az 50 Hz-nek megfelelő frekvenciát, helyes beállítás esetén a finomszabályozóval az oszcillátor frekvenciája 48,5 Hz és 53,5 Hz között változtatható, ami $-3 \dots +7\%$ -ot jelent. Nagyon fontos a leadott háromszögjel időszimmetriája, ezért az említett integrált áramkört gyári válogatás után forrasztják be, megfelelőek a 2,5%-nál kisebb szimmetria hibájú

példányok. Ideális jelakkal megközelíthető az egyébként csak a kettős szimmetrikus szinkromotornal megvalósítható minimális tengelyrezgés.

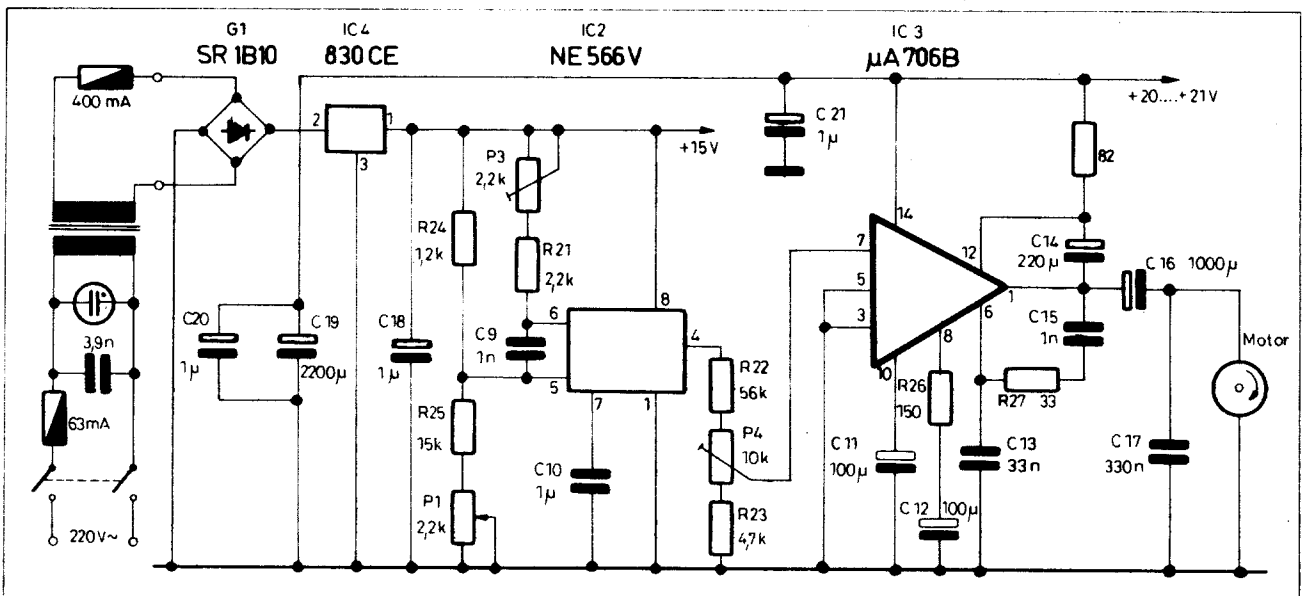
Mivel az oszcillátor áramkör csekély kimenő teljesítménye a motor hajtásához nem volna elegendő a kimenő jel az IC 3 teljesítményerősítő integrált áramkör erősíti fel (μA 706 B, TBA 641 B 11). Egy, a két integrált áramkör között levő beállító potenciométerrel a teljesítményerősítő áramkör bemenő feszültsége (2, 4...4 Vpp) illetve a motor kapocsfeszültsége állítható be az előírt 14 Vpp-re.

Egyszerű felépítésű hálózati tápegység biztosítja az oszcillátor és az IC 1 végálláskapcsoló áramát: Graetz egyenirányító után a szűrő kondenzátorról +20 V és az IC 4 integrált áramkörös feszültségstabilizáló kimenetéről +15 V vehető le. A végfokozat a stabilizálatlan feszültségről működik.

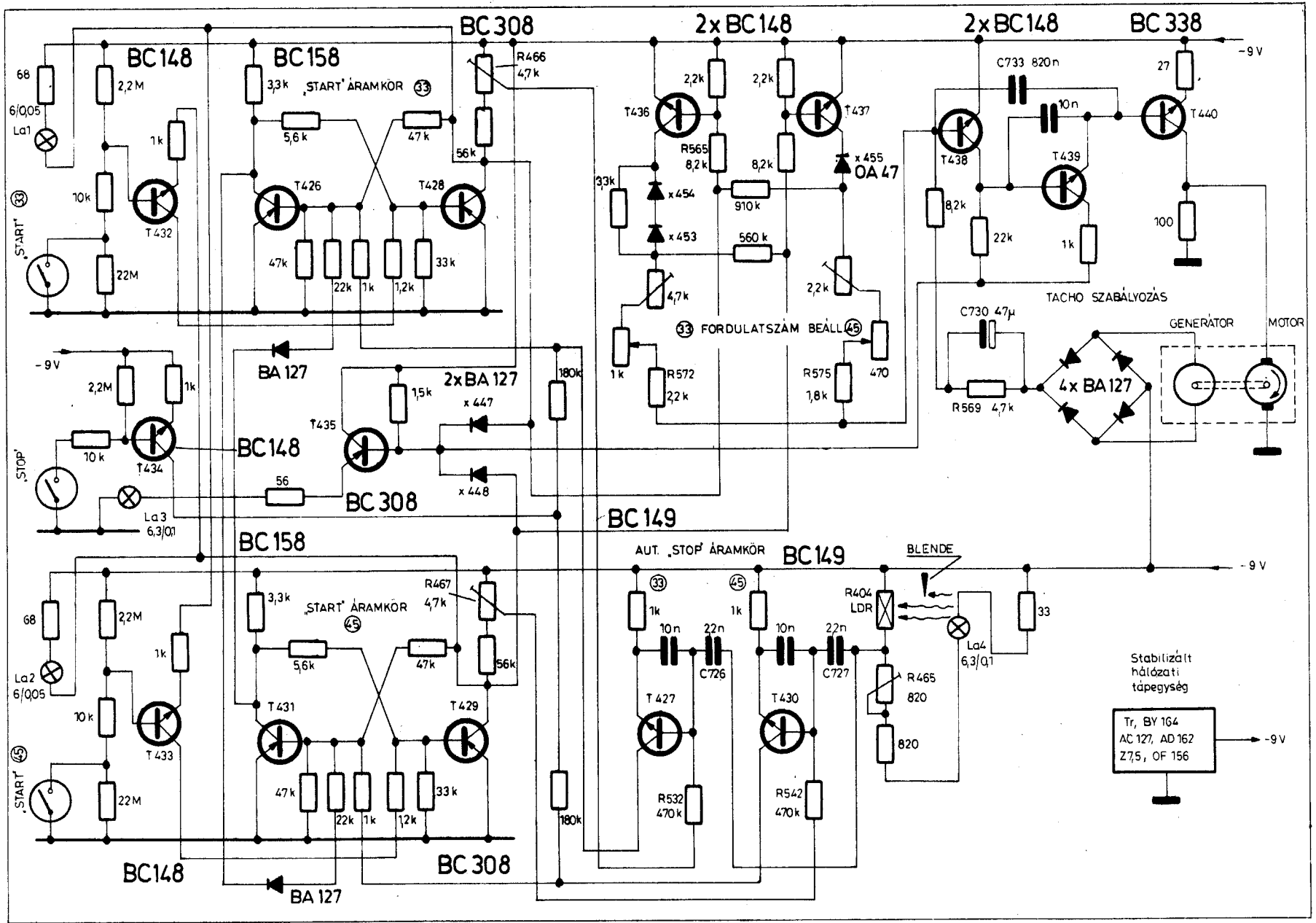
Ma már több mint féltucat Philips gyártmányú lemezjátszó méltán viseli a „hifi international” feliratot. Ezek közül alaptípusként tekinthető a „212 electronic”. E készülékben szabályozott egyenáramú motor hajtja szíj-áttétellel a tányért. Ezt a szabályozókört érintéskapcsolókkal kialakított sebességváltó és fotoelektronikus végálláskapcsoló egészíti ki.

1.3 Tachogenerátoros motorszabályozás (Philips „212” lemezjátszó)

Elvben egyszerű elektronikus szabályozás biztosíthatja a tányér állandó fordulatszámú való forgását, a fordulatszám finomszabályozását, és a fordulatszámváltást, ha az egyenáramú motor feszültség-fordulatszámjelleg-görbéjétől, és annak szórásától függetlenül a tényleges fordulatszámától függő jel is rendelkezésre áll. Ezt a je-



2. ábra



3. ábra

let az aranybevonatú kollektorral készített egyenáramú motor tengelyére erősített tachométer generátor szolgáltatja.

Működésmódját tekintve a tachogenerátor a fordulatszámmal arányos feszültséget ad, melyet egyenirányítás és simítás (C 733) után a névleges fordulatszámot beállító referenciasfeszültséggel hasonlítanak össze (3. ábra, T 438 tranzisztor bázisa). Ezt háromfokozatú galvanikus csatolt tranzisztoros erősítő követi, amely a motor feszültségét szabályozza, pl. 33 névleges fordulatonál – 2 Voltra. Ekkor a motor fordulatszáma kb. 1000/perc, 45 fordulatonál 1360/perc. Az egyenáramú motor nagy indítónyomatéka a viszonylag könnyű tányér gyors felpörgetését teszi lehetővé, amit az R 569 ellenállással párhuzamosan kapcsolt C 730 kondenzátor is elősegít.

2. A lemezkezelés biztonságát növelő elektronikus áramkörök

2.1. Indítás és leállítás érintés kapcsolókkal (electronic touch control) (Philips „212” lemezjátszó)

Két azonos felépítésű bistabil multivibrátorból áll az indítókör (3. ábra). Ezek méretezése olyan, hogy a hálózat bekapcsolása után a T 429 kerül zárt állapotba. Ha a „33” jelzésű érintéskapcsoló kontaktusait ujjunkkal megérintjük, a T 432 bázisát a bőr-ellenálláson keresztül földpotenciálra helyezzük, miáltal a tranzisztor vezetésbe kerül és átbillenti a multivibrátort, azaz T 428 vezetni kezd. Ezért egyrészt a választott sebesség érintés-

Ha üzemben a tányér fordulatszámára például lemeztörés használata miatt csökken, a tachogenerátor kisebb feszültséget ad le, a T 438 bázisfeszültsége, és kollektorárama csökken. Ennek következtében a T 439 bázisa pozitívabb lesz, emitterárama – mely egyben a T 440 végtranzisztor bázisárama – nő és így a motor a végtranzisztor növekvő árama miatt ismét a megadott 0,2% túrésen belül forgatja a tányért. Természetesen a szabályozás a tányér rövidejű fordulatszámváltozásait is képes kiegyenlíteni, s így azok az érzékelhető szint alatt maradnak.

Referenciasfeszültséget a választott sebességtől függően a T 436 ... R 572 illetve a T 437 ... R 575 közötti alkatrészekon átfolyó áram hoz létre, az X 453 ... X 455 germániumdiódák feladata a hőmérsékletkompenzálás.

ténhet, az áramkörökben ez esetben lezajló események nyomon követését a türelmesebb olvasókra bízjuk. Ugyanez a lemez végén önműködően következik be.

Nagy engedékenységu korszerű hangszedők használata tiltja a túoldalirányú erős terhelését és ezért kizárja a hagyományos, mechanikai reteszlelésű végálláskapcsolók használatát. Kézenfekvő megoldás, hogy a végállás érzékelését és a kar felemelését a lemezről szintén elektronika végezze.

2.2. Nagyfrekvenciás végálláskapcsoló

(Lenco „L 25 C” lemezjátszó)

Helyzetadóként egy 80 kHz-en működő Colpitt-oszcillátor szolgál, melyet egy, a hangkarral egybeépített induktivitás, a C4 kondenzátor és a T1 tranzisztor (BC 239 B ... BC 409 B) alkot. (4. ábra). A kar forgásakor az állótekeres felett mozgó ferritelem hatására az induktivitás és ezáltal a rezonanciasfeszültség is megváltozik, mégpedig növekvő szögsebességnél ezzel arányosan nő a nagyfrekvenciás feszültség is: a kimenőfeszültség

$$U_1 = \alpha \cdot \text{konst.} \cdot \sin \omega t + U_0$$

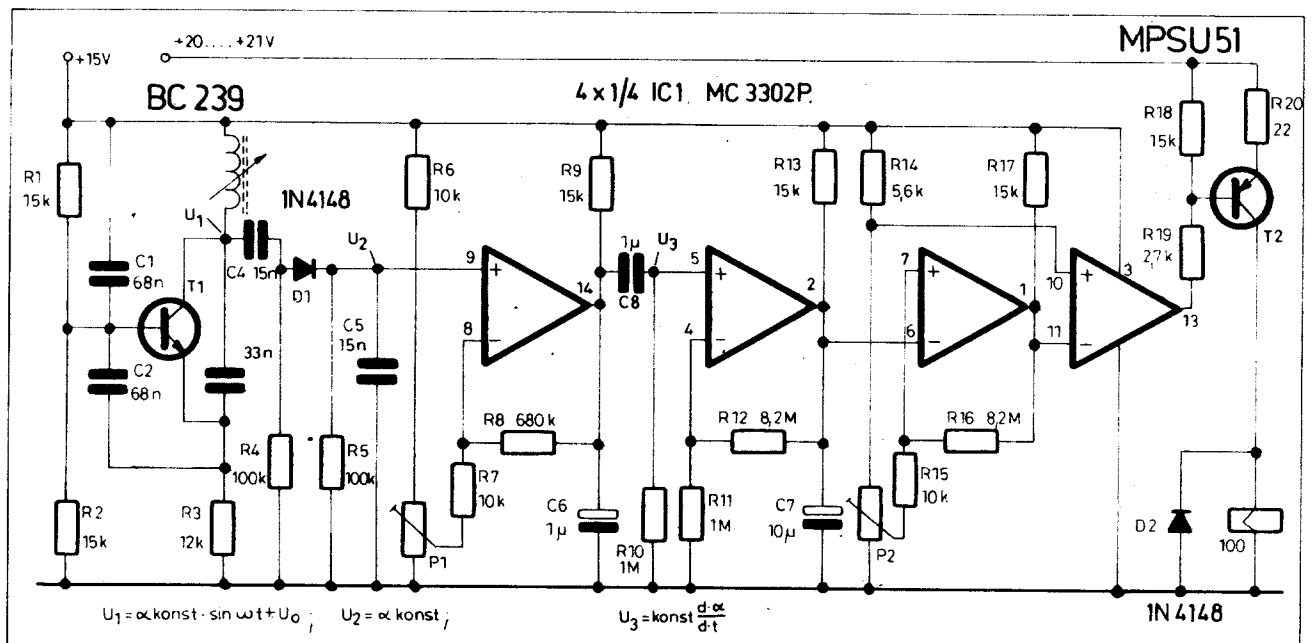
Egyenirányítás után (D 1) az

$U_2 = \alpha \cdot \text{konst}$ jelet az első feszültségkomparátorra vezetik, a komparátor referenciaszintje a P1 trimmerrel állítható be. Ezáltal biztosítható, hogy az elektronikus végálláskapcsoló a $70 + 3,2 - 1,6$ mm lemez sugáron kívül hatástalan. Ha azonban a hangszedő tüje ennél kisebb távolságra közeledik a lemez középpontjához, a komparátor a jelet a C8 - R10-ből álló differenciálótagra engedi, az erről kapott

$$U_3 = \text{konst} \cdot \frac{d\alpha}{dt} \text{ feszültséget az in-}$$

kapcsolója alatt elhelyezett lámpa világítani kezd, az X 447 diódán át lezárja a T 435 tranzisztor és a „stop” lámpa kialszik, valamint T 438 és T 439 pozitív kollektorfeszültséget kap. Másrészt az R 565-ön át nyitja a referenciasfeszültséget előállító tranzisztor, a motoráramkör működni kezd. A multivibrátor zárásba került tranzisztorra egy diódán és egy ellenálláson át letöltja a másik sebesség multivibrátort. Tehát a 33 és 45 sebességek között közvetlen átkapcsolás nem lehetséges, előbb a „stop” áramkört kell működtetni.

A leállító áramkör működtetése kezeli a „stop” érintéskapcsolán át tör-



4. ábra

tegrált áramkör második része felerősíti és a jel harmadik, ugyancsak komparátorként működő részarámkörre kerül. Ily módon ez utóbbi komparátor áramkörében levő P2-vel beállítható, hogy az integrált áramkör negyedik, erősítő része csak a kar befelé történő mozgásakor egy meghatározott sebességérték (1,6 mm/barázda) túllépésekor kapjon bemenőjelet, mely erősítés után a T2 illesztő-tranzisztoron át a kar felemelését és a készülék kikapcsolását kiváltó jelfogót működésbe hozza.

Mindezen bonyolult működés-sorozat lelke az IC 1 jelű négyrészes MC 3302 P (vagy LM 339 N) integrált áramkör. Kismértékű hőmérsékletváltozás, vagy az alkatrészek öregedése miatti értékváltozás nem jelent zavarokat a működésben, az esetleges utánállítás vagy újrabillesztés mind a lemeztányér, mind az alaplap felől elvégezhető.

2.3. Fotoelektronikus végálláskapcsoló (Philips „212”)

Stabilizált feszültségről működtetett miniatűr izzólámpa fényéből a hangkarra erősített takarólemez (blende) helyzetétől függően több-kevesebb fény jut a kadmiumsulfid alapú fényérzékeny ellenállásra (LDR, pozíciószáma R 404, (3. ábra). Míg a kar a lemez szélén van, a fény akadálytalanul jut a fényérzékeny ellenállásra, melyen az R 465 jelű potenciométerrel beállíthatóan 0,75 V van. Közelebb kerülve azonban lemezfordulatoként egyre kevesebb fény éri a fényérzékeny ellenállást, ellenállása és ezzel együtt a rajta eső feszültség egyre nagyobbá válik. Mihelyt a tű a lemez forgáspontját 65 mm-re megközelíti, a fényérzékeny ellenálláson $1,35 \pm 0,15$ V lesz. Ettől kezdve a lemez műsoranyaggal vágott részén a feszültségváltozás egyenletesen lassú, a C 726, C 727 csatoló-kondenzátorokon átfolyó töltőáram olyan alacsony, hogy a T 427 és T 430 tranzisztorok bázis-

potenciálját nem befolyásolja. Viszont a kifizetőbarázdában a blende már gyorsabban takarja a fény útját mintsem azt a két előbbi kondenzátor és az R 532, R 466 illetve az R 542 és R 467 ellenállások által szabott idő-állandó megengedné, és ezért a tranzisztorok bázisára rövid pozitív impulzus kerül, amely a tranzisztorok egyikét nyitja (33 fordulatonál T 427; 45-nél T 430) és az az indítóáramkörben levő bistabil multivibrátort visszabillenti a kiindulási helyzetbe.

Pontos beállítással (33 fordulatonál R 466, 45-nél R 467) elérhető, hogy 60 mm sugarú körön belüli 1,8 mm/barázda emelkedéssel a készülék kikapcsol, ugyanez 1,2 mm/barázdaemelkedés esetén csak 44 mm-es körnél következik be. Kikapcsoláskor csak a tányér forgása szűnik meg, a kar nem emeli fel automatikusan a tűt a lemezről.

Valamennyi hagyományos hangszedő közös tulajdonsága, hogy az átalakító mozgó részének tömege hatá-

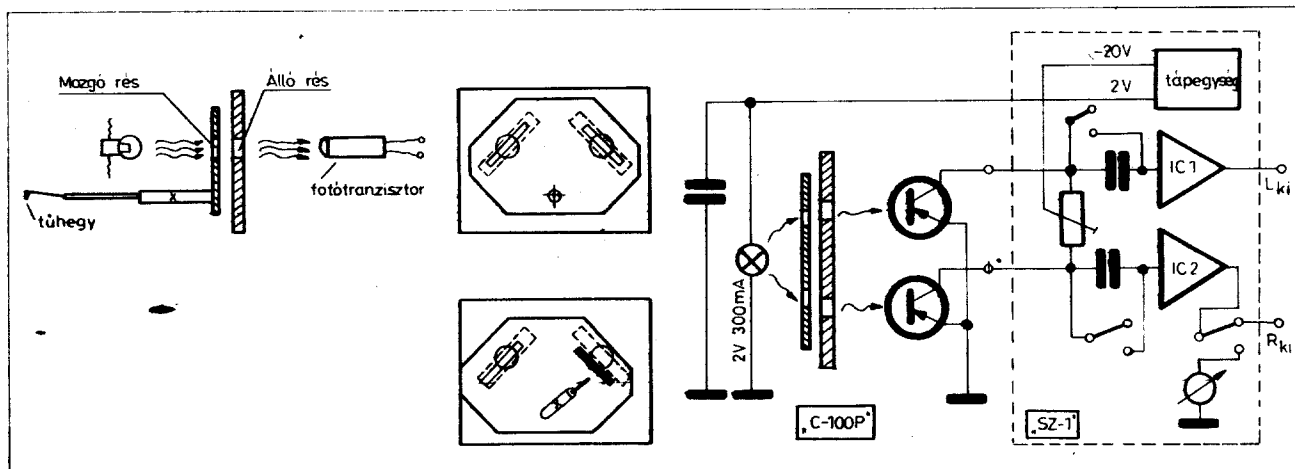
rozza meg a kimenő teljesítményét (2 mV jel 47 kohmos lezáráson körülbelül 10^{-10} Wattnak felel meg). A mozgott tömeg további csökkentése a megkívánt zajszint romlása nélkül már szinte nem is lehetséges. Ezért nagyjelentőségű az a törekvés, hogy a kimenő teljesítményt ne az átalakító állítsa elő, hanem az csak befolyásolja egy nagyobb energiamentiség áramlását, hasonlóan az elektroncsövek és tranzisztorok vezérléséhez. Az elektronikus hangszedők ezért mindig külső energia hozzávezetésével működnek. Ez ugyan megnehezíti tetszőleges hangszedő elektronikus hangszedővel való kicserélését, mivel ezek különleges, csak a megadott típushoz kapcsolható elektronikus segédegység nélkül nem működőképesek. Az első gyári sorozatok igazolták, hogy e különleges hangszedőkkel is jó minőségű hangvisztaadást lehet elérni, s a napjainkban folyó tökéletesítés és fejlesztés hatására várhatóan egyre inkább el fognak terjedni.

3. Elektronikus hangszedők

3.1. Fotoelektromos hangszedő (Toshiba „C 100P”)

Tíz éve mutatta be először a japán Toshiba cég C-100 P jelű hangszedőjét, amely nem a szokásos mágneses rendszerben, hanem fotoelektronikus átalakítási elv alapján működött. Az erről a hangszedőről készített vázlatunk az 5. ábra felső részén látható. A tűtartó csövecskére, mely az x pontban rugalmasan van felfüggesztve, lehetővé válik a duralumínium lemezke van felerősítve. E lemezken két, egymással 90° -os szöget alkotó rés van. Közvetlenül a mozgó lemezke réspárja mögött egy másik lemezke álló rései találhatóak. A mozgó réspár előtt egy kisfeszültségű miniatűr izzólámpa világít, a fény sugarát a mozgó és az álló réspárokon mint egy blendén át egy egy

fényérzékeltő tranzisztorra jut. Nyugalmi állapotban a fényáramnak mintegy a fele jut át a blendén. Az ábra jobb oldalán látható két részlet nem a nyugalmi állapotot, hanem a bal csatornán belüli két lehetséges szélső helyzetet szemlélteti, a felső részleten a maximális fényáram, az alsón a minimális fényáram áthaladásához rendelt állás látható. Ha csak a bal csatorna van modulálva, az ehhez tartozó rés a rövidebbik oldala mentén mozog, miközben a jobb csatorna rése a hossz tengely irányában tér ki. Kellően keskenyre és hosszúra választott réseometriával elérhető, hogy a bal csatorna legnagyobb kitérései esetén se változzék a jobb csatornán átjutó fény mennyiség. S mivel a párhuzamos fény sugarak érzékelésére használt foto-tranzisztorok kimenőjele a fénymeny-



5. ábra

nyiséggel arányos, a fény mennyiség viszont a kitérés nagyságától függ, fotoelektromos átalakítónk tehát az amplitúdó érzékelő hangszedők csoportjába sorolandó. Ennek megfelelően alakítandó ki az előerősítő átviteli jelleggörbéje is. A kisfrekvencián leadott nagy jelnek köszönhetően a hangszedő a mágneses rendszerűeknél kedvezőbb jel-zaj viszonytal rendelkezik.

A parányi izzólámpát stabilizált egyenfeszültségről táplálják, a fényerősség belső vagy akár külső változása ugyanis káros modulációt jelentene. E lámpácska fogyasztása 0,6 W, mely felszabaduló hőmennyiség elvezetése és külső fénytől való szigetelés végett a hangszedőnek messziről felismerhető, 1 hüvelyk átmérőjű gömb burkolata van. Az izzólámpa élettartamára egyéb ként 10 000 üzemórát szavatolnak.

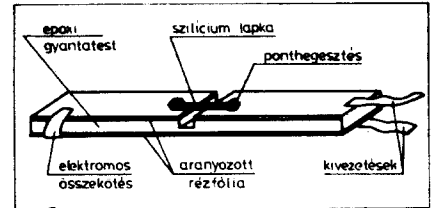
Különös gonddal történt a két fototranzisztor nagy tömegből való párba válogatása is, s mert működésük az üzemi tartományban teljesen lineáris, az egész hangszedő rendszer torzítási értéke 0,65% ($f=1000$ Hz, $v=50$ mm/s). A frekvenciamenet alsó határa 0 Hz, amit a fotohangszedőhöz csatlakozó erősítő (lásd az ábra alsó részén) csatoló kondenzátorainak rövidzárásával lehet elérni. Ekkor a rések helyzete a tüérről függ, ezért az erősítő e célból átkapcsolható, s a mindenkori tűrő érték egy Deprez műszeren leolvasható. Az előírt érték $1,5 \text{ eN} \pm 0,5 \text{ eN}$. Effektív mozgató tömeg hozzávetőlegesen 0,3 mg, amely $f=40$ kHz-ig terjedő felső határfrekvenciát tesz elérhetővé, a mind vízszintesen mind függőlegesen 0,30 mm/eN értékű rugóengedékenységgel kis tüér használataival is kitűnő mélyhangátvitelt biztosít. Érdemes megjegyezni a hangszedő érzékenységi adatát is, amely a 10 mm/s-nál mért 15 mV-os értékkel a szokásos hangszedők érzékenységeinek mintegy tízszerese. Az amplitúdóérzékeny átalakí-

tási elv miatt e hangszedő a sebesség-érzékeny hangszedők minősítésére kifejlesztett mérőlemezekkel értelem szerűen nem vizsgálható (pl. négyszög-átvitel).

3.2. Kapacitív hangszedők

Mikrofontechnikában már régóta használatosak az induktív (mágneses) átalakító rendszerek mellett a kapacitív vagy más néven kondenzátor átalakítók. E rendszerek hangszedőtechnikai elterjedésének egyik legfőbb akadálya mindaddig az volt, hogy nem lehetett a hangszedőhöz elég közel elhelyezni a nagy bemeneti ellenállású előerősítőt, és így hangkar viszonylag hosszan, párhuzamosan együttfutó vezetői között szórt kapacitás feszültségosztása miatt az átalakító hatásfoka nagyon rossz volt. Elvileg kétféle megoldás kínálkozik kapacitív hangszedő készítésére: a nagyfrekvenciás és a hangfrekvenciás megoldás. Nagyfrekvenciás kivitelben a tüérről egy néhány megahertzes oszcillátor rezgőköri kondenzátorának mozgó fegyverzetét képezi. Ezáltal az oszcillátor frekvenciája arányos lesz a barázdakitéréssel, tehát bizonyos erősítés után tetszőleges FM demodulátorral (pl. aránydetektorral) lehet a hangfrekvenciás jelet előállítani. Nem kell külön hangulýozni az eljárás bonyolult voltát, melyet a Stax japán cég hangszedőiben is a hozzá tartozó elektronikában ismerhetünk fel.

Hangfrekvenciás kimenőjelű kondenzátor hangszedőt az előbbihez hasonló szerkezeti megoldással készíthetünk, ha a kondenzátor mozgó fegyverzetet állandó töltésmennyiséget tárolunk. A töltés = kapacitás x feszültség ($Q=C \cdot U$) összefüggésből látható, hogy ez esetben a kapacitásváltozás feszültségváltozást okoz. Nehézségét épp az állandó töltésmennyiség biztosítása jelent, ugyanis ez csak egy egyenfeszültségű generátorhoz nagy ellenálláson át való csatlakoztatással érhető el. Ez viszont egyúttal nagy kimeneti ellenállást és rossz jel-zaj viszonyt eredményez. Valószínű, hogy az előbb leírt eljárást néhány éven belül kiszorítja majd az *elektret kondenzátoros* hangszedő, melyek elterjedése a permanens elektromos töltéssel rendelkező anyagok (az elektrétek) kutatásának gyorsulásától várható. Ennek egyik előfutára a korábban már említett Toshiba cég C-401 S jelű elektrét kondenzátoros hangszedője, melynek kimenőjele hangfrekvenciás, vagyis demodulálásra nincs szükség. Rendkívül egyszerű szerkezetének működési vázlatát a 6. ábrán felül látható. Az átalakító mozgó része csak a tulajdonképpeni tüérről, mely még a megsokottnál nagyobb átmérőjű kivitelben is kis mozgató tömeget képvisel, továbbá hajlító szilárdsága is nagyobb. Ez a földpotenciálra kötött fém csővecske a kondenzátor mozgó fegyverzete, amellyel szemben két, derékszögben álló 1 mm x 2 mm méretű műanyag elektrétfólia csík van hátoldalai-



7. ábra

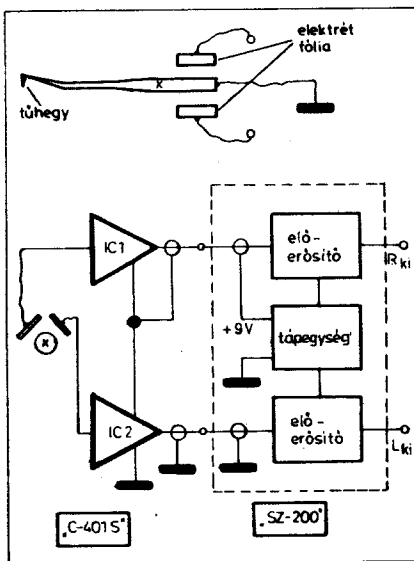
kon az ellenelektrodákkal. Az ellenelektrodák kicsiny feszültségváltozásait a közvetlenül a hangszedőbe szerelt integrált áramkörök erősítik fel (lásd az ábra alsó részén levő kapcsolási rajzot), az integrált áramkörök térvezérlésű tranzisztoros source-követőjének bemeneti ellenállása 10^{10} ohm. Mivel az átalakító rendszer amplitúdóérzékeny, a mágneses hangszedőknél elterjedt jelleggörbétől eltérő menetű előerősítőre van szükség. Ezt az előerősítőt és az integrált áramkörök tápfeszültség ellátását a hangszedő kimenete után kötött SZ-200 jelű egység tartalmazza.

Az elektrétkondenzátoros hangszedő vizsgálata azt mutatta, hogy frekvenciamenete CD-4 eljárással vágott lemezek lejátszásához is megfelelő, a kapacitív átalakítási elvből fakadó nagy előnye pedig a szórt mágneses térrel szembeni teljes közömbösség. Az előerősítő kimenetén $f=1000$ Hz $v=50$ mm/s sebességű barázdakitérésnél 200 mV mérhető, s ez jól illeszkedik az erősítők nagyszintű lineáris bemeneteihez. Várható fejlesztési irányok a hangszedőnél a ma még viszonylag magas tüérről való csökkentése és a rugóengedékenységgel növelése.

3.3. Félvezető hangszedők

Tíz évvel ezelőtt az amerikai Euphonic cég kifejlesztette a „Mini-conic” nevű félvezető hangszedőt. Ebben egy szilícium félvezető elem azon újonnan felfedezett kristályfizikai tulajdonságát használták fel, hogy a félvezető a rá ható mechanikai nyomó- vagy húzóerővel arányosan megváltoztatja az ellenállását. Az átalakító egyenfeszültséget kell kapcsolni, melyet az ellenállás változás a barázdakitérés ütemében modulál. E hangszedő tehát amplitúdóérzékeny.

Tekintsünk meg közelebbről egy modulátor elemet (7. ábra). Egy 10 mm hosszú, 1,25 mm széles és 0,5 mm vastag epoxigyanta lemezke alsó és felső felületét 25 μm vastagságú, külső felén aranyozott rézlemez borítja. A lemezke közepén fél milliméter szélességű kimarás van, e helyen a lemezke eredeti lemezvastagságának csak negyedrésszére csökken, s így az kellően hajlékony lesz. Ezt a kimarást egy 0,2 mm széles, néhány század milliméter vastagságú szilícium félvezetőlapka hidalja át, a félvezető végeit ponthegesztés köti össze a rézfóliával. Az elektromos áramkör záródását az alsó és felső rézfóliának a



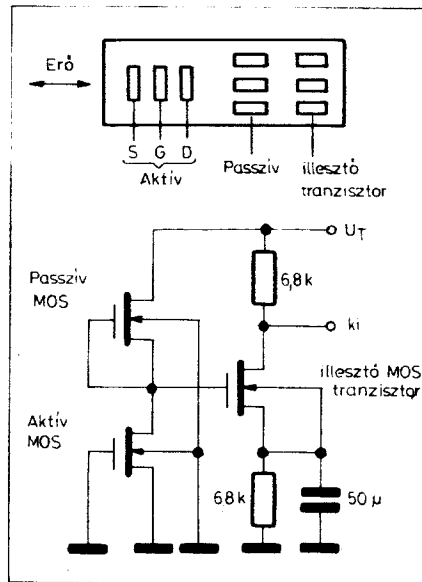
6. ábra

kivezetésekkel ellentétes oldalon történt összekötése biztosítja.

Két ilyen modulátorelemet a piezoelektromos átalakítókhoz hasonló hagyományos derékszögű rendszerben erősítének össze. A szabad végeket összekötő járom a tütartó csőhöz csatlakozik, körülbelül annak fele hosszúságánál. Ezáltal a modulátorelemre a kitérés fele jut, viszont kétszeresére transzformált erővel. Lényeges különbség a piezoelektromos hangszedőkhöz képest az, hogy az epoxigyanta lemezke kimarása és a szilícium elem vékonysága miatt a félvezető hangszedő rugalmassági viszonyai lényegesen kedvezőbbek. A Miniconic 24 °C-on 0,25 mm/cN értékű engedékenységgel rendelkezik, vagyis a legjobb mágneses hangszedőkével egyenértékű. A hangszedőre elliptikus túvel 0,5...1,5 cN közötti túerő értéket adnak meg, az effektív mozgatott tömeg kb. 0,6 mg.

A hangszedő érzékenysége 10 mm/s-nál kb. 5 mV, amit a 20 voltos egyenfeszültséget biztosító tápegység dobozába épített erősítő 32 dB-lel megemel. Érdekességként említhető, hogy az erősítő az egyik csatorna jelét 180°-kal megfordítja. Erre azért van szükség, mert mono barázda lejátszásakor az egyik modulátor elem nyomott a másik húzott és ez a modulált jelben fázisfordulást jelent.

Összefoglalva megállapítható, hogy az ellenállás modulációval működő félvezető hangszedő egyesíti a mágneses hangszedők előnyeit (széles frekvenciasáv, egyenletes frekvenciamevet, nagy engedékenység és kis túnyomórő) és a piezoelektromos hangsze-



8. ábra

dők előnyeit (csekély súly – mindössze 2 g –, nagy kimenő feszültség, mágneses terekre és anyagokra való érzéketlenség).

Félvezető hangszedő azonban nemcsak ellenállás modulációval erősíthető meg. A Sescosem cég fejlesztő laboratóriumában kidolgoztak egy közvetlen tranzisztor modulációs elven működő hangszedőt (8. ábra). Ennek aktív eleme egy MOS térvezérlésű

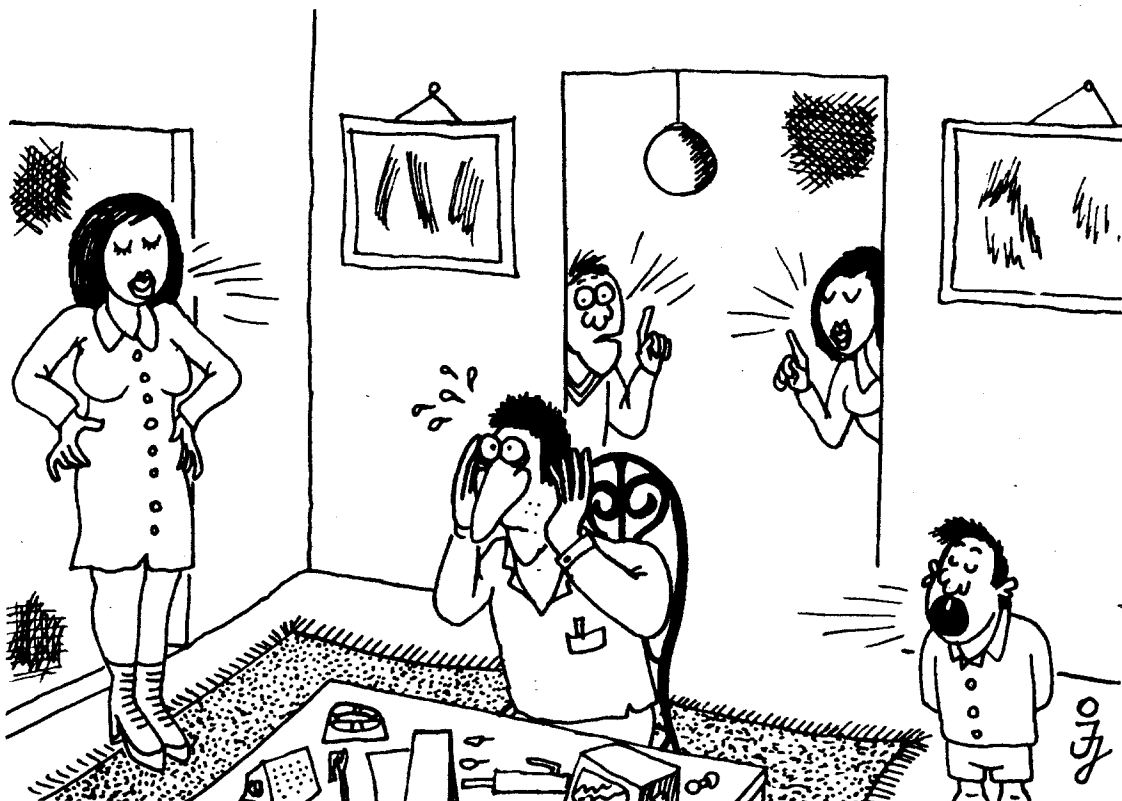
tranzisztor (Metall-Oxid-Semiconductor), melynek elektromos jellemzőit a rá ható mechanikai rezgésekkel változtatni lehet.

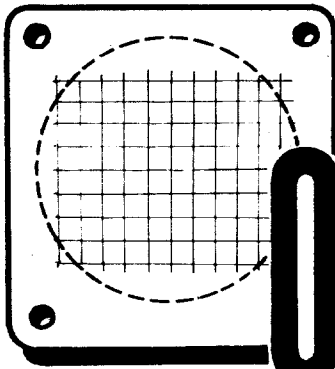
A MOS-térvezérlésű tranzisztor 0,2...0,4 mm vastagságú egykristályos szilícium lemezen alakítják ki, kb. 10µm széles és 100µm hosszú elektródák (source, gate és drain) készítésével. Ha a tranzisztor áramfolyási irányában (source-drain) húzó vagy nyomóerő hat a kristályszeletre, a tranzisztor telítési árama változik. Megfelelően nagy munkaellenállással és telepfeszültséggel a hangszedő már működőképes lenne. Kedvezőbb azonban, ha ellenállás helyett még egy ugyanilyen de nem vezérelt (passzív) tranzisztor telítési ellenállása képezi a munkaellenállást.

Az aktív tranzisztor drain elektródáján így 10µm kitérés 20 V-os telepfeszültségnél 200 mV feszültségváltozást okoz. E feszültség, azonban a MOS telítési ellenállásának megfelelő kb. 100 kohm belső ellenállású generátorról vehető le. Egy harmadik MOS tranzisztor beépítésével a kimenőimpedancia lecsökkenthető. A 8. ábrán bemutatott kapcsolásnál a kimenőimpedancia 6,8 kohm, a kimeneti feszültség pedig 700 mV-nál nagyobb.

A MOS tranzisztoros hangszedő jellegzetes zajspektrummal rendelkezik. A zaj 1/f jellegű villódzási zajból és a töltések generálásából ill. rekombinációjából származó zajból tevődik össze. Számszeríten a 10 Hz... 20 000 Hz sávban 1000 : 1 arányú vagyis 60 dB-es jel-zaj viszony érhető el.

Kvadrifónia...





építsünk együtt OSZCILLOSKÓPOT

Bucsás Péter okl. vill. mérnök

Az oszcilloszkóp minden amatőr legmerészebb álmainak régióiban lebeg. Vele a feladatok sokasága oldható meg és vannak olyan speciális jelenségek, amelyeknek a kimutatása, közvetlenül csak oszcilloszkóppal lehetséges, mint például a különböző gerjedések, illetve egy-egy fokozat gerjedékenysége. Az oszcilloszkóp sokoldalú használhatóságának egyik oka, hogy a mérendő jel az oszcilloszkóp egyik leglényegesebb alkatelemének az elektronsugárcsőnek az ernyőjén láthatóan megjelenik. Vagyis az oszcilloszkóp szinte felrajzolja az időben lejátszódó elektromos jeleket (feszültségeket).

Az oszcilloszkóp, előnyei mellett rendelkezik néhány hátrányos tulajdonsággal. Ezek azonban, bár a felépítéséből fakadnak, mégsem a használhatóságának a fogyatékososságai: az a helyzet, hogy ezek a műszerek bonyolultságuknál fogva igen drágák. Általában a ledrágább alkatrészüik a katódsugárcső.

A következőkben leírt műszernél is ez a helyzet. (Erről a csőről sajnos nem mondható el, hogy az amatőr „fiókjából kikerülő” alkatrész volna.)

Minden műszer lényeges része, a tapasztalat szerint, a mechanika. A készülékek nem azért porosodnak a lomtárban félig készen, mert meguntuk a „bütykölést”, hanem azért mert csupán kapcsolási rajz segédlettel megkezdett berendezés építés olyan kellemetlenül sok, idegőrlő munkát jelent, amely kimeríti türelmünket. Türelmünk végső határára akkor jutunk, amikor a munka közepén derül ki, hogy másképpen lett volna praktikusabb, egyes alkatrészek nem férnek el, kicsi lett a doboz stb.

A szerelési rajzzal hasonló a helyzet. Sok bosszúságtól kímél meg bennünket, ha van és elnyújtja a munka befejezését (esetleg az idők végtelenségéig), ha nincs.

A csöves megoldás mellett legalább ugyanannyi érv hozható fel, mint ellene. A következő megfontolások szólnak a csöves megoldás mellett.

A csöveshez „tudásában” hasonló „fajsúlyú” műszer legalább kétszer

annyi tranzisztorttal építhető meg, mint elektronsóvel. Emiatt a bonyolultsága az áramköröknek nagyobb, nehezebben megépíthető (rekonstruálható a leírás alapján). A tapasztalat szerint a tranzisztoros oszcilloszkópok nem olyan sokkal kisebbek, mint a csövesek, (azonos „tudást” véve alapul) ugyanis a műszer méreteit meghatározó elemek mérete nem csökken: katódsugárcső, kezelő gombok, hálózati transzformátor, tápegység.

Itt jegyzem meg, hogy a legkorszerűbb elemek felhasználásával lehet a méreteket csökkenteni, méghozzá fantasztikus mértékben, ha szakítunk a hagyományos megoldásokkal. Egy külföldi folyóiratban láttam például egy olyan oszcilloszkópot, amelynek a „kijelzője” 600 db LED-ből állt (30 × 20 db) és valamennyi többi áramkör IC-vel volt megvalósítva. Az egész műszer nem volt nagyobb, mint egy zsebszámológép. Valójában ezek olyan távlatok és lehetőségek, amelyeket pillanatnyilag a kis pénzü amatőr nem érhet el.

1. A működés leírása

Az Y erősítő

A műszer működését az 1. ábra alapján lehet követni. A bemeneti csatlakozón bejövő jel a bemeneti osztóra jut, amely kétfokozatú és kompenzált. Az osztóról a jel a 0,1 μ F-os csatoló kondenzátoron át jut az EC 92-es cső vezérlő rácsára. Az EC 92-es cső katódkövető kapcsolatban működik, tehát a jel a katódellellállásról jut az 1 kohm – 50 μ F – 3 kohm – 100 ohmból álló komplexumra. A 3 kohmos potenciométer csuszájáról jut tovább az EF 184-es cső vezérlőrácsára. A 3 kohmos potenciométerrel lehet az erőítést folyamatosan szabályozni. Ez a cső végzi el a szükséges erősítés zömét. Az anódjában levő 6,8 kohmos munkaellenállásról jut a jel tovább a fázisfordító végfokozatra. Az EF 184 katódjában találjuk a katódellellálláson

kívül az S kapcsolóval sorosan kapcsolt 1000 μ F-os kondenzátort. Ha ezzel a kapcsolóval bekapcsoljuk a kondenzátort, párhuzamosan a katódellellállásra az erősítés mintegy négyszeresére növekszik meg, a sáv szélesség természetesen ugyanilyen arányban csökken. A végerősítő fokozat PCC 88 típusú csővel felépített differenciál erősítő. Az alsó cső vezérlőrácsa egyenáramúlag a munkaponti feszültségen van, váltóáramúlag azonban a 47 nF-dal a földre van kötve.

A felső cső kapja a vezérlést az előző fokozatról és egyrészt az anódellellállásán megjelenik a fázisfordított felerősített jel, másrészt a katódellellállásán is megjelenik az azonos fázisú jel, amely az alsó csövet a katódjában vezéri. Ilyenformán az alsó csőfél földelésű fokozatként működik, fázist nem fordít, az anódellellállásán megjelenő jel tehát ellentétes fázisú a felső csőfél anódján levő jelhez képest. Szimmetrikus csövek és egyforma munkaellenállások mellett a két cső erősítése azonos. Eredőben azonban a két cső együttesen kb. fele akkora erősítést ígér, mint ugyanekkor munkaellenállással egyik csőfél erősít normál kapcsolatban. Ezzel szemben előnye a differenciál fokozatnak, hogy nem szükséges fázisfordító fokozat alkalmazása. További előnye, hogy nem kényes a túlvezérlésre, valamint az azonos fázisú zavarokat (pl.: hálózati morgás) elnyomja. A végfokozat rácskörében lehet megoldani a függőleges ponteltolást az 5 kohmos potenciométerrel.

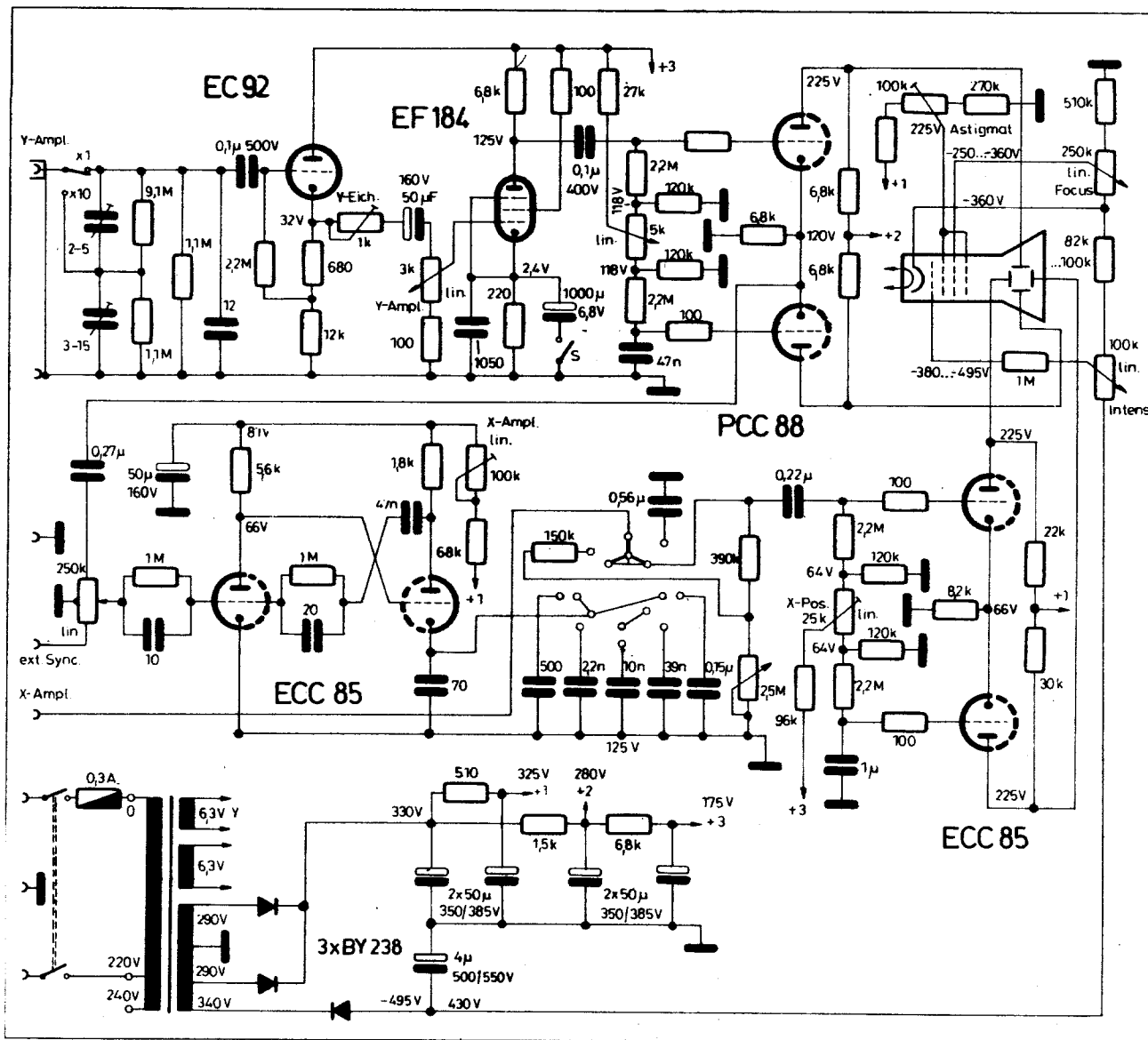
A végfokozat ellenütemben vezéri a katódsugárcső függőleges eltérítő lemezpárját.

A végfokozat katódjából a jelet elvisszük a 250 kohmos potenciométerrel a vízszintes eltérítőgenerátor szinkronizálására.

A fűrészenegátor fokozatai

Két fő részét a vízszintes eltérítő jelet előállító ún. fűrészel-multivibrátor és a differenciál erősítőből álló eltérítő végfokozat képezi.

A fűrészenegátor működése azért



1. ábra. A műszer elvi kapcsolási rajza

érdekes, mert az egyszerűsége ellenére viszonylag lineáris fűrészelet szolgáltat nagy amplitúdóval.

Tegyük fel, hogy a bal oldali cső zárva van, akkor a jobb oldali cső nyitva van, lévén hogy a rácса az 5,6 kohmon keresztül pozitív feszültségre van kapcsolva. A jobb oldali cső katódjában levő kondenzátorok valamelyike (a kapcsoló állásától függően) töltődik a katód feszültsége emelkedik és tart 80 V felé, közben azonban eléri azt a feszültséget, ahol már a cső rácskatód feszültsége a zárófeszültség felé közeledik, ezért a cső anóárama csökkenni kezd és megemelkedik anódján a feszültség. Ez a feszültség emelkedés átsatolódik a bal oldali cső rácására, ez a cső nyitni kezd, az anódján tehát csökken a feszültség, ez a jobb oldali cső fokozottabb záródásához vezet. A folyamatot, amely ilyenkor lezajlik átbillenésnek nevezik és a folyamat végén a bal oldali cső teljesen

kinyit, a jobb oldali teljesen lezár. A jobb oldali cső katódjában levő kondenzátor megkezdte kisülését a rákapcsolt ellenállások valamelyikén. A kondenzátor kisülése addig tarthat, amíg a feszültség el nem éri a bal oldali nyitott cső anódfeszültsége és a jobb oldali cső zárófeszültsége (U_z) összegét. Ekkor a jobb oldali csővön áram indul meg és az általa létrehozott feszültség csökkenés a baloldali cső rácán záróirányú vezérlést jelent. A bal oldali cső anódján, ezért emelkedni kezd a feszültség és tovább nyitja a jobb oldali csövet. A teljesen nyitott jobb oldali csővön az időzítő kondenzátor pótolja az elvesztett töltését és a feszültsége emelkedik. Kezdődik a ciklus előlről. Az időzítő kondenzátor töltődése alatt a bal oldali csövet a rácására csatlakozó 47 nF-os kondenzátor tartja lezárva. A fűrészgenerátor frekvenciáját a K kapcsolóval a kondenzátorok váltásával, lehet fokozatosan állítani. A

frekvenciát finoman a 2,5 Mohmos potenciométerrel lehet szabályozni.

A fűrészgenerátor szinkronizálása belső és külső szinkron-üzemmódban lehetséges a 250 kohmos potenciométer csuszka-állásától függően.

Az X-eltérítő fokozat

A fűrészgenerátor fokozat mintegy 15 V-os amplitúdójú fűrészele az X-eltérítő végfokozatot vezérli. A kapcsolás, az ellenállásoktól eltekintve azonos a Y-erősítő végfokozatával. A működése is megegyezik azzal.

A fűrészfrequencia váltó egyik szélső állásában az X-erősítő bemenete a műszer előlapján elérhető és segítségével lehetségesek az ún. Lissajou-mérések végrehajtása. Az X-eltérítő végfok rácskörében levő 25 kohmos potenciométerrel a vízszintes ponteltolás lehetséges.

A tápegység

A hálózati transzformátor szekunder oldalán két fűtőtekercset találunk. Az egyikről a katódsugárcső fűtését, a másikkal az X-erősítő a fűrészgenerátor és az X-erősítő csöveinek fűtését oldjuk meg. A katódsugárcsővet, minden ilyen esetben, amikor a katódja „nagy mínuszon” van, külön fűtőtekercsről kell üzemeltetni. A harmadik tekercs középleágazásos és 2×290 V-ot szolgáltat a kétoldalas egyenirányító számára ($2 \times BY 238$). A negyedik tekercs kezdete össze van kötve a középleágazásos „anódttekercs” egyik külső végével a vége pedig a harmadik BY 238-as típusú diódának a katódjára csatlakozik. Ha figyelmesen szemügyre vesszük a kapcsolást a következőket láthatjuk. A nullapont-hoz képest a két féltekercs és a $2 \times BY 238$ -ból képzett egység kimenetén $+330$ V feszültség van. A nullapont és az egyik féltekercs plusz a kiegészítő tekercs, valamint a BY 238-ból képzett egység kimenetén -495 V feszültséget kapunk. A kis oszcilloszkópokban elterjedt az ilyen megoldás. A pozitív és negatív feszültség eredőben $800 - 825$ V feszültséget szolgáltat. Ez a feszültség elegendő a katódsugárcső gyorsító feszültségeként.

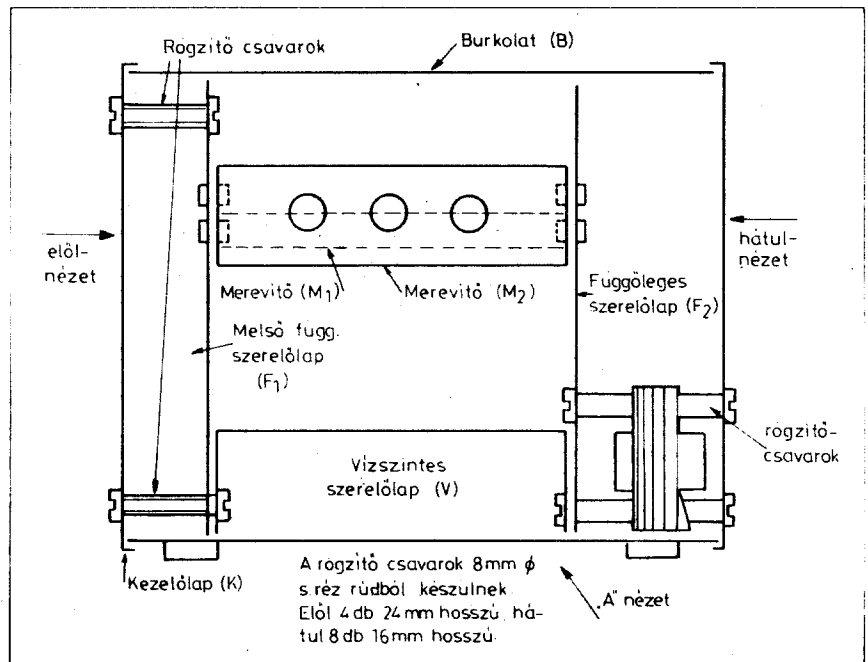
A negatív feszültséget elegendő 4μ -dal pufferelni, mert a terhelése a tápegységnek csupán néhány mA. A pozitív tápfeszültséget azonban alaposan szűrni kell. Látható, hogy a zavarokra legkényesebb fokozatok (EC 92, EF 184) kétszeres RC-szűrő láncban át kapják a tápfeszültséget.

A transzformátor adatai

- vas: EI 78 típusú lemezből 30 mm-es pakett vastagság
- primer menetszám: 1238 me \varnothing 0,3 mm MZZ
- fűtő tekercsek menetszáma: $35 + 35$ me \varnothing 0,8 mm MZZ
- anód tekercs: $1632 + 1632$ me \varnothing 0,15 mm MZZ
- „nagy mínusz tekercs”: 281 me \varnothing 0,1 mm MZZ
- szigetelés: soronként 1 réteg kondenzátor papír, az egyes tekercsek között 1 réteg 0,1 mm-es varnis szigetelőréteg. A két fűtő tekercset is el kell szigetelni egymástól egy réteg varnis vászonnal.

Elektromosalkatrészjegyzék

A mellékelt lista alapján előre össze lehet állítani az anyagkészletet. Ez is némi segítséget nyújt a tervszerű munkához. A listán watt-értékkel nem jelölt ellenállások $1/4$ wattosak, egy szabványfokozattal nagyobb teljesítményűvel helyettesíthetők vagyis $1/2$ wattossal. A feszültségtűrés szempontjából a kondenzátorok is a szabvány fokozaton belüli nagyobb feszült-

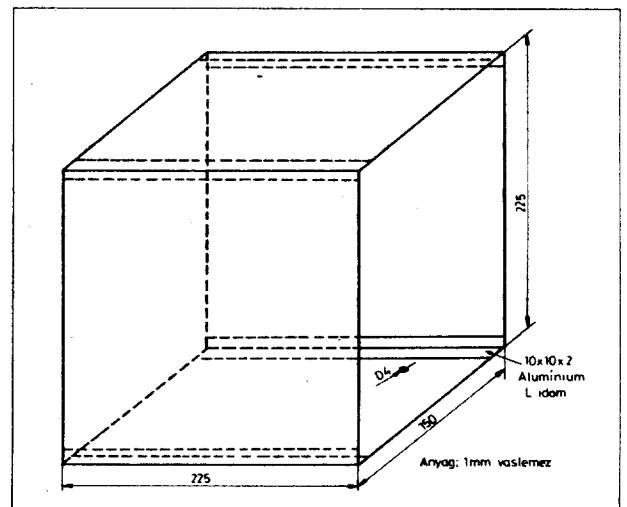


2. ábra. A doboz összeállítási, azonosítási rajza

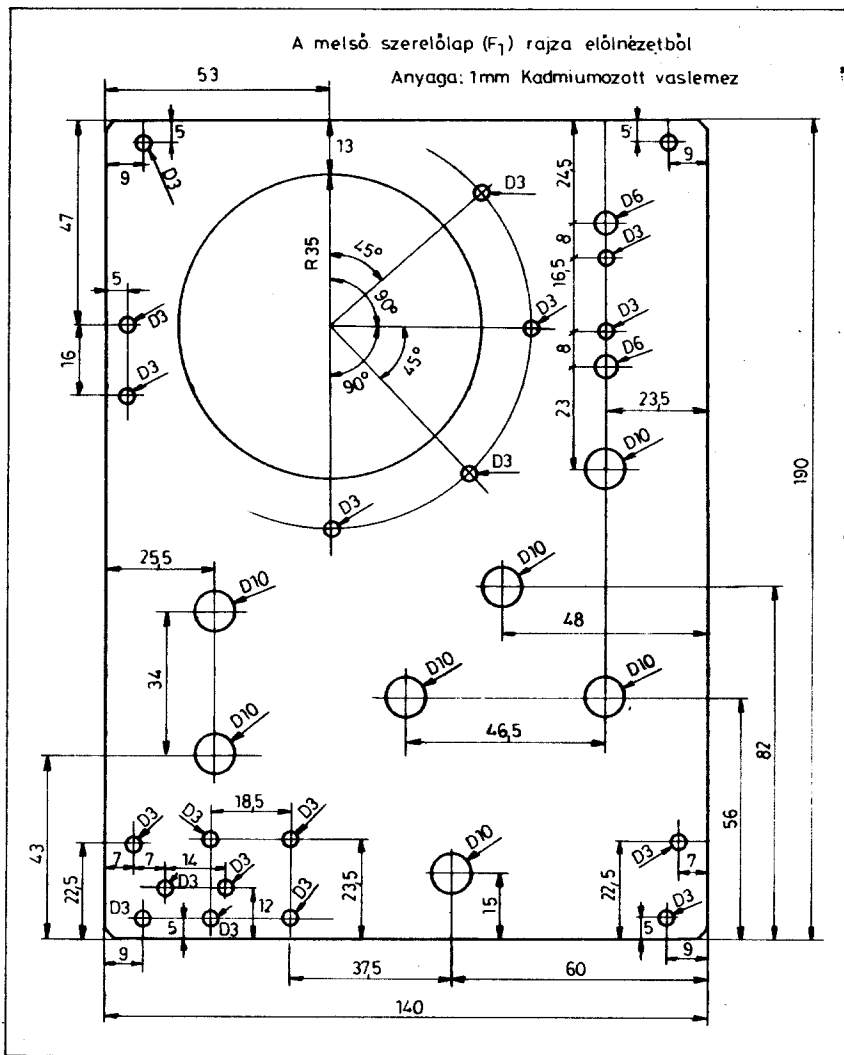
ségtűrésűvel helyettesíthetők. Az időzítő kondenzátorok előírt értékét adott esetben több darabnak a párhuzamos kapcsolásával kell biztosítani (70 pF, 500 pF, 2,2 nF, 10 nF, 3,9 nF, 0,15 μ F, 0,56 μ F). A -495 V pufferkondenzátorát sorbakötéssel két darabból is megoldhatjuk, de ne felejtünk el a soros kondenzátorokra külön-külön 100 kohmos ellenállást kapcsolni párhuzamosan. Azok a kondenzátorok, amelyeknél a feszültségtűrés nincs feltüntetve legalább 100 V-os feszültségre alkalmasak legyenek. Valamennyi ellenállást célszerű a fémréteg típusúakból beépíteni. Ha erre valakinek nincs módja legalább az EF 184 a PCC 88 és az X-erősítő ECC 85-ösének a munkaellenállását kell fémréteg típusúból megvalósítani.

Ellenállások

- 1 db 9,1 kohm
- 5 db 2,2 kohm
- 2 db 1,1 kohm
- 3 db 1 Mohm
- 1 db 510 kohm
- 1 db 8,2 kohm 1 W
- 3 db 6,8 kohm 0,5 W
- 1 db 6,8 kohm 2 W
- 1 db 5,6 kohm
- 2 db 3,3 kohm 2 W
- 1 db 390 kohm
- 1 db 270 kohm
- 1 db 150 kohm
- 4 db 120 kohm
- 1 db 96 kohm
- 1 db 82 kohm
- 1 db 68 kohm 1 W
- 1 db 51 kohm



3. ábra. A burkolat rajza



4. ábra. A mellső függőleges (F_1) szerelőlap rajza (előlnézet)

- 1 db 30 kohm 0,5 W
- 1 db 27 kohm
- 1 db 22 kohm
- 1 db 12 kohm
- 1 db 1,8 kohm
- 1 db 1,5 kohm
- 1 db 680 kohm
- 1 db 510 kohm
- 1 db 220 ohm
- 6 db 100 ohm

Potenciométerek

- 2 db 250 kohm A
- 1 db 2,5 Mohm A
- 1 db 100 kohm A
- 1 db 25 kohm A
- 1 db 5 kohm A
- 1 db 3 kohm A
- 1 db 1 kohm A

Kapcsolók

- 2 db kétállású 1 áramkörös átkapcsoló (morze) miniatűr kivitelű, 1 db 8 vagy 9 állású 3 áramkörös körkapcsoló (Yaxley).

Kondenzátorok

- 1 db 50 μ F 160 V (elkő)
- 1 db 1000 μ F 6/8 V (elkő)
- 2 db $2 \times 50 \mu$ F 350/385 V (elkő)
- 1 db 4 μ F 500/550 V (elkő)
- 1 db 1 μ F 250 V
- 1 db 0,56 μ F 125 V
- 1 db 0,22 μ F 125 V
- 1 db 0,15 μ F 125 V
- 1 db 3,9 nF 125 V
- 1 db 10 nF 125 V
- 1 db 2,2 nF 125 V
- 1 db 500 pF 125 V
- 1 db 70 pF 125 V
- 2 db 47 nF 250 V
- 1 db 0,25 μ F 250 V
- 1 db 0,1 μ F 400 V
- 1 db 0,1 μ F 500 V
- 1 db 1050 pF 125 V
- 1 db 20 pF
- 1 db 10 pF
- 1 db 12 pF
- 2 db 2-5 pF trimmer

Elektroncsövek

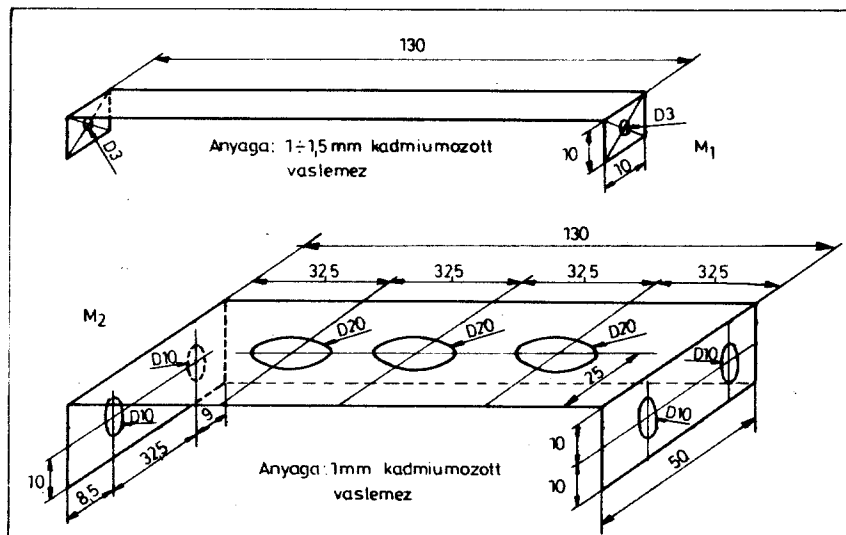
- 2 db ECC 85
- 1 db PCC 88
- 1 db EC 92
- 1 db EF 184
- 1 db DG 7-32

Félvezetők

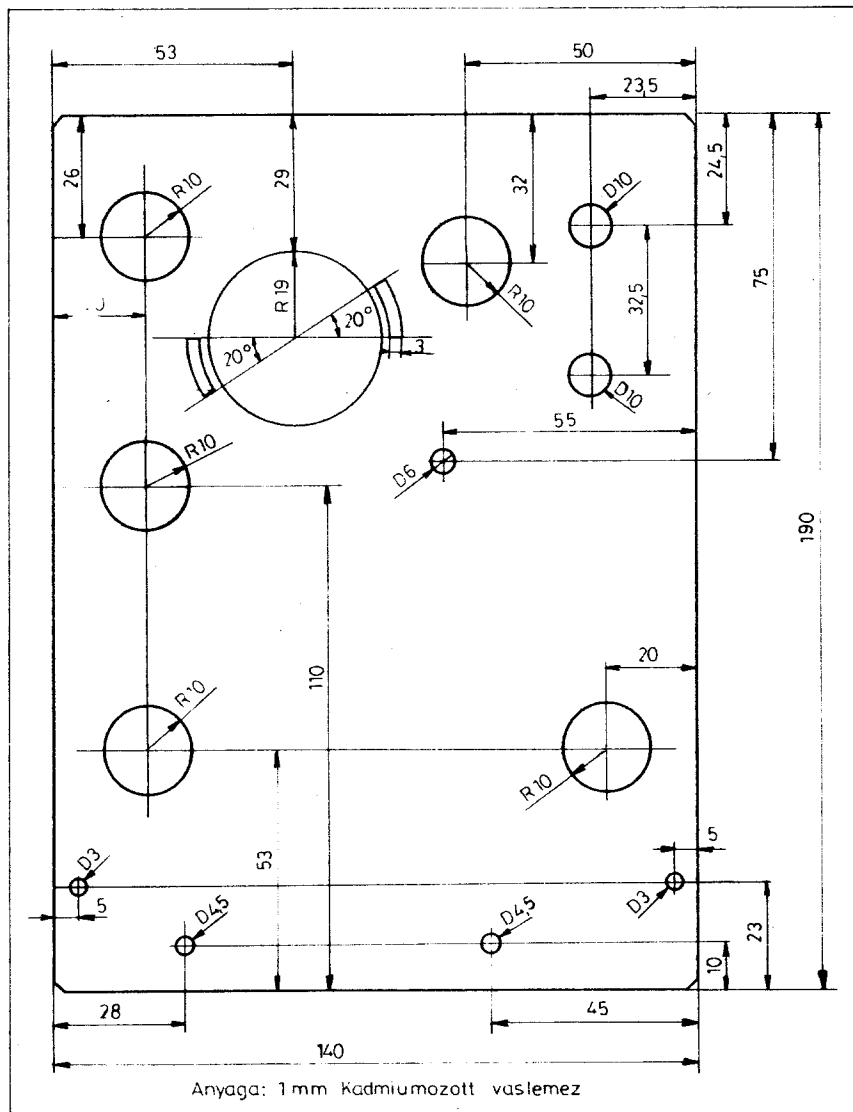
- 3 db Si dióda BY 238 típusú

A mechanikai felépítés

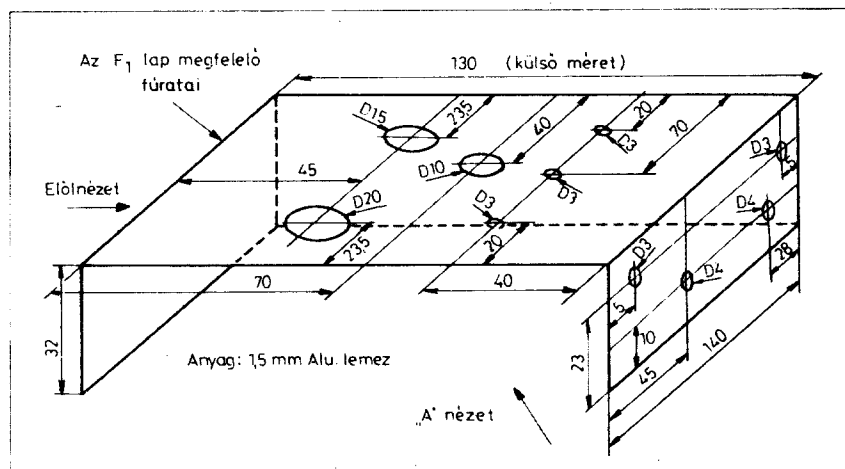
A mechanikai elrendezésről a szöveg közbeni fotók is adnak némi tájékoztatást. Ez természetesen nem volna elegendő ahhoz, hogy a mechanikát ennek alapján elkészítsük. Még további tizenegy ábra segít a mechanika és a szerelés eligazításában.



5. ábra. Az „1” és „2” merevítők axonometrikus rajza



6. ábra. A hátsó függőleges szerelőlap (F₂) rajza (előlnézet)



7. ábra. A vízszintes szerelőlap (V) axonometrikus rajza

A 2. ábrán a teljes váz azonosítási rajzát láthatjuk. Ezen ábra, valamint a mellékelt fotók segítséget nyújtanak a műszer felépítésének elképzeléséhez azok számára, akik nincsenek hozzá szokva ahhoz, hogy a részlemek rajza alapján maguk elé képzeljék a kész berendezést.

Megjegyzem, hogy a rajzok nem léptékhelyesek, tehát a felírt méretek alapján el kell készíteni a léptékhelyes rajzokat és léptékhelyes rajzok szerint lehet elkészíttetni vagy saját kezűleg megcsinálni a mechanika részeit.

A 3. ábrán a burkolat (B) rajzát láthatjuk. A rajzon nem ábrázoltuk a hűtőnyílásokat. Ezeket a burkolat alsó és felső harmadában mindkét oldalon vízszintesen végig húzódó, három párhuzamos \varnothing 4 mm-es lyuk sor alkotja. Nem ábrázoltuk a fogantyú és a láb- zatkának a furatait sem, mert ezek helye nem lényeges és méretük meg amúgy is kiadódik az adott alkatrészek birtoká- ban.

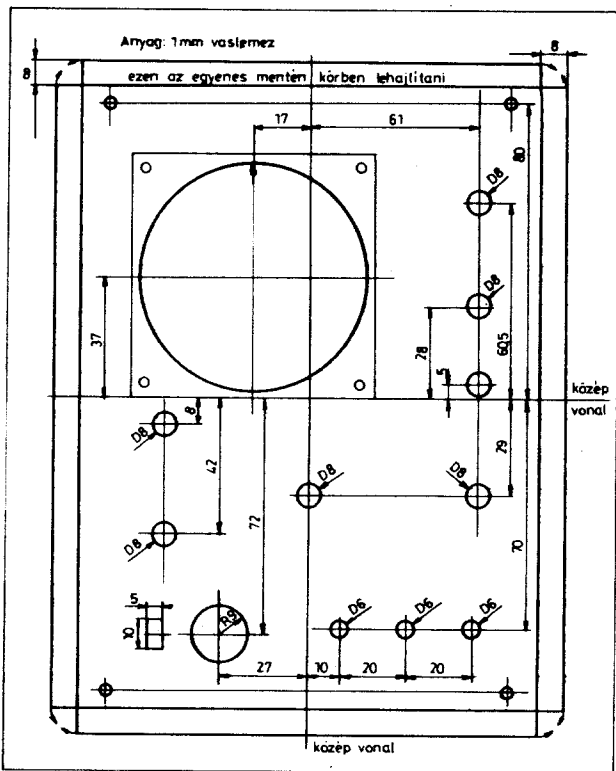
A 4. ábrán aelső függőleges szerelő- lap (F₁) rajza látható. Ezen a szerelő- lapon a potenciométerek rögzítő furat- ait és a yaxlei kapcsoló rögzítő furatát csak a tényleges méret ismeretében fúrjuk ki. Különösen a yaxlei furatánál kell arra figyelni, hogy csak néhány tizedmilliméterrel legyen nagyobb, mint a menetes csap. Az arretálás miatt ugyanis könnyen meglazul a yaxlei és állandó hibaforrásá válik.

Az 5. ábrán az első és hátsó függőle- ges szerelőlapok merevítőit láthatjuk, előlnézetből a jobb oldalt az alsó rajz, a bal oldalt a felső rajz ábrázolja.

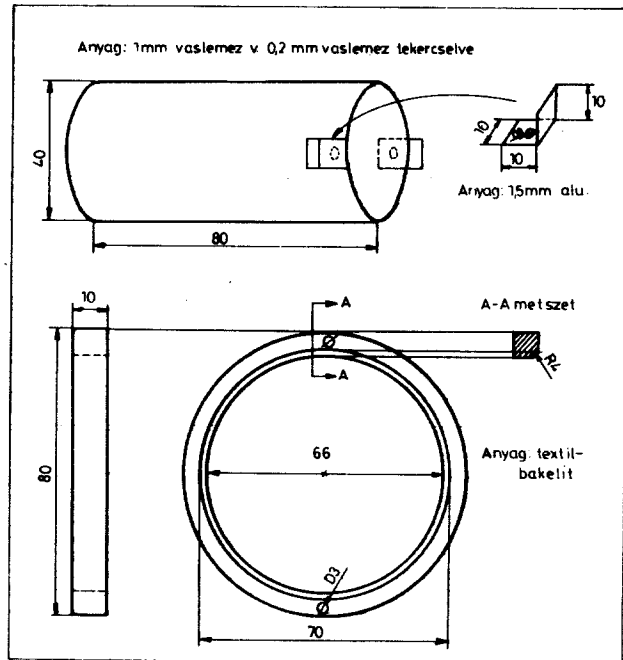
A 6. ábrán a hátsó függőleges szerelő lapot láthatjuk előlnézetből. A lemez jobb oldali felén az alsó R10 furat feletti üres helyet fel lehet használni a negatív tápfeszültséget szűrő kon- denzátorok elhelyezésére, abban az esetben, ha két darabból állítanánk össze. A trafó felerősítésére szolgáló 4,5 mm-es átmérőjű furatok elhelyezé- sét ajánlatos a trafólemezben levő furat- ok alapján ellenőrizni.

A 7. ábrán a vízszintes szerelőpanel méreteres rajzát láthatjuk.

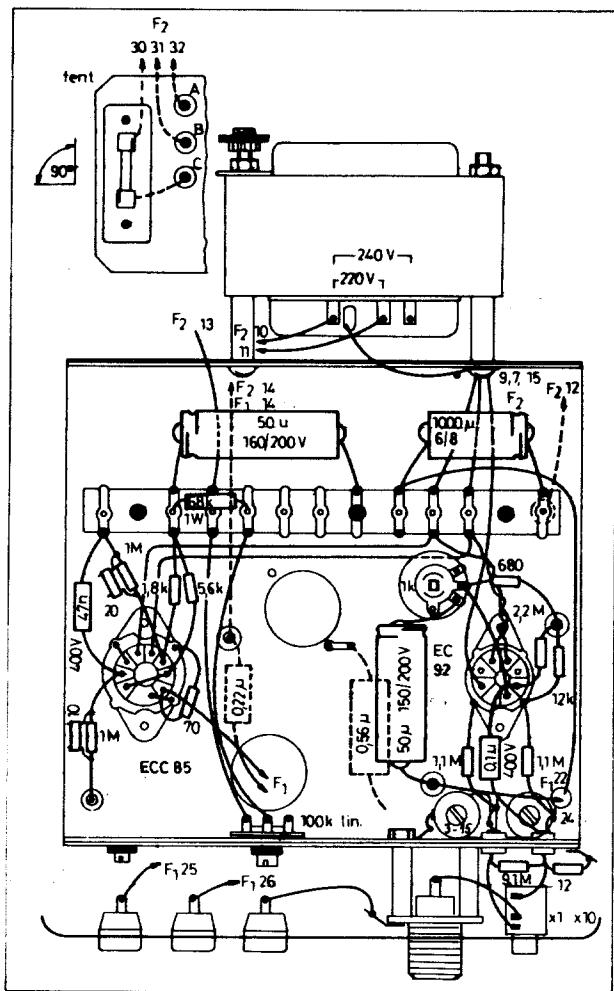
A 8. ábra a kezelőlap (K) méreteres rajzát mutatja. A magassági és széles- ségi méret nem szerepel az ábrán, ugyanis a burkolat elkészítése után kell ezeket lemérni és csak azután érdemes körül visszahajlítani. Így nem fordulhat elő az, hogy a burkolatra nem illeszkedik rá a kezelőlap pereme. A fúrás és hajlítás után erre a lemezre kell a szöveget és egy-két jelzést ráírni. A kezelőlapot (a hátsó horító- lapot, valamint a burkolatot is) cél- szerű a Háztartási Festékboltokban beszerezhető szürke (spray) lakkal le- fűjni, (előtte természetesen csiszolni, zsírtalanítani kell a felületeket). Két- háromszori lefűjás már elegendő er-edményez. A kezelőlapra a feliratozást gyors- an és szépen meg lehet oldani a „Letraset” márkajelű öntapadó be- tükkel. Ha ilyenhez nem tudunk hoz- zájutni, akkor betűsablon segítségével tussal kell a feliratozást elkészíteni. Feliratozás után fűjjük le a felületet „Akrillán” szintelen lakkal. A kezelő-



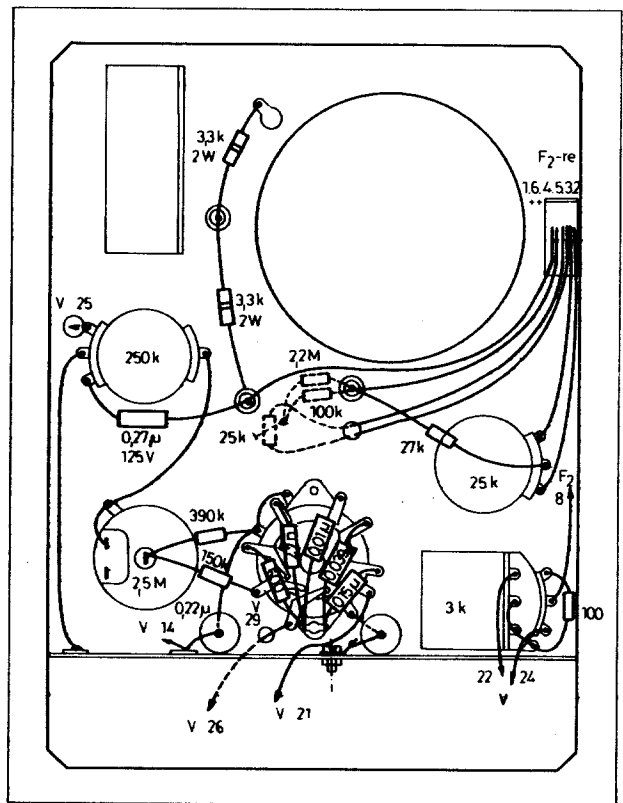
8. ábra. A kezelőpanel (K) rajza (előlnézet)



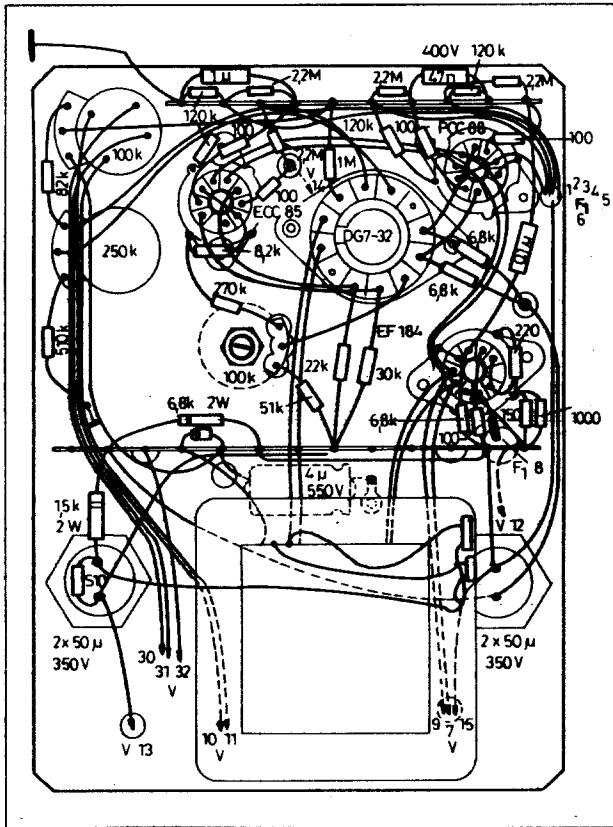
9. ábra. Felül a katód sugarcső mágneses árnyékoló hengere; alul a távtartó homlokgyűrű



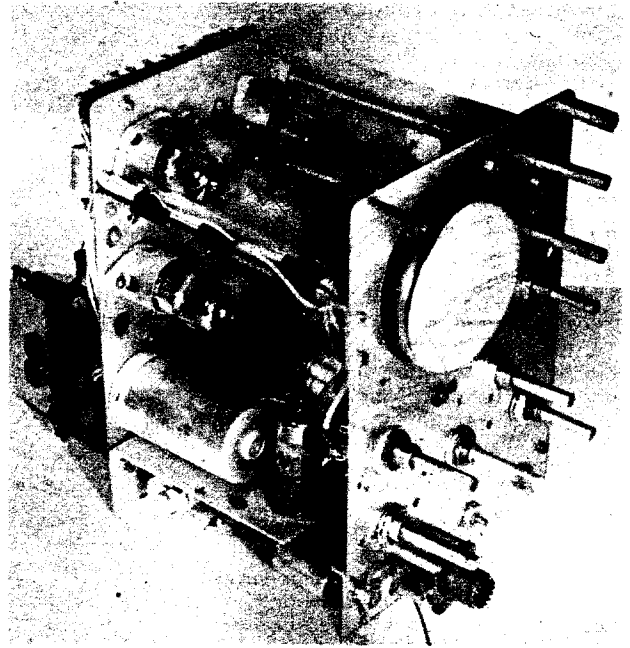
10. ábra. A „V” szerelőpanel elhelyezési és szerelési rajza (alulnézet)



11. ábra. Az „F₁” szerelőpanel elhelyezési és szerelési rajza (hátnézet)



12. ábra. Az „F₂” szerelőlap elhelyezési és szerelési rajza (hátnézet)



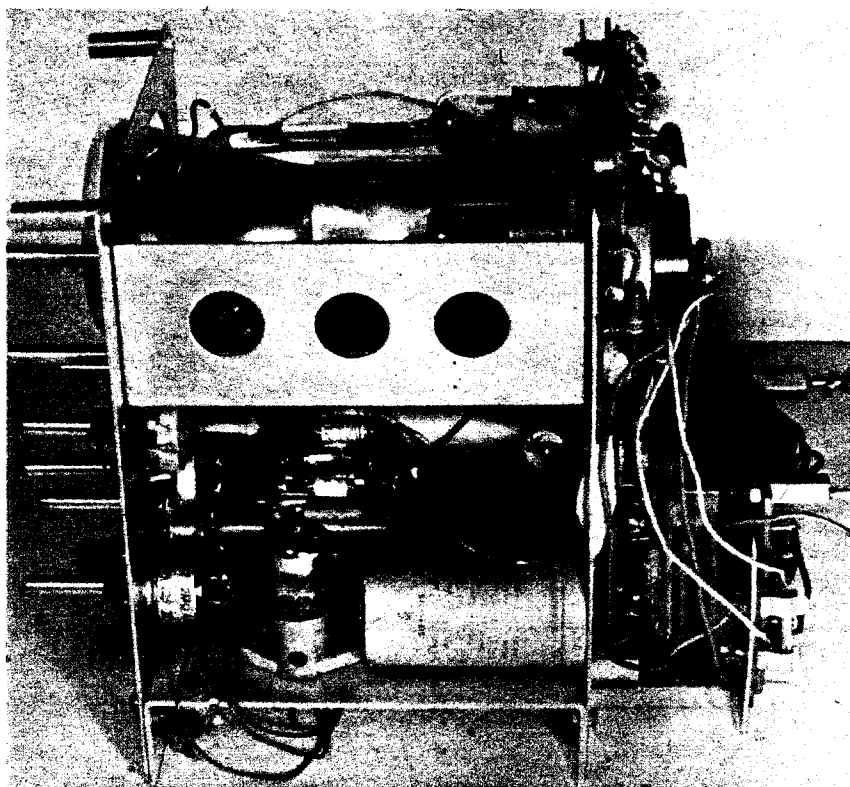
1. fotó. A komplett szerelt műszer fél-előnézetben

lap festését gondosan kell végezni, mert ez lévén a műszernek a homlokzata, ebből lehet szemre megítélni a munka minőségét. A kezelőlap elrendezése adott, éppen ezért az, hogy ezen belül ki-ki milyen fazonú előlapot csinál az az egyéni ízléstől és a lehetőségektől függ.

A 9. ábrán a felső rajzon a katód-sugárcső mágneses árnyékoló hengerét láthatjuk. Alatta pedig azt a szigetelő gyűrűt, amely a katód-sugárcső homlokfelületét megtámasztja a kezelő-lapon. A 10. ábrán a vízszintes szerelő-panel, a 11. ábrán az F₁ szerelő, a 12. ábrán pedig az F₂ szerelőlap szerelési vázlatát láthatjuk. Ezek a rajzok a mellékelt fotókkal (1., 2., 3.) együtt (remélem), megkönnyítik az elektromos rész bekötését és az alkatrészek elhelyezését.

Az elektromos szerelés

A felépítése az oszcilloszkópnak olyan, hogy a teljes összeépített pane-lokra folyamatosan lehet az áramköri elemeket felszerelni. Egyik alkatrész sem takarja a másikat olyan mértékben, hogy neheztén a szerelést. Az összes alkatrész (csőfogalatok, elkók, trafók, kapcsolók stb.) felszerelése után megkezdhetjük a huzalozást. Erre a célra a legalkalmasabb kb. 1 mm külső átmérőjű műanyag szigetelésű ózott huzal. A yaxiei tárcsákra a beépítés előtt kell felforrasztani az időzítő kondenzátorokat és az elmenő vezetékeket kb. 20 cm hosszúságúra kell meghagyni, ezután kell felerősíteni a helyére. A pozitív tápegység egyenirányító diódáit (a fotón is lát-



2. fotó. A komplett szerelt műszer hátnézetben, majdnem kész állapotban

ható) a trafóra szerelt forrlécre kell helyezni. A 2. és 3. fotón látható módon kell a hálózati biztosítékokat tartó lemezt felszerelni.

A huzalozást célszerű a tápegységgel kezdeni, működőképes szintig elkészíteni és bekapcsolás után a feszültségeket ellenőrizni 20 kohm/V érzékenyséű műszerrel.

A következő egység a fűrészgenerátor legyen, amelyet behuzalozunk. Bekapcsolás után győződjünk meg a működéséről oszcilloszkóppal vagy más alkalmas műszerrel.

A huzalozás további sorrendje közömbös, az a fontos, hogy egy-egy fokozat elkészültével annak működését ellenőrizzük, legalább az elvi rajzon beírt feszültségek beállítását. Ne lepődjünk meg, ha az ilyen módszerrel történő beindításnál a feszültségek magasabbak, mint az előírt érték. A tápegység részterheléssel működik, ezért a kimeneti feszültség kicsivel nagyobb, mint üzemi állapotban. Valamennyi fokozat egyidejű bekapcsolásakor lehet a névleges feszültségeket mérni a csöveken.

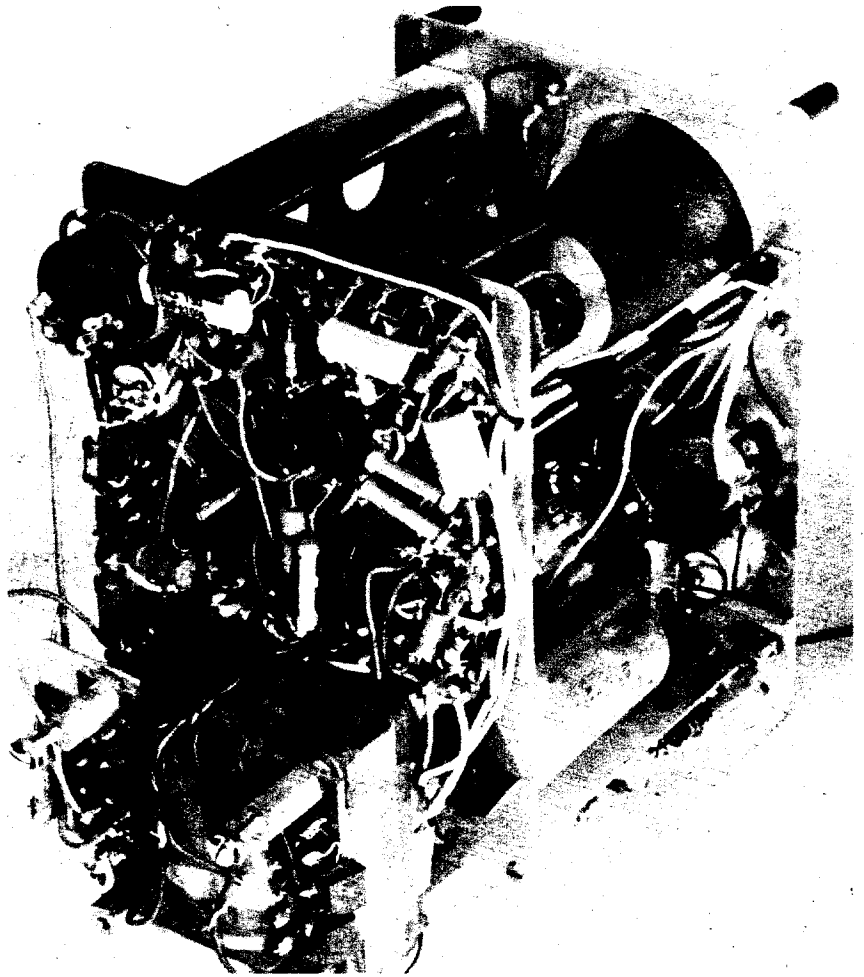
Amikor elkészültünk a huzalozás munkáival, ezzel együtt szinte üzemképes az oszcilloszkópunk.

Hitelesítés

A függőleges érzékenységhitelesítése: az EC 92 katódjára csatlakozó 1 kohmos potenciométerrel (a 3 kohmos potenciométert maximumra állítjuk) állíthatjuk be az érzékenységet. Bekapcsolt 1000 μ F mellett (EF 184 katódjában) 10–15 mV/cm-re a sáv szélesség ebben az esetben 0,8 MHz körül van.

Kikapcsolt kondenzátor mellett az érzékenység 40–50 mV/cm-re állítható és a sáv szélesség ilyenkor 3–3,2 MHz körüli értékre adódik. A vízszintes eltérítő generátor amplitúdóját állítsuk be a 100 kohmos potenciométerrel (X-ampl.) úgy, hogy a sugár eltérése a teljes csőátmérőt kitöltse.

A bemeneti osztó kompenzálását célszerű négyszögimpulzussal végezni. Állítsuk az érzéketlenebb állásba a kapcsolót (40–50 mV/cm, 10 Hz–3 MHz a sáv szélesség). A bemenetre vigyünk négyszöggenerátorból 50 Hz-es 1 : 1 kitélési tényezőjű négyszögjelet. A katódsugárcső ernyőjén figyeljük a jel alakját; viszonylag szép négyszögjelet fogunk látni, ha megállítjuk az ábrát (2,5 Mohmos potenciométerrel). Növeljük a négyszögjel frekvenciáját mindig a duplájára kb. 10 kHz-ig. A kHz-es tartományban tapasztalni fogjuk, hogy az ernyőn látható jel alakja torzul „lekerekedik” a sarka. A bemeneti osztó ellenállásával (9,1 Mohm, 1,1 Mohm) párhuzamosan kapcsolt trimmerkondenzátorokkal állítsuk be a legmeredekebb fel-futású jelet. A hitelesítés elvégzése után az oszcilloszkópunk üzemképes.



2. fotó. A komplett szerelt műszer „A” nézetből



Vigasz...

Szabályozott egyenfeszültség-átalakítók

Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök

Minden elektronikus készülék és berendezés működtetéséhez tápfeszültség szükséges. Az esetek döntő többségében a rendelkezésre álló tápforrás feszültségétől eltérő egyenfeszültség szükséges. E célból a különböző rendeltetésű készülékek működtetéséhez szükséges tápfeszültségek előállítására megfelelő kapcsolású és felépítésű átalakítót kell tervezni, építeni, vagy alkalmazni.

Azoknál a készülékeknél, ahol az energiaellátás egyenetlensége nem befolyásolja döntően a működést, egyszerű stabilizálatlan, más szóval szabályozatlan átalakítót használnak. Az ilyen átalakító kimeneti feszültségének jelentős ingadozását okozhatja a bemeneti feszültség szintjének, a terhelő áramnak és a környezeti hőmérsékletnek a változása. Igen sok készülék és áramkör viszont csak akkor működik kielégítően, ha annak tápfeszültsége állandó. Ez a követelmény csak akkor valósítható meg, ha a stabilizálatlan kimeneti feszültségű átalakító helyett stabilizált, vagyis szabályozott kimeneti feszültségű átalakítót használunk.

A DC-DC átalakítót konvertereknek, a DC-AC átalakítótakat pedig invertereknek nevezik. E cikkben – az ismétlések elkerülése végett – az átalakító kifejezést használjuk általános kifejezésként úgy a konverterek, mint az inverterek esetében. Ahol az egyik típust meg kell különböztetni a másiktól, ott a teljesebb DC-DC konverter és a DC-AC inverter kifejezést alkalmazzuk.

A DC-DC konverterek adott nagyságú egyenfeszültségek tetszőleges értékű egyenfeszültséggé, ill. feszültségekkel való átalakítására szolgálnak. Általában akkumulátorról vagy szárazelemről működtetett hordozható elektronikus készülékek táplálására használják őket. A DC-DC konverterek feladata az esetek többségében tehát az, hogy kisebb (pl. 6...12 V) akkumulátor-feszültségből nagyobb tápfeszültséget állítsanak elő.

Példaként megemlítjük, hogy a nagy bonyolultságú digitális és analóg integrált áramkörös berendezésekben „részáramkörü”, más szóval „helyi” átalakítást használnak, vagyis a nyomtatott áramkörü kártyákon („on-card”) külön-külön végzik a tápfeszültség szükséges szintre való átalakítását és stabilizálását. Így könnyebben lehet a feszültség szintet (különböző értékű és polaritású tápfeszültség) és a stabilizálási igényeket a berendezés egyedi fokozatainak követelményeihez szabni. A helyi átalakítók és stabilizátorok (vagy szabályozott kimeneti feszültségű

átalakítók) a vonalon (vezetéken) létrejövő feszültségesés ellenére állandó feszültséget biztosítanak és elnyelik (pl. impulzusterhelések esetén) a vonalra jutó tranzienseket, amelyek egy központi tápegységen keresztül könnyen a többi fogyasztóhoz juthatnának.

Az egyenfeszültség-átalakítótak régebben vibrátoros (elektromechanikai szaggató) kivitelben valósították meg. Ma már kivétel nélkül a tranzisztoros megoldásokat alkalmazzák. A tranzisztoros DC-DC konverterek előnyei a szaggató átalakítóval szemben a következők:

- nagyobb üzembiztonság, hosszabb élettartam, független üzemi helyzet. Mozgó alkatrésze nincs, így a rázkódásra is érzéketlen;
- kisebb méretű és súlyú transzformátort és szűrőegységet igényel a nagyobb működési frekvencia következtében;
- hatásfoka nagyobb, így üzemeltetése gazdaságosabb. Ez még az igen kis teljesítményeknél is igaz, mert a mechanikai üzemhez tartozó veszteségek elmaradnak.

Számos érdekes DC-DC áramkört, fejlesztettek ki. E cikkben olyan új megoldású, ultrahangfrekvencián működő kapcsolóüzemű szabályozott DC-DC konverter-áramköröket ismertetünk, amelyek lehetővé teszik kis méretű és súlyú, valamint nagy hatásfokú tápellátó egységek építését. Ezek az előnyök azoknak az alkatrészeknek a segítségével érhetők el, amelyeket specifikusan a kapcsolóüzemű tápegységek és átalakítók céljára fejlesztették ki. Ezek a nagysebességű és nagy zárófeszültségű teljesítmény-kapcsoló tranzisztorok, a javított jellemzőkkel rendelkező ferritek a transzformálás és a szűrés céljait szolgáló magokhoz, a nagysebességű teljesítmény-egyenirányítók (ezek között a Schottky-típusúak is), elektrolit kondenzátorok kis induktivitással és kis soros ellenállással.

Elmondható, hogy az elektronikus berendezések tápellátási rendszerei az elmúlt évtizedben gyökeres változáson mentek keresztül. A kapcsolóüzemű eszközök fejlesztésén túlmenően a feladatok végrehajtására speciális integrált áramköröket terveztek, melyek alkalmazása ma már elterjedtnek mondható. A kapcsolóüzemű tápegységekhez és szabályozott DC-DC konverterekhez tervezett monolitikus integrált szabályozó- és védőáramkörök

tartalmazzák az összes kapcsoló vezérlő, szabályozó és védelmi funkciókat, amelyek szükségesek.

Egy szabályozott egyenfeszültség-átalakítóknak, mint ideális egyenfeszültségforrásnak a következő tulajdonságokkal kell rendelkeznie:

- a bemeneti feszültséget tetszőleges értékre lehessen átalakítani;
- olyan feszültséget kell szolgáltatnia, amelynek értéke a bemeneti feszültség és a terhelés ingadozásaitól függetlenül állandó;
- bűgőfeszültsége minimális legyen;
- hatásfoka nagy legyen;
- rövidzárvédelemmel rendelkezzen;
- a bemenet és kimenet között galvanikus elválasztást tegyen lehetővé;
- lehetőleg kis beruházási költséget igényeljen;
- nagy hőmérsékleti tartományban legyen üzemeltethető.

A gyakorlati megvalósítás során mindezen követelmények egyidejűleg nem érhetők el. A követelmények között mindig egy elfogadható kompromisszumra kell törekedni.

Ma már sok olyan kapcsolóüzemű teljesítménytranzisztor áll a készüléképítők rendelkezésére, amelyeknek a kapcsolási idejük minimális, zárófeszültségük pedig 1,5 kV-ig terjed. Ezeknek a tranzisztoroknak a felhasználásával olyan egyenfeszültségű átalakítók építhetők, amelyeknek a kimeneti teljesítménye 2 W-tól 2000 W-ig terjed, üzemi frekvenciájuk pedig meghaladhatja a 20 kHz-es értéket.

A nagyfeszültségű tranzisztorokkal felépített szabályozott DC-DC konverterek egyenirányító kapcsoláson keresztül közvetlenül a hálózatra kapcsolhatók. Az ilyen egységeket szabályozott DC-DC konverteres kapcsolóüzemű tápegységeknek nevezik. Figyelembe véve az általános miniatürizálási követelményeket, a kisebb súlyuk és térfogatuk, valamint nagy hatásfokuk következtében az elektronika minden területén sokkal kedvezőbbnek bizonyulnak, mint a hagyományos megoldások. A kapcsolóüzemű elrendezésben mind a feszültségstabilizálás és a feszültség „illesztése”, mind pedig a galvanikus elválasztás követelménye is megvalósítható.

A kapcsolóüzemű szabályozott DC-DC konverterek felosztását az 1. táblázatban adjuk meg.

Kapcsolóüzemű szabályozott DC–DC konverterek

Energiaátviteli áramkör

1. A bemenet és kimenet közötti kapcsolat alapján:

- 1.1. Galvanikus elválasztást nem biztosító
- 1.2. Galvanikus elválasztást biztosító energiaátviteli áramkörök

2. Feszültségátalakítás szerint:

- 2.1. Feszültségcsökkentő
- 2.2. Feszültségnövelő
- 2.3. Feszültségcsökkentő vagy -növelő (polaritásváltó) energiaátviteli áramkör

3. Működés módja szerint:

- 3.1. Nyitóüzemű
- 3.2. Záróüzemű
- 3.3. Összegzőüzemű
- 3.4. Ellenütemű

4. A szabályozó–kapcsolóelem megválasztása alapján:

- 4.1. Tranzisztoros
- 4.2. Tirisztoros (pl. GTO tirisztoros)
- 4.3. Szimisztoros (triac) stb.

5. A szabályozó–kapcsolóelem áramkörti elhelyezkedése szerint:

- 5.1. Soros kapcsolóelemet
- 5.2. Párhuzamos kapcsolóelemet, vagy
- 5.3. Mindkettőt együttesen tartalmazó energiaátviteli áramkörök

6. A töltőáramkör alapján:

- 6.1. Ohmos
- 6.2. Induktív
- 6.3. Transzformátoros
- 6.4. Kondenzátoros energiaátviteli áramkörök

7. A kimenetek száma szerint:

- 7.1. Egy kimenetű
- 7.2. Több kimenetű energiaátviteli áramkörök

Szabályozó- és védőáramkör

1. A szabályozó–kapcsolóelem vezérlési módozatai alapján:

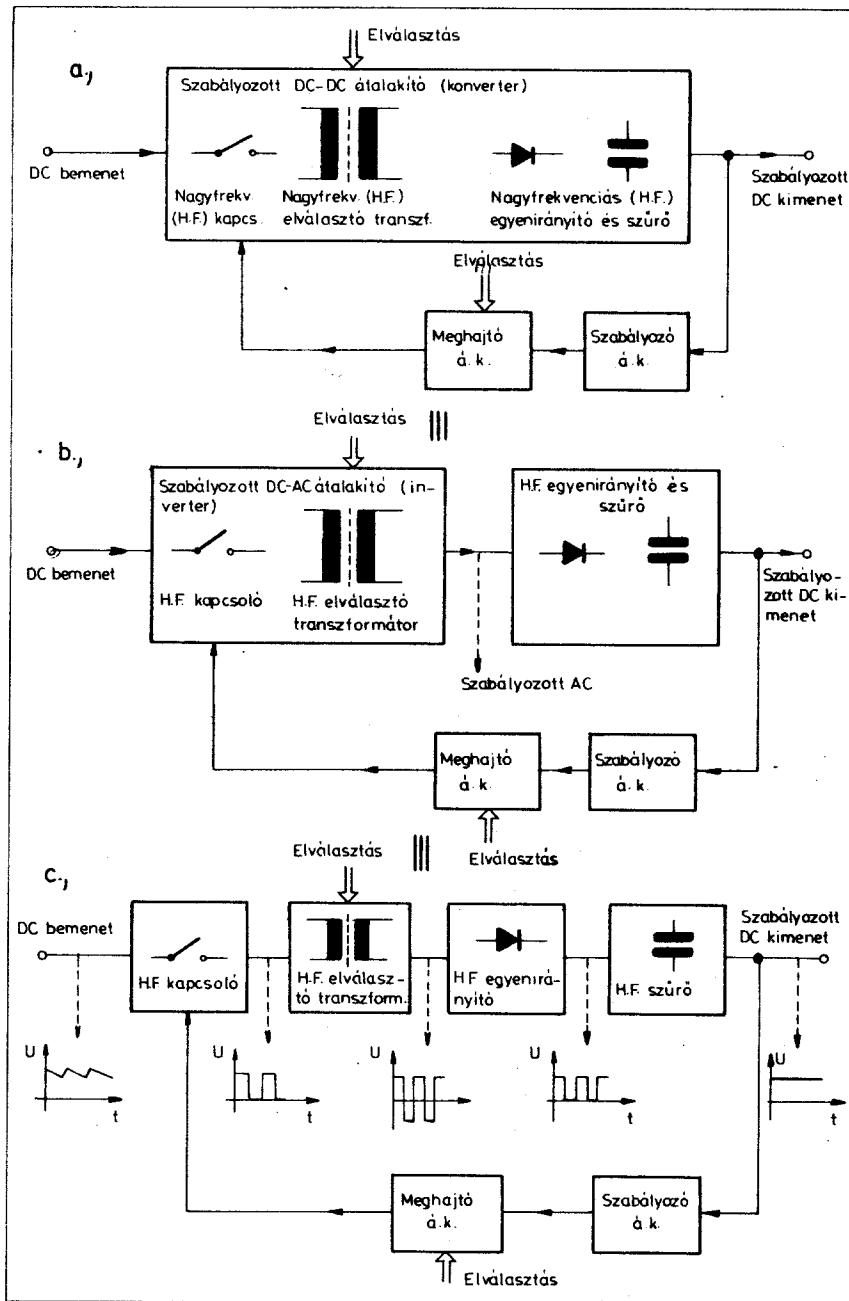
- 1.1. Impulzusszélesség-modulált (PWM) (kitöltési tényező modulált)
- 1.2. Frekvenciamodulált (PFM)
- 1.3. Vegyes modulációjú (PWM és PFM együttesen)
- 1.4. Amplitúdómodulált (PAM)

2. A szabályozó–kapcsolóelemet vezérlő áramkörtípus szerint:

- 2.1. Szabadonfutó öngerjesztéses Schmitt-triggeres szabályozó áramkörök
- 2.2. Öngerjesztéses frekvenciaszabályozott hurkú szabályozó áramkörök
- 2.3. Szinkronizált öngerjesztéses szabályozó áramkörök
- 2.4. Impulzusszélesség-modulátoros (; modulátoros) szabályozó áramkörök
- 2.5. Impulzusszélesség-modulátoros szabályozó áramkörök stb.

3. A szabályozó áramkör lehetséges kiegészítő és védelmi funkciói. (Az újonnan forgalomba hozott monolitikus integrált kapcsolóüzemű szabályozó- és védőáramkörök többsége az alábbi felsorolt valamennyi funkciót biztosítja):

- 3.1. Túlfeszültség elleni védelem
- 3.2. Túláram elleni védelem
- 3.3. Alacsony bemeneti tápfeszültség elleni védelem
- 3.4. Hurok-hiba elleni védelem (pl. a visszacsatoló hurok megszakadása, zárata esetére)
- 3.5. Hőmegfűtás elleni védelem
- 3.6. Lassú indulás (a kimeneti feszültség folyamatos, lassú emelkedése a bekapcsolást követően)
- 3.7. Újraindító és számláló áramkör. (Ez utóbbi feladata az, hogy korlátozza az újraindítási, vagyis a ki- és bekapcsolási funkciók számát, ha valamilyen hiba tartósan fennáll)
- 3.8. Szinkronizálás (több egység működtetésekor a szabadonfutó áramkörök frekvenciái közötti különbség során kialakuló interferencia megelőzésére)
- 3.9. Távműködtetésű ki-bekapcsolás, ill. tiltás stb.



1. ábra. A bemenet és kimenet között galvanikus elválasztást biztosító szabályozott DC-DC konverter tömbvázlata

A szabályozott DC-DC konverterek felépítése

Az 1. ábrán egy bemenettől galvanikus elválasztást biztosító szabályozott DC-DC konverter tömbvázlata látható három változatban. Az a ábrán láthatóan a szabályozott DC-DC átalakítóra kerülő szabályozatlan „nyers” egyenfeszültség egy elektronikus szaggató (kapcsoló) bemenetére kerül. A 20 kHz, illetve afeletti frek-

venenciával megszagott egyenfeszültséget egy transzformátor primer tekercsére juttatjuk. A bemeneti egyenfeszültséget lényegében a kapcsolás kialakításától függően szimmetrikus, vagy nem szimmetrikus négyszöghullámú váltakozó feszültséggé alakítjuk át. A szekunder tekercsen kapott váltakozó feszültséget ezután egyenir-

nyítjuk, majd szűrjük. Így kapjuk meg az előírt kimeneti egyenfeszültséget. E feszültség megváltozását egy szabályozó áramkör érzékeli, amely a kapcsoló szabályozó elem be- és kikapcsolásának viszonylagos időtartamát a meghajtó áramkörön keresztül úgy szabályozza, hogy a kimeneti feszültség a terhelés és a bemeneti feszültség, valamint a környezeti hőmérséklet változásaitól függetlenül állandó értékű legyen.

A kísérleti ultrahangfrekvenciás ferritmagos transzformátor feladata többrétű. Galvanikus elválasztást képez a bemenet és kimenet között, valamint a szekunder tekercsén a kívánt feszültség szint elérését teszi lehetővé. Másrészt töltőáram-korlátozóként és induktív tárolóként is működik.

Ezzel az elrendezéssel, amelynél csak minimális veszteségek lépnek fel, egyidejűleg elvégezhető a feszültség kívánt szintre történő átalakítása és a kimeneti feszültség stabilizálása.

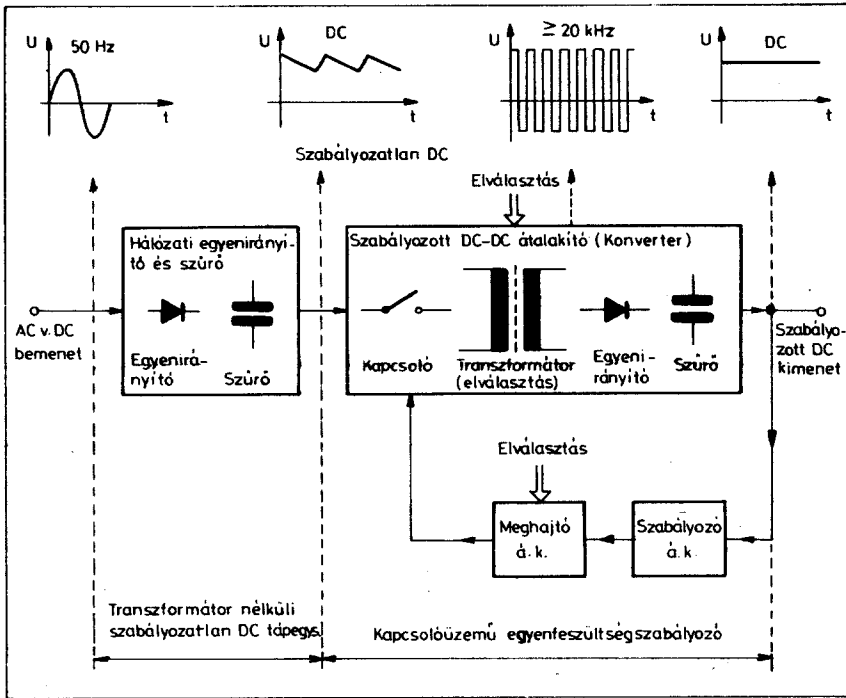
Az 1b ábrán láthatóan a nagyfrekvenciás (H.F.) kapcsoló és a nagyfrekvenciás elválasztó transzformátor együttesen egy szabályozott egyenfeszültség-váltakozó feszültség átalakítót, vagyis DC-AC invertert képez. Több cég gyártmányai között kaphatók szabályozott DC-DC konverterek és külön DC-AC inverterek, valamint egyenirányító és szűrő modulegységek. Ezekből a dominó elv alkalmazásával könnyen felépíthető az adott kívánalomnak megfelelő szabályozott feszültségátalakító.

Az 1c ábrán láthatóan a szabályozott DC-AC inverter egy nagyfrekvenciás (H.F.) kapcsoló fokozatból és egy elválasztó transzformátorból épül fel. Az egyenirányító és szűrő fokozatra bontható fel. A DC bemenet és a szabályozott DC kimenet közti galvanikus elválasztás az energiaátviteli áramkörben a H.F. elválasztó ferritmagos transzformátorral, a visszacsatoló áramkörben pedig általában a meghajtó áramkörnél történik.

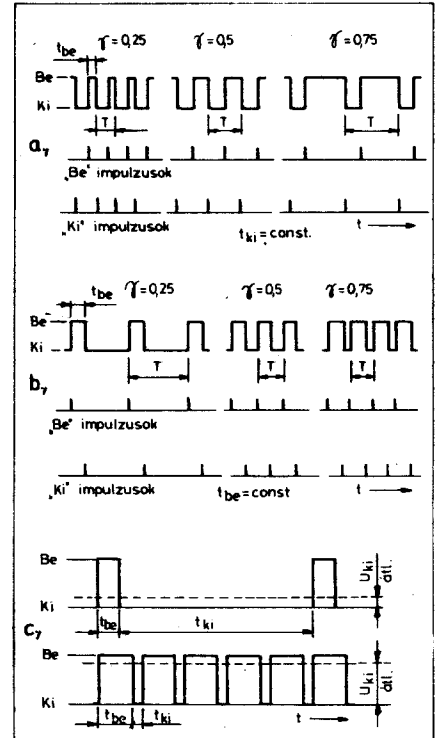
Amennyiben a szabályozott DC-DC konverteres kapcsolóüzemű egyenfeszültség-szabályozót (lásd 2. ábrát) szabályozatlan DC tápegységről, vagyis egy egyenirányító fokozatról tápláljuk, úgy hálózatról való üzem is megvalósítható. A bemeneti hálózati váltakozó (AC) vagy egyenfeszültség (DC) egy Graetz-egyenirányítóra, majd az energiatároló szűrőre kerül. A Graetz-hídegyenirányító felhasználása polaritásfüggetlen egyenfeszültségű bemenetet tesz lehetővé.

A kapcsolóelem meghajtásánál a $t_{be/ki}$ be- és kikapcsolás viszonylagos időtartamának változtatását (vagyis az impulzusidő modulációját) a következő módon végezhetjük el:

- állandó frekvencia ($f = 1/T = \text{const}$), változó be- és kikapcsolási (t_{be} és t_{ki}) időtartam (lásd 3. ábrát);



2. ábra. A bemenettől szigetelt kimenetű szabályozott DC – DC konverteres kapcsolóüzemű tápegység tömbvázlata



4. ábra. Frekvenciamodulált impulzus-sorozatok: a) $t_{ki} = \text{const}$ b) $t_{be} = \text{const}$ c) t_{be} és t_{ki} változó

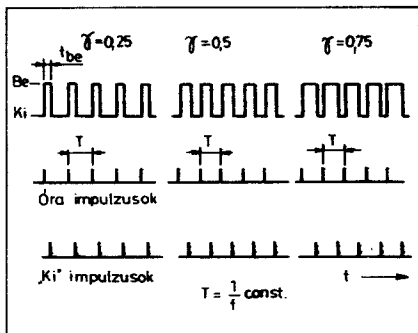
b) változó frekvencia

b/1 állandó t_{ki} kikapcsolási és változó t_{be} bekapcsolási időtartam (lásd a 4a ábrát);

b/2 állandó t_{be} bekapcsolási, változó kikapcsolási időtartam (lásd a 4b ábrát);

b/3 változó t_{be} bekapcsolási és változó t_{ki} kikapcsolási időtartam (lásd a 4c ábrát). Ez egyben az impulzusfrekvencia és -szélesség kombinációját jelenti.

Az a esetben az impulzusok üzemarányát, illetve kitöltési tényezőjét (DUTY CYCLE) a hibajel pillanatnyi



3. ábra. Különböző t_{be}/T kitöltési tényezőjű szélességmodulált impulzus-sorozatok

értékével moduláljuk. Az impulzuskitöltési tényező

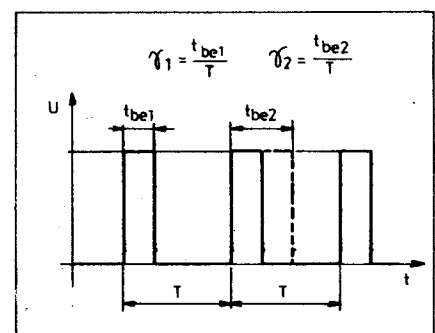
$$\gamma = \frac{t_{be}}{T} = \frac{t_{be}}{t_{be} + t_{ki}}$$

az egyes impulzusok időtartamának és az impulzusok periódusidejének a hányadosa (lásd 5. ábrát).

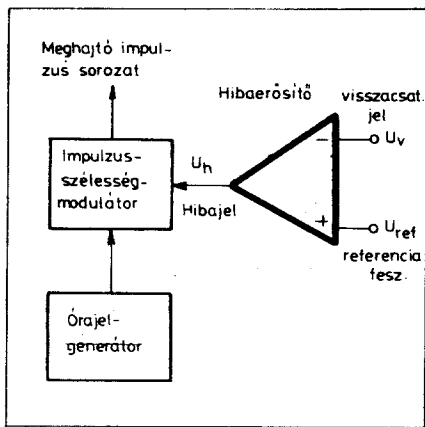
Az impulzusszélesség-modulált DC – DC konvertereknél a stabilizálandó kimeneti feszültséget összehasonlítják egy rögzített referenciafeszültséggel. Az így módon előállított és kellően felerősített analóg hibajellet ezután az impulzusszélesség-modulátorra vezetik. Az impulzusszélesség-modulátor állandó frekvenciájú négyszögimpulzust ad ki, amelynek impulzuskitöltési tényezője lineárisan változtatható az egyenfeszültségű analóg hibajel értékétől függően. A kimeneti feszültséget az energiaátviteli áramkörben levő szabályozó elem vezetési idejének, ill. impulzusszélességének változtatásával tartjuk állandó értéken. A szükséges változó szélességű impulzussorozat létrehozása különbözőképpen valósítható meg. Különböző órajel-generátorral való szinkronizálás esetén a 6. ábrán látható egyszerű elrendezés alkalmazható. Az impulzusszélesség-modulátor különböző áramköri megoldásokkal realizálható. Sok esetben használatos megoldás pl. az asztabil multivibrátorral indított monostabil multivibrátor. Itt a monostabil multivibrátor kimeneti impulzusainak szélességét az időzítő bemenet szintjének változtatásával, vagyis a hibajel pillanatnyi értékével arányosan moduláljuk (lásd 7. ábrát).

Olyan megoldás is alkalmazható, hogy egy négyszög hullám-generátor jeléből fűrész- vagy háromszög hullámot hozunk létre és ezt vezetjük egy komparátor bemenetére. A komparációs szintet a hibajel pillanatnyi értékével moduláljuk. Ennek eredményeképpen egy impulzusszélesség-modulált jelhez jutunk.

Az ellenütemű energiaátviteli áramkörök meghajtására (ill. szabályozására) két lehetséges logikai vázlat látható a 8. ábrán. Mindkét megoldás szabadonfutó öngerjesztéses meghajtást, vagyis kétpont-szabályozást tesz lehetővé. Az a ábrán a Schmitt-trigger egy bistabil multivibrátort (T-tárolót) hajt meg. A T-tároló állapotától füg-



5. ábra. Állandó frekvenciájú impulzusok kitöltési tényezőjének modulálása

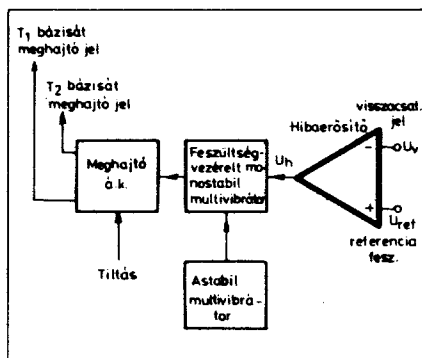


6. ábra. Impulzusszélesség-modulátoros szabályozó áramkör felépítése

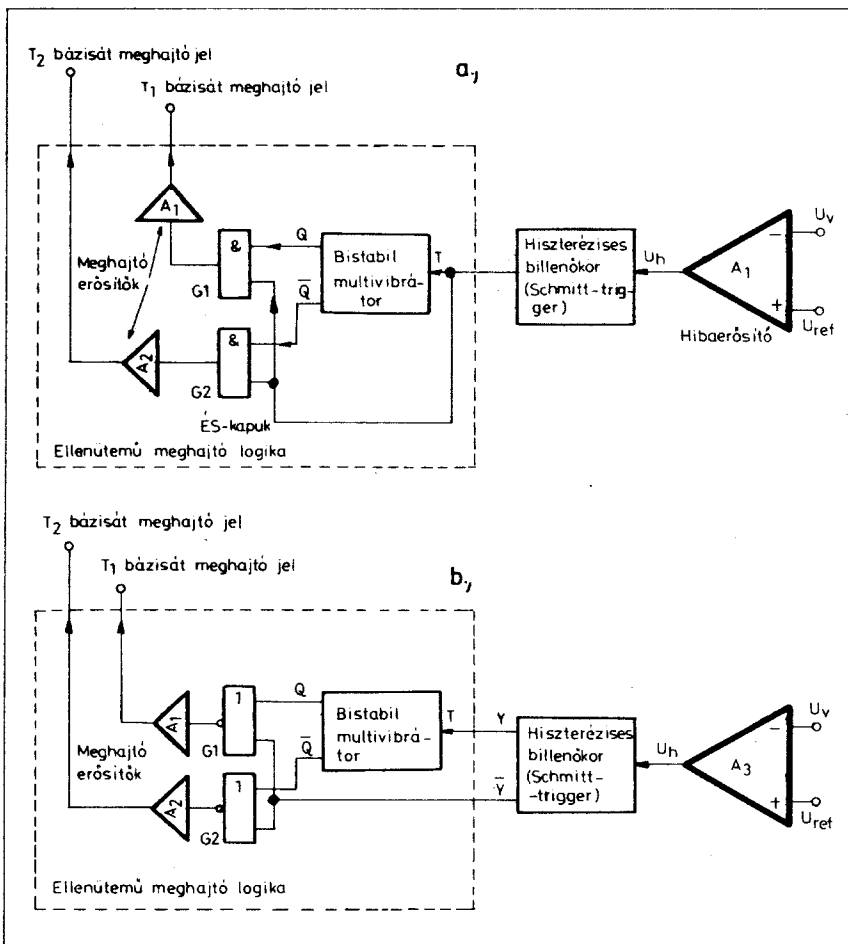
gően felváltva vagy a G_1 , vagy a G_2 ES-kapun jut a megfelelő kimenetre a meghajtó impulzus.

A 6 ábrán egy olyan hiszterézissel rendelkező bistabil trigger került felhasználásra, amelynek komplementer kimenetei vannak. Ehhez a triggerhez ugyancsak egy ellenütemű meghajtó logikai áramkör tartozik. Feladata, hogy felváltva szolgáltatssa a meghajtó jeleket a két teljesítmény-transzisztor számára. Itt az ellenütemű meghajtó logika egy T flip-flop-ból, valamint a G_1 és G_2 NOR-kapukból épül fel. A kapcsolásban azon a NOR-kapun jelenik meg a kimeneti jel, amelynek egyidejűleg mindkét bemenetére „NEM” szint kerül.

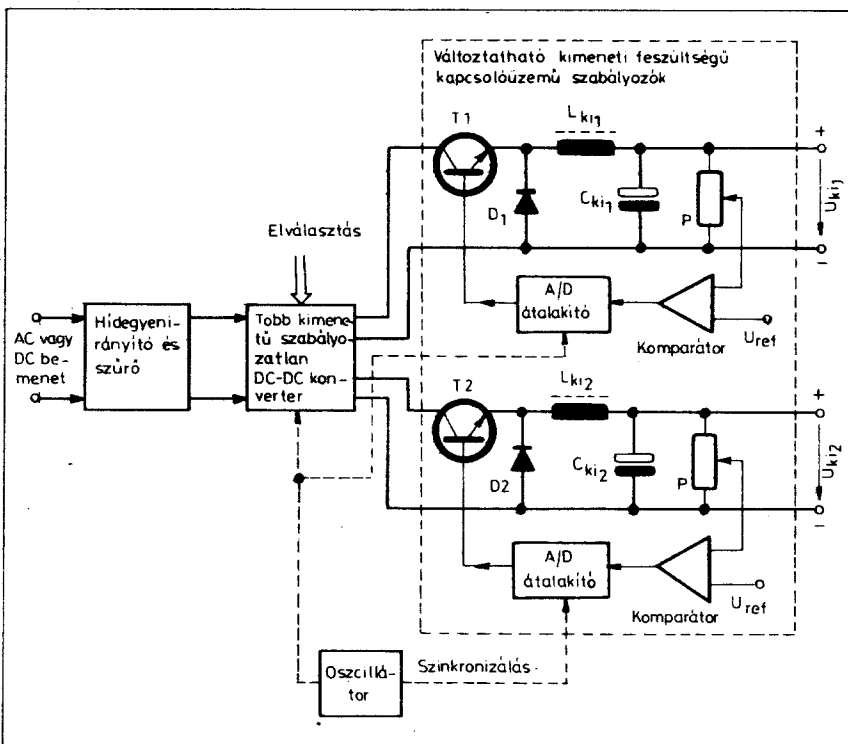
A több kimenetű DC-DC konverterrel felépített hálózati tápegységekre két példát mutatunk. A 9. ábrán mutatott nagy hatásfokú, ultrahangfrekvencián működő kapcsolás feleslegessé teszi a kisfrekvenciás mágneses eszközöket és így az egység mérete és súlya kedvezően csökkenthető. A bemenet váltakozó vagy egyenfeszültségű lehet. Mivel Graetz-egyenirányítót alkalmazunk, így a bemeneti egyenfeszültség polaritására sem kell figyelmet fordítanunk. A több kimenetű szabályozatlan DC-DC konverter galvanikus leválasztást és több szekunder tekerőse révén több kimeneti feszültséget bizto-



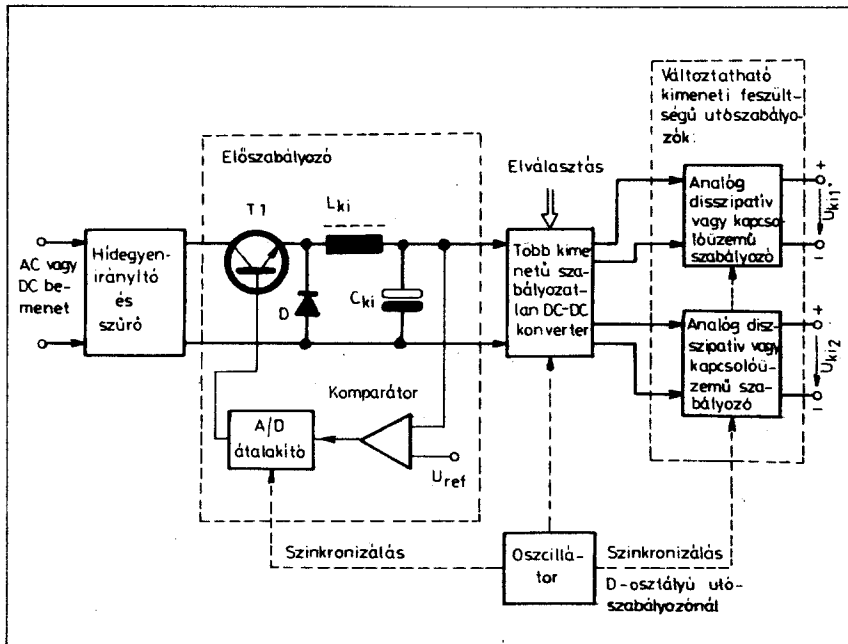
7. ábra. Feszültségvezérelt monostabil multivibrátoros szabályozó áramkör felépítése



8. ábra. Ellenütemű, Schmitt-triggeres szabályozó áramkörök logikai vázlata



9. ábra. Többkimenetű szabályozatlan DC-DC konverterrel felépített hálózati tápegység tömbvázlata



10. ábra. Előszabályozóval ellátott többkimenetű hálózati tápegység tömbvázlata

sít. Mind a DC-DC konverter, mind a feszültségcsökkentő kapcsolóüzemű szabályozók (lásd az 1976. évi Rádiótechnika Évkönyve 177. oldalán) szabadonfutóak lehetnek, szinkronizációjuk csak akkor szükséges, ha üttetési problémák (különbségi, lebegési frekvenciák) lépnek fel. (A 16 kHz alatti oszcillátor-frekvenciák hallhatóak és igen kellemetlenek.) A nagyobb frekvenciák alkalmazása költségesebb, de szükséges, ha a méret és a súly csökkentése a fő szempont.

Egy másik rendszertechnikai megoldás a 10. ábrán látható. Az egyenfeszültségcsökkentő, szabályozott kimeneti feszültséget biztosító előszabályozó egy több kimenetű szabályozatlan DC-DC konvertert táplál. A konverter a több kimenet biztosítása mellett egyben a galvanikus elválasztás feladatkörét is ellátja. Ha a konverter (bemenettől, valamint egymástól galvanikusan elválasztott) kimeneti feszültségeinek nagyobb stabilitásúnak kell lennie (mivel csak a bemeneti feszültség megváltozásaira stabilizál), úgy utószabályozóként akár analóg-disszipatív, akár kapcsolóüzemű szabályozók használhatók.

Ezen vegyes rendszerű DC-DC konverteres szabályozók építésének az a célja, hogy egy vagy több kimenetű, lényegében az analóg-disszipatív szabályozó kiváló tranzienstulajdonságival rendelkező, valamint nagy hatásfokú egységeket hozzunk létre.

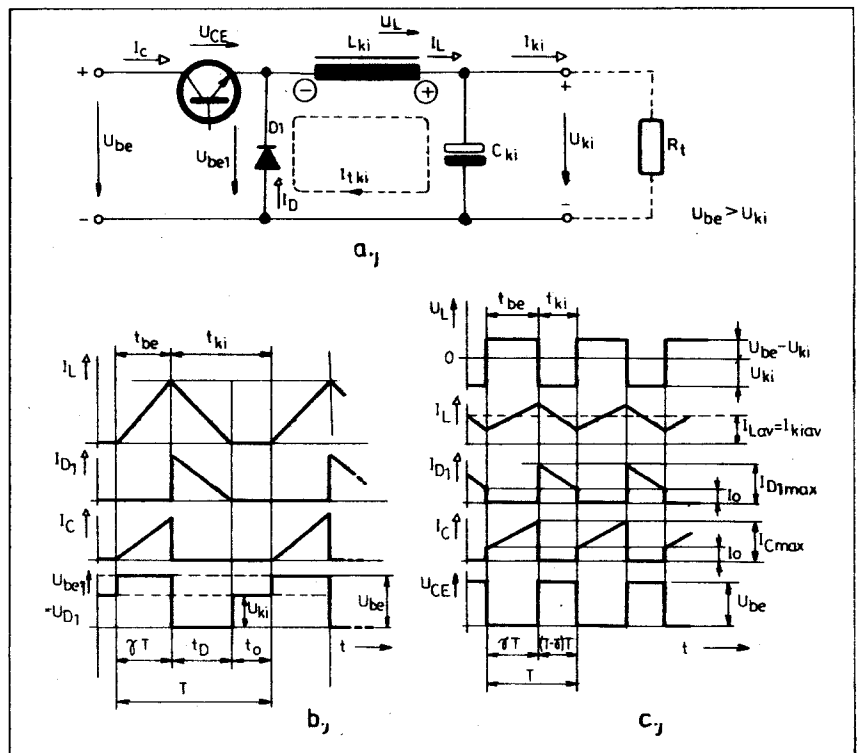
A kapcsolóüzemű szabályozott DC-DC konverterek két fő áramköri részre oszthatók. Azt az áramköri egységet, amelyben az energia megfelelő átalakítása és tárolása történik, energiaátviteli áramkörnek nevezik. Az energiaátviteli áramkör kapcsoló elemének meghajtását, valamint az

áramkör védelmét a szabályozó és védőáramkör funkciói biztosítják.

Az energiaátviteli áramkörök a bemenettől galvanikusan elválasztott, ill. nem elválasztott kivételben építhetők fel. A szabályozott DC-DC konverterek energiaátviteli áramkörei

minden esetben tartalmaznak transzformátort. Így ezek biztosítják a galvanikus leválasztást, és akár feszültségcsökkentés, akár feszültségnövelés is megvalósítható velük. A 9. és 10. ábrán láthatóan a többkimenetű tápegységeknél előszabályozóként vagy utószabályozóként kapcsolóüzemű egyenfeszültségcsökkentő alapáramkört is használnak. A 11. ábrán egy induktív töltőáramkörös, kapcsolóüzemű energiaátviteli alapáramkör látható. Az a ábrán az ideális kétállású kapcsolót helyettesítő tranzisztor-dióda kombinációval vázoltuk fel a kapcsolást. A b ábrán az alkatelemek felépítő hullámalakok láthatók abban az esetben, amikor a tranzisztor két vezetési időtartama között az induktivitás teljesen leadja az energiáját. A c ábra pedig a hullámalakokat azon esetben mutatja, amikor az induktív energia nem csökken le teljesen a tranzisztor két vezetési időtartama között. Az áramkör működését az 1976. évi Rádiótechnika Évkönyve 177. oldalán részletesen leírtuk, ezért erre itt nem térünk ki.

Azokat az energiaátviteli áramköröket, amelyeknél a kapcsoló elem (ill. elemek) bekapcsolásakor jut az energia a kimenetre, nyitóüzemű (azonos fázisú) energiaátviteli áramköröknek, vagy nyitóüzemű konvertereknek (FORWARD CONVERTER) nevezik. Ezzel ellentétben a záróüzemű (FLY-BACK), más szóval visszafutásos (vagyis az ellenfázisú) konvertereknél az energia a kapcsolóelem kikapcsolt állapotában jelenik meg a kimeneten.



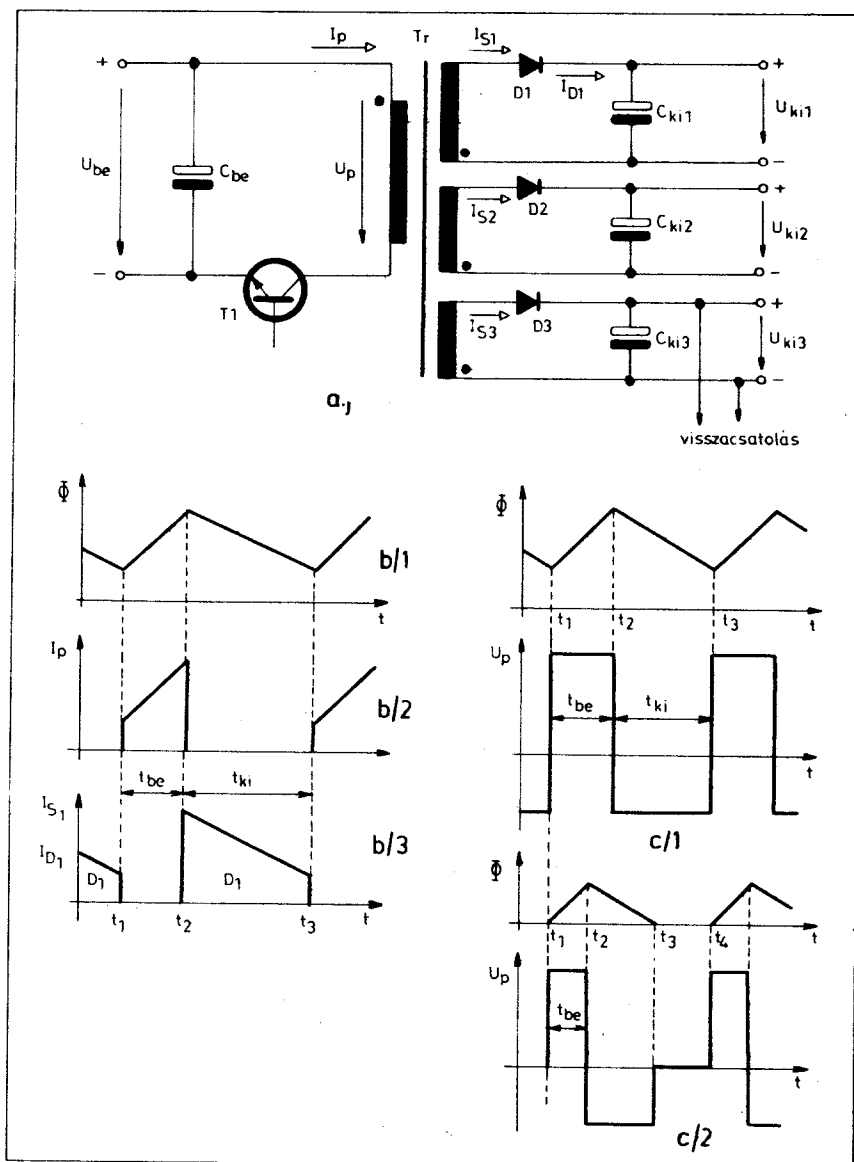
11. ábra. Induktív töltőáramkörös energiaátviteli alapáramkör

A kapcsolóüzemű szabályozott DC-DC konverterek energiaátviteli áramkörei

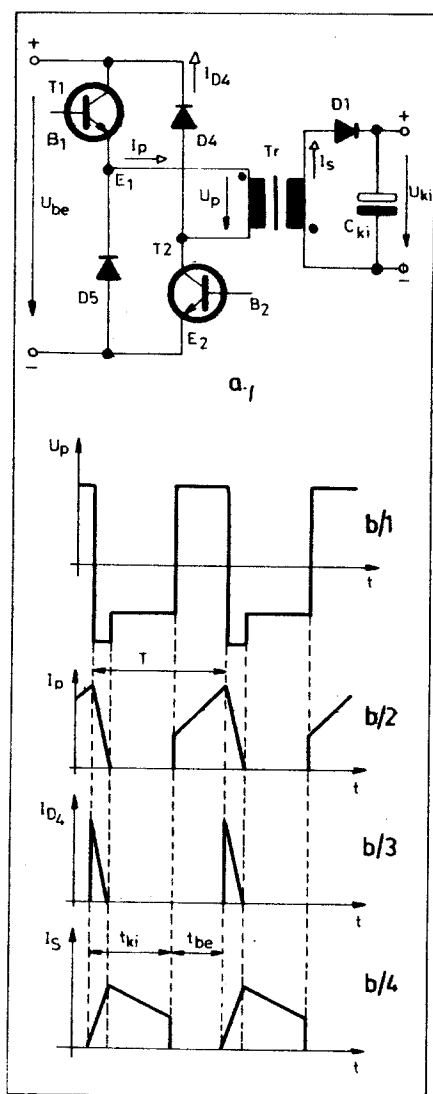
Záróüzemű energiaátviteli áramkörök

A 12. ábrán egy többkimenetű záróüzemű DC-DC konverter alapáramkör kapcsolása látható a hozzátartozó hullámalakokkal együtt. Amikor a T_1 tranzisztor vezetővé válik (t_{be} bekapcsolási időtartam), a kollektorköri tekercs I_p árama és fluxusa lineárisan növekszik. A D_1 , D_2 és D_3 diódák ekkor záróirányú előfeszítést kapnak. Abban az esetben, ha a tranzisztor lezár, akkor a többszörös tekercselésű fojtóban, vagyis a „transzformátorban” felhalmozódott energia a D_1 , D_2 és D_3 diódákon keresztül a kimeneti kondenzátorokra, ill. a kimenetekre levő terhelésekre kerül. A tranzisztor t_{be} bekapcsolási ideje alatt a kimeneti tároló kondenzátorokról történik a fogyasztók energiaellátása. A záróüzemű konverterek felépítése egyszerűbb, mint a nyitóüzemű konvertereké. Kétféle üzemmódjuk lehetséges. Ezek abban különböznek egymástól, hogy a transzformátorban minden ciklusidőtartam alatt zérusra csökken-e, vagy sem a fluxus. Akkor, amikor a minimális fluxus nagyobb nullánál, a bekapcsolási idő végén a transzformátorban felhalmozott energiának csak egy részét visszük át (a tranzisztor kikapcsolási

ideje alatt) a kimenetekre (c/1 ábra). Ebben az üzeminődban tehát több energiát kell a magban tárolni, mint abban az esetben, amikor a bekapcsolási idő alatt felvett teljes energiamennyiséget átvisszük a kimenetre (ill. kimenetekre) a tranzisztor kikapcsolási időtartama alatt (c/2 ábra).



12. ábra. Egytranzisztoros, többkimenetű, záróüzemű DC-DC konverter-alapáramkör



13. ábra. Kéltranzisztoros, záróüzemű, szabályozott DC-DC konverter-áramkör

ideje alatt) a kimenetekre (c/1 ábra). Ebben az üzeminődban tehát több energiát kell a magban tárolni, mint abban az esetben, amikor a bekapcsolási idő alatt felvett teljes energiamennyiséget átvisszük a kimenetre (ill. kimenetekre) a tranzisztor kikapcsolási időtartama alatt (c/2 ábra).

A kimeneti feszültségek stabilizálása céljából csak az egyik kimenetről kell visszacsatoló jelet venni. A többi kimenet stabil feszültségei a transzformátor szoros csatolása teszi lehetővé. A transzformátor tervezésénél a szekunder tekercsek közötti maximális csatolás minimalizálja az elkerülhetetlenül kedvezőtlenebb terhelésstabilitás-értékeket a nem szabályozott kimenetekre. A kapcsolási frekvenciát 20 kHz, vagy ennél nagyobb frekvenciaértékre célszerű választani – így az áramkör nem ad ki hallható hangot. A 12. ábrában a fluxus-és áram-hullám-alakokat (b/1: mágneses fluxus a magban; b/2: primer áram; b/3: szekunder áram), a mágneses fluxust és a

primer feszültség hullámformáját a különböző üzemmódokban ($c/1: \Phi_{\min} > 0$; $c/2: \Phi_{\min} = 0$) tüntették fel.

A 13. ábrán egy kéttranzistoros, záróüzemű DC-DC konverter áramkört vázoltunk fel. Itt mindkét tranzisztor kikapcsolását egyidejűleg végzzük. A primer tekercsen létrejövő ellentétes polaritású feszültség a tranzisztorok kikapcsolásának pillanatában jön létre. Ezt a bemeneti feszültség értékére korlátozza a D_4 és D_5 megfogó dióda. A kapcsolásban a szekunder feszültség transzformált értékének kisebbnek kell lennie a bemeneti feszültség értékénél. Ellenkező esetben ugyanis a primer induktivitásban a bekapcsolási időtartam alatt felhalmozott, vagyis a tárolt teljes energia visszafolyik a bemenetre a kikapcsolás időtartama alatt és így a szekunder tekercsről energiát levenni nem áll módunkban. A 13. ábrán a feszültség- és áram-hullám alakokat is feltüntettük. A b/1 ábra a primer feszültséget, a b/2 ábra a primer áramot, a b/3 a feszültségkorlátozó áramkört átfolyó áramot, a b/4 pedig a szekunder áram hullámformáját ábrázolja.

Nyitóüzemű energiaátviteli áramkörök

Amikor az energiát az átalakító kimenetére a kapcsolóelem bekapcsolt állapotában visszük át, akkor nyitóüzemű vagy azonos fázisú konverterről beszélünk.

A 14. ábrán vázolt szabályozott nyitóüzemű DC-DC konverter-áramkörnél a transzformátor hatás révén jut el az energia a fogyasztóra a T_1 tranzisztor bekapcsolási ideje alatt. A D_1 egyenirányító diódán keresztül nemcsak a C_{ki} kimeneti kondenzátor (ill. fogyasztó) vesz fel energiát, hanem az L_{ki} tároló fojtótekercs is, amely azt mágneses energia formájában tárolja. A T_1 tranzisztor lezárásakor az L_{ki} induktivitásban tárolt energia a D_2 szabadonfutó diódán keresztül a kondenzátorra, ill. a terhelésre kerül. Az L_{ki} induktivitás feladata kettős. A C_{ki} kimeneti kondenzátorral együtt egy LC aluláteresztő szűrőt alkot és egyúttal tároló fojtótekercsként is szerepel. A kimeneti feszültség szint a T_1 tranzisztorra jutó négyzetimpulzus kitöltési tényezőjének a függvénye. A T_1 tranzisztor vezető állapotában a transzformátor által felvett mágneses energia a tranzisztor t_{ki} kikapcsolási időtartama alatt egy járulékos lemágnesező tekercsen és a D_3 diódán át visszajut a bemenetre. Ezzel lehetővé tesszük, hogy a transzformátor vasmagjának munkapontja nem kerül a telítési tartományba, hanem minden periódus kezdetén az ordinátán van ($H \approx 0$). Ez a járulékos tekercs bifiláris tekercselésű - a primer tekercseléssel együtt kerül felelésre. Szórt induktivitása így minimális. Menetszáma azonos a primer tekercs menetszámával. A lemágnesező áram a primer áram 5...10%-át teszi ki.

A tranzisztor kollektorfeszültségének csúcsértéke max. az U_{be} bemeneti feszültség kétszerese lehet.

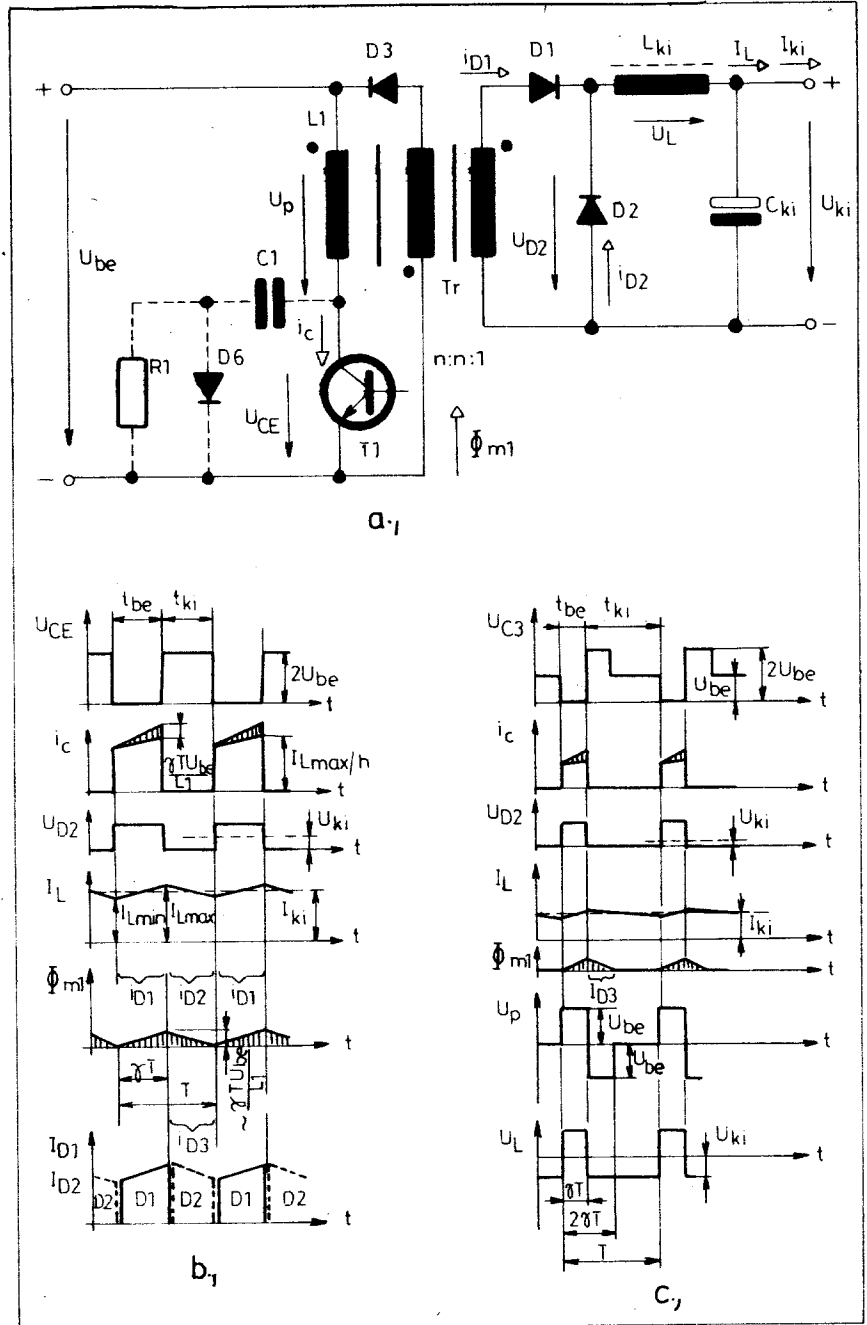
A tranzisztor védelme céljából egy járulékos áramkört célszerű beiktatni a kollektorfeszültség emelkedésének lelassítására. Az ábrában ezt a lassító áramkört szaggatott vonallal jelöltük. Ha a tranzisztor kikapcsol, a transzformátor primer tekercsének induktív árama a D_3 diódán át tölti a C_1 kondenzátort. E kondenzátornak a kapacitásértéke határozza meg azt a sebességet, amivel a tranzisztor kollektorfeszültsége emelkedik. Amikor a tranzisztor ismét bekapcsol, a C_1 kapacitás az R_1 ellenálláson át kisül. Az ellenállás értékét elég nagyra kell megvá-

lasztani, hogy a tranzisztor áramában ne lépjen fel túl nagy lökés.

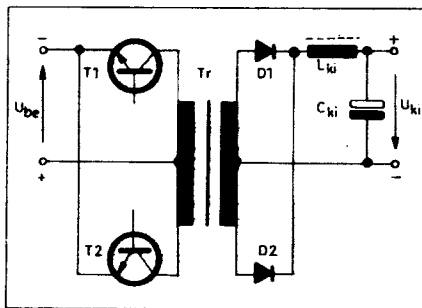
A 14b ábrában a hullámformákat egyenlő be- és kikapcsolási idő, a c ábrában pedig a bekapcsolási idő felezésének esetére vázoltuk fel.

Ellenütemű DC-DC konverter-alapáramkör

A 15. ábrán bemutatott konverter-típus két ellenütemben dolgozó nyitóüzemű konverterből tevődik össze. A D_1 és D_2 diódák egyenirányítják a



14. ábra. Egytranzistoros, nyitóüzemű, szabályozott DC-DC konverter-alapáramkör



15. ábra. Ellenütemű energiaátviteli áramkör

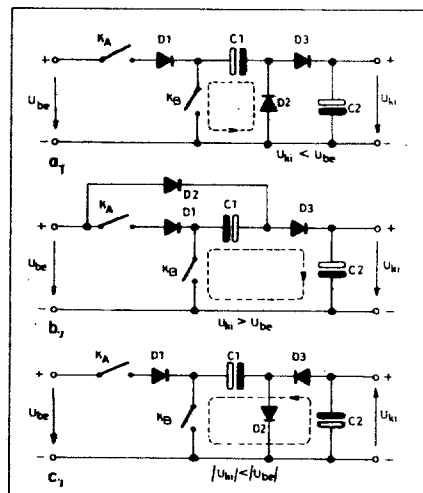
félperiódusonként felváltva működő T_1 és T_2 tranzisztorok által kiadott négyzet hullámú feszültséget. Az ellenütemű működése esetén megkétszereződik a bűgőfeszültség frekvenciája. Ennek következtében az $L_{ki}C_{ki}$ elemekből álló kimeneti szűrő hatékonyabb lesz. Így a kimeneti bűgőfeszültség kisebb értéket vesz fel. A tranzisztorok csúcshőfeszültsége max. $2U_{be}$ értékű.

Kisteljesítményű, kondenzátoros energiaátviteli áramkörök

A kondenzátoros energiaátviteli áramkörök kis teljesítmények esetében alkalmazhatók. Két kapcsoló elemet igényelnek. Ezeket felváltva, ellenütemben kell meghajtani. Szabályozó áramkörként az ellenütemű működést biztosító SG 1524; ZN 1066E; MC 3420; TDA 1640 és TDA 1641 típusú monolitikus integrált áramkörökkel oldható meg a tranzisztorok szabályozott meghajtása.

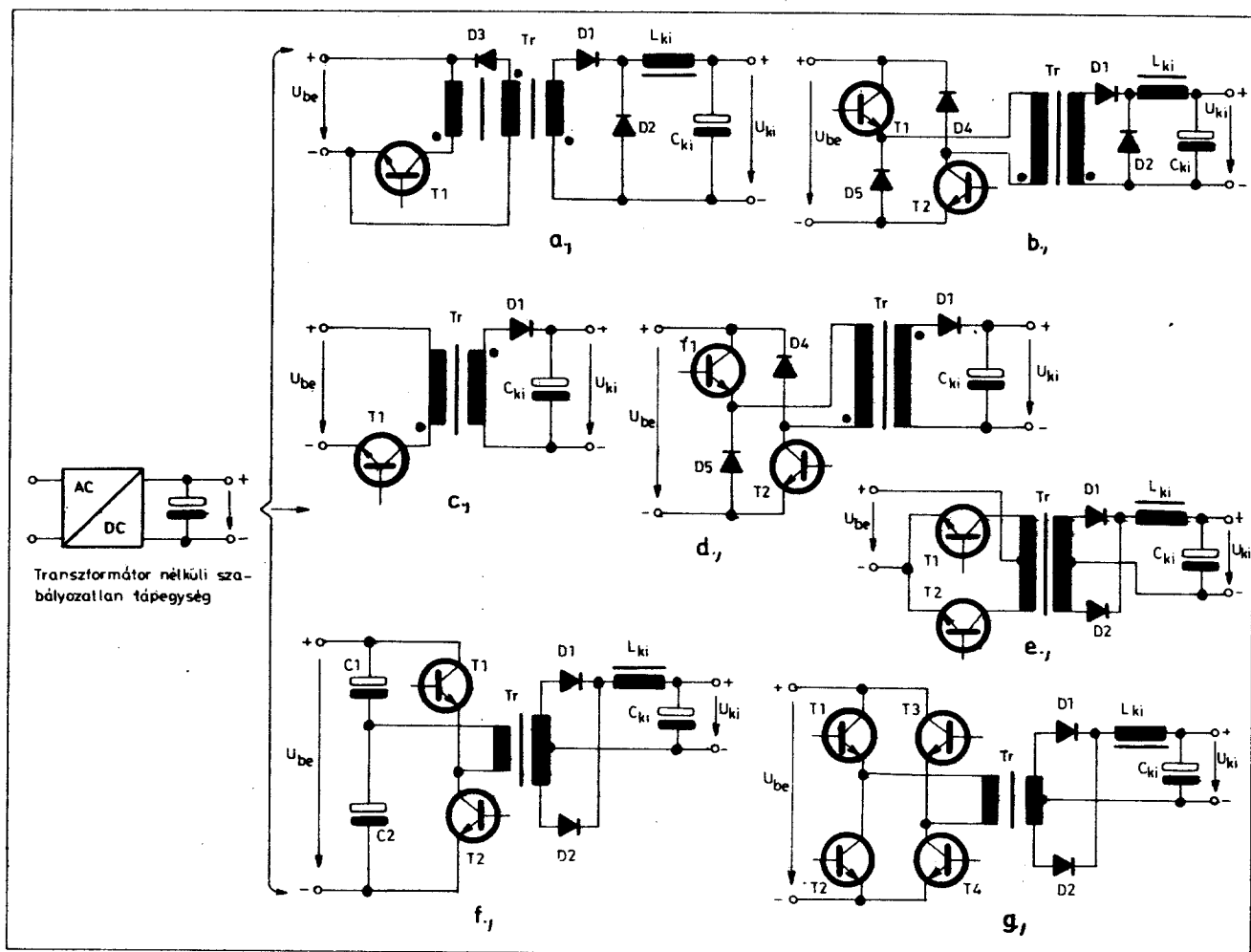
A 16a ábrán vázolt áramkör a következőképpen működik. A K_A kapcsoló zárásakor a D_1 és D_3 diódán keresztül a C_1 és C_2 kondenzátor feltöltődik. E két kondenzátor egy feszültségosztót alkot. A K_A kapcsoló kikapcsolásakor a K_B kapcsoló bekapcsol és a C_1 kondenzátor a K_B és D_2 elemeken keresztül kisül. A folyamat ezt követően újból ismétlődik. A kimeneti feszültség mindig kisebb a bemeneti feszültségnél, mivel az a C_1 és C_2 kondenzátorokon oszlik meg.

A kapcsolás hatásfoka alacsony, mivel a C_1 kondenzátorban felhalmozott energiát az egyik ütemben a K_B és D_2 elemeken kell felemészteni.



16. ábra. Kisteljesítményű, kondenzátoros energiaátviteli áramkörök

A 16b ábrán az egyenfeszültség növelésére mutatunk áramköri példát. Ha a szabályozó áramkör indulásánál mindkét kapcsoló nem vezető állapotban van, akkor a D_2 és D_3 diódán



17. ábra. DC - DC konverter-típusok: a egytranzisztoros b kéttranzisztoros nyitóüzemű konverter, c egytranzisztoros, d kéttranzisztoros záróüzemű konverter, e félhidas, f teljeshidas, g ellenütemű konverter

keresztül a C_1 kondenzátor a bemeneti feszültségre töltődik fel. A K_B kapcsoló zárásakor a D_2 diódán keresztül a C_1 kondenzátor is feltöltődik. Amikor a K_B kapcsoló megszakít, a K_A zárt állapotba kerül. Ennek következtében a C_1 kondenzátoron levő feszültségnek és a bemeneti feszültségnek az összege jut a D_3 diódán keresztül a C_2 kimeneti kapacitásra.

A kondenzátoros energiaátviteli áramkörök egyes típusai polaritásváltásra is felhasználhatók (16c ábra). A mutatott áramkörnél a K_A kapcsoló zárásakor a D_1 és a D_2 diódákon keresztül töltődik a C_1 kondenzátor. A K_B kapcsoló zárásakor (ekkor K_A nyit) a C_1 kondenzátor töltését a D_3 diódán át a C_2 kimeneti kondenzátorra juttatjuk. Az integrált szabályozó és védőáramkörök ismertetésénél több gyakorlati példát találhatunk ezekre az áramkörökre.

A legkedvezőbb áramkörtípus kiválasztása

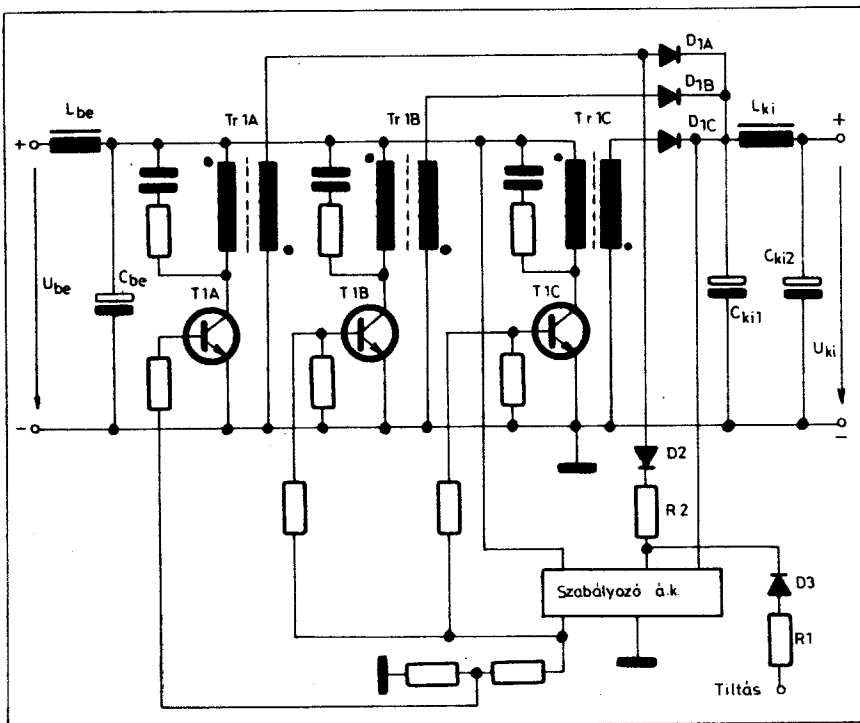
A fentiekben ismertetett alapáramköröknek néhány változata ismeretes. Ezeket a változatokat a 17. ábrán mutatjuk be.

A teljes energiaátviteli áramkört a transzformátor nélküli szabályozatlan DC tápegység és a kapcsolóüzemű energiaátviteli áramkör (más szóval a visszacsatoló hurok nélküli DC-DC átalakító) alkotja.

A 17. ábra a, c és e áramkörei az alaptípusokat testesítik meg. A két-tranzisztoros típusoknál (b és d) a T_1 és T_2 jelzésű tranzisztorok egyidejűleg vezetnek és a $D_4 - D_5$ diódák pedig az U_{be} bemeneti egyenfeszültség értékének megfelelően limitálják a kollektorok csúcsfeszültségét. Ehhez hasonlóan az f és g ábra ellenütemű konverterkapcsolásainál a kollektorok feszültsége ugyancsak nem haladja meg a bemeneti feszültség értékét. Az f ábra áramkörében levő T_1 és T_2 tranzisztorok félperiódusonként egymást felváltva vezetnek. A g kapcsolásnál az egyik félperiódusban a T_1 és T_4 , a másik félperiódusban pedig a T_2 és T_3 tranzisztorok vezetnek.

A 17. ábrán látható konverter-típusok közötti választás az alkalmazással és a teljesítőképességgel kapcsolatos követelmények függvénye. A záróüzemű konverter-áramkör a legegyszerűbb és legolcsóbb. Alkalmazása főként a több kimenettel rendelkező egységeknél indokolt, mivel egy kimenetnek csupán egy dióda és egy kondenzátor szükséges. Sajnos probléma van azon esetekben, amikor a hullámosság-követelmények szigorúak. A záróüzemű konvertereknél a teljesítmények növekedésével ugyanis egyre nehezebbé válik a kimeneti hullámosság egy adott határ alá szorítása. Ennek ellenére a záróüzemű konverter mégis a legkedvezőbb választásnak bizonyul, amennyiben a kimeneti teljesítmény nem haladja meg a 10 W-ot.

Az ellenütemű kapcsolásokhoz tartozik a legbonyolultabb meghajtó áramkör, de ugyanakkor adott L_{ki} és



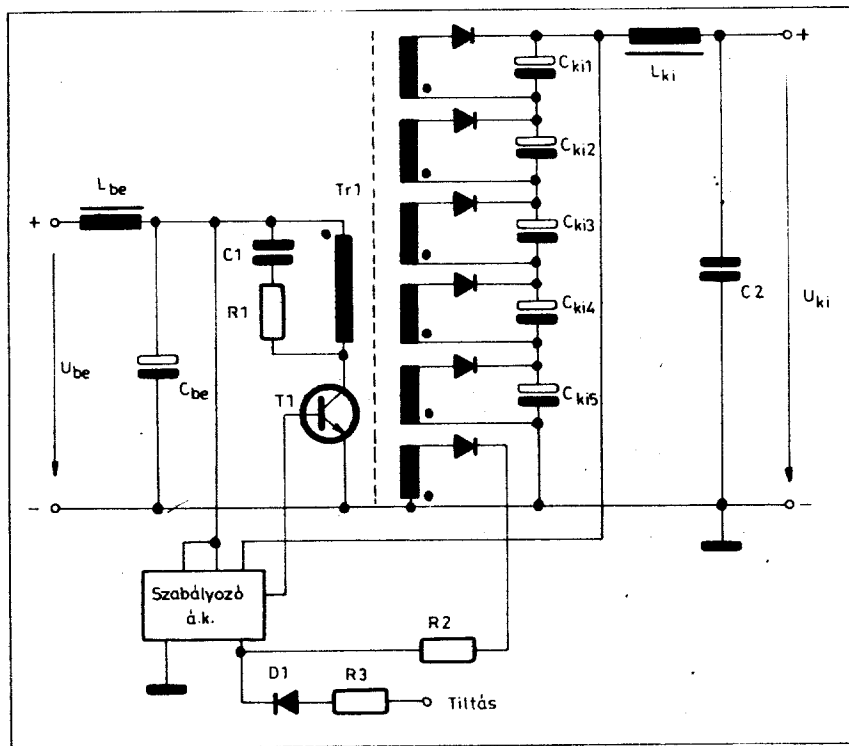
18. ábra. A kimeneti teljesítmény növelése párhuzamosan kapcsolt konverterekkel

C_{ki} elemértékek esetében ezekhez a konverter-típusokhoz tartozik a legkisebb kimeneti hullámosság.

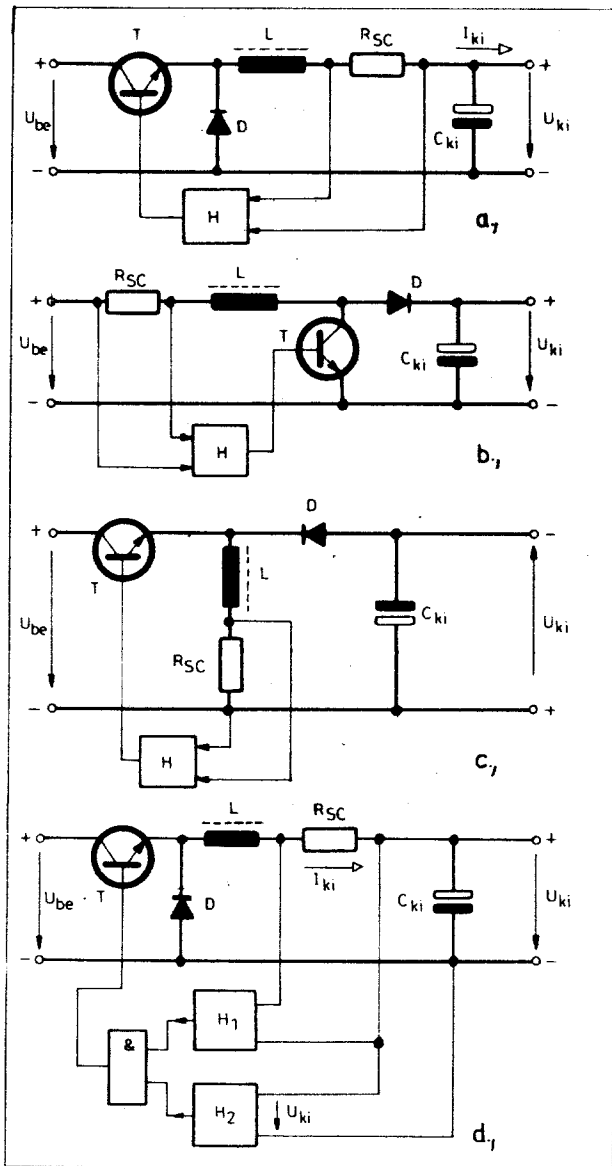
Kb. 10 W kimeneti teljesítmény felett a nyitóüzemű konvertereket ajánlatos előnyben részesíteni. Amennyi-

ben a szükséges kimeneti teljesítmény meghaladja az 1 kW-ot, akkor az ellenütemű konverterek alkalmazása válik ajánlhatóvá.

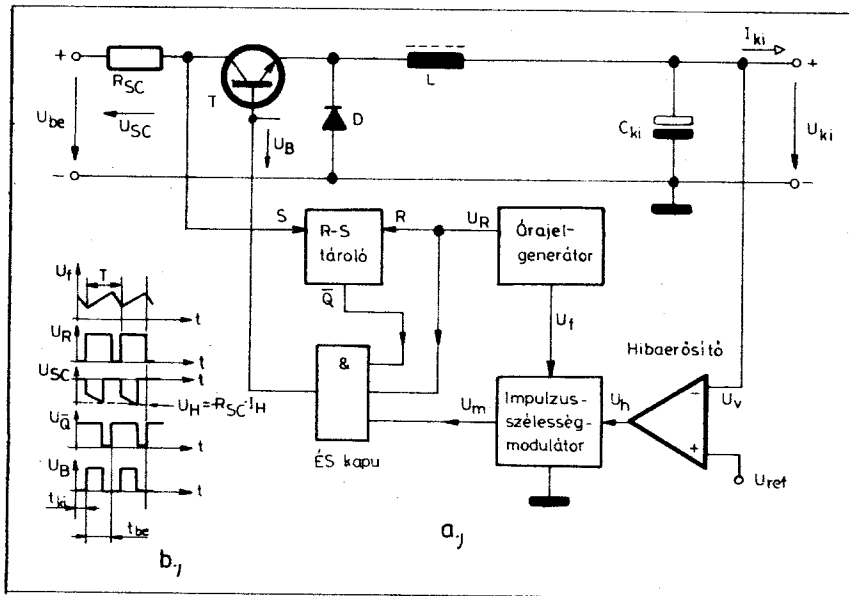
A kimeneti teljesítmény megnövelhető pl. több párhuzamosan kapcsolt



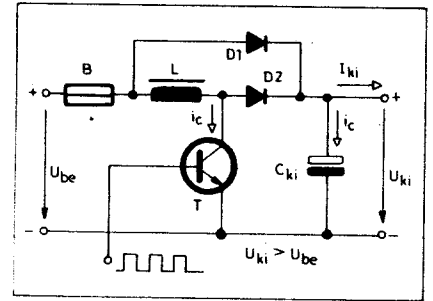
19. ábra. A kimeneti feszültség növelése több szekunder tekercs feszültségének összegezésével



20. ábra.
A feszültségcsökkentő (a), a feszültségnövelő (b) és a polaritásváltó (c) kapcsolóüzemi energiaátviteli áramkörök hiszterézises védőáramkörei



22. ábra. Csúcsáramérzékelő védőáramkörrrel ellátott egyenfeszültségcsökkentő, kapcsolóüzemi tápegység logikai hatásvázlata



21. ábra. Feszültségnövelő energiaátviteli áramkör D_2 diódájának védelme

konverter-áramkör alkalmazásával is. A 18. ábrán mutatott áramkörnél három, egyenként különböző kimeneti teljesítményt adó záróüzemi konvertert kapcsolunk párhuzamosan. Egyes cégek készítenek különböző kimeneti teljesítményű konverter-áramköröket, amelyeket moduláris kivitelben hoznak forgalomba. Ezeknek az ábrán látható módon való (2...4 egységnek) párhuzamos kapcsolásával a kimeneti terhelhetőség a kívánt értékre növelhető.

Végül, ha nagy kimeneti feszültség szükséges, akkor a 19. ábra szerinti kapcsolási elrendezés alkalmazható. Felhívjuk a figyelmet arra, hogy a többrétegű szekunder tekercselés elkerülése céljából is ezen megoldást kell választani.

Az energiaátviteli áramkörök túlterhelése elleni védelme

Az energiaátviteli áramkör túlterhelésének kétféle oka lehet:

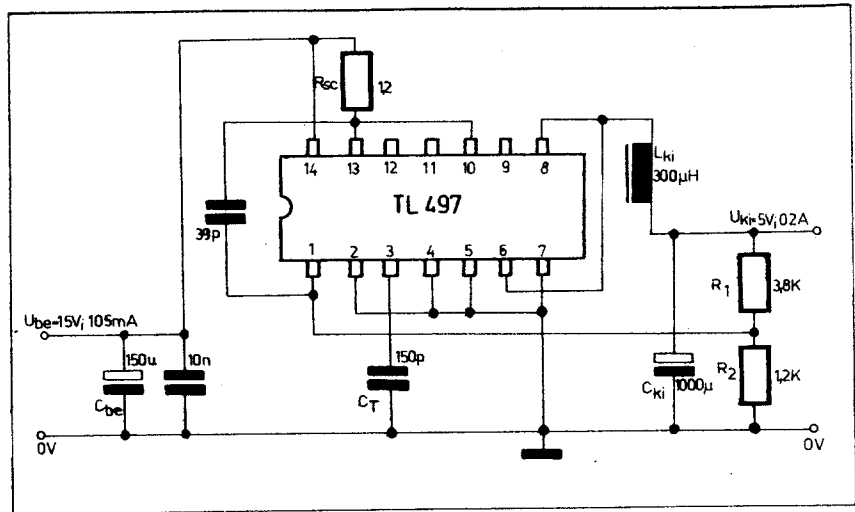
- a fogyasztó ellenállásának a megengedett érték alá való csökkenése (pl. a fogyasztó meghibásodása);
- az egység bekapcsolásakor létrejövő tranziens áramugrás a kimeneti tároló kondenzátor töltetlen állapota miatt.

Védőkapcsolásként jól alkalmazhatók a hiszterézises védőáramkörök. A kapcsolóüzemi alapáramkörök működésének ismertetése az 1977. évi Rádiótechnika Évkönyvének 177. oldalán megtalálható. Ezeket az alapáramköröket a 20. ábrán láthatóan kiegészítettük az R_{SC} áramérzékelő ellenállással és egy hiszterézises áramkörrrel. Ez utóbbi Schmitt-trigger, amely az adott áramérték túllépésekor átbillen és lezárja a kapcsolótranszisztort. Derékszögű kimeneti karakterisztika valósítható meg a 20d ábrán látható elrendezés felhasználásával. A H_1 és H_2 hiszterézises áramkörök közül a H_1 Schmitt-trigger a kimeneti áramot, a H_2 pedig a kimeneti feszültség-szintet érzékeli. Kimeneteik ÉS-kapun keresztül vezérlik a kapcsolótranszisztort.

A rövidzárási áram a kapcsolóüzemi feszültségnövelő alapáramkörnél az üzemi érték többszöröse. A hiszterézi-

ses védelem ez esetben csak a tranzisztor számára kielégítő. A diódának tönkremenetel nélkül el kell viselnie a teljes rövidzárási áramot. A 21. ábra megoldása ennek kiküszöbölésére ad lehetőséget. A D_2 dióda viszonylag kis áramú kapcsolódióda. A D_1 dióda a B biztosító kiolvasztásához megfelelő I^2t -értékű, nagy csúcsáramot elviselő típus. A kimenet rövidrezárásakor a D_1 dióda a biztosító kiolvasztásával leválasztja az áramkört a bemeneti tápfeszültségről.

Csúcsáramérzékelő védőáramkörrel felépített egyenfeszültségcsökkentő, kapcsolóüzemű tápegység látható a jellegzetes jelalakjaival együtt a 22. ábrán. A kapcsolás minden órajelgenerátorral vezérelt feszültségcsökkentő, feszültségnövelő, polaritásváltó és transzformátor csatolású energiaátviteli áramkörök esetében alkalmazható. Az a ábrán láthatóan az órajelgenerátor két kimenettel rendelkezik: Az U_T kimenet fűrészele az impulzusszélesség-modulátorra kerül. A másik U_R kimenete pedig törlőjelet ad, amely visszabillenti az átbillent $R-S$ tárolót (lásd a 22b ábra jelleggörbéit). Ha a kapcsolótranzisztorral sorbakötött R_{sc} áramérzékelő ellenálláson eső feszültség túllépi az U_H határfeszültség értékét, akkor a tároló az alapállapotból átbillent helyzetbe kerül. Az impulzusszélesség-modulátor U_m vezérlő jele hárombemenetű ÉS-kapun jut az energiaátviteli áramkör kapcsoló tranzisztorának bázisára (U_B). Amikor a tároló negált kimenetén levő feszültség



23. ábra. Egyenfeszültségcsökkentő kapcsoló szabályozó TL 497 típusú integrált áramkörrel (TEXAS INSTRUMENTS)

$U(Q)$ vagy a törlőjel (U_R) alacsony szintű, akkor az ÉS kapun keresztül nem jut vezérlőjel a modulátorról a kimeneti tranzisztorra. Üzemszerű, vagyis túlterhelésmentes állapotban a tároló negált kimenetén levő U_Q feszültség mindig magas szinten van. A kitöltési tényező értékét így csak a törlőjel t_0 időtartama korlátozza. Az aktuális kitöltési tényező értéke ez esetben a körben fennálló negatív visszacsatolás függvénye.

Az optimális méretezés céljából $R_2 = 1,2$ kohm értéket ajánlatos választani. Az R_1 értékét a következő egyszerű képletből határozzuk meg:

$$R_1 \cong U_{ki} - 1,2 \quad [\text{kohm, volt}]$$

A belső γ -modulátoros oszcillátor akkor kapcsol, ha a hibaerősítő komparátor pozitív bemenete negatívabb lesz a referencifeszültség értékénél. Ez akkor áll elő, ha a kimeneti feszültség a névleges értéke alá esik. Az oszcillátor a C_T időzítő kondenzátorra szolgáltat impulzusokat, miáltal az lineárisan feltöltődik, ill. kisül. A feltöltési idő 1/6-a a kisütési időnek. Az impulzusok periódusidejét ez az idő-

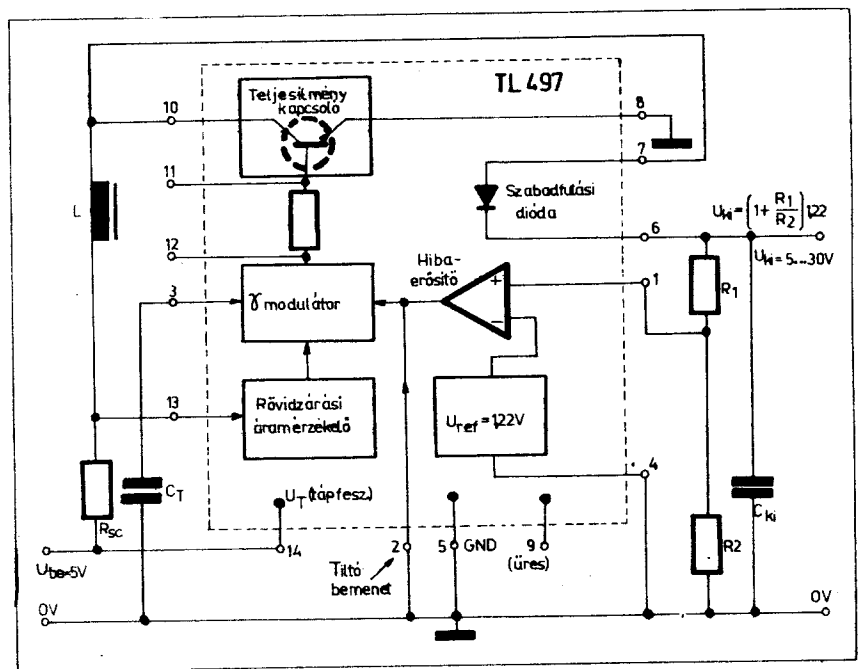
Integrált szabályozó és védőáramkörrel felépített szabályozott DC-DC konverterek

A TL 497 típusú integrált áramkörrel felépített DC-DC konverterek

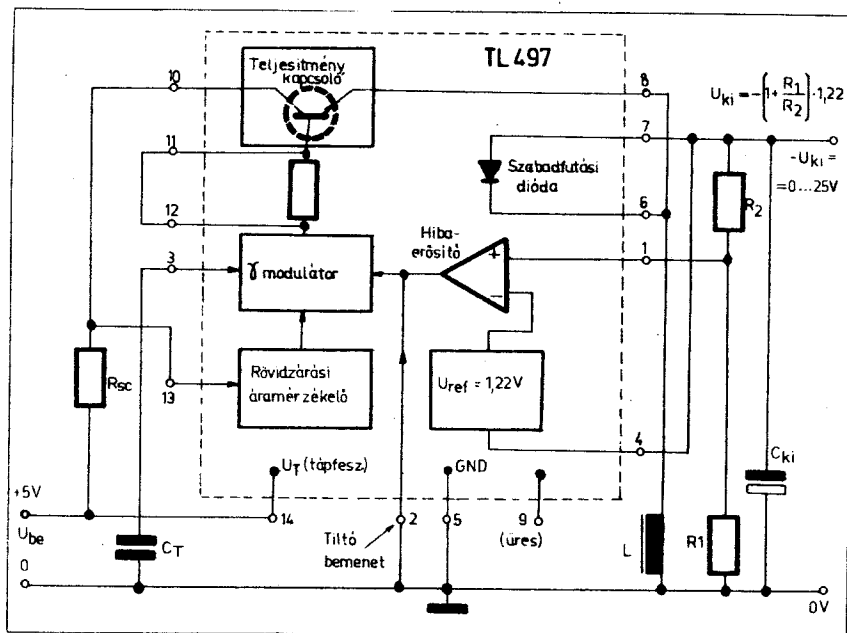
A TEXAS INSTRUMENTS TL 497 típusmegjelöléssel gyárt monolitikus integrált szabályozó- és védőáramkört. Felhasználható feszültségcsökkentő, feszültségnövelő és polaritásváltó energiaátviteli áramkörök szabályozására, ill. meghajtására. Maximális terhelhetősége, ill. kimeneti feszültsége 0,5 A, ill. 35 V. Bemenetstabilitása $S_b = 0,2\%$, terhelésszabályozása (S_t) pedig kb. 0,4%. Bemeneti áramhatárolási védelemmel, TTL-kompatibilis tiltási lehetőséggel, kimeneti feszültség-állíthatósággal rendelkezik. Az integrált áramkör lehetőséget biztosít a bekapcsoláskor fellépő áramlökések csökkentésére is (lgy, ill. lassú indítás).

A 23. ábrán egy feszültségcsökkentő áramkört kialakítást mutatunk be. Működése a TL 497 integrált áramkör belső kapcsolása alapján (l. 24. és 25. ábrákat) könnyen érthetővé válik. A kimeneti feszültséget az R_1 és R_2 külső ellenállások határozzák meg. Az U_{ki} kimeneti feszültség értéke a következő formulából számítható:

$$U_{ki} \cong \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) 1,22 \text{ [V]}$$



24. ábra. Egyenfeszültségnövelő kapcsoló szabályozó TL 497 típusú integrált áramkörrel (TEXAS INSTRUMENTS)



25. ábra. Polaritásváltó kapcsoló szabályozó TL 497 típusú integrált áramkörrel (TEXAS INSTRUMENTS)

zító kondenzátor határozza meg. A T periódusidő pl. 4,5 μsec $C_T = 30 \text{ pF}$ esetén és 230 μsec értékre nő meg, ha 2 nF-os kondenzátort alkalmazunk.

A tranzisztor bekapcsolási ideje ugyancsak a C_T kondenzátor értékétől függ és 3,6 μsec -től (amely 30 pF-nál mérhető) 180 μsec -ig változtatható (2 nF esetén).

A kapcsolótranszisztor és a terhelés védelmére a TL 497 integrált áramkör egy áramkorlátozó kapcsolást is tartal-

maz. Ez a korlátozó áramkör megakadályozza a teljesítmény fojtó teltését és lágy bekapcsolást, vagyis lassú indítást is biztosít. A határolás akkor lép működésbe, ha az R_{sc} ellenálláson levő feszültségese nagyobb lesz, mint az áramérzőkélő tranzisztor (13. bemeneti pont) bázis-emitter küszöbfeszültsége (0,5...0,7 V között). Ez esetben az oszcillátor-impulzuson kívül egy járulékos töltőáram is kerül a C_T időzítő kondenzátorra. Ennek követ-

kezményeként az energiaátviteli tranzisztor bekapcsolási ideje és ezáltal a kimenetre átvitt energia is lecsökken.

A 24. és 25. ábrán egy feszültség-növelő, ill. polaritásváltó, szabályozott kimeneti feszültségű átalakítót mutatunk. Az áramkörök működési frekvenciája $C_T = 5 \text{ pF}$ kapacitásánál 385 kHz, míg 1 nF-nál 10 kHz.

Az MC 3420 típusú integrált szabályozó áramkör és alkalmazása

A Motorola cég által gyártott MC 3420 típusú integrált szabályozó- és védőáramkör felhasználható tetszőleges polaritást biztosító kapcsolóüzemű szabályozókban, transzformátor csatolású DC-DC konverterekben, transzformátor nélküli feszültségkiszerezőkben, valamint polaritásváltó energiaátviteli áramkörökben. Alkalmas a legegyszerűbb és a legbonyolultabb energiaátviteli áramkör szabályozó és védelmi funkciójának az ellátására.

Az integrált áramkör tömbvázlata a 26. ábrán látható. A kapcsolás működéséhez szükséges tápfeszültség 10 V-tól 30 V-ig terjedhet. Működési frekvenciája 2...100 kHz között tetszőleges értékre beállítható. A fűrészgenerátor jele a 8-as kivezetésen megtalálható. Így megoldható egyidejűleg több integrált szabályozó áramkör meghajtása, ha ezen vezérlő szabályozó áramkör 8-as kivezetését az ugyanazon típusú meghajtott integrált áramkörök 5-ös bemeneteivel összekötjük. Ezáltal az egy közös vezérlő fűrészgenerátorról párhuzamosan meghajtott integrált áramkörök több egyesség szinkronizált működését teszik lehetővé.

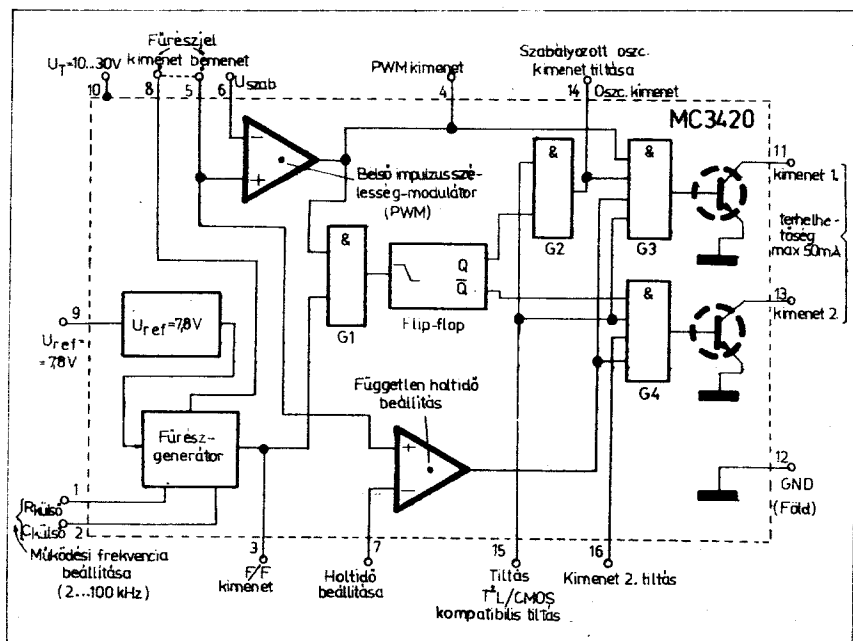
A holtidő beállítása céljából az integrált áramkör egy 0...100% között szabályozható holtidő-komparátort is tartalmaz, amely a többi ismertetett integrált áramkörökhöz viszonyítva egyedülálló szolgáltatás.

Az ellenütemű kimenetek kollektorai nyitottak (11-es és 13-as kimenet). A tranzisztorokon első maradékfeszültség 0,5 V (40 mA-nál). A maximálisan megengedett zárófeszültség: 40 V.

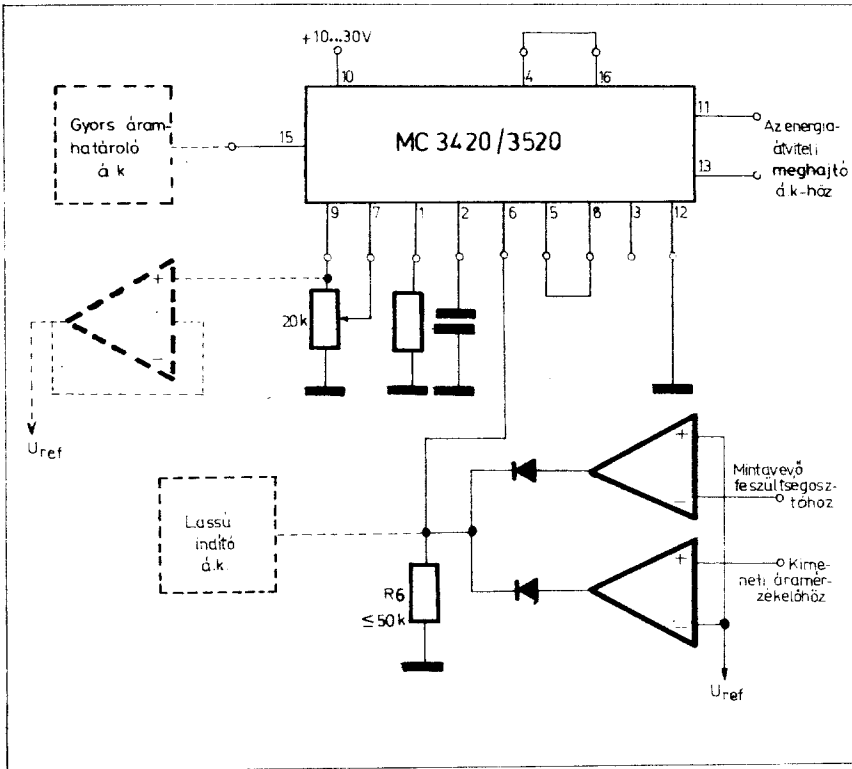
Több tiltó bemenettel rendelkezik (14. 15. és 16. kivezetések).

Az egyik kimenetre vonatkozóan (13. kivezetés) lehetőség van a független szabályozásra (a „Kimenet 2. tiltása”, ill. a korrekciós szabályozó hurok bevonására). A kimeneti jel szimmetriájának javítása a 16-os független tiltó bemenet felhasználásával végezhető el. A G_1 belső AND-kapu a tranzien következtében kialakulható kettős impulzus megakadályozására szolgál. E kapu mindkét bemenete megtalálható az integrált áramkör kivezetései között (3-as és 4-es csatlakozási pont).

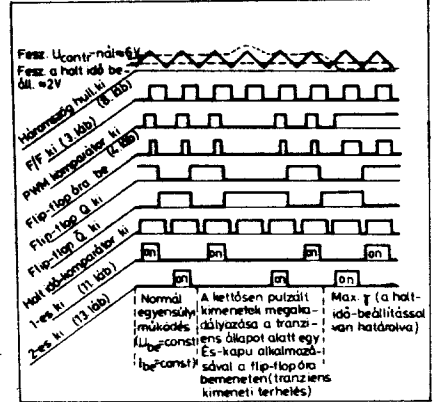
Az MC 3420 integrált áramkör tipikus alkalmazása a 27. ábrán látható. Mint már írtuk, az integrált áramkör egy járulékos komparátort is tartalmaz. Ezzel lehetővé válik a rendszer



26. ábra. Az MC 3420 típusú monolitikus integrált szabályozó és védőáramkör tömbvázlata



27. ábra. Az MC 3420 integrált áramkör tipikus alkalmazása



28. ábra. Az MC 3420 típusú integrált áramkör belső hullámformái

lábja. Ugyanis így megnövelhető a szolgáltatások száma. Megvalósítható a feszültségszabályozás, áramhatárolás, lassú indítási stb. funkció. Ezt egy „VAGY”-kapcsolással lehet megoldani, ahogy az a 27. és a 29c ábrákon látható.

A lassú, ill. lágy indítás a 29d ábrán látható áramkör segítségével érhető el. A kitöltési tényező a bekapcsolást követően, ill. a tiltás megszűnése után, fokozatosan emelkedik a kívánt értékre. A $D_2 \dots D_3$ diódák VAGY-kaput

holtidejének, vagyis a maximális kitöltési tényezőjének független beállítása. A 9-es ponton levő U_{ref} feszültséget 20 kohmos potenciómterrel osztjuk le. A 7-es pontra juttatott leosztott feszültség egy meghatározott holtidőt eredményez. Így megakadályozható az inverter kapcsolótranszistorok egyidejű vezetése (amelyet a tárolási időkéssleltetések okoznak nagy kitöltési tényezők esetén).

Az integrált áramkörben egy fázis-hasító is van, amelynek feladata, hogy 180°-os fáziseltolt kimeneteket kapjunk a több tranzisztoros inverter rendszerekben való felhasználás céljából.

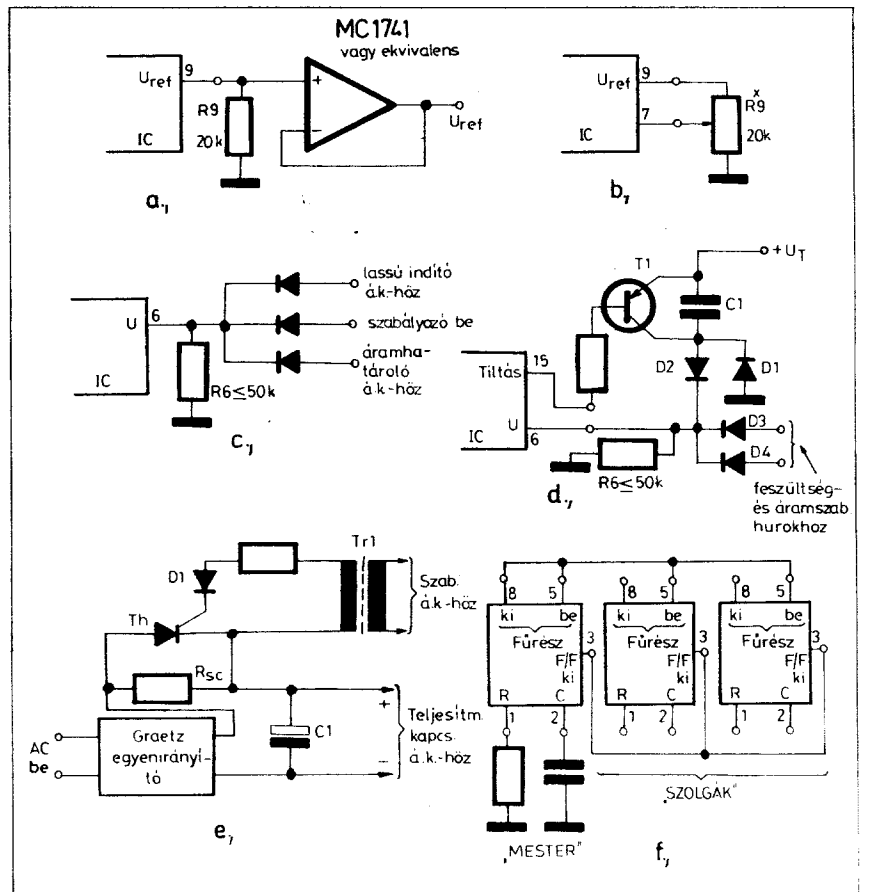
Az integrált áramkör jobb megértése a 28. ábrán bemutatott áramköri hullámformák tanulmányozása révén érhető el.

Az U_{ref} referenciafeszültség hőmérsékleti együtthatója 20 kohmos terhelésnél (400 μA) a legkedvezőbb. Ha a 9-es lábon ettől eltérő terheléseket alkalmazunk, akkor az csökkent hőmérséklet stabilitáshoz vezet. Amennyiben nagyobb terhelhetőségű referenciafeszültség szükséges, úgy a 29a ábrán látható műveleti erősítő kapcsolást célszerű felhasználni.

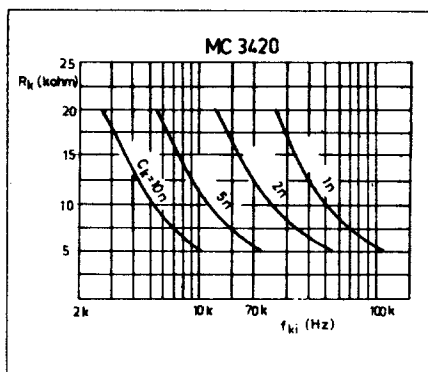
A kimeneti frekvencia az $R_{külső}$ és $C_{külső}$ elemértékek megválasztásával a kívánt értékre beállítható (30. ábra).

A holtidő, vagyis a maximális kitöltési tényező beállítása a 29b ábrán látható módon végezhető el. A minimális drift elérése érdekében 20 kohmos potenciómterert ajánlatos felhasználni.

Az esetek többségében szükséges a többszörös csatlakozás a 6-os (U_{szab})



29. ábra. Az MC 3420 integrált áramkör tipikus bekötési lehetőségei



30. ábra. Az $R_{k\text{ülső}}$ ellenállása megválasztása a frekvencia függvényében. A $C_{k\text{ülső}}$ kapacitás paraméter

alkotnak. A T_1 tranzisztor arra szolgál, hogy resetelje a C_1 időztető kondenzátort, amikor egy tiltó parancs érkezik és ezzel újra kezdeményezi a lassú indítást. A D_1 dióda lehetővé teszi a C_1 kondenzátor kisülését, ha az U_T tápfeszültség ki van kapcsolva.

A 29e ábrán egy gyors áramhatároló kapcsolás megoldását vázoltuk fel. Ennél az áramkörnél, miután a C_1 szűrőkapacitás feltöltődött, a T_h tirisztor egy triggerelő jelet kap a T_{r1} transzformátoron keresztül a vezérlő áramkörtől és lesöntöli az R_{SC} ellenállást.

A 29f ábrán egy „mester-szolga” kapcsolás látható. Ezen esetben mindhárom integrált áramkör azonos frekvencián üzemel. Ily módon maximálisan két egység szinkronizálható egy „mester” MC 3420-as integrált áramkörrel.

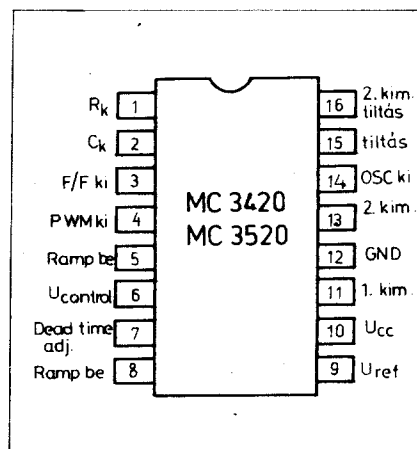
Az integrált áramkör bekötése a 31. ábrán látható.

A TDA 2581 típusú integrált áramkör és alkalmazása

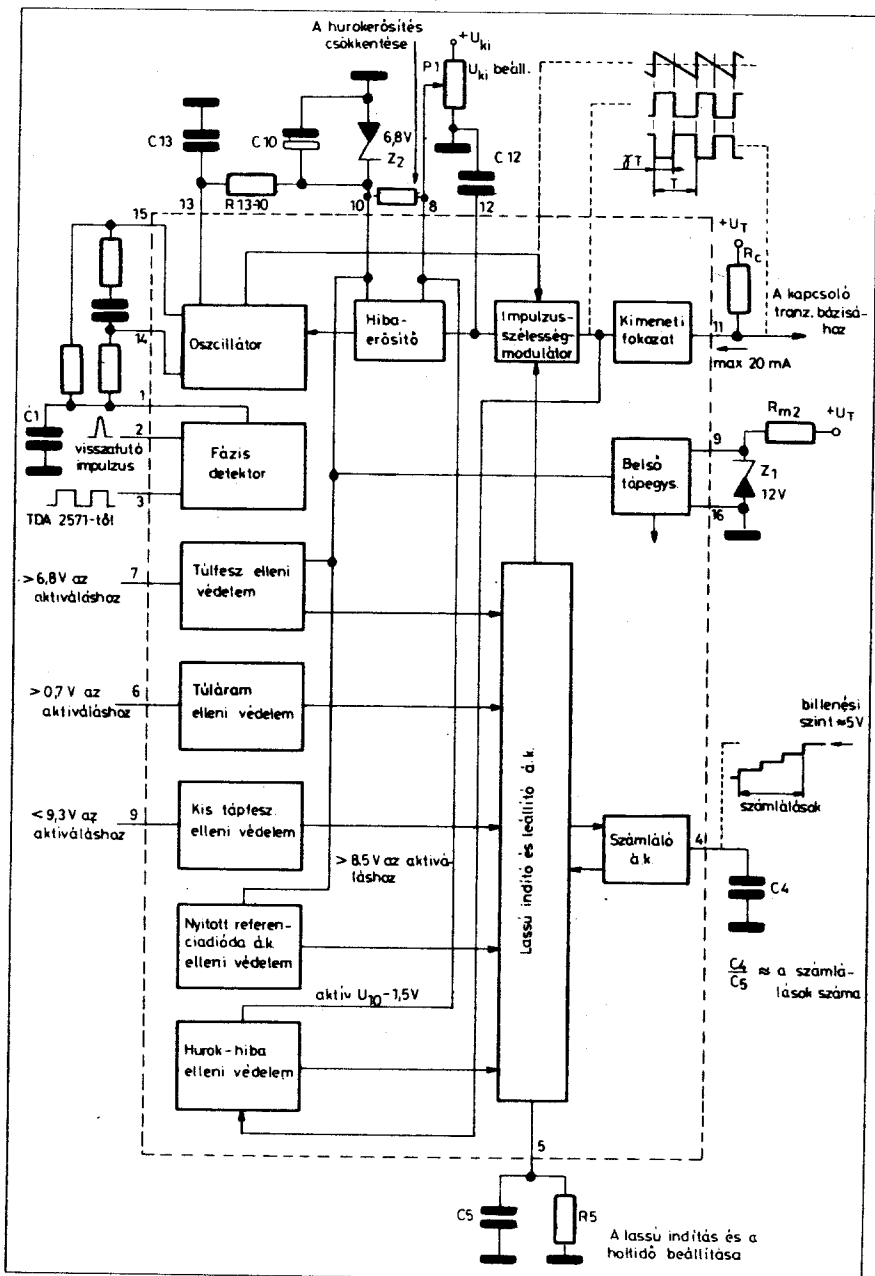
A TDA típusú integrált szabályozó-és védőáramkört elsősorban TV-készülékekben való felhasználásra készítették. Tömbvázlata a 32. ábrán látható. Az áramkör főbb funkciói a következők:

- Az impulzuskitöltési tényező szabályozása annak érdekében, hogy stabilizáljuk a kimeneti feszültséget a hálózati feszültség és a kimeneti terhelés ingadozásaival szemben;
- Az impulzuskitöltési tényező értékét a bekapcsolás folyamán a lassú indító áramkör fokozatosan emeli a kívánt értékre. Így a nagy csúcsáramok elkerülhetők;
- A szabályozó impulzusok szinkronizálása a helyreállított, zajmentes vízszintes szinkronizáló impulzusokkal történik (pl. TDA 2571-es típusú integrált áramkör felhasználásával). Az impulzusok időtartamának kompenzálását a vízszintes eltérítő áramkörrel a visszafutó impulzusok segítségével oldják meg.

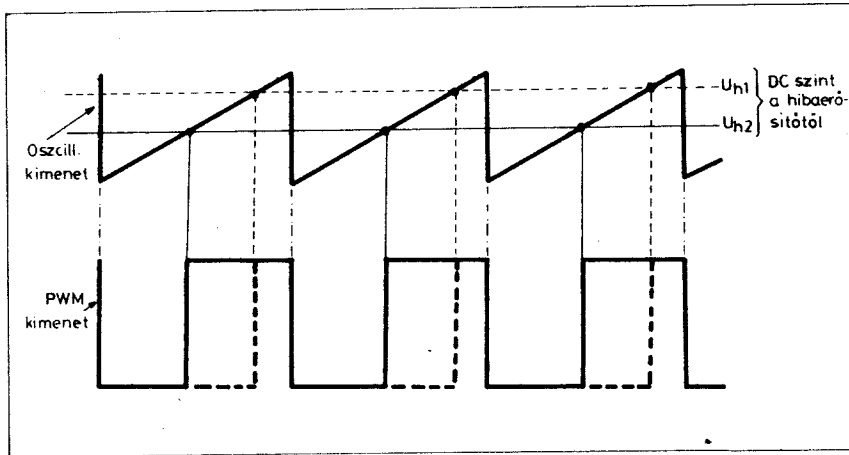
- Túlfeszültség elleni védelem (a terhelés védelme nagy kimeneti feszültség ellen);
- Nyitott referencia-dióda áramkör elleni védelem (a nagy kimeneti feszültség megelőzése abban az esetben, amikor kimarad a referenciafeszültség a 10-es lábón);
- A helytelen működéssel szembeni védelem abban az esetben, ha az integrált áramkör tápfeszültsége alacsony (kis tápfeszültség elleni védelem);
- Az áramkör nagy kimeneti feszültségének megelőzése, amikor a visszacsatoló feszültség a 8-as lábón túlságosan alacsony amiatt, hogy meghibásodott vagy rövidzárba került a visszacsatoló hurrok.



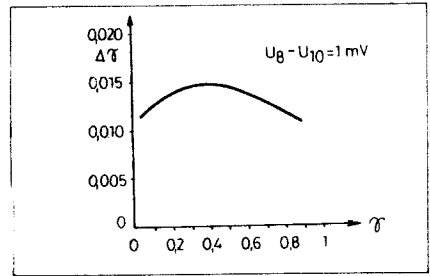
31. ábra. Az integrált áramkör bekötése



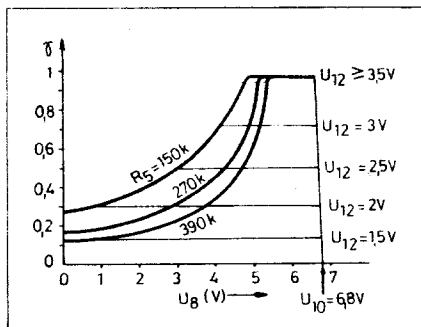
32. ábra. A TDA 2581 típusú integrált szabályozó és védőáramkör tömbvázlata



33. ábra. Az impulzusszélesség-modulált jel előállítását a TDA 2581 típusú integrált áramkörrel



36. ábra. A TDA 2581 típusú integrált szabályozó egység $\Delta\gamma = f(\gamma)$ függvénye. $U_8 - U_{10} = 1 \text{ mV}$

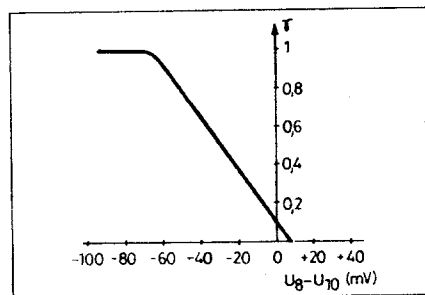


34. ábra. A TDA 2581 típusú integrált szabályozó egység impulzuskitöltési tényezője a visszacsatoló feszültség függvényében

Az impulzusszélesség-modulált kimeneti jel előállításának módját a 33. ábrán ábrázoltuk.

Az áramkör alapvető funkciói és fő paraméterei közel azonosak a TDA 2640 típusú áramkörnél leírtakkal (lásd Rádiótechnika 1977/2. szám).

Az előző áramkörtípustól eltérően a TDA 2581 típus egy fázisdetektort is tartalmaz. A fázisdetektor és a feszültségvezérelt oszcillátor a TDA 2581 áramkörben egy fáziszárt hurorkba van

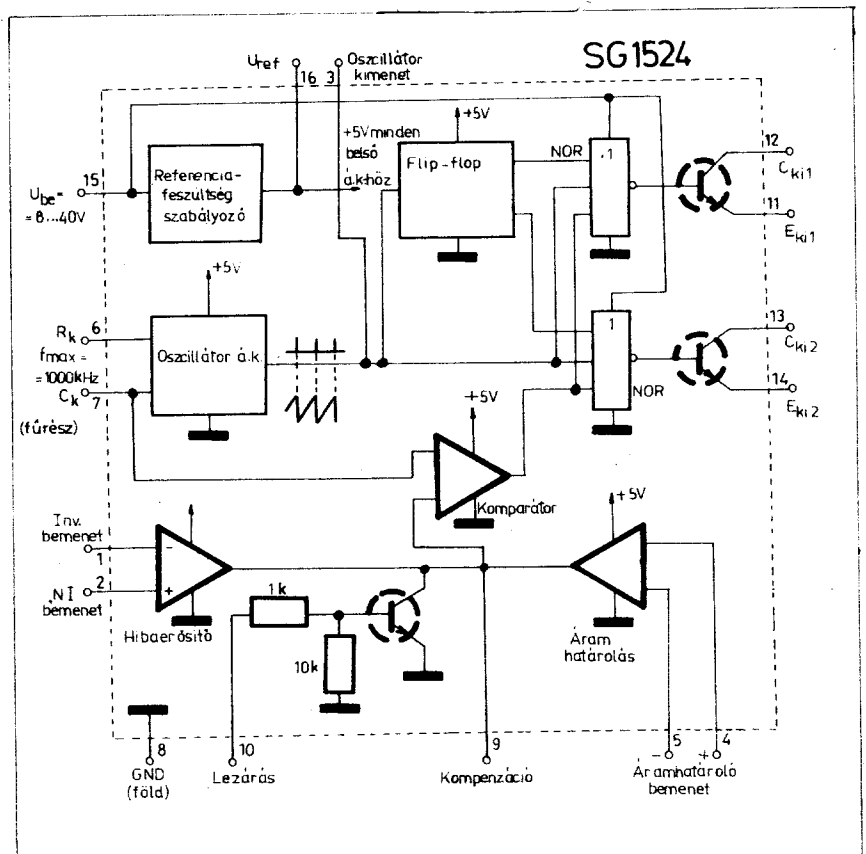


35. ábra. A TDA 2581 típusú integrált szabályozó egység impulzuskitöltési tényezője az $U_8 - U_{10}$ feszültségkülönbség függvényében

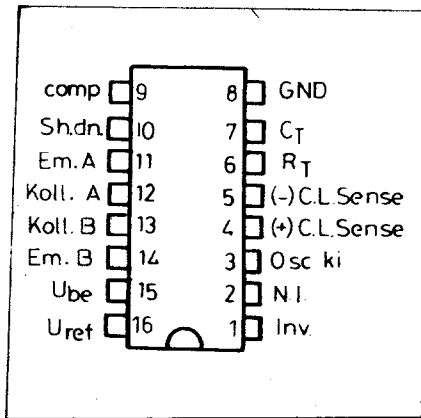
kötte, amely biztosítja a szinkronizálást az oszcillátor fűrészfeszültsége és a 3-as ponton levő szinkronizáló impulzusok között. Az áramkör kompenzálja a 2-es ponton a visszafutási impulzusok fázistolását is (a vízszintes eltérítés kimeneti tranzisztorának késleltetési idejét).

A 34. ábrán az áramkör impulzuskitöltési tényezőjének értéke látható a 8-as lábra jutó visszacsatoló feszültség

függvényében, $-6,8 \text{ V}$ -os referencia-feszültség esetén. A diagram azt is mutatja, hogy a kitöltési tényező maximális értéke határozható egy egyenszintnek a 12-es lábra való csatlakoztatásával. A 12-es lábra (lásd az áramkör tömbvázlatát) és a földpont közé egyébként egy C_{12} jelű kondenzátort kell kötni, hogy ezzel megelőzzük az alacsony szintű zavaró feszültségeket, amelyek az impulzusszélesség-modulátort hibás kapcsolásra készítenék. A bekapcsolás során az impulzuskitöltési tényező emelkedési sebessége az R_5 ellenállással állítható be az adott kívánalomnak megfelelően (lásd a 32. ábrán).



37. ábra. Az SG 1524 integrált áramkör tömbvázlata

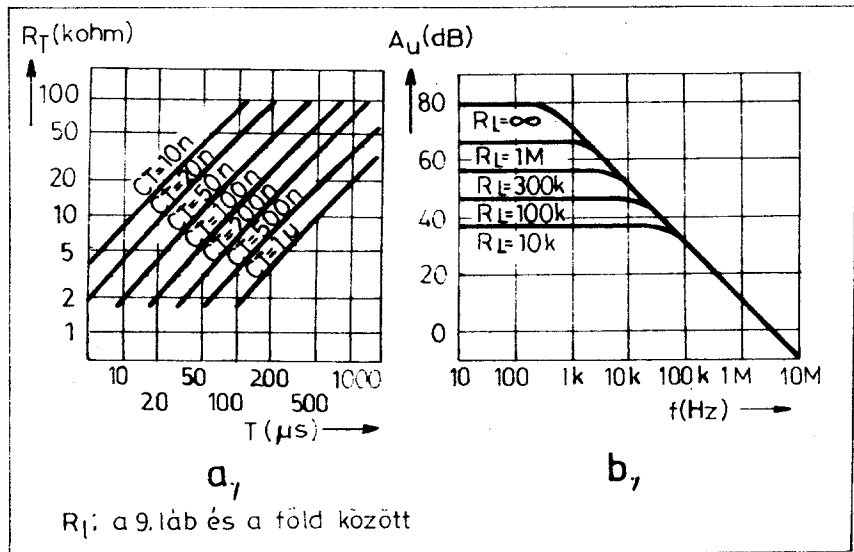


38. ábra. Az SG 1524 integrált áramkör bekötése

A 35. és 36. ábrák az áramkör működését abban az esetben teszik érthetővé, amikor a visszacsatoló mintafeszültség (U_8) és a referenciafeszültség (U_{10}) közötti különbség nagyon kicsi.

Az SG 1524 típusú integrált áramkör és alkalmazása

A SILICON GENERAL cég által gyártott SG 1524 típusú integrált szabályozó és védőáramkör tartal-



39. ábra. Az SG 1524 integrált áramkör jelleggörbéi: a az időzítő ellenállás a periódusidő függvényében. Az időzítő kapacitás paraméter, b az integrált áramkör erősítőjének nyílthurkú erősítése a frekvencia függvényében

mazza mindazon áramköröket, ami egy ellenütemű DC-DC konverter szabályozó jelének kialakításához és a védelmi funkciók ellátásához szükséges. Felhasználható kapcsolóüzemű szabályozókban bármely polaritással,

transzformátoros csatolású DC-DC konverterekben, transzformátor nélküli feszültségszorzókban, valamint polaritásváltó energiaátviteli áramkörökben.

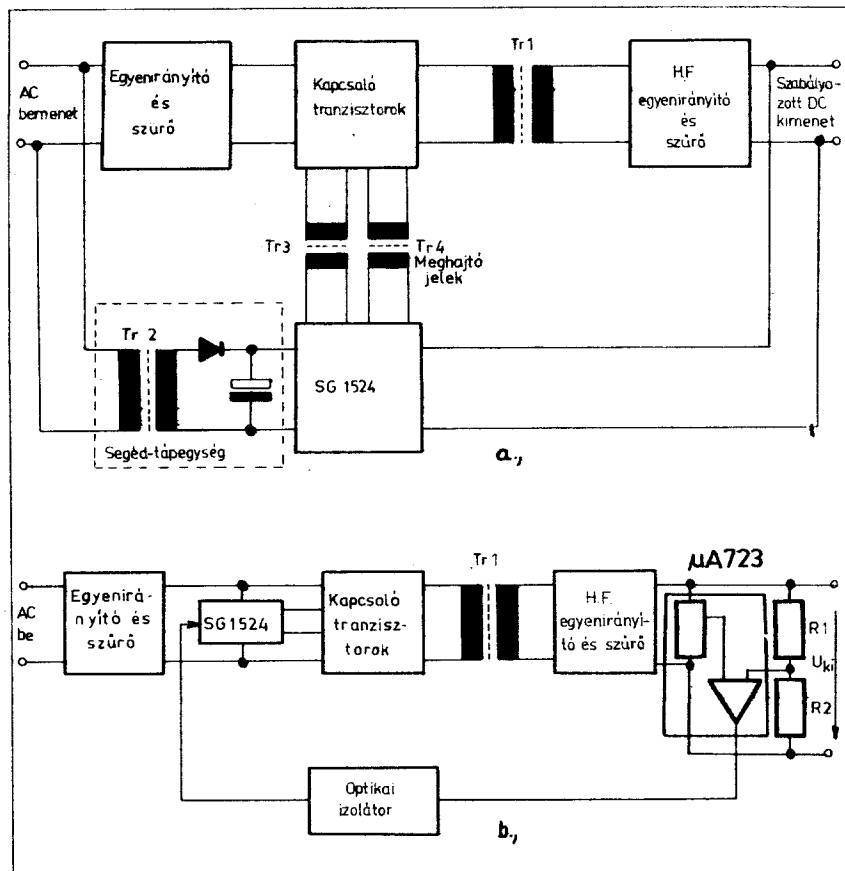
Az SG 1524 integrált áramkör tömbvázlata a 37. ábrán látható. A kapcsolás ellenütemű kimenetekkel rendelkezik, amelyek impulzusszélesség-modulált meghajtó jelet szolgáltatnak. A meghajtó tranzisztorok emitterei (E_{K11} ; E_{K12}), valamint kollektorai (C_{K11} ; C_{K12}) nyitottak.

Az áramkör oszcillátorának frekvenciája max. 100 kHz-ig bármely értékre beállítható. $U_{be} = 8 \dots 40$ V bemeneti feszültségtartományon belül az elérhető bemenet- és terhelés-stabilitás 0,2%. Az integrált áramkör áramfelvétele kisebb 10 mA-nál.

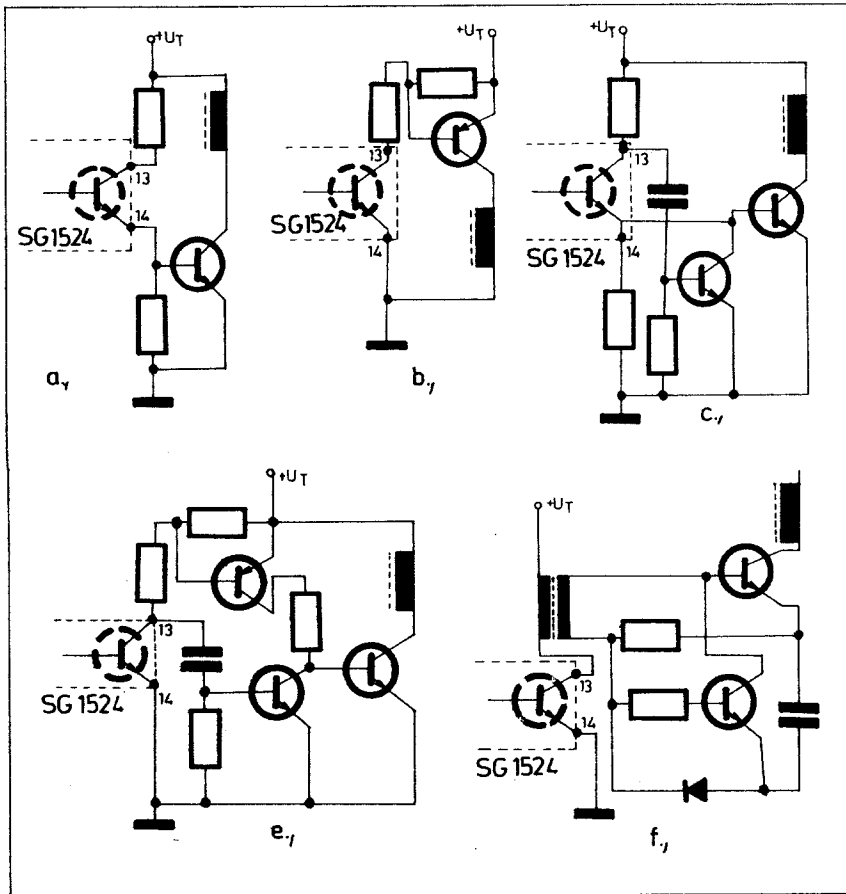
Katonai és kommerciális kivitel-ek kaphatók légmentesen lezárt 16 kivezetésű dual-in-line kerámia tokozásban.

Az integrált áramkör bekötése a 38. ábrán látható. Az időzítő ellenállás értéke az oszcillátor periódusidejének a függvényében a 39a ábrán látható. A karakterisztikában az időzítő kondenzátor értéke segédváltozóként szerepel. A b. ábrán látható az integrált áramkör erősítőjének nyílthurkú erősítése a frekvencia függvényében (a 9-es kapcsón levő R_L terhelő ellenállás paraméter).

Az SG 1524 integrált áramkörrel felépíthető szabályozott DC-DC konverterek két felépítési lehetőségét mutatjuk a 40. ábrán. Az a ábra áramkörénél a galvanikus elválasztást a Tr_1 ; Tr_2 ; Tr_3 és Tr_4 transzformátorok biztosítják. A b ábra esetében az energiaátviteli áramkörben a Tr_1 transzformátor teszi lehetővé a bemenet és kimenet közti galvanikus elválasztást. A hibajelet a $\mu A 723$ integrált áramkörrel optikai csatolón keresztül juttatjuk az SG 1524 integrált áramkörre.



40. ábra. Az SG 1524 típusú integrált áramkörrel felépíthető szabályozott DC-DC konverterek tömbvázlata



41. ábra. A kapcsolótranszisztor meghajtásához lehetséges meghajtó áramköri kialakítások

A kapcsolótranszisztor meghajtásához lehetséges meghajtó áramköri kialakításokat a 41. ábrán mutatjuk.

A 42. ábrán látható kapcsolás energiaátviteli áramkörre egy kondenzátoros polaritásváltó alapáramkörből épül

fel. A +15 V-os egyenfeszültséget -5 V-ra alakítja át. Kimeneti terhelhetősége max. 20 mA. Megjegyezzük, hogy a kondenzátoros energiaátviteli áramkör terhelhetősége aránylag kicsi.

Végezetül a 43., 44. és 45. ábrán az

SG 1524 típusú integrált áramkörrel felépíthető három kapcsolást tüntetünk fel. Az első kettő megoldás egyenfeszültségcsökkentő, míg a harmadik kapcsolás egyenfeszültségnövelő, kettős kimenetű DC - DC átalakítót mutat.

A ZN 1066E típusú integrált szabályozó áramkör és felhasználása

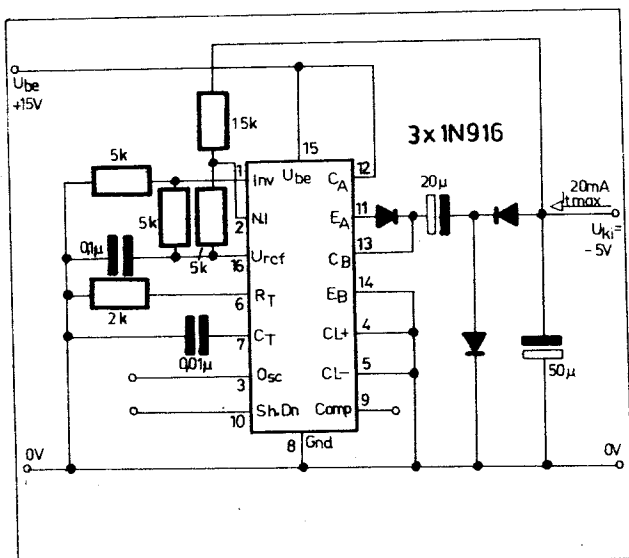
A Ferranti cég által gyártott integrált szabályozó és védőáramkör bármelyik energiaátviteli áramkörtípusban alkalmazható. Elsősorban ellenütemű üzemmódra tervezték. Tömbvázlata a 46. ábrán látható. Az áramkör igen sok pontjának kivezetése széleskörű alkalmazásra ad lehetőséget. Rendelkezik egy túlfedés-szabályozó áramkörrel, amely meggátolja, hogy az energiaátviteli áramkör tranzisztorai egyidőben vezethessenek.

A kapcsolásban egy TTL „buffer”-kimenet is található. Amennyiben szükséges, úgy a rendszer szinkronizálására használható.

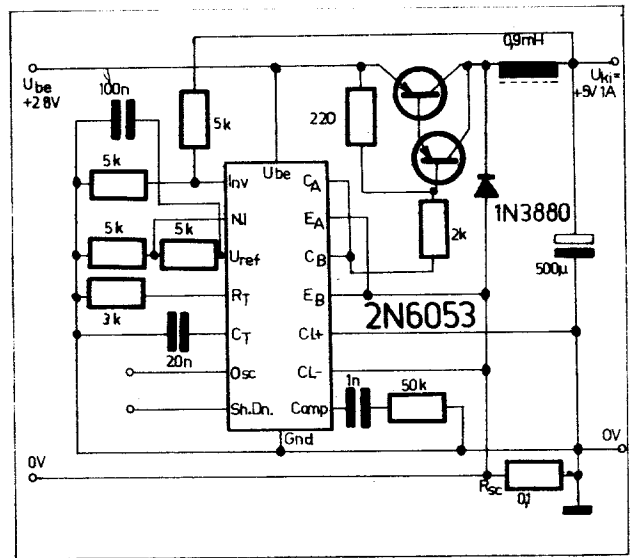
A 47. ábrán az R_1 potenciométer csúszkájáról levett feszültség a komparátor referenciefeszültségét képezi. A fűrészes időállandóját adó C_1 kapacitást a T_1 emitterkövető tölti fel.

A chipben két differenciál műveleti erősítő van. Célja, hogy lehetővé tegye az áram- és feszültségvisszacsatolást a zárthurkú rendszerekben anélkül, hogy szükség volna járulékos integrált áramkörök alkalmazására (csökkentve ezáltal az alkatrész-költségeket egy ilyen rendszerben).

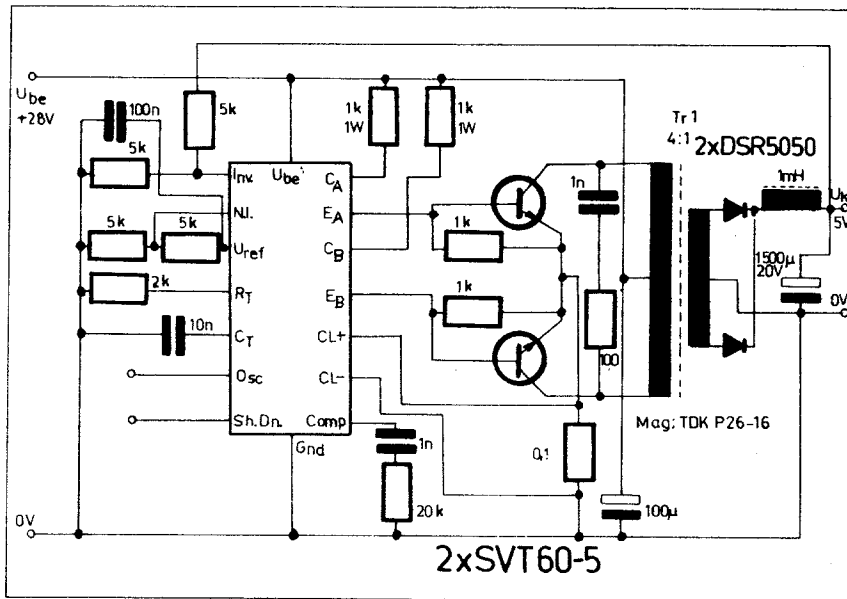
Az inverter-transzisztoroknál a tranzisztorok egyidejű vezetése sok gondot okoz a jelenlegi diszkrét áramköri elemekkel való kivitelezés során. Az egyidejű vezetés, vagyis a túlfedés esetén mindkét tranzisztor vezet és ez katasztrofális meghibásodást eredményezhet a tranzisztoroknál, de egyúttal a transzformátor tönkremenetelét is



42. ábra. Kondenzátoros polaritásváltó DC - DC átalakító



43. ábra. 1 A terhelhetőségű egyenfeszültségcsökkentő DC - DC konverter



44. ábra. Ellenütemű DC – DC konverteres, 5 V kimeneti feszültségű átalakító

okozhatja. Az integrált áramkörben levő túlfedés-szabályozó biztosítja, hogy átfedés nem lép fel sem a működés, sem be- és kikapcsolás folyamán. Járulékos biztonságot is elérhetünk az engedélyező bemenetek beiktatásával. Mindkét meghajtó tranzisztor kollektorát visszacsatoljuk a másik bemenet engedélyező bemenetére. Ezzel biztosítjuk, hogy a másik tranzisztor nem tud bekapcsolni, amíg az első tranzisztor nem kapcsol ki.

A TDB 0556A integrált áramkör felhasználása

A 48. ábrán egytranzisztoros záróüzemű szabályozott konvertert rajzolunk fel, amelyet TDB 0556A típusú integrált áramkörrel építünk fel. Az áramkör kisteljesítményű fogyasztók (5... 10 W) hálózatról való táplálására alkalmas. Az egység 110 V-tól 220 V-ig terjedő hálózati feszültségről üzemeltethető. Tekintettel arra, hogy Graetz-hídgyenirányítót tartalmaz, így a bemeneti feszültség polaritására sem kell gondot fordítani.

A szabályozó áramkörben egy TDB 0556A típusú integrált áramkört alkalmaztak, amely két multivibrátort tartalmaz. Az integrált áramkör egyik multivibrátora astabil multivibrátorként kapcsolva 16 kHz-es fix frekvenciájú impulzusokat állít elő. Ezekkel az impulzusokkal triggereljük az integrált áramkör másik multivibrátorát, amely monostabil multivibrátorként működve határozza meg a T_1 kapcsoló tranzisztor bekapcsolási idejét. A konverter záróüzemű. A kimenetre energiaátadás csak a T_1 tranzisztor kikapcsolási ideje alatt történik. A kimenet és a bemenet galvanikus elválasztása céljából a szabályozó egység tápellátásához szükséges feszültséget az n_3 tekercsről

vesszük le. A bekapcsolás során a $C_4 - C_5$ kondenzátoros osztó biztosítja az induláshoz szükséges tápfeszültséget. A bekapcsolás során a T_1 tranzisztor védelmét a C_{10} és R_{12} sorosán kötött elemek teszik lehetővé. A bekapcsolás pillanatában a t_{be} bekapcsolási időtartam minimális. Az áramkör jelalakjai a 49. ábrán láthatók.

*

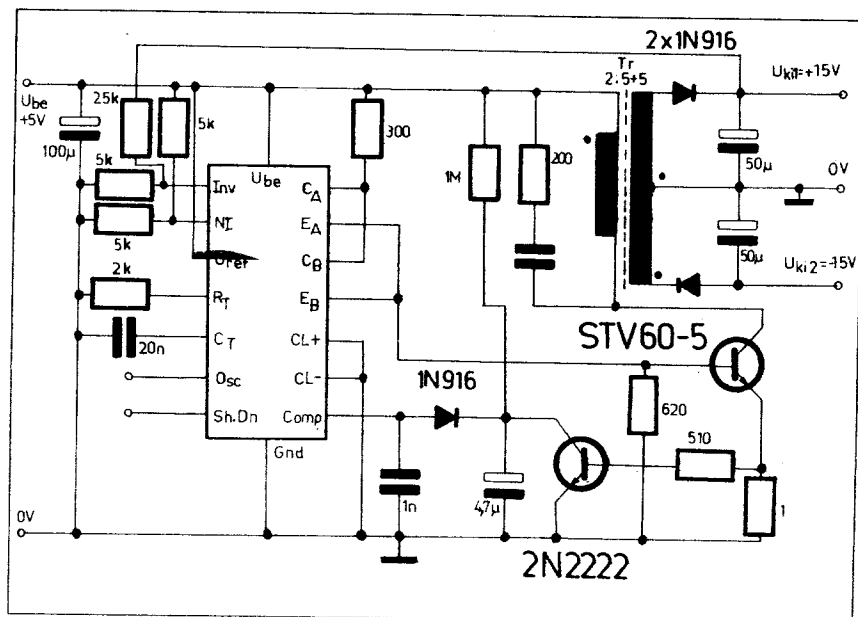
Mint tudjuk, a nagyfeszültségű kapcsoló átalakítók tranzisztorára jutó meghajtó jeleknek igen gyors emelkedési és visszaesési idővel, valamint a kikapcsolási irányban alacsony jel-

forrás-impedanciával kell rendelkezniük.

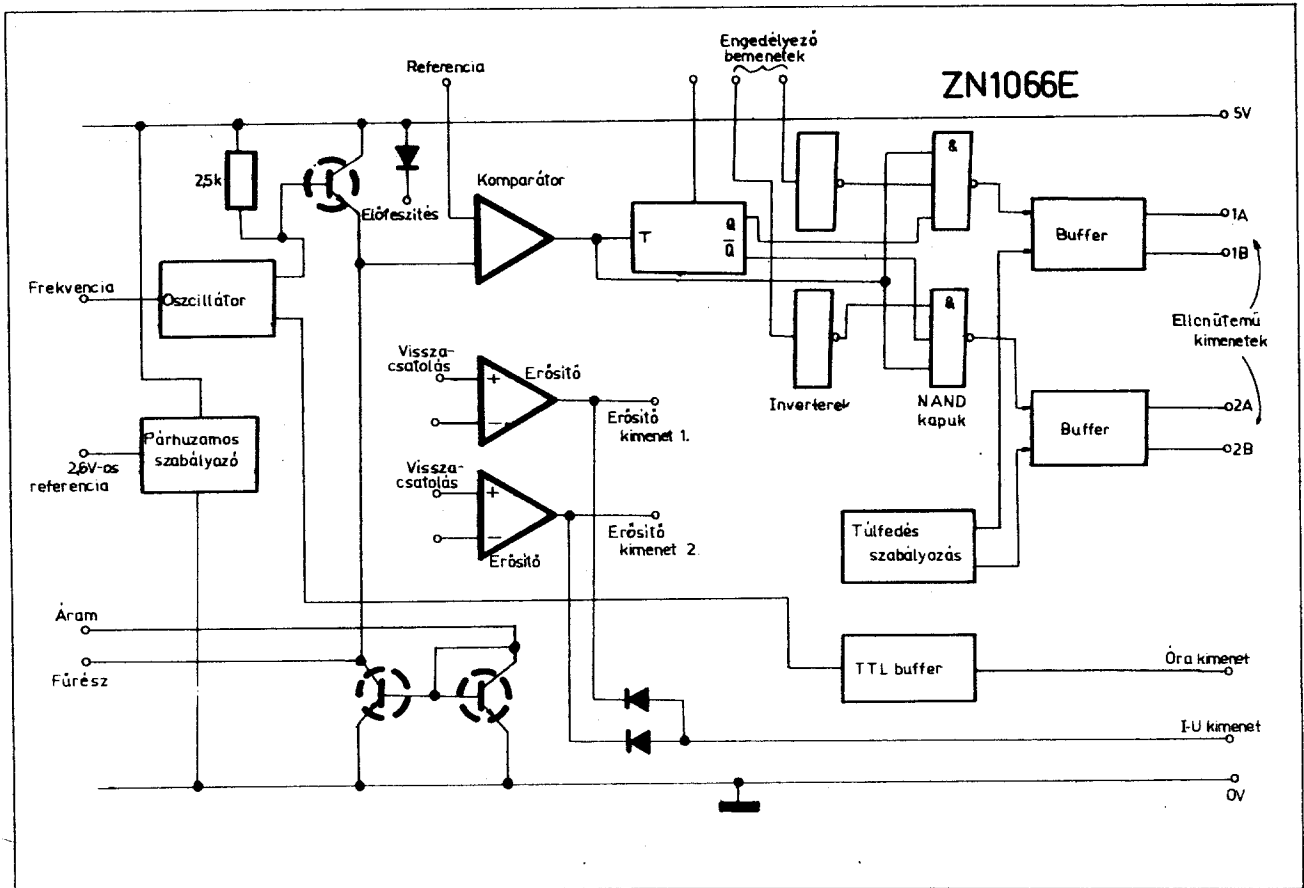
Az 50. ábrán nagyobb teljesítményű átalakító kimeneti tranzisztorának meghajtó alapáramköre látható. A meghajtó transzformátor primer tekercsére jutó impulzus annak szekunderén megjelenve az R_1 ellenálláson keresztül nyitja a T_1 teljesítménytranzisztor. Az ellenállás egyben határolja a T_1 tranzisztor I_{B1} bázisáramát. Ugyanekkor az R_1 ellenálláson eső feszültség a C_1 kondenzátort a D_2 diódán át kb. 4 V feszültségre tölti fel. Ekkor a D_2 diódán eső kis nyitóirányú feszültség miatt a T_2 tranzisztor zárt állapotban van. A meghajtójel megszűnésekor a T_2 tranzisztor vezetővé válik. A C_1 kapacitás energiája ekkor a T_2 tranzisztoron keresztül záróirányú bázisáramot szolgáltat a T_1 tranzisztor gyors lezárása céljából.

Az átalakító kimeneti feszültsége a bekapcsolási pillanat előtt nulla. Ezért az esetek többségében szükség van egy olyan módszerre, amely elindítja a bekapcsoláskor az áramkört. Ennek biztosítására tranziens indítóáramköröket használnak. A lassú indító áramkörrel rendelkező kapcsolóknál ezen áramkör még bonyolítja a tranziens indító áramkör kapcsolási elrendezését.

Két indító áramkör látható a 51. ábrán. Az a ábrán látható kapcsolásnál, amikor a tápegységet bekapcsoljuk, a bemeneti feszültség feltölti a C_2 kondenzátort az R_1 ellenálláson keresztül. Az áramkör időállandóját az R_1 és C_2 értéke határozza meg. A töltési idő alatt a töltőáram a Z_1 Zener-diódán és a szabályozó áramkör tápfeszültség-vezetékén is átfolyik. Így rövid időre tápfeszültséget szolgáltat a szabályozó áramkör számára. Annak érdekében, hogy a tápfeszültség szolgáltatása legalább 100 msec ideig fennálljon, a C_2 kapacitásnak nagyon nagyra kell



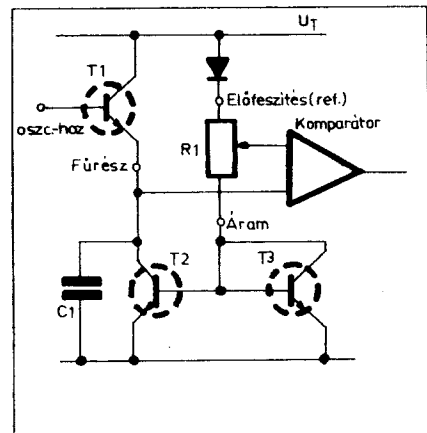
45. ábra. 25 W kimeneti teljesítményű, kettős kimenetű DC – DC átalakító



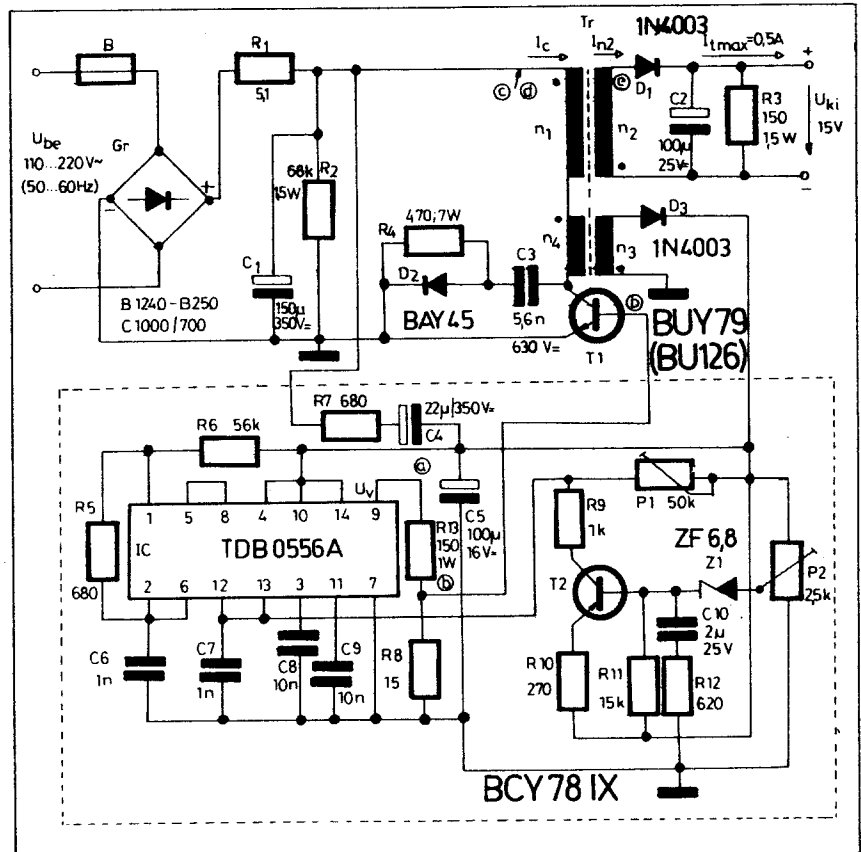
16. ábra. A ZN 1066E integrált áramkör tömbvázlata

lennie. (Ugyanis az R_1 ellenállásnak elég kicsinek kell lennie ahhoz, hogy elegendő áramot biztosítson a szabályozó és meghajtó áramkör részére.) Mivel ez többnyire egy 350 – 400 V-os kondenzátor, így mérete majdnem akkora lenne, mint amekkora helyet egy kiegészítő transzformátor igényelne. Hátrány az is, hogy a kikapcsolás után az áramkör újraindításához egy késleltetési idő biztosítása szükséges a C_1 szűrőkapacitás és a C_2 kapacitás kisülésének lehetővé tételére. (Értéke kb. 20 sec.)

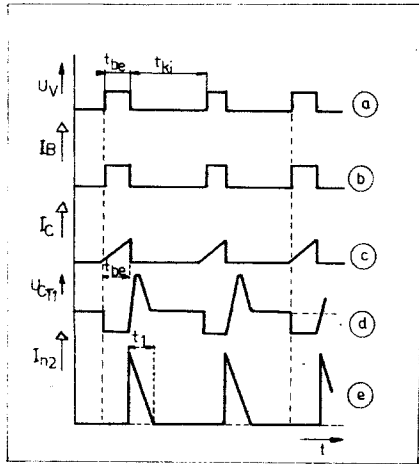
A b ábra áramköre mentes ezektől a korlátozásoktól. Fbben az áramkörben



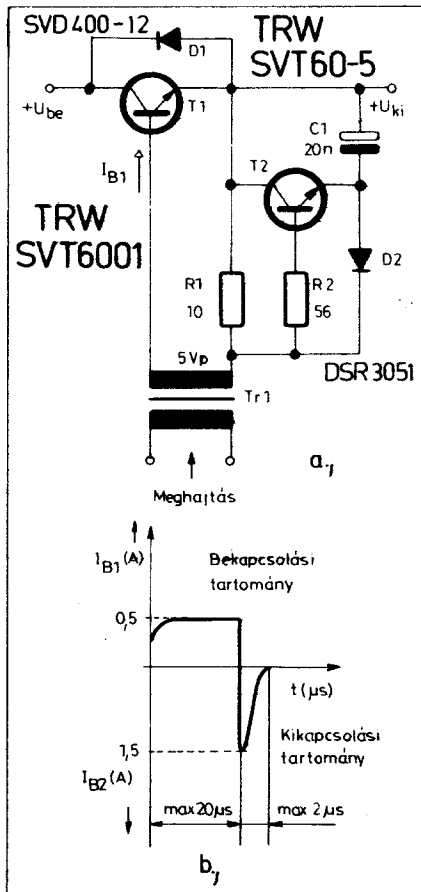
17. ábra. A ZN 1066 E típusú integrált áramkör modulátor-részének bekötése



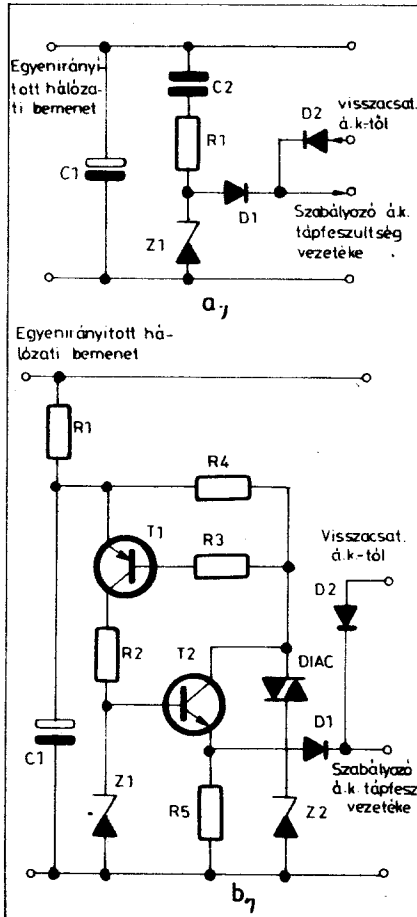
48. ábra. Egytranszisztoros záróüzemű szabályozott DC – DC konverter-alapáramkörrel felépített kapcsolóüzemű tápegység



49. ábra. A 48. ábra kapcsolásának idealizált jelalakjai: a az integrált áramkör meghajtó jele; b a T_1 tranzisztor bázisárama; c az n_1 és n_4 primer tekercsen átfolyó áram; d a T_1 tranzisztor kollektorfeszültségének jelalakja; e az n_2 szekunder tekercsen átfolyó áram

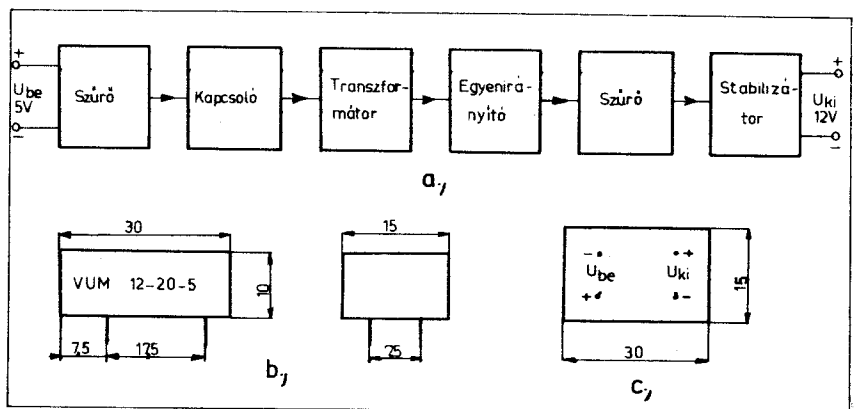


50. ábra. Meghajtó áramkörök

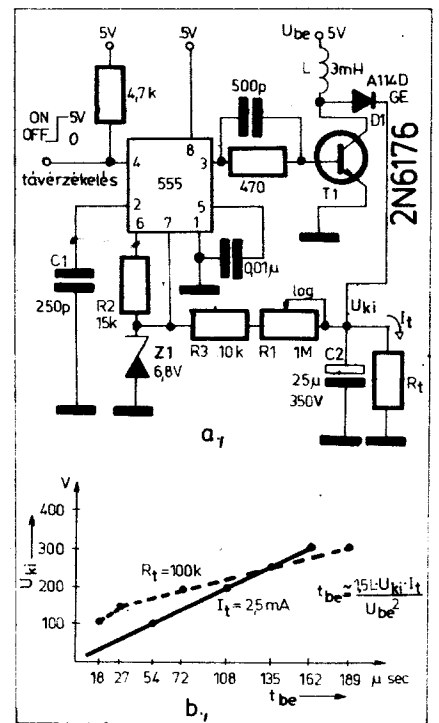


51. ábra. Tranziens indító áramkörök

a hálózati feszültség bekapcsolásakor az R_1 ellenálláson keresztül töltjük a C_1 kapacitást. Amikor a kapacitás feszültsége kb. 40 V-ot ér el, akkor a diac átbillen és a T_1 tranzisztor vezetővé válik. A T_1 tranzisztor ezután kinyitja a T_2 tranziszort. Így áram folyik a kondenzátorból az R_4 ellenálláson, a T_2 tranzisztoron és D_1 diódán keresztül a szabályozó áramkörbe.



53. ábra. VUM 12-20-5 típusú szabályozott DC-DC konverter: a tömbvázlato; b tokrajza; c bekötés (VIDEOTON)

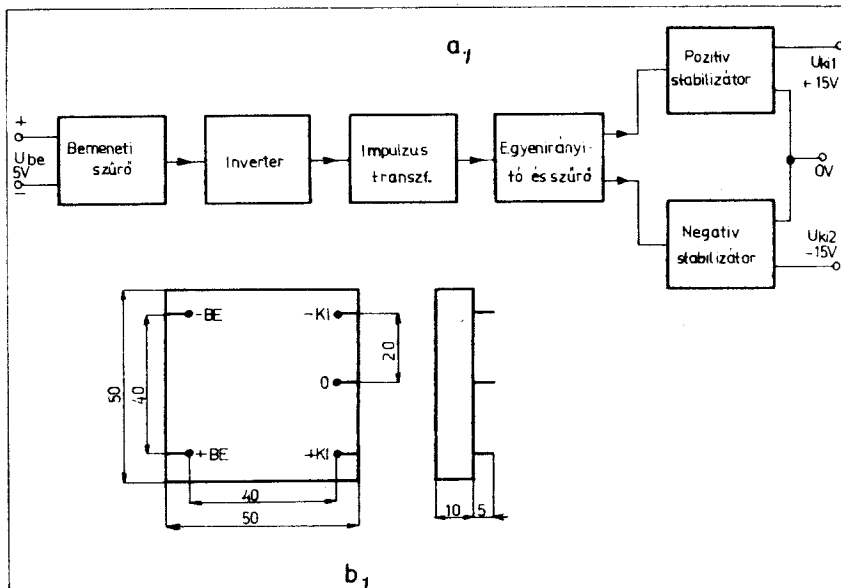


52. ábra. Szabályozott DC-DC átalakító 555 típusú integrált áramkörrel

A Z_1 Zener-dióda a T_2 tranzisztor bázisát 15 V-on tartja és így a szabályozó áramkörre jutó tápfeszültség kb. 13,7 V. Tekintettel arra, hogy a T_1 tranzisztor emitter-kollektor átmene-tén kis áram folyik keresztül, a C_1 kondenzátorban tárolt energia döntő része a szabályozó áramkör tápfeszültség vezetékére kerül.

Ha a visszacsatoló áramkör feszültsége 14,4 V fölé emelkedik, akkor a szabályozó áramkör a tápfeszültségét a visszacsatoló áramkörrel kapja. T_2 tranzisztoron ekkor nem folyik áram. Az R_4 ellenálláson levő feszültség most lecsökken és a T_1 - T_2 tranzisztorok lezárnak.

A teljesítménydisszipáció csökken-



54. ábra. VBM -15 -100 -5 típusú DC -DC konverter: a tömbvázlata; b tokrajza és bekötése (VIDEOTON)

tése miatt az R_1 -nek minél nagyobb értékűnek kell lennie. Azonban minél nagyobb az R_1 ellenállás értéke, a C_1 kapacitás feltöltődése és az áramkör elindulása is annál hosszabb időt vesz igénybe. A késleltetés ésszerű értéken tartásához R_1 -re kompromisszumos értéket kell választani ($R_1 = 50$ kohm, mely 7,5 sec maximális késleltetési időt ad az indítás előtt).

A C_1 kapacitást az R_1 ellenállástól függetlenül választjuk meg és annak az energiának az alapján határozzuk meg, amely a tápegység elindításához szükséges.

*

Az 52. ábrán egy 555 típusú integrált áramkörrel felépített DC -DC átalakító kapcsolási rajza és kimeneti karakterisztikája látható.

Az energiaátviteli áramkör párhuzamos kapcsolóelemet tartalmazó egyenfeszültség-növelő alapáramkörrel került megépítésre. A kapcsolás 5 V bemeneti feszültségre dolgozik. Kimeneti feszültsége 100...300 V között állítható. E feszültség egyenesen arányos a C_1 kapacitás töltési idejével (t_{be} bekapcsolási idővel), ha a kikapcsolási időt állandó értéken tartjuk. A t_{be} idő az R_1 ellenállás, a t_{ki} idő pedig az R_2 ellenállás függvénye. Ebből:

$$t_{be} \approx \frac{1,5 U_{ki} L I_L}{U_{be}^2} = 0,69 (R_1 + R_2) C_1$$

$$\text{és } t_{ki} \approx \frac{U_{be}}{U_{ki}} \cdot t_{be} = 0,69 R_2 C_1$$

Az induktív áram maximális értéke:

$$I_L \approx \frac{[U_{be} - U_{CE(sat)}] t_{be}}{L}$$

A t_{ki} időtartam alatt a T_1 tranzisztor nem vezet. Ekkor az induktivitás mágneses mezejének összeomlása $U_1 = -L \frac{di}{dt}$ feszültséget indukál, amely a D_1 diódán keresztül a C_2 kapacitást feltölti. A kapcsolás terhelés-szabályozása kb. 2%. A kimeneti hullámosság:

$$U_b = \frac{I_t t_{be}}{C_2}$$

Értéke 2,5 mA terhelés és 250 V kimeneti feszültség esetén kb. 12 mV. Az időzítő egység bemenetét a Z_1 Zener-dióda védi. A D_1 diódának gyors kapcsoló típusúnak kell lennie.

*

A VIDEOTON különböző típus-megjelöléssel gyárt modul kivitelű szabályozott DC -DC átalakítókat.

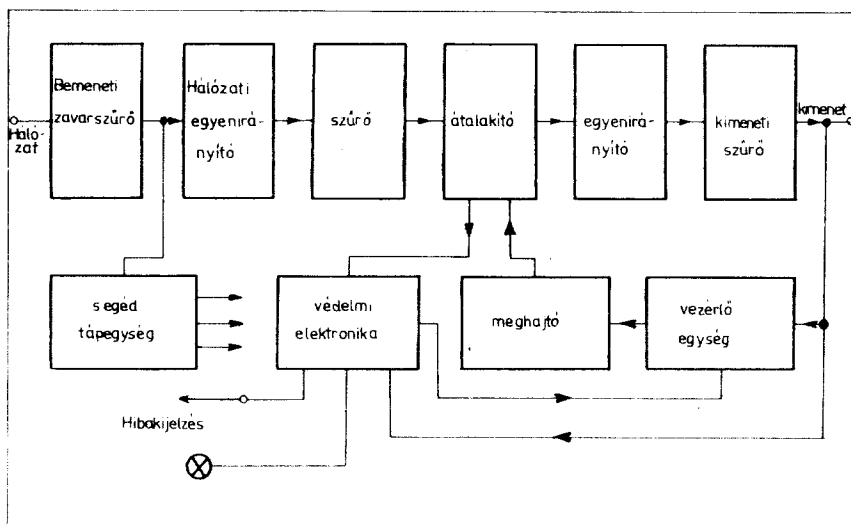
A VUM -12 -20 -5 típus 5 V-os egyenfeszültségből 12 V-os stabil feszültséget állít elő. Az egység (l. az 53. ábrát) a bemenetétől galvanikusan elválasztott kimenettel rendelkezik.

Főbb műszaki adatai a következők: $U_{be} = 5 \text{ V} \pm 10\%$; $S_t = S_b = 2\%$; $U_{bnp} \approx 50 \text{ mV}$. A megengedett működési hőmérséklet-tartomány $+10^\circ\text{C} \dots +50^\circ\text{C}$.

A VBM -15 -100 -5 típus az 5 V-os egyenfeszültséget $\pm 15 \text{ V}$ -os feszültségértékre alakítja át (lásd az 54. ábrát). Fontosabb műszaki adatai a következők: $U_{be} = 5 \text{ V} \pm 5\%$; $I_{be \text{ max}} = 1,2 \text{ A}$; $U_{ki} = \pm 15 \text{ V}$; $I_{t \text{ max}} = \pm 100 \text{ mA}$; $S_t \approx S_b \approx 0,1\%$; $U_{b \text{ eff}} \approx 1 \text{ mV}$. A megengedett üzemeltetési hőmérséklet-tartomány $0 \dots 50^\circ\text{C}$.

A HIKI négyféle típusú szabályozott egyenfeszültségcsökkentő DC -DC átalakítót fejlesztett ki. Ezek a következők: SPO5AN ($U_{ki} = 4,8 \dots 14 \text{ V}$; $I_{ki} = 0,5 \text{ A}$); SPO5BN ($U_{ki} = 12 \dots 28 \text{ V}$; $I_{ki} = 0,5 \text{ A}$); SP2AN ($U_{ki} = 4,8 \dots 14 \text{ V}$; $I_{ki} = 2 \text{ A}$); és SP5AN ($U_{ki} = 4,8 \dots 6 \text{ V}$; $I_{ki} = 5 \text{ A}$).

Ugyancsak négy típus alkotja a szabályozott DC -DC konverterrel felépített kapcsolóüzemű tápegység-családjukat is. Ezek az egységek a 55. ábra szerinti tömbvázlat alapján épülnek fel. Különböző terhelhetőségű egységek kaphatók.



55. ábra. A HIKI kapcsolóüzemű tápegységeinek tömbvázlata

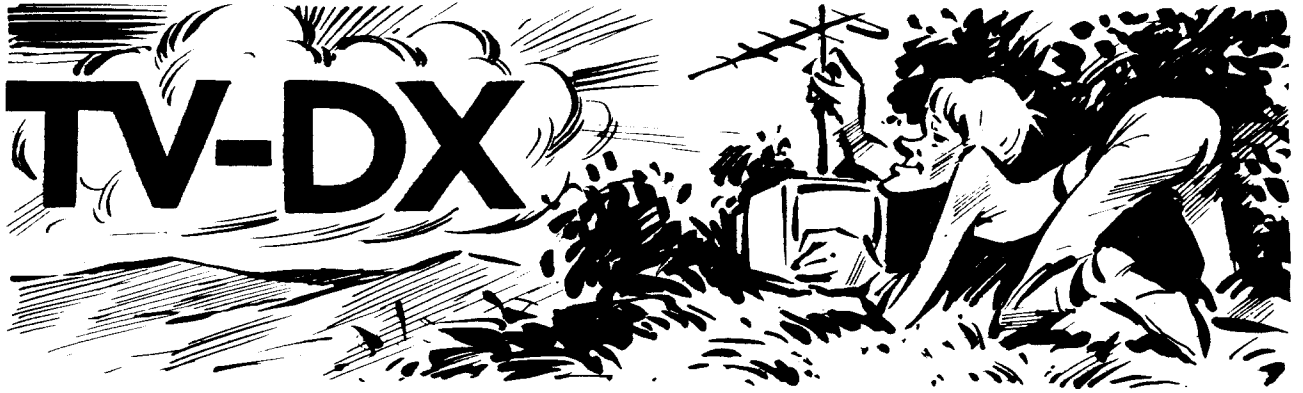
A SZERKESZTŐSÉG

CÍME:

RÁDIÓTECHNIKA

1374 Budapest,

¶. 603



Hajdu Mihály

A távolsági televízióvételekről, röviddebb nevén a TV-DX-ről az elmúlt hónapokban és években igen sok népszerűsítő cikk és beszámoló jelent meg a Rádiótechnika folyóiratban. Mivel az érdeklődés e témakörben egyre inkább növekszik és egyre szélesebb körben terjed ez az igen érdekes hobbi, úgy érzem, hogy szükség van (az elmúlt évek tapasztalatait is összegezve) úgy a kezdő, mint a már gyakorlattal rendelkező TV-amatőrök számára a TV-DX-szel kapcsolatos általános tudnivalók ismertetése.

*

A TV-jeleket az adóállomások a VHF és az UHF hullámtartományban sugározzák. A VHF frekvenciatartományban, amely kb. 45 MHz-től 230 MHz-ig terjed, az OIRT rendszerű csatornabeosztásnál három TV-sávot különböztetünk meg. Az I. TV-sáv az 1-2., a II. TV-sáv a 3-5., a III. TV-sáv a 6-12. csatornákat foglalja magába. Európa másik fő csatornabeosztási rendszere a CCHR szabvány szerinti, amely az I. és III. TV-sávot foglalja magába. Csatornabeosztása: 2-4. (I. sáv) illetve 5-12. (III. sáv). Európában ezeken kívül még olasz, francia, angol, és ír rendszerű csatornabeosztás is használatos a VHF-tartományban.

Az UHF frekvenciatartományban a IV. és V. TV-sáv csatornái helyezkednek el (470 MHz-től 850 MHz-ig, a 21-68. csatornák).

A VHF és UHF sávok csatornáinak adataival itt nem kívánok foglalkozni, hisz az amatőrködni vágyók előtt ezek már eléggé ismertek.

A hullámterjedésről

A VHF és UHF tartományban sugárzott hullámok gyakorlati vételkörzete az optikai horizont – illetve gyengébb jelszinttel egy kicsit ezen túl is terjednek. Az utóbbi terület „mélysége” (nagyssága) egy sor tényezőtől függ, amelyek közül a leglényegesebb a használt frekvencia. Pl. a 45 MHz-en ellátott terület lényegesen nagyobb,

mint 800 MHz-en, természetesen egyforma adóteljesítmény feltételezve. A lehető legnagyobb besugárzási terület eléréséhez magas adótornyokat alkalmaznak. Ezeket minél magasabb helyeken kell felállítani, s nagy nyereségű antennarendszerrel ellátni. Egyes esetekben az adóantennák nem kör-sugárzók, hanem bizonyos irányokban irányítottak, amely szintén a besugározható terület nagyságát segíti elő. A vételi helyen a jelszint sok tényezőtől függ: pl. az ERP-től (effektív kisugárzott teljesítmény), az adótorny magasságától, az adó frekvenciájától, távolságától, a vételi hely domborzati viszonyaitól. Első látásra úgy tűnik, hogy nagy távolságban a jelek túl gyengék ahhoz, hogy jó minőségű vételt érjünk el. A fentiek ellenére azonban időnként igen nagy távolságban lévő állomások vétele is lehetséges. A továbbiakban az ezeket elősegítő légköri állapotokat ismertetem.

Troposzférikus terjedés

Segítségével a vétel az optikai horizont mögé is terjed. Időnként a távoli, gyenge jel megfelelő szintre nő (esetleg interferál egy másik adóval, ilyenkor villogó képvételt tapasztalunk). A változások a troposzféra pillanatnyi helyzetére utalnak. A troposzféra vastagsága a föld felszínétől számítva 6-10 km.

Bizonyos időjárási körülmények között (pl. egy lassan mozgó nagynyomású anticiklon idején, amely napokig is eltarthat) a vételi terület jelentősen megnő. Nyugat-Európában ez az időjárási helyzet késő tavasztól ősziig látszólag állandóvá válhat. Ha a nappali tiszta, felhőmentes időt éjszaka hirtelen lehűlés követi, az érintett területek hőmérséklete gyorsabban csökken, mint a felső légrétegek hőmérséklete. Ez hőmérsékleti inverziót okoz, ilyenkor fokozott troposzférikus terjedés jön létre, különösen ködös időben. Az éjszakai sötétség alatt megmarad a jó terjedés, de megszűnik, amikor a Nap felmelegíti a troposzféra alsó részét s eloszlatja a ködöt. Így a mi szempontunkból főleg a reggeli, délelőtti órákban jöhet számításba ez a terjedési

mód. A vétel az izobár (azonos nyomású) vonalak mentén a legjobb.

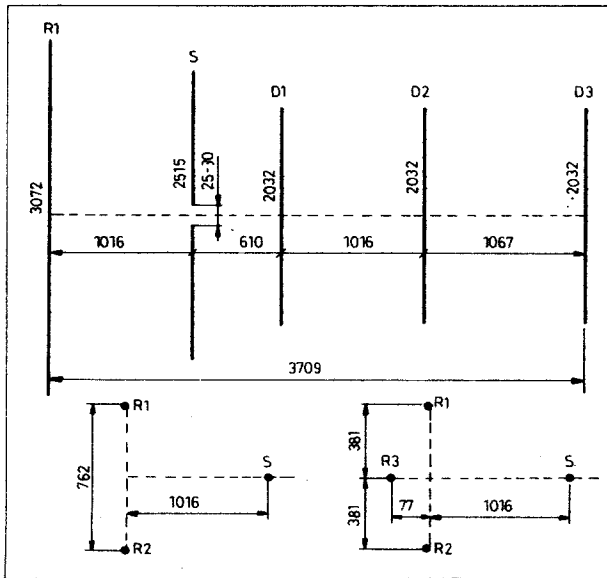
A nagynyomású rendszerek (anticiklon) továbbterjedése után egy másik jelenség, a troposzférikus csatornaképződés alakul ki. A két jelenség egyszerre is felléphet. Szelektív fading jellemző rájuk (néha a kép fadinges a hangtól függetlenül és fordítva). A troposzférikus terjedés minden frekvenciasávnál előfordulhat, de az I. TV-sávban sokkal gyakoribb és erősebb, mint a III. TV-sávban vagy UHF-en. (Troposzférikus terjedés segítségével a vételi távolság 1600 km-t is elérhet, úgy a VHF, mind az UHF sávon!)

Szporadikus E-rétegről történő visszaverődés

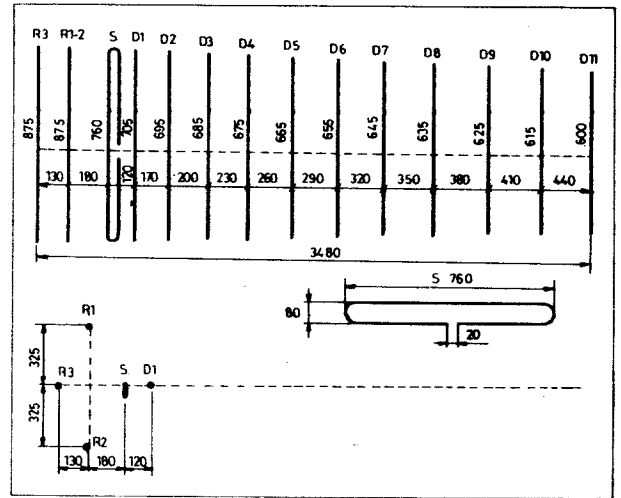
A földet körülvevő ionoszféra alsó rétege, az „E” réteg kb. 80-100 km magasságban helyezkedik el. Az ionoszféra egyes rétegeinek magassága nem állandó, hanem a Nap sugarainak intenzitásával változik. Nappal az ionizált rétegek lejjebb, éjjel pedig feljebb kerülnek. Az ionoszférának az a tulajdonsága, hogy a rádióhullámokat (rövidhullámot) visszaveri, de a VHF- és UHF-hullámok egyenesen áthaladnak rajta. Néha az ionoszféra E-rétege, a szporadikus E-réteg erősebben ionizálódik és a VHF tartomány hullámait is reflektálja (visszaveri). Ilyenkor a VHF I. és II. sávban, és néha a III. sávban is kb. 800 km-ig lehetséges a TV-vétel.

A szporadikus E-rétegek ionizációjának megerősödését előidéző okokat nem ismerik, de vannak elméletek, amely szerint a meteorzáporok, elektromos viharok, az ionoszférikus szelek és napfoltok ezt befolyásolják. Kialakulásában ezeken kívül valószínűleg még több más ok is közrejátszik. A napfolttevékenység és a terjedés között fordított a kapcsolat. A szporadikus „E” réteg ionizációja csökken, amikor a napfoltok száma nő, és fordítva.

E terjedési állapot legaktívabb időszak a májustól szeptemberig tart, időnként a tél közepén is előfordul.



1. ábra



2. ábra

A szporadikus E-réteg felhője lehet kicsi vagy kiterjedt, és elérheti a 400 km/óra sebességet is. Ezért az adók közül változóan foghatók közelebbiek, illetve távolabbiak, a felhő mozgásától függően. A felhő mozgásával kapcsolatban az „ugrás” hossza (a kisugárzott jel visszaverődésének távolsága) 800 – 2300 km lehet, és kétszeres, sőt háromszoros ugrás is létrejöhet. A polarizáció elfordulása is jelentős lehet és teljesen meg is változhat. Rövidebb „ugrásnál” (kb. 1600 km-ig) a reflexió az E-réteg több részéről is jöhet, ez szellemképet, fázistorzítást, valamint egyéb zavaró hatásokat okoz. Nagyobb visszaverődési szögeknél a kisebb frekvencia (I. TV-sáv) a kedvezőbb, míg laposabb visszaverődési szögnel (ugyanarról az ionizált rétegről) a magasabb frekvenciáknál érhetünk el jobb vételi eredményt.

Kezdő TV – DX-esek az első kísérletekhez a szporadikus E-réteg tulajdonságainak felhasználását ajánlom, mivel ez minimális eszközzel elvégezhető.

Meteorzáporok kihasználása

A Föld a Nap körül keringve porból és szilánkokból álló részecskéken halad keresztül. Ezek sokszor csak pár milliméter átmérőjűek, s belépve a különböző légrétegekbe, elégnak (hullócsillagok). Néha az ilyen részecskék vastagabb rétegekbe tömörülnek, ezt meteorzáporoknak hívjuk, melynek periodicitása előre jósolható. A részecskék elégekor az E-rétegekben az ionizáció megnő és VHF-hullámok is visszaverődhetnek. A nagyobb sebességű meteorrajok nagyobb ugrástávolságot biztosítanak, mint a lassúbbak.

A meteorzáporok hatásának megfigyelésére és alkalmazására a legjobb idő többnyire a kora reggeli periódus, mivel a részecskék relatív sebessége rendszerint ekkor a legnagyobb. A

pontos meteorzapor-időszakok az asztronómiai évkönyvekben találhatók. Egy időben a Rádiótechnika is rendszeresen közölt meteorzapor-adatokat az URH-vételekhez, amelyeket eredményesen fel lehetett használni a TV – DX területén is. A meteorzáporok felhasználása esetén a vevőantennát kicsit felfelé állítva vételi javulás érhető el (főleg, ha erősen irányított az antenna).

Az F2 rétegekről történő visszaverődés

Az ionoszféra felső rétegei, ezen belül az F2 réteg a földtől kb. 300 – 400 km magasságban elnyeli az ultraibolya sugárzást és ez ionizálja a gázt a rétegen belül. Az F2 réteg (Naptól eredő) aktivitása 11 éves periódusú. Az F2 rétegekről reflexiós úton jut vissza a jel a Földre. Erős napfolt-aktivitáskor a használható frekvencia nagyobb. Az „ugrás” elérheti a 4000 km-t is.

Az F1 és F2 rétegek magassága is változik a napfolttevékenység aktivitásától függően. Az F2 réteg tulajdonságainak felhasználásával történő vételnél az észak-déli irány kedvezőbb a kelet-nyugati iránynál: az É – D irányban kb. $\pm 40^\circ$ -ig használható, míg K – Ny irányban kb. $\pm 15^\circ$ -ig (a fokok hosszúsági, illetve szélességi köröket jelentenek).

Az F2 réteg tulajdonságaira jellemző, hogy az 1956 – 58 közötti napfoltmaximum idején az angliai B1 csatornán sugárzó Crystal Palace-t az Atlanti-óceánon túli területeken is vették.

Az északi fény hatása a távolsági vételekre

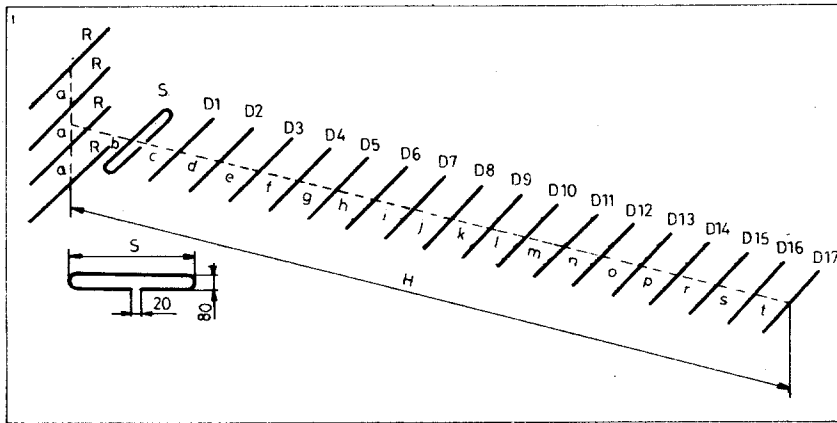
Nagy napfolt-aktivitás esetén a Nap felületéről kitérések indulnak el, ezek

kb. 24 óra alatt érik el a Földet. Ilyenkor sugárzási zónákat hoznak létre a Föld körül, a mágneses pólusok felé növekedve. Az északi fény a Földet körülvevő légkör E és F rétegeiben mágneses viharokat okoz, ezzel megszakíthatja a rádióösszeköttetéseket. Az ionoszféra ilyenkor a VHF I. és II. sávon jól reflektál (a frekvencia néha 200 MHz-ig is terjedhet). A jelenleg április és október hónapokban a legerősebb. Az É – K, valamint az É – Ny irány a legkedvezőbb a terjedés számára.

Antennák

Az előzőekben ismertetett terjedési módokból kitűnik, hogy a TV-adók vételi lehetőségeit nagymértékben befolyásolhatják ezek a légköri tényezők, amelyek segítségével szerencsés esetben több ezer km távolságban levő TV-állomás vétele is lehetséges. Sajnos azonban ezek a jelenségek többnyire csak késő tavasztól kora őszig alakulnak ki, ilyenkor is nagyon rapszodikus jellegűek. Ezért a távolsági televízió-vétellel foglalkozók számára a másik fontos területet a távoli (200 – 300 km) övezet állomásainak vétele jelenti. Ezek vételére ugyanis általában állandó jelleggel lehet számítani.

Az ultrarövid hullámok terjedése egyenesvonalú és a vételt igen nagymértékben befolyásolják a földrajzi adottságok és az adóteljesítmények. Ennek figyelembevételével 80 – 120 km az adótávolság, amelynél még aránylag könnyen lehet élvezhető képminőséget biztosítani a televízió-képernyőjén. Természetesen az amatőrök ezzel a „kis” távolsággal nem elégednek meg, s mindent megtesznek a jóval távolabbi adóállomások megbízható vételének eléréséhez. Ehhez elsőrendű szempont, hogy minél magasabb, stabil felépítésű antennaárbocot épít-



3. ábra

sünek, amelynek egyrészt forgatható kivitelben célszerű kivitelezni. (A magas antennárbocokat a villámvédelem érdekében feltétlenül el kell látnunk védőföldeléssel!)

Természetesen a magas antennárboc még nem biztosítja a távolabbi vételeket, ha azon csak kisebb teljesítményű antennákat helyezünk el. Ennek megfelelően az amatőrök elsőrendű követelmény a nagy teljesítményű antennák készítése, illetve beszerzése.

Jelenlegi beszámolóknak nem célja antennaméretezési gyűjtemény közreadása, hiszen az elmúlt hónapokban és években a Rádiótechnika hasábjain elég sok ilyen témájú cikk jelent meg. Ennek ellenére néhány nagy teljesítményű antenna méreteit közreadnám, mivel ezeket kipróbáltam és nagy-távolságú televízióvetélre való alkalmaságukat magam is tapasztalhattam.

TV-DX antenna az I. TV-sávra

Az ismertetésre kerülő antenna főleg az igen nagy távolságú vételek eléréséhez lehet fontos segédeszköz (1. ábra). Ennek a nagy nyereségű antennának a sáv szélessége 45-70 MHz-ig terjed,

s ennek megfelelően alkalmas az OIRT 1-2., a CCIR 2-4., az angol B1-B5, az olasz IA, IB, a francia F2, F4, az irországi IA, IB, IC (és esetleg az amerikai normájú csatornabeosztás A2-A4) csatornák vételére.

Az antennaelemek átmérője 12-13 mm. Az antenna bekötési pontjának (dipól) talpponti ellenállása 60-75 ohm, tehát koaxiális kábelhez (60-75 ohmos) szimmetriázóval, esetleg 60/60 ohmos szimmetrizálóval, a 240 ohmos szalagkábelhez pedig baluntranszformátor segítségével csatlakoztatható. A hátulról jövő zavarok kiszűrése érdekében közlök néhány megoldást a reflektor teljesítményének növelése érdekében is (alsó ábrák). Az S sugárzót ajánlatos egy kb. 10x30 cm-es bakelit- vagy plexilapra felszerelni és csak ezután csatlakoztatni a kereszttartóra. Ennél és az összes többi ismertetésre kerülő antennán minden méretadat mm-ben van megadva. A méretek csőközéptől-csőközépig értendők.

15 elemes yagi-antenna Graz és Besztercebánya vételére

Talán e két állomás vételét kísérelték és kísérlik meg országszerte a leg-

többen. Ennek elősegítése érdekében közlöm az OIRT 7 és CCIR 7 csatornára méretezett nagy teljesítményű yagi-antenna méreteit és adatait (2. ábra).

Az antenna nyeresége 12,5 dB, előhátra viszonya 28 dB, vízszintes nyílásszöge 36°. Az antennaelemek vastagsága \varnothing 10 mm (alumínium). Amennyiben az elkészített antennát forgatható kivitelben szereljük fel, megfelelő földrajzi adottságok esetén mindkét állomásról megfelelő kép- és hangminőséget biztosít.

22 elemes yagi-antenna a VHF III. sávra

Az antenna adatai az OIRT 6-12, ill. a CCIR 5-12 csatornákra adom meg (3. ábra és 1-2. táblázat). Ennek az antennának méretei (hosszban) igen nagyok, közel 8 méter is lehet, azonban ennek megfelelően a hatásos nyeresége is nagy: 16 dB! További adatai: előhátra viszony kb. 30 dB, vízszintes nyílásszöge 25°. Az antennaelemek átmérője 8-10 mm (alumínium).

Ennek az antennának az elkészítése és felszerelése természetesen már komolyabb feladat, de jó kivitelezés esetén „meghálálja” a befektetett munkát. Az ismertetésre kerülő antennák méretezésénél nem tértem ki az antennaelemeket tartó kereszttartóra, de az minden antennaeépítésben jártas amatőr előtt ismeretes, hogy annak méretét (négyyszög vagy cső) az antenna hosszának megfelelően kell megválasztani. Természetesen az antenna-hossz határozza meg az elemeket tartó anyag (kereszttartó) alátámasztásának méretét is, valamint ez befolyásolja leszorításának („lebilincselésének”) lehetőségeit.

20 elemes yagi-antenna a VHF III. sávra

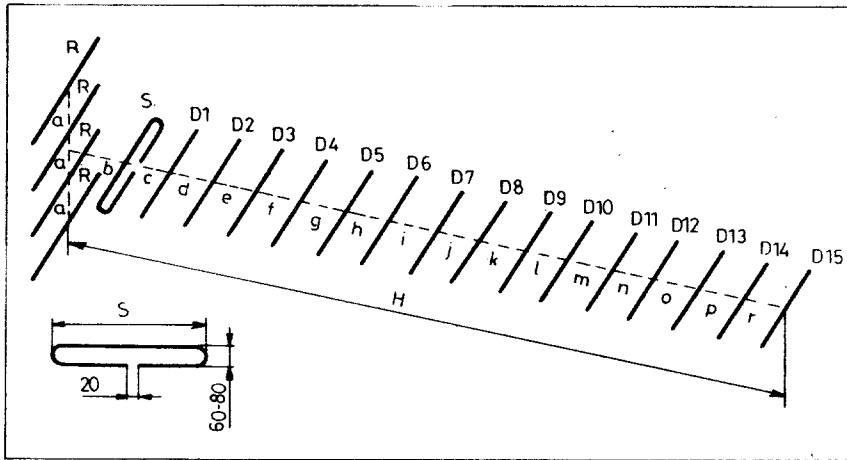
Az előzőekben leírt 22 elemes yagi-antenna méretei Spindler 1968-as kiadású Antenna című szakkönyvéből származnak, míg a most ismertetésre

1. táblázat. 22 elemes yagi (3. ábra)

Csatorna	O 6	O 7	O 8	O 9	O 10	O 11	O 12
R	1190	1140	1100	1050	1010	978	945
S	953	913	878	843	811	782	755
D ₁	725	695	668	641	616	595	575
D ₂	701	672	645	620	597	575	555
D ₃	688	659	633	608	585	564	544
D ₄ -D ₇	680	652	627	602	580	558	539
D ₈ -D ₁₇	667	640	615	590	568	547	528
a	255	245	235	226	217	209	202
b	262	251	241	232	223	215	208
c	126	121	116	111	107	103	100
d	153	147	141	135	130	125	121
e	504	483	464	445	429	413	400
f-t	477	457	439	421	406	391	377
H	7723	7400	7108	6817	6573	6330	6100

2. táblázat. 22 elemes yagi (3. ábra)

Csatorna	C 5	C 6	C 7	C 8	C 9	C 10	C 11	C 12
R	1200	1150	1110	1070	1040	1010	973	945
S	960	925	890	860	830	804	778	755
D ₁	730	703	677	653	631	611	592	575
D ₂	705	680	655	632	611	592	573	555
D ₃	692	666	642	620	599	580	562	544
D ₄ -D ₇	684	660	636	613	593	574	555	539
D ₈ -D ₁₇	670	647	623	601	581	562	545	528
a	257	247	238	230	222	215	208	202
b	264	254	245	236	228	221	214	208
c	127	122	118	114	110	106	103	100
d	154	148	143	138	133	129	125	121
e	506	488	470	454	439	425	412	400
f-t	479	462	445	430	415	402	389	377
H	7757	7280	7206	6962	6720	6509	6300	6108



4. ábra

3. táblázat. 20 elemes yagi (4. ábra)

	Csatornacsoportok	
	OIRT 6...9 CCIR 5...8	OIRT 9...12 CCIR 8...11
R	1055	928
S	844	743
D ₁	642	564
D ₂	621	547
D ₃	609	535
D ₄ -D ₇	604	530
D ₈ -D ₁₅	590	520
a	226	199
b	232	204
c	112	98
d	136	120
e	445	395
f-r	422	372
H	5989	5281

kerülő antenna adatait Karl Rotham-mel: „Antennenbuch” című könyvének feldolgozása során nyertem és elkészítése után győződtem meg jó tulajdonságairól. A 20 elemes yagi-antenna hosszmérete egy jó méterrel rövidebb az előzőekben ismertetett 22 elemes kivételnél, s ennek ellenére technikai adatai alig maradnak el attól. A III. TV-sáv csatornáit két csoportra bontva készíthető el rájuk a csatorna-csoportvevő antenna (4. ábra és 3. táblázat).

25 elemes yagi-antenna az UHF IV. TV-sávra

Ezt az antennát két változatban is elkészíthetjük (5. ábra). Az első változat szerint antennának a IV. sáv minden csatornájának (21-37. csatornák) vételére alkalmas, míg a másik változatnál a méretezés csak a 22-28. csatornára készült. A keskenyebb sáv miatt az utóbbi antenna nyeresége nagyobb. A 21-37. csatornára méretezett antenna nyeresége 12-14 dB, míg a 22-28. csatornára méretezetté 14-16 dB. Az antennaelemeket \varnothing

6 mm-es alumíniumcsőből célszerű készíteni és törekedni kell arra, hogy felszereléskor az antennaárbc ne érjen az elemek közé, mivel ez szellemképet s nagymértékű nyereségromlást idézhet elő. Ennek megfelelően az antennaárbc fölé, vagy attól távolabb, oldalra kell felszerelni az antennát. A méreteket a 4. táblázat tartalmazza.

30 elemes yagi-antenna az UHF IV/V. TV-sávra

Mivel az elmúlt években már sok TV-adót telepítettek az V. TV-sávban is, ezért célszerű közölni az ezek vételére alkalmas nagy teljesítményű antenna adatait (6. ábra). Az ismertetésre kerülő antenna méreteit ötös csatorna-csoportosítással az OIRT-CCIR 21-68. csatornára adom meg (5. táblázat). Az egyes csoportvevő antennák a közeli alacsonyabb frekvenciájú csatornákat is veszik, természetesen némileg kisebb teljesítménnyel. A 30 elemes yagi-antenna nyeresége 18,5 dB. Amennyiben kisebb nyereség is elegendő a megfelelő minőségű TV-vételhez, úgy ezt az antennát, 20, illetve 10 elemes kivételben is el lehet készíteni. Nyenkor a direktorok közül a 17., illetve 7.-től kezdődőeket el

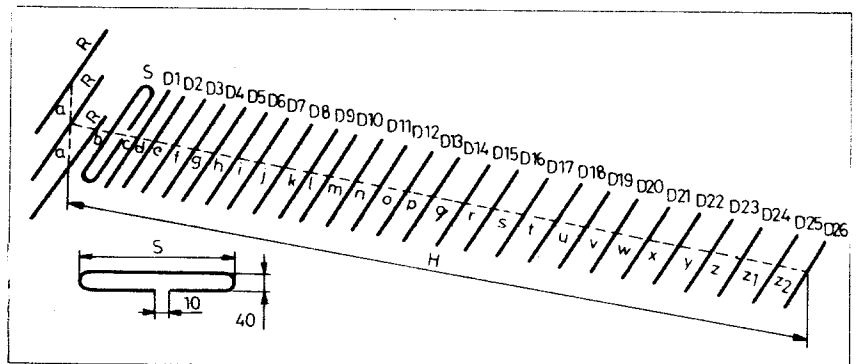
4. táblázat. 25 elemes yagi (5. ábra)

	Csatornacsoportok	
	OIRT-CCIR 22-28	OIRT-CCIR 21-37
R	390	370
S	300	280
D ₁	260	230
D ₂	250	226
D ₃	246	226
D ₄	242	213
D ₅	240	213
D ₆	237	208
D ₇	234	208
D ₈	230	208
D ₉	225	200
D ₁₀	220	200
D ₁₁	215	198
D ₁₂ -D ₁₄	208	190
D ₁₅ -D ₁₇	200	185
D ₁₈	195	180
D ₁₉	190	180
D ₂₀	190	175
a	180	170
b	130	128
c	43	50
d	74	72
e	97	87
f	114	120
g	120	120
h	126	125
i	132	125
j	137	125
k	137	135
l-n	146	140
o	150	150
p-s	152	155
t-u	156	160
v	180	170
H	2798	2772

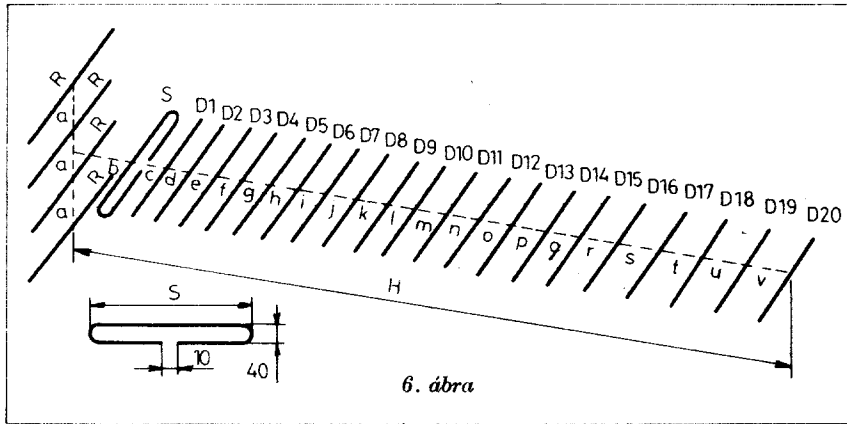
lehet hagyni. Ennek az antennának a vízszintes nyílásszöge 18° (30 elemes kivételnél), s ezért igen pontos beállítást igényel, mert ha nem a legjobb vételi irányba állítjuk antennánkat, úgy az nem képes a jeleket felfogni. Az elemeket \varnothing 6 mm-es alumínium anyagból célszerű készíteni.

*

A TV-antennákat alumínium csőből célszerű készíteni. Az alumínium elem- és tartó alkalmazása esetén



5. ábra

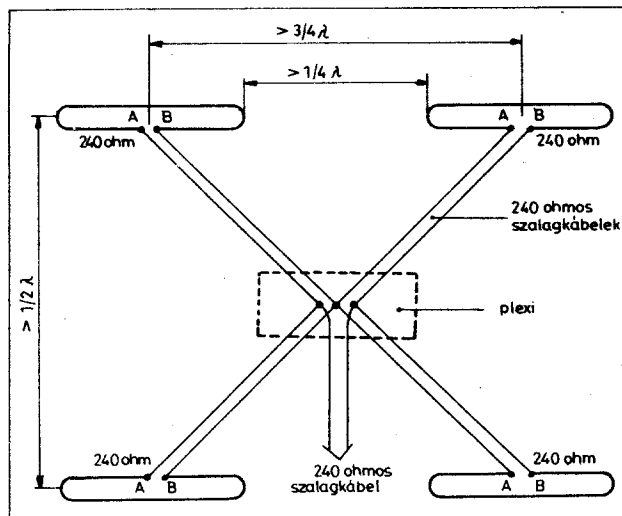


5. táblázat. 30 elemes yagi (6. ábra)

	Csatornacsoportok								
	21-25	26-30	31-35	36-40	41-45	46-50	51-55	56-60	61-68
R	425	395	368	345	324	306	290	275	254
S	346	321	300	280	264	249	236	224	207
D ₁	258	239	223	209	196	185	175	166	154
D ₂	248	230	214	201	189	178	169	160	148
D ₃ -D ₄	246	228	212	199	187	176	167	159	147
D ₅ -D ₈	243	226	210	197	185	175	165	157	145
D ₉ -D ₁₂	241	223	208	195	183	173	164	155	144
D ₁₃ -D ₂₀	238	221	206	193	181	171	162	154	142
a	143	133	124	116	109	106	98	93	86
b	94	87	81	76	71	67	64	60	56
c	27	25	23	22	20	19	18	17	16
d	77	71	66	62	58	55	52	50	46
e	160	149	139	130	122	115	109	104	96
f	170	158	147	138	130	122	116	110	102
g-z ₂	182	169	158	148	139	131	124	118	109
H	4532	4208	3932	3684	3459	3260	3087	2937	2714

antennánk könnyű lesz, s az időjárás viszontagságainak is jól ellenáll. Alumínium tartóanyag és vörösréz elemek közvetlenül nem építhetők össze, mivel a csapadék hatására vegyi folyamat indul meg közöttük és az alumínium tönkremegy.

Bizonyos esetekben célszerű lehet négy azonos antennával antennacsoportot alkotni a nyereség növelése és a vízszintes és függőleges nyílásszög csökkentése érdekében. Természetesen ilyenkor nagyon ügyelni kell az összekötések elkészítésére, mert egy rossz



7. ábra

összekapcsolás esetén az egyes antennák „kiolthatják” egymás jelét és nemhogy javulást, hanem nyereségcsökkenést idézünk elő. Négy azonos, 240 ohmos antenna 240 ohmos szalagkábelrel igen egyszerűen és biztonságosan összeköthető (7. ábra), arra kell csak ügyelni, hogy az alkalmazandó szalagkábel-darabok pontosan egyforma hosszúak legyenek. (A kábelhossznak egyébként nincs jelentősége.) Az összekötéseknél ügyelni kell az ábrán látható helyes fázisviszonyok betartására. A kábelek összekötési pontját érdemes egy plexidarabra felerősíteni és azt az árbocához rögzíteni, mivel a szabadon mozgó szalagkábel egy erősebb szél könnyen elszakíthatja.

*

Általános előírás, hogy több antennának egy árbocra való szerelésekor (különböző csatornára méretezett antennák) ügyelni kell arra, hogy közöttük legalább félhullámhossznyi távolság maradjon, mert ellenkező esetben a zsúfolt szerelés zavarokat okozhat és gyakran nyereségcsökkenéssel jár. Az antennákról levezető szalagkábelekkel kapcsolatban fontos szabály, hogy azok között legalább 10-15 cm távolság legyen, mivel azok közelsége is zavarokat, szellemképet okozhat. Természetesen ügyelni kell, hogy a szalagkábelek az antennaárbotól és egyéb fémtárgyaktól is (csatorna) távol legyenek vezetve.

Az ismertetett terjedési módok és nagy teljesítményű antennák adatainak megadása után úgy érzem, néhány mondat erejéig foglalkozni kell a távolsági tévézéshez használandó televíziókészülékekkel is. Elsőrendűen fontos követelmény, hogy a hobbi gyakorláshoz igen érzékeny készüléket használjunk, hiszen a nagy antennanyereségek is csak így tudnak érvényre jutni. A régebbi típusú (100 mikrovolt körüli érzékenységu) készülékek már nemigen biztosítanak élvezhető kép- és hangminőséget a 100 km-nél távolabbi adók vételénél. A régebbi típusú készülékekből hiányzik az UHF-tuner is, így a távolsági televízióvételeknek széles skálája maradna kihasználatlanul.

Az elmúlt években igen sokféle típusú televíziós készülékkel folytattam amatorködést, és végső tapasztalatként leszűrhettem, hogy az ORION-gyár által az elmúlt években kifejlesztett új készülécszalád (ORION-60, ORION-70, ORION-75, ORPHEUS és SENSORION) bármely tagja kiválóan alkalmas a nagy távolságú televízióvételek céljaira.

Amennyiben tehát rendelkezésünkre áll egy jól megépített antennaárbot, nagynyereségű antennákkal ellátva és érzékeny televíziókészüléket alkalmazva lehetőségünk van a 200-300, sőt akár 350-400 km-re levő állomások időszakos vagy állandó vételére is. (Természetesen ehhez figyelembe kell venni a földrajzi adottságokat és az adóteljesítményeket is.)

Antennaerősítők

Gyakran előfordul, hogy az érzékeny TV-készülék és a nagy teljesítményű antennák ellenére egy-egy távoli állomásról csak gyengébb kép- és hangminőséget sikerül elérnünk. Ilyenkor ajánlatos a már meglévő jelet vagy a televíziókészülék mellett, vagy ha erre lehetőség van, akkor inkább az antennafején elhelyezett antennaerősítővel tovább erősíteni. Így a magas árbocról levezetett hosszú kábel csillapítását ellensúlyozhatjuk.

Hazánkban gyári készítésű antennaerősítők a kereskedelemben nem kaphatók, de úgy érzem, ez nem okoz komolyabb problémát egyetlen amatőrnek sem, mivel mindenkinél utazik valaki az ismerettség köréből akár a szocialista, akár a nyugati országokba, ahol jó minőségű antennaerősítők kaphatók. Az ilyen beszerzések elősegítése érdekében közlök néhány ismertebb típust, megjelölve a gyártó céget és néhány adatot.

Antennenverstärker AV 32 T. Nr. 3103
(NDK gyártmányú)

Frekvenciatartomány: 174 – 230 MHz
(CCIR 5 – 12. csatornák)

Erősítés: 21 dB
Zajszint: kb. 5 dB

Antennenverstärker AV 42 T. Nr. 3104
(NDK)

Frekvenciatartomány: 470 – 621 MHz
(CCIR 21 – 39. csatornák)

Erősítés: 18 dB
Zajszint: kb. 8 dB

Ezek a kéttranszisztoros erősítők hálózati tápegységgel együtt kerülnek forgalomba. Mindkét típus ára 155 márka. Az NDK-ban ezeken kívül olyan típust is gyártanak, amely mind az öt TV-sáv (CCIR 2 – 60. csatorna) erősítésére alkalmas, ára 200 NDK-márka. A Szovjetunióban és Csehszlovákiában is gyártanak hálózati antennaerősítőket.

Mivel az amatőrök beszerzési készségei szinte „határtalanok”, közlöm néhány nyugat-európai gyártmányú antennaerősítő típusszámát. Ezeknek az erősítőknek az ára általában 70 – 80 nyugatnémet márka.

PHILIPS-gyártmányú antennaerősítők: *EBS 20, EBS 20S, EBS 20W, EBS 26, EBS 35*. Erősítésük a 40 – 860 MHz közötti frekvenciákon egységesen 23 dB.

Karthein gyártmányú antennaerősítő. Típusmegjelölése: *VBD. 23. BN. 230.122*. Erősítési tartománya szintén a C 2 – 60. csatornákra terjed, az erősítése általában a Philips-erősítőkéhoz hasonló.

A Rádiótechnika 1976/6. számában írtam az OM 335 típusú integrált áramkörös (hibrid) antennaerősítőről. Azóta a MULLARD – PHILIPS gyár kifejlesztett egy újabb típust, amelynek jelölése OM 335 (vagy B636). A hibrid kivitelű OM 335 típusú antennaerősítő-IC nagy sáv szélességgel rendelkezik, erősítési tartománya 40 – 860 MHz-ig terjed. Induktív elemek (tekercecsek) az IC-ben nincsenek, s így a gerjedésének is igen kicsi a valószínűsége. Erősítésük 27 dB, sőt az

500 – 800 MHz közötti frekvenciákon az erősítés még a 28 dB-t is meghaladja. Zajszintje igen alacsony (5,5 dB), s ez igen fontos szempont.

Az OM 335 típusú IC komplett antennaerősítő, csak tápfeszültséggel kell ellátni: 24 V DC (áramfelvétele 35 mA). Az IC bemenő, illetve kimenő pontjához 60 vagy 75 ohmos koaxiális kábelt lehet csatlakoztatni és ennek megfelelően csatlakoztatni az antennához és a TV-készülékhez is. Az áramkörnek hét tűlába van, ebből 1 – 1 a bemenet illetve a kimenet, egy a +24 V-os tápfeszültség csatlakoztatására szolgáló láb, míg a fennmaradó négy tűláb összekötve a testpontokat alkotják; árnyékoló fémdobozba építve azzal összeköthető. Az IC-t ajánlatos nyomtatott áramkörös panelre felszerelni, amely lehetőséget ad a bemenő és a kijövő koaxiális vezeték leszorítására (lebilincselésére) is. Ennek megfelelően az IC bekötését a 8. ábrán közlöm.

A TV-készülékek átalakítása (többnormásítás)

Az igen nagy távolságú TV-vételekkel foglalkozó amatőrök között igény mutatkozik a belga, a francia és az angol TV-adások vételére is. Ehhez azonban át kell alakítani a TV-készüléket is, mert az említett három országban (a hazai és a többi európai ország által használt negatív képmodulációtól eltérően) pozitív képmodulációt használnak (ez a mi készülékünkön mint negatív kép jelenik meg). Mivel a francia televízió 819, az angol televízió pedig 405 soros képbontást alkalmaz a VHF-sávban, ezért ennek megfelelően a sorfrekvencia változtathatóságát is meg kell valósítani. A következőkben ismertetésre kerülő átalakítási lehetőséget csak a gyakorlottabb amatőröknek ajánlom. Az átalakítás megkezdése előtt ajánlatos elolvasni a Rádió-

technika 1966/3. számában közölt hasonló témakörű leírást is. Az ismeretelésre kerülő átalakítási mód az ORPHEUS, ORION – 60, ORION – 70, ORION – 75 és a SENSORION TV-készülékeknek megfelelő, más típusú készülékeknek pedig ebből kiindulva lehet megkísérlni az átalakítást. A munka megkezdése előtt tanulmányozzuk a TV kapcsolási rajzát!

Az átalakítás menete

1. A D 102 (AA 116) diódát ki kell vezetni a BC 340 X típusú KF-serleg oldalára. Célszerű az árnyékolóház fedéllemezét megfúrni és a kiforrasztott AA 116 dióda helyére egy kisméretű csatlakozó hüvelyt bekötni, amelyet minél rövidebb vezetékkel kötünk be a KF-lemezhez. Ezután a kiforrasztott diódát egy kisméretű dugaszolóvilla két pólusára kell felforrasztani, így forgatható kivitelben könnyen változtatni tudjuk a dióda polaritását.

2. Az R 202, 47 kohmos ellenállást kicseréljük 4,7 kohmra. A mellette levő P 201, 50 kohmos trimmer-potenciometert 100 kohmosra cseréljük (tengelyét könnyen hozzáférhetőre és állíthatóra ajánlatos meghosszabbítani).

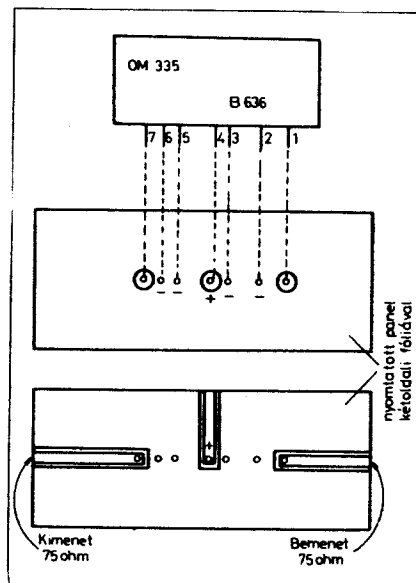
3. A C 509 (470 pF) kondenzátort kisméretű forgókondenzátorra kell cserélni (értékét kísérletileg lehet meghatározni úgy, hogy a 405, 625 és 819-es sorszámúknak megfelelő sorfrekvenciák beállíthatók legyenek rajta). Amennyiben nem sikerül ilyen kisméretű forgókondenzátor beszerzése, úgy fix értékű (átakapcsolható vagy cserélhető) kondenzátorokat is lehet alkalmazni. Természetesen ezek pontos értékét nehezebben lehet megállapítani.

4. A P 404 potenciométer tengelyét a sasszi kinyitott állapotában is forgathatóvá kell tenni.

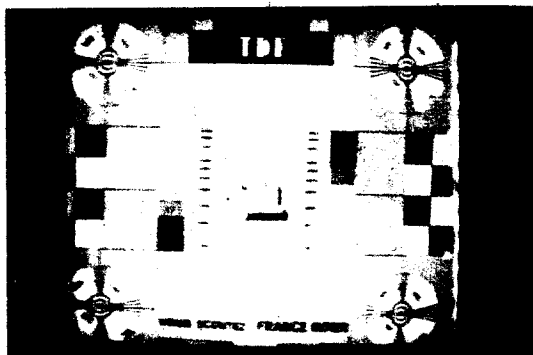
A dióda polaritásváltására az RTB, a BBC és az ORTF vételénél egyaránt szükség van. A vett országának megfelelő sorfrekvencia beállítása után a képamplitúdót utána kell állítani.

A sorozzeilátor átalakításának van egy másik lehetősége is: a (szintén a PCF 802-es cső áramkörében levő) C 504-es (2,2 nF) kondenzátor értékét kell változtatni a C 509-es kondenzátor helyett. Ennél az átalakítási lehetőségénél a 2,2 nF-os kondenzátor helyett kb. 1 nF, illetve kb. 3,2 nF-os kondenzátort kell beépíteni. Az átalakítás után a képamplitúdót a P 404 potenciométerrel, a képlinearitást a P 401 és a P 405 trimmer-potenciometerekkel lehet beállítani.

A fenti leírásnak megfelelően és lelkiismeretesen elvégzett átalakítás „meghozza a jutalmát”, mivel az előzőekben ismertetett légköri viszonyok miatt a fellépő terjedések időszakában, a terjedések 40 – 60%-ában „jönni szoktak” ezek a csak átalakítás után vehető állomások. Az átalakítás után nyert TV – DX vételekről közlök néhány fényképfelvételt (9. és 10. ábrák).



8. ábra



9. ábra. A francia TV (ORTF) monoszkópábrája



10. ábra. Az angol televízió (BBC 1) monoszkópja

Az antennák megépítése után következhet a TV – DX-elés, azaz a nagytávolságú TV-állomások adásainak „elcsípése”. Ehhez a hobbihoz igen sok szabadidő és szinte végtelen türelem szükséges, mivel – mint az már ismertettem – az ilyen nagy távolságú vételhez csak ritkán alakulnak ki megfelelő vételi viszonyok. S amennyiben befut valamilyen műsor a képernyőre, még nem tudhatjuk biztosan, hogy melyik ország műsorát vesszük. Néha órákat is eltölthetünk a képernyő előtt a megbízható azonosítás érdekében. Sajnos erre csak igen ritkán kínálkozik alkalom, mivel az ilyen távoli vételnek néhány kivételtől eltekintve csak igen rövid ideig tartanak. Általános tapasztalat azonban, hogy szinte minden ország délelőtt, valamint a délutáni adáskezdet előtt (ipari adás keretében) azonosító monoszkópábrát és elektronikus beállítóábrát sugároz, ennek pár másodperces vétele is megnyugtatóan azonosítható. Régebben szinte minden ország más és más kivétel monoszkópábrát sugárzott, de a közelmúltban szinte kivétel nélkül mindenhol a PM. 5544 típusú elektronikus beállítóábrát alkalmazzák, s ennek alsó vagy felső részén azonosító feliratokat tüntetnek fel. Így ezekre a feliratokra nagyon oda kell figyelni. Természetesen az ilyen TV – DX vétel rögzítésének legjobb és legmegbízhatóbb módja a fényképezés. Ennek segítségével „ország-világ” előtt bizonyítható a nagy „trófea”. Az amatőrök előtt egy-egy igen ritkán fogható állomás vételének fotója igen nagy értéket képvisel, s az ilyen felvételeket féltve őrzött kincsként, albumokban gyűjtik.

A TV-képernyő fényképezése

Mivel a TV-képernyő fényt sugároz forrás, megvilágítására sem vakuval, sem egyéb módon nincs szükség, sőt káros hatású a fényképezésnél. Az azonosításhoz megfelelő fényképfelvételeket monoszkópábráról, elektronikus beállító ábráról, műsorkézletről és befejezésről, híradóról, óráról, különböző szünetjelekről stb. célszerű készíteni. A vétel megörökítéséhez 20 – 27 DIN-es filmet alkalmazva kb.

1 méter távolságról, 1/30 – 1/15 expozíciós időt és 4 – 3,5 blendenyílást használjunk. Lehetőleg állványról és kioldószinór segítségével dolgozzunk, hogy ezzel is elkerüljük a fényképezőgép elmozdulását. Az alkalmazott negatívnál az ideális méretek a 6 × 6-os és a 6 × 9-es, mivel ezeket már alig kell nagyítani s így a kép élessége fokozottan biztosított.

TV QSL-lapok kérése

Minden amatőr számára nagy örömet jelent, hogy ha egy-egy távoli DX-vétel az érintett TV-társaság QSL-lap, vagy egyéb igazoló levél formájában nyugtázza. Amatőr társaink felé is ezzel bizonyíthatjuk egy-egy sikeres vételünket. Az ilyen összegyűjtött QSL-lapok és levelek nagy büszkeségei, féltve őrzött kincsei a TV-amatőrnek.

Az egyes TV-társaságok a vétel visszaigazolásával egyidőben többnyire elküldik az adóállomásaik táblázatát, valamint egyéb technikai adatokat, amelyek megkönnyíthetik a későbbiekben az egyes állomások azonosítását.

Megemlítem, hogy igen sokfajta TV – QSL-lap használatos. Leggyakoribb esetben az illető ország monoszkóp-, illetve elektronikus beállító ábráját, vagy pedig a televíziós székházat (stúdióját) tüntetik fel a QSL-kártya egyik oldalán. Sokszor az adótorony képe, a televízió emblémája, egy-egy híres festmény reprodukciója stb. szerepel a QSL-lapon. A lap másik oldalán történik a vétel visszaigazolása (névre szólóan).

A TV – QSL-lap kérés levelet angolul vagy németül célszerű megírni. A levélben fel kell tüntetni a vétel helyét, földrajzi adottságait, a vett csatornát (frekvenciát). A vétel idejét és időtartamát (nap, óra, perc megjelölésével) GMT időben szokásos feltüntetni. Ez egy órával több, mint a MEZ, a közép-európai időbeosztás. Írjuk meg azt is, hogy a vétel állandó jellegű-e (pl. a környező országok esetében). Ajánlatos feltüntetni a vétel kép- és hangminőségét is, esetleg a vett műsor néhány szavas ismertetését. Megemlíthetjük azt is, hogy a vétel milyen

típusú készülékkel sikerült. A QSL-lap kérés levélhez csatolni kell a vételről készült fényképet is. (Hogy miről ajánlatos ilyen azonosításra szánt felvételeket készíteni, azt már az előző sorokban ismertettem.) Az ilyen QSL-lap kérés leveleket az RT 1977/5. számában közölt címekre kell postázni.

*

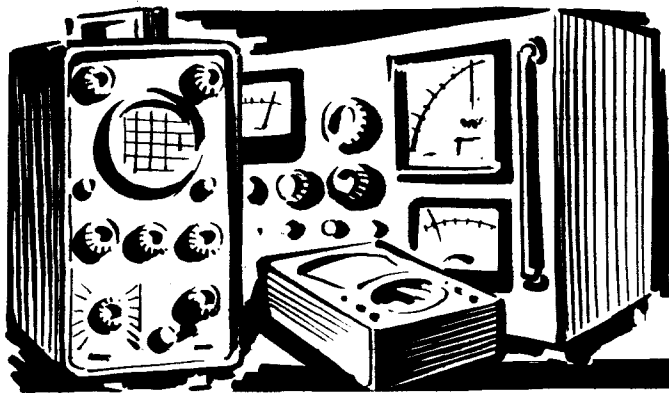
Remélem, ez a rövid ismeretterjesztő beszámoló is tovább segíti a magyar TV – DX mozgalom fejlődését és újabb lelkes amatőröket szerez e szép hobbi számára. Azoknak a kedves olvasóknak, akik a távolsági tévénéssel komolyan és hosszantartóan kívánnak foglalkozni, figyelmébe ajánlom a Műszaki Könyvkiadó gondozásában az Elektronika sorozatban, 1978 őszén megjelenő „Távolsági televízióvétel” című ismeretterjesztő művet, amely szinte a TV – DX minden területével és körülményeivel kíván részletesen foglalkozni. (Természetesen a csak antennaméretek iránt érdeklődő olvasó is megtalálja benne a keresett antennák leírását.) Az egyéb érdekes fejezetekben pl. ismertetésre kerülnek a környező országok és egyéb európai, közel-keleti, ázsiai, afrikai országoknak a távolsági vétel során esetleg vehető adatai; az azonosítások megkönnyítése érdekében bemutatásra kerülnek a monoszkóp- és elektronikus beállítóábrák is. Külön fejezetként került bele a színes TV-készülékekkel történő vétel lehetőségeinek ismertetése, valamint még igen sok, érdeklődésre számot tartó információ.

Minden amatőr barátomnak (és az e beszámoló után fellelkesedő kezdő „pioniroknak” is) nagy távolságú TV – DX-ekben gazdag, boldog újszöveget kívánok!

- Oktat
- nevel
- szórakoztat

Olvasza

a Rádiótechnikát



Legfontosabb MŰSZEREINK

Rózsa Sándor okl. vill. mérnök

A Rádiótechnika Évkönyvekben 1975-ben és 1977-ben áttekintettük az elektronikus mérés technika alapjait. Foglalkoztunk a villamos jellemzők és az aktív, illetve passzív alkatrészek mérési módszereivel, valamint a mérésekhez szükséges egyszerűbb műszerek elvi működésével, gyakorlati megépítésével. A mindennapi életben előforduló elektronikus készülékek (rádióvevő, hangrősítő, magnetofon, televízió stb.) teljes vagy részleges vizsgálatához, egyes egységek beméréshez vagy javításhoz, amatőr építésű készülékek üzembehelyezéséhez és ellenőrzéséhez általános célú elektronikus műszerek szükségesek, melyekkel jelen összeállításunkban foglalkozunk.

Bevezetés

Néhány jól összeválogatott és jól működő elektronikus mérőkészülék birtokában mindazon mérések amatőr körülmények között is elvégezhetők, melyekkel egy elektronikus készülék minősége és állapota megítélhető vagy hibái felderíthetők, s ami a legfontosabb: javítás után a munka eredményessége igazolható. Az építő amatőr is csak a megfelelő műszerösszeállítás segítségével illetve használatával állapíthatja meg készülékei jószágát és elvi tervei hibátlanosságát, vagy tárhatja fel az építés vagy tervezés során elkövetett hibákat.

Az elektronikus készülékek vizsgálatához szükséges általános célú mérőműszerek jellegük, illetve alkalmazási céljuk szerint két nagyobb csoportba sorolhatók:

a) Ismert amplitúdójú, különféle hullámformájú és rezgésszámú, modulált vagy modulálatlan váltakozó feszültségeket előállító generátorok, oszcillátorok.

b) A készülékekben fellépő egyen- és váltófeszültségek (áramok) amplitúdójának, névleges értékének megállapítására szolgáló feszültség (áram)-mérők és a jelalakok vizuális megfigyelésére használható oszcilloszkópok.

A mérés technika legáltalánosabb alapelve, hogy a mérendő készülék vagy egység bemenetére, vagy valamely pontjára üzemi állapotának, frekvencia- és amplitúdó-tartományának megfelelő jeleket kapcsolunk az *a* csoportba tartozó műszerek kimenetéről és a *b* csoportba sorolt készülékek

segítségével megvizsgáljuk kimenőjeleit vagy bármely belső pontján uralkodó feszültségek (áramok) amplitúdóit és jelalakjait.

A laboratórium szó a műszaki életben vizsgálatok céljára berendezett helyiséget vagy munkahelyet jelent. Az elektronikus laboratórium természetesen elektronikus készülékek vizsgálatára szolgál.

Minden rádióamatőrnek lehet elektronikus laboratóriuma, ha szakmai érdeklődésében nem áll meg a barkács szinten, rendszeresen képezi magát és vállalkozik néhány egyszerűbb elektronikus mérőkészülék megépítésére.

Sok éves gyakorlat alapján az a tapasztalatunk, hogy egy vagy két darab univerzális kéziműszer (V-A mérő) és különféle tápegységek (stabilizált egyenfeszültség-forrás, többféle feszültséget szolgáltató transzformátor) mellett az alább felsorolt elektronikus műszerek szükségesek egy egyszerűbb laboratórium megteremtéséhez:

- Univerzális csővoltmérő
- Hangfrekvenciás generátor
- Nagyfrekvenciás (szignál)-generátor
- Érzékeny váltakozófeszültség-mérő
- Katódsugár-oszcilloszkóp

A felsoroltakon kívül sokféle egyéb speciális mérőműszert is jó lehet használni az elektronikus mérés technikában, ezeket egy későbbi közleményben fogjuk ismertetni. A következők részben a felsorolt alapkészülékekkel fog-

lalkozunk. Ismertetjük a velük szemben támasztott követelményeket, utalunk használatukra és minden egyes kategóriában bemutatunk 2-3 egyszerű felépítésű, szerényebb igényeket kielégítő, kisebb képzettségű amatőrök által is megépíthető mérőkészüléket. Éppen az utóbbi szempontra való tekintettel példánk nagyobb hányada elektroncsövekkel működő mérőkészülék. A különleges félvezető, integrált áramkörök beszerzése meglehetősen nehéz, az elektroncsövekhez pedig bontásból, kiárusításból könnyen és olcsón hozzá lehet jutni. A mérőkészülékek minőségét illetően pedig ezekben a műszerkategóriákban nem sok a különbség a csöves vagy félvezető megoldás között. Az elektroncsöves készülékek nagyobb hálózati teljesítmény-igényét ellensúlyozza az az előnyük, hogy hagyományos módon huzalozással szerelhetők össze és kevésbé érzékenyek a téves kapcsolásokra, véletlen zárlatra, túlterhelésre stb.-re. Haladóbb és igényesebb amatőrreinknek a folyóiratokban és az évkönyv más közleményeiben ismertett félvezető, IC-áramkörös műszerkapcsolások adhatnak ötleteket a saját maguk által megkonstruálandó, modern áramköri elemekkel működő műszerek építéséhez.

Univerzális csővoltmérők

Az egyszerű áram- és feszültség-mérők hátránya, hogy a működtetésükhöz szükséges villamos teljesítmény elvonása a mérőkörből meghamisítja a

feszültségértékeket, ha belső ellenállásuk az áramköri pont belső ellenállásával, impedancia-viszonyaival össze mérhető nagyságrendbe esik. Ettől a hátránytól mentesek azok a csővoltmérők, melyekben feszültségmérésnél az alapműszer elé nagy bemenő ellenállású egyenáramú erősítőt kapcsolunk. (A továbbiakban „csővoltmérőknek” nevezzük az ilyen célra szolgáló félvezető műszereket is, bár ezek nem tartalmaznak elektroncsöveket.) Ha a csővoltmérőt kiegészítjük egyenirányítóval és ezáltal lehetővé tesszük a váltakozó feszültségek mérését is, akkor univerzális csővoltmérőről beszélünk. Ezeket gyakran ellátják olyan segédáramkörrel is, ami lehetővé teszi ellenállás, esetleges induktivitás és kapacitás mérését is.

Az univerzális csővoltmérőkkel szemben támasztott alapkövetelmény, hogy bemenő (belső) ellenállásuk 10 Mohm nagyságrendű legyen és legérzékenyebb végkitéréstük 1–3 V nagyságrendbe essék. Az említett értéknél nagyobb érzékenységet csak többfokozatú erősítővel lehet biztosítani, ezért előfordulásuk nem túl gyakori. Az univerzális csővoltmérők legmodernebb típusa az integrált áramkörös digitális multiméter.

A felsorolt követelmények és funkciók legegyszerűbben az 1. ábra szerinti ún. hídkapcsolású csővoltmérővel

oldhatók meg. Az E_{2a} és az E_{2b} elektroncső-fokozatok (1 db ECC 82 típusú kettős trióda) belső ellenállásaikkal és azonos katódelőállásukkal (240–240 kohm) megfelelő beállítás mellett kiegyenlített hidat képeznek. A kiegyenlítés feltétele, hogy rácsaik azonos potenciálra legyenek kapcsolva és a P_4 potenciométerrel korrigált üzemi áramok megegyezzenek. Ebben az esetben a két katód közé kapcsolt műszeren nem folyik áram, azaz 0-helyzetben marad. Ha valamelyik csőfelet (pl. az E_{2a} -t) vezéreljük, akkor a hídgyensúly felborul és a műszer – megfelelő polaritású bekötést feltételezve – kitér. Az erősítőrendszerben alkalmazott nagymértékű ellen-csatolás és a hídkapcsolás a műszerkitérést linearizálja és a szükséges nullpont-stabilitást biztosítja. Nullpont-stabilitás alatt azt értjük, hogy a feszültségmentes állapotban (üres bemenetnél) kinullázott mérőműszer ebben az állapotában hosszú ideig megmarad. A P_4 potenciométerrel a 0-állás bármikor helyesbíthető.

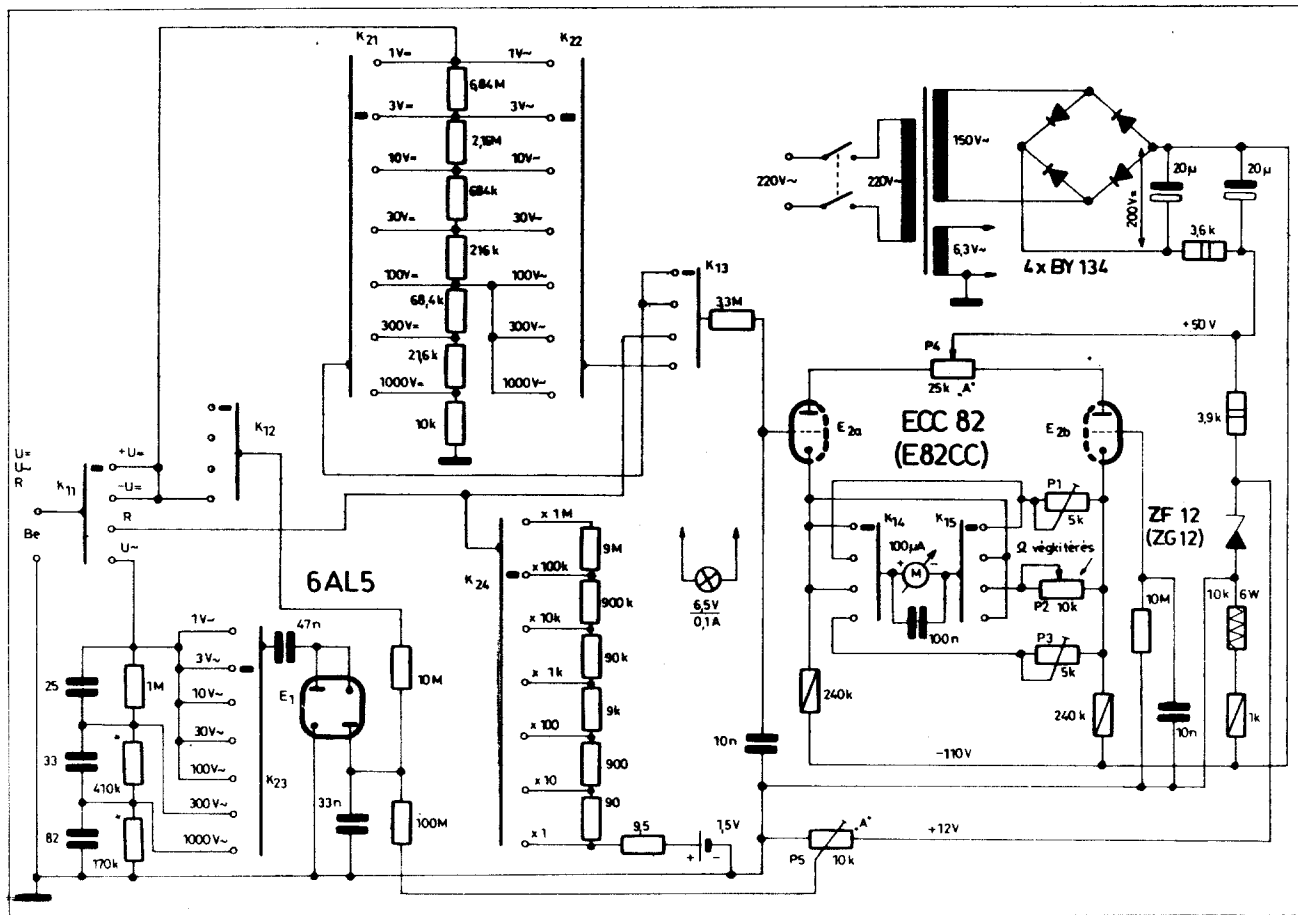
Megfelelő áramköri méretezéssel és érzékeny Deprez-műszer alkalmazásával elérhető, hogy az E_{2a} rácására helyezett +1 V feszültség a műszer végkitérésebe vigye. (P_1 potenciométer szolgál a pontos beállításra.) 1 V-nál nagyobb feszültségeket (egészen 1000 V-ig) úgy mérünk, hogy a műszer rác-

levezető ellenállását (10 Mohm) feszültségosztónak képezzük ki. Ebben az esetben a műszer bemenő ellenállása mérésáttartól függetlenül mindig 10 megohm.

A cső rácásával sorbakapcsolt 3,3 Mohmos ellenállás túlvezérlés elleni részleges védelmet jelent. Bármekkora feszültség kerül ugyanis bármilyen kapcsolóállásnál a bemenetre, az alapműszeren pár száz μA -nél nem folyhat át nagyobb áram. Az alapműszer polaritása a K_{11} üzemmódkapcsolóval megfordítható, a földhöz képest nemcsak pozitív, hanem negatív feszültségértékek is mérhetők.

Váltakozó feszültség mérésére feszültségkettőzőnek kapcsolt 6AL5-ös kettős diódát (E_1) alkalmazunk. A P_5 potenciométerrel a diódák induló áramát kompenzáljuk. Váltakozó feszültség mérésénél a bemenő ellenállás már csak 1 Mohm nagyságrendű, de még mindig független a mérésáttartól. Mivel a diódák zárófeszültsége korlátozott, 300 és 1000 V-os mérésáttartóban a bemenő feszültséget 100 V-ra leosztjuk és a csatlakozó egyenáramú osztón már nem változtatunk.

Hitelesítésnél nyitott bemenet mellett 1 V-ra állítjuk a K_2 mérésáttartókapcsolót, majd a P_5 potenciométerrel helyesbítjük, újból 0-ra korrigáljuk az alapműszer, melynek 0-helyzetét egyenfeszültség állásban előzetesen a



1. ábra. Egyszerű univerzális csővoltmérő kapcsolási rajza

P₄-gyel beállítottuk. Ez a művelet az ún. indulóáram-kompenzálás, amit csak egyszer, illetve ritkán kell elvégezni. E művelet után a méréshatárkapcsolót 10 V-ra kell állítani és pontosan 10 V effektív értékű szinuszos váltakozó feszültséget kell a bemenetre kapcsolni, majd a P₃ potencióméterrel az alapműszer mutatóját végkitérésre kell szabályozni. 1–3 V méréshatárban kisebb skála-nonlinearitás előfordulhat. A bemenő osztó csillaggal jelölt ellenállásértékei is esetleg kisebb módosításra szorulhatnak a 300 és 1000 V-os méréshatárban. A hitelesítésnek természetesen az is előfeltétele, hogy a K₂₁ és K₂₂ kapcsolók között elhelyezett egyenfeszültségű osztó helyesen működjék. Az itt található nem kerek értékű ellenállásokat a megadottnál kisebb értékű ellenállás soros kiegészítésével lehet a legegyszerűbben megvalósítani.

Ellenállásmérésre egy cella 1,5 V-os góliát elemet és egy sorozat összehasonlító ellenállást alkalmazunk. Ha a bemenet szabad, akkor a telep másfél voltos feszültségével a műszer kitérítethető, illetve az előlapon kivezetett P₂ potencióméterrel a műszer végkitérésbe állítható. Ha a bemenetre pl. a 100 kilohm állásban rákapcsolunk egy 1 Mohmos ellenállást, akkor a felépő feszültségosztás miatt a műszer félkitérést fog mutatni. Ebben az állásban 100 kohm és 10 Mohm közötti ellenállásértékek jól érzékelhető műszerkitérést idéznek elő. A rajzon megadott összehasonlító ellenállássorozatát 1 ohm és 100 Mohm közötti ellenállásértékek mérhetők. Az alapműsze-

ren egy külön ellenállás-skálát kell rajzolni, melynek értékei a feszültségosztásból számíthatók. A 100°-on osztású lineáris skála 9°-os pontjához az 1-es, az 50°-hoz a 10-es és a 91°-hoz a 100-as számértéket kell írni. Végkitéréshez a végtelen jel: ∞ frandó.

A készülék tápegysége a lehető legegyszerűbb. Említésre méltó, hogy a hűdegysúly beállításához szükséges vonatkoztatási szintet ellenállásosztóval állítjuk elő, és az induló áram kompenzálásához szükséges egyenfeszültséget Zener-dióda stabilizálja. A rajzon megadottnál eltérő tápegység is alkalmazható, de az első szűrőkondenzátoron biztosítani kell a berajzolt 200 V-os feszültségértéket.

A mintakészülék hálózati transzformátorának adatai: 6 cm² magkeresztmetszetű, M 65 vagy EI 66-os vasmagon

Primer:

220 V:
1609 menet ∅ 0,2 mm-es,

Szekunder:

160 V:
1250 menet ∅ 0,15 mm-es,
6,3 V:
49 menet ∅ 0,6 mm-es
CuL huzalból.

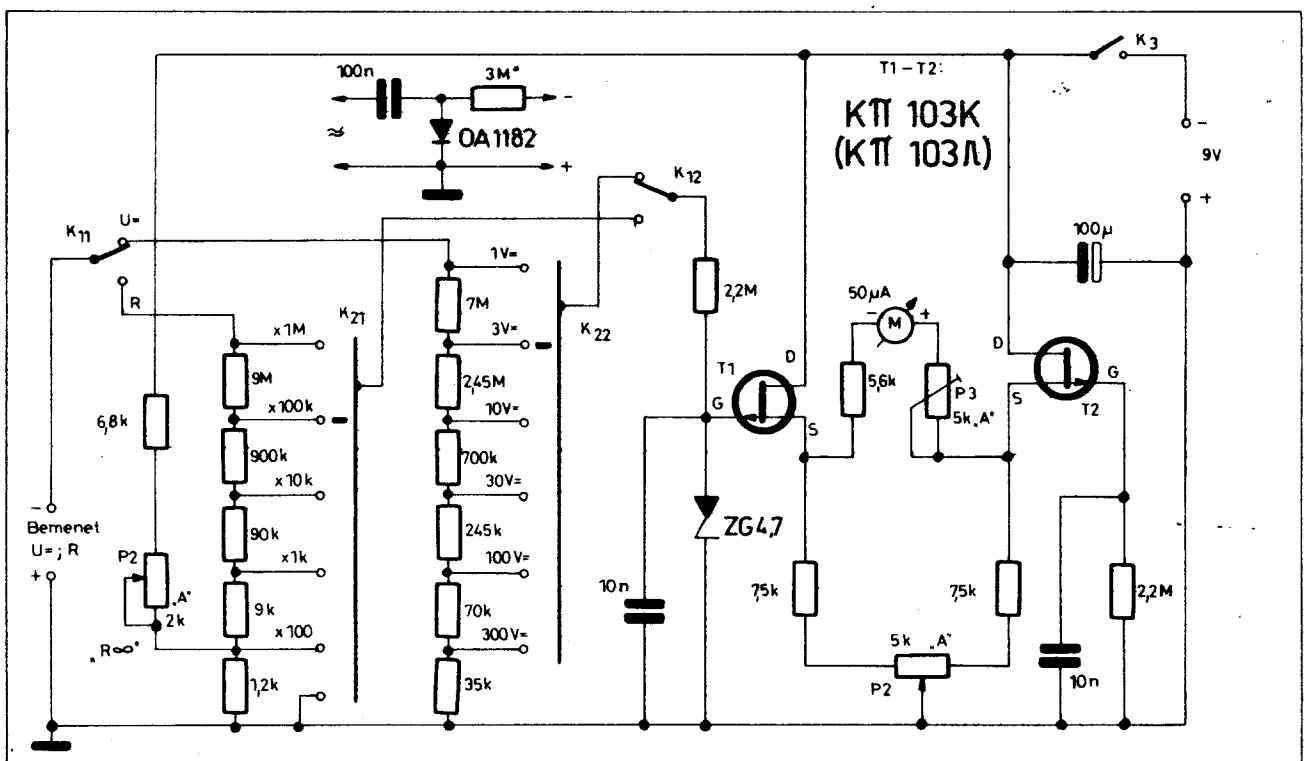
A műszer funkcionális beállításához 4 állású, 5 áramkörös kapcsoló (K_{1A}) szükséges. Méréshatárváltásra a K_{2n} jelzésű, 7 állású, 4 áramkörös kapcsolót használjuk.

Összefoglalva megállapítható, hogy az ismertetett egyszerű készülékekkel 0,1 V és 1000 V között pozitív-negatív polaritású egyenfeszültséget (R_{be} = 10 Mohm), váltakozó feszültséget (R_{be} = 1 Mohm) és ellenállást lehet mérni. Ellenállásmérés 1 ohm és 100 Mohm között végezhető. A műszer 2–3 dm³ térfogatú fém- vagy műanyag dobozba építhető be.

A bemutatott hídkapcsolású univerzális csővoltage mérő azonos egyszerűséggel és hasonló paraméterekkel csak FET-tranzisztorokkal építhető meg. A 2. ábrán bemutatunk egy megoldást, melyben 2 db p-csatornás záróréteges szovjet gyártmányú FET-tranzisztor kerül felhasználásra. A kapcsolás majdnem azonos az elektroncsővel, ezért nem részletezzük.

A T₁ FET gate-elektrodjához kapcsolt Zener-dióda túlfeszültség elleni védelmet biztosít. Ha a negatív polaritású bemenő feszültség a gate-elektrodán elérné az 5 V-ot, kinyit a dióda. Pozitív feszültség rákérésére (rossz műszercsatlakoztatás) esetén a dióda normál vezetési irányának megfelelően már 0,5–0,7 V-nál kinyit. Ezzel a műszerrel pozitív vagy negatív feszültséget a bemenet felcserélésével lehet mérni.

A műszer bemenő ellenállása itt is kb. 10 Mohm. A K₁ kapcsoló átváltásával a bemeneten ellenállás mérhető. Az R_{be} potencióméterrel a műszer mutatóját az ellenállás-skála végpontjára kell állítani. Nullázásra minden esetben a P₂ potencióméterrel használható. Az 1 V-os végkitérési érzékenységet a P₃ potencióméterrel szabályozható be.



2. ábra. FET-tranzisztoros, univerzális feszültség- és ellenállásmérő kapcsolási vázlata

Váltakozó feszültséget 30 V amplitúdóig a rajzon feltüntetett, a bemenet elé kapcsolható, szonda kivitelű diódás egyenirányítóval lehet mérni. Kellően kapacitásszegény kivitelezés mellett a szondával 30 Hz-től 50–100 MHz-ig eszközölhető mérések. Csak nagyfrekvenciás célú mérések esetén a bemenő kondenzátort 470–1000 pF között kell megválasztani.

Hangfrekvenciás generátorok

A hangfrekvenciás generátorok feladata kis torzítású, néhány voltos szabályozható és dekadikusan osztható amplitúdójú szinuszfeszültség előállítása, mérsékelten terhelhető belső ellenállással. A műszerek kimenő feszültségének frekvenciáját 10–20 Hz-től kezdődően legalább 20 kHz-ig kell tudni változtatni. Előnyösebbek a 200 kHz-ig működő generátorok, mert a korszerű Hi-Fi erősítőket be kell mérni 20 kHz felett is és magnetofon oszcillátorok vizsgálatához is szükség lehet 80–100 kHz-es váltakozó feszültségre.

A feladat megoldására általában Wien-hidas vagy áthidalt T-tagos RC-oszcillátort használunk, melyhez a követelményeknek megfelelő illesztő-

A bemutatott egyszerű, univerzálisan használható feszültség- (és ellenállás-) mérőkkel az elektronikus készülékek tápfeszültségei és az aktív erősítő elemek elektróda-feszültségei ellenőrizhetők. Az árammérési feladatok a legtöbb esetben visszavezethetők az ismert értékű szűrő-, feszültségjéző és munkaellenállásokon fellépő (eső) feszültségértékek meghatározására.

erősítő fokozat csatlakoztatható. Egyszerűbb esetekben a jel kicsatolása közvetlenül az oszcillátorból történik.

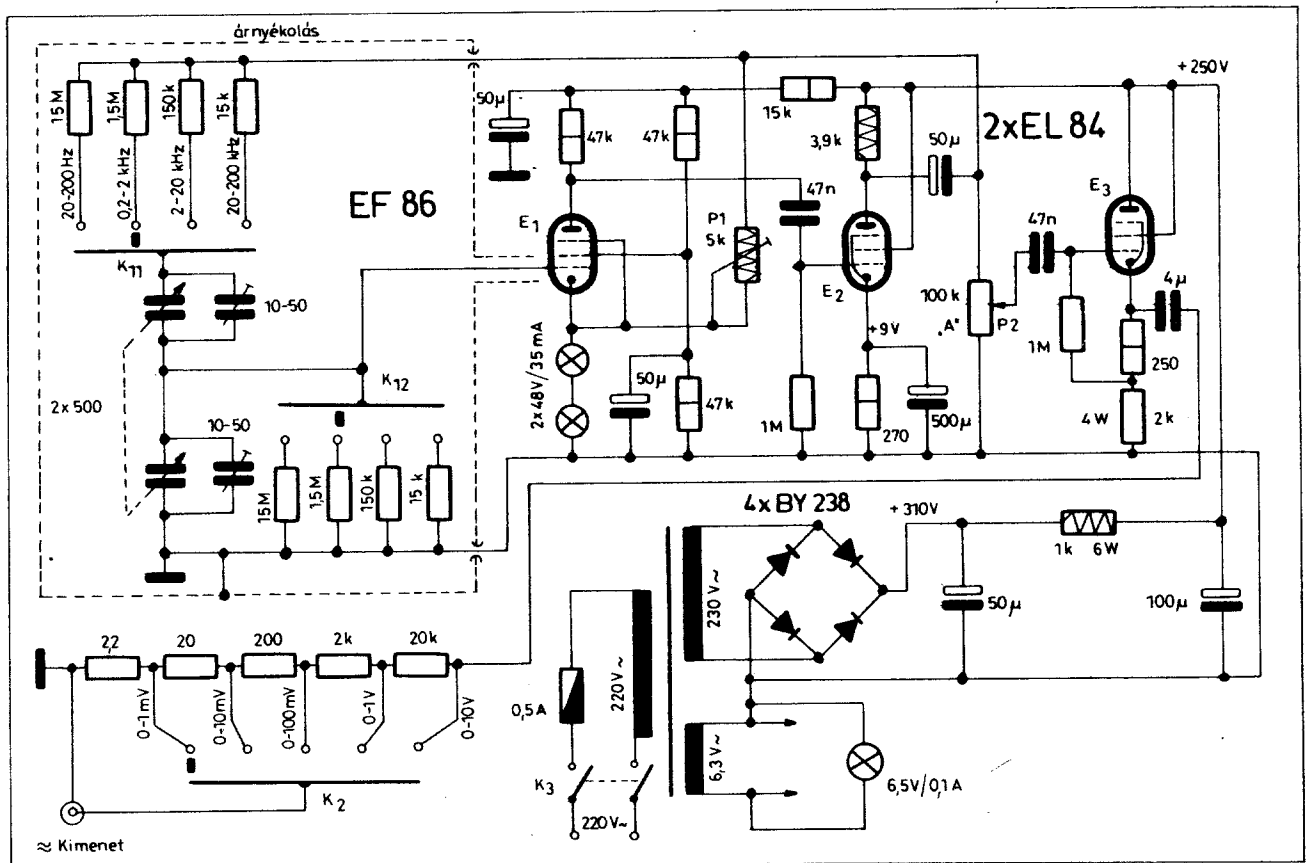
Elektroncsövekkel működő, igen jó paraméterekkel rendelkező hangfrekvenciás generátor kapcsolási vázlatát a 3. ábrán látható. Az E_1 és az E_2 két-fokozatú erősítő, melynek berezgetése oly módon történik, hogy az E_2 anódján fellépő váltakozó feszültséget szelektív RC-tagon (Wien-hídon) keresztül pozitívan visszacsatoljuk az E_1 vezérlőrácsára. A rezgési amplitúdót az E_1 katódkörében található izzólámpákra (limiter-hatás) vezetett negatív visszacsatolás állandósítja.

A bemutatott hanggenerátor 20 Hz és 200 kHz között négy frekvenciasávban működik, melyek 10 hatványai

szerint változnak. Egy-egy sávban a frekvencia a 2×500 pF-os forgókondenzátorral folyamatosan változtatható. A négy frekvenciasávra egyetlen skálát lehet használni. Az E_2 anódján megjelenő váltakozó feszültség kb. 11 V-os értékét a P_1 potenciométerrel (vagy bilincses huzalellenállással) lehet becsabályozni. A szabályozást 1 kHz-en kell elvégezni.

Az E_3 elektroncső az oszcillátor függetlenítésére, azaz leválasztására szolgál. Mivel erősítése kb. 0,9-szeres, a kimeneten 10 V-os amplitúdójú feszültséget biztosít, melynek értéke a P_2 potenciométerrel 0 és a maximális érték között változtatható. A kimenő feszültség dekadikusan tört részei a K_2 kapcsoló váltásával állíthatók elő.

A műszer frekvencia-hitelesítése a 200 Hz–2 kHz-ig terjedő sávban kezdődik. Ekkor a trimmer-kondenzátorok állításával el kell érni, hogy kiforgatott forgó-állásban a rezgési frekvencia 2050–2100 Hz közé essen. Beforgatott állásban a frekvenciának valamivel 200 Hz alá kell esnie. Ha ez a két végállapot beáll, akkor frekvenciaméréssel fel kell venni a skálapontokat. A többi sávban, ha szükséges, akkor az ellenállások finom korrekciójával lehet elérni a már felvett skálával való egyezést (a trimmer-kondenzátorokon nem szabad változtatni!). A 2. sávban beállítjuk a műszert 200 Hz-re majd sávot váltunk és változtatlan forgó-



3. ábra. Szélessávú elektroncsöves RC-generátor kapcsolási rajza

állítás mellett addig kell a Wien-híd ellenállásait szimmetrikusan módosítani, míg be nem áll a 20 Hz, 2 kHz vagy 20 kHz.

A műszer anódaáram fogyasztása (310 illetve 250 V mellett) 60 mA. A tápegységnek a rajzon megadott változata a követelményeknek megfelelő. Az elektroncsövek üzemi illetve munkaponti áramai automatikusan beállnak.

A hálózati transzformátor M 85 vagy EI 84 formátumú, 10 cm²-es magkeresztmetszetű vasanyagon készíthető el.

Menetszám adatok:

Primer

220V : 965 menet Ø 0,3 mm-es,

Szekunder:

230 V : 1060 menet Ø 0,25 mm-es

6,3 V : 29 menet Ø 1 mm-es

CuL huzalból.

A kapcsolás szerint megépített generátor torzitása kisebb mint 0,5%. A kimenő feszültség változása a frekvencia függvényében pár %-on belül van. A 10 V-os kimenet 5-10 kilohmmal terhelhető. A többi kimenő-feszültség-állásban ügyeljünk arra,

hogy a terhelő ellenállás ne legyen kisebb, mint a rajzról leolvasható belső ellenállás tízszerese, és ne változzék a frekvenciával, mert meghamisíthatja a leosztás mértékét. Az előállított hangfrekvenciás feszültség frekvencia-stabilitása a gyakorlati mérési igényeket messzemenően kielégíti (jobb mint 10⁻³).

Az elektroncsöves hanggenerátorok másik legismertebb típusa áthidalt T-szűrős oszcillátorral állít elő hangfrekvenciás feszültséget. Kapcsolási példája a 4. ábrán látható, melyben az E₁ és E₂ csövek alkotják az oszcillátort, az E₃ cső pedig 2-3 W teljesítményt nyújtó, kimenő transzformátoros erősítő fokozat. Az oszcillátorrendszerben az E₁ cső szélessávú erősítő, az E₂ cső pedig katódcsatolt illesztő fokozat. Az oszcillátor erősítőjének fázismenete az E₁ rácásától az E₂ katódjáig 180° fázistolású. A fázishelyzet miatt a szelektív tagon az E₁ rácásra ható csatolás negatív, a katódra ható pedig pozitív.

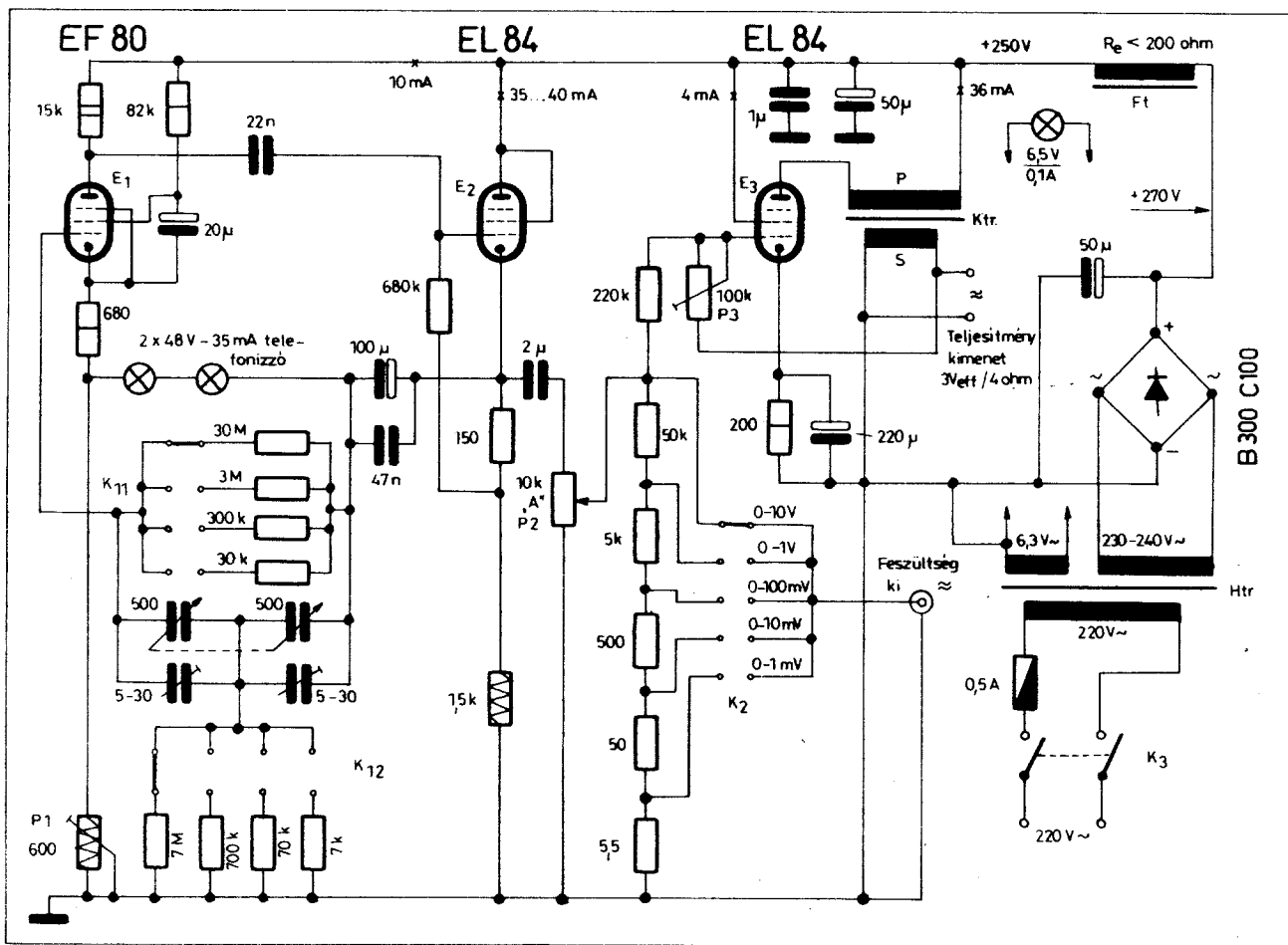
Az oszcillációs frekvenciát a T-szűrő önfrekvenciája szabja meg. Az áthidalt T-szűrő olyan tulajdonságú, hogy a saját RC-elemei által meghatározott önfrekvencián csillapítása igen nagyra válik, azaz egy frekvenciát nem en-

ged át. Mivel a pozitív visszacsatolás szélessávú – minden üzemi frekvencián azonos mértékű –, hatása ott érvényesül, illetve azon a frekvencián rezgeti be az oszcillátort, amelyen a T-szűrő „lezár”, azaz megszűnik a negatív visszacsatolás. Az izzólámpás pozitív visszacsatolásnak limitáló, amplitúdó-stabilizáló jellege van. Ha az oszcillációs feszültség valamilyen okból megnőne (lecsökkenne), az izzólámpákra jutó nagyobb (kisebb) feszültség miatt ellenállásuk az átfolyó áram megváltozása miatt megnő (lecsökken), ami az eredeti állapot visszaállítását idézi elő.

A kis kimenő ellenállású E₂ illesztő fokozat terhelhető, ezért közvetlenül szolgáltatja mérési célokra a mintegy 10 V amplitúdójú hangfrekvenciás feszültséget, melynek tört részei is elérhetőek vizsgálati célokra a K₂ kapcsoló megfelelő állásaiban.

A 20 Hz-től 200 kHz-ig működő oszcillátor a K₁ kapcsoló állásaitól függően a következő frekvenciasávokban működik:

1. sáv: 20 Hz – 200 Hz
2. sáv: 200 Hz – 2 kHz
3. sáv: 2 k Hz – 20 k Hz
4. sáv: 20 k Hz – 200 k Hz



4. ábra. Áthidalt T-szűrős RC-generátor kapcsolási vázlata

Hitelesítést a Wien-hidas generátor-nál leírt módon kell elvégezni. A 10 V-os oszcillációs amplitúdót 1 kHz-en (a 2. sávban) kell beállítani a P_1 potenciométerrel. Felhívjuk a figyelmet arra, hogy a Wien-hidas generátoroknál sáv váltásnál akkor nem változik az oszcillációs feszültség, ha a soros és a párhuzamos RC-tagban az ellenállások és a kapacitások azonosak. Ennél a generátornál csak a kapacitásoknak kell azonosnak lenni, a soros R-tag és a sönt R-tag arányát pedig 30/7 értéken kell tartani, de ettől az aránytól az oszcillációs amplitúdó is függ. Ha tehát sáv-váltásnál nem egyezik a frekvencia a már felvett skálával, akkor az ellenállásokat úgy kell növelni vagy csökkenteni, hogy ez az arány ne változzék. Ha viszont sáv váltásnál a frekvencia jól áll be, de 1–2 dB-nél nagyobb az amplitúdó eltérése, akkor az arányon kell változtatni úgy, hogy a két ellenállásérték szorzata azonos maradjon. Ha pl. a 300 kohmos ellenállást meg-növeljük 310 kohmra (tesztekéntjük 280 kilohmra), akkor 70 kilohm helyett kb. 68 (75) kilohmos ellenállást kell használni, hogy a frekvencia ne változzék az amplitúdó-korrekciónál.

Hangszórók gyors vizsgálatához előnyös, ha hanggenerátor pár watt teljesítményt is szolgáltató. Az oszcillátor feszültségkimenetéhez csatlakoztatott E_3 erősítőcső a kimenő transzformátor jóságától függően 40–60 Hz-től kezdődően 15–20 kHz-ig terjedő frekvenciatartományban 2–3 W teljesítményt ad le 4 ohm terhelésen. A P_3 potenciométerrel be lehet állítani azt az üzemiállapotot, hogy az erősítő torzításmentes kivezérése egybeesik a P_2 szabályozási tartományának végértékével. (Vagyis ha a feszültségkimeneten megjelenik a 10 V hangfrekvenciás feszültség, akkor a teljesítményerősítő is éppen ki van vezérelve.) A kimenő transzformátor primer oldalát 7000 ohmra kell illeszteni. Erre a célra egy régebbi jobb minőségű rádió-vevő-készülekből vagy televízióból kiszerezett kimenő transzformátor is alkalmazható. Nagyobb teljesítményigény (6–8 W) esetén szabályos felépítésű, H_1 – F_1 minőségű ellenütemű erősítőt kell használni az E_3 cső helyett (pl. 2 × ECL 82-ből kialakítva).

Az áthidalt T-szűrős hanggenerátor tápegysége hasonló a Wien-hidas generátoréhoz. Egyenirányításra szelént javasolunk fojtótekerceses szűréssel, de más megoldás is használható. A hálózati transzformátorok adatai azonosak, bár az utóbbi készülék anódáram-fogyasztása valamivel nagyobb (80–85 mA).

Az 5. ábrán bemutatjuk a Wien-hidas hanggenerátor magas műszaki színvonalú (haladó amatőröket is érdeklő) tranzisztoros változatát. Érdekessége ennek a 10 Hz és 200 kHz között öt sávban működő, 14 tranzisztoros készüléknek, hogy nemcsak szinuszos, hanem igen jó felfutású négyszögfeszültséget is előállít.

A készülék funkcionálisan öt sávban 10 Hz-től 200 kHz-ig működő széles-sávú oszcillátorra (T_1 – T_5), szinusz

illesztő fokozatra (T_6 – T_7), elválasztó és túlvezérelt erősítőre (T_8 – T_{10}), négyszögösítőre (T_{11} – T_{12}) és négyszögfeszültség illesztő fokozatra (T_{13} – T_{14}) tagolható. 36 V tápfeszültség mellett a szinuszgenerátor-rész 60 mA, a négyszöggenerátor pedig 75 mA áramot fogyaszt, amit célszerűen stabilizált, a rajzon nem ismertett tápegységgel kell előállítani.

Az oszcillátor rendszerében azonos a 3. ábrán megismert csöves műszer rendszerével, a frekvenciameghatározó RC-tag 2×500 pF-os forgókondenzátorral hangolt nagyimpedanciás Wien-híd. Az E_1 csőnek a T_2 , az E_2 -nek pedig a T_4 tranzisztor felel meg. A T_1 n-csatornás záróréteges FET, mint impedanciaillesztő, a Wien-hidat illeszti a T_2 kisértékű bemenő ellenállásához. A T_3 tranzisztor a két erősítő fokozatot választja el egymástól emitterkövető kapcsolásban, a T_5 pedig elsősorban az izzólámpás limiter nagyáramú táplálásához szükséges. A rendszer fázishelyes működéséhez szükséges pozitív és negatív visszacsatoló feszültséget a T_5 emitteréről vesszük le. A kimenő feszültséget viszont a T_5 kollektoráról nyerjük. Az oszcillátort egyenáramúlag a P_1 potenciométerrel kell beállítani oly módon, hogy a T_5 emitterén a +17,5 V-os feszültségérték beálljon. A P_2 -vel az oszcillációs amplitúdót úgy kell beszabályozni, hogy a T_5 kollektorán kb. 1 V változó feszültség jelenjen meg. A frekvenciahitelesítés a csöves készüléknél leírt módon történik.

A szinuszos kimenő feszültséget a T_8 – T_7 tranzisztorokból álló erősítő biztosítja; a T_6 erősítése 0,9 körüli, a T_7 -é pedig kb. 10-szeres. A T_7 munkapontját a P_3 potenciométerrel úgy kell beállítani, hogy a kollektorfeszültség +15 V legyen. Ezután a P_3 potenciométer teljes felcsavarásával adjuk rá az erősítőre az oszcillátor 1 V-os kimenő feszültségét 1 kHz-en, és a P_4 potenciométerrel szabályozzuk be az 5 V-os

kimenő feszültséget. A kimenet 5 V-nál maximálisan 5–10 kohmmal terhelhető. A K_2 500 mV-os állásában 1 kohmig, 50 mV-nál 100 ohmig és az 5 mV-os állásban 10 ohmig terhelhető. A generátor torzítása kisebb mint 0,5%.

Az oszcillátorból kicsatolt szinuszos feszültséggel azonos frekvenciájú négyszögfeszültséget úgy állítunk elő, hogy a T_5 kollektoráról (a T_8 – T_9 tranzisztorok beiktatásával visszahatásmentesen illesztve) levett váltakozó feszültséggel a T_{10} tranzisztort túlvezéreljük. A T_{10} kollektorról nyert kimenő feszültséggel Schmitt-trigger fokozatot (T_{11} – T_{12}) működtetünk. A triggerfokozatban előállított négyszögfeszültséget a T_{13} – T_{14} tranzisztorokból álló kapcsoló üzemi erősítő adja a kimenetre. A kimenő feszültség fel- és lefutása rövidebb, mint 100 ns. A maximális amplitúdó csúcsolt-csúcsig 10 V, ami 0 és a végérték között folyamatosan szabályozható, illetve tizedrészére, századrészére leosztható. A négyszögösítő fokozat amplitúdó-stabilitását, illetve hiteles értékeit a tápfeszültségkörben elhelyezett Z-diódák biztosítják.

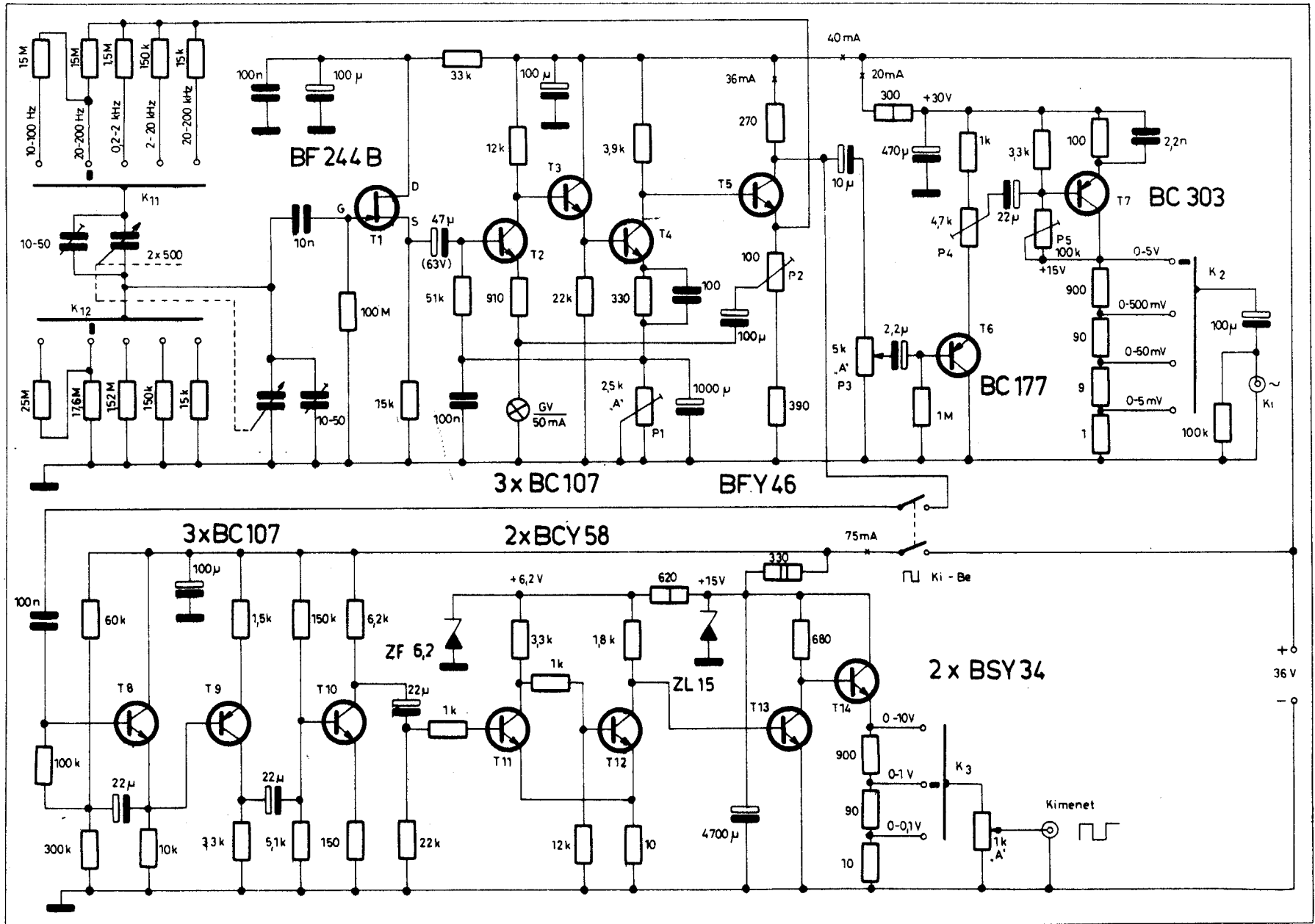
Hangfrekvenciás generátorunk kimenő feszültségével elsősorban a hangerősítők, elő- és teljesítményerősítők, hanglemezzajtók és magnetofon-erősítők, valamint rádió- illetve TV-vevők hangfrekvenciás fokozatai vizsgálhatók. Konstans amplitúdójú bemenő feszültséggel megmérhető a felsorolt készülékek frekvenciamentese, az esetleges hangszinbeállító korrekciós fokozatok szabályozási-állítási tartományai. Megállapítható a készülékek, hangfrekvenciás egységek erősítése, érzékenysége, maximális kimenő teljesítménye (feszültsége) és a torzítás mértéke a frekvencia függvényében. A hangfrekvenciás generátor a felsorolt mérésekhez szükséges vizsgáló jeleket adja, az eredményeket csővöltmérő, oszcilloszkóp és torzításmérő szolgáltatja.

Nagyfrekvenciás szignálgenerátorok

A nagyfrekvenciás generátorokat ismert amplitúdójú és hiteles frekvenciájú feszültségek előállítására használjuk. Az amplitúdóban vagy frekvenciában (esetleg egyszerre mindkettőben) modulálható nagyfrekvenciás jeleket szignálgenerátoroknak nevezünk. Az egyszerűbb kivitelű, szerényebb igényeket kielégítő kisebb műszerek elnevezése: hangoló oszcillátor.

Az amplitúdómodulált (AM) vagy frekvenciamodulált (FM) szignálgenerátorok, hangoló oszcillátorok moduláló jelforrása mindig hangfrekvenciás oszcillátor. Az AM–FM modulált szignálgenerátorokat rádióvevőkészülékek, nagyfrekvenciás fokozatok javításához, hangolásához és beméréséhez használjuk. A TV-vevők vizsgálatára használható ún. képminta-generátorok nagyfrekvenciás feszültségét négyszögfeszültségek kombinációjával modulálják.

A jobb minőségű AM-szignálgenerátor különálló oszcillátor-fokozattal működik, melyhez a frekvenciastabilitás érdekében szélesávú erősítő csatlakozik, mint elválasztó fokozat. A moduláció vagy az elválasztó fokozatban, vagy még egy további modulátorfokozatban történik. A vizsgálati célokra szükséges kis impedancián igényelt kimenő feszültséget a leválasztó vagy a modulátorfokozat megfelelő kialakítása biztosítja. A maximális kimenő feszültséget és a modulációs mélységet mérőműszer mutatja. A kimenő feszültséget precíz felépítésű, nagyon széles sávon egyenletes működésű, kisértékű ellenállásokból felépített feszültségosztóról lehet levenni. Jó generátor kimenő feszültsége 1 V és 1 mikrovolt között bármilyen értékre beállítható. A szerviz- és amatőr munkára jól használható hangoló oszcillátorok nem tartalmazzák az előzőekben felsorolt fo-



5. ábra. Szélessávú, tranzistoros szinusz- és négyszögfeszültség-generátor kapcsolási rajza

kozatok mindegyikét s gyakori az oszcillátorfokozat közvetlen modulációja is.

Az AM-jelgenerátorok főbb műszaki jellemzők az alábbiak:

Frekvenciartartomány
100 kHz... 25 – 50 MHz

Frekvenciapontosság: 0,1 – 1%
Kimeneti jeltartomány:
1 V... 100 mV – 1 μ V

Kimeneti szint pontossága:
 $\pm 1...5\%$

Modulációs mélység:
0-tól 60 – 100%-ig

Modulációs frekvencia:
belső 400 Hz; 1 kHz
külső: 30 Hz – 12 kHz

Árnyékolás:

Olyan mértékű, hogy 1 m távolságra elhelyezett érzékeny vevőkészülék bemenetén ne jelenjen meg 1 μ V-nál nagyobb jelfeszültség.

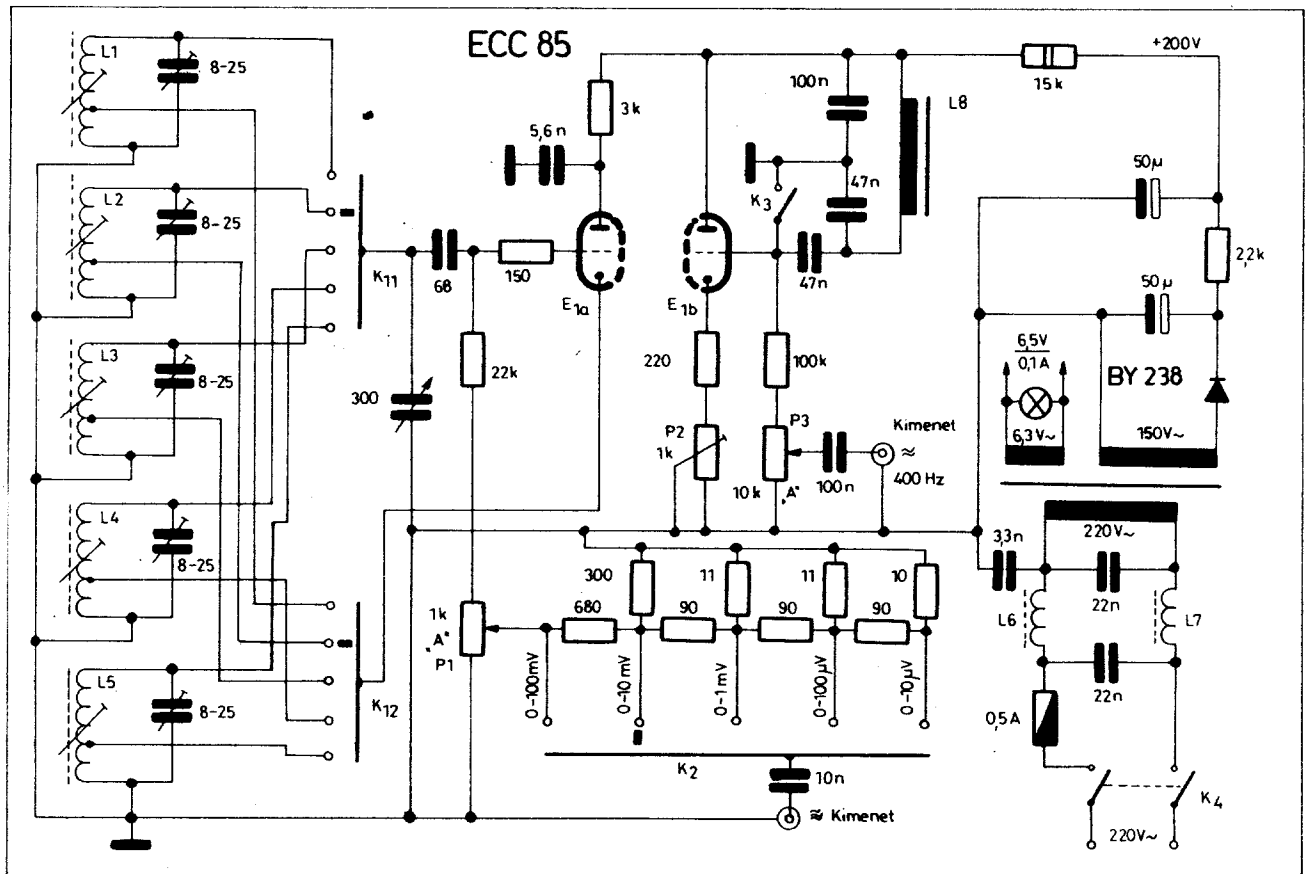
Az FM-generátorok, hangoló oszcillátorok modulációját csak a rezgés-keltő fokozatban lehet elvégezni, mert változó feszültségek erősítése során a rezgesszám folyamatosan nem változtatható meg. Az FM-moduláció mértéke a frekvencia-**lök**et, ami a vivőfrekvencia \pm irányú megváltozását jelenti. Pl. a 10,7 MHz-es oszcillátor

frekvenciája ± 50 kHz-es frekvencia-**lök**etnél 10,65 MHz és 10,75 MHz között változik. Az FM-generátorok legnagyobb problémája a vivőfrekvenciától függetlenül állandó értékű frekvencia-**lök**et előállítása. FM-modulációt ugyanis az oszcillátor hangoló kapacitásától függetlenül állandó értékű frekvencia-**lök**et előállítani, ennek hatása viszont függ az előállított alappfrekvencia értékétől.

Tételezzük fel, hogy egy rezgőkör 25 és 50 pF között változtatható hangoló kapacitásával (nagyon kis, 1,41-szeres sávátfogás!) párhuzamosan kapcsolunk (az FM moduláció előállítása céljából) egy varicap diódát, melynek a 25 pF-ba beleszámított nyugalmi 5 pF-os kapacitása a moduláció hatására $\pm 0,1$ pF-ot ingadozik. Beforgatott forgókapacitátor állásban a hangoló kapacitása 49,9 és 50,1 pF között váltakozik, ennek hatására az 50 pF-hoz tartozó f_0 alappfrekvencia $\pm 0,1\%$ -ot változik. Ugyanekkor nyitott forgó állásban 24,9 és 25,1 pF között ingadozó hangoló kapacitás a 25 pF-dal meghatározott f_0 frekvenciát $\pm 0,2\%$ -kal változtatja meg. Ha a forgó 50 pF-os állásban az f_0 frekvencia a rezgőköri inductivitással meghatározottan 71 MHz, akkor a frekvencia-**lök**et (maximális) értéke ± 71 kHz. 25 pF-nál az f_0 frekvencia kb. 100 MHz-re változik, az ugyanakkora modulációs feszültséghez tartozó **lök**et pedig ± 200 kHz lesz.

A számszerűen is ismertetett modulációs problémát kifogástalanul úgy lehet megoldani, hogy a hangoló kondenzátorral mechanikailag csatolt potenciométer a külső beállítástól függetlenül változtatja a modulációs feszültséget. Más megoldása a problémának az, amikor a kimenő jelet két különböző frekvenciájú oszcillátorból nyert feszültségek keverésével állítjuk elő és csak az egyik oszcillátort hangolják folyamatosan, a másikat, a fixen hangoltat pedig FM-ben modulálják. Amatőr gyakorlatban a sávátfogás lecsökkentése mellett megengedik a frekvencia-**lök**et kismértékű változását.

A kapcsolási rajzok ismertetése előtt előrebocsátjuk, hogy a nagyfrekvenciás mérőműszerek (így a szignálgenerátorok, hangoló oszcillátorok) minőségi jellemzőit döntően befolyásolja az elkészítés, a mechanikai felépítés stabilitása. Minden felhasználásra kerülő (lehető legjobb minőségű) alkatrészt gondosan rögzíteni kell, a kezelőszer-**ve**k beállító mechanizmusait holtjáték mentesen kell kivitelezni, különben a hitelesítés elveszti pontosságát. A nagyfrekvenciás alkatrészek kiválasztásánál előnyben kell részesíteni a kerámia alapanyagú (sávváltó kapcsoló, tekerestestek, forgókapacitátor kivezetésének szigetelése, forrlécek, csőfoglatat stb.) és a hosszú élettartamú üzeme ajánlott alkatrészeket (fémréteg ellenállás, kerámia-, csillám- és MP-kondenzátorok, tropizált kivi-



6. ábra. Elektroncsöves egyszerű hangoló oszcillátor kapcsolása

telő kapcsolási elemek stb.). A szignál-generátorok egyes egységeit a zárt fémházon belül esetleg kétszeresen is árnyékolni kell, mert egyes fokozatokban (oszillátor, leválasztó stb.) 10 V-nál nagyobb nagyfrekvenciás feszültségek is felléphetnek, amelyek már zavaró szórt sugárzást okozhatnak.

A nagyfrekvenciás generátor építésének megkezdése előtt ajánlatos egy-két gyári készítésű mérőműszer mechanikai és árnyékolási rendszerének megtekintése, mert ezeknek általában szigorúbb előírásokat kell teljesíteniök, mint egy amatőr készüléknek, ennek érdekében gondosabb a kivitelezésük, ez pedig követendő példaként szolgálhat.

Az AM-üzemmódú nagyfrekvenciás hangoló oszcillátorok legegyszerűbb változatai egyetlen kettős elektroncsővel működnek. Az egyik csőfél általában modulált oszcillátor, a másik csőfél pedig a modulációhoz szükséges hangfrekvenciás feszültséget ill. teljesítményt állítja elő. E célra trióda-heptóda, trióda-pentóda vagy kettős trióda elektroncsöveket használnak. Kapcsolási példánkban bemutatásra kerülő hangoló oszcillátor (6. ábra) az utóbbi megoldásban mindössze egyetlen ECC 85 (ECC 81, ECC 801, ECC 801S vagy E 81 CC) típusú elektroncsővel működik. Az E_{13} csőfél elektroncsőt ECO oszcillátor-rendszerben öt frekvenciasávban 100 kHz-től 16 MHz-ig állít elő rezgéseket. Az első felharmonikusit is figyelembe véve 32 MHz-ig lehet az oszcillátort vizsgálátra, hangolásra használni. Sávváltáshoz két áramkörös öt állású kapcsolót (K_1) kell használni. Ha a tekercsek nincsenek egyenként le- vagy egymástól elárnyékolva, akkor olyan kapcsolót célszerű használni, amelynél a nem használt tekercsek, illetve kapcsoló pontok összezáródnak vagy leföldelődnek. Erre a megoldásra (vagy az árnyékolásra) azért van szükség, mert ha a nem működő tekercsekből, ön- és szórt kapacitásokból, valamint a trimmer-kondenzátorokból kialakuló rezgőkörök önfrekvenciája belesik a szomszédos rezgési sávba, akkor induktív csatolás útján olyan nagymérvű energiaelszívás állhat elő, ami az oszcillációs feszültség jelentős csökkenését idézi elő ezen frekvencia környezetében.

A tekercsek közötti túl szoros csatolás még frekvenciaugrást is előidézhet. Ismeretes, hogy a kritikusnál szorosabban csatolt rezgőkörök frekvencia-karakterisztikája kétpúpú; úgy viselkedik mintha két különálló rezonancia-frekvenciája lenne. Az L_1 tekercs bekapcsolása esetén az első frekvenciasáv 100–250 kHz-ig terjed, az L_2 használatánál pedig (a második sáv) 250–700 kHz-ig. Amikor az L_2 működik, a szabadon álló L_1 -ből kialakuló rezgőkör f_{ox} önfrekvenciája 350–400 kHz körüli. Ha a csatolás az L_1 és az L_2 között, mint említettük, túl szoros, akkor előállhat az a helyzet, hogy amikor a 2. sávban hangolt rezgőkör saját alapfrekvenciája megközelíti vagy azonos lesz a f_{ox} -szel, hirtelen 10–20 kHz-et ugrik az oszcillátorból kicsatolt

jel frekvenciája a csatolás szorosságától függően. A jelenséget azért írtuk le ilyen részletesen, hogy ha valaki nagyfrekvenciás műszereiben hasonló jelenséget tapasztal, akkor hol keresse a hiba okát.

A frekvenciasávokon belüli folyamatos hangolásra 1×300 pF-os légszigetelésű, jó minőségű forgókondenzátort kell használni. Mivel ilyen kondenzátor beszerzése majdnem lehetetlen feladat, a következő megoldásokat ajánljuk: 1×400...500 pF-os kondenzátor már gyakoribban előfordul, ha ennek az álló lemezeiből néhány darabot (mindkét oldalról szimmetrikusan) kiszedünk, akkor előállítható a keresett kondenzátor. (Ha nem sikerül 1×500 pF-os kondenzátor beszerzése sem, akkor ugyanez az átalakítás elvégezhető egy 2×200 vagy 2×250 pF-os forgókondenzátoron, vagy végszükség esetén egy 2×400...500 pF-os légforgó egyik felének felhasználásával is.) A rezgőkörök maximális hangolókapacitása a járulékos elemeket is figyelembe véve 330 pF.

Az oszcillátor ún. Heising-rendszerben modulálható az anódtápfeszültségre szuperponált hangfrekvenciás feszültséggel. A modulációhoz szükséges hangfrekvenciás feszültséget, illetve teljesítményt az E_{10} csőféllel működő 800 Hz-es, hárompont kapcsolású oszcillátor állítja elő. A moduláció mintegy 30%-os mértéke nem szabályozható, csak a K_3 kapcsoló zárásával kiiktatható. Az L_8 induktivitás ferrit fazékvasmagon készíthető ± 1 , értéke 1,2 H. Az oszcillátor jelalakjának torzításmentessége és a moduláció mértéke a P_2 potenciométer (bilinéses huzalellenállás) állításával szabályozható be, oszcilloszkóppal való megfigyelés alapján.

Mind a nagyfrekvenciás, mind a hangfrekvenciás oszcillátorból a jelkicsatolás a rácslevezető ellenállásokból kialakított osztó segítségével történik. A nagyfrekvenciás fokozatból maximálisan 100 mV feszültség nyerhető, ha a rezgőkörön 5–6 V-os nagyfrekvenciás feszültség alakul ki. (Az 1 kohmos potenciométert a csatlakozó osztó is terheli kb. 750 ohmmal, ezért felső ponti impedanciája a felesavart állásban 430 ohm nagyságrendű, ennek pedig a 22 kiloohmmal való feszültségosztása 52-szeres.) 100 mV-nál nagyságrendekkel kisebb feszültségeket a P_1 potenciométerhez csatlakozó osztóról nyerhetünk, a K_2 kapcsoló beállításával. Ha az oszcillátor különböző frekvenciasávjaiban a rezgési állapotokat gondosan beállítjuk (esetleg a tekercsek járulékos ellenállás-terhelésével), akkor elérhető, hogy az oszcillációs feszültség bármely frekvencián 4–7 V között legyen. Ebben az esetben pedig a kimenő feszültség értéke ± 2 dB-en belül elfogadhatóan azonos, legalábbis az alacsonyabb frekvenciasávokban.

A hangfrekvenciás oszcillátor 800 Hz-es feszültségét is kivezetjük egyszerűbb vizsgálatok elvégzése, funkcióképesség ellenőrzése céljából. Mivel az E_{10} cső rácánál 15–20 V az oszcillációs feszültség, a hangfrekvenciás kimeneten 0-tól kb. 1,5 V maximális értékig

szabályozható 800 Hz-es váltakozó feszültség nyerhető.

Az egyesöves hangoló oszcillátor 200 V tápfeszültséggel működik, áramfelvétele 6–8 mA. Hálózati tápegysége a lehető legegyszerűbb kivitelű. Transzformátorának adatai M 65-ös 6 cm² magkeresztmetszetű vasmagra:

Primer:

220 V: 1610 menet \varnothing 0,2 mm-es,

Szekunder:

150 V: 1160 menet \varnothing 0,15 mm-es,
6,3 V: 49 menet \varnothing 0,6 mm-es
CuL huzalból.

A hálózati transzformátor primer körében nagyfrekvenciás szűrőkört kell elhelyezni, hogy a hálózati zsinórön keresztül ne jusson ki a generátorból nagyfrekvenciás zavaró feszültség.

A hangoló oszcillátor *sávfelosztása* és az elkészítéshez szükséges *tekercsek adatai* (valamennyi tekercs M8×20 mm-es szürke vagy vörös vasmaggal hangolható):

I. 100 kHz...250 kHz

$L_1 = 7,68$ mH, 740 menet \varnothing 0,12 mm-es CuLS huzalból, leágazás a 175. menetnél; kereszttekercses kivitelben.

II. 250 kHz...700 kHz

$L_2 = 1,23$ mH, 296 menet \varnothing 0,12 mm-es CuLS huzalból, leágazás a 75. menetnél; kereszttekercses kivitelben.

III. 700 kHz...2 MHz

$L_3 = 156$ μ H, 106 menet 10×0,05-ös litzéből (sodrott huzalból), leágazás a 47. menetnél; kereszttekercses kivitelben.

IV. 2 MHz...5,5 MHz

$L_4 = 19,2$ μ H, 37 menet 10×0,05-ös litzéből, leágazás a 13. menetnél; kereszttekercses kivitelben.

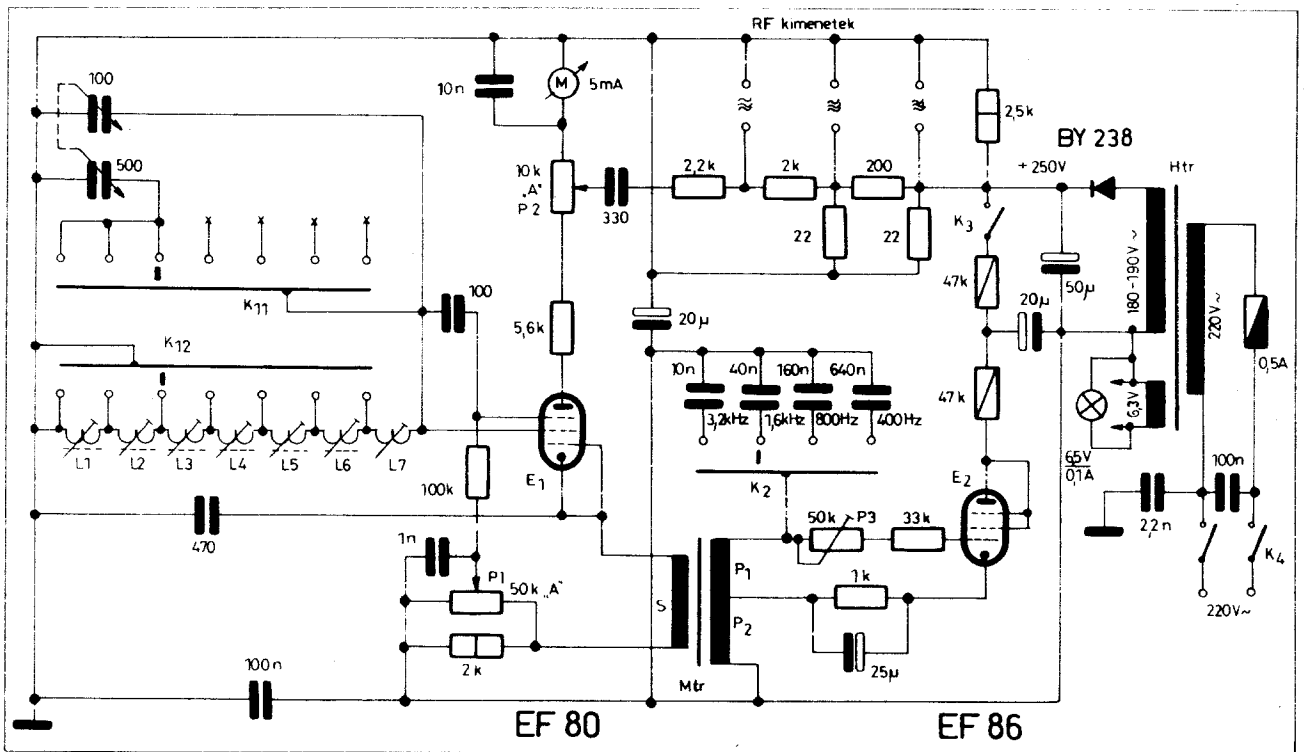
V. 5,5 MHz...16 MHz

$L_5 = 2,54$ μ H, 13,5 menet \varnothing 0,5 mm-es CuLS huzalból, leágazás a 6. menetnél; egysoros kivitelben.

Szűrőtekercsek:

$L_6 = L_7 = 1$ mH, 265 menet \varnothing 0,2 mm-es CuLS huzalból; kereszttekercses kivitelben.

A készülék üzembe helyezése a tápegység ellenőrzésével kezdődik. A második szűrőkondenzátoron kb. 220 V egyenfeszültségnek kell megjelennie. A következő lépésben a nagyfrekvenciás oszcillátor sávonkénti szabályozása történik. Az E_{10} csőfél rácskörében a 22 kohm felső pontjához forrasztunk hozzá egy 1 Mohmos ellenállást, melyhez univerzális csövmótmérőt kell kapcsolni. Ezzel a megoldással a csövmótmérő kapacitását elválasztjuk a rezgőkörtől annak az árn, hogy a műszer pár %-kal kisebb feszültséget fog mutatni a valóságos értéknél. A rácskörben -4...-7 V egyenfeszültségnek kell kialakulnia, jól rezgő oszcillátor esetén. Ha a rezgési amplitúdó, illetve a mért egyenfeszültség



7. ábra. Triódon üzemű nagyfrekvenciás hangoló oszcillátor kapcsolási vázlata

ség nagyobb a megadott értéknél, akkor az illető rezgőköröket ellenállásokkal kell terhelni, vagy a leágazásokkal sorba kell kapcsolni 47–220 ohmos ellenállásokat. A hangoló oszcillátor működését vevőkészüléken hallgatva is ellenőrizzük. Adóállomásokkal való „összefütyültetés” esetén a hangmagasság állandósága vagy változása felvilágosítást nyújt a készülék stabilitásáról. A hangfrekvenciás rész ellenőrzése oszcilloszkóppal történik.

Amikor az oszcillátor valamennyi frekvenciasávban kifogástalanul és egyenletesen dolgozik, kezdődhet a frekvenciahitelesítés. A forgókondenzátorhoz készített skálának fel kell venni a végpontjait és beosztását. A skálaszerkezet a legegyszerűbb esetben egy félkörívkekből álló lap, mely előtt a forgókondenzátor tengelyére ékelt mutató 180°-os forgást végez. A kondenzátor beállításához ebben az esetben is külön áttekintéses finommeghajtást kell alkalmazni. A skálasztás kezdőpontja 3–5°-hoz, végpontja 170–175°-hoz kerüljön.

A skálapontok felvétele legegyszerűbben és legpontosabban a 100 mV-os kimenethez csatlakoztatott digitális frekvenciamérővel történhet. Minden sávnál először vasmaghangolással a skála kezdőpontjához, majd a trimmer-kondenzátor állításával pedig a végponthoz tartozó frekvenciaértéket kell beállítani, a műveletek ciklikus ismétlésével. Az I. sávban pl. ezek a frekvencia-pontok: 100 és 250 kHz. A végpontokon már hiteles skálákhoz a belső frekvencia-pontok tetszés szerinti gyakorisággal (osztással) felvehetők.

Frekvenciamérő hiányában egy hiteles szignálgenerátorral való összehasonlítással lehet a kalibrációt elvégezni. Az ismert frekvenciájú generátor alappfrekvenciáját vagy első felharmonikusát rádió-vevőkészüléken „megfogjuk” és a saját oszcillátort addig hangoljuk vagy állítjuk, míg frekvenciaátvitelt (először magas hangot, majd lassú morgást vagy hebegést) nem kapunk.

A kis készülék gondos felépítés, zárt fémdobozban való elhelyezés esetén az amatőr és szerviz-igényeket (rádiókészülékek hangolása, építése és javítása terén) kielégíti.

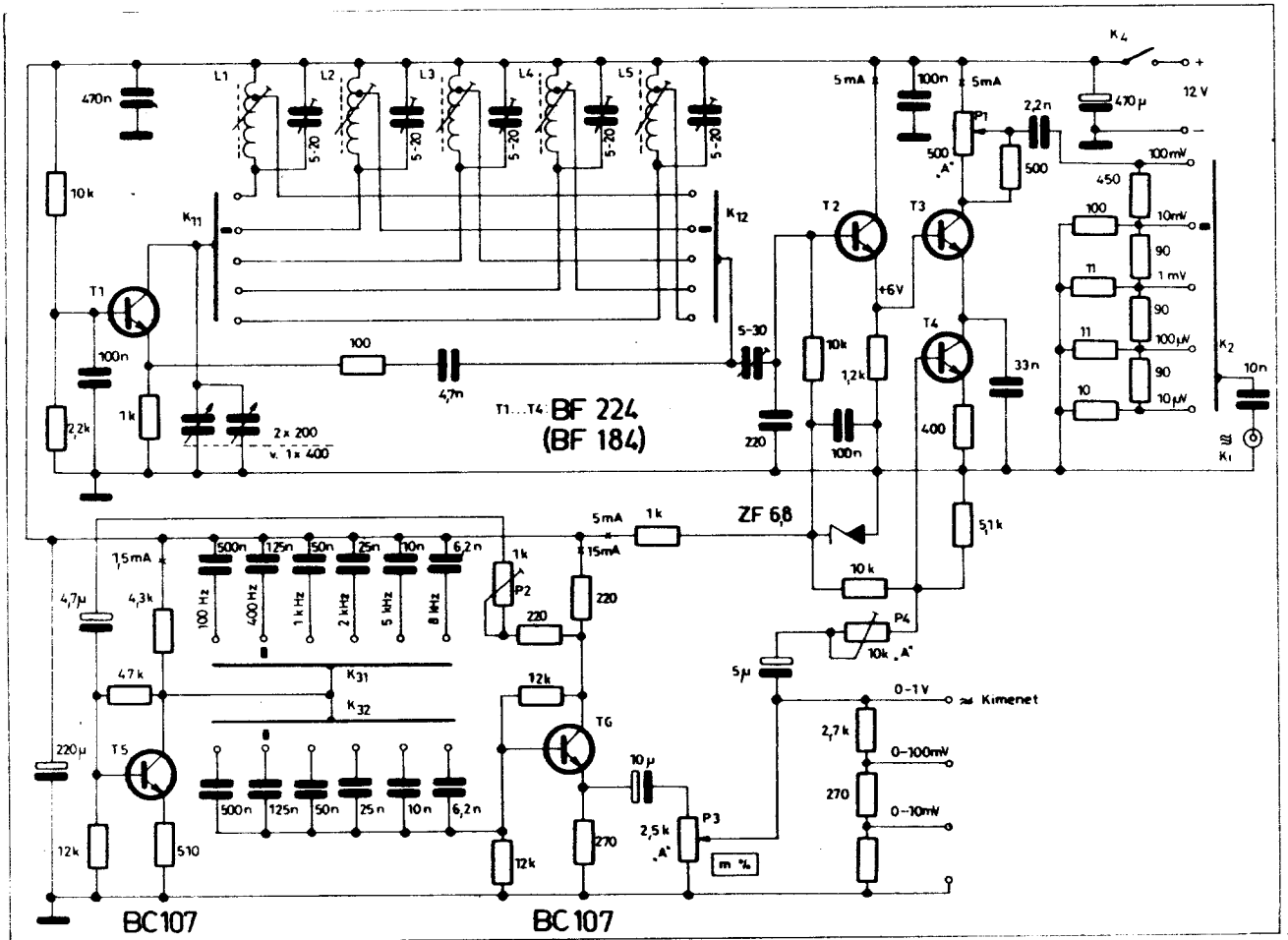
A 7. ábrán bemutatott két elektroncsöves hangoló oszcillátor kapcsolása eltér az általánosan elterjedt megoldásoktól, mert a nagyfrekvenciás oszcillátor (E₁) triódon kapcsolásban működik. Ennek a megoldásnak az a legnagyobb előnye, hogy a rezgőköri tekereseken semmiféle leágazás nem szükséges, valamint csatolótekeres sem. A triódon oszcillátor úgy működik, hogy a harmadik rács vezérli a segédrács és az anód közötti árameloszlást, és a segédrács-áramkörben kialakuló feszültség vissza van vezetve a harmadik rácsra. Mivel a visszavezetés pozitív visszacsatolásként hat, a második rácskörben negatív impedancia alakul ki. Ha az ide kapcsolt rezgőkör soros veszteségi ellenállása kisebb, mint a negatív belső ellenállás, a rezgőkör begerjed. A triódon oszcillátor az alkalmazott pentóda vezérlőrácsán (vagy katódján, mint a mi esetünkben) hangfrekvenciásan modulálható.

Az ismertetésre kerülő készülék hét sávban, 80 kHz-től 50 MHz-ig állít elő

modulált és modulálatlan nagyfrekvenciás rezgéseket. Sáv váltásra a K₁ két áramkörös, hét állású kapcsolót használjuk. Hangolás 500 + 100 pF-os kettős forgókondenzátorral történik, melynek részei az alsó sávokban párhuzamosan kapcsolódnak, a felső öt sávban pedig csak a 100 pF-os rész hangol. (500 + 100 pF-os forgókondenzátort egy 2 × 500 pF-os kettős forgóból lehet előállítani az egyik fél oldal állórészlemezeinek szimmetrikus kiszélesítésével.)

A nagyfrekvenciás feszültséget az oszcillátorosó (E₁) anódköréből lehet kicsatolni, illetve az ide beépített 10 kohmos potenciométerrel (P₂) szabályozni. A cső rezgési állapotát az anódkörrel sorba kapcsolt 5 mA-es műszer indikálja. Az oszcilláció mértéke az árameloszlás P₁-gyel való módosításával befolyásolható. A műszernek 3–4 mA anódiráramot kell mutatnia. Az E₁ fókuszban minden olyan széles-sávú pentóda használható, melynek a harmadik rácsa ki van vezetve (EF 80, EF 42, 6A C7).

A moduláló feszültséget az E₂ triódnak kapcsolt pentódával (EF 86) állítjuk elő elektroncsatolt (ECO) oszcillátor kapcsolásban. A hangfrekvenciás oszcillátor öt fix frekvenciát állít elő a K₂ kapcsoló állásával meghatározottan. A modulátor-transzformátor ferrit fazékvasmagon, vagy pl. M 30-as, 0,8...1 cm² magkeresztmetszetű vasmagon készíthető el. A P₁+P₂ egyenlő tekeresfejekből álló primer oldal összinduktivitása 0,25 H. A szekunder menetszám a P₁+P₂-nek kb. tízedrésze. A primer oldalt 0,15–0,18 mm-es, a szekunder oldalt 0,2-es



8. ábra. Tranzistoros szignálgenerátor kapcsolási rajza

huzalból kell megtekercselni. Egy $A_L = 1000 \text{ nH/menet}^2$ tényezővel jellemezhető vasmagon a primer $250 + 250$ menet, a szekunder 50, esetleg 80 menet, az 50. és 65. menetenél leágazással. A hangfrekvenciás oszcillátor legkedvezőbb rezgési állapota a P_3 potencióméterrel szabályozható be. A K_3 kapcsoló nyitott helyzetében az oszcillátor modulálatlan nagyfrekvenciás feszültséget állít elő.

A tranzitron hangoló oszcillátor a következő frekvenciasávokban működik:

80–220 kHz; 210–750 kHz;
700–2000 kHz; 2–5 MHz; 5–12 MHz;
12–25 MHz és 25–50 MHz.

A sorba kapcsolódó tekercseknel aránykölással vagy távolabbi elhelyezéssel meg kell akadályozni, hogy egymással induktív úton csatolásba kerüljenek, mert akkor a szereléstől függő, de ismeretlen értékű kölcsönös indukció (M) eltolja a frekvenciasávokat.

A tekercsek adatai az alábbiak:

- $L_1 = 5,64 \text{ mH}$ kereszttekercs $\varnothing 0,1 \text{ mm}$ -es CuLS huzalból
- $L_2 = 440 \text{ mikrohenny}$ kereszttekercs $9 \times 0,05$ zománé litzéből

- $L_3 = 454 \mu\text{H}$ kereszttekercs $9 \times 0,05$ zománé litzéből
- $L_4 = 53,2 \mu\text{H}$ kereszttekercs $10 \times 0,05$ selyemszigetelésű litzéből
- $L_5 = 8,34 \mu\text{H}$ egysoros tekercs $\varnothing 0,25 \text{ mm}$ -es CuLS huzalból
- $L_6 = 1,35 \mu\text{H}$ egysoros tekercs $\varnothing 0,5 \text{ mm}$ -es CuLS huzalból
- $L_7 = 0,41 \mu\text{H}$ egysoros tekercs $\varnothing 0,8 \text{ mm}$ -es CuL huzalból

A menetszám-adatok az alkalmazott vasmagoktól függenek. M $8 \times 20 \text{ mm}$ -es vasmagra, melynek A_L -értéke 14 nH/n^2 , a menetszám-irányadatokat az alábbi képletből kapjuk meg:

$$L = A_L \cdot n^2 \text{ [nH]}; \text{ ebből}$$

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{L \text{ [nH]}}{14}}$$

Az utóbbi képletbe a keresett induktivitások értékeit nH-ben (nanohenryben) kell behelyettesíteni. ($1 \text{ mH} = 10^6 \text{ nH}$ és $1 \mu\text{H} = 10^3 \text{ nH}$).

Kapcsolási variációként megemlítjük, hogy a hét tekercs különállóan, nem sorbakötve is működtethető. Ez esetben minden egyes tekercset el lehet látni trimmer-kondenzátorral is, a sáv-

végpontok behangolhatósága érdekében. A forgókondenzátor-rendszert különálló tekercsek esetében nem kell megváltoztatni. Amikor a két kondenzátor-rész párhuzamosan kapcsolva együtt hangol, a járulékos kapacitásokat is figyelembe véve 650 pF végkapacitással számolhatunk, 100 pF esetén pedig 113 pF -dal. A tekercsek induktivitás-értékei ezekhez a kapacitás-értékekhez és a megadott sávokhoz az alábbiak:

- $L_1 = 6,09 \text{ mH}$
- $L_2 = 884 \mu\text{H}$
- $L_3 = 457 \mu\text{H}$
- $L_4 = 56 \mu\text{H}$
- $L_5 = 8,97 \mu\text{H}$
- $L_6 = 1,56 \mu\text{H}$
- $L_7 = 0,36 \mu\text{H}$

Tranzistorok nagyfrekvenciás generátorokban való alkalmazása előnyös is, de hátrányos is lehet. Előny a minimális energiaigény, a telepes üzemmód lehetősége, a kis hőtermelés, a teljesen zárt fémdobozok problémamentes alkalmazhatósága. Tranzistorok nagyfrekvenciás fokozatokban való működtetésénél legnagyobb hátrány a bemenő, kimenő és átmeneti kapacitások áram- illetve feszültség-

URH-generátorok

függése. Az oszcillátorban előállított jelfeszültség frekvenciája a felhasznált tranzisztor kapacitásaitól is függ, ezért névleges értéke megváltozik:

- ha a tápfeszültség stabilizálás hiányában megváltozik,
- ha a munkaponti áram hőmérsékletváltozással szemben nincs stabilizálva,
- ha a moduláció létrehozása céljából periodikusan változtatjuk a munkaponti áramot (káros frekvencia-moduláció).

Az első két feltételből eredő hátrányok megfelelő méretezéssel teljesen megszüntethetők. A káros frekvencia-moduláció azonban akkor is jelentkezik, ha külön leválasztó fokozatban modulálunk. A frekvenciamoduláció az AM oldalsávok melletti idegen oldalfrekvenciák megjelenésével érzékelhető, melyek hangoláskor többszörös maximumként jelentkeznek.

A káros frekvenciamoduláció csökkentése érdekében tranzisztoros oszcillátorokban nagy kapacitású hangoló-kondenzátorokat kell alkalmazni, a sávátfogásokat alacsonyra kell választani és az oszcillátor-fokozat modulációját el kell kerülni. A modulációt lehetőleg nem is a közvetlen, hanem második vagy harmadik leválasztó fokozatban kell megvalósítani.

A 8. ábrán hat tranzisztoros szignálgenerátor kapcsolási vázlatát mutatjuk be, melynek oszcillátor fokozata (T_1) öt frekvenciasávban, 150 kHz-től 30 MHz-ig állít elő nagyfrekvenciás feszültséget. A 400 pF-os forgókondenzátorral hangolt rezgőköröket a földelt bázisú kapcsolásban működő T_1 tranzisztor kollektorkörébe a K_1 két áramkörös, 5 állású kapcsoló K_{11} áramkörösen iktatja be. Az oszcillációt fenntartó visszacsatolás a T_1 emitterére hat.

Az oszcillátorból kapacitív osztóval kicsatolt nagyfrekvenciás feszültséget a T_2 tranzisztor emitterkövető kapcsolásban továbbítja a T_3 tranzisztorral működő modulátor és kimenő fokozatba. A T_3 modulációja az emitter-áram változtatásával történik. A T_3 emitteráramát tulajdonképpen a T_4 tranzisztorral megvalósított áramgenerátor szabja meg. A moduláció az áramgenerátor forrásáramának periodikus ingadoztatásával valósul meg.

A 100 mV-os maximális kimenő feszültség a P_1 potencióméterrel szabályozható; névleges értékét az oszcillátorhoz csatlakozó kapacitív osztóval lehet beállítani. Jól rezgő oszcillátor-fokozatban a T_1 emitterén 100–150 mV nagyságú nagyfrekvenciás feszültség jelenik meg. Az oszcilláció mértékét befolyásolni lehet a tekercsek leágazásának áthelyezésével, a leágazásokkal külön-külön sorbakötött járulékos ellenállásokkal (100...330 ohm) és a rezgőkörök melegpontjának ellenállásterhelésével (22...220 kohm). Az oszcillátor behangolása a csöves készülékeknél leírt módon történik.

A modulációhoz szükséges hangfrekvenciás feszültséget (hat fix frekvencián) a T_5 – T_6 tranzisztorokból álló zérus fázistolású oszcillátor állítja elő. A két tranzisztor közötti, Wien-hídhoz

használt csatoló RC-hálózat feszültség- és frekvenciaátvitelét egyetlen frekvencián maximális, illetve zérus fázistolású, s ezen fog berezegni, ha a T_6 kimenetéről visszacsatolunk a T_5 bemenetére. Frekvenciabeállításra a K_3 két áramkörös, hat állású kapcsolót használjuk. A P_2 potencióméterrel a jól rezgő üzemállapot szabályozható be, oszcilloszkóppal való megfigyelés alapján. Helyes beállítás esetén a T_6 emitterén kb. 1 V hangfrekvenciás feszültség keletkezik, ami a P_3 potencióméterrel szabályozhatóan külön kimeneten is rendelkezésre áll. A moduláció maximálisan 50–60%, mélysége a P_4 potencióméterrel egyszer kerül beállításra a P_3 felső sáv helyzetében. Ezután a P_3 modulációs mélységet is szabályoz. Ha a kapcsolási rajzon feltüntetett frekvenciaértéktől jelentősebb eltérés tapasztalható, az adott kapcsolóálláshoz tartozó kondenzátor-értékeken kell szimmetrikusan módosítani.

A tranzisztoros szignálgenerátor a rajzon megadott típusú vagy ezekkel egyenértékű szilícium tranzisztorokkal építhető meg. A készülék áramfelvétele 12 V tápfeszültség mellett 35–40 mA. A 12 V tápfeszültséget stabilizálni kell előállítani. Telepes táplálás esetén 18 V tápfeszültséget kell használni és egy ZL 12 típusú Z-diódával meg kell fogni a generátor tápfeszültségét. A szükséges soros ellenállás értéke 100 ohm/1 W.

A tranzisztoros szignálgenerátor sávfeosztása és tekercsadatai 425 pF maximális hangoló kapacitáshoz, $M 8 \times 20$ mm vasmagokra az alábbiak:

I. 150 kHz...300 kHz

$L_1 = 2,65$ mH, 435 menet $\varnothing 0,1$ mm
CuLS huzalból, leágazás a 20. menetnél, kereszttekercses kivitelben.

II. 300 kHz...1 MHz

$L_2 = 662$ μ H, 217 menet $\varnothing 0,12$ mm-es CuLS vagy 10 $\times 0,05$ -ös litze huzalból, leágazás a 12. menetnél, kereszttekercses kivitelben.

III. 1 MHz...3,3 MHz

$L_3 = 59,6$ μ H, 65 menet 10 $\times 0,05$ -ös litze huzalból, leágazás a 6. menetnél, kereszttekercses kivitelben.

IV. 3 MHz...10 MHz

$L_4 = 6,62$ μ H, 22 menet $\varnothing 0,3$ mm-es CuLS huzalból, leágazás a 2. menetnél, egysoros kivitelben.

V. 10 MHz...30 MHz

$L_5 = 0,6$ μ H, 7 menet 0,5–0,8 mm-es CuL huzalból, leágazás az 1. menetnél, egysoros kivitelben.

A leágazások helyének utólagos korrekciója érdekében a hideg oldali kivezetést hosszabbra kell hagyni, mert egy pár menet feltekercselésével növelni lehet a leágazáshoz tartozó menetszámot. Az emiatti induktív növekedés vasmagállítással eliminálható.

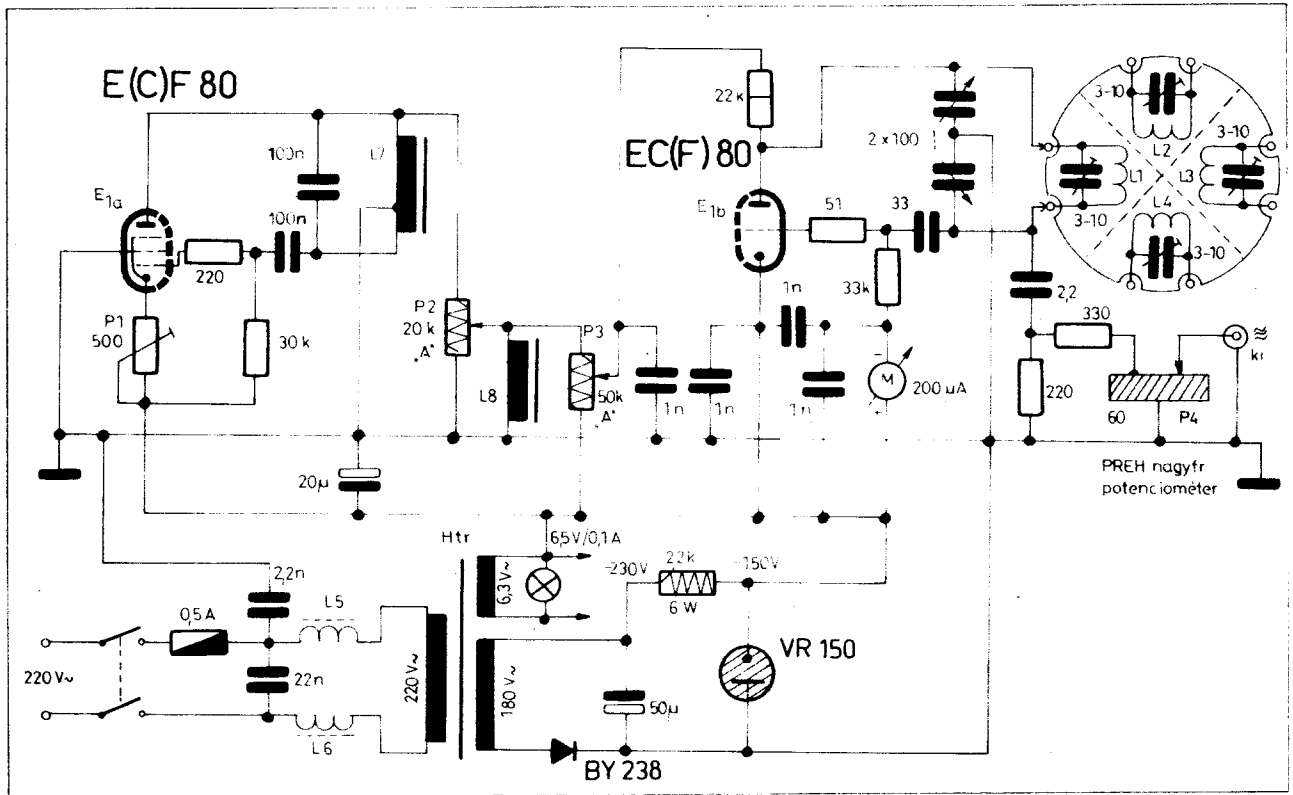
Az URH tartományban működő rádió-vevőkészülékek és a televíziók bemenő fokozatainak vizsgálatához olyan nagyfrekvenciás generátorok szükségesek, melyek 100...200 MHz felső frekvenciahatárig működnek. Az URH-frekvenciákön működő nagyfrekvenciás generátorok szerkezeti felépítése, belső fokozat-elrendezése hasonló a már megismert generátorokéhoz. Természetes azonban, hogy az elkészítés még gondosabb mechanikai munkát és elektromos kivitelezést igényel, mert különben az oszcillációs rendszer frekvenciastabilitása nem biztosítható.

Az URH-generátor modulációs rendszere AM és FM üzemmódú lehet. Az AM-moduláció történhet szinuszos és (TV-vevők vizsgálatához) négyszög-feszültséggel (csiggenerátor). Kapcsolási példaként bemutatunk egy AM- és egy FM-modulációval ellátott mérőkészüléket.

A 9. ábrán egy elektroncsöves (ECF 80, E80CF vagy PCF 80), AM-modulált URH-generátor kapcsolási vázlatát látható. A kettős elektroncső pentóda része hárompont kapcsolású oszcillátorként a modulációhoz szükséges kb. 800 Hz-es hangfrekvenciás feszültséget állítja elő. A trióda-rész anódában modulált oszcillátorként négy sávban, 15 MHz-től 240 MHz-ig működik. Az oszcillátor rezgési állapotát (a rácsáram mérésével) a 200 mikroamper végkiterésű alaplászter (M) mutatja. A rezgési állapot a P_3 anód-feszültséget állító potencióméterrel korrigálható, illetve állandó értéken tartható. Ha pl. a P_3 -mal a műszerkiterést mindig 50 (100) mikroamperra állítjuk, akkor a rácspontra megjelenő nagyfrekvenciás feszültség kb. 1,6 V (3,3 V), mely értéknek a kétszerese alakul ki a rezgőkör végpontjain.

Az URH-generátor rezgőköri tekercsei egy forgótárcsán (dobvátlón) helyezkednek el, melyet, ha készen nem jutunk hozzá, egyszerű felépítése miatt házilag is el lehet készíteni (dobátmérő kb. 100 mm). Hangolásra 2×100 pF-os légdielektrikumú, kerámia szigetelésű forgókondenzátort kell használni. A jel kicsatolása közvetlenül az oszcillátorkörből történik. A kicsatoló kapacitás kis értéke (2,2 pF) és az egyéb illesztő tagok biztosítják, hogy a kimenet terhelése ne hasson vissza az oszcillátorra. A kimenőszint maximális értéke mV-os tartományba esik. A szabályozást nagyfrekvenciás potencióméter biztosítja. Ennek hiányában 50–100 ohmos lineáris potenciómétert kell alkalmazni, hozzá kapcsolódó kis impedanciás fix osztótagokkal.

A hangfrekvenciás oszcillátor munkapontját a P_1 potencióméter állításával úgy kell megválasztani, hogy az anódján, illetve a P_2 modulációs mélység-szabályozó potencióméter melegpontján 20–30 V effektív értékű 800 Hz-es feszültség alakuljon ki. Ha az ábrát figyelmesen nézzük, belátható, hogy a hangfrekvenciás feszült-



9. ábra. AM-modulált URH-oscillátor

ség P_2 -es potenciométerrel beállított hányada a stabilizált tápfeszültséggel sorbakapcsolódik. Az L_8 inductívása (8–10 H) a feszültségviszonyokat váltóáramulag alig befolyásolja, kis értékű egyenáramú ellenállása pedig megakadályozza, hogy a P_2 állításával a trióda átlag egyenárama megváltozzék. Az L_8 tulajdonképpen a P_2 (modulációs mélység állító) és a P_3 (oscillációs szint állító) potenciométerek beállítási funkcióit függetleníti egymástól. Amikor a P_3 -at szintkorrekció céljából állítjuk, akkor a modulációs mélység állandó marad, mert a tápfeszültséggel arányosan csökken a modulációhoz beállított hangfrekvenciás feszültség is.

Az URH-generátor tápegysége egyszerű felépítésű; egyoldalas egyenirányítással állít elő kb. 230 V-os anód-feszültséget. A 230 V tápfeszültségből VR 150 típusú gáztöltésű stabilizátor-csővel 150 V feszültséget állandósítunk a hálózati feszültség-ingadozások kiküszöbölése érdekében. A hálózati transzformátor M 74 vagy EI 78-as vasmagon készíthető. Menetszámadatak 8 cm² vasmagkeresztmetszethez:

Primer:

220 V: 1207 menet \varnothing 0,22 – 0,25 mm-es,

Szekunder:

180 V: 1040 menet \varnothing 0,18 mm-es,
6,3 V: 36 menet \varnothing 0,6 mm-es huzalból.

Ha ECF 80 helyett PCF 80 típusú csövet használunk, akkor 9 V-os fűtő-

tekercset kell készíteni, melynek menetszáma 52. A huzalátmérő ez esetben 0,5 mm.

Sávfelosztás és tekercsulatok:

- I. 15 MHz... 30 MHz
 $L_1 = 2 \mu\text{H}$
- II. 30 MHz... 60 MHz
 $L_2 = 0,5 \mu\text{H}$
- III. 60 MHz... 120 MHz
 $L_3 = 0,125 \mu\text{H}$
- IV. 120 MHz... 240 MHz
 $L_4 = 0,03 \mu\text{H}$

A tekercseket légmagos kivitelben kell elkészíteni, az L_1 esetleg lehet vasmagos is. A légmagos tekercseket a menetek távollításával – közelítésével lehet hangolni. Huzalanyagként \varnothing 0,6–0,8 mm ezüstözött (vagy ónozott) rézhuzalt használunk. Az L_5 – L_6 nagyfrekvenciás fojtótekercsek 200 menetesek, \varnothing 0,15 mm-es CuLS huzalból. Az L_5 – L_6 vadtekercseléssel is elkészíthető oly módon, hogy egy csévetestre felragasztunk három gyűrűt, melyek közé 100–100 menetet tekercselünk.

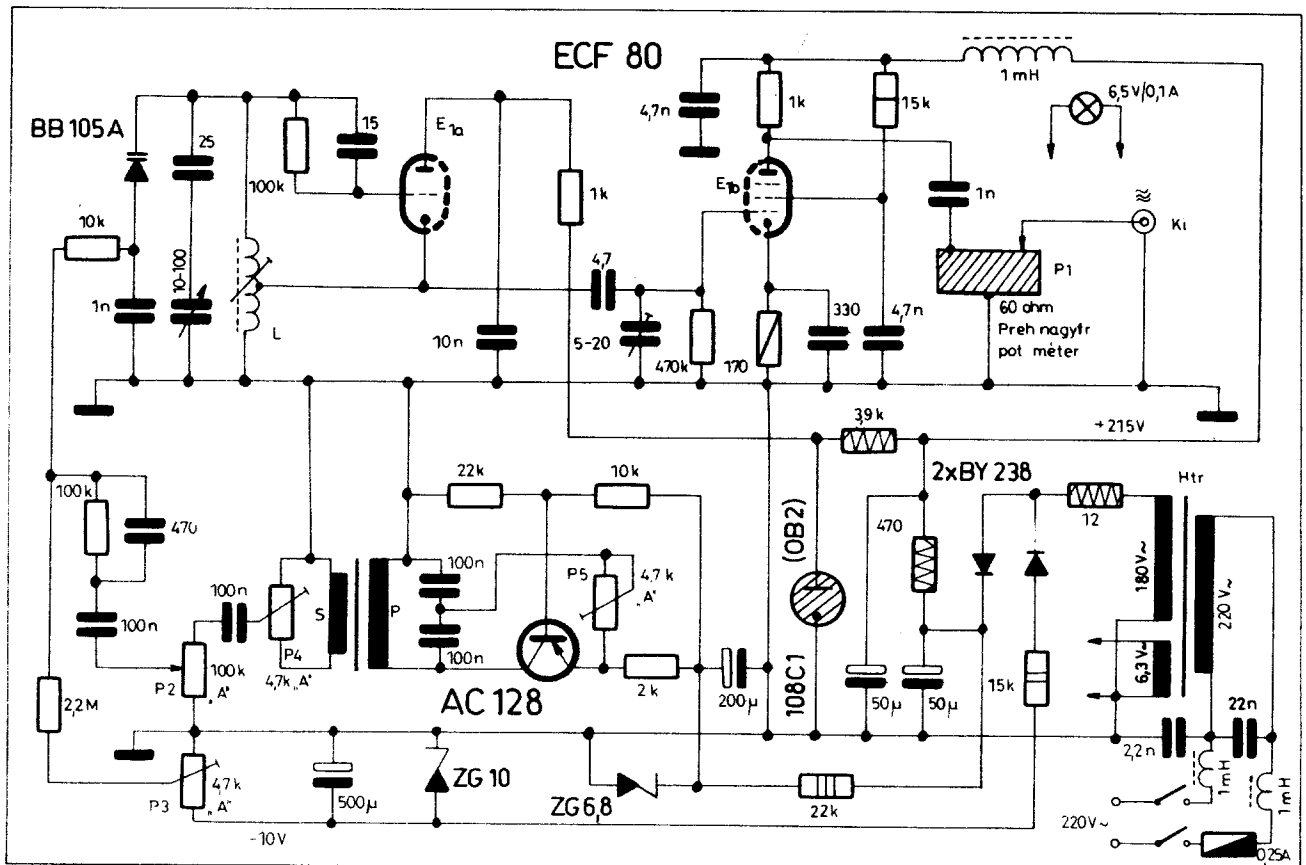
Az L_7 modulátor-rezgőköri tekercs inductívása 0,4 H, amit egy 1000-es A_L -értékű vasmagon 632 menettel érünk el. A leágazást az összmenetszám 30%-ánál kell elkészíteni. Az L_8 fojtótekercs 3000 menet \varnothing 0,1–0,15 mm-es CuL huzalból, 1 cm² magkeresztmetszetű M 30–M 42 vasmagon, vagy egy 35–40 mm átmérőjű ferrit fazékvasmagon.

Ötletként megemlítjük, hogy az E_{1b} elektroncső fokozat rácsához

150–220 kilohm soros ellenállással odavezetett pár száz Hz-es szimmetrikus négyzögfeszültséggel csíkmóduláció is megvalósítható TV-vevők ellenőrzése céljából. Az alacsonyfrekvenciás, néhány V-os négyzögfeszültséget kéttranszistoros multivibrátorral lehet egyszerűen előállítani.

FM-modulációval ellátott, 65 MHz–80 MHz-ig egy sávban működő URH szignálgenerátor kapcsolási rajzát mutatjuk be a 10. ábrán. A készülékben egy kettős elektroncső (ECF 80 vagy PCF 80), egy tranzisztor és egy stabilizátorcső (OB 2 vagy VR 150) került felhasználásra. A kettős cső trióda-része varicap-diódával FM-modulált ECO oszcillátor, melyhez a pentóda-rész, mint független leválasztó fokozat, kapacitív osztón keresztül csatlakozik. A modulációhoz szükséges 800 Hz-es hangfrekvenciás feszültséget tranzisztoros oszcillátorral állítjuk elő, melynek tápfeszültségét az anód-feszültségről osztjuk le, illetve Z-diódával meg is stabilizáljuk (Z φ 6,8).

Az URH-FM generátor 65–80 MHz-ig terjedő frekvencia tartományát 25 pF-dal rövidített 100 pF-os forgókapacitással hangoljuk. Erre a célra egy 20–25 pF végkapacitású forgókapacitátor is alkalmazható a rövidítő kondenzátor elhagyásával. Az L tekercs 0,2 mikrohenry; kb. 5 menet \varnothing 0,6–0,8 mm-es CuAg huzalból, a 2. menetnél készített leágazással. Az oszcillációs állapot a leágazás forrasztással való áthelyezésével változtatható. (Az E_{1a} csőfél rácspontjához forrasztunk oda egy 1 Mohms



10. ábra. FM-modulált URH hangoló generátor kapcsolása

ellenállást és ezen keresztül univerzális esővoltmérővel ellenőrizzük az oszcilláció mértékére jellemző negatív rácsfeszültséget. A leágazás helyét addig változtassuk, míg a negatív feszültség kb. 4–5 V-os értéket fel nem vesz és sávon belül elég egyenletes marad.)

A BB 105 A típusú varicap-dióda a P_3 potenciométerrel beállíthatóan –5 V stabilizált előfeszültséget kap, melyre rászuperponálódik a P_2 -vel beállítható amplitúdójú hangfrekvenciás feszültség. A tranzisztoros oszcillátor emitterkörében elhelyezett P_3 (pozitív visszacsatolást szabályozó) potenciométerrel a rezgési állapotot úgy kell beállítani, hogy a HF transzformátor S jelű tekercsén 1,5 V-os 800 Hz-es feszültség jelenjen meg. A bázisköri hidegítő kondenzátor elhagyása az oszcillátor torzítását csökkenti.

Az S tekercset lezáró P_4 potenciométerrel a P_2 felsővart helyzetében be kell állítani a maximális frekvenciálökhöz tartozó hangfrekvenciás feszültségértéket, ezek után a frekvenciálöket 0 és a maximális érték között a P_2 -vel szabályozható. Rádiókészülékek vizsgálatához $\pm 30 \dots 50$ kHz frekvenciálöket elegendő.

A készülékkel nagyobb, ± 500 kHz-es frekvenciálöket is elérhető, ezért, ha wobbulátoros vizsgálatokra is gondolunk, akkor a P_2 -es potenciométer melegpontját vezessük ki és egy további kapcsolóval tegyük lehetővé a belső oszcillátor leválasztását is. Wob-

bulációs célokra alacsonyfrekvenciás, az oszcillátszókból kivettett fűrészfeszültséget kell alkalmazni.

Az URH-generátor kimenő feszültségét az E_{1b} rácskörében található kapacitív osztóval állítjuk be. Ha az oszcillátor 5 V körüli feszültséggel rezeg, akkor a kapacitív osztó bemenő pontján (E_{1a} katódja) kb. 1,5–2 V feszültség jelenik meg. Középső osztási helyzetben a pentóda rácsán 0,4–0,5 V effektív értékű feszültség elérhető. A cső üzemi meredeksége kb. 5–6 mA/V, ezért az anódkörben mintegy 2,5 mA nagyságú nagyfrekvenciás váltóáram keletkezik. Az anódköri impedancia (figyelembe véve a szintszabályozó potenciométer 60 ohmos, az anódmunkaellenállással párhuzamosan kapcsolódó ellenállását is) kb. 50 ohm. Ezen az impedancián a 2,5 mA-os anódváltóáram $50 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} = 125$ mV nagyfrekvenciás feszültséget hoz létre. A kimenő feszültség maximális értéke ezek után 50–60 mV, mert a PREH nagyfrekvenciás potenciométernek 6 dB alapeszillapítása van. Mivel a PREH potenciométer eszillapítás-szabályozási tartománya 60 dB, a kimenő feszültséget 50 mV és 50 μ V között lehet szabályozni. Ha készítnék egy másik kimenetet is, ami a megadotthoz egy 200 ohmos és egy 22 ohmos ellenállásból álló osztón keresztül csatlakozik, akkor ezen 5 mV és 5 μ V között szabályozható feszültséget kapunk.

A hálózati transzformátor azonos a 9. ábrán megadott készülék hálózati transzformátorával. A pentódarész nem stabilizált anódfeszültséggel működik. Az oszcillátor anódfeszültségét az OB 2 (vagy VR 150) gáztöltésű esővel stabilizáljuk. A varicap-dióda negatív előfeszültségét külön egyenirányítóval állítjuk elő és a ZG 10 Z-diódával stabilizáljuk.

A hangfrekvenciás transzformátor P (primer) tekercse 2000 menet $\varnothing 0,1$ -es, a S (szekunder) tekercse pedig 1000 menet $\varnothing 0,16$ mm-es CuL huzalból. A vasmag M 30-as szilíciumos lemezből 8–10 mm pakettvastagságú. A P tekercs induktivitása 0,8 H legyen. Az 1 mH-s fojtótekercsek 250 menetesek, $\varnothing 0,15$ –0,2 mm-es CuLS huzalból.

Az FM-modulált URH hangoló generátor gondos felépítés, kivitelezés és pontos kalibráció esetén a szervizgyakorlat igényét kielégíti. A frekvencia-kalibráció grid-dip oszcillátorral, frekvenciamérővel eszközölhető. Ezek hiányában végezzük el a behangolást egy viszonylag új, jobb minőségű gyári rádió-vevőkészülék segítségével, melynek URH-sávjában vesszük a generátor jeleit, és a skálájáról leolvastott frekvenciaértékeket átjelöljük generátorunkra. A helyi adókra való „ráfűtyülés” egészen pontos skálaértékfelvétel tesz lehetővé, mert ezek vevőfrekvenciái megtalálhatók a Rádió- és Televízióújságban.

Elektronikus váltakozófeszültség-mérők

1 voltnál kisebb értékű váltakozó feszültségek mérése egyenirányítós bemenetű műszerekkel nagyon nehézkes. Egyrészt itt már nagyon alacsony a mérőkör bemenő ellenállása (terheli a mérendő áramkört), másrészt a kis feszültségeknél az egyenirányítás nem lineáris. Az ilyen egyenirányító fokozathól kapott egyenfeszültséget olyan különleges erősítővel kell felerősíteni, melynek átviteli tulajdonságai kiegyenlítik az egyenirányítás nemlinearitásait. Továbbá ennek az erősítőnek a korrekciós jellemzőit méréshatáronként külön-külön kell megválasztani, de a bemenő ellenállás alacsony értékéből adódó nehézségek nem oldódnak meg ezáltal.

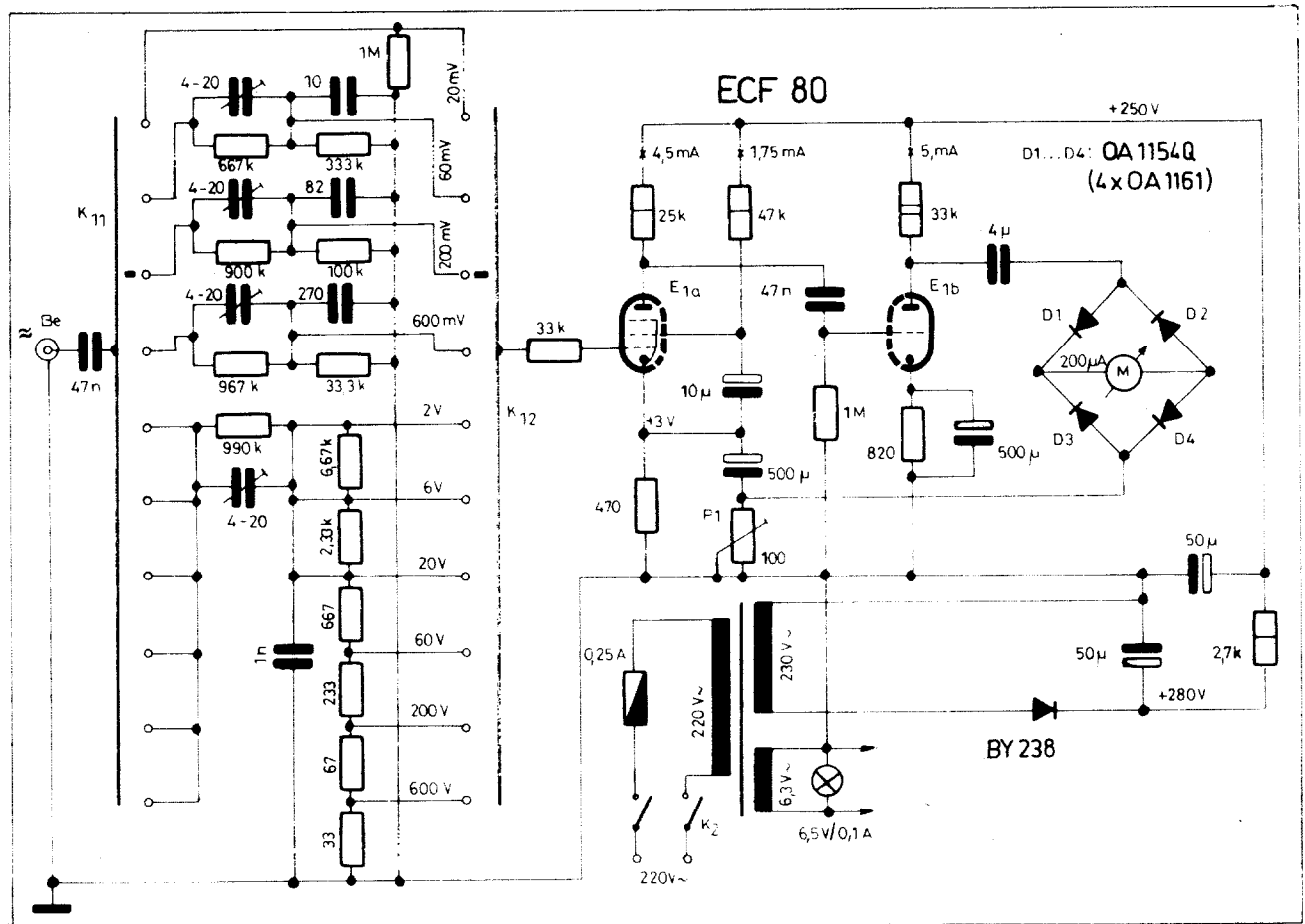
A felsorolt problémák mindegyike megkerülhető, ha a mérendő, kisértékű váltakozó feszültségek jelszintjét egyenirányítás előtt egy szélessávú erősítővel megemeljük. Ebben az esetben biztosítható a méréshatártól független nagyértékű bemenő ellenállás és az egyenirányítás a diódák lineáris működési tartományában történhet. Amint a mérendő feszültség értéke a legkisebb méréshatár végértékénél nagyobbá válik, a feszültségmérő bemenetén vagy valamely célszerűen kivá-

lasztott belső ponton feszültségosztást létesítünk (méréshatár-váltás).

Az előnyök mellett ezeknek az ún. erősítős feszültségmérőknek (HF-eső-voltmérőknek) hátrányai is vannak. Először is a mérőműszer csak abban a frekvenciatartományban működik, amit a szélessávú erősítője egyenletesen erősít. Míg a legegyszerűbb diódás voltmérő is 10...50 MHz-ig minden különösebb nehézség nélkül egyenletesen működik, addig egy ezzel egyenértékű szélessávú erősítő megépítése nem könnyű feladat. A költségek, illetve megvalósítási nehézségek nemcsak a frekvenciahatártól, hanem a legkisebb mérendő feszültség értékétől is függenek. A kisebb értékű, 1 mV nagyságrendű feszültségek mérését az erősítők zajproblémái is nehezítik. A gyakorlatban ezért 5 és 30 mV végkiterítés között választják meg ezeknek a műszereknek a legérzékenyebb méréshatár-tartományát. Jelentős különbség mutatkozik viszont a csővoltmérők felső frekvenciahatáraitól. Míg az egyszerűbb készülékek 100...300 kHz frekvenciahatárig működnek egyenletesen, addig léteznek 30 MHz-ig használható érzékeny csővoltmérők is. Erősítős csővoltmérőt lehet készí-

teni elektroncsövekkel és félvezetőikkel is. Az előbbieknél előnye, hogy túlvezérlésre nem kényesek, bemenő ellenállásuk műkapcsolás nélkül is magas; az utóbbiak zajszintje modern félvezetők alkalmazása esetén kedvezőbb, a kész műszer mechanikai méretei kisebbek lehetnek és energiafogyasztásuk olyan minimális, hogy telepről is gazdaságosan üzemeltethetők.

A 11. ábrán látható kapcsolású erősítős csővoltmérő mindössze egy darab kettős elektroncsővel működik. A legérzékenyebb méréshatár 20 mV, a legérzékeltlenebb pedig 600 V. A műszer frekvenciamenete 10 Hz-től 200...300 kHz-ig egyenes. Bemenetéhez 10 fokozatú, kétáramkörös (K₁) kapcsolóval beállítható, frekvenciakompenzált osztóhálózat csatlakozik. Az osztórendszer minden állásban 1 Mohm ellenállással csatlakozik a bemenethez. Az elektronikus rendszer erősítése úgy van beállítva, hogy 20 mV váltakozó feszültség a műszert végkiterítésbe viszi. Ha pl. 60 mV-ig (200 mV-ig) akarunk mérni, akkor az ellenálláshálózat a bemenő feszültséget harmadolja (tízedele), így ezekben a méréshatároknál (és minden más nagyobb méréshatárban) mindig 20 mV feszültség jut végkiterítésnél az erősítő bemenetére, az E_{1a} elektroncső rácsára.



11. ábra. Érzékeny egycsőes váltakozófeszültség-mérő kapcsolási rajza

Az ECF 80 (PCF 80 v. E80CF) elektroncső pentóda-része szélessávú beállításban működik és a trióda csőfélből álló második erősítő fokozatot vezérli. A trióda anódfeszültségét visszacsatoljuk a pentóda katódjába. A 4 db Graetz-kapcsolású germánium-diódából és a 200 mikroamper végkitérési érzékenységu alapműszerből álló mérőkört a negatív visszacsatolás áramkörében helyezük el. Ez a megoldás, azon túlmenően, hogy a visszacsatolás egyenletesebb teszi a frekvenciamenetet és növeli a sávszélességet, linearizálja a műszerkitérést is. Ha a műszer 20 mV-nál 100 skálafokot tér ki, akkor 2 mV mérendő bemenő feszültségnél 10 fokra fog állni a műszermutató és nem érvényesül a diódák nemlineáris karakterisztikája, mert az erősítőrendszer a visszacsatoló ágban állandó értéken tartja az áramot s ezen keresztül linearizálja a bemenőfeszültség/műszeráram konverziót.

Az erősítés viszonyok és a visszacsatolás mértéke egyszerű számításal becsülhető. A pentóda meredeksége kb. 6 mA/V. Ha a katódjában a P_1 potenciométer teljes ellenállása be van iktatva, akkor ez az érték $(1+SR_k)$ -ad részére csökken, jelen esetben kb. 4 mA/V-ra. Erősítése ezzel a meredekséggel a 25 kohm munkaellenálláson kb. 100-szoros. A műszerkör olyan kis ellenállású, hogy azon folyik keresztül szinte a triódacső teljes váltóárama. A munkaellenállás sőtölő hatása miatt, valamint azért, mert a műszer elektrolitikus közpértéket mutat, kb. 0,3 mA váltóáramot kell előállítania a triódnak a műszer-végkitéréshez. Mivel meredeksége 5 mA/V, a rácson mintegy 60 mV váltakozó feszültség szükséges a műszer végkitéréséhez. Ha a pentóda erősítése 100-szoros, akkor 0,6 mV bemenő feszültségtől végkitérésbe mehet a műszer. Mivel 20 mV-ban (effektív) választottuk meg a végkitérést, 19,4 mV-ot visszacsatolunk a pentóda katódjába. A műszerkörben kb. 0,25 mA effektív áram folyik, ezért 19,4 mV 77,6 ohmos ellenálláson jön létre, a P_1 potenciométer pedig erre az értékre beállítható.

A csővoltmérő belső erősítése a választott megoldásban 20 mV/0,6 mV arányban csökken, ezért a negatív visszacsatolás mértéke 30 dB nagyságrendű. Ez a nagymértékű visszacsatolás biztosítja a szélessávú és a lineáris működést. Ha a műszer végkitérését 10 mV-ban állapítjuk meg, s vele együtt minden mérés határt felenyire vesszük, akkor még mindig nagyon jól működik ez az egyszerű mérőkészülék, a felső határfrekvencia kisebb mérvű csökkenése mellett.

A pentóda hatásos vezérlő feszültsége (rács-katód között) a visszacsatolástól függetlenül 0,6 mV marad, ezért ha brummproblémák lépnek fel, a fűtőáramkört szimmetrizálni kell és esetleg fel kell emelni kb. +50 V-potenciálra. A +50 V-os feszültséget 1 mA-es osztóval kell előállítani az anódfeszültségből (200 + 50 kohm) és hidegíteni kell egy nagykapacitású kondenzátorral (50...100 μ F).

A tápegység felépítése olyan egyszerű, hogy csak a hálózati transzformátor adatait adjuk meg. Vasmag M 65 vagy EI 66, 6 cm² magkeresztmetszettel. Menetszám adatok:

Primer: 220 V;
1609 menet \varnothing 0,2 mm-es.

Szekunder:
230 V: 1680 menet \varnothing 0,15 mm-es,
6,3 V: 49 menet \varnothing 0,6 mm-es
CuL huzalból.

A csővoltmérő üzembehelyezése a tápegység ellenőrzésével kezdődik. A cső behelyezése után mérjük meg a rajzon feltüntetett áramértékek beállítását a munkaellenállásokon végzett feszültségmérések meghatározásával. Csavarjuk a P_1 potenciométert 100 ohmos (nyitott) helyzetbe. Adjunk a bemenetre a legérzékenyebb állásban pontosan 20 mV 1 kHz-es feszültséget. A P_1 potenciométerrel a műszerkitérést pontosan végkitérésbe kell állítani.

A következő lépésben egy szélessávú generátor kimenő feszültségének mérésével állapítsuk meg a műszer frekvenciamenetét. Jegyezzük meg, hogy 100 vagy 200 kHz-en mekkora eltérést (csökkentést) mutat a műszerkitérés (pl. 95 fokon áll a mutató). A nagyobb mérés határokon beadjuk 1 kHz-en a végkitérés feszültségét és az osztóellenállások esetleges módosításával ismét végkitérést állítunk. Ezek után adjuk be a végkitérés feszültségét azon a frekvencián, ahol megjegyeztük a műszermutató visszaesését (100–200 kHz) és a trimmer-kondenzátorral állítsuk be ugyanezt a csökkentett helyzetű mutatókitérést (pl. 95 fokot).

Az említett műszerek hiányában a hitelesítést végezzük el 50 Hz-en egy kéziműszerrel való összehasonlítás útján. Ez esetben 2 V-os állásban állítjuk a végkitérést úgy, hogy a bemenetre a kéziműszerrel ellenőrzött 2 V-os feszültséget kapcsolunk. A 2 V-nál magasabb mérés határok ugyanígy ellenőrizhetők. Mindaddig, míg nem tudjuk a műszert pontosan behitelesíteni, frekvencia-kompenzálás nélkül is feltételezhetjük, hogy 10–20 kHz-ig egyetlenesen mér.

Az ismertetett egyszerű mérőkészülék (11. ábra) elkészítésében talán legnehezebb a kisebb komplikált bemenő osztó elegendően pontos ellenállástagjainak összegyűjtése. A kész osztó kompenzáló kondenzátorainak értéke nem kritikus, mert a magasabb frekvenciákon érvényes kapacitív osztási arány – amelynek meg kell egyeznie az ellenállások osztási viszonyával – a trimmer-kondenzátorokkal beállítható.

Mindezek a problémák jelentősen egyszerűsödnek és nem kell frekvencia-kompenzálást végezni, ha a mérés határt váltást kisohmos ellenállásokkal lehet megvalósítani. Ennek érdekében azonban a csővoltmérő bemenetén impedanciaváltó fokozatot kell elhelyezni, mert különben a mérendő objektumot, áramkört erősen terhelné a kis ellenállású osztó.

A 12. ábrán bemutatásra kerülő három elektroncsöves, legalább 1 MHz-ig egyetlenesen működő csővolt-

mérő bemenő fokozata (E_1) az előbbiekben vázolt követelményeknek megfelelően működik. A katódkövető beállítású csőfokozat erősítése a 100%-os negatív visszacsatolás miatt 0,9–1 között van és a belső kimenő ellenállása mindössze pár száz ohm. Ez a kis belső ellenállás teszi lehetővé, hogy az E_1 fokozathoz csatlakozó mérés határt váltó osztót a rajzon megadott kis értékű ellenállásokból készítsük el. Az osztó ellenállásértékeinek megválasztására még visszatérünk.

Az E_1 impedanciaillesztő fokozat néhány volt bemenő feszültség eléréseig igen jól működik. Ha ennél nagyobb amplitúdójú váltakozó feszültségeket is akarunk mérni, akkor a bemenő feszültséget is csökkenteni kell, mert a fokozat túlvezérlődne és először jelentősebb mérési hibák keletkeznenek, majd nagyobb feszültségeknél a mérés is lehetetlenné válna. A rajzon bemutatott megoldásban ezeket a nehézségeket úgy oldjuk meg, hogy ameddig lehet, 10 dB-es lépésekben a kisohmos osztóval váltunk mérés határt (K_{12} kapcsoló áramkör). 1,5 V-nál nagyobb mérendő feszültségnél, az 5 voltos mérés határban, amikor a katóderősítő már torzítana vagy túlvezérlődne, akkor a K_{11} kapcsoló áramkörrel a bemeneten iktatunk be 60 dB-es (1000 : 1 arányú) feszültségcsökkentést, a kisohmos osztó 0 dB-es csillapítása, alapállásra való visszacsatolása mellett. 5 V-nál nagyobb mérés határokat pedig úgy biztosítunk, hogy a kisohmos osztót még egyszer „végigléptetjük” az ellenállássorozaton.

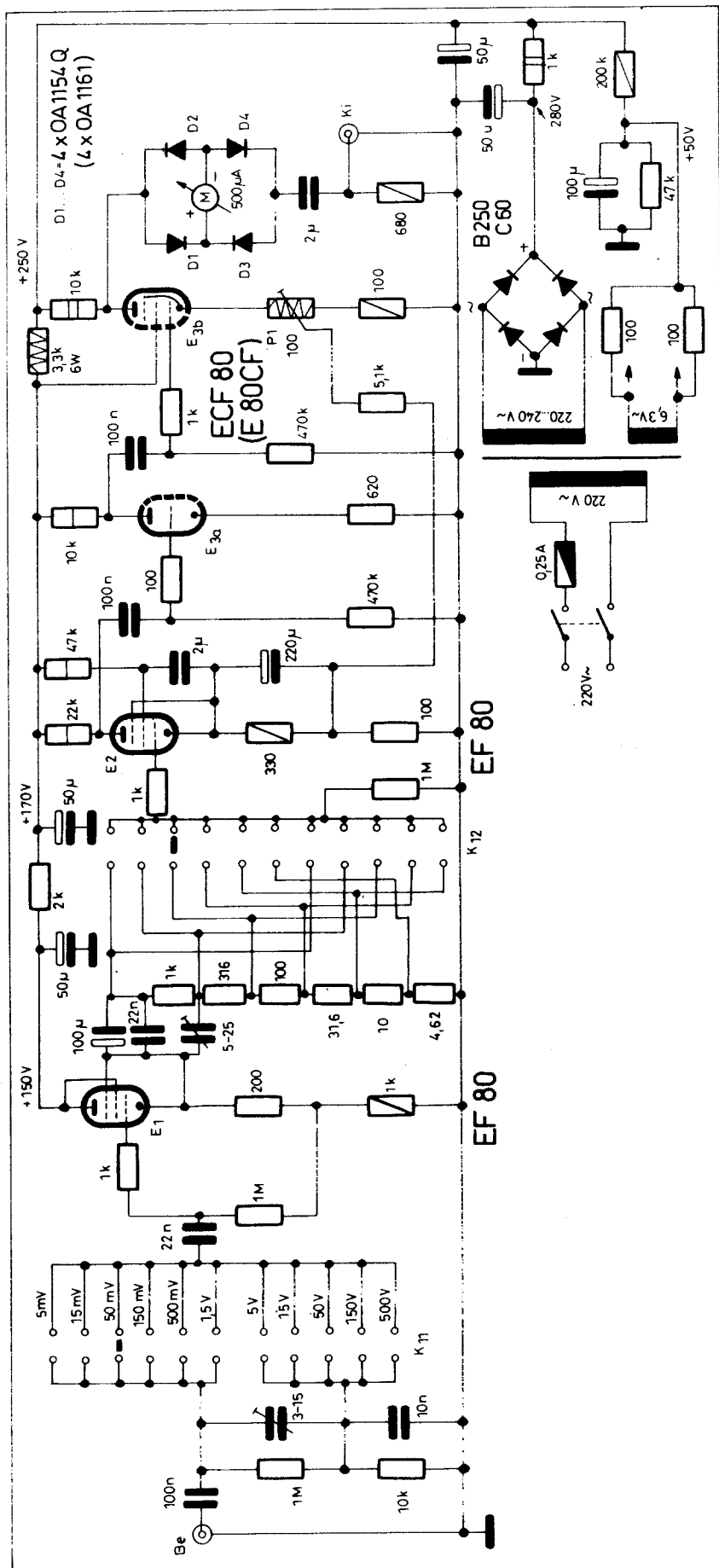
Mielőtt a szélessávú csővoltmérő működését részleteznénk, ötletként megemlítjük, hogy az előző egyszerű csővoltmérőt ki lehet egészíteni az itt bemutatott E_1 impedanciaillesztő fokozattal, kombinálva ennek előnyeit a másik egyszerűségével. Az így létrejövő két elektroncsöves műszerben a legkisebb mérés határ a visszacsatolást szabályozó potenciométer beállításától függően változatlanul 20 vagy 10 mV lehet. A legnagyobb mérés határ 600 illetve 300 V a 10. kapcsolóállásban, a 11.-re nincs szükség.

Abban a változatban, amikor a konstrukciót a 12. ábra szerint egy további pentóda erősítőfokozat beállításával (E_2) bővítjük, a megnövekedett belső erősítést kihasználhatjuk

- az érzékenység növelésére,
- a felső frekvenciahatár kibővítésére és
- érzéketlenebb alapműszer alkalmazására.

A mi esetünkben mind a három lehetőséget igénybe vesszük. A legérzékenyebb mérés határt 5 mV végkitérésben állapítjuk meg. Az egyetlen működés felső határfrekvenciája ügyes, szórtpacitás-mentes szerelésnél magasabb lehet 1 MHz-nél, indikáció pedig 2–3 MHz-ig történhet. A mérőkörben 500 mikroamperes (viszonylag érzéketlen) alapműszert alkalmazunk. Tekintsük most át a műszer belső felépítését.

Az E_1 impedanciaillesztő fokozat működését már ismertettük. Egy



12. ábra. Szélessávú csövelmérő és mérőerősítő kapcsolási vázlat

szempontra azonban még részletesebben ki kell térni, mégpedig a 10 dB-es lépésekben való méréshatárértéskészítésre. Az előző készülékben a méréshatárértéskészítés, ha megfigyeljük, 3-szoros (9,54 dB) és 3,33-szoros (10,46 dB) lépésekben történt, váltakozva. Ebben a megoldásban az alpműszer lineáris skálája (20 mV-nál 200 osztású, 10 mV-nál 100 osztású) alá egyszerűen oda lehet írni ugyanezen skála belső számfeliratainak háromszorosát, és minden beosztás az előző háromszorosát jelenti. Az alapskala érvényes 20 mV-on, 200 mV-on, 2 V-on és így tovább 200 V-ig, a háromszoros értékjelzetű, de változatlan beosztású skála pedig a 60 mV-os, a 600 mV-os stb. méréshatárokon használható egészen 600 V-ig. Ha a méréshatárt mindig egyforma mértékben, $\sqrt{10} \approx 3,162$ -szeres (10 dB-es) arányban váltjuk, akkor a műszerkálán külön dB-osztót is lehet készíteni és két feszültségérték (pl. a névleges kimenő feszültség és a zajfeszültség) dB-ben való összehasonlítása minden számítás nélkül, a műszer segítségével közvetlenül történhet. Megjegyezzük, hogy az egyik feszültség a dB-skálán milyen osztásnak felel meg, majd a másik feszültséget mérve ismét leolvassuk a dB-skálát és képezzük a két érték különbségét (hozzáadva természetesen annyiszor 10 dB-ot, ahány méréshatárt kellett a két mérés között váltani).

Mindezeket az előnyöket azzal kell megfizetni, hogy az alpműszerre két különböző beosztású alapskálát kell rajzolni. Az 5 mV-os skála és annak dekadikus többszörösei célszerűen az arány is meglévő 100 fokos skála átférésevel készíthető el. A másik alsó skála végkitérése ezzel szemben nem pontosan a megadott 15 mV, hanem kb. 15,8 mV. E skála (egyébként lineáris) belső 5, 10 és 15 mV-os osztása a felső skála 1,58; 3,16 és 4,74 mV-os osztásával egyezik meg. A dB-skála 0-pontját célszerűen a 15,8-es osztású skála 10-es osztásához kell írni. Ebben az esetben a mérések vonatkoztatási szintje az 1 V-os érték, ezért a méréshatárérték kapcsolóhoz is felírható a 0 dB-es jelzés. Az alatta levő méréshatároknál -10 dB; -20 dB; stb. jelöléseket írjuk, felette pedig a +10 dB, a +20 dB stb. feliratokat használjuk. A skálabeosztás megkönynyítésére megadjuk a dB skála és a 15,8-es osztású skála egyező pontjait:

+4 dB = 15,84	- 8 dB = 3,98
+3 dB = 14,1	- 9 dB = 3,55
+2 dB = 12,6	- 10 dB = 3,16
+1 dB = 11,2	- 12 dB = 2,51
0 dB = 10,0	- 14 dB = 2,00
-1 dB = 8,91	- 16 dB = 1,58
-2 dB = 7,94	- 18 dB = 1,25
-3 dB = 7,08	- 20 dB = 1,00
-4 dB = 6,31	
-5 dB = 5,62	
-6 dB = 5,01	
-7 dB = 4,47	

A leírás szerint talán komplikált dB-skála rendszer előnyeinek bemutatására az alábbi példákat idézzük. Legyen egy 50 W-os erősítő névleges

kimenő feszültsége 8 ohm terhelő ellenálláson mérve 20 V váltakozó feszültség. Ez az érték az 50 V-os mérőhatárban a dB-skálán kb. a -3,5 dB-es értékhez esik. Az erősítő vezérlését megszüntetve a műszeren 15 mV (= +3,5 dB) zajfeszültséget olvasunk le a 15,8 mV végkitérési skálán. Az utóbbi dB-érték 7 dB-lel magasabb, mint az előző, de közben hétszer váltottunk mérőhatárt, ami -70 dB szintváltozásnak felel meg. A két érték összeadásából kiadódik, hogy az erősítő zajszintje = -70 + 7 = -63 dB. Más esetben (pl. frekvenciamenet mérésénél) nem is kell törődni az abszolút feszültségértékekkel, mert a vonatkoztatási frekvencián megjelölve a műszer által mutatott érték dB-ekvivalensét (pl. -5 dB) csak ezt kell nézni, hogy mikor „fut ki” a mutató pl. ±3 dB-es mérésén a skála -2 dB-es -8 dB-es pontjai közül. A hangszabályozó áramkörök dB-en megadott, a frekvenciától függő emelő és vágó karakterisztikáját is legegyszerűbben a dB-skálás csóvoltmérővel lehet felvenni.

Az E_1 fokozat kisohmos osztójáról még annyit jegyezzünk meg, hogy a kerek értékeket (1 kohm, 100 és 10 ohm) önkényesen vettük fel, mert ezek kellő pontosságú (0,5%-os) kivitelben elérhetők, s így módon csak a másik három (amúgy sem kerek értékű) ellenállást kell mérésel, kiegészítéssel összeválogatni. A kisohmos osztót csak a -10 dB-es állásban kell kompenzálnunk egy trimmer-kondenzátorral, ha 500 kHz - 1 MHz fölött is akarunk méréseket végezni.

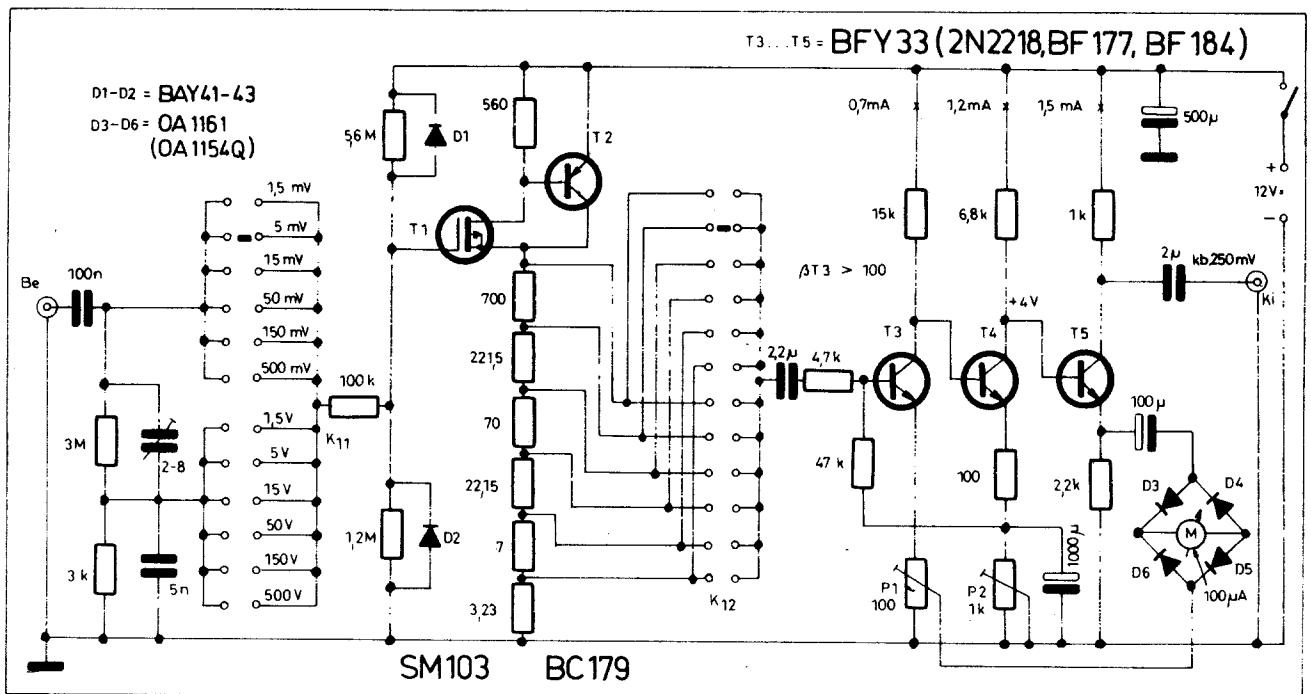
A szélessávú csóvoltmérő mérőrésze kétfokozatú erősítéssel ($E_2 - E_{3a}$) és pentódus áramgenerátorból (E_{3b}) áll.

A kétfokozatú erősítő működését szoros negatív visszacsatolás stabilizálja, melynek hatása a megadott kapcsolásban kiterjed az E_{3a} anódváltóáramának állandósítására is. A működés számszerű viszonyait az alábbi módon becsülhetjük meg. Az E_2 erősítőcső (EF 80) meredeksége a mintegy 100 V-os segédrácsfeszültségnél kb. 4 mA/V. Ez az érték a szabad 100 ohmos katóellenállás miatt lecsökken valamivel 3 mA/V alá. A fokozat alaperősítése tehát a 22 kohmos munkaellenállással kb. 60-szoros. Az E_{3a} csőfokozatnál az ECF 80 trióda-részének belső ellenállása 4 kohm, meredeksége 5 mA/V és erősítési tényezője 20-szoros. A belső ellenállás a szabad 620 ohmos ellenállás miatt megnő, értéke $R_b = R_b (1 + SR_k) \cong 16$ kohm. Erősítése a 10 kohmos munkaellenállásán, figyelembe véve a megnövekedett belső ellenállást, mintegy 7,5-szeres. A két csőfokozat ($E_2 + E_{3a}$) együttes A_o erősítése ezek szerint kb. 450-szeres. Az E_2 rácán minden mérőhatár végkitérésében 4,5 mV körüli feszültség jelenik meg. Az E_{3a} anódján visszacsatolás nélküli esetben kb. 2 V anódváltó feszültség alakulna ki.

Az E_{3b} áramgenerátor 6,2 mA/V-os alaperedekességét a szabad, kb. 160 ohmos katóellenállás lecsökkenti kb. 3 mA/V-ra. A műszerkör végkitéréséhez az előző műszernél részletezett okok miatt kb. 0,75 mA anódváltóáram szükséges. Ezt az áramot 0,25 V rácsevezérlő feszültség biztosítja az E_{3b} rácán. Mivel itt 2 V vezérlőfeszültség áll rendelkezésre, a teljes rendszer erősítését 1/8 részére csökkenthetjük, a visszacsatolás mértéke ebben a csóvoltmérőben tehát -18 dB. Az E_{3b} katódköri váltófeszültségnek

nagyságrendje 100 mV, a visszavezetett feszültség a P_1 -gyel szabályozható. Az E_2 katódjába (-18 dB-es visszacsatolásnál) vissza kell vezetni a bemenő feszültség (4,5 mV) 7/8-részét, 3,94 mV-ot, hogy az erősítés az A_o érték nyolcadára csökkenjen. A soros 5,1 kohm és a 100 ohmos katóellenállás feszültség osztása 52-szeres, ezért a P_1 csúszkáján 204 mV váltófeszültséget kell beállítani, ami a megadott határok között lehetséges is. A csőparaméterek és egyéb alkatrészek szórásából előadódhat, hogy a P_1 teljesen le- vagy felcsavart helyzetében nem lehet beállítani a végkitérést. Ebben az esetben az 5,1 kohmos ellenállást csökkenteni vagy növelni kell.

A műszeráramkörben érdekes újjátással találkozunk: a test felőli oldalon sorbakötöttük a Graetz-hidas műszerrel és csatoló kondenzátorával egy 680 ohmos ellenállást. Ezen az ellenálláson minden műszer-végkitérésnél kb. 400 mV váltakozó feszültség jelenik meg, amit a műszerből kivezethetünk és oszcilloszkópos vizsgálathoz használhatjuk. Ebben az összeállításban a mérendő készülékhez csak a csóvoltmérőt kell hozzákapcsolni, a jelalakok ellenőrzésére szolgáló oszcilloszkóp a csóvoltmérőhöz csatlakozik. Ennek a megoldásnak nemcsak az az előnye, hogy a mérendő áramkört csak egy műszer bemenete terheli, hanem az is, hogy az oszcilloszkópot csak egyszer kell amplitúdóra beállítani, mert minden csóvoltmérő-mérőhatárban egyenes a végkitéréshez tartozó kimenő feszültség. Ezek szerint akár 5 mV-os, akár 500 V-os feszültséget mérünk, az oszcilloszkóp Y-erősítését nem kell változtatni.



13. ábra. Érzékeny, tranzistoros váltakozófeszültség-mérő

A szélessávú csővoltmérő tápegysége egyszerű felépítésű; szelén vagy más félvezető diódákból álló Graetz-kapcsolású egyenirányítással 280 V tápfeszültséget biztosít a pufferkondenzátoron. Ezen a rajzon (12. ábra) már szerepel az előző műszerhez is ajánlott feszültségosztó, amely a fűtőkör potenciálját +50 V-ra emeli. Az egész készülék kapcsolási variációi változatlan tápegység mellett a következők lehetnek: Az $E_1 - E_2$ csőfokozatok összevonása egy db ECF 80 csővel úgy, hogy a trióda a bemenőfokozat. Ebben az esetben a készülék két db ECF 80, (E80CF vagy PCF 80) csővel működhet. CF összetételű kettős csővek hiányában 4 db EF 80 cső használata ajánlható. Ekkor az E_{3a} csövet is pentódának kell kapcsolni az E_2 -vel teljesen megegyező beállításban (kapcsolásban), úgy hogy az összevont és hidegített katódelenállása 400 ohm legyen. Nagyobb erősítése miatt a negatív visszacsatolását meg kell növelni, ami magasabb felső határfrekvenciát fog eredményezni.

A hálózati transzformátor adatai 8 cm² magkeresztmetszetű, M 74 vagy EI 78 méretű vasmagon:

Primer: 220 V: 1207 menet \varnothing 0,22 mm-es,

Szekunder: 230 V: 1330 menet \varnothing 0,15 - 0,16 mm-es, 6,3 V: 36 menet \varnothing 0,8 mm-es CuL huzalból.

A PCF 80 csővekhez szükséges 9 V-os fűtőfeszültséget 52 menetes fűtőtekercsel lehet előállítani. 2x EF 80, 1x PCF 80-as változatban mindkét fűtőtekercset el kell készíteni \varnothing 0,6-os illetve \varnothing 0,5-ös huzalból. Mindkét fűtőtekercset meg kell közelelni és a szimmetriapontot rá kell kötni a +50 V-os potenciálra.

Tranzisztorokkal megépíthető nagy-érzékenységű váltakozófeszültségmérő kapcsolási rajzát mutatjuk be a 13. ábrán. A készülék funkcionális működését, egyes fokozatainak szerepét az előző elektronikus készülékek leírásaiban részletesen ismertettük. A bemenő és illesztő fokozatban a T_1 MOS-FET és a T_2 pnp szilícium tranzisztorokból álló komplementer darlington kapcsolású tranzisztorpár működik. A készülék, de legfőképpen a MOS-FET túlvezérlés elleni védelmét a $D_1 - D_2$ diódák biztosítják.

A T_3 és a T_4 kétfokozatú erősítő, melyhez a T_5 tranzisztor impedancia-illesztőként csatlakozik. A $T_3 - T_4 - T_5$ fokozatokban 100 MHz-nél magasabb határfrekvenciájú szilícium npn tranzisztorokat lehet alkalmazni. A műszerkör linearizálási célból a negatív visszacsatoló ágba került. A T_5 szabadon maradó kollektorát kihasználhatjuk oszcilloszkópos vizsgálatokhoz alkalmas kimenő feszültség előállítására. Az impedanciaviszonyok kb. 250 mV kimenő feszültség előállítását teszik lehetővé 1 kohmos ellenálláson. Ha a kimenet belső ellenállására megengedünk 2 kohmot, illetve ezt tesszük be a kollektorkörbe, akkor kb. 500 mV-ra nő meg a kimeneti feszültség.

A 12 V-os tápfeszültségről működtethető tranzisztoros feszültségmérő

legérzékenyebb állásban 1,5 mV végkiterés-érzékenységű. A mérés határ-váltó osztóhálózata 10 dB-es lépésekben funkcionál, azaz 50-es és 15,8-as osztású, dB-beosztással is ellátott skálát kell hozzá rajzolni. A 60 dB-es bemeneti osztó frekvenciakompenzált megoldású. A készülék működésének felső frekvenciahatára 150 - 200 kHz. A bemenő ellenállás a mV-os tartományokban 1 Mohm, a V-os mérés határ-okban pedig 3 Mohm.

Üzembe helyezésnél a $T_1 - T_2$ munkapontja automatikusan beáll. A $T_3 - T_4 - T_5$ tranzisztorok munkapontját egyszerre kell beállítani a T_4 emitterében található P_2 -es potencióméterrel. A beállítás a T_4 4 V-ban megadott kollektorfeszültségének indikálásával történik.

A működés számszerű viszonyait illetően abból indulhatunk ki, hogy a T_3 bázisvezérlő feszültsége a műszer végkiterésénél - figyelembevéve a bemenő fokozat alapeszterítését - kb. 1 mV. A műszerkörben teljes kiterésnél folyó kb. 0,1 mA vagy ennél valamivel nagyobb áram a T_3 emitterében található 100 ohmos P_1 potencióméteren, ennek teljes felesavart helyzetében, létre tud hozni 1 mV ellenesavart feszültséget. Ebből következik, hogy a műszer (elegendően nagy hurokerősítésnél) a T_3 majdnem teljesen felesavart helyzetében fog végkiterést mutatni. A T_3 és a T_4 együttes erősítése néhány ezerszerre becsülhető. A T_4 kollektorán, illetve a T_5 emitterén kb. 0,7 V váltakozó feszültség szükséges a műszerkör végkiteréséhez, azaz a kívánt erősítés mértéke kb. 700-szoros. A rendszer stabilizáló visszacsatolása tehát -17 dB, ha a kétfokozatú erősítő üresjárású erősítése eléri az 5000-szoros értéket. Az üresjárású erősítés az alkalmazott tranzisztorok paramétereitől is függ.

Katódsugár-oszcilloszkópok

A katód- vagy elektronsugáresőves oszcilloszkóp (röviden oszcilloszkóp) az elektronikus szakemberek legáltalánosabb mérő- és megfigyelő készüléke. Feladatát tekintve az időben változó szinuszos és nem szinuszos elektromos feszültségek vagy feszültségre alakított áramok ábrázolására és mérésére szolgál. Leglényegesebb alkotórésze a katód- vagy helyesebben elektronsugáreső, melynek ernyőjén megjelenő fénypontot vízszintes irányban egyenletes, de változtatható sebességgel mozgatja az időalapegység. A vízszintes vonal neve időtengely vagy X-tengely. Az időalapegységet fűrészgénertornak is nevezzük, mert az időeltérítéshez használt feszültség hullámalakja fűrészalakú. A mérendő feszültség megfelelő erősítés és szállítás alkalmazása mellett függőleges irányban téríti el az elektronsugarat. A kettős hatás következtében az elektronsugáreső ernyőjén világító vonal formájában megjelenik a mérendő feszültség hullámalakja az idő függvényében.

A tranzisztoros feszültségmérő kalibrálása, az üzembe helyezés és a munkapontok beállítása után, a legérzékenyebb állásban történik. Kapcsoljuk bemenetre más, pontosnak elfogadott műszerrel ellenőrzött 1,5 mV-os váltakozó feszültséget és a P_1 potencióméterrel állítsuk be az alapműszer végkiterését. Próbaképpen csavarjuk le a P_1 -et teljesen és mérjük meg, hogy ebben az esetben mekkora bemenő feszültség ad végkiterést. Ha ez a feszültségérték pl. 0,3 mV, akkor a visszacsatolás mértéke -14 dB. Az így mért értékből tudjuk meg, hogy mennyi a mérőműszer belső stabilizáló visszacsatolása. A mV és a V mérés határát pontosságra az alapkálibráció elvégzése után a darlington-fokozat kishohmos osztóhálózatától függ. Ennek ellenőrzése a dB-skálával a legegyszerűbb. Ha a műszerképe pontos és valamely bemenő feszültség (pl. 1 mV) 10 dB-es lépésekben megnövelt értékeit adjuk a műszerre minden mérés határ-változásnál, akkor a mutatónak változatlan - esetünkben 0 dB-es - értéket kell mutatnia. (Az 1 mV 10 dB-es többszöröse: 3,16 - 10 - 31,6 - 100 és 316 mV.) A 60 dB-es bemeneti osztó pontosságát a 1,5 V-os mérés határban kell ellenőrizni oly módon, hogy az itt beadott 1 kHz-en feszültség 1 V-os értékénél is 0 dB-t kell a műszereknek mutatnia. Ha nem oda áll a mutató, akkor a 3 kohmos ellenállás értékét kell változtatni. (Sorra köthetünk vele szükség szerint párszor 10 ohmot, vagy párhuzamosan kapcsolhatunk pár 100 kohmos ellenállásokat, míg a mutató nem áll a 0 dB-es osztásra.) A frekvenciakompenzálást 100 kHz-es kell úgy elvégezni, hogy a bemenetre adott 1 V-os, 100 kHz-es feszültségnél addig kell állítani a 3 Mohmmal párhuzamos trimmer-kondenzátort, míg a műszer 0 dB-t nem mutat.

A képet rajzoló elektronsugáreső az elektronsugáresőhöz hasonlítható szerkezet, azzal a különbséggel, hogy a katódból kilépő elektronokat elektromos erőterek fókuszolják és az ernyőre irányítják. Mielőtt az elektronsugár elérné a lumineszkáló anyaggal bevont ernyőt és fényfelvillanást okozna, áthalad két-két párhuzamos és egymásra merőleges lemezpár között, melyeket eltérítő elektródáknak nevezünk, mert a rájuk kapcsolt feszültség hatására a köztük futó elektronsugár a feszültséggel arányosan a lemezpárra merőlegesen eltér az eredeti irányától. Mindig a katódhoz közelebb eső lemezpár az Y-irányú elektróda, a távolabbi pedig az X-irányú elektróda. Az elektronsugáresőveknél a katódtól kilépő elektronok útjában elhelyezett első rácsot Wehnelt-rácsnak is nevezik. A következő fókuszelektróda után a gyorsító elektródákat helyezik el. A fénypont intenzitásának változtatása a Wehnelt-hengerre kapcsolt negatív előfeszültséggel történik. Modern, nagy sáv-

mítő anyagokból megépíthető) készülékek nyújtanak, csak nagyobb fokozatszámú félvezetős, részben különleges tranzisztorokból álló, kényes felépítésű egységekkel lehetne biztosítani. Félvezetős oszcilloszkópokról részletes összeállítás az 1976-os évkönyv 33. 67. oldalán jelent meg. Az ott ismertett oszcilloszkópok bizonyos egységei (pl. időalap-generátorok stb.) a most bemutatásra kerülő csöves készülékekben is alkalmazhatók. Részletesen foglalkozik továbbá a hivatkozott közlemény az építés gyakorlatával, hitelesítéssel, bemenéssel, ezért elolvasását az oszcilloszkópot építeni szándékozók számára feltétlenül ajánljuk. Ne feledjük azonban, hogy jobb egy szerényebb paraméterekkel rendelkező, de működő elektroncsöves oszcilloszkóp, mint egy sok évig el nem készülő félvezetős.

A legegyszerűbb felépítésű katód-sugár-oszcilloszkóp tulajdonképpen egyetlen kettős csővel (pl. 1 db ECF 80 ECL 82 vagy ECC 85) is el lehetne készíteni hangfrekvenciás mérések céljára. Mivel az elektroncsövek ára alacsony, érdemes inkább több fokozatban gondolkodni a várhatóan jobb minőség, illetve jobb paraméterek reményében. A 14. ábrán bemutatott kapcsolásunk, annak ellenére, hogy három különálló csővel megépíthető, nagyon egyszerű felépítésű és a gyakorlatban nagyon jól használható.

Mind az Y, mind az X-erősítő azonos felépítésű: 1-1 EF 80 pentódával működő erősítőfokozat. Az időalap céljaira szolgáló fűrészfeszültséget 1 db ECC 85-ös csővel megépített, a bemenő jellel szinkronizálható, relaxációs oszcillátor állítja elő. Az elektronsugárcső és az erősítőcsövek tápfeszültséget félvezető diódás tápegység állítja elő.

A készülék elsősorban a 7 cm ernyő-átmérőjű, DG 7-131 típusú, aszimmetrikus eltérítési üzemen készült elektronsugárcsővel működik, de más hasonló csöveket is lehet használni. A DG 7-131 további előnye, hogy 500 V gyorsító feszültséggel üzemeltethető. Ezt a feszültséget külön negatív tápfeszültség (-400 V) és a pozitív anódfeszültség felének sorbakapcsolásával állítjuk elő. A pozitív kiegészítő feszültséget előállító ellenálláshálózat célszerű kialakítása a pontlási lehetőséget ($P_3 - P_4$) is biztosítja.

A DG 7-131 elektronsugárcső eltérítési érzékenysége 500 V tápfeszültség-nél az Y lemezpáron 20 V/cm, az X lemezpáron 36 V/cm. Mivel az eltérítés aszimmetrikus, ezt a feszültséget kell ráadni az eltérítésre használt lemezre, hogy az ernyőn 1 cm fénypontkiterést kapjunk. Eltérítés szempontjából a szinuszos váltófeszültség csúcstól-csúsig mért értékét kell figyelembe venni, ami az effektív érték $2\sqrt{2} \approx 2,83$ -szorososa. Ezzel az értékkel számolva az Y-lemezre kb. 7 V, az X-lemezre pedig kb. 13 V effektív feszültséget kell kapcsolni 1 cm-es ernyőkép elérésére. Tétélezzük fel, hogy maximálisan 6 cm nagyságú ernyőképpel dolgozunk, akkor ehhez 42 V, illetve 78 V vezérlőfeszültség szükséges.

A számított viszonylag nagy amplitúdójú váltófeszültséget csak nagyobb anódfeszültség alkalmazása mellett lehet az EF 80 pentódák anódmunkaellenállásairól levenni, ezért kell +380 V tápfeszültséget alkalmazni. A problémák főképpen az X-erősítőnél jelentkeznek, ezért is használtunk az E_2 csőnél nagyobb munkaelenállást, mint az E_1 -nél. A probléma megfordítása viszont úgy értékelhető, hogy az Y-erősítő a kisebb 42 V-os váltófeszültséget nem fogja nagy torzítással előállítani, ami a jelalakok megfigyelése szempontjából szükséges is.

Az E_1 cső anódláma 10 mA-re, az E_2 csőé pedig 7,5 mA-re áll be, a katódelenállásokon eső előfeszültségnél. Az E_1 alapmeredeksége 7,4 mA/V, ami alacsony frekvenciákon a szabad katódelenállás miatt 3 mA/V-ra csökken. A 15 kohmos munkaelenállással ezzel a meredekséggel 75-szörös erősítés érhető el. A megépült oszcilloszkóp érzékenysége a Be_2 jelű bemenetről 7 V/cm: $75 \approx 90$ mV/cm és majdnem 6 cm-es ernyőképet kapunk 0,5 V bemenő feszültségnél. Ezen a bemeneten 250 kohmos logaritmus potenciométer használunk érzékenységszabályozásra. Ennél nagyobb ellenállású potenciométert is lehet használni, de a közbenső állásokban elromlik a frekvenciame-
net. Nagyobb feszültségek mérésére a Be_1 bemenetet kell használni, ami 20 dB járulékos osztást jelent. Logaritmus potenciométerrel 30-40 dB csillapítást még jól be lehet állítani, ezért a Be_1 bemeneten kb. 500 V feszültség jelalakja is mérhető.

Az erősítő és vele együtt az egész oszcilloszkóp frekvenciame-
nete 500 kHz-ig -3 dB-en belül egyenes, ha az anódköri szórt kapacitást (beleszámítva az Y-lemez kb. 3 pF-os kapacitását is) 20 pF-on belül tudjuk tartani. (Az EF 80 anódkapacitása mindössze 3,3 pF!) Induktív kompenzáció helyett a katódelenállást blokkoljuk át egy olyan kísérletileg megválasztott értékű kondenzátorral, ami a magasabb frekvenciákat megemeli. A söntkondenzátor jó megválasztásával elérhető 800 kHz -1 MHz-es (-3 dB-es) felső határfrekvencia is.

Az X-erősítőnél a számítás az előzőek szerint elvégezhető. Az erősítés és a frekvenciame-
net nagyjából azonos az Y-erősítő adataival. Eltérés a X-lemez érzéketlenségéből, illetve nagyobb eltérítőfeszültség igényéből adódik. Tegyük fel, hogy az erősítés 78-szoros, akkor a Be_2 bemenetről az elektronsugárcső érzékenysége 13 V/cm: $78 = 167$ mV/cm, és 6 cm eltérítéshez éppen 1 V feszültség szükséges. Az E_2 anódján 78 V effektív feszültség felel meg a teljes ernyőeltérítésnek. Ennek a feszültségnek a csúcserő-
teke $U_{cs} = 78 \cdot 1,41 = 110$ V. Mivel a munkaellenálláson a nyugalmi feszültségesés 150 V, ez a feszültség az E_2 csőről még levehető.

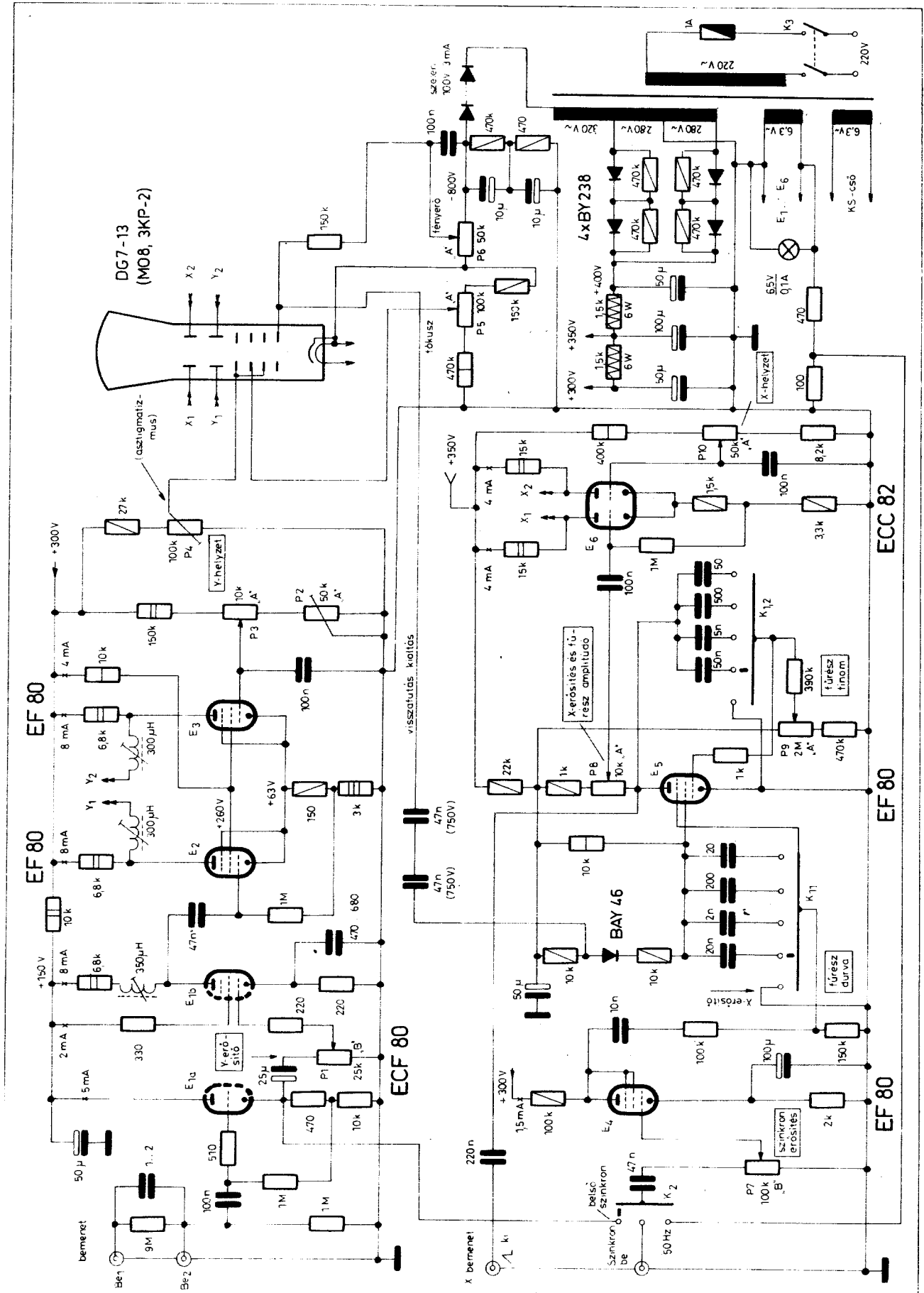
Az E_2 erősítőt általában a fűrészfeszültség erősítésére használjuk a K_1 kapcsoló zárt helyzetében. A fűrészfeszültség amplitúdója a P_2 potenciométerrel szabályozható. Számításunk

szerint az X-irányú teljes (6 cm-es) kiteréshez 1 V szinuszos bemenő feszültség szükséges, amelynek kb. 3 V amplitúdójú fűrészfeszültség felel meg. Mivel a fűrészgenerátor ennél nagyobb, 20-30 V amplitúdóértékű fűrészfeszültséget is előállíthat a 6 dB-es leosztás ellenére az X-erősítő túlvezérlésével, még idővonalyújtás is eszközölhető.

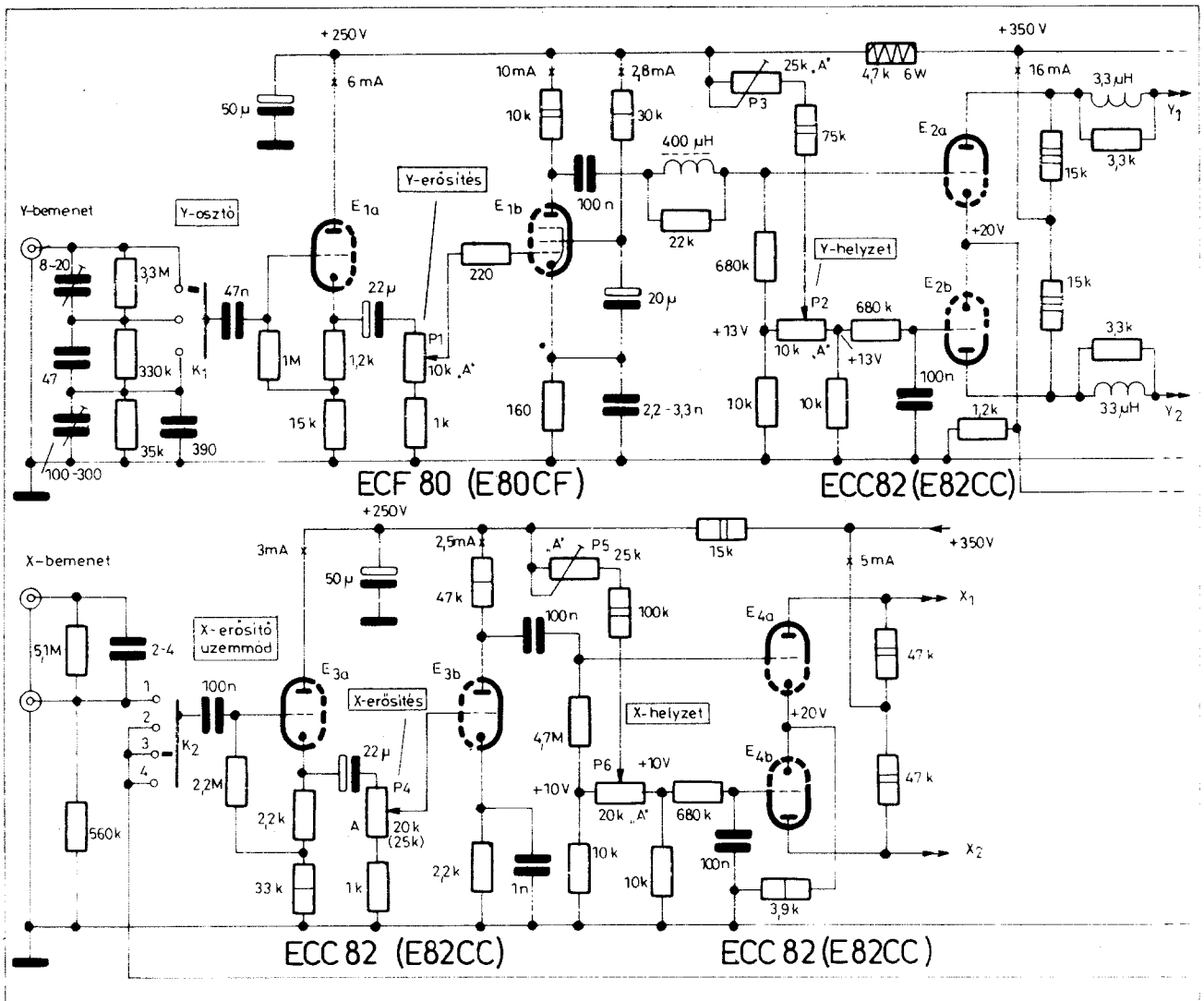
A fűrészgenerátor működésének megértéséhez tétélezzük fel, hogy az E_{3a} cső áramot vezet, az anódján mérhető feszültség alacsony értékű (mondjuk 90 V) és a K_2 kapcsolóval kiválasztott időzítő kondenzátor fel van töltve 120 V feszültségre. Ebben az állapotban az E_{3b} cső le van zárva, mert rácsfeszültsége 30 V-tal negatívabb a katódjánál. Ugyanekkor az időzítő kondenzátor feszültsége majdnem lineárisan csökken, mert a 200 kohmos ellenállás és a P_6 beállított hányada, mint kisütő ellenállás, fogyasztja a töltést. (A „majdnem lineáris” jelzővel a kisülés exponenciális jellegére utalunk. Mivel itt csak a kisülési görbe kezdeti szakaszát vesszük igénybe, a fűrészfeszültséget elfogadhatjuk lineárisnak.) Az áramkörre visszatérve: a feszültségesőknek az időzítő kondenzátoron addig tart, míg az E_{3a} katódfeszültsége a feltételezett 120 V-os értékről indulva meg nem közelíti a rács 90 V-os potenciál-értékét. Kb. +93 V-nál az E_{3b} hirtelen vezetni kezd és ezáltal tölti az eddig kisülő kondenzátort. A töltőáram átfolyik az E_{3a} katódelenállásán is, ezért megnő az előfeszültsége, csökken az anódláma, feljebb megy az anódfeszültsége. Ez a hatás viszont az E_{3b} nyitását erősíti, ami a folyamatot meggyorsítja: az E_{3a} lőkésszerűen lezáródik és teljesen kinyit az E_{3b} . Ekkor nagyon gyorsan újra feltöltődik az időzítő kondenzátor. Amint a töltőáram csökkenni kezd, nyitni kezd az E_{3a} és a folyamat gyors átbillenéssel fordítva játszódik le: újra lezáródik az E_{3b} , mert a rácsát mélyen a katódfeszültség alá „rántotta” az E_{3a} anódfeszültsége.

A leírt módon működő fűrészgenerátor (az időzítő kondenzátorok váltását, a P_5 -tel való egyszerű be-
szabályozást és a P_6 -tal való finombeállítás figyelembevételével) 10 Hz és több 100 kHz közötti ismétlődési frekvenciával állít elő fűrészfeszültségeket. A P_5 be-
szabályozása 1 mikrofarados időzítő kondenzátornál és a P_6 lecsavart (1 Mohm) helyzetében történik olyan értékre, hogy a fűrészfeszültség frekvenciája 10 Hz legyen. Ez a helyzet úgy indikálható, hogy az Y-bemenetre adott 50 Hz váltófeszültségből öt db teljes szinuszt kell látni a kép-
ernyőn - esetleg négyet (hármát), ha legkisebb fűrészfrequencia 12,5 (16,7) Hz.

A fűrészgenerátor szinkronizálása is könnyen megérthető. Az E_{3a} rácsára adott, az E_1 anódjáról származó, a P_9 -cel beállított amplitúdójú váltófeszültség az E_{3a} anódkörében felerősítve jelenik meg. Az anódfeszültség növekedése az átbillenést „előre-
hozza”, csökkenése pedig késlelteti.



15. ábra. Érzékeny szerviz-oscilloszkóp



16. ábra. Nagyképernyős katódsugár-

Az anódfeszültség változó értéke tehát a kistűs végének korrekcióján keresztül a fűrészfeszültség idejét a szinkronizáció érdekében nyújtja vagy rövidíti. Túl nagy szinkronfeszültség esetén a fűrészgörbe ideje nagyon lerövidül, ezért a szinkronizálást mindig a lehető legkisebb szinkronfeszültséggel kell végezni; ezért van az E_{3a} rácában potenciométer (P_9).

Amikor az E_{3b} vezető állapotba kerül, az anódmunkaellenállásán negatív feszültségimpulzus jelenik meg. Ezt az impulzust az elektronsugáreső első rácához vezetjük, ami az impulzus időtartamára – a fűrészfeszültség visszafutása miatt – a fűrészfeszültséget az oszcilloszkópból ki is vezethetjük wobblátoros vizsgálatok céljaira. A fokozat L tekercsének inuktivitása 1 mH.

Az oszcilloszkóp megépítéséhez megadjuk a hálózati transzformátor adatait. Megjegyezzük, hogy a mágneses szórás csökkentése érdekében vasmag fluxusát 8000 gauss/cm² (0,8 T/cm²)

értékre kell választani. Vasanyag: M 85-ös lemezből 10 cm² magkeresztmetszetű lemezeket. Menetszám-
adatok:

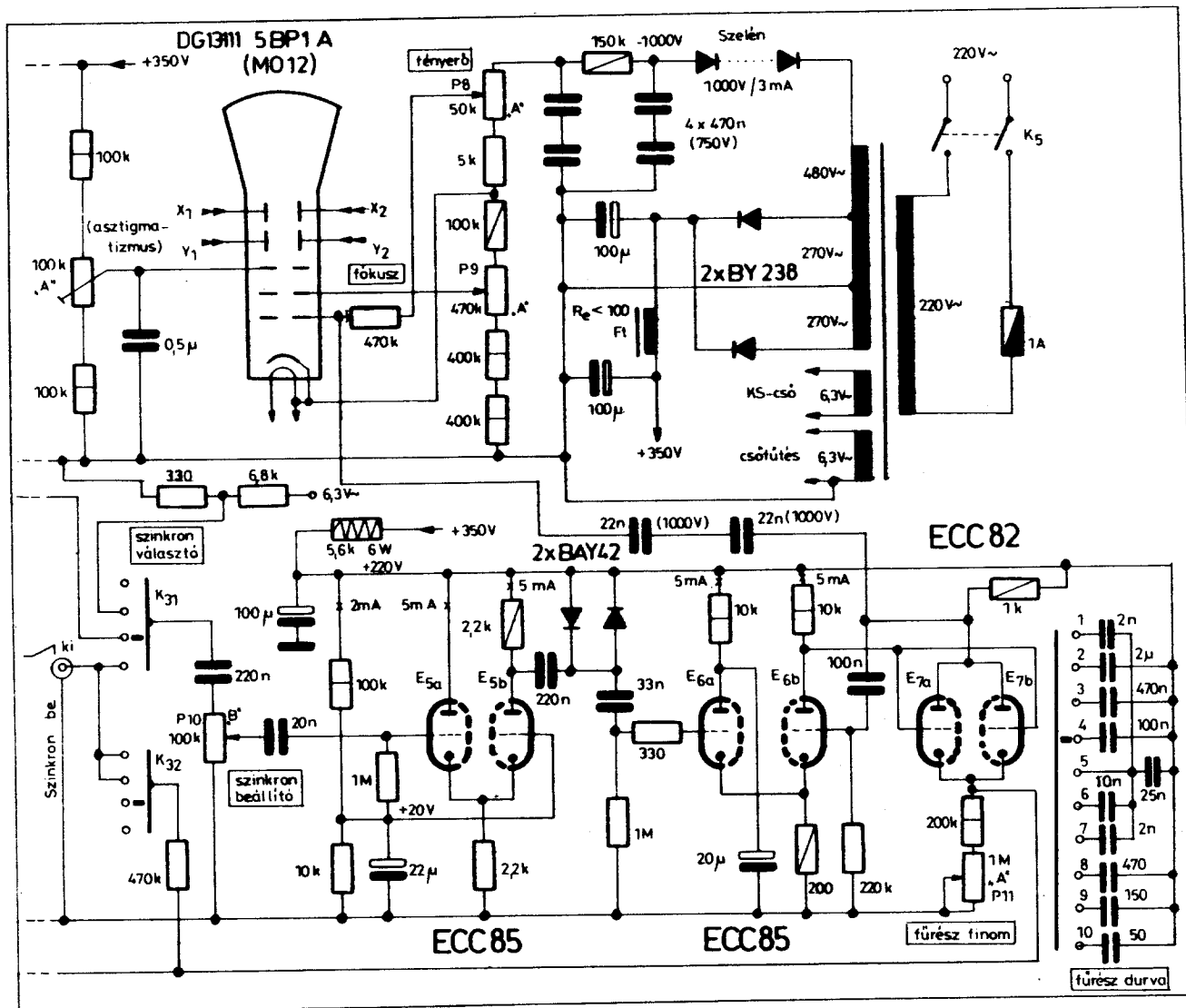
Primer: 220 V:
1206 menet \varnothing 0,25–0,3 mm-es,

Szekunder: 320 V:
1845 menet \varnothing 0,15–0,16 mm-es,
320 V: 1845 menet \varnothing 0,1 mm-es,
6,3 V: 36 menet \varnothing 0,7 mm-es,
6,3 V: 36 menet \varnothing 0,5 mm-es
CuL huzalból.

Az elkészült oszcilloszkópot saját képernyője segítségével ellenőrizhetjük. Az érzékenységet úgy mérjük meg, hogy 1 kHz-es szinuszfeszültséggel, felcsavart potenciométer helyzetben az ernyőn beállítunk 5 cm-es kitérést és megmérjük esővoltmérővel a bemenő feszültséget. A két érték hányadosa az oszcilloszkóp érzékenységét adja. Ezután adjunk a bemenetre (az 5 cm-es kitéréshez tartozó amplitúdóval)

egyre nagyobb frekvenciájú feszültséget. Az oszcilloszkóp átvitele mindaddig – 3 dB-en belül egyenes, míg a kép 3,5 cm-re nem zsugorodik. Ezek a vizsgálatok mind az Y, mind az X-erősítőn elvégezhetőek.

A fűrészfeszültség linearitását úgy ellenőrizzük, hogy az Y-erősítőre a fűrészfeszültség frekvenciájú bemenő jelet adunk és szinkronizáljuk a képet. Vonalzós mm-osztásával ellenőrizzük le, hogy az X-tengely metszetei mennyire egyformák. Ha a metszetei a kép elején és végén közel azonosak, a fűrészgörbe linearitása megfelelő. Ezután szinkronizáljuk az ernyőn 2–3 álló szinuszgörbét. Csavarjuk teljesen fel a P_9 potenciométert és csökkentjük az Y bemenő feszültséget mindaddig, míg álló képet kapunk. Ha pl. 5 mm-es képnél kb. 50 mV bemenő feszültségnél esik ki a kép a szinkronból, akkor a bemenetre vonatkoztatott szinkronizációs érzékenység is 50 mV nagyságú. Az építés esetleges hibái; a szűrtelen feszültség jelenléte, a mágneses szórás zavaró



oszcilloszkóp kapcsolási vázlatja

hatása a képernyőn is megjelenik, az idővonal nem lesz egyenes, vagy fénypontot nem lehet fókuszolni. A zavar elhárítása pedig ismét csak a képernyő megfigyelésével állapítható meg.

A 14. ábrán bemutatott oszcilloszkóp minőségi jellemzőit (sáv szélesség, érzékenység stb.) javítani lehetne, ha a megadott csőtípusok helyett különleges – pl. E280F, vagy nagy áramra beállítható (E81L, EL 84) stb. – elektroncsöveket alkalmaznánk kisebb munkaellenállásokkal. E megoldásnál azonban előnyösebb, ha az oszcilloszkóp elektronikus egységében több (normál elektroncsővel működő) fokozatot alkalmazunk. Mivel a legtöbb elektronsugárcső szimmetrikus eltérítő feszültséget igényel Y és X elektródáin, egyébként is nagyobb fokozatszámú erősítőt kell építeni ezek működtetéséhez.

A következő oszcilloszkópban, melynek kapcsolási rajza a 15. ábrán látható, 6 db elektronső működik, összesen 8 fokozatban. Az Y-erősítőben négy, az X-erősítőben kettő, a fűrészfókuszos

generátorban és a külön szinkronjel-erősítőben egy-egy csőfokozat található. Az előző készülék fokozatszámának megkésztározése számos előnyt biztosít. Először is az Y-erősítő frekvenciamenete 10 Hz – 2,5 MHz között ± 3 dB-en belül egyenes. Az X-erősítő felső határfrekvenciája 500 kHz. Mindkét erősítő szimmetrikus felépítésű és kimenetük az eltérítőlemezekkel direkt csatolt. Az elektronsugárcső kb. 1000 V gyorsító feszültséggel működik, ami nagyobb fényerőt biztosít. A megnövelt gyorsítófeszültség miatt szükséges nagyobb eltérítő feszültséget is könnyebb ellenütemű, szimmetrikus erősítővel biztosítani, melynek torzítása is kisebb. Kiseb torzítású erősítő pedig kevésbé hamisítja meg az ernyőn megjelenő jelalakokat, feszültséggörbét.

A háromsöves, illetve négyfokozatú Y-erősítő 1 db ECF 80 és 2 db EF 80 elektronsővel működik. Az ECF 80 trióda-része (E_{1a}) katódkövető kapcsolásban impedancia-illesztést végez, hasonlóan, mint az erősítés cső-

voltmérők bemenő fokozata. A katódhoz csatlakozó viszonylagosan kis ellenállású (25 kohmos) P_1 potenciómért a közbelső állásokban sem rontja el a frekvenciamenetet. Az E_{1a} feszültség-erősítése jó közelítéssel egyszeres, de áramköri beállítás miatt 15 – 20 V effektív értékű váltófeszültséget is átvihet a Be_2 bemenetről, torzításmentesen. Nagyobb bemenő feszültséget a Be_1 bemenethez kell csatlakoztatni, mert erről a mérendő feszültség 20 dB csillapítással jut az E_{2a} rácshoz.

Az E_{1b} pentóda induktivitással kompenzált szélessávú erősítő, melynek még a katódkörében is történik frekvenciakorrekció, a katódellenállás kis értékű kapacitással való sőtölése útján. Az E_{1b} erősítése közepes frekvenciákon kb. 18-szoros, mert meredeksége az itt még érvényes katódköri ellencsatolás miatt kisebb, mint 3 mA/volt. Az E_2 és E_3 elektronső (2 db EF 80) szélessávú, frekvencia-kompenzált differenciálerősítő kapcsolatban, közös katódellenálláson való

fázisfordítással működik. Az E_2 rászára adott vezérlő feszültség felerősítve és ellenüteműen jelenik meg az Y-lemezpárhoz csatlakozó csőanódokon. A differenciálkapcsolású fokozat erősítése kb. 2×20 -szoros.

A részerősítéseket összeszorozva azt kapjuk, hogy a közvetlen bemenet és az Y-lemezpár közötti erősítés 2×360 -szoros. A DG 7-113 katódsugárcső eltérítési érzékenysége Y-irányban, 1000 V gyorsító feszültségnél kb. 20 V/cm, ami jó közelítéssel $2 \times 3,6$ V effektív feszültség összegezett és csücsütölt-csücsig vett értékének felel meg. Az Y-erősítő 2×360 -szoros erősítése következtében a Be_2 bemenetre vezetett 10 mV-os váltakozó feszültség $2 \times 3,6$ V-ra növekszik és éppen 1 cm-es ernyőképet eredményez. Az oszcilloszkópunk bemenetre vonatkoztatott érzékenysége tehát 10 mV_{eff}/cm, ami nagyon jó érték a 2,5 MHz-es sávzélesség mellett!

A fűrészfeszültséget tranzitron-Miller kapcsolásban az E_5 csőfokozat (EF 80) állítja elő. A fűrészfeszültség frekvenciája négy sávban (K_1 kapcsoló) 15 Hz-től 150 kHz-ig változtatható. A tranzitron fűrészfokozat szinkronizálásához szükséges feszültséget külön csővel (E_4 ; EF 80) erősítjük. Erre az erősítésre azért is szükség van, mert belső jellel való szinkronizálásnál az Y-erősítő elejéről, az E_{1a} katódjáról vezetjük ki a szinkronizáló feszültséget. Itt pedig néhány száz 10 mV feszültség is előfordulhat üzemszerűen. A szinkronizálás egyébként külső feszültséggel is, vagy pedig a hálózathoz vett 50 Hz-es feszültséggel is történhet. A szinkronjel, illetve a szinkron üzemmód választásra a K_2 kapcsolót használjuk.

A tranzitron-Miller oszcillátorral előállított fűrészfeszültség az E_5 anódján jelenik meg. Az anódelőállítás potenciométeres kiképzésével (P_8) a fűrészfeszültség amplitúdója szabályozható. Az E_5 anódjáról a fűrészfeszültséget külön kimenetre is ráadjuk (vobbulátor vezérléséhez). Ha viszont az oszcillátor működését a K_1 kapcsolóval leállítjuk, akkor ugyan-ezen a kivezetésen keresztül az X-erősítő vezérelhető és a P_8 potenciométer amplitúdószabályozást is végez, mert a cső belső ellenállása a munkaellenálláshoz viszonyítva elhanyagolható. A 220 nF-os csatoló kondenzátor az E_5 munkaellenállásával kb. 80 Hz-től ad (-3 dB) átvitelt, s ez talán ennek az ügyes megoldásnak egyetlen szépséghibája. Az X-erősítő mélyfrekvenciás igénybevételénél ez a hátrány egyszerűen kiküszöbölhető, ha sorba-kapcsolunk egy kb. 50-100 kohmos ellenállást a bemenettel és ennek megfelelően megnöveljük a bemenő feszültséget is.

Az E_5 anódjáról szabályozhatóan levehető fűrészfeszültséget kettős triódás (E_6) differenciál-erősítő fogadja, illetve erősíti fel az X-lemezpár kivezérésére. Mind az E_6 , mind az E_2 - E_3 csövekből álló differenciál-erősítő munkaponti áramainak eloszlása potenciométerrel (P_3 és P_{10}) szabályozható. Az árameloszlás szabályo-

zása következtében a munkaellenállásokon fellépő feszültségesegek különbözősége a megfelelő irányú ponttolást is lehetővé teszi, mert a lemezpárok egyenáramúlag csatlakoznak a csőanódokhoz.

Az X-erősítő kb. 2×5 -szörös erősítéssel rendelkezik. A fénypont X-irányú, 1 cm nagyságú eltéréséhez a lemezpáron 2×4 V_{eff} feszültség szükséges. A két érték hányadosából adódik, hogy az érzékenység az X-bemenetről 0,8 V_{eff}/cm. A teljes végkiteréshez kb. 15 V amplitúdójú fűrészfeszültség szükséges. Ha a generátor ennél nagyobb amplitúdójú fűrészelet állít elő, idővonalyújtás is eszközölhető.

Az ismertett oszcilloszkóp tápegysége szokásos megoldású. A gyorsító feszültség két részből, a pozitív anódfeszültség kb. 200 V-os hányadából és a külön előállított -800 V-os feszültségből tevődik össze. Az asztigmatizmus-potenciometert úgy kell beállítani, hogy a fénypont jól fókuszolható legyen. Szerepe egyébként az, hogy vele a gyorsító anód potenciálját a lemezpáron uralkodó átlagos potenciállal megegyező értékre lehessen beállítani.

A hálózati transzformátor méretezésénél a csövek 6,3 V-on felvett fűtőáramából és +400 V anódfeszültségen jelentkező kb. 50 mA-es áramfelvételtől lehet elindulni. A teljes teljesítmény-igény 40 VA nagyságrendű, ami a primer oldalon kb. 50 VA-t jelent. Az oszcilloszkópnál szokásos túlméretezésre való tekintettel 12-14 cm² vasmagkeresztmetszetű M-lemezcsomag használatát ajánljuk. Elkészítésénél külön ügyeljünk az elektronsugárcső fűtőtekercsének igen gondos szigetelésére. Menetszámadatok M 85 formátumú, 45 mm vastag lemezcsomagra ($Q_{vas} = 13$ cm²), illetve M 85/45-ös szabványesévére:

Primer : 220 V :
928 menet \varnothing 0,35 mm-es,
Szekunder : 2×280 V :
 2×1240 menet \varnothing 0,2 mm-es,
 1×320 V :
1420 menet \varnothing 0,1 mm-es,
6,3 V : 28 menet \varnothing 1 mm-es,
6,3 V : 28 menet \varnothing 0,6 mm-es
CuL huzalból.

Az oszcilloszkóp üzembe helyezését és bemérését az előző készülékeknél ismertettük.

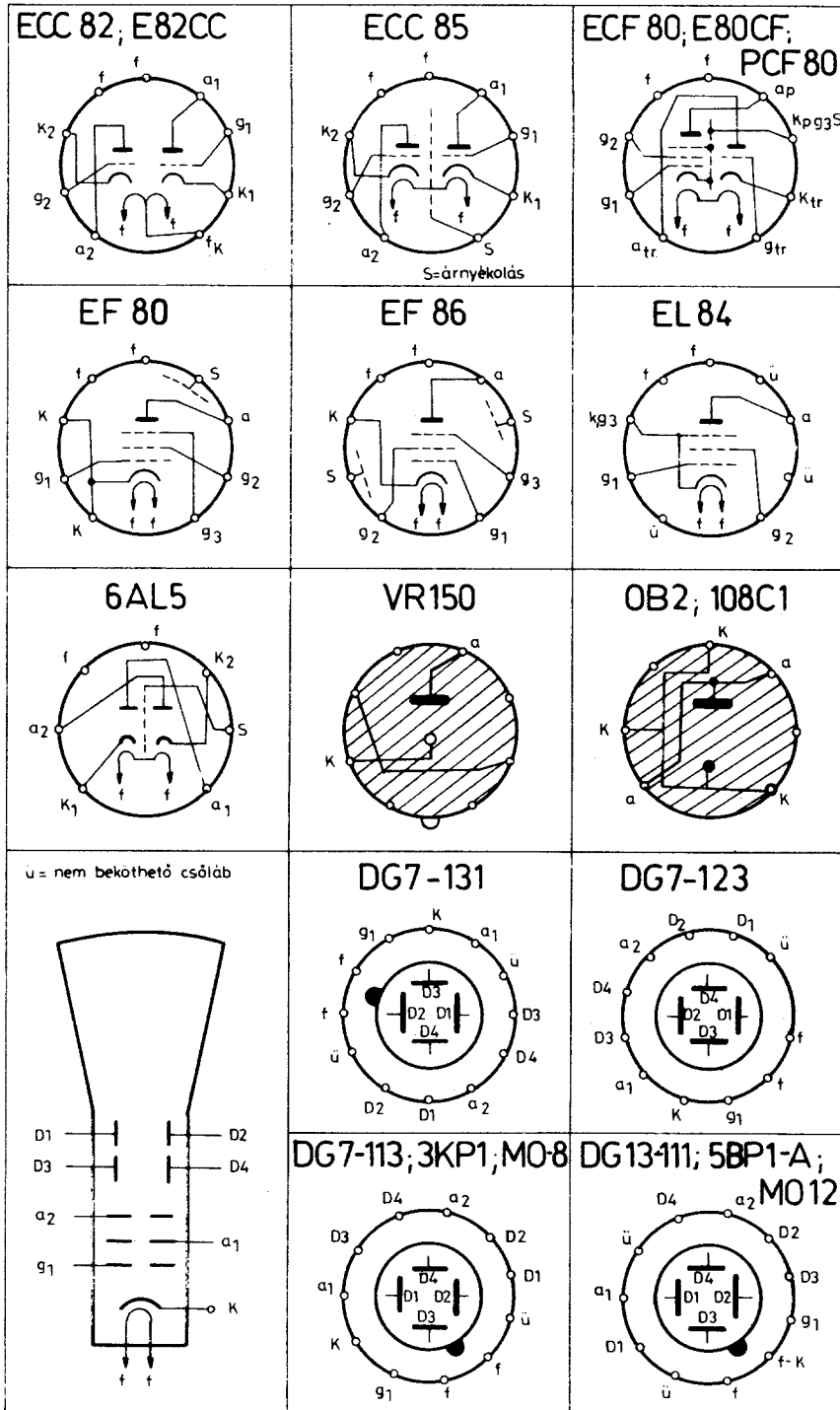
Az Ezeremster Boltokon keresztül nagyobb számú 13 cm ernyőátmérőjű, régebbi 5BP-MO 12 típusú elektronsugárcső került az amatőrök birtokába. (Egyenértékű ezekkel a jelenleg is gyártott DG 13-111 típusjelzésű katódsugárcső.) A 16. ábrán ezekkel a nagy ernyőátmérőjű elektronsövekkel működő oszcilloszkóp kapcsolási rajzát mutatjuk be.

A nagyképernyős katódsugár oszcilloszkópban egy db trióda-pentóda és hat db kettős trióda nyert alkalmazást. Az Y-erősítőben a trióda-pentóda és egy kettős trióda, az X-erősítőben két db és a szinkron-erősítővel kiegészített fűrészfokozatban három db kettős trióda működik.

Az Y-erősítő felépítése: bemenő illesztő fokozat (E_{1a}) frekvenciakompensált, szélessávú pentódás erősítő (E_{1b}) és a kettős triódából felépített differenciál-erősítő ($E_{2a} - E_{2b}$). A pentóda erősítése kb. 30-szoros, a differenciál-erősítőé, ebben az ismert beállításban 2×5 -szörös. Az Y-erősítő teljes erősítése tehát 2×150 -szoros, ami a K_1 kapcsolóval 20 illetve 40 dB-el csökkenthető. Az elektronsugárcső Y-lemezpárján (az itt alkalmazott 1200 V-os gyorsító feszültségnél) 1 cm nagyságú ábra felrajzolásához kb. 2×3 V_{eff} feszültség szükséges. Az oszcilloszkóp eltérítési érzékenysége ezek szerint az Y-bemenetről 20...25 mV_{eff}/cm. Az erősítő átvitele 5 Hz...1,2-1,5 MHz-ig ± 3 dB-en belül egyenes. Az E_{1b} erősítőfokozat katódköri kompenzálást végző kondenzátorának kapacitásértékét kísérleti úton kell megválasztani. Először kondenzátor nélkül fel kell venni a frekvenciamenetet, majd azon a frekvencián kell az oszcilloszkópot működtetni, ahol a szintesítés -6 dB. A kondenzátorok cseréjével el kell érni azt a maximális eltérítés növekedést, amikor még valamilyen kisebb frekvencián nem keletkezik 1-2 dB-nél nagyobb kiemelés. A fénypont Y-irányú tolása a differenciál-erősítő nyugalmi áramainak változtatásával történik.

Az X-erősítő felépítése csak annyiban tér el az Y-erősítőtől, hogy a pentódás fokozat helyett triódás erősítő működik benne. Ennek (E_{3b}) erősítése kb. 8-szoros, a végfokozat ($E_{4a} - E_{4b}$) pedig kb. $2 \times 7,5$ -szeres a nagyértékű munkaellenállások miatt. A teljes erősítés ezen adatokból számíthatóan 2×60 -szoros. Mivel az X-lemezpár érzékletlenebb, kb. $2 \times 3,6$ V_{eff} feszültség kell az 1 cm-es kiteréshez, a bemeneti érzékenység nagyságrendje 60...70 mV_{eff}/cm. Az önállóan is használható X-erősítő frekvenciaátvitele 1 Hz és 600...700 kHz között 3 dB-en belül egyenes. Az E_{3b} katódköri kondenzátorával itt is felső frekvenciahatári kompenzálást végzünk.

Az időalapegység felépítésében szélessávú szinkronjel-erősítőből ($E_{5a} - E_{5b}$), diódás határolóból ($2 \times$ BAY 42), szinkronjelillesztő fokozatból (E_{6a}) és szinkronizált üzemmódtú, szabadonfutó multivibrátor kapcsolású fűrészfokozatból ($E_{6b} + E_{7a-7b}$) áll. A szinkronizálás üzemmódját a K_3 két-áramkörös, négyállású kapcsolóval választjuk meg. A szinkronjel amplitúdóját szabályozó P_{10} potenciométer a K_{31} kapcsolóáramkör beállított helyzetétől függetlenül üresen marad (szabadonfutás állapota), vagy 50 Hz-es hálózati frekvenciájú feszültséget, vagy az Y-erősítőről levett belső feszültséget, vagy a szinkron bemenetre adott külső szinkronizáló feszültséget kapja meg. A belső szinkronizáló feszültséget az $E_{2a} - E_{2b}$ differenciál-erősítő közös katódelőállításáról vesszük le, hogy járulékos kapacitással ne terheljük az anóráramköröket. Ezen a ponton kb. fele akkora amplitúdójú váltakozó feszültség jelenik meg üzemszerűen - a fázisfordítás létrehozása céljából - mint az E_{1b} anódján. Értéke



Az építési leírásokban megadott elektroncsövek és erősítőcsövek foglalatainak bekötési rajzai

tehát $20 \text{ mV}_{\text{eff}}$ Y-bemenő feszültség-nél kb. 300 mV .

A P_{10} potenciométerrel beállított szinkronozó feszültséget az $E_{5a} - E_{5b}$ fokozatokból álló triódás szélessávú erősítő fogadja. Az E_{5a} katóderősítő, az E_{5b} pedig földeltrácsú erősítő, együttes erősítésük mintegy 5-6-szoros. Az előző oszcilloszkópoknál már említettük, hogy a szinkronozó feszültség amplitúdójának növekedése a fűrés amplitúdóját csökkenti. E hatás

létrejöttét megakadályozza a rajzon látható szilíciumdiódás határoló, mert ez a megadott kapcsolásban nem enged tovább (csücsztől-csücsig mért értékben) $1,2 - 1,3 \text{ V}$ -nál nagyobb amplitúdójú váltakozó feszültséget. Túl nagy szinkronfeszültségből a határoló négyzögfeszültséget állít elő. A megadott amplitúdó-határokat a szilíciumdiódák nyitófeszültsége határozza meg. A határolón alakhüen vagy formáltan átjutó szinkronfeszültséget az

E_{6a} katóderősítő csatolja be a fűrész-generátorba.

Az E_{6b} és az $E_{7a} - E_{7b}$ fokozatokból álló fűrészgenerátor 10 Hz és 300 kHz között beállítható frekvenciájú fűrészjeleket állít elő. A fűrészjel-frekvenciát fokozatosan a K_4 kapcsoló, folyamatosan a P_{11} potenciométer állítja. Legkisebb fűrészfrekvenciát a K_4 2. állásában lehet előállítani. A kapcsoló 1. állása azonos a 7-el, hogy televíziós sor- és képáramkörök vizsgálatánál ne kelljen a kapcsolón feleslegesen sokat állítani. A fűrészfeszültség előállításánál a K_4 -gyel kiválasztott időzítő kondenzátor a lezárt $E_{7a} - E_{7b}$ fokozat közös katódelenállásán át töltődik. Amint a katódon a negatívba menő fűrészfeszültség eléri az $E_{7a} - E_{7b}$ kinyitáshoz szükséges értéket, a fokozat átbillen és a párhuzamosan kapcsolt kettős trióda kisüti a kondenzátorokat. A kisütés végén az $E_{7a} - E_{7b}$ újra lezár és a fűrészjel előállítása periodikusan ismétlődik. Az $E_{7a} - E_{7b}$ -vel való kisütés megindulása az E_{6a} anódján uralkodó feszültségtől függ, mert ez szabja meg, hogy milyen amplitúdójú fűrészjelnek kezd az $E_{7a} - E_{7b}$ vezetni. A szinkronizálás lehetőségét tehát itt is az E_{6b} anódpotenciáljának változtatása biztosítja, ezért adjuk be a szinkronizáló feszültséget az E_{6b} katódjába. Mivel egy csőfokozat katódoldali bemenő ellenállása nagyon alacsony, ezért alkalmazzuk az E_{6a} katódkövető, illesztő fokozatot.

Az $E_{7a} - E_{7b}$ csőfokozat anódkörében a kisütés időtartama alatt negatív feszültségimpulzus jelenik meg. Ezt a negatív impulzust nemcsak a fűrészgenerátor átbillentéséhez, hanem visszafutás kioltásához is használhatjuk, ha ráadjuk az elektronsugárcső vezérlő rácsára. A csatoló kondenzátoroknál be kell tartani a javasolt üzemi feszültséget, mert kb. 1200 V potenciálkülönbség uralkodik a kisütőcső anódja és az elektronsugárcső vezérlőrácsa között.

A nagyképernyős oszcilloszkóp tápegysége lényegében azonos az előző készülék (15. ábra) tápegységével. Segítségként megadjuk a hálózati transzformátor menetszámadatait. Az elektronikus áramkörök 350 V feszültség-nél kb. 70 mA anóddáramot fogyasztanak. A hét elektronső fűtőteljesítménye $6,3 \text{ V} \times 2,5 \text{ A} = 16 \text{ VA}$, az elektronsugárcsőé 4 VA . A szekunder teljesítményigény 45 VA nagyságú, ami a primer oldalon kb. 55 VA -t jelent. Vasanyagként M 102 formátumú lemezt javasolunk, 45 mm -es pakettvastagsággal, melynek magkeresztmetszete 15 cm^2 . Menetszámadatak erre a vasmagra:

Primer: 220 V :

804 menet $\varnothing 0,4 \text{ mm}$ -es,

Szekunder: $2 \times 270 \text{ V}$:

2×1040 menet $\varnothing 0,22 - 0,25 \text{ mm}$ -es,

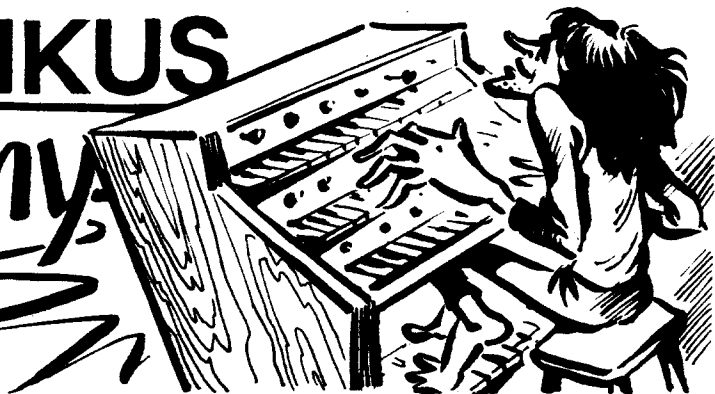
480 V : 1845 menet $\varnothing 0,1 \text{ mm}$ -es,

$6,3 \text{ V}$: 24 menet $\varnothing 1,2 \text{ mm}$ -es,

$6,3 \text{ V}$: 24 menet $0,6 \text{ mm}$ -es CuL huzalból.

(Befejező rész a 199. oldalon)

ELEKTRONIKUS hangverseny- orgóna



Albert Péter okl. vill. mérnök

Bemutatok egy több mint két éve épült és azóta kifogástalanul működő elektronikus orgonát. Mivel a hangszer áramkörkészlete a Rádiótechnika lapjain megjelenő cikksorozatomban bemutatott megoldások közül lett összeválogatva, ez az ismertetés úgy is tekinthető, mint egy kiegészítés az említett sorozathoz, amelyben több gyakorlati útmutatást, építési tapasztalatot szeretnék átadni az olvasónak. Az egyes áramkörtípusok részletek ismertetésekor nyilvánvalóan nem térhettünk ki minden olyan kérdésre, amely az illető áramkör rendszerbe illesztésével, gyakorlati megépítésével kapcsolatos. Az elektronikus orgonák építésénél pedig e ponton jelentkező a legkritikusabb problémák. Az alapáramkörök ugyanis rendszerint igen egyszerűek, önmagukban való megépítésük nem okoz különösebb nehézséget. A teljes hangszerben azonban igen nagyszámú egyforma alapáramkör működik, s ezek optimális elektromos, hangszertechnikai (és árbeli) illesztése nem egyszerű feladat. A sok egység kivitelezése, összekapcsolása technológiailag is komoly munka. Egyetlen orgona készítésénél is sok alkatrész tekintetében „sorozatgyártásra” vagyunk kénytelenek. Igen jellemző az elektronikus orgonák konstrukciójára az a tény, hogy a most ismertetendő készülék kapcsolási rajza némi egyszerűsítésektől eltekintve elfér az I. ábrán, holott a hangszer 141 db integrált áramkört, 60 db tranzisztort, kb. 350 db diódát, kb. 3000 db ellenállást, kb. 600 db kondenzátort, s nem utolsósorban kb. 1800 m bekötőhuzalt tartalmaz. A szerkezet méreteiről tájékoztatást nyújtanak a bemutatott fényképfelvételek. A kapcsolási rajzot természetesen csak azért sűrűhittük össze egyetlen ábrába, mert feltételezhetjük, hogy az olvasó tájékozott az elektronikus orgonák áramköreit illetően, s így szükségtelen a párhuzamos funkciójú részleteket mindannyiszor lerajzolni, ahányszor előfordulnak az orgonában. Az ismertetés során termé-

szetesen mindenütt részletesebb magyarázatot fűzök a rajzhoz.

A „hangversenyorgona” kifejezést azért használom, mert ez a hangszer azzal a céllal épült, hogy a sípos orgona hangját közelítse; jelenlegi tulajdonosai is ilyen célra használják. Így nem a különleges elektronikus effektusok kiépítésére törekedtem. A hangszer diszpozíciója egy közepes kiépítettségű kétmanuális, pedálos, kb. 22 regiszteres sípos orgonának felel meg. Egy ilyen méretű hangszeren természetesen nem játszható le a teljes orgonirodalom autentikus módon, de házi gyakorlás céljára és kisebb termekben (kb. 1000 légméterig) jól megfelel. A megépített elektronikus orgona némely tekintetben többet tud, mint egy 22 regiszteres sípos hangszer, más szempontból pedig elmarad mögötte. Egyes hangszínbeli fokozatok lényegesen finomabban keverhetők ki rajta, szegényesebbek viszont a tranziensek (megszólalási és lecsengési jelenségek) és a „kórushangzás”. A fuvolák és a szelíd barokk nyelvregiszterek nagyorgonára jellemző széles skálája szóvaltható meg, de elmarad a principálkar átható, tömör hangzása tekintetében. Összefoglalva: inkább kamara jellegű zenélésre alkalmas.

Egy ilyen berendezés felépítése után természetesen sok olyan tapasztalat is összegyűlik, amelyek megvalósítására már nem kerülhetett sor az illető készüléknél, de amelyek tanulságosak a későbbiekre nézve. A következőkben mindenütt pontosan a megvalósított hangszert ismertetem, de külön kitérek azokra a változtatási javaslatokra, amelyek később merültek fel, s amelyeket az olvasó jól hasznosíthat. Ezek néhol nem jelentenek plusz költséget és munkát, máshol csak elenyészően keveset, de akad néhány pont, ahol továbblépés csak lényeges anyagi ráfordítás árán képzelhető el.

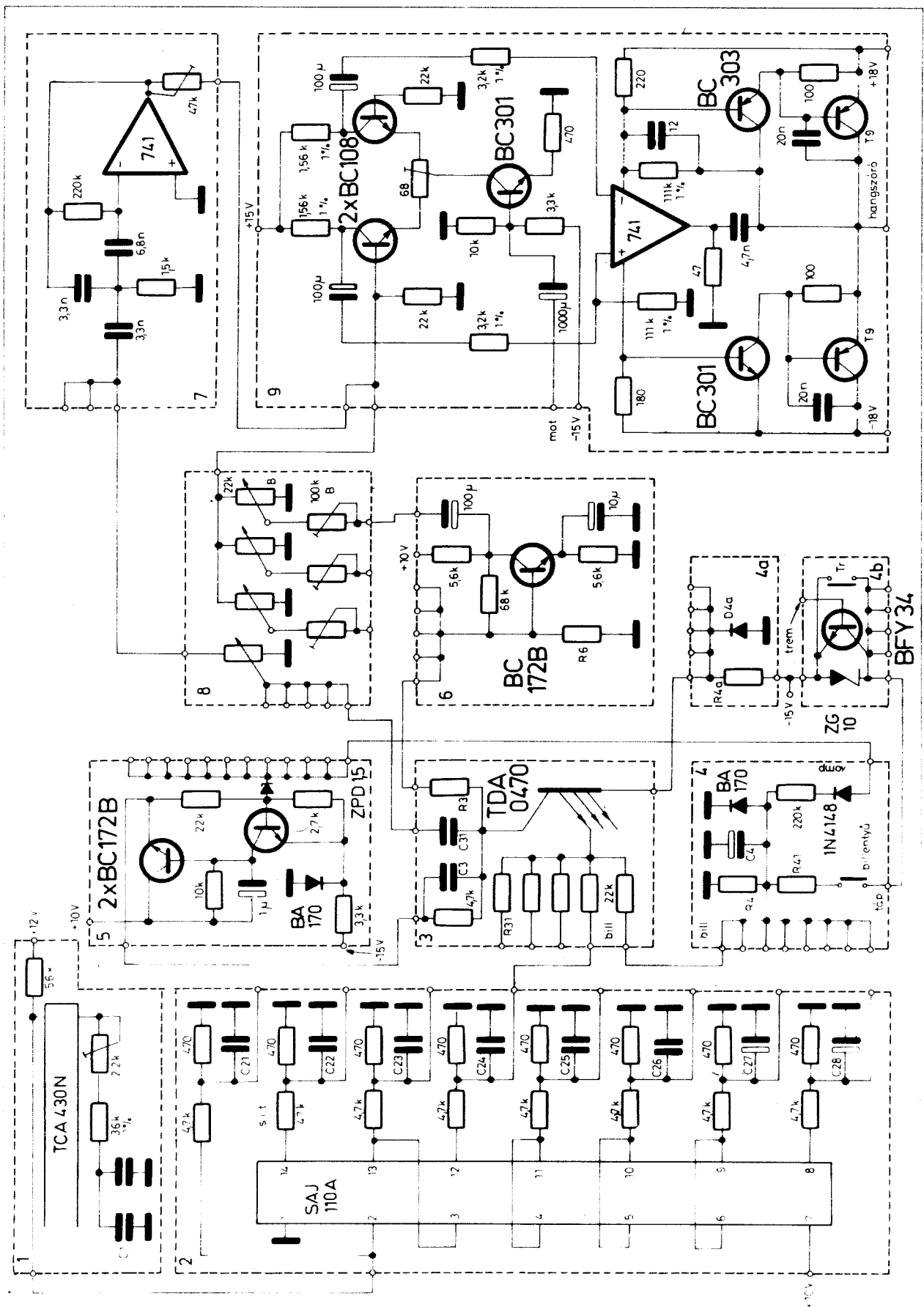
Már az eddigiekből is látható, hogy az ismertetendő hangszer alkatrész-szükséglete nem az átlagos amatőr

„költségvetéshez” van méretezve. Az ismertetéssel nem is a közvetlen építési receptadás a célom. Nagyobb rendszerek építése kapcsán ez felesleges is volna, hisz aki ilyen készülékek építéséhez fog, már rendelkezik önálló konstruktóri elképzelésekkel, gyakorlatlaltal, s úgysem elégténé ki egy leírás szolgálai másolása.

A mechanikai felépítésről műhelyrajzokat nem közlök, mert ez túl sok helyet foglalna és a fenti okból szükségtelen is lenne. Ehelyett részletes „fotóriportot” mutatok be a hangszer szerkezeti részleteiről.

A diszpozíció

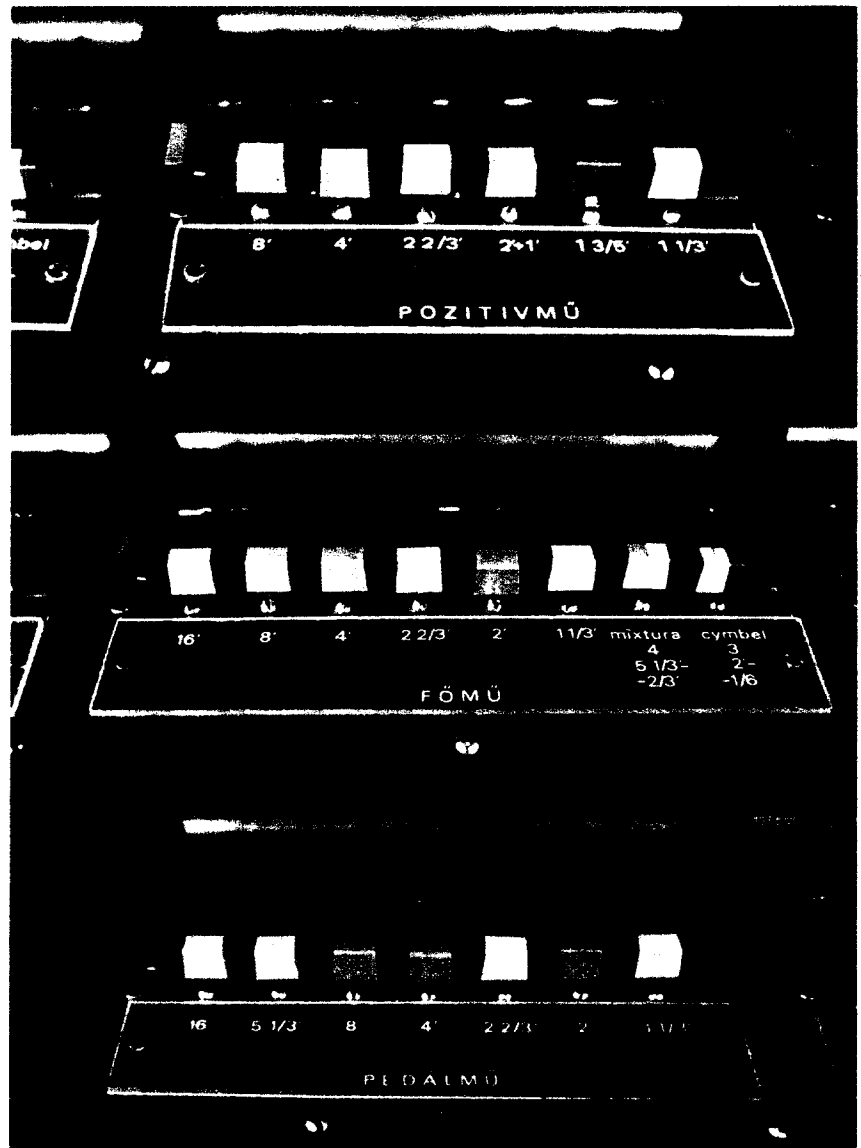
Az orgona jelentős részben az additív felhangszintézis elvén működik. Minden billentyű hangját az alapharmonikus többszörös frekvenciáira hangolt komponensekből állítjuk elő, ezek a komponensek azonban nem mind szinuszos-alakúak. A tiszta additív rendszernek az a hátránya, hogy a magasabb fekvésű, és főleg a diszsonáns pozíciójú (7., 9., 11., 13. stb.) felhangok előállítása irreálisan drága. Ezeknek a harmonikusoknak a kiépítéséhez nemcsak külön-külön sorok kellene az alaphang billentyűmátrixban, hanem külön oszcillátor és frekvenciaosztó rendszer is. Az említett frekvenciák ugyanis meglehetősen messze esnek az alapskála minden fokától (pl. a c hang 7. harmonikus a b² és a h² között helyezkedik el középtájon), így semmiképp sem helyettesíthetők azokkal. A nehézségek túl azonban szükségtelen is ezeknek a felhangoknak az egyenként való független szabályozása. A Rádiótechnika folyó sorozatomban bemutatam néhány természetes hangszer spektrumképét, s itt látható, hogy ezek a felharmonikusok sohasem emelkednek ki lényegesen a környezetükből, inkább formányszerű csoportokat képezve fordulnak elő. Ilyen tulajdon-



1. ábra

ságú spektrumrészleteket szűrős módszerrel alakíthatunk ki a legcélszerűbben. Ezért aztán rendszerünkben szűrőkkel állítjuk elő a szűk princípálokra és főleg a nyelvregiszterekre jellemző magas, disszonáló felhangsorokat. A szűrős megoldás további előnye a következő. Egy regiszter különböző sípjai nem adnak egészen azonos spektrumot, sőt a spektrumnak (és a tranzienseknek) a skála menti változási jellegzetességei fontos tulajdonságát képezik a regiszter zenei karakterének. Egy sípsorban általában a mélyebb hangúak relatíve több felhangot tartalmaznak, mint a magasak, így lesz a fül számára kiegyenlített a hangzás. Sőt vannak olyan felhangsorok, amelyek nem rendszámuknál fogva, hanem abszolút hangmagasságuk alapján jellemzőek egy regiszterre, tehát ezeknek a formánsoknak a frekvenciája lényegében változatlan a különböző alaphangú sípokban. A mélyebbeknél magas (pl. 15–20.) felhangként szerepelnek, a magas sípoknál pedig már alapharmonikusként jelentkeznek. Ilyen spektrumhaladványokat additív módszerrel gyakorlatilag lehetetlen megvalósítani. A skála mentén állandó relatív spektrumszerkezet és a konstans frekvenciájú formánsokban jelentkező két véglet között természetesen számtalan átmeneti helyzet figyelhető meg. Az első típust természetesen valósítja meg az additív rendszer, az utóbbit pedig a skála egészére közösen alkalmazott szűrő. A két módszer kombinálásával optimális megoldáshoz juthatunk. Ez az oka annak, hogy rendszerünk nem tisztán additív.

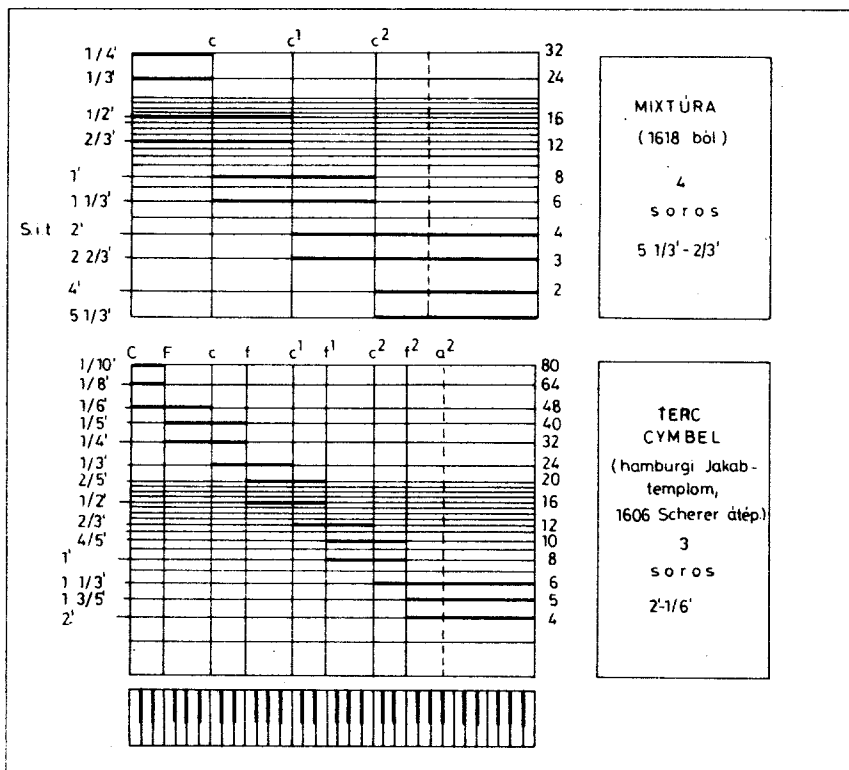
Az 1. kép a regisztereket képező tolopotencióméterekről készült (egymás alá fényképezve őket), és leolvasható róla a hangszer dispoziciója. A sorokban bal oldalt látható, felírás nélküli potencióméterkar a manuálok 8' fekvésű, a pedálon pedig 16'-as regisztert vezérel. Ezek a regiszterek olyan szűrőket működtetnek, amelyek az alaphanghoz képest jelentősen kiemelik a magasabb felhangok egy csoportját. Az egész klaviatúra hangjait egy közös szűrőre vezetjük, így mindegyikből ugyanazt az abszolút hangmagasságot emeljük ki. Ez a regiszter önmagában nem használható, de a többihez adva a nyelvregiszterek jellegzetes ciripelő nyelvhangját állítja elő. Pleno vagy tutti mellé behúzva az ajaksípokban is meglévő érdes disszonáns felhangsorot hatását utánozza. A 16', 8', 5 1/3', 4', 2 2/3' fekvések két-két elsőfokú aluláteresztővel szűrt, tehát lényegében szinuszos jelet adnak. Ezek önmagukban fuvolaszerű hangzást produkálnak. A 16' és a 8' fekvéseket okvetlenül elő kell állítani ilyen erősen szűrt alakban, mert a szolisztikus fuvolaregisztereket csak így tudjuk képezni. Magas régiókban mozgó szólamokat gyakran szolisztikusan alkalmazott 4'-as regiszteren adják elő, így ezt is célszerű szinusz-alakban is előállítani. A kvint fekvések erős szűrésének az az oka, hogy az ezekben megmaradó 3. harmonikus kellemetlen lebegéseket idézhet elő az alapskála



1. kép

temperált kvintjével. A magasabb fekvések mind csak egy-egy db elsőfokú aluláteresztővel szűrt hangokból állnak. Ezzel azt érzük el, hogy a bennük megmaradó felhangok pótolják a magasabb, ki nem épített regiszterek hangját, illetőleg a mélyebb fekvésű princípálok kikeverésénél előnyösek. Mivel ezek a magas fekvésű konszonnáns felhangok hasonló funkciójúak, célszerű, ha őket egyetlen regisztergombbal kezelhetjük. Pl. a 2' és az 1' közösen szabályozható a pozitívumvön, erre utal a 2'+1' felirat. Ez a regiszter úgy tekinthető, mint egy egyszerű oktáv-kevertjáték, és nagyon hatásosan alkalmazható a fényes, csillogó regisztrációknál (ezüstmixtúra). A főművön található két valódi kevertjáték is: a mixtúra és a cymbel. Az előbbi négy-, az utóbbi pedig háromsoros. A mixtúra két oktávfekvésű és két kvintfekvésű sort tartalmaz, a cymbel pedig egy oktávot, egy tercet és egy kvintet. Ezek a kevertjátékok az

orgonaépítési tradícióknak megfelelően repetáló dispoziációjúak, azaz a manuál mentén felfelé haladva nem konstans a sorok lábszámozása, hanem lefelé lépeget, úgy, hogy a regiszter abszolút hangmagassága körülbelül állandó a skála mentén. Erre utal a regiszterhúzóknál feltüntetett lábszámozás is. Pl. a mixtúra alatti 5 1/3'–2/3' jelzés azt mutatja, hogy a regiszter legmélyebb (ezek szerint kvint fekvésű) sora a C billentyűn még igen magas: 2/3' fekvésű, de a h³ billentyűn már az 5 1/3'-nak megfelelő regisztermagasságba lép vissza. Látható, hogy a tercycymbel még a mixtúránál is magasabb fekvésű és a skála minden hangjára a hangszer hangtartományának legfelső oktávjából szólaltat meg hangokat. A részletes dispoziciók a 2. ábrán láthatók, ahol a lábszámozás mellett feltüntettem a megszólaltatott felhangok (8'-ra vonatkoztatott) rendszámát is. A bejelölt skálafokok mutatják a repetálás helyét: a mixtúra



2. ábra

a c billentyűknél oktávonként repetál, a cymbel pedig a c és az f billentyűknél. A „repetálás” kifejezés onnan ered, hogy az ilyen regiszterek sípsorai nem monoton rövidülő sípköbök állnak, hanem szakaszonként ismétlődő sorozatokból, mint a fűrész foga. Látható, hogy valóban mindenütt 4 ill. 3 soros a mixtúra, ill. a cymbel. A felhasznált diszpozíciók a sípos orgonák építése során kikísérletezett és bevált megoldások.

A repetáló kevertjátékok építésének céljait a következőképpen lehet összefoglalni. Említettem, hogy a skála különböző hangjainak színezetét nem akkor érezzük azonosnak, ha relatív spektrumképük azonos. A konstans abszolút frekvenciát mutató karakterek közé tartozik a csillogást, fényességet eredményező magas konzonáns felhangok csoportja. Ha azt akarjuk, hogy a basszus fekvésben ugyanúgy csillogjanak a hangok, mint a diszkantban, akkor a basszusban is olyan abszolút rezgésszámú, oktáv és kvint fekvésű felhangokat kell kiemelni, mint a diszkantban. Ez természetesen azt jelenti, hogy a basszusban lényegesen magasabb rendszámú felhangokat kell előállítani, mint a magasabb régiókban. Minthogy a jelen célra csak a konzonáns fekvések jöhetnek számításba, ezt a feladatot nem lehet szűrőkkel megoldani, hiszen így nem tudnánk különválasztani a konzonáns harmonikusoktól a szomszédos diszonánsokat (pl. a 64. harmonikustól a 63-at.). Ez a követelmény okozza továbbá azt is, hogy oktáv ill. kvint-kvart távolságokban kell elhelyezni a repetálási pontokat. A repetálási helyeken a

hangzásban némi törés hallható, de megfelelő diszpozícióval ez minimális szinten tartható. A kevertjátékok természetesen némileg elmosás a dallamrajzot, ezért főként homofon játékokra alkalmazandók, ilyenkor a diszkant erősítésével és a basszus fényesítésével a tönör princípálkar felett az orgonahangzás gerincét alkotják.

A pozitívum különlegessége az 1 3/5' tercesor. Ez igen alkalmas a szólisztikus színek kikeverésénél; kürtyszerű sötét tónust ad. A nyelvregiszterek előállításakor is döntő szerep jut neki (oboa, trompette, clarinet).

Általában: a pozitívum inkább a szólójátékokra, a halkabb, finomabb hangzásokra alkalmas, míg a főmű az erőteljesebb, teltebb, fényesebb hatásokra. A két mű hangerőbeli és színbeli kontrasztja alkalmasan kiegészíti egymást, használhatók pl. egymásnak felelgető visszhangszerű szólások előadására is.

A pedálmű hangzása a 16'-as alapsorra épül. A főművön is található 16', de ez ott főleg aláfestésre szolgál. A pedálon ennek megfelelően a 16' felhangsorát építettem ki, s így helyet kapott az 5 1/3' is. Ez kellően megvastagítja a 16'-as hangzást. Itt a nyelvregiszterek utánzására szolgáló szűrő is a 16' felharmonikusait emeli ki. A manúálok erőteljesebb regisztrálása mellett a nyelvregiszterek érdes hangzásával szokták előállítani a kívánatos hangerőt a pedálban, mert a lágyabb fuvola- és princípál-regiszterek hangerejének növelése vastagga, nehézkessé tenné a pedálszólamot.

A regiszterhúzó színesek: az oktáv fekvések ezüst színűek, a kvintek sár-

gák, a tercek pirosak, a 8' alatti regiszterek pedig kékek. A kevertjátékok gombjain azok a színek vannak feltüntetve, amelyeknek megfelelő fekvések előfordulnak bennük.

A használat során szerzett tapasztalatok szerint (több orgonista és szakértő véleménye alapján) a diszpozíció alapján bevált. Egyedül a pedál diszponálásánál lenne célszerű némi változtatás. Itt a 2' és az 1 1/3' felesleges, helyettük inkább egy repetáló kevertjáték kellene. Előfordul ugyanis, hogy a pedál „kapja” az egyszerűbben játszható, ám csillogó szint követelő szólamot, a balkéz pedig a sötétebb basszust, ekkor szükség lenne a pedálmixtúrára, amely basszusban is fény ad. A 2' és az 1 1/3' nem használható teljes sikerrel erre a célra, mert ezek a fekvések a basszus tartományban még nem elég magas frekvenciájúak. A 3. ábrán bemutatok két mixtúrát, amelyet a pedálhoz javasolok.

Az orgona felépítése

1. Vezérszeillátorok

Az 1. ábra 1-es blokkjában lerajzoltam a felhasznált TCA 430 N tokok egy cellájának bekötését. A különböző hangokhoz szükséges C₁ kondenzátorok értékeit az 1. táblázat mutatja. Lehetőleg jó minőségű (kis hőmérsékleti együtthatójú, kis túrésú) polisztirol kondenzátorokat használjunk. Rendszerint csak több tagból lehet kihozni a szükséges kapacitásokat. A hangoló trimmer ne legyen nagyobb, mint a fix ellenállás 5 – 8%-a.

A temperált skálafokokkal nem helyettesíthetők megfelelően a kvint és terc felhangok. A bemutatott orgonában ezért külön oszeillátor- és frekvenciaosztó rendszert építettem ezeknek a felhangoknak. Az eredmény azt igazolja, hogy a plusz befektetés és munka bőven meghozza az eredményt. Sokkal tisztább színeket adnak a pontosan behangolt felhangok, s a tutti hangzás a több független generátor miatt „kórusszerűbb”. Ezek a pontokon mindeddig messze elmaradt az elektronikus orgonák hangja a valódi orgonától.

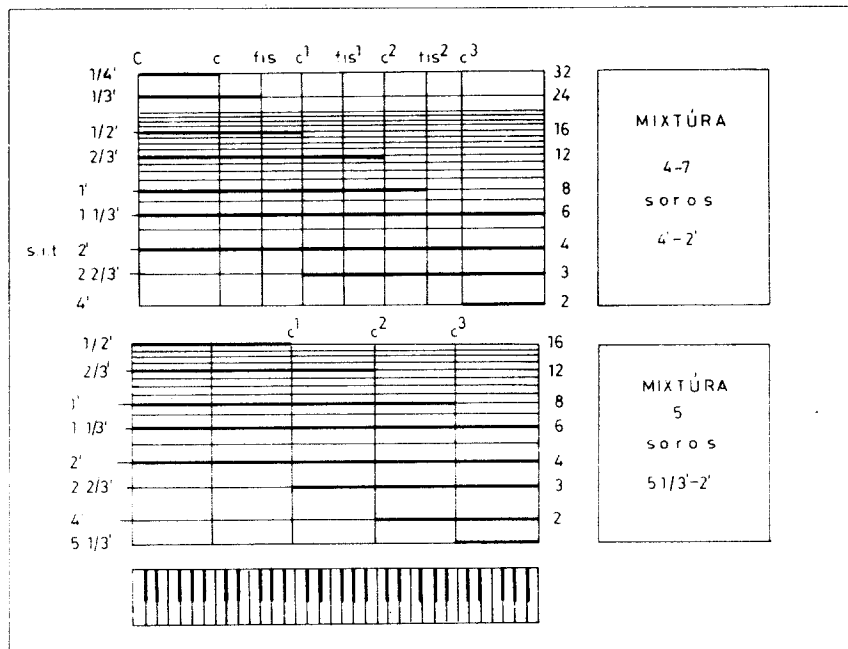
Kifejezetten vibráló effektust nem használtam, mivel ez idegen a sípos orgonák hangzsvilágától. A később ismertető tremolóval szinkron, kis mértékű vibráló célszerű lehet, mert a sípok hangmagassága is változik némileg a sípszél nyomásának remegtetésével. Ennek egyetlen akadálya az, hogy az orgonák tremolóját mindenképpen úgy kell megépíteni, hogy szelektíven lehessen használni csak egy műre, míg a többi simán szól. A vezérszeillátorok modulálása pedig minden művön éreztetné a hatását. A probléma csak úgy oldható meg, ha a tremolózott műhöz külön oszeillátor- és frekvenciaosztó rendszert építünk, ezt azonban véleményem szerint nem éri meg a remélhető hatás.

1. táblázat

oktáv C ₁ [nF+pF]											
c ⁵	cis ⁵	d ⁵	dis ⁵	e ⁵	f ⁵	f ^{is} 5	g ⁵	gis ⁵	a ⁵	b ⁵	h ⁵
4,7 680	4,7 330	4,7 —	3,9 680	3,9 390	3,9 220	3,9 —	3,3 270	3,3 —	2,7 500	2,7 330	2,7 150
terc C ₁ [nF+pF]											
e ⁵	f ⁵	f ^{is} 5	g ⁵	gis ⁵	a ⁵	b ⁵	h ⁵	e ⁶	cis ⁶	d ⁶	dis ⁶
3,9 390	3,9 220	3,9 —	3,3 270	3,3 —	2,7 500	2,7 330	2,7 150	2,7 —	2,2 330	2,2 180	2,2 —
kvint C ₁ [nF+pF]											
g ⁵	gis ⁵	a ⁵	b ⁵	h ⁵	e ⁶	cis ⁶	d ⁶	dis ⁶	e ⁶	f ⁶	f ^{is} 6
3,3 270	3,3 —	2,7 500	2,7 330	2,7 150	2,7 —	2,2 330	2,2 180	2,2 —	1,8 330	1,8 220	1,8 100

2. táblázat

	oktáv C ₂ [nF]									
	X ₁	X	x	x ¹	x ²	x ³	x ⁴	x ⁵	x ⁶	
C-D	10 000	4700	2200	1000	470	220	100	47		
Dis-F	10 000	4700	2200	820	390	180	82	39		
Fis-Gis	6 800	3300	1500	680	330	150	68	33		
A-H	6 800	3300	1500	560	330	120	56	33		
terc C ₂ [nF]										
E-F				820	390	180	82	39		
Fis-Gis				680	330	150	68	33		
A-H				560	330	120	56	33		
C-D					470	220	100	47	22	
Dis					390	180	82	39	18	
kvint C ₂ [nF]										
G-Gis		3300	1500	680	330	150	68	33		
A-H		3300	1500	560	330	120	56	33		
C-D			2200	1000	470	220	100	47	22	
Dis-F			2200	820	390	180	82	39	18	
Fis			1500	680	330	150	68	33	15	



3. ábra

2. Frekvenciaosztók

Az 1. ábra 2-es blokkja mutatja egy SAJ 110 A bekötését, a 2. táblázat pedig a felhasznált C₂... értékeket. Nyilvánvaló, hogy a terc és a kvint fekvésekhez nem kell 8 oktáv terjedelmet biztosítani, így kevesebb frekvenciaosztóra van szükség a kiépítésüknél, mint az oktávfekvéseknél. Ennek ellenére beépítettem mind a 36 db SAJ áramkört, mert a tremolónál ill. a motíválásnál célszerűen fel lehet használni a fennmaradó osztókat.

A gyári ajánlással és a szokásos elrendezésekkel ellentétben a SAJ áramkörök 10 V körüli amplitúdójú kimenőjelét nem vezettem közvetlenül a kapumátrixra. A Rádiótechnikában folyó sorozatomban az alapjelformálókkal kapcsolatban kifejtettem a 2x1 fokú szűrés előnyeit, s bemutattam azt a megoldást, amelynél az első fokozat a frekvenciaosztók után, a második pedig a billentyűzet után helyezkedik el. A billentyűzet előtt való szűrésnek jelentős előnye az is, hogy így nem kerülnek a mátrix vezetékeire az osztók meredek átbillenő élei (SAJ 110 A-nál 200 ns átbillenési idő mérhető), így elkerüljük a szórt kapacitásokon való áthallatszás veszélyét. A tapasztalat szerint ez gyakran nagyobb alapzajt okoz, mint a kapukon áthallatszó jelek. Ez érthető is, ha meggondoljuk, hogy egy nagyobb orgonában sok száz méter sűrűn összebándásolt vezeték futnak ezek a jelek, s a kapuk kimenőellenállása az ITT áramkörcsaládjában meglehetősen nagy (3-4 kohmos munkaelenállás). Ez a probléma olyan jelentős, hogy nagyobb rendszereknél célszerűnek mutatkozott a frekvenciaosztók kimenőjeleit amplitúdóban leosztani, hogy ezáltal kisebb legyen a vezetékrendszer szórása. A TDA kapuk munkapontját be lehet úgy állítani, hogy ennek ellenére a szokásos kimenőjeleket szolgáltatassák, s így a leosztás arányában megjavul a szórt zavarjelek elnyomása. A megépített hangszerben 1:10 arányú osztást alkalmaztam, erre szolgálnak a 4,7 kohmos és 470 ohmos ellenállások.

A vezérosszeillátor- és a frekvenciaosztó rendszer jól szűrt tápfeszültséget kíván. Az aluláteresztő szűrők miatt megnő a brummi veszélye, így erre fokozottan ügyelni kell. A tápfeszültséget stabilizálni nem szükséges, csak a kis belső ellenállásról kell gondoskodni, hogy a kétállapotú áramkörök átbillenésekor kiadott, tápfeszültségre ülő tüskéket elfojtsuk, ellenkező esetben ugyanis ezek „behallatszanának” az éppen megszólaló hangba. Célszerű a puffer után építeni egy kétfokozatú LC-szűrést, ahol az utolsó kondenzátor, ami közvetlenül a vezérosszeillátorokra és a frekvenciaosztókra kapcsolódik, elektrolit és párhuzamos 100 nF körüli kerámiablokkokból álljon.

3. Billentyűmátrix

Az 1. ábra 3. blokkjában szerepel a felhasznált TDA 0470 integrált áram-

3.1. táblázat

FŐMŰ	Alkatrész	oktáv				
		1.	2.	3.	4.	5.
cymbel	R ₃ [kohm]	33	33	33	33	33
	R ₃₁ [kohm]	3 · 33				
	C ₃ [nF]	—	—	—	—	—
	C ₃₁ [nF]	—	—	—	—	—
mixtúra	R ₃ [kohm]	47	47	47	47	47
	R ₃₁ [kohm]	4 · 47				
	C ₃ [nF]	—	—	—	—	—
	C ₃₁ [nF]	—	—	—	—	—
1 1/3'	R ₃ [kohm]	47	100	68	68	33
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	—	—	—	—	—
	C ₃₁ [nF]	—	—	—	—	—
2'	R ₃ [kohm]	47	68	68	47	33
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	—	—	—	—	—
	C ₃₁ [nF]	—	—	—	—	—
2 2/3'	R ₃ [kohm]	33	47	68	100	100
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	100	47	22	10	4,7
	C ₃₁ [nF]	—	—	—	—	—
4'	R ₃ [kohm]	33	47	68	100	100
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	—	—	10	4,7	4,7
	C ₃₁ [nF]	100	47	10	2,2	—
8'	R ₃ [kohm]	47	56	68	100	150
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	—	—	—	4,7	4,7
	C ₃₁ [nF]	220	100	47	6,8	3,3
16'	R ₃ [kohm]	33	47	68	100	150
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	470	220	100	47	22
	C ₃₁ [nF]	—	—	—	—	—

kör egy kapucellájának kapcsolása. Ez a tok 12 db kapucellát tartalmaz, így egy oktáv kapcsolására alkalmas. Mivel hangszerünk ötöktávós klaviatúrákkal épült, a billentyűmátrixban soronként öt db IC-re van szükség. A pedál mátrixában természetesen csak 3–3 tok van, s az egyiket csak részben használjuk ki.

Az alapkapsolás az ITT orgonakapuk leggyakrabban alkalmazott bekapcsolás: az emitterben billentyűzött megoldás. Az alapkapsolásban az IC közös bázisa közvetlenül földelt. A bemutatott orgonában a sorok legtöbbje eszerint épült, egyesek azonban a tranziensek differenciálása okán, a 4a blokkban feltüntetett módon, egy nyitódóda feszültségére kapcsolódnak. E megoldásról a 4. pontban részletesen szöveg. A munkapontokat beállító ellenállások eltérnek a gyári javaslatától, ennek oka az, hogy mint említettem, a bemenőjelek a frekvenciaosztók után 1 : 10 arányban le vannak osztva. Így a leosztás ellenére a gyári javaslatához közelálló áramértékek állíthatók be,

s a 4,7 kohmos munkaellenálláson hasonló jelamplitúdó vehető le. Ezeknek az ellenállásváltozásoknak a következtében a mátrix kiegészítő áramköreit is át kell méretezni (4–5 blokk). Az R₃, R₃₁, C₃, C₃₁ elemek értékeit a 3. táblázatok tartalmazzák. Az 1. oktáv a skála legmélyebb oktávja. Minden oktávban a közös munkaellenálláson adódnak össze az éppen bekapcsolt jelek.

A munkaellenállásokkal párhuzamosan kapcsolódnak a második aluláteresztő szűrőt képező C₃ kondenzátorok. A C₃₁ a nyelvregisztereket utánzó áramkörre kapcsolódik. Amikor a 8 blokkban levő 22 kohmos tolopotenciometer csúszkája földre köti a C₃₁-et, akkor egyrészt ez is növeli a C₃-at, másrészt nem jut tovább a C₃₁-gyel kicsatolt jel a 7 blokkban levő másodfokú felüláteresztőre. A 22 kohmos potenciometerre párhuzamosan kapcsolódnak az illető műhöz tartozó összes C₃₁-ek és minden műhöz külön potenciometer tartozik. A 3. táblázatból kiolvasható, hogy mely fekvésekre vesznek részt a

nyelvtónus kialakításában, ill. melyek vannak megszürtve a C₃-mal. Ahol a C₃ ill. C₃₁ értéke helyett egy „—” jel van, ott ezek az elemek nem kerültek beépítésre.

Az R₃₁ ellenállások az alapjeleket vezetik a TDA áramkörök emittereire. Az egyszerű sorokban természetesen csak egy-egy R₃₁ kapcsolódik minden emitterre, a kevertjátékoknál azonban több: a 2' + 1'-nál 2–2 db, a mixtúránál 4–4 db, a cymbelnél 3–3 db. Az R₃₁ értéke a sorok mentén állandó. Bár az R₃₁ értéke kisebb, mint a gyári ajánlás szerinti 47 kohm, a frekvenciaosztók (pontosabban az alapjelformálók) terhelése kedvezőbb az eredeti méretezés esetén adódónál. Ez abból származik, hogy a frekvenciaosztók után kapcsolt alapjelformálók kimeneti ellenállása a leosztás arányában 10-szer kisebb a frekvenciaosztók munkaellenállásánál. Tekintve, hogy egy nagy rendszernél egy alapjelet igen sok kapubemenet terhel, ez az előny sem megvetendő. Egy kikapcsolt kapu bemeneti ellenállása R₃₁ + 22 kohm, a bekapcsoltaké pedig R₃₁. A magasabb fekvésű alapjelek a kevertjátékokon kívül több felhangsorban is részt vesznek, így pl. az oktáv felhangok rendszerében szereplő f⁴ 16 különböző kapubemenetre kapcsolódik. Ebből 4 db cymbelhez, 5 db pedig a mixtúrához tartozik, kettő a 2' + 1' sor bemenetét képezi. Látható, hogy miért kedvez az, ha a kevertjátékok bemenetei nagyobb ellenállásúak, mint a közönséges bemenetek. Az egy emitterre kapcsolódó R₃₁ ellenállások számának növekedésével arányosan az R₃₁ értékét azért is növeljük, hogy a kollektor munkaellenálláson megjelenő jelamplitúdó változatlan maradjon, s így az egyenáramú zörejt kompenzáló áramkör (5 blokk) minden sorban optimálisan kiegyenlítsa a középtérkváltozást.

Az R₃ ellenállások, ill. a 6 blokk R₆ ellenállása segítségével adjuk össze az egy-egy sorba tartozó öt oktáv kimenőjeleit. Ennek a passzív összegzőhálózatnak az osztásviszonya minden oktávra más és más, az R₃ értéktől függően. Ha a jeleket egyforma amplitúdóval összegoznénk, akkor nem hallanánk azonos hangosságúnak a klaviatúra különböző hangjait. Az R₃ ellenállások a fül egyenlő hangosságú görbeserege (Fletcher – Munson) alapján lettek megválasztva. A fül hangmagasságtól függő hangosságérékenysége a jelek intenzitásától és spektrális szerkezetétől is függ. Ezen túl a helyiség akusztikus tulajdonságai is módosítják skála hangosságviszonyait. Így a megadott értékek csak átlagos hangerejű és teremtényekre érvényesek, az intonálás során kisebb-nagyobb eltérések adódhatnak. Alapvető tény azonban, hogy az R₃ ellenállások kb. 1 : 5 értéktartományt fognak át s így látható, hogy lehetetlen volna közvetlenül közös munkaellenálláson összeadni a skála hangjait. Ebben az esetben rendkívül feltűnő kiegyenlítetlenségek keletkeznének: pl. a 8' fekvésnél a basszus igen halkán szólna a diszkanthoz képest.

POZITÍVMŰF	Alkatrész	oktáv				
		1.	2.	3.	4.	5.
1 1/3'	R ₃ [kohm]	47	100	68	68	33
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	---	---	---	---	---
	C ₃₁ [nF]	---	---	---	---	---
1 3/5'	R ₃ [kohm]	47	100	68	68	33
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	---	---	---	---	---
	C ₃₁ [nF]	---	---	---	---	---
2' + 1'	R ₃ [kohm]	47	68	68	47	33
	R ₃₁ [kohm]	2 × 22				
	C ₃ [nF]	---	---	---	---	---
	C ₃₁ [nF]	---	---	---	---	---
2 2/3'	R ₃ [kohm]	33	47	68	100	100
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	100	47	22	10	4,7
	C ₃₁ [nF]	---	---	---	---	---
4'	R ₃ [kohm]	33	47	68	100	100
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	100	47	22	10	4,7
	C ₃₁ [nF]	---	---	---	---	---
8'	R ₃ [kohm]	33	47	68	100	150
	R ₃₁ [kohm]	10				
	C ₃ [nF]	---	---	---	4,7	4,7
	C ₃₁ [nF]	220	100	47	6,8	4,7

4. Fel- és lefutásszabályozó

A 4. blokkban rajzoltam le egy billentyűjelképző áramkör kapcsolását. A pedálon és a főművön a „táp.” jelű pont közvetlenül – 15 V-ra kapcsolódik, a pozitív művön a tremolómodulátort képező 4 db blokkon keresztül kapja a tápfeszültséget. Minden billentyű egy ilyen fel- és lefutásszabályozót működtet, s erről kapja az összes fekvés a billentyűjelet a „bill.” ponton keresztül. Az R₄ és R₄₁ beállítják a billentyűjel statikus szintjét és a C₄-gyel együtt meghatározzák a be- és kikapcsolási időállandókat. A BA 170-es diódák az egyes sorok szeparálásához kellene. A 220 kohmos ellenállás és az 1N4148 dióda a kapcsolási zörejeket kompenzáló 5 blokkot vezérli.

Látható, hogy a tranziensszabályozó választott felépítése a legegyszerűbb a lehetségesek közül. Egy-egy időállandó határozza meg a be- és kikapcsolást a billentyűhöz tartozó összes fekvésre nézve. A 4a blokkban szereplő R_{4a} és D_{4a} e kapuzófüggvényhez képest eltolja az egyes fekvések kapuzási szintjét, s így némileg differenciál a különböző felhangok megszólalása között. Ez a 4a blokk utólag lett beépítve néhány fekvésbe, hogy ezek megszólalását kissé meggyorsítsuk ill. meglassítsuk az átlaghoz képest. A pedál 16'-as TDA-áramköreinek közös bázisai kaptak egy ilyen blokkot: 3,3 kohm ill. BA 170 elemekből, a főmű 16' szintén (22 kohm, BA 170). A főmű 2' és 1 1/3'

fekvését pedig egy-egy fordított polaritással bekötött diódával, s ennek megfelelően a pozitív 15 V-os pontra kapcsolódó ellenállással láttam el (3,3 kohm, OA 1180). Így a 16'-as regiszterek kissé később, a főmű 2' ill. 1 1/3' regisztere pedig kissé hamarabb szólal meg a többinél. Persze ennél a megoldásnál a később megszólaló regiszterek hamarabb hallgatnak el a többinél s viszont, s ez a kellemetlen effektus erősen korlátozza az ilyen differenciáló megoldások használhatóságát. A sípos orgonánál ugyanis a lomhább mély regiszterek a lecsengésnél is lassúbbak s viszont. Ez az oka annak is, hogy nem gyorsítottam meg pl. a magas kevertjátékok megszólalását, egy ilyen kísérletnél ugyanis kiderült, hogy ebben az esetben természetellenesen hosszú idő alatt csengenek csak le, s ez a keverték fényes csillogása következtében nagyon fel-tűnő.

A 4b blokk, mint említettem, a tremolómodulálást végzi. A „trem.” jelű ponton bármilyen tremológenerátorral meghajtható. Az ismertetett orgonában a felhasználatlan frekvenciaosztókból képeztem olyan láncot, amely az egyik mély skálahangot leosztja kb. 4 Hz frekvenciájúra; ezt használom tremolóknak. A Tr jelű kapcsoló nyitásakor a „táp.” pont csak akkor kap feszültséget, amikor a moduláló tranzisztor teltésbe megy, így tehát a manuál billentyűjeleink közös kapcsolásával állítjuk elő a

tremolót. A Zener-dióda a moduláció mélységét korlátozza kellemes értékűre. A tremoló ilyen megoldása igen egyszerű (egyetlen modulátortranzisztor) s igen előnyös abból a szempontból, hogy felengedett billentyűknél nem hallatszik az a dobogó hang, ami más modulátoroknál igen kellemetlen és csak költségesen nyomható el.

A 4. táblázat tartalmazza a 4 blokk RC-elemeinek értékeit. Látható, hogy a skála mentén felfelé haladva egyre kisebb időállandókat állítottam be, annak megfelelően, hogy a magasabb hangot adó sípok fűrgebben szólalnak meg. Utólag kiderült, hogy a beállított időállandók kissé hosszúak, s így a pergő játék nem érvényesül eléggé. A méretezésnél a 8'-as fuvolák megszólalási idejeit vettem alapul, s a fuvolákat valóban szépen közelíti is a hangszer. A gyorsabb principálok ill. a nyelvek azonban már kisebb időállandókat követelnének. Első pillanatban úgy látszik, hogy megoldaná a problémát a szélteben alkalmazott eljárás, amelyben változtatni lehet mind a megszólalás, mind pedig a lecsengés idejét a játékos igényei szerint. Az orgona azonban alapvetően nem szolisztikus kezelési a regisztereket, hanem szintetikus, s a több különböző megszólalási idejű regiszter keverékének jellegzetes kóruszerű hangzását pontosan a tranziensek differenciáltsága okozza. Így tehát ezt nem tudjuk megközelíteni azzal, hogy a keverték tranzienseit együttesen szabályozzuk. Egy ilyen méretű orgonában lényegesen több gondot kell fordítani a tranziensek kialakítására, legalább 3–4 különböző időállandójú billentyűjelet kell biztosítani, s az egyes regisztereket a nekik megfelelően indítani. Az ezzel kapcsolatos útmutatásokat a Rádiótechnikában találhatja meg az olvasó.

A mélyebbre ható konstrukciós változtatásokon kívül felmerült egy költség nélkül megvalósítható módosítási javaslat is: a C₄ kondenzátorokat kb. felére kell csökkenteni. Bár így a fuvolához túl gyors lesz a megszólalás, de a pleno megfelelőbb lesz. Így persze a tranziensek ugyanolyan sematikusak maradnak, de átlagosan jobban használható a hangszer.

A fenti problémák részletes elemzése során kiderült, hogy a tranziensek hangkarakter-alakító szerepe és a szintetikus hangoknál fellépő differenciáltsága, inkoherenciája sokkal fontosabb a hangszer közelítésénél, mint azt az eddigiekben gondolták. Így az elektronikus orgonánál is több gondot kell fordítani kialakításukra. Ez magyarázza, hogy a probléma fontos helyet kapott a Rádiótechnikában folyó sorozatomban.

5. Zörejkompensáló

Az 5. blokkban szereplő áramkör működése abban áll, hogy a billentyűjel felfutásának ütemében megemeli a TDA-áramkörök munkaelőállításának felső végén levő feszültséget, s ezzel a TDA kollektorán változatlan marad a

PEDÁLMŰ	Alkatrész	oktáv		
		1.	2.	3.
1 1/3'	R ₃ [kohm]	47	100	68
	R ₃₁ [kohm]	10		
	C ₃ [nF]	—	—	—
	C ₃₁ [nF]	—	—	—
2'	R ₃ [kohm]	68	100	100
	R ₃₁ [kohm]	10		
	C ₃ [nF]	—	—	—
	C ₃₁ [nF]	—	—	—
2 2/3'	R ₃ [kohm]	33	47	68
	R ₃₁ [kohm]	10		
	C ₃ [nF]	100	47	22
	C ₃₁ [nF]	—	—	—
4'	R ₃ [kohm]	33	47	68
	R ₃₁ [kohm]	10		
	C ₃ [nF]	100	47	22
	C ₃₁ [nF]	—	—	—
5 1/3'	R ₃ [kohm]	47	68	100
	R ₃₁ [kohm]	10		
	C ₃ [nF]	100	47	22
	C ₃₁ [nF]	—	—	—
8'	R ₃ [kohm]	33	68	100
	R ₃₁ [kohm]	10		
	C ₃ [nF]	—	—	—
	C ₃₁ [nF]	220	150	47
16'	R ₃ [kohm]	33	47	100
	R ₃₁ [kohm]	10		
	C ₃ [nF]	—	—	—
	C ₃₁ [nF]	470	220	150

jel átlagértéke. A vezérléshez szükséges jelet a 4 blokk 220 kohmos ellenállásán keresztül kapja.

Mivel a manuál mentén oktávonként külön munkaellenállásra dolgoznak a TDA-k, minden oktávszakasz számára külön kompenzáló áramkör kell, hisz ellenkező esetben a közös kompenzáló olyan TDA-kon is megemelné a kollektor-feszültséget amelyeken nem kapcsolunk be hangot, s így nagyobb zörejt okoznánk, mint amit kompenzálni akartunk. Az oktávszakasz közös kompenzálójának bemenetére mind a 12 billentyű jelét rá kell vezetni. A ZDP 1,5 stabilizátor-dióda a kapuk nyitására kezdetére jellemző nemlineáris effektusok miatt szükséges, helyette jól megfelel két nyitóirányban sorba kötött szilíciumdióda is.

Ha a zörejt kompenzálása nem lenne kielégítő, akkor a 22 kohmos ellenállást kell némileg megváltoztatni. A beállítás a magas hangoknál a legkritikusabb, mert egyrészt ezek gyorsabban szólalnak meg, másrészt kevésbé fedik el az alacsonyfrekvenciás komponenseket tartalmazó zörejeiket.

6. Közbenső erősítő

A 6 blokkban található áramkör R₆ ellenállásának értékei az 5. táblázat-

ból olvashatók ki. Összehasonlítva ezt a 3. táblázattal, látható, hogy ilyen erősítőkészlet csak azoknál a soroknál szerepel, amelyekben van C₃ ill. C₃₁ kondenzátor. (Az 5. táblázatban a „-” jel azt jelenti, hogy ott nincs kiépítve a 6 blokk.) Erre az erősítőre a következő okokból van szükség. A C₃ kondenzátor miatt ezeken a fekvéseken lecsökken a jelamplitúdó. Az aluláteresztő szűrő kiemeli a kapcsolási

4. táblázat

Alkatrész	Oktáv				
	1.	2.	3.	4.	5.
R ₄ [kohm]	1,5	1,2	1,2	1,2	1
R ₄₁ [kohm]	3,3	2,7	2,7	2,7	2,2
C ₄ [μF]	100	100	100	47	47
FŐMŰ					
R ₄ [kohm]	3,3	2,2	2,2	2,2	1,5
R ₄₁ [kohm]	3,3	2,7	2,7	2,7	2,2
C ₄ [μF]	100	100	100	47	47
PEDÁLMŰ					
R ₄ [kohm]	3,3	2,2	2,2		
R ₄₁ [kohm]	3,3	2,7	2,7		
C ₄ [μF]	100	100	100		

tranzienek okozta alacsonyfrekvenciás zavarokat, ezeket az erősítő emitter-köri komplexuma nyomja el. S végül a legfontosabb: a C₃ kondenzátorok a 8 blokk 22 kohmos tolopotenciometereim keresztül zavarják egymást, a potenciometerek és a trimmerek állásától függően közel párhuzamosan kapcsolódnának.

Az R₆ ill. R₃ ellenállások egyben az erősítő munkapontját is beállítják. A tranzisztor kollektorától 100 μF-os kondenzátorral csatlakozunk a regisztráló potenciométerre. Erre azért van szükség mert különben a tranzisztor kollektor-egyenfeszültségét rájuttatnánk a végerősítő bemenetére és a regiszterpotenciométer mozgatója során ez másodpercekre kimozdítaná a munkapontjából a végfokozatot. Nyilvánvaló tehát, hogy azokat a fekvéseket is ilyen kondenzátorokon keresztül kell a regisztráló potméterekre kötni, amelyek nem tartalmaznak közbenső erősítőt.

7. Nyelvszűrő

A nyelvregiszterekre jellemző magas diszonzáns felhangokból álló formánst egy másodfokú felületáteresztővel (7 blokk) állítjuk elő. A bemenőjelet a C₃₁ kondenzátorokon és a művenként külön kiépített regisztráló potenciometereken vezetjük hozzá. A három potenciométer a szűrő bemenetén kapcsolódik párhuzamosan. A szűrő karakterisztikája kb. 2 kHz-ig 40 dB/dekád meredekséggel emelkedik, majd kb. 10 dB éles kiemelés után konstanssá válik. A szűrő kimeneti jelének intenzitása a 47 kohmos trimmerrel állítható be.

Ez az áramkör utólag lett beépítve, mivel kitűnt, hogy amíg az ajakregiszterek igen szépen előállíthatók az additív szintézissel, a nyelvek nem valósíthatók meg. A bemutatott megoldás lényegesen továbbfejleszhető, viszonylag minimális ráfordítással. Egyrészt célszerű a különböző műveket eltérő módon beállított szűrőkkel ellátni, hogy a nyelvkarakterek között különbséget tegyünk. (Pl. a sípos orgonákon a pedál 16'-as nyelvregisz-

5. táblázat

	R ₆ [kohm]		
	POZITÍV-MŰ	FŰMŰ	PEDÁL MŰ
cymbel			
mixtúra			
1 1/3'			
1 3/5'			
2' (2' + 1')			
2 2/3'	9,1	9,1	9,1
4'	10	9,1	13
5 1/3'			9,1
8'	10	9,1	13
16'		13	13

tere lehet egy posaune, a fűművön szerepelhet egy 8' trompette és egy 4' clairon, a pozitívon pedig 8' vox humaine.) A jelenlegi megoldásban ugyanis meglehetősen egyhangú a műveik nyelvkara, s egy idő után bántóak az unalmasan 2 kHz körül sűrűsödő felhangok. Célszerű továbbá több párhuzamos szűrővel egy művön belül is több formánshelyet biztosítani. Ha ezeknek a szűrőknek a kimenőjelei függetlenül szabályozhatók a regiszterkarokkal, akkor sok különféle kombináció hozható ki. Szükség lehet arra is, hogy ne egy közös szűrővel formáljuk az egész fekvés összes jelét, mert a valóságban sem konstans a formások frekvenciája a skála mentén.

A szűrő tápfeszültségét gondosan kell szűrni, mert a frekvenciaosztók felől érkező zavaró tüskékre igen érzékeny. Hasonlóan körültekintő szerelést kíván a regisztráló potenciométerek és a bemenetre vezető huzalok árnyékolása.

8. Regisztráló potenciométerek

A 8 blokkban feltüntettem néhányat azok közül a tolópotenciométerek közül, amelyek a regisztrálást végzik. Már említettem, hogy a 7 blokk bemenetére csatlakozó 3 potenciométer párhuzamosan kapcsolódik. Hasonlóak vannak bekötve a többi potenciométerek is. Az orgonának három független végerősítője van, s ennek megfelelően a potenciométerek is három csoportba vannak kapcsolva. Az egyikbe tartoznak a 16' 8', 5 1/3' fekvések, a másodikba a 4', 2' és a nyelvszűrő kimenete, a harmadikba pedig az összes magasabb tört lábszámú fekvések és a kevertjátékok.

A potenciométerek bemutatott kapcsolásának (vagyis a csúszka bemenetként való felhasználásának) az adott alkalmazásban előnye vannak az ismert feszültségosztó kapcsolással szemben. Az utóbbiban ugyanis a kimeneteket ellenállásokkal vagy elválasztó erősítőkkel szeparálni kell, hogy a beállítások egymástól függetlenek legyenek. A mostani megoldásban ezekre nincs szükség. A bemenetre kötött trimmerek értékétől függően némi egymásra hatás létrejön, de ez éppen kedvező irányú. (Ha egy regisztert egy magában felhúzzunk, akkor ez hangsúlyosabban szól, mint ha mellé húzzunk

másokat is, mert ez esetben a többi fekvés 100 kohmos trimmere sőtöli a párhuzamosan kapcsolódó regisztráló potenciométereket. Így ha a tuttit úgy állítjuk, hogy még éppen ne vezérelje túl az erősítőket, az egyes fekvések szöloban hangosabban használhatók, mint ahogy a tuttiban résztvettek, s ehhez nem kell átállítani a trimmereket.)

9. Erősítők

A 9 blokkban bemutatott erősítők első fokozata egy differenciálerősítő modulátor. A BC 301 bázisára adott jellel modulálhatjuk a hangjelet. Fontos hogy az 1% tűrésűnek jelölt ellenállások pontosan egyformák legyenek, mert ettől függ az áramkör közösjel-elynyomása, vagyis az, hogy a modulálójel mennyire hallatszik a kimeneten. Ha nem jó a közösjel-elynyomás, akkor az orgona billentyűt felengedve a modulálójel kellemetlen dobogást okoz a hangszórón. A BC 301 a differenciálerősítő tranzisztorainak emitteráramát állítja elő, ennek az áramnak a változtatásával változtatjuk a fokozat erősítését. A tranzisztorok aszimmetriáját a 68 ohmos trimmerrel lehet kompenzálni. Ezt úgy állíthatjuk be, hogy a „mot.” jelű bemenetre valamilyen hangjelet adunk és addig állítjuk a trimmert, míg a hangszóróban minimálisra nem csökken a jel. (Eközben a differenciálerősítő bemenetét szabadon hagyjuk.)

A „mot.” bemenetre olyan modulálójelet kötünk, hogy az egyes erősítők jeleit egymástól függetlenül, egészen kicsiny amplitúdóval modulálhassuk. Ezzel kissé fel lehet lazítani azt a feszes koherenciát, ami a frekvenciaosztókon előállított jelek között mutatkozik. Az orgonasípek egymással nem szinkronozott hangjai sok hangú kórus-hangzást produkálnak, ezzel ellentétben az elektronikus orgonák hangjai mereven szinkronozódnak. Ezt a motóniát van hivatva feloldani a motíváló áramkör. A motíváló jeleket úgy kapjuk, hogy a felesleges frekvenciaosztókkal több hangfrekvenciát leosztunk 1–10 Hz tartományba, s ezeket ellenállásokkal összekeverjük. Több független jel keverésével kvázivételten jel állítható elő és ha ezzel moduláljuk a hangokat, az eredmény nem periodikus lebegés, hanem apró rendezetlen ingadozás lesz. A három erősítőt más-más jelekkel motíválva az eredő még inkább véletlenszerű lesz. (Persze a motívátor beállításánál nem szabad túlzásba esni; olyannak kell lennie, hogy idegen ember észre se vegye, csak abban jelentkezzen a hatása, hogy órák múltán sem lesz bántóan unalmas, egyhangú a hangszer.) A motíválás itt bemutatott megoldása persze csak az első lépés ezen a területen, a finomabb effektusok előállítása a tranzienek jobb közelítésével egyetemben igen költséges.

A motívátorhoz tartozik még az az áramkör, amely hasonló kvázivételten

jelekkel apró független frekvenciaamodulációval látja el a vezéreszeillátorokat.

A differenciálerősítő két kimenőjelét egy integrált áramkörös összegzőerősítővel adjuk össze, amely egyúttal a végtranzisztorok meghajtását is elvégzi. Ennek a típusú végfokozatnak több kapcsolását kidolgozták már, az itt bemutatott megoldás jól bevált, stabilan működik. Valaki találoán nevezte ezt a megoldást „farka csóválja a kutyát” kapcsolásnak, lévén, hogy az IC kimeneti pontját kis ellenállással a földre kötjük, s a tápfeszültség-pontokról vezéreljük a komplementer tranzisztorokat. Az alkalmazott egyszerű változatban max. $\pm 18V$ tápfeszültséget használhatunk. A három erősítő közül a két kisebbnél BD 242 A szerepel a T₉ pozíciójában, a nagy erősítőben pedig BD 246 A-t használtam. A kis erősítők 4 ohm terhelő impedanciára dolgoznak, a nagy pedig 2 ohmra. Ilyen szokatlanul alacsony impedanciára azért volt szükség, hogy a viszonylag kicsiny megengedhető tápfeszültség mellett is nagy teljesítményt produkálhassunk. A nagy erősítő kb. 50 W szinuszteljesítményt ad le, a kisebbek pedig 25 W-ot. A nagy erősítőre vannak kapcsolva a mély fekvések, a két kicsire pedig a magasak. A kisohmos terhelés fokozott követelményeket ró a tápfeszültségforrásra. A végerősítő 18 V-os feszültsége 10000 μF -os pufferkondenzátorokról „jár”. A kis belső ellenállás érdekében a puffereket közvetlenül a végtranzisztorok hűtőbordájára szereltem, amelyet így jelentősen túl kellett méretezni. Mivel az átlagteljesítmény messze elmarad maximális teljesítménytől, a bordák melegedése minimális, a kondenzátorok sohasem kerülnek 35 °C-os fölé a hőmérsékletre. A hálózati transzformátor is jelentősen túlméretezett (250 VA-es példány; 3 mm² keresztmetszetű huzalból van tekercselve a szekunder). Mivel a hangszórók kb. 20 m-re vannak az orgona játékasztalától és az erősítőket nem volt célszerű a játékasztalon kívül elhelyezni, a hangszórókig menő vezetéknek is komoly keresztmetszetűnek kellett lenniük. Az 50 W-os erősítő vezetése 5 mm² keresztmetszetű, a 25 W-osaké pedig 2,5 mm². Ez nem jelentett problémát mert a vezeték jelentős részben a falban mennek, a bontható csatlakozás pedig 10 A-es „piskótával” van megoldva.

10. Hangsugárzók

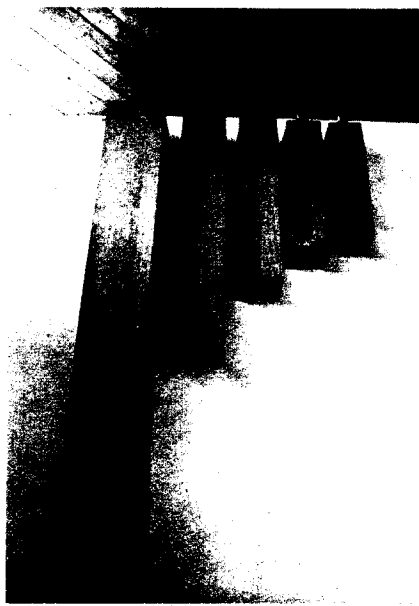
Az elektronikus orgonák hangsugárzóival szemben némileg más követelményeket kell támasztani, mint egy Hi-Fi hangvisszaadó berendezéssel kapcsolatban szokás. Itt és az erősítőknél is kevésbé lényeges az átviteli karakterisztika frekvenciafüggésének egyenletessége, csak az a fontos, hogy ne legyenek élesebb rezonanciapontok, ill. 30 Hz és 15 kHz között az átvitel kb. ± 10 dB sávon belül maradjon. Az egyenletlenségeket úgyis az egyes

hangok és regiszterek gondos beállításával kell megszüntetni. A végső beállításnál minden nagyon függ a helyiség akusztikai sajátosságaitól, sőt a tér különböző pontjain elhelyezkedve más és más beállítást tartanánk ideálisnak. Ez főleg a nagy hullámhosszú mély hangokra áll, mert a helyiségben kialakuló állóhullámok bizonyos helyeken csomópontot, másutt maximális amplitúdót mutatnak, így bejárva a teret hol túl hangosnak, hol pedig túl halknak találjuk a hangot a többihez képest. Ilyenkor természetesen csak hosszabb tapasztalat után lehet beállítani az átlagosan legkedvezőbb intenzitásvizonyokat.

Igen fontos viszont az erősítő és a sugárzórendszer linearitása, mert az olykor rendkívül nagy amplitúdójú basszushangok kellemetlen intermodulációs torzításokat okozhatnak a magasabb hangokban. Ez az egyik lényeges oka annak, hogy több különálló erősítő- és sugárzórendszert alkalmaztunk. Ha ugyanis egy csatornán mennének a mély és magas hangok, akkor csak az erősítők és a hangszórók irreális túlméretezésével lehetne biztosítani a megfelelően kicsiny intermodulációs torzítást.

További lényeges követelmény a diffúz hangtér kialakítása. Ha közönséges Hi-Fi sugárzókra kapcsolunk egy elektronikus orgonát, akkor egy idő után feltűnik, hogy a hangok egy-egy pontból koncentráltan érkeznek. Az az érzésünk támad, hogy egy „lukkól” hallatszik minden. Igen lényeges, hogy most nem olyan szintű illúziót akarunk adni az orgonáról, mint amit rádióhallgatás vagy lemezhallgatás közben elfogad az ember, hanem az orgona „valódi” jelenlétét kell megközelíteni. Ha valaki hallott már hangversenyteremben konzervzenét akármilyen tökéletes lejátszó berendezésen, felmérheti, hogy hangversenytermi körülmények között automatikusan sokkal magasabb a fül igénye, s gépzenei tónust hall egy olyan berendezésnél is, amelyet lakásban kifogástalannak ítélné. Ennek a gépzenei hatásnak több összetevője van: kicsiny a dinamika (egy romantikus nagyzenekar 100 dB tartományt is átfog), nem megfelelő a tranziens átvitel (ütőhangszerek), kicsi az összteljesítmény (különösen a basszusban), a térbeli hangviszonyok lényeges megváltozása (túl koncentrált forrásokból szól a zene, túlságosan irányítottan).

A mély hangok közelítően gömb-szimmetrikus iránykarakterisztikával hagyják el a hangsugárzót. Itt csak arról kell gondoskodni, hogy az orgona eredeti térbeli kiterjedését érzékeltesse a hangsugárzó. (Ismeretes, hogy fülünkkel közelítőleg meg tudjuk állapítani a forrás irányán túl annak méreteit is.) A mély hangok lesugárzására ezért, és más okból adódóan is, a labirintusrendszerű doboz a legalkalmasabb. A 2. és 3. kép mutatja a hangsugárzókat. A legnagyobb oszlop az 50 W-os erősítőre van kapcsolva. HX 301 típusú műanyag membrán-szélű, 40 VA teljesítményű hangszóróra méreteztem, amelynek önrezo-



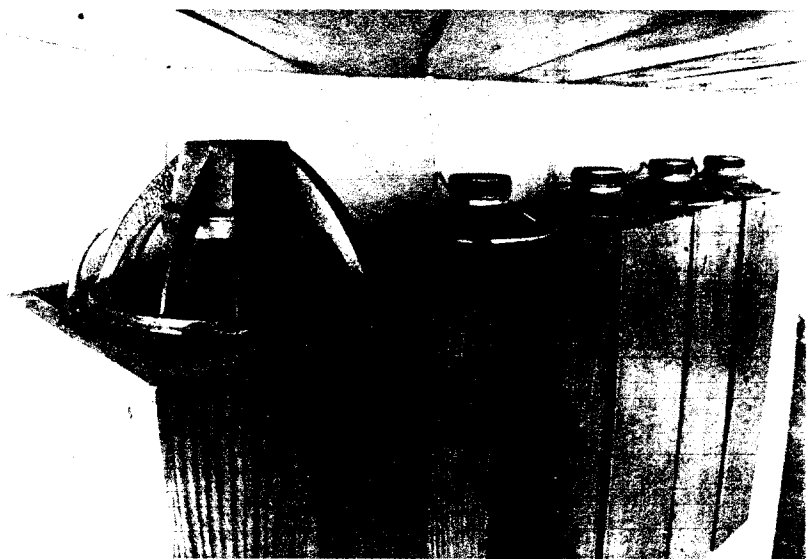
2. kép

nancia-frekvenciája 30 Hz körül van. Az oszlop alsó vége nyitott, s rövidlabirintusként működik, hossza 270 cm keresztmetszete 35 x 35 cm, belül szalakgyapot párnázattal van bevonva a fala. Felső végén 2 db HX 301 hangszóró lett beépítve, egymással szembe fordítva, s a lengőtekeresek úgy vannak bekötve, hogy a két membrán együtt mozogjon, így az általuk közrezárt térfogat állandó legyen. Ez az elrendezés nyomásösszegzőként működik. Jobb mélysugárzás lenne elérhető, ha hosszú labirintust alkalmaztunk volna, de mivel ez négyezer ilyen hosszú légoszlopot igényel, az adott térben lehetetlen lett volna elhelyezni (a hangszórók helyén a belmagasság 330 cm).

A következő hangoszlop szintén rövid labirintus, de ez a kb. 60 Hz önrezonanciájú HC 20/10 hangszóróra lett méretezve, s így hossza 130 cm. A további rövidebb oszlopok már nem labirintus funkciójúak, csak az akusztikus rövidzárat szüntetik meg a hozzájuk kapcsolt hangszórók membránjának két oldala között. A 4' és 2' fekvések erősítőjére van kötve a kisebb labirintus és a mellette levő doboz, a harmadik erősítőre pedig az utolsó kettő.

A hangszórók függőleges elhelyezése azt célozza, hogy a magas hangok sugárzása is megfelelően diffúz legyen. Így egyrészt elkerüljük azt, hogy a hangszórók erősen irányított magas-sugárzása egyenletlenségeket okozzon a térben, másrészt a teljesítmény java részét lefelé irányítva az csak a padló és a mennyezet közti többszörös reflexió után jut el a hallgatóhoz. A tapasztalat szerint így lehetett a legjobb hangzásképet kialakítani. A megoldás kihaszalja azt a tényt, hogy a hangszórók a tengelyükre merőleges síkban egyenletesen sugároznak. A hangszórók kónuszát azért fordítottuk lefelé és nem felfelé, mert a mennyezet így kedvezőbben szórta a hangokat. (A három rövidebb oszlop nincs belülről hangnyelől burkolattal ellátva.)

Utólag kiderült, hogy valószínűleg még jobb sugárzási tulajdonságokat kaptunk volna, ha a hangszórókat magasabban helyeztük el. A terem felerészben ugyanis 6-8 m magas, s ha itt szereltük volna fel a hangsugárzókat, akkor a besugárzás függetlenebbé vált volna a hallgatóság számától, vagyis az általuk okozott csillapítástól. Másrészt az orgonák elhelyezésének hosszú tradíciója is azt mutatja, hogy célszerűbb, ha egy magas térben felülről szól a hangszer. További tapasztalat, hogy a kb. 1000 m³-es térben elkelne kb. kétszer ekkora teljesítmény is. A teljesítmények mérlegelésekor megemlítendő, hogy itt sok függ a sugárzók hatásfokától. A labi-



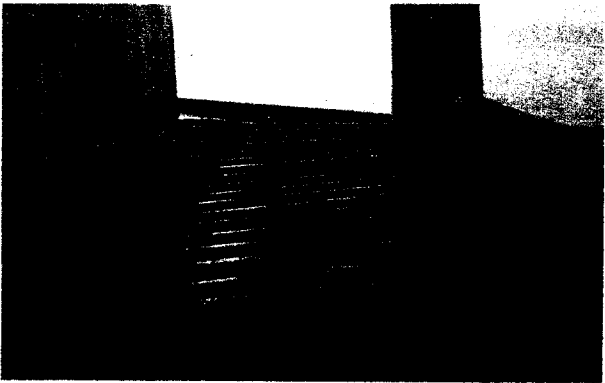
3. kép



4. kép



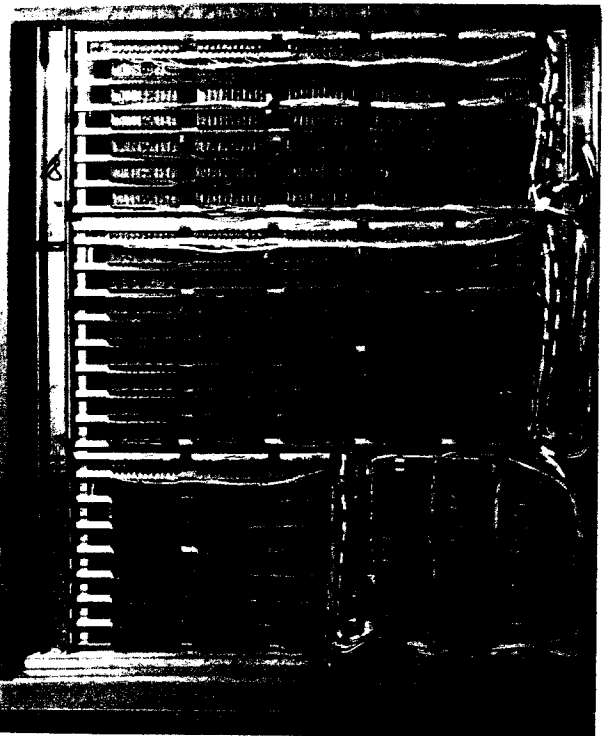
5. kép



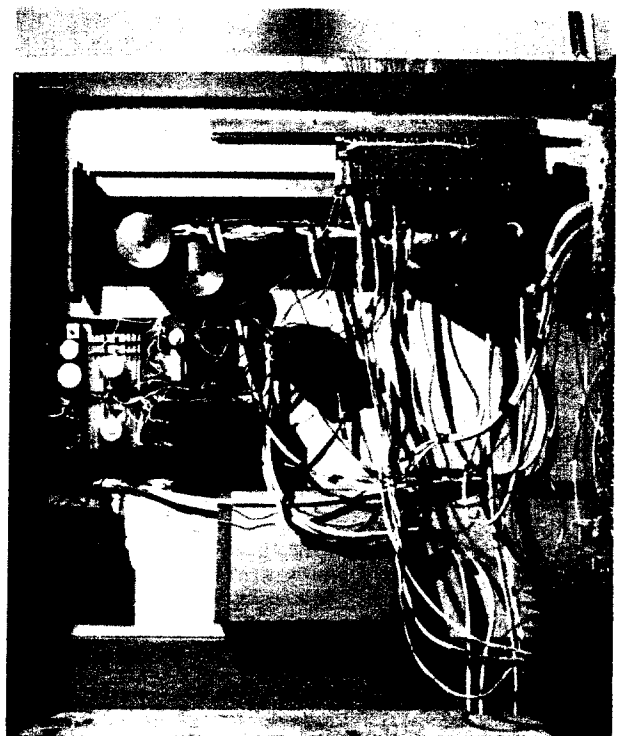
6. kép



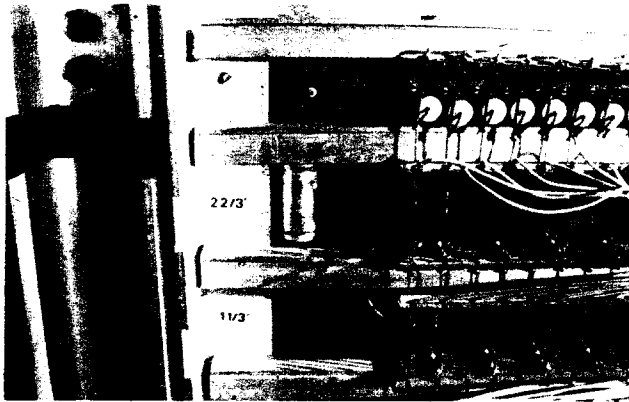
7. kép



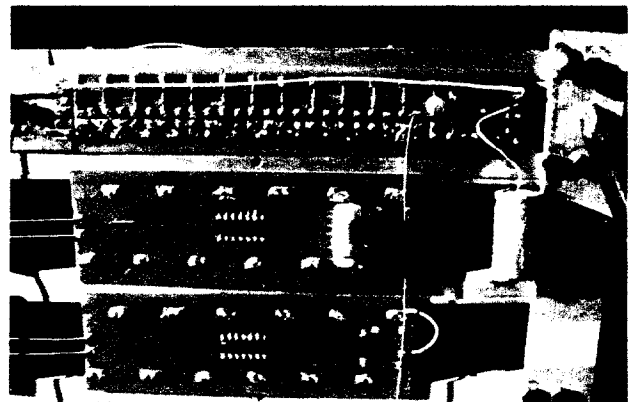
8. kép



9. kép



10. kép



11. kép

rintus doboz jó hatásfokú, ez kiderült akkor is, amikor a bemutatott mélysugárzót összehasonlítottuk egy 100 W-os Marshall basszus-hangfallal és erősítővel. A leírt 50 W szinuszteljesítményű erősítő a labirintdobozzal szubjektíven kb. kétszer akkora teljesítményt produkált, mint a Marshall.

11. Mechanikus felépítés

Végül a fényképfelvételek alapján áttekintjük az orgona mechanikus konstrukcióját. A 4. kép a játékasztalt mutatja. A fedő fekete, majdnem átlátszatlan, 3 mm vastag plexilemezből készült, alumínium kerettel, sárgaréz zongora-csulóspántokkal. A játékasztal a pedállal és az orgonapaddal egy 150 × 150 cm területű, kerekeken gurítható dobogón helyezkedik el. A játékasztal az elektronikus szerkezetet tartalmazó szekrényhez van erősítve (5. kép). Ez a szekrény a hangoszlopokhoz hasonlóan 25 mm vastag lécbetétes bútorpanelből készült, tölgyfa borítással. Az 5. és 6. képen megfigyelhető a pedálok sugaras és homorúan ívelt elrendezése. A pedálat szintén tölgyfából készült. A klaviatúrát a 7. képen láthatjuk.

Az elektronikát tartalmazó szekrény hátul kétszárnyú ajtóval nyílik. Az ajtó kinyitása után a 8. kép tárul sze-

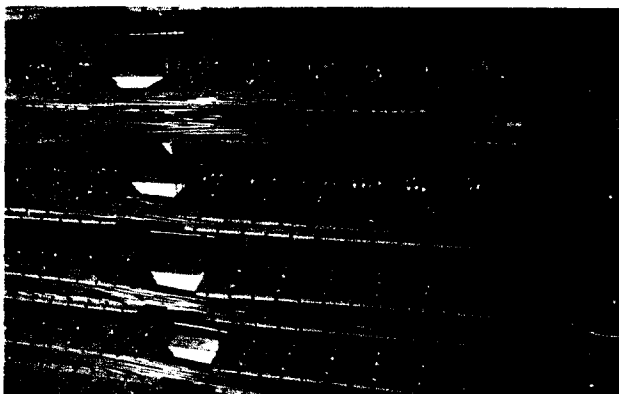
münk elé. Az alumínium U idomokból készített tartókeret mérete 100 × 110 cm; négy fő mezőre oszlik: felül a pozitívumú billentyűmátrixa, középen a főmű, alul balra a pedálé látható, jobbra pedig a frekvenciaosztók foglalnak helyet. Látható, hogy a manuálok mátrixa vízszintesen öt mezőre oszlik, ez a klaviatúra öt oktávszakaszának felel meg. A frekvenciaosztók három oszlopra tagolódnak, az oktáv, a terc és a kvint felhangoknak megfelelően. A billentyűmátrixok mezői függőlegesen lenyitható kereteken vannak rögzítve, a nyomtatott áramköri lemezek fóliás oldala így vízszintesen felülre kerül és a beforrasztási munkák kényelmesen elvégezhetők. A kábelkorbácsok úgy vannak kialakítva, hogy a keretek mozgását szabadon követik.

Az egész nagy keret vízszintesen, ajtószerte kinyitható. Ekkor láthatóvá válik a többi szerkezeti rész (9. kép). Legfelül vízszintes síneken a vezérosszeillátorok három panelje helyezkedik el. Ezek azért kerültek ide, hogy a manuálok felől (a fedőlapot eltávolítva) be lehessen hangolni a hangszeret. A sínekre azért van szükség mert vízszintesen egymás mellett nem fért volna el a három panel, így egymás után elhúzva férhetünk csak hozzájuk. Alább látható a klaviatúrák hátsó oldala a két-két (kb. 4 kg-os) beállító-súlyal. Ezek csavarmenteken moz-

gathatók, segítségükkel lehet beszabályozni a billentyűrugók feszességét. Balra lejjebb található a tápegység és a végerősítők panelje. A nagy hűtőbordákon foglalnak helyet a végtranzisztorok ill. az egyenirányító diódák és a két pufferkondenzátor. Balra legalul a végfokok külön hálózati transzformátora látható.

A 10. képen a főkeret részlete látható az első oldal felől nézve. A felső sorban a billentyűjeleket adó 100 μ F-os kondenzátorok és az egyik zörejkompenzáló két tranzisztorra figyelhetők meg. Ugyanez a részlet a keret másik oldaláról a 11. képen látható. Összevetve ezeket a 12. képpel megfigyelhetjük, hogy a TDA 0470-eket tartalmazó nyomtatott panelekbe állítva vannak beforrasztva az R_{31} ellenállások és az emitterekhez menő 22 kohm-ot is. Másik végük egy huzalokból kialakított vezeték mátrix pontjaihoz lettek forrasztva. Ezt a vezetékrendszert a panelekre merőleges textilbakelit lemezek réseibe feszítettük ki. A több egymás feletti réteget tartalmazó huzalmátrix alsó rétege függőlegesen végigfutó csupasz drótokból áll, ez viszi a billentyűjeleket végig a műhöz tartozó összes fekvéshez. Miután ezt a réteget beforrasztottam, a huzalvezető bakelit lemezekre egy-egy kb. 3 mm

(Befejezés a 186. oldalon)



12. kép



13. kép



Rövidhullámú vevőkészülékek tervezése

Hídvégi Tibor okl. vill. mérnök, HA 5 BB

A hírközlés, hiranyag-továbbítás egyik fontos kelléke a jó vevőkészülék. Hiába történik a jelek sugárzása nagy energiával, jó hatásfokú antennával, ha a vétel helyén zajos, érzéketlen, interferenciafüttökkel és egyéb zavarokkal teli vevőkészüléket használunk.

A nagy téroró egyes esetekben javít ugyan a helyzetet, de nagy távolságban levő, kis téroró állomások vételéhez csak kis zajú, érzékeny vevőkészüléket tudunk eredményesen használni. A jó vevőantenna mellett tehát nagy gondot kell fordítanunk a vevőberendezés tervezésére is.

Ma egyre elterjedtebben használják az adó-vevő típusú készülékeket. Kis helyfoglalásuk, kényelmes kezelésük közkedvelté tette őket, de ezek vétel üzemmódban legtöbbször elég zajosak és sem érzékenységekben, sem szelektivitásban nem bizonyultak a legjobbaknak. A drágább berendezéseknél már nagyobb figyelmet fordítottak a vevőegység tervezésére is, de ahol a minőségi vételre nagyobb gondot fordítanak, külön vevőkészüléket használnak.

A jó vevő tervezése, elkészítése nem a legkönnyebb feladat. Mint ahogy később látni fogjuk sok olyan problémával kell megbirkózni, melyekre a „recept szerinti” készüléképítők eddig nem is gondoltak.

Elsősorban a szuperrendszerű vevőkészítéséhez szeretnék a továbbiakban útmutatást adni.

1. Zajok a vevőkészülékben

A vevőkészülék használhatóságát annak zajossága dönti el. Minél több belső zajt termel, annál kisebb a remény arra, hogy gyenge jelek is vehetők legyenek vele.

A zajos zaj a következő összetevőkből áll:

- termikus zaj,
- eső-(tranzistor-) zaj,

- torzítási zajok,
- interferenciák okozta zajok.

Mindezekhez a belső zajokhoz társulnak még a vétel szintén gyengítő külső zajok is (antenna, légköri stb.). E cikkben elsősorban a belső zajok csökkentését tűzzük ki célul.

1.1. A termikus zaj

A vezetőben (félvezetőben) jelen levő szabad elektronok hő hatására szabálytalan mozgásban vannak. A mozgás gyorsasága a hőmérséklet növekedésével szintén növekszik. Mivel az elektromos áram elektronok mozgásának eredménye, így a szabálytalan elektronmozgás áramot hoz létre, ezt nevezzük *zajáramnak* és a keletkezett feszültséget pedig *zajfeszültségnek*. A tranzien áramoknak csak négyzetes középértékével lehet számolni, így a zajáramok négyzetes átlaga által létrejött feszültségesés (*fehér zaj*) szintén négyzetes átlag lesz. Ennek nagysága egyrészt függ a hőmérséklettől, a vizsgált sáv szélességtől és végül a vezető ellenállásától a következő összefüggés szerint:

$$E_z^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R$$

k = Boltzmann állandó: $1,37 \cdot 10^{-23}$ joule/°K,

T = hőmérséklet Kelvin fokban ($270^\circ\text{K} = 0^\circ\text{C}$),

B = zaj sáv szélesség (Hz),

R = ellenállás (ohm).

Szokták még úgy is írni a zajfeszültség négyzetét, hogy a $4 \cdot k \cdot T \cdot B$ szorzat helyett egy adott hőmérsékletre és sáv szélességre jellemző szorzót (zajállandót) használnak:

$$E_z^2 = z^2 \cdot R$$

A zajállandó szobahőmérsékleten (24°C):

$$z^2 = 1,63 \cdot 10^{-20} \cdot B$$

Látható, ez is négyzetes középértékben van kifejezve.

Említettem, hogy a *zajfeszültség létrejöttéhez ellenállásra van szükség*. Minden ohmos ellenállás, komplex ellenállás valós része *zajfeszültséget* termel, tehát a szelektálásra használt rezgőkörök a nagy jószág következtében nagy rezonanciaellenállással rendelkeznek, következésképpen nagyobb zajt is termelnek.

A teljesség kedvéért megemlítem, hogy az előbbieken bevezetett zajállandóval való számolás csak akkor jogos, ha a *zajspektrum az egész figyelembe vehető frekvenciatartományban egyenletes*. Ez a legtöbb esetben így van.

A *zajfeszültség négyzetes átlagából* – bizonyos pontatlanság megengedésével – négyzetgyökvonással kapjuk a *zajfeszültséget*:

$$U_z = z \cdot \sqrt{R}$$

(a *zajállandóból* külön vontunk négyzetgyököt).

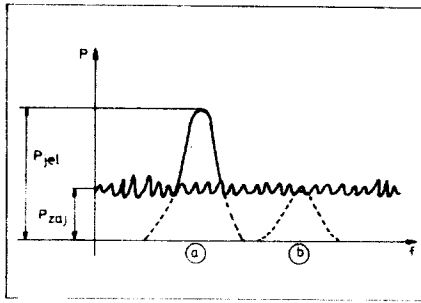
1.2. Jel-zaj viszony, zajszám

A *jel-zaj viszony* a hasznos (vett) jelteljesítmény és a zajteljesítmény *hányadosát* jelenti. Szokás még *feszültség-hányados* is megadni. A vevőkészülék érzékenységét megadott jel-zaj viszony esetére szokták megadni.

Ha a vevőkészülék érzékenysége 10 dB jel-zaj viszony esetén 1 mikrovolt, akkor a kimenő *zajfeszültség* 0,33 mikrovolt *bemeneti* *zajfeszültségnek* felel meg.

Egy vevőkészülék *zajtényezőjét* a bemenet és a kimenet jel-zaj viszonyának hányadosa adja meg:

$$F = \frac{(\text{jel-zaj})_{\text{be}}}{(\text{jel-zaj})_{\text{ki}}}$$



1. ábra. Jel-zaj viszony szemléltetése

A zajszám pedig a zajtényező logaritmus, dB-ben kifejezve:

$$F_{[dB]} = 10 \cdot \log F$$

ahol a zajtényező teljesítményviszonyokat jelent.

Az 1. ábrán két jelet láthatunk adott zajszint mellett.

Az első (a) magasan kiemelkedik a zajnívóból, tehát láthatóan a jel-zaj viszony is nagy érték, a vétel jó lesz. Rossz minőségű vételre számíthatunk azonban a szaggatottan rajzolt (b), kis teljesítményű bemenő jel esetén. A zaj ezt teljesen lefedi és csak a zaj hallható.

A 2. ábrán egy vevőkészülék egyszerűsített tömbvázlata látható. Az első fokozatban a nagyfrekvenciát (középfrekvenciát) erősítő, keverő áramkörök vannak. Az antennáról levett jel már bizonyos jel-zaj viszonyú, mivel az antennának is van külső zaja. Az NF-egységek az erősítés mellett azonban saját zajjal is rendelkeznek, tehát ezek kimenetén már rosszabb jel-zaj viszony lesz. A demodulátor fokozat szintén termel zajt és végül a hangfrekvenciás erősítő fokozatok sem zajmentesek (3. ábra).

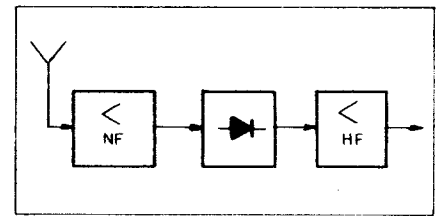
Egy vevőkészülék eredő zajtényezőjét a 4. ábra szerint értelmezhetjük és határozhatjuk meg. Zaj szempontjából látható, hogy az első fokozat a legkényesebb, hiszen a második fokozat már az első teljesítményerősítésével (G_1 -gyel) osztott zajt termel. Az F_A és F_1 zajtényező szabják meg (kellő nagy G_1 teljesítményerősítés esetén) lényegében a vevő használhatóságát a termikus zaj szempontjából.

1.3. A vevőkészülék bemenete

A vevőkészülék bemenetén szelektáló körök és antennacsatolás talál-

ható. Az 5. ábrán a leggyakrabban alkalmazott induktív csatolású antennakör látható. Az antennáról (mint generátorról) jelfeszültség és ugyanakkor antenna zajfeszültség érkezik a bemenő körre. Az 1:n áttétel biztosítja az antenna illesztését. A szelektáló körök fehér zaja hozzáadódik az antenna betranszformált zajához. A 6. ábrán már a transzformációt is figyelembe vevő viszonyokat láthatjuk.

Az antenna zaja a frekvencia csökkenésével erőteljesen növekszik. Míg 100 MHz felett a 6. ábrán látható „b” tényező értéke megközelíti az 1-et, 7-8 MHz-en már több ezer értékű lehet. Ez viszont azt mutatja, hogy alacsonyabb frekvencián erősen domináló az antenna zaja! Így hiába készítettünk nagyon jó zajtényezőjű vevőt, ha már az antenna nagyon rossz jel-zaj viszonyú teljesítményt szolgáltat.



2. ábra. Vevőkészülék egyszerűsített tömbvázlata

alkalmazása a szelektivitás növelése érdekében) a zaj is növekszik, illetve a jel-zaj viszony romlik. Általában, minden csillapítás zajszám-növekedéssel jár, így azt kerüljük, vagy megfelelő erősítéssel kompenzáljuk – ha lehet.

Az eddigiekben nem vettük figyelembe, hogy a nagyfrekvenciás erősítő (vagy keverő), mely a bemenő körre csatlakozik, szintén termel zajt is. Az aktív erősítő elem által termelt zajt az ekvivalens zajellenállással (R_{eq}) szokták jellemezni. Ez egy akkora ellenállás, melyet a zajmentesnek feltelezett erősítő bemenetére kapcsolva hasonló zaj keletkezik, mint az erősítőben.

A 7. ábrán látható egy két fokozatból álló erősítőlánc, a bemenetre transzformált ekvivalens zajellenállásokkal és az ennek megfelelő zajforrásokkal. Az R_2 ellenállás az első erősítő kimenetét lezáró ellenállás és a második erősítő ekvivalens zajellenállásának áttranszformáltja:

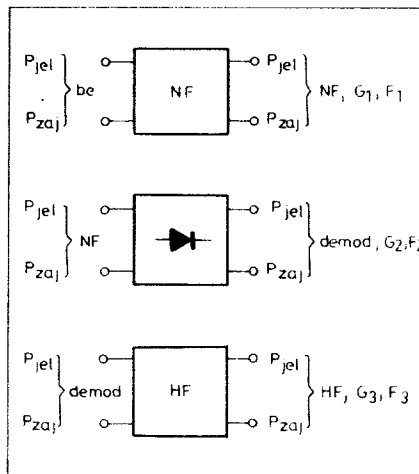
$$R_2 = \frac{[R_{u1} \times R_{be2}] + R_{eq2}}{A_1^2}$$

Ha a második fokozat elektroncső, akkor a zárójeles (párhuzamos eredő ellenállást megadó) két ellenállás helyett csak R_{u1} helyettesítendő (kimeneti rezgőkör rezonancia-ellenállása).

Világosan látható, hogy a második fokozatra jellemző zajellenállások az első fokozat feszültség erősítésének négyzetével osztottan transzformálódnak át az erősítő lánc bemenetére, így kisebb zajjal növelik a bemeneti zajt.

Az ekvivalens zajellenállás meghatározása

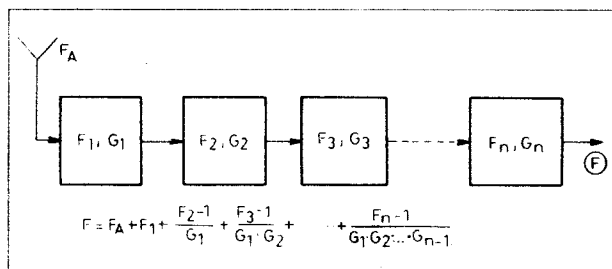
Elsősorban elektroncsöves erősítőknél, keverőknél használatos ez a kifejezés. Tranzistoroknál a zajszámot szokás megadni (F_{dB}).



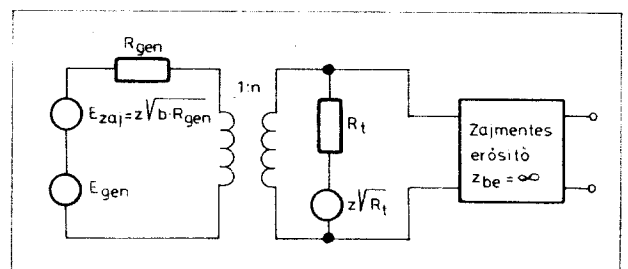
3. ábra. Jel és zaj a különböző fokozatokban

A segítség az, hogy növelnünk kell az antenna jel-teljesítményét, ami az irányított antennák alkalmazásának előnyét bizonyítja. Tehát vételhez sem használhatunk ráadásított huzaldarabot, hanem méretezett, a lehető legnagyobb hasznos jelet szolgáltató antennát kell használni! A nagyon alacsony frekvenciákon (3,5 MHz) az irányított vétel elég nagy nehézségekbe ütközik, itt kompromisszummal kell megelégednünk, de a jó illesztés itt is sokat segít.

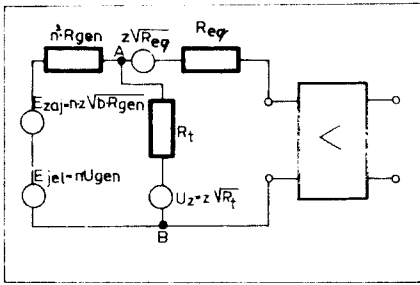
Nagyobb csillapítást adó bemenő körök esetén (több csatolt rezgőkör



4. ábra. Sorbakapcsolt fokozatok eredő zajtényezője



5. ábra. Transzformátoros csatolású bemenő fokozat



6. ábra. A bemenőkör ekvivalense zaj szempontjából

Erősítőknél:

triódák:

$$R_{eq} = \frac{2,5}{S}$$

pentódák:

$$R_{eq} = \frac{I_A}{I_A + I_{G2}} \cdot \left[\frac{2,5}{S} + \frac{20 \cdot I_{G2}}{S^2} \right]$$

ahol I_A = anódáram (mA), I_{G2} = segéd-rácsáram (mA), S = meredekség (mA/V), R_{eq} = ekvivalens zajellenállás (kohm).

Keverőknél:

trióda:

$$R_{eq} = \frac{4}{S_c}$$

pentóda:

$$R_{eq} = \frac{I_A}{I_A + I_{G2}} \cdot \left[\frac{4}{S_c} + \frac{I_{G2} \cdot 20}{S_c^2} \right]$$

több rácúsú:

$$R_{eq} = 20 \cdot \frac{I_A}{S_c^2 \cdot I_K} \cdot (I_K - I_A)$$

S_c = keverő meredekség (mA/V), I_K = katódáram (mA).

Néhány ismertebb eső adatai (R_{eq} = ohm):

	erősítő:	keverő:
EF 22	6500	6AC7 2 800
EF 80	1000	ECH21 55 000
EF 85	1500	ECH81 70 000
6BA6	3500	6BE6 190 000!!
6AC7	720	
6AK5 (p)	1880	
6AK5 (t)	385	
PC 86	170	
416A	100	

Látható, hogy a keverő üzemmódban jóval nagyobb az ekvivalens zajellenállás. Így, ha a 7. ábra szerinti erősítő lúncunk első tagja egy nagyfrekvenciás erősítő, utána pedig egy keverő következik, akkor annak érdekében, hogy a bemenetre transzformált zajellenállás kisebb legyen, az első fokozat erősítését nagyra kell választani. Ha viszont nagyon nagy a bemenő erősítés, akkor nagy jelek esetén a második fokozatban *tűkőrfrekvenciás* keletkezhet, mely a zajok másik fajtáját növeli.

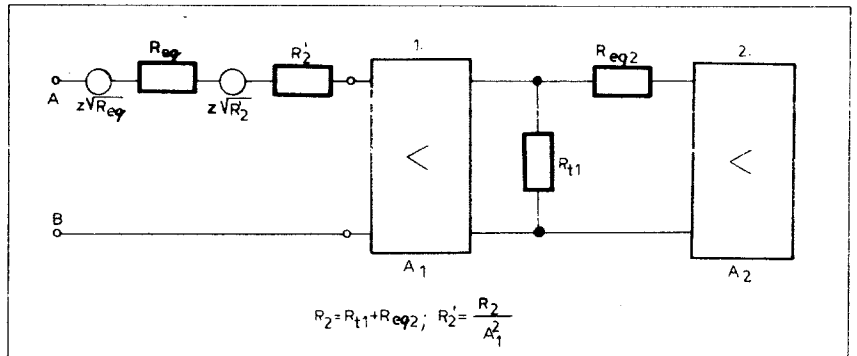
Mi a teendő tehát a bemeneti zajteljesítmény csökkentése érdekében?

1. Nagy nyereségű antenna alkalmazása.
2. Jó illesztés az antenna, tápvezeték és a bemenő kör között.
3. Kis csillapítású bemenő kör alkalmazása.
4. Kis zajú előerősítő első fokozatként.
5. Az első fokozat erősítése akkora legyen, hogy az utána következő fokozat zaja már ne érvényesüljön.

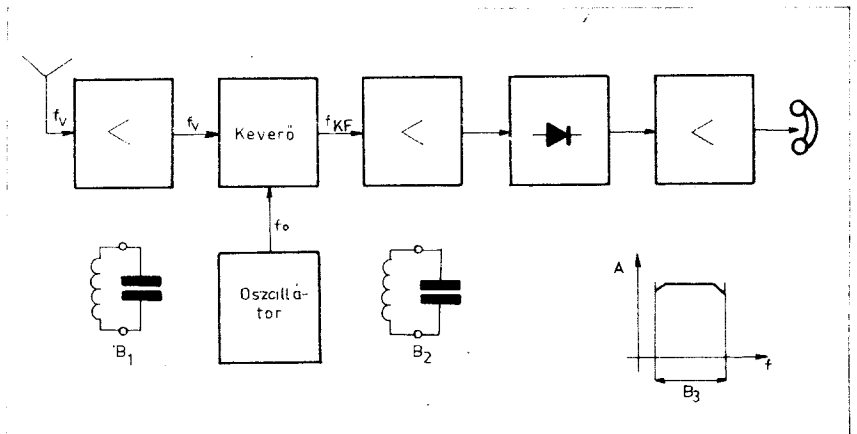
és a hangfrekvenciás sávzélességet is csökkenthetjük, ugyanezt nem tehetjük meg beszéd vagy zene átvitelénél.

Amatőr célokra használt vevőknél a beszéd átvitelhez szükséges minimális sávzélesség 2 – 2,5 kHz a B_2 sávzélességgel elérhető minimum, ugyanakkor a B_3 200 Hz – 2,8 kHz legyen.

Szuperkészülékekben külön zajforrásként szerepel a *tűkőrfrekvenciás* zavar. Ez a keverés következménye, mivel ugyanaz a középfrekvencia azonos oszcillátorfrekvencia mellett két



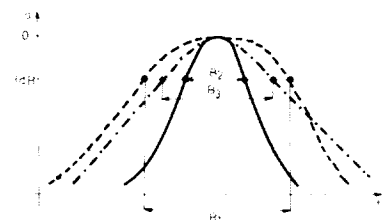
7. ábra. A bemeneti zajforrások



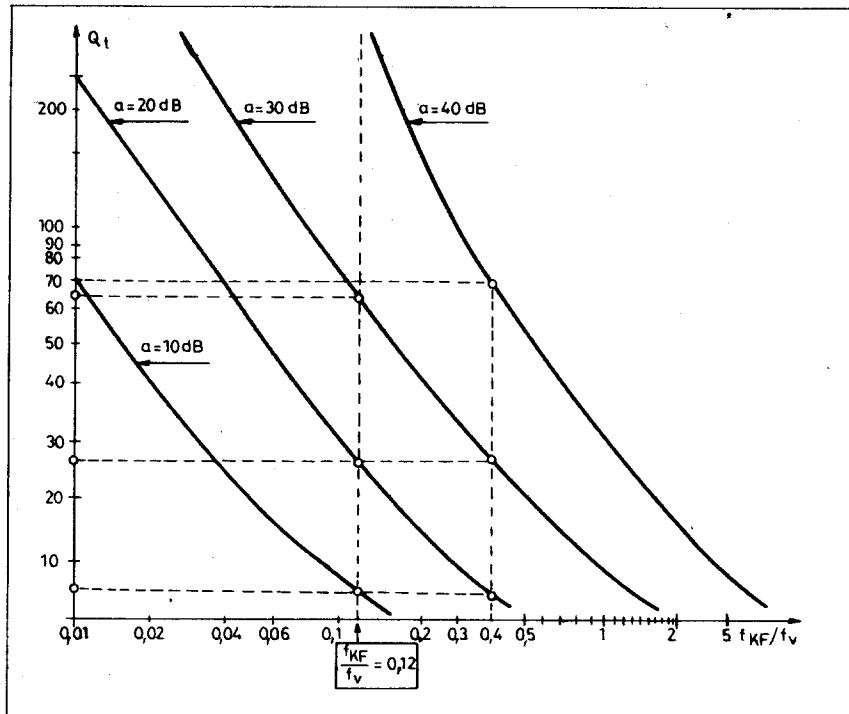
8. ábra. A vevő eredő sávzélességét meghatározó tényezők

1.4. Átviteli torzítás, tűkőrfrekvenciás zajok

Az információ átviteléhez az átvitel *gyorsaságától függően* egy bizonyos minimális sávzélességre van szükség. Ha ezt nem biztosítjuk, akkor információtorzulás, vagy kiesés következhet be. Ilyen torzítás keletkezhet akkor, ha a vevő valamelyik fokozatában túl kicsi a sávzélesség. A 8. és 9. ábrákon a vevő fokozatainak különböző sávzélességeit tüntettük fel. Rendszerint a bemenő fokozat a legnagyobb a sávzélességű (B_1), tehát ez nemigen okoz torzítást. A B_2 és B_3 kis értéke már nagy torzítást okozhat. Míg táviró vételben a középfrekvenciás



9. ábra. A különböző sávzélességek viszonya



10. ábra. Tükörfrekvenciás csillapítás a bemenőkörben

bemenő jel esetén is előáll. Az egyik f_{KF} -frekvenciával magasabb, mint a helyi rezgés, a másik pedig ugyanennyivel alacsonyabb. A tükörállomások között így $2 \cdot f_{KF}$ -frekvencia távolság van.

A 10. ábra azt mutatja, hogy adott f_{KF}/f_v esetén milyen terhelt jósági tényezőjű bemenő szelektáló kör biztosítja a kívánt tükörfrekvenciás csillapítást. Az ábrán a 0,12 viszony annak az esetnek felel meg, ha az $f_{KF} = 470$ kHz és $f_v = 4$ MHz. Látható továbbá, hogy a $Q_t = 65$ 30 dB-es elnyomást biztosít. Ha a középfrekvencia értékét 1,6 MHz-re növeljük, akkor a középfrekvencia és a vett frekvencia aránya

0,4 lesz, mikor is az előbbi jósági tényező már 40 dB tükörfrekvenciás csillapítást biztosít. A grafikon segítségével kellő biztonsággal tervezhetjük a bemenő fokozatot, figyelembe véve azt, hogy a fehér zaj miatt az antennát mindig illeszteni kell a szelektáló körhöz, ami azt jelenti, hogy a terheletlen jósági tényező már az antenna rákapcsolása hatására felére csökken! Tehát az itt felhozott példa esetében, ha más jósági tényezőt rontó terhelés nem lenne, akkor is $Q_0 = 130$ terheletlen jósági tényezőt kellene biztosítani.

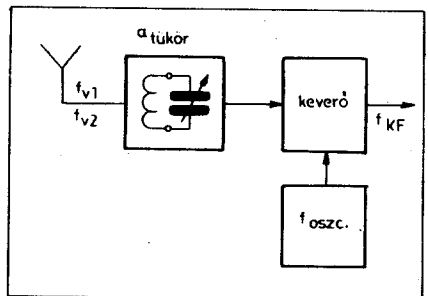
Ha az erősítő kimenetén is szelektáló zárókör van, akkor a tükörfrekvenciás csillapítás a két szelektáló kör csillapításának eredője lesz – közelítően a két kör dB-ben kifejezett csillapítása, egy körének kétszerese lesz (ugyanazon terhelt jósági tényezőt feltételezve mindkét helyen). A 11. ábra az első és a felső tükör keletkezését mutatja be más-más oszcillátorfrekvencia esetén. A 12. ábrán olyan vevő bemenőkörnek tömbvázlata látható, ahol külön előerősítő nincs és a keverő előtt egyetlen szelektáló kör van. Nyilvánvalóan, hogy sem tükörfrekvenciás csillapítás, sem zaj szempontjából ez a megoldás nem éppen optimális. A 13. ábra két rezgőkörös bemenő kört mutat, ennek tükörössillapítása már jó, azonban hiányzik az előerősítő, így a két csatolt kör növeli a keverő amúgy is igen magas zaját. Tehát nyereség a tükörfrekvenciás zaj csökkenése, de növekszik a fehér-zaj, ez veszteség. Legjobb, ha az a_1 és a_2 tükörfrekvenciás csillapítást biztosító zárókörök közé egy kis zajú előerősítőt iktatunk be.

A 14. ábrán az antenna, valamint a keverő (erősítő) képezte terhelések

vázlatát láthatjuk. Mindkét terhelés csökkenti a rezgőkör rezonancia-ellenállását, ami a jósági tényező romlásával és a szelektáló képesség csökkenésével jár.

A nagyobb tükörselektivitás érdekében tehát a középfrekvenciát növelni kell. Nagyobb frekvencián azonban nehezebb jó közelszelektivitást biztosítani egyszerű eszközökkel.

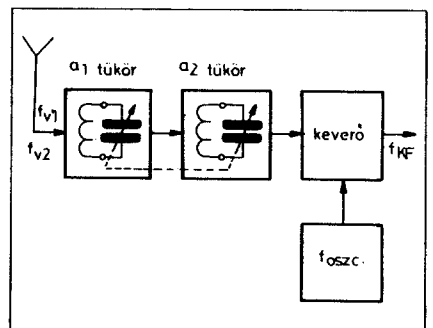
Két megoldás marad. Magasabb középfrekvencia választása esetén a kívánt szelektivitást kvarcszűrővel biztosítjuk. A másik megoldás a kétszeres transzpmálás, amikor az első középfrekvencia optimális értéke a vett és a második középfrekvencia mértani középáránya (15. ábra). A szelektálást a második középfrekvencián a hagyományos LC-körökkel is meg lehet valósítani. Többsávós üzembn természetesen kompromisszummal kell megelégednünk.



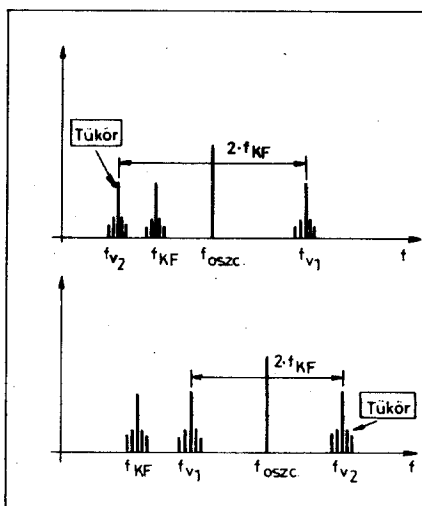
12. ábra. Két vételi frekvencia szelektálása egyszerű bemenettel

1.5. A tranzisztorok zaja, felharmonikus zajok, túlvezérlés

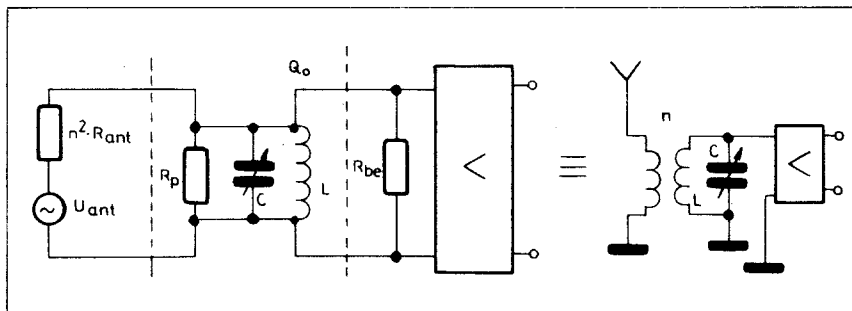
A tranzisztorok zaját zajszámukkal szokták megadni. Általában $F = 4 - 5$ dB zajszám példány már jónak mondható. A katalógusok a megadott zajszám mellett feltüntetik az ehhez tartozó üzemi adatokat, emitter- (source-) áramot is és nem véletlenül. A tranzisztorok zaja erősen függ a munkaponti áramtól. A tranzisztor emitter-áramát változtatva találunk egy olyan értéket, melynél a tranzisztor zaja a legnagyobb. Ennél kisebb és nagyobb



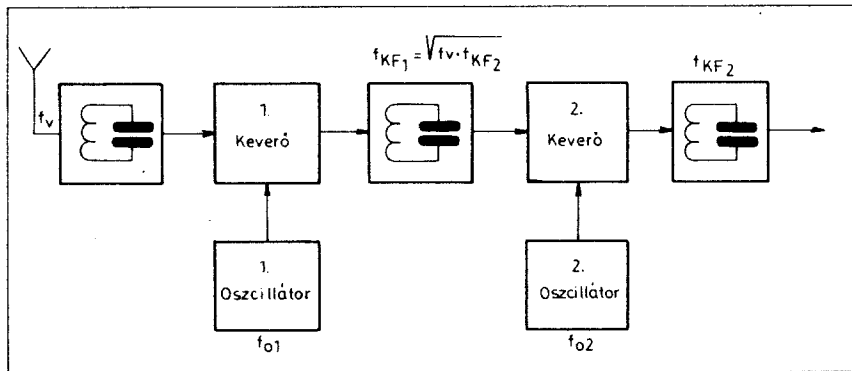
13. ábra. Kétrezgőkörös bemenet a jobb tükör-elnyomás érdekében



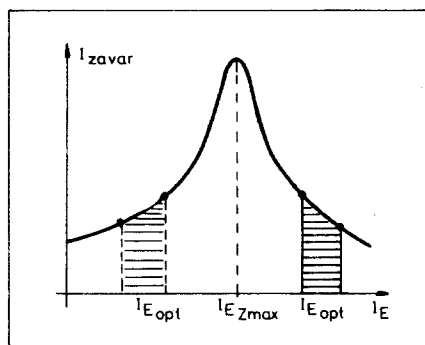
11. ábra. Alsó és felső tükörfrekvencia keletkezése



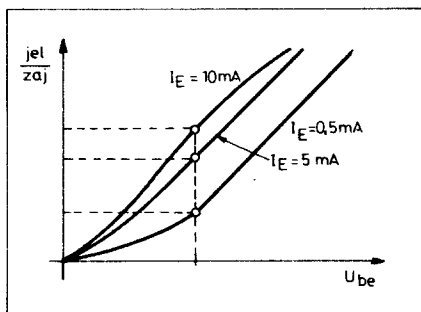
14. ábra. Az antenna betranszformált ellenállása



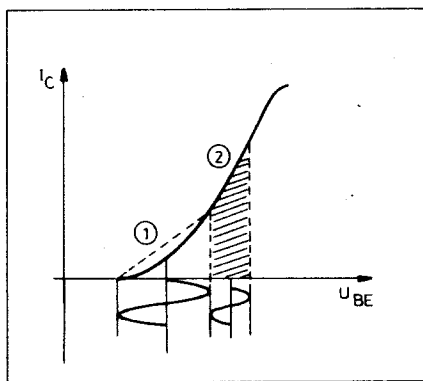
15. ábra. Kétszeres keverés



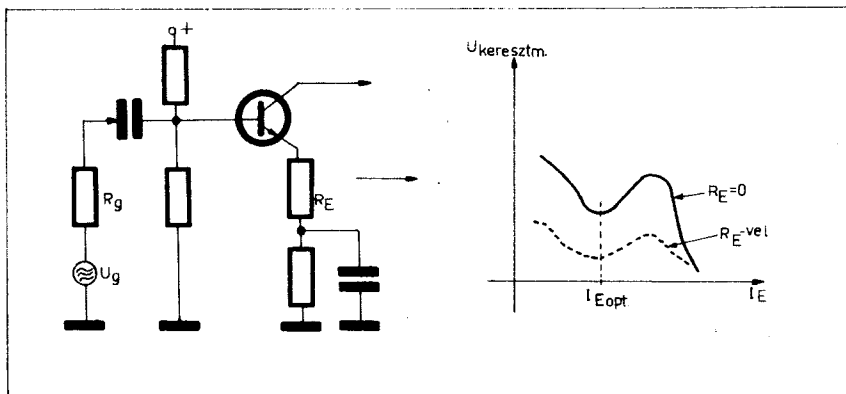
16. ábra. Transzisztorzaj és az emittéráram összefüggése



17. ábra. Keresztmodulációs torzítás tranzisztoroknál



18. ábra. A munkapont helyének hatása a torzításra



19. ábra. Keresztmoduláció csökkentése emittérellenállással

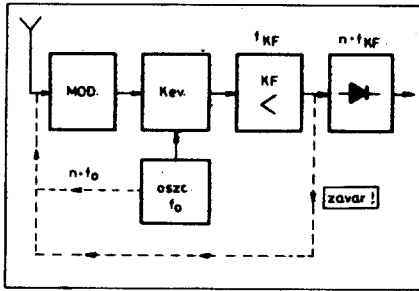
értéknél (I_{Eopt}) találunk egy-egy optimális értéket, melynél a zaj kicsi és az erősítés elég nagy (16. ábra). A 17. ábra egy adott típusú tranzisztor jel-zaj viszonyait mutatja az emittéráram függvényében. Látható, hogy nagy emittéráram esetén a bemenő jel csökkenésével rohamosan csökken a jel-zaj viszony, ugyanakkor adott bemenő feszültség esetén a kis emittéráramoknál rossz jel-zaj viszony adódik.

A generátor-ellenállás is nagyban befolyásolja a zaj nagyságát. Tapasztalat szerint közönséges tranzisztorok esetén 1 kohm körül van az az optimális generátor ellenállás, melynél a legkisebb a zaj.

Az előbbieken hivatkoztam arra, hogy egy nagyobb és egy kisebb értékű optimális emittéráram adódik a tranzisztoroknál. A 18. ábrán látható, hogy előnyösebb a nagyobb emittéráramot beállítani, mert így az amplitúdó torzítás kisebb lesz (2. eset). Kisebb emittéráramnál, különösen nagy bemenő jelek esetén, a karakterisztika erős görbülsége miatt nagy torzítás keletkezik. Ez csökkenthető ugyan a 19. ábra szerinti emittérellenállással, mely negatív visszacsatolást biztosít és így a keresztmodulációs torzítást okozó kis emittéráram hatását kompenzálja, de így a fokozat erősítése kisebb lesz.

Sok zavar forrása lehet, ha a diódára (a demodulátorra) érkező középfrekvenciás jel felharmonikusai visszajutnak a készülék bemenetére. Nagy középfrekvenciás jelszinteknél ugyanis a dióda görbe karakterisztikája révén sok felharmonikus keletkezik, melyek közül néhány bekerülhet a vételi tartományba és ott zajként (füty) jelentkezik. A 20. ábrán vázolt zavart csak gondos árnyékolással kerülhetjük el. Nem közömbös tehát, hogy a demodulátort hol helyezzük el. Minél távolabb a bemenettől és külön fémdobozban kell elhelyezni.

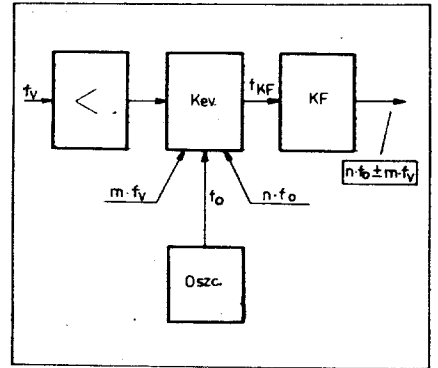
Felharmonikusok nem csak a demodulátordiódán keletkeznek. Minden görbe karakterisztikájú elem (keverő, erősítő), ha nagy jelszintet kap, képes a felharmonikusokeltérésre. Így egy vevőkészülék keverőjén az $n \cdot f_0$ és az $m \cdot f_v$ frekvenciák is jelen vannak (n és m egész számok, melyek a fel-



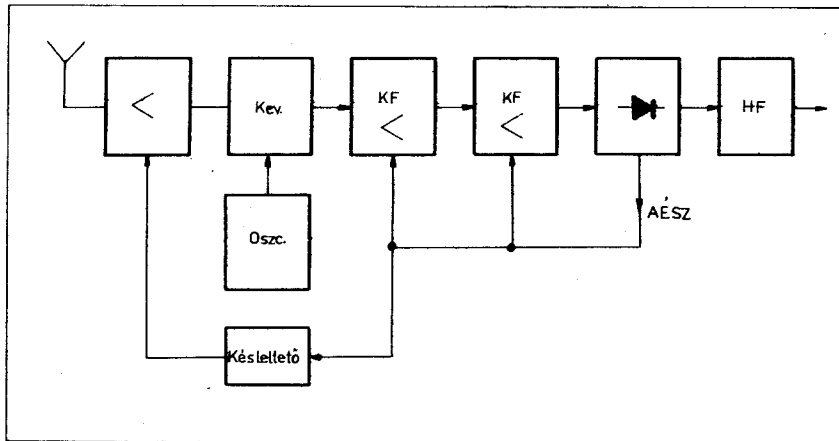
20. ábra. Felharmonikus zavarok keletkezése

fog. A vett jel szintjének szabályozása jó megoldás (a nagyfrekvenciás előerősítő erősítésének változtatása) azonban a kis jeleket így nem halljuk meg, állandóan változtatni kell az erősítést.

Ez vezetett az automatikus erősítés-szabályozás megvalósításához. Lényege: a demodulátor után a vett jel nagyságának megfelelő egyenfeszültséget (vagy áramot) állítunk elő, mellyel a 22. ábra szerint a közép- és a nagyfrekvenciás fokozatok erősítését szabályozzuk. A jó jel-zaj viszony biztosítása érdekében, elsősorban a nagyfrekvenciás előerősítő fokozatban, kés-



21. ábra. Felharmonikusok a keverőn



22. ábra. Automatikus érzékenységszabályozás

harmonikus rendszámát adják) és középfrekvenciaként:

$$f_{KF} = n \cdot f_0 \pm m \cdot f_v$$

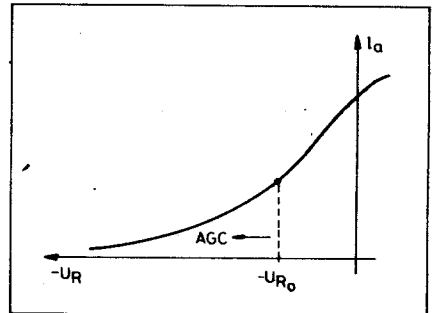
keletkezik. Minél nagyobbak az amplitúdók, annál több zavar keletkezik (21. ábra). Javíthatunk a helyzetet, ha csökkentjük az oszcillátor amplitúdóját, de ez csak egy határig megy, mert a keverő meredeksége is csökkenni

leltetett AGC-t alkalmaznak, melynek az a tulajdonsága, hogy kis jelek esetén még nem csökkenti az érzékenységet lényegesen.

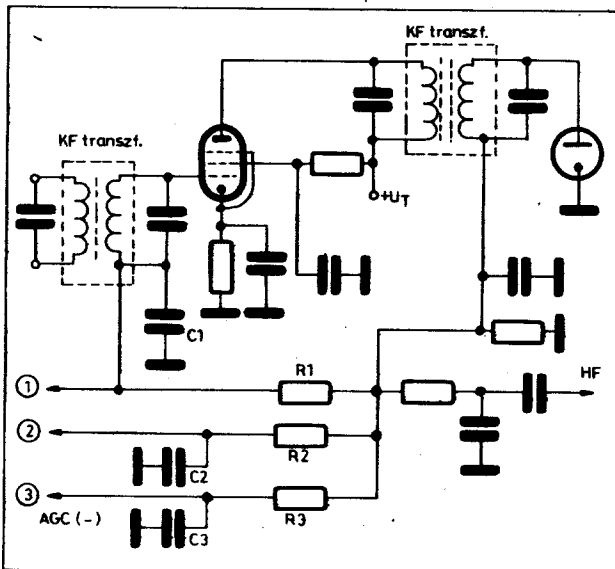
Az érzékenység csökkentése legkönnyebben az elektroncsöveknél váltosítható meg. Nem kell mást csinálni, mint a 23. ábrán látható U_{B0} nyugalmi rácselepfeszültséget megnövelni. Így a munkapont lejjebb csúszik az elektron-

cső karakterisztikájának kisebb meredekségű szakaszára és csökken az erősítés. Speciális, nagy szabályozási tartománnyal rendelkező szabályozó csövekkel (pl. EF 85) jó szabályzás érhető el.

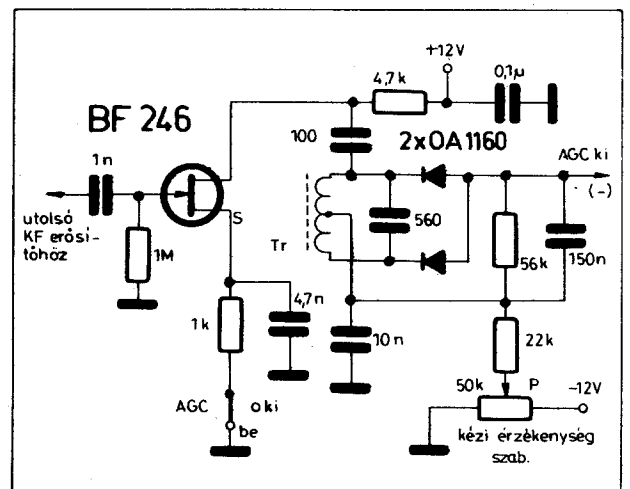
A 24. ábrán egy klasszikus AGC-jelet előállító áramkör látható. Az $R_1C_1 - R_2C_2$ és R_3C_3 szűrőtagok a szabályzott fokozatokat választják el egymástól. A szabályzás gyorsaságát a szűrőtagok időállandójával állítják be. Ha a különböző fokozatokban más szabályzást



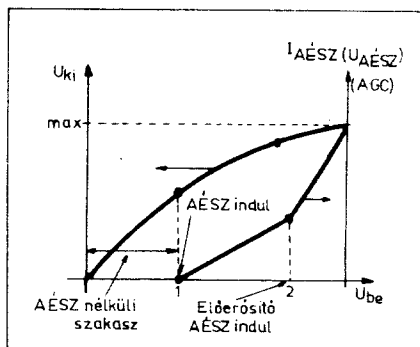
23. ábra. Erősítőcső meredekségének csökkentése munkapont-eltolással



24. ábra. Klasszikus AGC-feszültség előállító megoldás



26. ábra. AGC előállítása tranzisztoros erősítővel



25. ábra. AGC karakterisztika

akarnak megvalósítani, akkor a szabályzó feszültséget feszültségosztóval osztják. Helyes, ha az utolsó KF erősítő fokozat kisebb szabályzó feszültséget kap, vagy nincs szabályozva, mert így nagy jeleknél elkerüljük a túlvezérlést. Az AGC késleltetését előfeszített diódával, vagy Zener-diódával valósíthatjuk meg a legkényelmesebben.

A 25. ábra tipikus AGC karakterisztikát mutat. Kis jelek esetén, a kezdeti szakaszban szabályzás nincs. A bemenő jel növekedésével az „1” pontnál kis szinttel indul a szabályzás. A nagyfrekvenciás előerősítő csak a „2”-nél, tehát nagy bemenő szintnél kezd szabályozni. Amatőr berendezésekben sokszor a második AGC beindulási pontot elhagyják, az előerősítőt külön, kézi szabályzással látják el. Egyszerűsége mellett hátránya, hogy nagy jelek esetén a keverőben káros torzítási termékek keletkezhetnek.

A szabályzás hatásossága függ a szabályzásba bevont fokozatok számától, a szabályzott erősítők szabályzási meredekségétől és az AGC feszültség változásának nagyságától. Sok fokozat együttes szabályzása nehézségeket okoz, mivel a torzítások elkerülése érdekében változó szintű szabályzást kell megvalósítani.

Legtöbbször az utolsó megoldást választják, tehát az AGC feszültséget növelik meg a szabályzáshoz. A 26. ábrán egy FET tranzisztoros erősítő látható. Az utolsó KF erősítő anódjáról vesszük le a középfrekvenciát, melyet a BF 246 erősít. A Tr tekeres középleágazással rendelkezik és a vele párhuzamos rezgőköri kapacitással a középfrekvencián rezonál, a diódák kétutasan egyenirányítják a nagyfrekvenciát. A kézi érzékenységszabályzást a P potenciométerrel végezzük, mely negatív feszültséget juttat az AGC kimenetre. A szabályzó AGC feszültség ehhez a beállított egyenszinthez adódik hozzá.

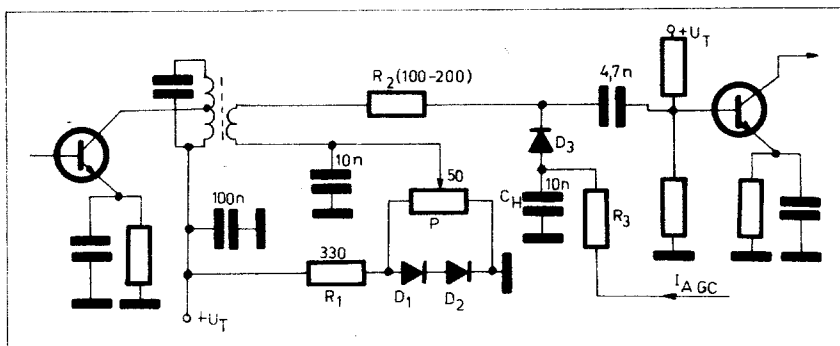
Elektroncsöves erősítők szabályzása – megfelelő cső alkalmazásával – könnyen megvalósítható, de nehézségek adódnak a tranzisztoros fokozatoknál.

Ha a tranzisztor erősítését a csőhöz hasonlóan a munkapont eltolásával valósítjuk meg, erősen megváltoznak a tranzisztor be- és kimenő paraméterei

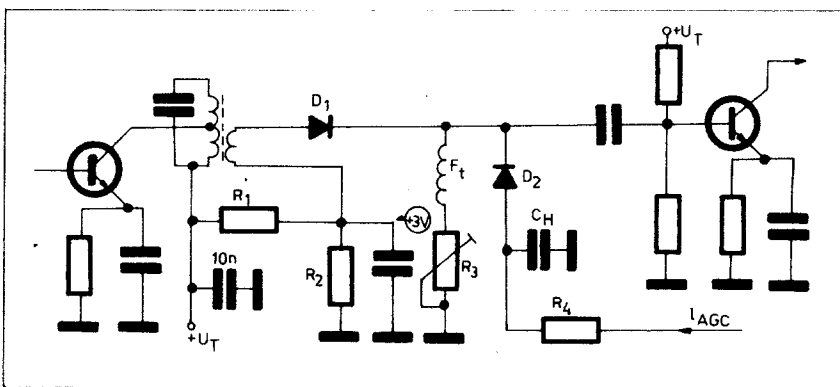
(bemenő ellenállás, bemenő kapacitás, kimenő kapacitás). Ennek figyelembevételével, megdöntött kapcsolásban azért lehet ezt a módszert is alkalmazni de jobb, ha két erősítő fokozat között a 27. ábrán látható módon diódás csillapítóval oldjuk meg a szabályzást.

Kis jeleknél a D_3 dióda egy előre beállított zárófeszültséget kap a P potenciométerről, így a nagyfrekvencia lényeges akadály nélkül juthat a következő fokozat bemenetére. A zárófeszültséget egyszerű, ellenállásos osztóval, vagy az ábrán látható diódás

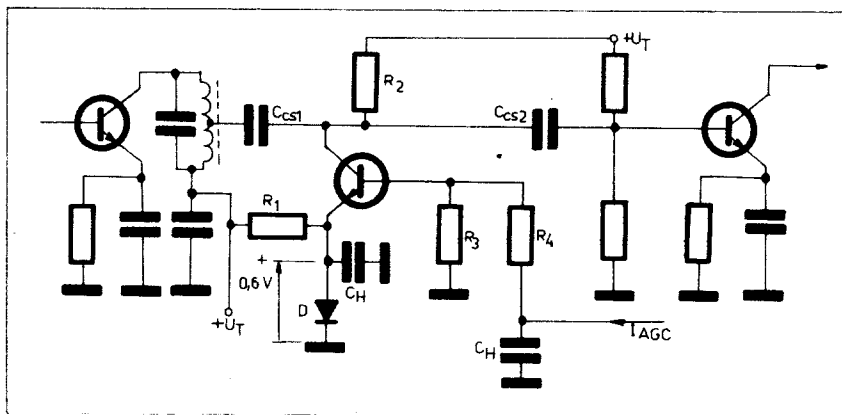
($D_1 - D_2$) osztóval állítjuk elő. (Stabilitás szempontjából ez utóbbi jobb megoldás.) Nagyobb jeleknél a D_3 dióda nyitóirányú feszültséget kap, az R_2 ellenállás révén leosztja a következő tranzisztor bázisára jutó feszültséget. A leosztás annál nagyobb, minél kisebb a D_3 dióda ellenállása az R_2 -höz viszonyítva; ez a nyitóáram és a dióda típusától függő érték. A C_H kapacitás nagyfrekvenciás hűtést biztosít. Látható, hogy a kapcsolás szerinti megoldásban pozitív szabályzó jelre van szükség, mely nem csak feszültsé-



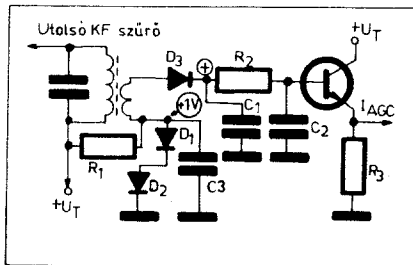
27. ábra. Eggydiós szabályzó áramkör



28. ábra. Kétdiós szabályzó áramkör



29. ábra. Szabályzás szöntranzisztorral



30. ábra. Szabályzó áram előállítású emitterkövetővel

get szolgáltat, hanem terhelhető is, hiszen a dióda nyitására már áram is szükséges. Ezért szoktuk *áramszabályzott* fokozatnak is nevezni a hasonló megoldásokat.

A késleltetés egyszerűen a D_3 zárófeszültségével állítható.

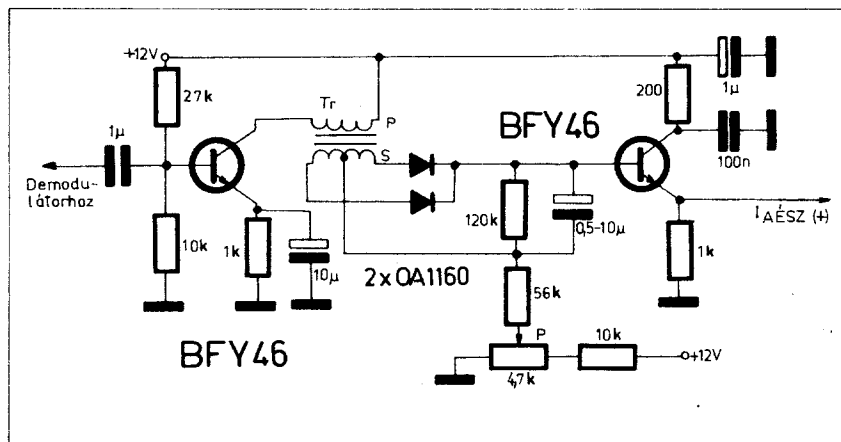
A 28. ábrán kétdiódás megoldást láthatunk. A D_1 dióda kis jeleknél az $R_1 - R_2$ feszültségosztó által leosztott nyitófeszültséget kapja. A dióda árama átmege az R_3 változtatható ellenálláson, azon feszültségesezt hoz létre és ez zárja a D_2 diódát. A nagyfrekvencia útja akadálytalan a következő fokozat felé. Amint a szabályzó feszültség eléri ezt a zárófeszültséget, illetve ezt egy kicsit túllépi, az R_3 ellenálláson már a D_2 árama is átfolyik, s kezd lezárni a D_1 . Ugyanakkor nagyfrekvenciáson a C_H kapacitás révén a D_2 söntöli a nagyfrekvencia útját. Az eredmény hatásos szabályzás lesz. Ez utóbbi megoldás jóval nagyobb szabályzási meredekséggel rendelkezik, de elkészítése is bonyolultabb. A két dióda OA 1160 is lehet, de a nagy meredekségű kapcsoló diódák jobb eredményt adnak.

A 29. ábra tranzisztoros szabályzást mutat. A felhasznált tranzisztorral nem erősítést végzünk, hanem – a diódás megoldáshoz hasonlóan – söntöljük a nagyfrekvencia útját. A D diódán előálló nyitóirányú feszültség adja a késleltetést. A C_{cs1} és C_{cs2} nagysága akkora legyen, hogy ne okozzon csillapítást (1–4 nF). Az első legyen a kisebb értékű, mivel a tranzisztor az ezen átmenő nagyfrekvenciát söntöli. A söntölés nagysága az R_2 értékével változtatható, mivel ez megszabja a tranzisztor nyitóirányú áramát. A nyitás mértékét az R_3 és R_4 megfelelő megválasztásával befolyásolhatjuk. A kapcsolás előnye, hogy kisebb szabályzó jel is hatásos szabályzást biztosít, ugyanakkor kisebb teljesítményű AGC jelre van szükség.

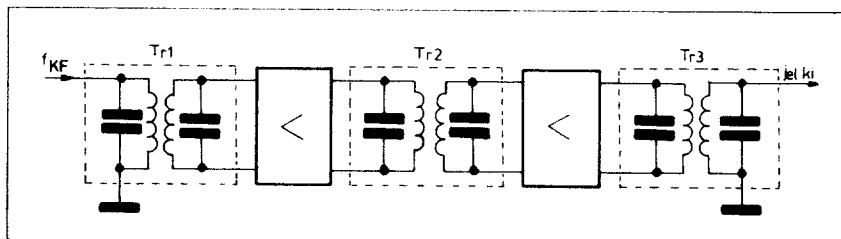
A 30. ábrán az előzőekben ismertetett AGC fokozatokhoz szükséges szabályzó-jel-előállító kapcsolás látható. A nagyfrekvenciát a D_3 dióda egyenirányítja és az $R_2 - C_1 - C_2$ szűrőtag választja le a modulációt. A $D_1 - D_2$ sorbakapcsolt diódák az R_1 előfeszítő ellenállás segítségével kb. 1 V nyitóirányú feszültséget adnak a tranzisztoroknak, mely lényegében impedancia-illesztő az egyenirányító dióda és a terhelés között. A terhelés jelen esetben a szabályzó kör diódája (vagy tranzisz-

tora) és a szükséges áramot a tranzisztor emitterköre biztosítja. A nyitó feszültségre azért van szükség, hogy a tranzisztor bázisemitter nyitó feszültségét biztosítsuk. E nyitófeszültség csökkentésével, vagy elhagyásával az AGC késleltetés is szabályozható. A tranzisztor BFY 34 lehet és az R_2 gyakorlati értéke: 1 kohm. A kapcsolásban a C_3 -nak csak nagyfrekvenciás hidegítő szerepe van. Értéke: 10 nF.

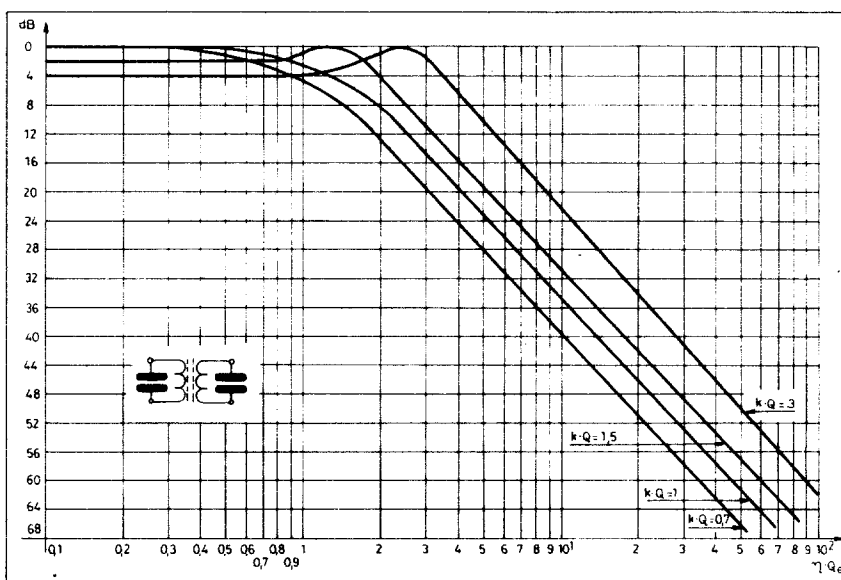
Távíró és SSB vételénél egy a középfrekvenciára hangolt beat-oszcillátort használunk. Ha gondos árnyékolással nem biztosítjuk az SSB-detektor elválasztását az AGC egyenirányítótól, akkor könnyen megtörténhet, hogy a beat-oszcillátortól AGC feszültség jelenik meg a szabályzó kimeneten. Ennek az a következménye, hogy távíróvételen csökken az érzékenység. Elkerülhetjük ezt, ha az AGC-jel előállításá-



31. ábra. Hangfrekvenciás AGC



32. ábra. Közelszelektáló körök az erősítő fokozatok között



33. ábra. Kétfokozatú sávszűrő csillapítás-görbéi

hoz legalább az utolsó fokozatban külön KF erősítőt használunk és ezt gondosan arányoljuk és szűrjük a többi fokozattól. Másik megoldásként a hangfrekvenciás AGC-zés kínálkozik.

SSB-jel vételénél ugyanis nincs hordozó, hanem csak a pillanatnyi nagyfrekvenciás jelre szabályozunk – mely a moduláció függvénye –, tehát megtehetjük, hogy nem a nagyfrekvenciát, hanem a hangfrekvenciát egyenirányítjuk és azt használjuk fel szabályzásra.

Ilyen megoldás látható a 31. ábrán. A demodulált hangfrekvenciás jelet a BFY 46 tranzisztor erősíti, kollektor-körében a Tr hangfrekvenciás transzformátorral. Ennek szekunderéről kétutas egyenirányítással állítjuk elő a szabályzó feszültséget. A szabályzó feszültség átlagolását a kimeneten található tranzisztor báziskörében levő nagy értékű (0,5–10 μ F) kapacitással valósítjuk meg. Ezt lehet átkapcsolható kivitelben is elkészíteni, mert a lassú távirójelek szabályzásához más időállandó kell, mint az SSB jelekéhez. A P potenciométerrel a kézi érzékenységszabályzást valósítjuk meg.

Az AGC megoldások felsorolásánál céltudatosan több tranzisztoros változatot mutattam be. A csöves készülékek szabályzása már ismertebb téma, ezenkívül a fejlődés a félvezetőknél tart, így elsősorban ezek áramkörü megoldásait tartottam fontosnak. Nem tértem ki a mai, modern félvezetők kapcsolástechnikájára – célszerű várni amíg azok nálunk könnyen hozzáférhetőek lesznek.

2. A közelszelektivitás biztosítása

Először tisztázni kell a közelszelektivitás fogalmát.

Egy vevőkészülék közelszelektivitásán annak azt a képességét értjük, amely az egymáshoz frekvenciában közel elhelyezkedő jelek (állomások) különválasztását jelenti.

Az előzőekben már volt szó arról, hogy a híryanag átviteléhez bizonyos sávzélességre van szükség. A sávzélesség nagyságát kétoldalsávós amplitúdómodulációnál a következő kifejezés adja meg:

$$B = 2 \cdot f_{\text{mod}} (\text{max.})$$

A maximális moduláló frekvencia beszédátvitel esetén 2,5 kHz, tehát $B = 5$ kHz.

Egyoldalsávós amplitúdómoduláció esetén már fele sávzélesség is elegendő.

Távíró jelek vételéhez 100–200 Hz-es sávzélesség is megfelelő híranyagátvitelt biztosít.

A vevőkészülékben a szükséges közelszelektivitást és sávzélességet szűrő segítségével valósítjuk meg.

Az ideális szűrő a kívánt sávzélességben mindenhol egyenletesen át ereszt, sávzélességén kívül pedig erősen csillapít. Ez azt jelenti, hogy a megadott sávzélességen kívül eső jeleket nem engedi tovább, a közelszelektivitása igen nagy. Ezt az ideális tulajdonságú szűrőt a gyakorlatban nem lehet elkészíteni, csak megközelíteni. Tehát az átérésztő sávon kívüli frekvenciákon is lesz egy kis jel-áthallás. Hogy ez a nem kívánt jel-átvitel milyen frekvenciatávolságban ér el megadott csillapításértéket, ez adja a vevőkészülék közelszelektivitásának az értékét.

Egyszerű párhuzamos rezgőkört használva szelektálóként, annak átviteli sávzélességét a $0,7 \cdot U_{\text{max}}$ (tehát a 3 dB-es csillapítású pontok közt mérve) rezgőkörü feszültségértékek közt a következő kifejezés adja:

$$B = \frac{f_0}{Q}$$

A rezonancia-frekvencia és a jósági tényező hányadosa tehát megszabja az átviteli sáv szélességét. Adott sávzélesség biztosításához a magasabb rezonancia-frekvenciákon tehát nagyobb körjóságú rezgőkört kell alkalmaznunk. Ez magyarázza a kétszeres transzponálás szükségességét abban az esetben, ha a vevőkészüléknek tükörszelektivitásban és közelszelektivitásban is jónak kell lenni.

A közelszelektivitást a *relatív elhangolás* függvényében szokás megadni. A csillapítás egyetlen rezgőkörnél:

$$a = \sqrt{1 + \eta^2 \cdot Q_t^2}$$

$$\text{ahol } \eta = \text{relatív elhangolás} = \frac{f - f_0}{f_0}$$

f_0 = rezonancia-frekvencia, f = adott frekvencia, amelyen a csillapítást vizsgáljuk, Q_t = terhelt jósági tényező. Ha az elhangolás nem lépi túl a $0,1 \cdot f_0$ értéket, akkor

$$\eta = \frac{2 \cdot \Delta f}{f_0}$$

ahol Δf a rezonanciától való elhangolást jelenti ugyanolyan egységben, mint amivel az f_0 -t helyettesítettük. Szokás még a csillapítást dB-ben is kifejezni:

$$a_{[\text{dB}]} = 20 \cdot \log a$$

Egyetlen párhuzamos rezgőkör csillapítása, szelektálóképessége kicsi, ezért vagy több zárókört alkalmaznak – erősítőket iktatva az egyes szelektáló tagok közé –, vagy egymással csatolásba hozott páros rezgőköröket használnak hasonló módon.

Több szelektáló kör csillapítása öszszeszorozódik (dB-ben kifejezett csillapítások összeadódnak), a sávzélesség pedig kisebb, vagy nagyobb lesz annak függvényében, hogyan csatoljuk egymáshoz a rezgőköröket és a rezonancia-frekvenciájuk azonos-e, vagy szét-hangolt köröket alkalmazunk.

Ha egyszerű párhuzamos rezgőköröket használunk elválasztó erősítőkkel, akkor a sávzélesség csökken:

$$B' = B \cdot \sqrt{2^{1/n} - 1}$$

B = egy rezgőkör sávzélessége,
 n = sorbakapcsolt rezgőkörök száma (fokozatszám),
 B' = eredő sávzélesség.

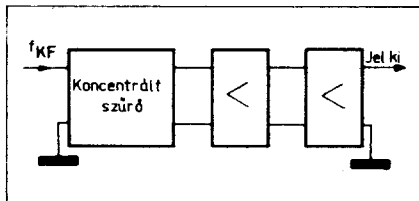
A kifejezés akkor ad helyes eredményt, ha azonos frekvenciára hangolt és azonos sávzélességű rezgőköröket használunk.

Általánosan használt megoldás, hogy egymással csatolásba (induktív vagy kapacitív) hozott rezgőkörpárt alkalmaznak. A rezgőkörök csatolása megszabja az átviteli sáv jellegét. Az ilyen rendszerek közelszelektivitása nagyobb, mint egy rezgőköré, aránylag könnyen beállítható, illetve behangolható. A 32. ábrán láthatunk egy három sávszűrőt tartalmazó, kétfokozatú KF-erősítőt.

A két rezgőkörös csatolt sávszűrő csillapításgörbéi a 33. ábrán láthatók. Célszerű a $k \cdot Q = 1$ értékkel méretezni az átérésztési sáv egyenletessége miatt. A sávzélesség egyetlen sávszűrőnél – ha feltételezzük azt, hogy a két rezgőkör jósága azonos – $\sqrt{2}$ -szerese az egy rezgőkörének. Ez azt jelenti, hogy kisebb sávzélességre kell tervezni a csatolt körök mindegyikét, mint a kívánt sávzélesség. A 32. ábra szerinti sorba kapcsolt fokozatok esetén ismét keskenyül az átviteli sáv az előzőekben megadott B' -nek megfelelően. A tervezési eljárás a következő:

1. A kívánt közelszelektivitás, valamint a szükséges erősítés ismeretében meghatározzuk a fokozatok, a csatolt körök számát. A 33. ábra alapján egy csatolt kör csillapítása a kiszámított relatív elhangolás és a választott körjóság szorzatának függvényében megállapítható.
2. Az összes erősítésből annyiszor 6 dB-t levonunk ahány sávszűrőnk van. Ugyanis egy sávszűrő, kritikus csatolás esetén ($k \cdot Q = 1$) éppen 6 dB-t csillapít (fele feszültség jelenik meg a kimenetén).
3. Megállapítjuk ebből, hogy a választott erősítéstartalék elegendő-e. Kiindulásként jó, ha a kívánt erősítésnél 2–3-szor nagyobbbal tervezünk.
4. Sorbakapcsolt erősítők szabálya szerint ellenőrizzük, hogy az így kapott B' sávzélesség elegendő-e. Ha nem, a csatolt körök sávzélességét módosítjuk.

Kényelmes megoldásként kínálkozik, hogy több rezgőkörös, koncentrált sávszűrőt használjunk a középfrekvenciás erősítő elején és utána szélessávú erősítést valósítsunk meg. A 34. ábra tömbvázlatban egy ilyen megoldást mutat. Kristálysűrű vagy mecha-



34. ábra. Koncentrált sávszűrő beiktatása

kus szűrő alkalmazása esetén ez az egyetlen járható út; esetleg egyszerű LC-szűrőkkel is megvalósítható, de a szűrő beállítása nehezebb, mint sorba-kapcsolt erősítők esetén.

A sávszűrő rezgőköri jósági tényezőjét lehetőség szerint nem szabad rontani. Csöves készülékeknel a pentóda erősítőcsövek nagy kimenő és bemenő ellenállása kis csillapítást visz a sávszűrőbe, viszont tranzisztoros erősítők esetében különleges kapcsolási fogással kell minél lazábbra venni a csatolást az erősítőelem és a rezgőkör között. A 35. ábra egy ilyen megoldást mutat.

A sávszűrő egyik rezgőköréhez a tranzisztor kollektora megcsapolással csatlakozik. Ezzel csökkentjük a tranzisztor kimenőkapacitás-változásának hatását a rezgőkörre és a kollektorköri kimenő vezetés csillapító hatása is csökken.

A következő erősítő tranzisztor alacsony bemenő ellenállása (pár kohm) miatt a C_1-C_2 kapacitív osztóról csatoljuk ki a nagyfrekvenciás jelet. Ilyenkor a betranszformált ellenállás nagysága:

$$R_{be} = R_t \cdot \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)^2$$

R_t = a második tranzisztor bemenetén levő terhelő ellenállás, mely a tranzisztor bemenő és a bázisra csatlakozó ellenállások párhuzamos eredője.

A C_1 és C_2 soros eredőjének ki kell adni a rezgőköri kapacitás értékét.

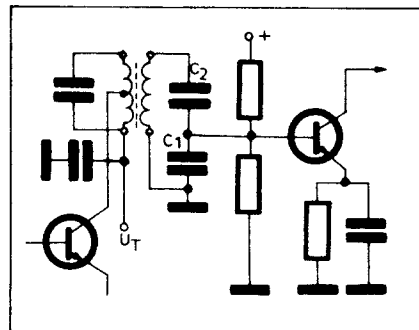
Amikor ilyen ellenállás-transzformációt hajtunk végre, mindig figyelembe kell azt is venni, hogy ugyanakkor a jel amplitúdójában csillapítás is áll be.

Így az utóbbi példa mellett maradv a második tranzisztor bázisára nem akkora jel jut, mint ami a sávszűrő szekunder tekercsének két végén mérhető (ez is már fele a primér feszültségének), hanem a leosztás mértékének megfelelően kisebb:

$$u_{ki}' = u_{ki} \cdot \frac{C_2}{C_1}$$

A FET tranzisztorok előnye itt is megmutatkozik. Ezek jóval nagyobb bemenő ellenállással rendelkeznek, tehát szorosabb csatolás engedhető meg az erősítő elem és a rezgőkör között.

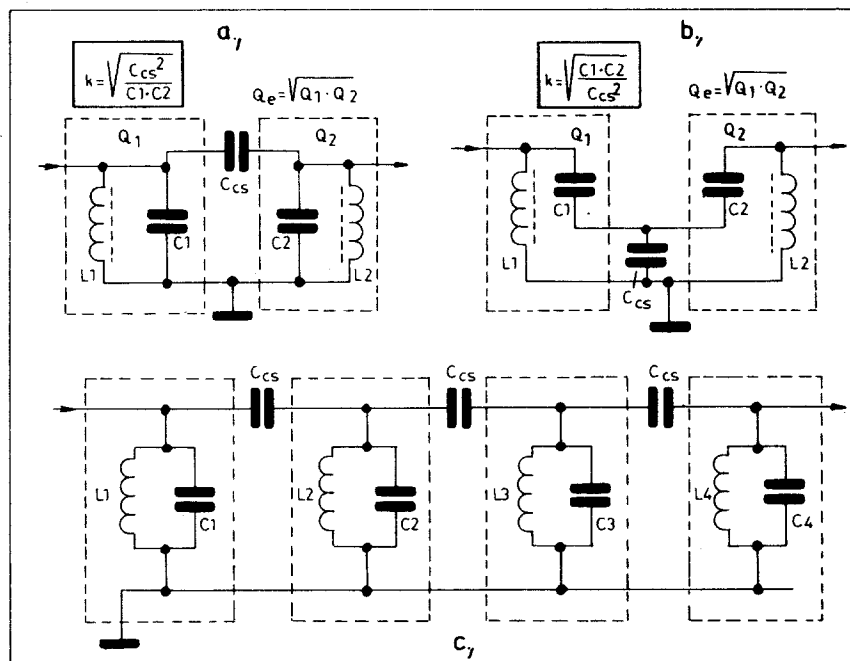
A 36. ábra kapacitív csatolásokat mutat. A csatolási tényező nagysága ezeknél a csatolt köröknél könnyebben kézben tartható és számítható. A kapacitív csatolt rezgőköröknél nagyon fontos, hogy az induktív csatolást minimálisra csökkentjük. A teker-



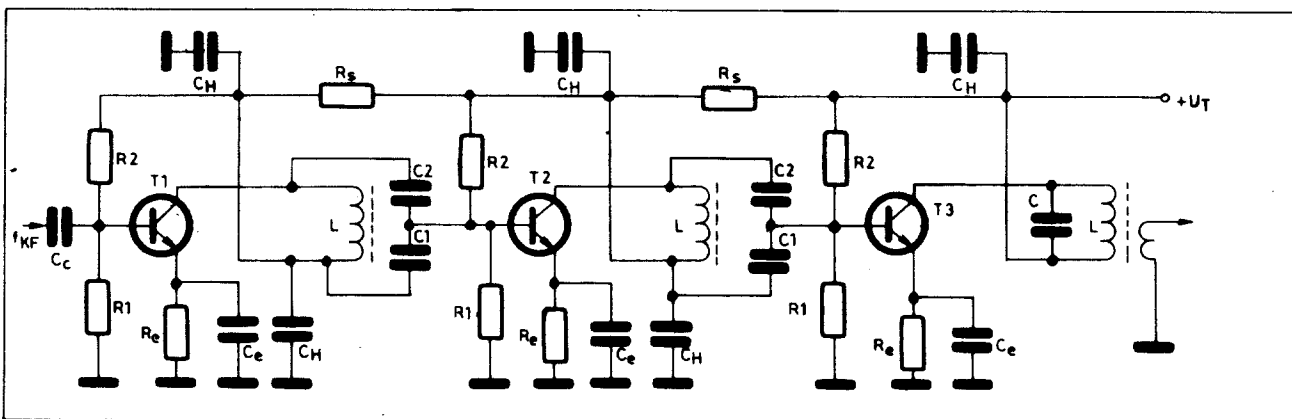
35. ábra. Illesztés a tranzisztor bemenő ellenállásához

cseket gondos árnyékolással kell el látni.

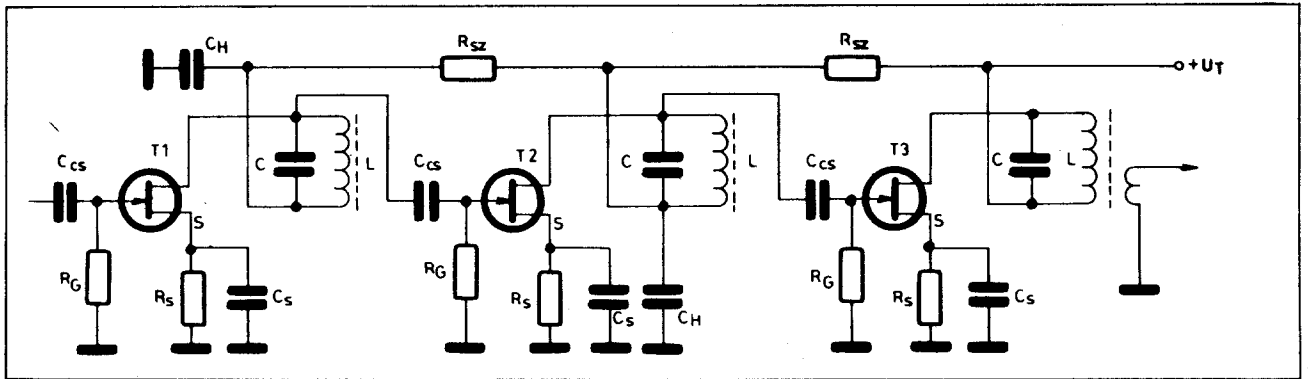
Az ábrán az a) eset felső kapacitív csatolást mutat. A csatolás mértéke a rezgőkörök kapacitásainak nagyságá-



36. ábra. Sávszűrők különböző csatolási módjai



37. ábra. Zárókörös erősítő-lánc



38. ábra. Szелеktív erősítő FET eszközökkel

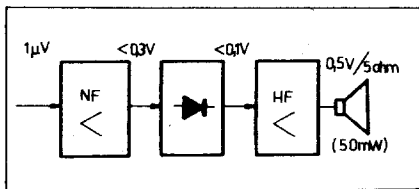
tól és a csatoló kapacitásértékétől függ. A csillapításgörbe alakját és a sáv szélességet a $k \cdot Q_e$ szorzat határozza meg. Az előzőekben ezzel már foglalkoztunk. A Q_e jósági tényező a két rezgőkör jósági tényezőjének a mértani középárayos. Azonos körjóságok esetén azonos az egyik körjósági tényezővel. A C_{cs} kapacitást a kényelmes beállíthatóság érdekében trimmer-kondenzátorból és esetleg egy vele párhuzamosan kapcsolt fix kapacitásból készítik.

A b) ábrán alsó kapacitív csatolást láthatunk. A rezgőkörök kapacitásainak az áramai a közös C_{cs} kapacitáson folynak át, így a két kör között csatolást valósítanak meg. A magasabb frekvenciákon nagyobb csillapítást biztosít, mint a felső kapacitív csatolás.

A c) ábra négyrezgőkörös sávszűrőt mutat. Azonos induktivitások és kapacitások esetén a csatoló kapacitások értéke azonos lesz. A rezgőköröket általában azonos frekvenciára szokták hangolni, de a nagyobb sáv szélesség elérése érdekében széthangolt szűrő is készíthető.

A 37. ábrán 3-fokozatú KF erősítőt láthatunk hagyományos tranzisztorokkal. A rezgőkörök illesztése kapacitív osztókkal történik. Fontos, hogy az egyes fokozatokat az $R_s - C_H$ szűrőtagokkal lássuk el a gerjedés elkerülése érdekében. Az erősítésszabályzás egyszerűen megoldható a bemenet elé épített két diódás AGC fokozattal.

A 38. ábrán az előző megoldás FET-es változata látható. A C_{cs} kapacitások 50 – 100 pF nagyságúak lehetnek. A tranzisztorok jobb illeszthetősége miatt a rezgőkörök nagyobb szín-



39. ábra. Feszültségerősítések az egyes fokozatokban

tet szolgáltatnak a következő fokozat bemenetére, így rendszerint kevesebb fokozat is megfelel. Az érzékenység-szabályozás kényelmesen megoldható az egyes erősítő tranzisztorok source pontjára adott pozitív feszültséggel. Az utolsó fokozatot itt se szabályozzuk a zajok csökkentése érdekében. Az utolsó előtti fokozat is kisebb szintű szabályzási feszültséget kapjon, mint a legelső.

3. A vevőkészülék nagyfrekvenciás fokozatainak tervezése

A vevőkészülék tervezésénél első lépés annak eldöntése, hogy mekkora legyen annak erősítése az antenna bemenettől a hangszóró (fejhallgató) kimenetig.

A kimeneti teljesítmény attól függően, hogy fejhallgató, vagy hangszóró vételről van szó, 10 – 1000 mW. Erre, az előre megadott teljesítményre kell a kimenetet méretezni és ekkora teljesítmény szintre vonatkoztatjuk a készülék erősítését az antennától a hangszóróig.

A 39. ábrán egy vevőkészülék egyszerűsített feszültségszint-terve lát-

ható. A kiindulás az, hogy az antenna bemenetre adott $1\mu V$ -os nagyfrekvenciás feszültség, melyet 30%-ra hangfrekvenciával modulálunk, a kimeneten 50 mW teljesítményt nyújtson, egy szinten előre kikötött kis torzítási százalék mellett.

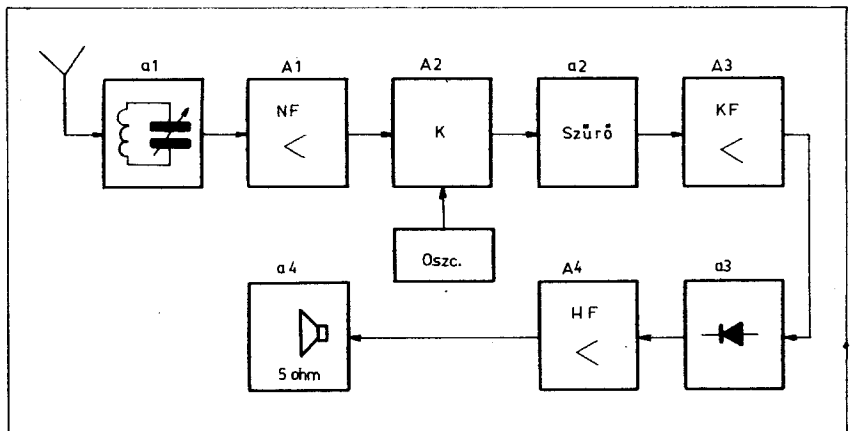
Ha a modulációs százalék nagyobb, akkor a kimenő teljesítmény is megnövekszik:

$$P_{100} = 10 \cdot P_{30}$$

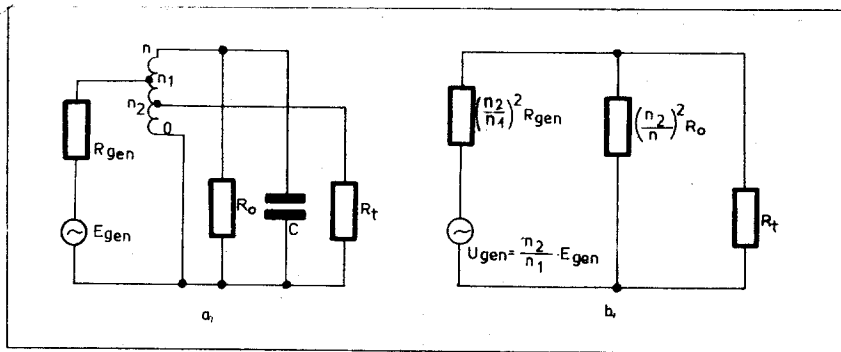
Ha tehát nagyobb modulációs százalékkal üzemelő adót veszünk, akkor az adott (50 mW) kimenő teljesítmény eléréséhez kisebb bemenő jel is elegendőnek látszik. A probléma azonban nem ilyen egyszerű. A bemenő jel csökkenésével a vevőkészülék jel-zaj viszonya is csökken, hiszen a *zaj nagysága maradt!* Ezért kikötésként szerepel a jel-zaj viszony is.

Amatőr készülékek jel-zaj viszonyát 10 dB-ben szokták megszabni. Ez azt jelenti, hogy a hasznos jel amplitúdója – feszültségben mérve – közelítően háromszorosa a zajfeszültségnek (pontosan 3,2-szerese). Teljesítményben mérve pedig a jel *viszser nagyobb teljesítménnyel* hallható, mint a zaj.

Természetesen a kisebb jel-zaj viszonyú jelek is hallhatók még egészen az 1/1 viszonyig, ahol a jel eltűnik a zajban.



40. ábra. Erősítések és csillapítások egy szuper készülékben



41. ábra. A bemenő rezgőkör terhelése

A 39. ábrán feltüntetett bemenő jel mellett tehát $0,3 \mu\text{V}$, a készülék bemenetére redukált zajfeszültséggel kell számolnunk, illetve adott érzékenység biztosításához csak ekkora zajt termelhet a készülék.

Ha a kimeneten 5 ohmos hangszórót használunk, akkor az ezen mérhető hangfrekvenciás feszültség:

$$U_{ki} = \sqrt{P_{ki} \cdot R_n} = \sqrt{0,05 \cdot 5} = 0,5 \text{ V}$$

A vevőkészülék összes erősítése:

$$A = U_{ki}/U_{be} = 0,5/10^{-6} = 5 \cdot 10^5$$

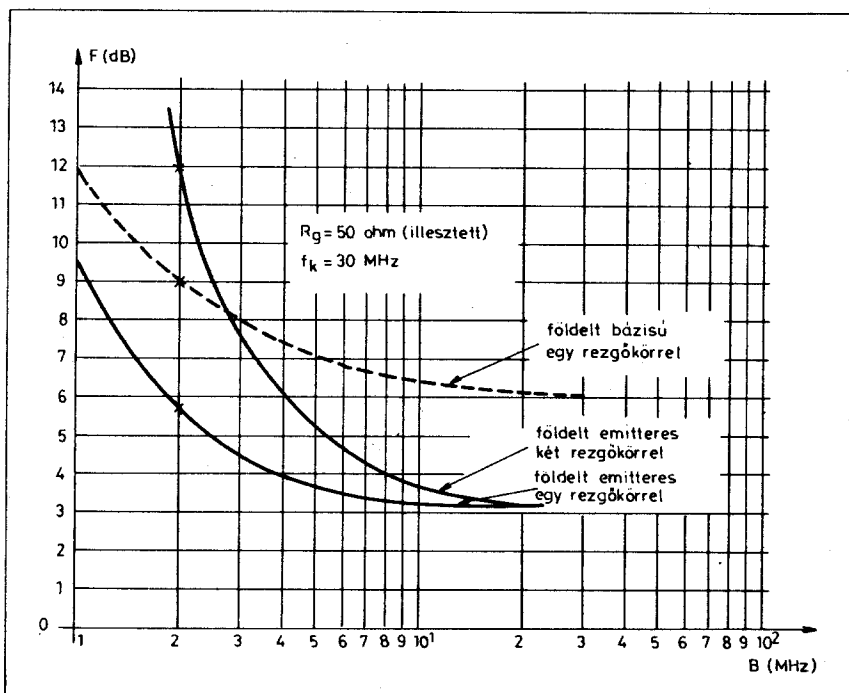
A tényleges erősítés ennél az értékénél *nagyobb* lesz, mert az egyes fokozatokban, fokozatok közt csillapítás is van és ezek hatását a következő erősítő fokozat nagyobb erősítésével kompenzáljuk. A 40. ábrán láthatók a főbb csillapítási helyek.

Az antennáról érkező jel a bemenő szelektáló körre kerül, itt a_1 csillapítást

sz szenved. Utána a nagyfrekvenciás erősítő A_1 erősítése ennek megfelelően van megválasztva. Az ábrán nem szerepel ugyan külön, de a nagyfrekvenciás és keverő fokozat közti illesztés is okoz csillapítást, melyet a keverő A_2 keverő erősítésével kompenzálunk. A szűrő (vagy szűrők) a_2 csillapítást okoznak, ezt a KF erősítőben pótoljuk az A_3 megnövelésével. A demodulátor a_3 veszteséggel üzemel, ezt a hangfrekvenciás A_4 javítja.

A hangszórót is illeszteni kell, így az itt alkalmazott illesztő transzformátor a_4 csillapítást okoz. Ezt is a hangfrekvenciás erősítéssel pótoljuk.

A másik igen fontos kiindulási pont: a demodulátor kis torzítású működéséhez szükséges nagyfrekvenciás feszültség nagysága. Ez megadja a *nagy- és középfrekvenciás erősítés mértékét*, ugyanakkor a demodulátorról levehető hangfrekvenciás feszültség és a szükséges kimenő szint megszabja a *hangfrekvenciás erősítés nagyságát*.



42. ábra. A bemenő zajszám egy- és kétrezgőkörös bemenetnél

Egyszerű, diódás demodulátorokhoz általában $0,4 - 1 \text{ V}$ nagyfrekvenciás feszültség szükséges. SSB detektorok már $0,1 - 0,3 \text{ V}$ nagyfrekvenciával is kielégítően üzemelnek.

3.1. Rövidhullámú antennakör elektroncsöves erősítővel

A vevőkészülékek bemenő körei az antenna illesztését és a tükrörfrekvenciás szelektivitás biztosítását hivatottak megvalósítani.

Az előzőekben már említettem, hogy az alacsonyabb frekvenciákon jelentősen megnövekszenek az antenna zajok, így a rövidhullámú bemenő körök tervezésénél első szempont a *minél nagyobb szelektivitás biztosítása* már a bemenő körben.

A nagy szelektivitást biztosító nagyobb rezonancia-ellenállású szelektáló körök zaja nagyobb ugyan, de az igen nagy antenna zajból a keskenyebb átvitelrel rendelkező bemenő-kör kevesebbet enged tovább az erősítő felé, ahol az a nem kívánatos zajmoduláció okozója lehet.

Egyetlen rezgőkört tartalmazó antennakört láthatunk a 41. ábrán.

Az antennát és a párhuzamos szelektáló rezgőkört illeszteni kell, mert így biztosítható a legkisebb zaj. Az antenna ohmos ellenállása a menetszámattétel négyzetével transzformálódik át a rezgőkörre.

A rezgőkört követő nagyfrekvenciás erősítő bemenő ellenállása a csatolás mértékétől függően szintén terheli a szelektáló kört. A terhelt jósági tényezőt és az eredő sávzélességet ezek szerint az antenna betranszformált ellenállásán kívül a rezgőkör terheletlen rezonancia ellenállása és a terhelés felől betranszformált ellenállás is befolyásolja. A három ellenállás párhuzamos eredője adja a terhelt rezgőkör párhuzamos veszteségi ellenállását:

$$R = (n/n_1)^2 \cdot R_{gen} \times R_o \times (n/n_2)^2 \cdot R_t$$

Illesztés esetén a generátorból kivehető maximális teljesítmény kerül a rezgőkörre:

$$P_{kiv} = \frac{E_{gen}^2}{4 \cdot R_{gen}}$$

A rezgőkörrel a terhelésre a teljesítménynek csak egy része jut, mely függ a terhelés és a szelektáló kör csatolásától.

A rezgőkörön elvesző teljesítmény:

$$P_v = P_{kiv} \left[1 - \frac{R_o}{(n/n_2)^2 R_t + R_o} \right]$$

A veszteség tehát erősen függ a rezgőkör R_o rezonancia-ellenállásától, minél nagyobb ez, annál kisebb a veszteség. Nagy rezonancia-ellenállást *nagy jóságú* körrel valósíthatunk meg.

Elektroncsöves nagyfrekvenciás erősítő esetén a terhelt ellenállás rendszerint igen nagy, az R_o -hoz ké-

pest, így a rezgőkörön megjelenő nagyfrekvenciás feszültség vezérli a cső rácsát és a betranszformált csillapítást is elhanyagolhatjuk.

A bemenetet szelektívebbé tehetjük kettős szelektáló körrel. A 42. ábrán tranzisztoros erősítő előtt alkalmazott 1 és 2 rezgőkörös bemenet zajszámait láthatjuk, 30 MHz üzemi frekvencián. Míg egy rezgőkörrel, 2 MHz sávzélesség esetén a földelt emitteres erősítő zajszáma 5,8 dB, ugyanaz két rezgőkörrel 12 dB. Ez azt mutatja, hogy a bemeneti csatolt körök okozta csillapítás zajszám növekedést okoz. Mivel rövidhullámon az antenna zaja igen magas, rendszerint a zajszám növekedés ellenére is alkalmazzák a kettős antenna kört, mert az eredő zajban még így is nyereség lesz.

Figyelemre méltó, hogy a földelt bázisú fokozat zaja sokkal nagyobb (szaggatott görbe).

A kívánt tükröselektivitás érdekében szükséges rezgőköri jósági tényezőt a 10. ábráról olvashatjuk le. Válasszuk az előzőekben említett f_{KF}/f_V arányt 0,12-nek, akkor – feltételezve, hogy két azonos körjóságú rezgőkört alkalmazunk a nagyfrekvenciás erősítő be- és kimenetén – a $Q_t = 65$ értékhez az ábráról leolvasott csillapításérték kétszerese tartozik, tehát $a = 60$ dB.

Ha az anódköri rezgőkört azonosra készítjük a rácskörivel, mivel azt az antenna nem terheli, az utána következő keverő is csak kis mértékben, így ez nagyobb jósági tényezőjű lesz, tehát kiinduló feltételünk javul, a tükröselektivitás növekszik.

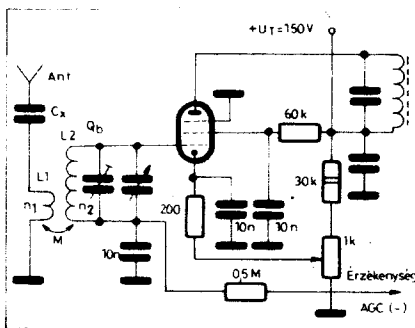
A 43. ábrán láthatjuk a nagyfrekvenciás erősítő rajzát.

A hangoló kapacitás minimális értékét vegyük fel: $C_{min} = 100$ pF nagyságúra. A vételi sáv két határa legyen 3,5 ill. 4 MHz. A frekvenciahatárok arányából így meghatározható a maximális kapacitás:

$$C_{max} = C_{min} \cdot \left[\frac{4}{3,5} \right]^2 = 1,31 \cdot C_{min}$$

$$C_{max} = 131 \text{ pF}$$

Tudjuk, hogy illesztés esetén a jósági tényező a felére csökken, tehát antenna nélkül a Q_b , bemenőköri jósági tényező:



43. ábra. Nagyfrekvenciás előerősítő elektroncsővel

$$Q_b = 2 \cdot Q_t = 130$$

ami jó minőségű inductivitással és légszigetelésű forgókondenzátorral elérhető érték.

A terhelt bemenet sávzélessége:

$$B = \frac{f_0}{Q_t}$$

A jósági tényező a kapacitás változtatásával módosul. Más lesz a jósági tényező a sáv elején, mint a végén. Nem követünk el azonban nagy hibát, ha a sávzélességet az f_0 közepes frekvenciával számoljuk:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} = (3,5 + 4)/2 = 3,75 \text{ MHz}$$

Tehát:

$$B = 3,75 \cdot 10^6 / 65 = 57,7 \text{ kHz}$$

Ezt az egyszerűsítést csak kis sávátfogás esetén engedhetjük meg!

Alkalmazunk azonos körjóságú rezgőkört az anódkörben is, akkor az eredő sávzélesség:

$$B' = B \cdot \sqrt{2^{1/n} - 1}$$

összefüggésből, mivel $n=2$ (szelektáló körök száma)

$$B' = B \sqrt{2^{1/2} - 1} = 57,7 / 0,41 = 36,9 \text{ kHz}$$

Határozzuk meg ezután az antenna bemenőkörének rezonancia-ellenállását (antenna nélkül):

$$R_0 = \frac{Q_b}{2\pi f_0 C} = \frac{130 \cdot 10^6}{6,28 \cdot 3,75 \cdot 116} = 47,6 \text{ kohm}$$

Az 50 ohmos antennához szükséges menetszámáttétel:

$$a = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{4,76 \cdot 10^4}{50}} = 30,85$$

Az áttétel csak abban az esetben érvényes, ha az antenna és a rezgőköri tekercs közötti csatolás szoros. Ez biztosítható toroid alakú vasmagos tekercs alkalmazásával, ahol az antenna tekercset a rácsköri tekercs menetei közé helyezzük. Kiseb rosszabb eredményt ad, de használható az a megoldás is, hogy a hengeres tekercs közepére csévéljük fel kívülről az antennacsatoló meneteit.

A tekercs „hideg” végéhez tekercselt antennacsatoló már lazább csatolást ad (a rezgőköri tekercs hosszától függő érték), kisebb lesz az antennáról betranszformált rezgőköri feszültség. A csatoló tekercs inductivitását – lazább csatolás esetén – ajánlatos a 44. ábra szerinti C_x kapacitással kihangolni, ami a változtatható rezonancia-frekvenciának megfelelően állítható legyen. (Az elmondottakból kitűnik a toroid magok előnye a bemeneti rezgőkörökben.)

Számítsuk ki ezután az előerősítő rácsára kerülő jel és zaj feszültségeket!

A jelfeszültség (pontos illesztés esetén):

$$U_j = \frac{E_{ant} \cdot a}{2} = \frac{1 \cdot 30,85}{2} = 15,42 \text{ } \mu\text{V}$$

A zajfeszültséghez előbb a zajellenállásokat kell meghatározni. A rezgőkör terhelt rezonancia-ellenállása:

$$R_0' = R_0/2 = 47,6/2 = 23,8 \text{ kohm}$$

Az EF 85 erősítőcső katalógus szerinti ekvivalens zajellenállása:

$$R_{eq} = 1,5 \text{ kohm}$$

ehhez jönne még a kimenő kör és a keverő, bemenetre transzformált zajellenállása.

Az erősítőcső anódköri rezgőkörének rezonancia-ellenállása, ha a jósági tényezőjét a terhelt bemeneti körével azonosnak választjuk:

$$R_{ki} = 23,8 \text{ kohm}$$

Pentóda keverőt használva a keverő zajellenállása általában 4–6 kohm. Válasszuk a rosszabb esetet:

$$R_{eq2} = 6 \text{ kohm}$$

Zaj szempontjából a két ellenállás összeadódik:

$$R = 23,8 + 6 = 29,8 \approx 30 \text{ kohm}$$

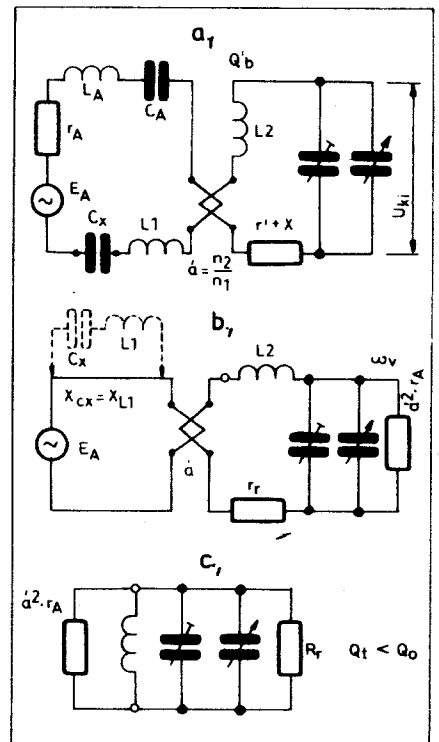
A zajfeszültség kiszámítására egyszerű képlet szolgál:

$$U_z = 0,13 \sqrt{R \cdot B'} \text{ } [\mu\text{V}]$$

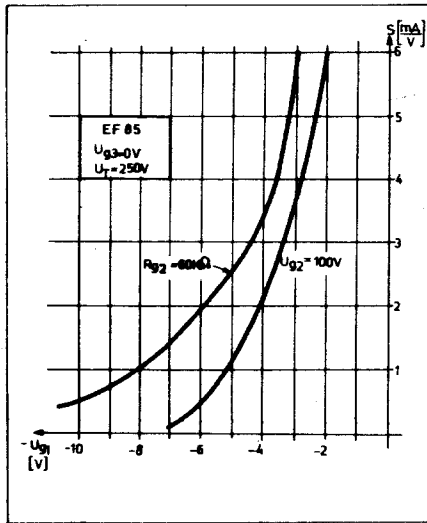
R = zajellenállás ohmban helyettesítve, B' = zaj-sávzélesség MHz-ben helyettesítve.

A zaj-sávzélesség a szelektáló körök sávzélességéből a következők szerint határozható meg:

- 1-tagú szelektáló körnél $B' = 1,57 \cdot B$
- 2-tagú szelektáló körnél $B' = 1,22 \cdot B$
- 3-tagú szelektáló körnél $B' = 1,16 \cdot B$
- 4-tagú szelektáló körnél $B' = 1,13 \cdot B$



44. ábra. Antennakör kihangolása



45. ábra. EF 85 szabályozási karakterisztikái

Ha valamely erősítő kimenetéről a bemenetére áttranszformált zajt akarjuk kiszámítani, akkor az előző kifejezésből meghatározott zajfeszültséget osztani kell a feszültségerősítéssel:

$$U_{z1} = U_z / A_u$$

Számítsuk ki a zaj-sávszélességet 1-tagú szelektáló körünkhöz:

$$B' = 1,57 \cdot 57,7 \cdot 10^{-3} = 90,59 \cdot 10^{-3} \text{ MHz}$$

A második fokozat bemenetén jelentkező zajfeszültség:

$$U_{z2} = 0,13 \sqrt{3 \cdot 10^4 \cdot 90,59 \cdot 10^{-3}} = 6,78 \mu\text{V}$$

Ha az első fokozat feszültségerősítését $A_u = 10$ -re választjuk, akkor a bemenetre transzformált zajfeszültség elhanyagolhatóan kicsi lesz:

$$U_{z1} = U_{z2} / 10 = 0,678 \mu\text{V}$$

A nagyfrekvenciás erősítés csökkentésével növekszik ez a zaj, de ugyanakkor növekszik a jel amplitúdója is, tehát a jel/zaj nem romlik.

A bemenő kör szélessávú zajfeszültsége:

$$U_{zb} = 0,13 \sqrt{(R_0' + R_{eq}) \cdot B'} = 0,13 \sqrt{25,3 \cdot 10^3 \cdot 90,59 \cdot 10^{-3}} = 6,22 \mu\text{V}$$

Az előerősítőcső rácán ez a zajfeszültség van. A jel-zaj viszony:

$$U_{jel} / U_{zaj} = 15,42 / 6,22 = 2,48$$

A vevő kimenetén más lesz ez a viszony, mivel az üzemi sávszélesség kisebb, tehát a készüléken átjutó zajteljesítmény is csökken, ugyanakkor a jel növekszik. Nem szabad azonban figyelmen kívül hagyni, hogy maga az antenna is tetemes zajt szállít, melyet az egyes fokozatok erősítenek. A megadott bemeneti jel-zaj viszony tehát csak ideális, zajmentes antennára érvényes!

Az előerősítő feszültségerősítését a következő összefüggés adja meg:

$$A_u = S \cdot R_{ki}$$

A következő fokozat bemenetére jutó feszültség akkor a legnagyobb, ha a jelet az előerősítő anódjáról vesszük le, a menetszámáttétel arányában csökken, ha a rezgőköri tekercs leágazásáról csatolunk ki.

A 45. ábrán az EF 85 elektroncső meredekeességgörbéi láthatók. Látható, hogy a cső meredekeége egyrészt a segédrács-feszültségtől, másrészt a rácseleőfeszültség nagyságától is függ. Ha a 43. ábrán látható megoldással, ellenállás segítségével ejtjük a segédrács-feszültséget, a szabályzás által létrehozott meredekeességváltozás kisebb lesz. (Ez érthetővé válik, ha meggondoljuk, hogy a segédrács-feszültség a segédrács áramának függvényében változik.)

Jobb megoldás, ha a 46. ábra szerint vagy ellenállásos osztóval, vagy ködfényesőves stabilizátorral előállított, terheléstől függetlenebb feszültséget szolgáltató áramkörtől vesszük le a segédrács-feszültséget.

A keverő fokozat visszahatásának csökkentése érdekében vegyük le a jelet a nagyfrekvenciás erősítő anódköri rezgőkörének középleágazásáról, ekkor az előerősítőből megkívánt erősítés (az előzők szerinti $A_u = 10$) biztonságos teljesítéséhez:

$$A_u' = A_u \cdot \frac{n}{n_1} \cdot 1,5$$

ahol n = anódköri rezgőkör tekercsének menetszáma, n_1 = a leágazás menetszáma a tápfeszültség felől, az 1,5 biztonsági tényező. Behelyettesítve az értékeket:

$$A_u' = 10 \cdot 2 \cdot 1,5 = 30$$

Figyelembe véve, hogy $R_{ki} = 23,8$ kohm, a fenti erősítéshez szükséges kezdő meredeketség:

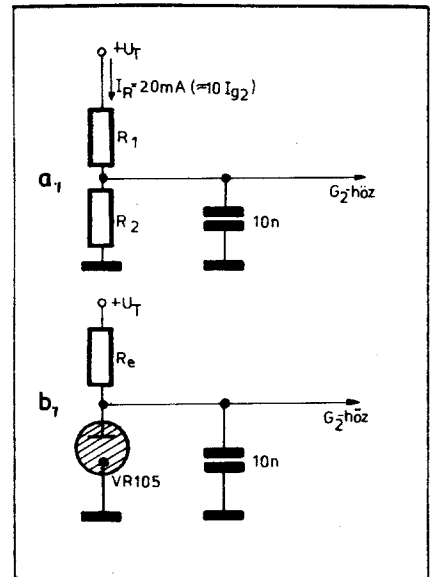
$$S = \frac{A_u'}{R_{ki}} = 30 / 23,8 = 1,26 \text{ mA/V}$$

ehhez a 45. ábráról $U_{g2} = 100$ V stabil segédrács-feszültségnél $U_{g1} = -5$ V rácseleőfeszültség tartozik. Az anódáram ekkor a katalógus szerint: $I_a = 2$ mA. A segédrácsáram nagysága: $I_{g2} = 0,8$ mA, így $I_k = 2 + 0,8 = 2,8$ mA.

Az előfeszültséget biztosító R_k nagysága:

$$R_k = \frac{|U_{g1}|}{I_k} = 5 / 2,8 = 1,785 \text{ kohm} \approx 1,8 \text{ kohm}$$

Az így beállítható erősítést 1/100-ad részére csökkentjük, ha a karakterisztika szerint az előerősítő rácára -18 V feszültséget adunk. Ugyanekkor az anód egyenárama 0,1 mA alá csökken, tehát a katódelőálláson eső feszültség kb. -2 V alá esik. Ez a gyakorlatban úgy vehető figyelembe, mintha a kívánt erősítés eléréséhez szükséges, karakterisztikából leolvasható *rácseleőfeszültség nagyobb* lenne -3 V-tal, tehát jelen esetben -21 V szükséges az erősítés csökkentéséhez. A C_k értékét akkorára választjuk, hogy a legkisebb üzemi frekvencián is gyakorlatilag váltóáramú rövidzárt adjon a katódelőállás két végpontja között (10 - 20 nF).



46. ábra. A segédrács-feszültség előállításai módjai

Az előzők után belátható, hogy előfeszültség-ejtő katódelőállás alkalmazásával csökken a szabályozási meredeketség. Mivel az előerősítő rendszerint külön szabályozzuk, és csak kisebb mértékben, mint a KF-erősítő csöveket, így ez nem zavaró.

3.2. Elektroncsöves additív keverő fokozat

Keverőként EF 80 pentódát választunk. A keverő kapcsolási rajza a 47. ábrán látható. A helyi rezgékeltő jelet (ω_h) a cső katódjára, a venni kívánt (felerősített) nagyfrekvenciát (ω_b) pedig a rácra adjuk. A változó katódfeszültség hatására a cső meredekeége is periodikusan változik egy S_{min} és egy S_{max} érték között. A meredekeességváltozás görbét láthatjuk a 47.b ábrán. A maximális meredekeghez tartozik egy U_{Rmax} rácseleőfeszültség, a minimálshoz pedig az U_{Rmin} .

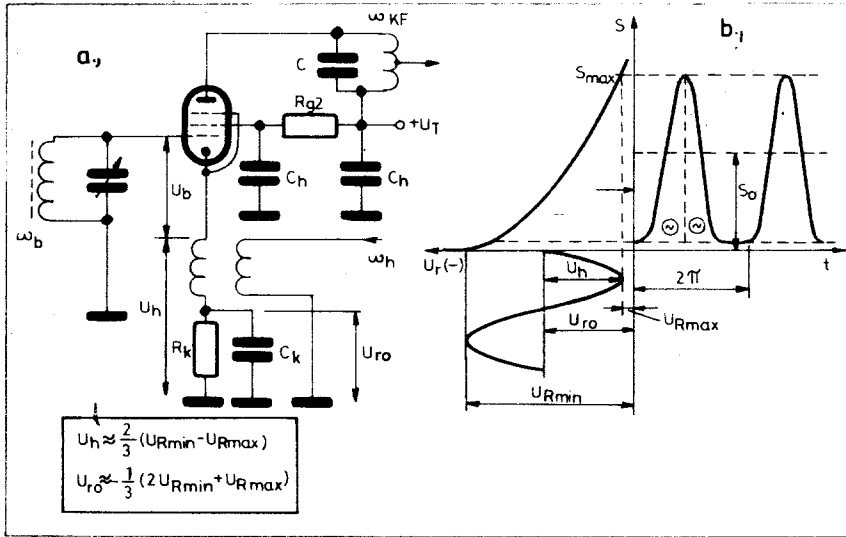
A nyugalmi rácseleőfeszültség optimális értéke:

$$U_{R0} = -\frac{1}{3} \cdot (2 \cdot U_{Rmin} + U_{Rmax})$$

A helyi oszcillátor jelének a keverő katódja és a föld között mérhető csúcserőteke pedig:

$$U_h = \frac{2}{3} \cdot (U_{Rmin} - U_{Rmax})$$

A keverő kivitelezésénél ügyelni kell arra, hogy a katódkör a vételi nagyfrekvencia és a középfrekvencia szempontjából minél kisebb impedanciát jelentsen. Ugyanakkor a rácskörnek is kis impedanciát kell jelenteni a helyi oszcillátor frekvenciáján. Ezért alkalmaztunk a keverő katódkörében kis impedanciás csatolást (toroiddal).



47. ábra. Additív keverő fokozat

Az EF 80 150 V segédrácsfeszültség esetén $U_{Rmax} = -1,5$ V-nál $S = 8$ mA/V maximális, $U_{Rmin} = -4$ V-nál $S = 0,4$ mA/V minimális meredekséget biztosít. Ezekből:

$$U_h = \frac{2}{3} \cdot (4 - 1,5) = 1,67 \text{ V}$$

$$U_{R0} = \frac{1}{3} \cdot (-8 - 1,5) = -3,17 \text{ V}$$

Hyen nyugalmi előfeszültséghez $I_a = 6$ mA, $I_{g2} = 2$ mA tartozik, tehát R_k értéke:

$$R_k = 3,17/8 = 0,396 \text{ kohm} = 390 \text{ ohm}$$

A hidegítő kapacitás értéke: $C_k = 15$ nF.

A rajzon látható R_{g2} ellenállás nagysága 1–2 kohm, mely tekintettel a 150 V-os telepfeszültségre csak elválasztás és szűrés céljából került a segédrács áramkörébe. A segédrács hidegítését a $C_h = 15$ nF-os kondenzátor biztosítja.

A keverő torzitása – ami zajnövekedéssel jár – nagyobb bemenő jeleknél nagy értéket érhet el.

A keverő rácsára kerülő maximális csúsfeszültség:

$$U_b = U_h/10 = 1,67/10 = 167 \text{ mV}$$

lehet, tehát az oszcillátor feszültség csúszértékének tizede.

Nézzük meg ezután a nagyfrekvenciás előerősítő által szolgáltatott nagyfrekvenciás jel csúszértékének nagyságát:

$$U_b = U_j \cdot \sqrt{2} \cdot S \cdot a_2 \cdot R_{kl}$$

U_j = nagyfrekvenciás előerősítő rácsán mérhető feszültség effektív értéke $E_{ant} = 1 \mu\text{V}$ esetén (μV),

S = előerősítő maximális meredeksége (mA/V),

a_2 = az anódköri leágazás menetszám áttétele, középleágazás esetén $a_2 = 0,5$,

R_{kl} = az anódköri rezgőkör előzőekben meghatározott rezonancia-ellenállása (kohm).

Behelyettesítve a már ismert értékeket:

$$U_b = 15,42 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,26 \cdot 0,5 \cdot 23,8 = 326 \mu\text{V}$$

Látható, hogy még 500 μV -os antenna jelnél sincs különösebb torzítás, mert ez 163 mV-ot jelent a rácsra.

A következő lépés a keverőerősítés meghatározása:

$$A_c = S_c \cdot R_t$$

A képletben levő S_c keverő meredekség értékét közelítően ki lehet számítani, de biztosabb eredményt ad annak lemérése.

A mérést a 48. ábra szerinti elrendezésben végezhetjük. A keverőcső anódkörébe középfrekvenciára lehangolt transzformátort helyezünk. A szekunder tekercsen nagyfrekvenciás esővoltagemérővel mérjük a nagyfrekvenciás feszültséget. A katódra az üzemi körülményeknek megfelelő oszcillátor feszültséget adunk. Beállítjuk a szükséges nyugalmi rácselőfeszültséget, majd a keverő rácsára előbb középfrekvenciát, majd ugyanolyan szintű nagyfrekvenciát adva, megnézzük, hogy a kettő aránya mekkora. Ha a középfrekvenciás jel nagysága 1,65-ször nagyobb, mint a nagyfrekvenciás jelé, akkor optimális a beállítás. A rácselőfeszültség és az oszcillátor feszültségének változtatásával közelítsük meg ezt az értéket.

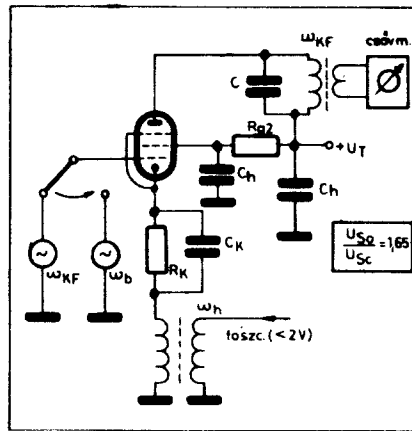
Ezután a keverendő nagyfrekvenciát adva a rácsra, a csővoltagemérővel közvetlen a keverő anódján megmérjük a kimenő feszültséget (U_{ki}). A rezonancia-ellenállás ismeretében a keverő meredekség:

$$S_c = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \cdot \frac{1}{R_{rez}}$$

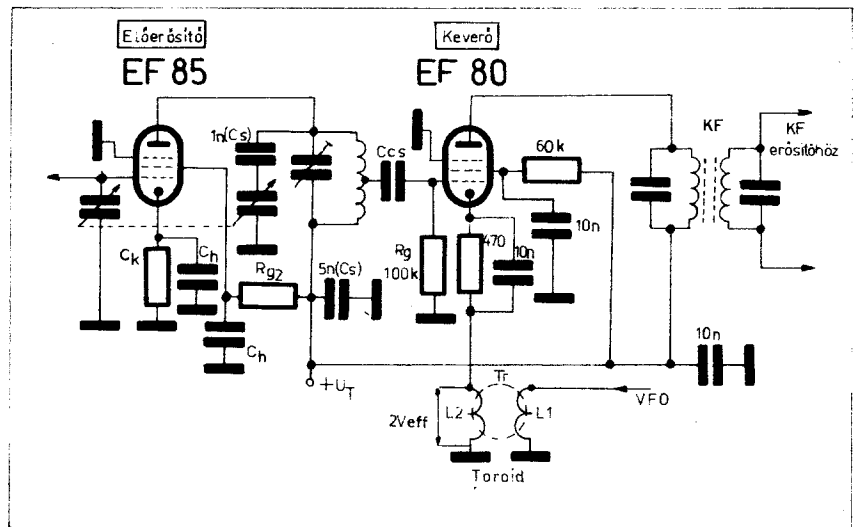
U_{ki} és U_{be} V-ban helyettesítve, $R_{rez} =$ kilohm, $S_c =$ mA/V².

Jellemző mért érték EF 80 pentódára ($U_{g2} = 150$ V):

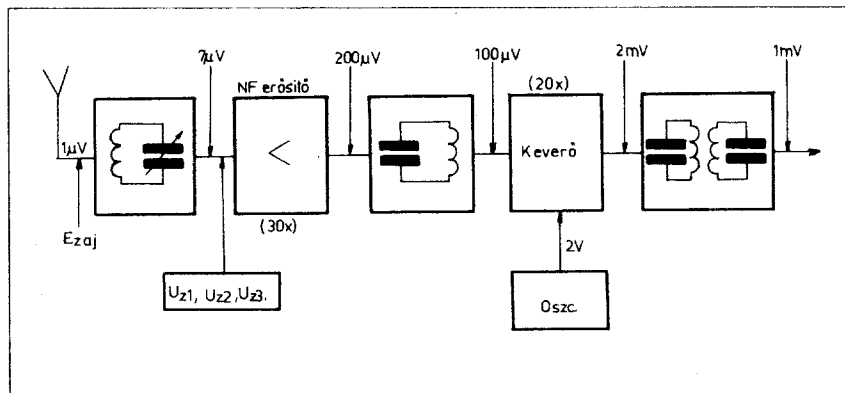
$U_{be} = 400 \mu\text{V} = 4 \cdot 10^{-4}$ V_{eff}, $U_{ki} = 13$ V_{eff}, $R_{rez} = 17$ kilohm, s ekkor:



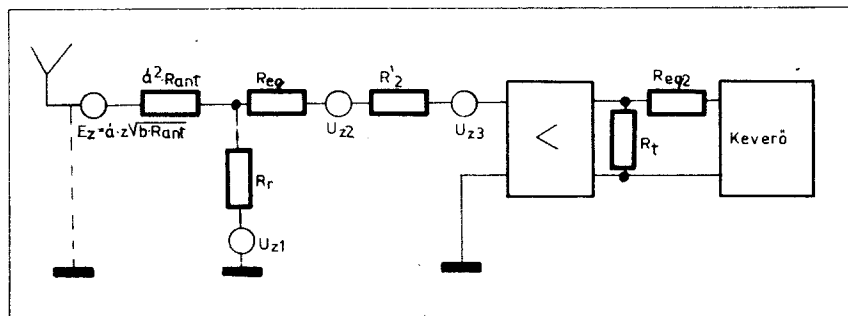
48. ábra. A keverő meredekség beállítása



49. ábra. Az előerősítő és keverő összekapcsolása



50. ábra. Erősítés a KF-erősítőig



51. ábra. Antennakör zajforrásai

$$S_c = \frac{13}{4 \cdot 10^{-4}} \cdot \frac{1}{1,7 \cdot 10^4} = 1,91 \text{ mA/V}$$

A keverő meredekség kb. 1/4-e a katalógusban megadott sztatikus meredekségnek. A 49. ábrán láthatjuk a keverő kapcsolását. A rácskori C_{cs} kapacitás 100 – 300 pF legyen. Az anódkörben kétkörös sávszűrő látható, mely a következő (középfrekvenciás erősítő) fokozatot táplálja középfrekvenciás jellel.

A primer és szekunder körű csatolt rezonancia-ellenállás 17 kilohm, ezzel a keverő erősítése:

$$A_c = S_c \cdot R_{rez} = 1,91 \cdot 17 = 32,47$$

Csatolási veszteségek miatt rendszerint nem tudjuk az előbb ismertetett optimális keverő meredekséget beállítani, ezért célszerű, ha biztonsági faktortal számolunk:

$$A_c' = 0,6 \cdot A_c = 0,6 \cdot 32,47 = 19,48 \sim 20$$

Alacsonyabb frekvencián ennél nagyobb erősítést fogunk kapni, de ez nem lesz zavaró.

Az 50. ábrán tömbvázlaton mutatjuk meg a szintek alakulását 0,5 μV-os bemenőjel esetén. A hasznos jellel együtt az E_{zaj} -nak jelzett antenna zaj is a vevőkészülék bemenetére jut. Az összes, bemenetre transzformált zajokat az $U_{z1} - U_{z2} - U_{z3}$ jelképezi. Az 51. ábrán a bemeneti zajforrások, zajellenállások láthatók. Az ábra jel nélküli esetre ábrázolja a zajforrásokat.

Az antennazajra jellemző érték:

$$E_{zaj} = z \cdot \dot{a} \cdot \sqrt{b} \cdot R_{gen}$$

A kifejezésben:

z = zajállandó: $1,26 \cdot 10^{-10} \cdot \sqrt{B}$ [Hz]

\dot{a} = menetszámtétel,

b = az 52. ábráról leolvasható szorzótényező,

R_{gen} = generátor ellenállás [ohm].

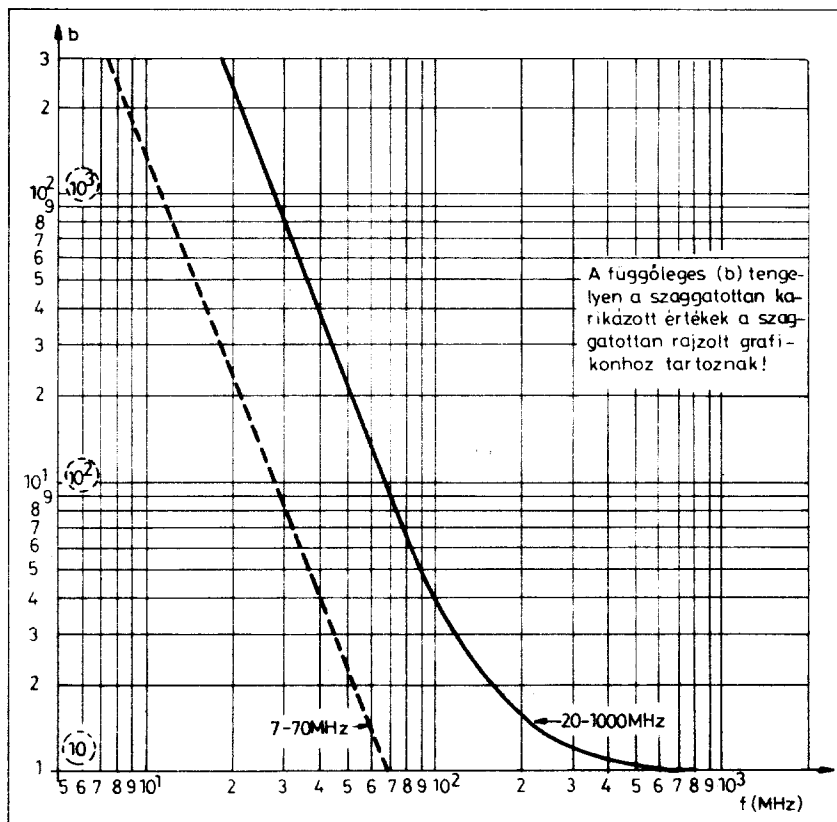
Az előzőkben kiszámított erősítések, csillapítások ismeretében meghatározhatjuk, hogy a tetemes antenna zaj nem okoz e a szélessávú fokozatoknál túlzérlést. Ha ilyen tapasztalunk, kisebb erősítést, keskenyebb sávzélességet kell tervezni.

A keverő fokozathoz alkalmazható oszcillátor látható a 53. ábrán. Az E 80 CC típusú kettős trióda egyik íve Clapp-oszcillátor, a második trióda katódkövető (illesztő) fokozat. Az Ft tekercsek 100 μH induktivitású, osztott tekercselésű típusúak. R_1 rácselevezető ellenállás 50 kohm, $R_2 = 100$ ohm, $R_3 = 100$ kohm, $R_4 = 3300$ ohm, $R_5 = 500$ ohm. A kapacitások közül a C_1, C_2, C_3 értéket a berezgési feltételből határozhatjuk meg, $C_5 = 10$ nF, $C_6 = 200$ pF, $C_7 = 45$ pF trimmer kapacitás.

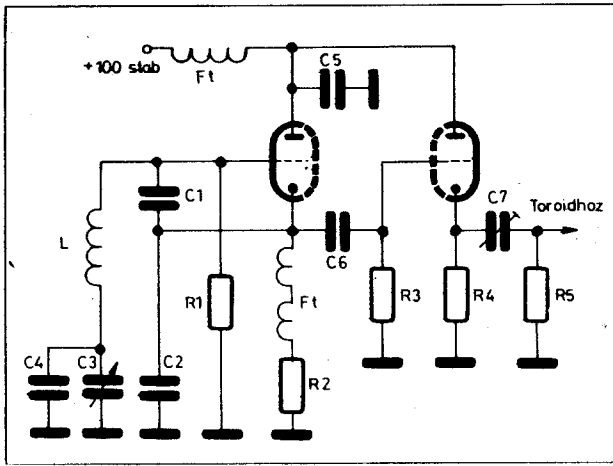
A berezgés feltétele:

$$\frac{C_1}{C_2} \cdot \mu = 1 + \frac{R_b}{Z_r} \cdot \left(\frac{C_2}{C}\right)^2$$

Az E 80 CC cső ide vonatkozó adatai: $\mu = 27$, $R_b = 10$ kohm.



52. ábra. Az antenna zajtényezője



53. ábra. Csöves VFO kapcsolási rajza

Ha $C_1 = C_2$ feltételt szabjuk, a berezgés képlete egyszerűsödik:

$$\mu = 1 + \frac{R_b}{Z_r} \left(\frac{C_2}{C} \right)^2$$

A képletben szereplő $C = C_1 \times C_2 \times C_3$, tehát a három kapacitás soros eredője. A rezonancia-frekvencia számításánál is ezzel az értékkel számolunk.

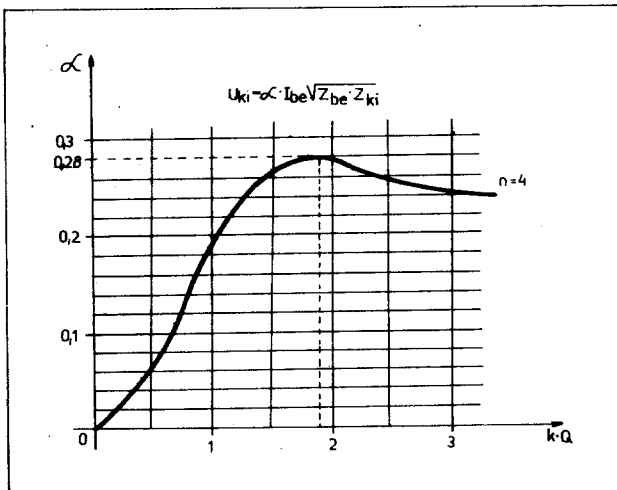
Látható, hogy a berezgés legjobban a C_2 és C kapacitás aránya befolyásolja, ugyanakkor nagy rezgőköri impedancia előnyös, tehát nagy jóságú rezgőkört kell alkalmazni.

Mivel a rezonancia-frekvencia változásával a Z_r értéke is módosul, így azonos berezgéshez más C_2/C viszony felel meg. A magasabb frekvenciák felé általában csökkenteni kell (kisebb C_2).

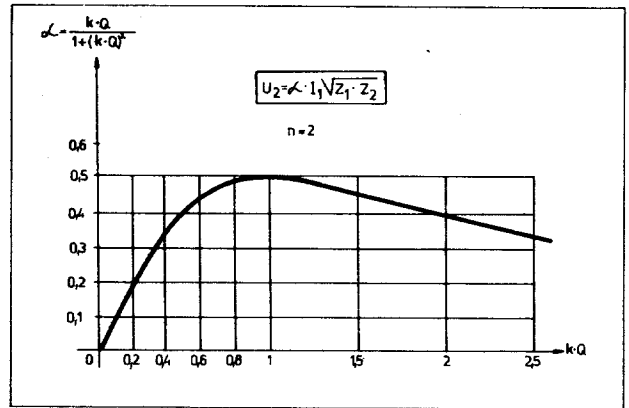
Gyakorlati értékek: $C_1 = C_2$

2 - 3 MHz	= 800 pF - 1,2 nF
3 - 5 MHz	= 550 pF - 800 pF
5 - 7 MHz	= 330 - 550 pF
7 - 10 MHz	= 150 - 330 pF
10 - 15 MHz	= 100 - 150 pF
15 - 20 MHz	= 50 - 100 pF

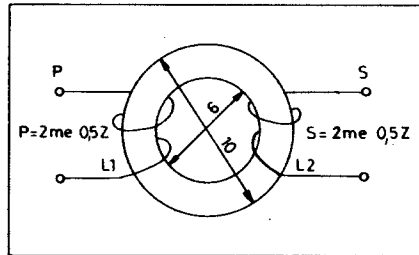
Az illesztő toroid adatai az 54. ábrán láthatók. Az oszcillátor kimenő feszültségét a C_7 trimmer kapacitással szabályozhatjuk.



56. ábra. Négyrezgőkörös szűrő átviteli tényezője



55. ábra. Átviteli tényező kétrezgőkörös sávszűrőnél



54. ábra. Toroid csatoló transzformátor adatai

4. A középfrekvenciás erősítő tervezése

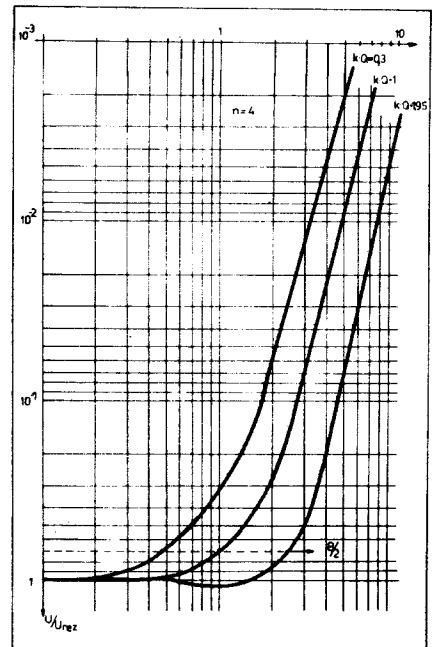
A középfrekvenciás erősítőnek kell a keverő után kapott középfrekvenciát a demoduláláshoz szükséges szintig felerősíteni. A közelszelektálást is itt valósítjuk meg szelektív körökkel, szűrőkkel.

A középfrekvenciás erősítést megoldhatjuk úgy, hogy az erősítő elemek közé csatolt sávszűrőket teszünk, még hozzá annyit, mint ami a kívánt szelektivitást biztosítja. Az erősítő ele-

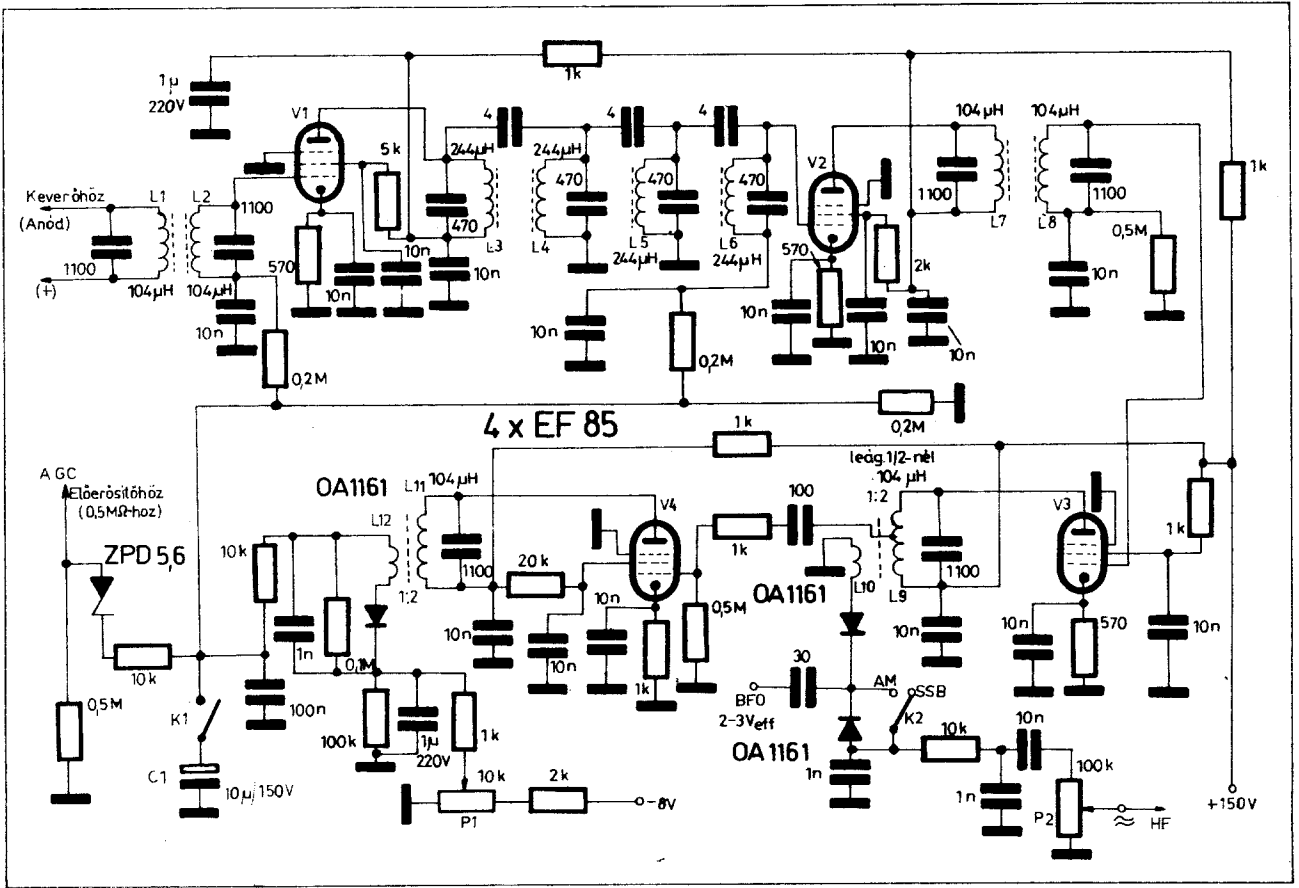
mek számát pedig a demodulátorig elérendő összes erősítés szabja meg.

Ha az 50. ábra szintjeit vesszük figyelembe, a keverő kimenetén megjelenő feszültség az első sávszűrő után, kritikus csatolást feltételezve: 1 mV. Ha közösleges diódás demodulátort használunk, akkor a torzításszegény demoduláláshoz kb. 1 V nagyfrekvenciára van szükség.

A középfrekvenciás erősítőnek tehát kb. $A_u = 1000$ feszültségerősítést kell biztosítani. Ezt nagyobb meredekségű csövekkel 2 fokozatban, kisebb meredekségűekkel 3 fokozatban lehet megvalósítani. Ez utóbbi előnyösebb megoldás, mivel a két első fokozatot szabályozhatjuk, az utolsó pedig szabályzás nélküli, nagy jelszintű erősítőnek képezhető ki, így a torzítások csökkenthetők.



57. ábra. Négyrezgőkörös szűrő csillapításgörbéi



58. ábra. Csöves KF-erősítő kapcsolási rajza

Az általunk tervezett közpfrekvenciás erősítőben EF 85 szabályozó pentódát használunk.

Az 55. ábrán a kétkörös sávszűrő átviteli tényezőjét (α) láthatjuk a $k \cdot Q$ függvényében. Látható, hogy $k \cdot Q = 1$ esetén (kritikus csatolás) a legnagyobb az átviteli tényező ($\alpha = 0,5$).

A hatásosabb közelszelektálást 4-rezgőkörös szűrővel valósítjuk meg. A szűrő átviteli tényezője az 56. ábrán látható. Ha $k \cdot Q = 1$ -et alkalmazunk, akkor kb. $\alpha = 0,2$ -t vehetjük. A szűrő csillapításgörbéi a relatív elhangolás függvényében az 57. ábrán láthatók. Azonos jóságú rezgőköröket választva a szükséges csatolókapacitást a felső kapacitív csatolású sávszűrő egyenletéből határozhatjuk meg:

$$C_{cs} = k \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2}$$

ahol

$$k = \frac{1}{Q_t}$$

tehát a rezgőkörök jóságú tényezőjének reciproka. Amikor a közpfrekvenciás erősítést számoljuk, ezeket a csillapításokat figyelembe kell venni.

Ha az első erősítőcső maximális feszültségerősítését $A_{u1} = 50$ -re választjuk, akkor a koncentrált szűrő kimenetén annak csillapítása miatt, kisebb lesz a kimenő feszültség és így a fokozat eredő feszültségerősítése is: $A'_{u1} = 50 \cdot 0,2 = 10$.

Legyen a következő elektroncső erősítése: $A_{u2} = 20$. A sávszűrő hatására lecsökkenett feszültségerősítés: $A'_{u2} = 20 \cdot 0,5 = 10$.

Végül a legutolsó fokozat erősítése: $A_{u3} = 22$, a diódára jutó feszültség a rezgőkörnek a fele, így $A'_{u3} = 22 \cdot 0,5 = 11$.

Az összes erősítést a részerősítések szorzata adja:

$$A_u' = A_{u1}' \cdot A_{u2}' \cdot A_{u3}' = 10 \cdot 10 \cdot 11 = 1100$$

Látható, hogy tartalékkal biztosítottuk a kiinduló feltételt.

Megállapodásunk szerint az *utolsó fokozatot nem szabályozzuk*, az első két fokozat erősítését kb. -18 V rácselőfeszültség $1/20$ -ra csökkenti, így a le-szabályzott erősítés:

$$A_{usz} = 0,5 \cdot 0,5 \cdot 11 = 2,75$$

A szabályzási arány:

$$\frac{A'_u}{A_{usz}} = 1100 / 2,75 = 400 = 52 \text{ dB}$$

A nagy erősítés miatt gondos szereplést kell alkalmazni és az egyes fokozatokat jól el kell árnyékolni!

Az AGC-feszültség képzéséhez szükséges még egy külön nagyfrekvenciás erősítő. A közpfrekvenciás és a demodulátor fokozat kapcsolása látható az

58. ábrán. A V_4 jelzésű EF 85 erősíti a szabályozó feszültség részére a közpfrekvenciát. A csatolt sávszűrők aránylag széles sávúak, így a szelektivitást főként a koncentrált szűrő biztosítja.

A nagyfrekvenciás elerősítő csak nagy jelek esetén kap szabályozó feszültséget és azt is leosztott szinten. Tehát a szabályozás késleltetett és a szintje is kisebb. A késleltetést a D_4 Zener-dióda biztosítja, mely csak egy feszültség szint felett nyit ki.

A szabályozás gyorsaságát a K_1 átkapcsolóval változtathatjuk. A C_1 nagykapacitású kondenzátor nagy időállandót biztosít az AGC-körben, tehát a szabályozás is lassú lesz. A P_1 potenciométerrel a közpfrekvenciás erősítést szabályozhatjuk. Ha nem akarjuk, hogy az ÁGC működjön, a K_1 kapcsolónál földre kötjük egy külön kapcsolóval az AGC feszültséget.

Kombinált SSB-AM demodulátort alkalmaztunk, mely kielégítő detektálást biztosít minden üzemmódban. SSB és CW üzemban a szükséges BFO feszültség kb. $2-3 V_{eff}$. A hangfrekvenciát a P_2 -ről vehetjük le.

A demodulátor után hangfrekvenciás erősítőt alkalmazunk. Ezek méretezésével itt nem foglalkozunk egy lehetséges megoldásként az 59. ábrán egy egyszerű csöves hf-erősítő látható. A T_1 kimenő transzformátor M 42-es vasmagon P: 2600 me. 0,1 CuZ,

Táblázat

	3,5 MHz	7 MHz	14 MHz	21 MHz
L ₁	6 me. 0,2 CuZ	3 me. 0,2 CuZ	2 me. 0,3 CuZ	2 me. 0,4 CuZ
L ₂ , L ₃	52 me. 0,15 CuZ	27 me. 0,2 CuZ	13 me. 0,3 CuZ	9 me. 0,4 CuZ
L ₆	48 me. 0,15 CuZ	23 me. 0,2 CuZ	12 me. 0,3 CuZ	8 me. 0,4 CuZ
Nagyfrekvenciás vasmag: M 4 × 10, N 20.				
L ₄ , L ₅ , L ₆ , L ₇	521 μH. Q ₀ = 120			
L ₈	az L ₇ mellett 1/2 menetszámmal. A tekercsek A _L 250-es fazékvasmagon.			

S = 200 me. 0,5 CuZ (alacsony impedanciájú fejhallgatóhoz).

A 60. ábra egy tranzistoros szupervevőt ábrázol. A bemenet kaskód kapcsolású erősítővel van ellátva. Keverő fokozata BF246 tranzistorral üzemel, surce-körében a már megismert toroid csatolóegység. Az AGC-zés 2-diódás szabályozó körrel történik, melynek nyitóáramát egy BFY 34 tranzisztor biztosítja. A szelektálás 450A – 32 típusú mechanikus szűrővel történik. A két első KF-erősítő fokozat AGC-jelet kap, az utolsó nem. A demodulátor itt is két diódás detektor, melynek a BFO-ja a 61. ábrán látható.

A szabályzás hangfrekvenciás AGC-vel történik. A demodulátorról levett jelet a 741-es műveleti erősítővel erő-

sítjük, majd feszültségkétszerező kapcsolással egyenirányítjuk. Az egyenirányított jelet rászuperponáljuk a 10 kohmos potenciométer révén szabályzott egyenszintre, mely az érzékenységet szabályozza.

A hangfrekvenciát egy 741-es erősítővel felépített szelektív szűrőnek is használható egységgel erősítjük, majd emitterkövetővel illesztjük a fejhallgatót. A hangfrekvenciás sávszűkítőt a K₁ kapcsolóval lehet be- és kiiktatni, a sávzélesség pedig a 10 kohmos potenciométerrel szabályozható.

A tekercsek adatai a táblázatban találhatók.

Az előerősítő és a keverő nem szabályozott. Túl nagy antennajelek esetén a diódás határolás véd.

Írásommal igyekeztem megismertetni az olvasót mindazokkal a fontosabb vevőkészülék tervezői szempontokkal, melyek ismerete nélkül kevés remény lehet jó vevő készítésére. Hangsúlyozottan, inkább amatőr vonatkozású, sokszor csak közelítő eredményt adó összefüggéseket használtam a jobb megértés érdekében. Részletesen nem térhettem ki minden problémára, hiszen a vevők tervezéséről köteteket lehetne írni, de a fontosabb részek ismeretében már sikerebb munkát remélhetünk.

Talán túlhaladottnak látszik, hogy elektroncsöves berendezés tervezését ismerttettem elsősorban. Azonkívül, hogy amatőr körökben a túlhaladott stádium még nem egészen áll fenn, mindazok a fontos tervezési szempontok, melyeket az elektroncsöves vevőnél megemlítettem, a legtöbb tranzisztoros megoldásnál azonosak – különösen, ha FET-tranzisztorokat alkalmazunk. Ismertetőmben ezen túlmenően igyekeztem a speciális tranzisztoros problémákkal is foglalkozni, és a végén egy tranzisztoros szuperen tanulmányozhattuk a rövid elméleti iránymutatást.

Kívánom, hogy rövid ismertetőm sikeresen használják fel!

Amatőr kapcsolások

Békei Ferenc okl. vill. üzemélnök, HA 5 KU

RC aktív szűrő CW-vételhez

Nagy teljesítményű, tranzisztorokkal kivitelezett RC aktív szűrő kapcsolását mutatja az 1. ábra. A 800 Hz középponti frekvenciájú szűrő –6 dB-es sávzélessége 150 Hz, s a –40 dB-es pontjai 420 ill. 1120 Hz-re esnek. Előnyös tulajdonsága az áramkörnek, hogy kevésbé hajlamos a csendésre, belengésre – a jel- és zajcsúcsokban – mint más, használatos keskenysávú szűrők. Ezt a kedvező tulajdonságát a négy láncba kapcsolt szelektív kettős T-tag egyenkénti relatíve alacsony (kb. 6-os) Q-értéke eredményezi.

A 2,2 kohm be- és kimenő ellenállású szűrőt célszerű a hangfrekvenciás fokozat első tagjaként használni, mert így elkerülhetjük az erősítő fokozatokban keletkező (s a szűrő átteresztő sávjába eső) keresztmodulációs termékek vételt zavaró hatását.

A kettős T-tagok elemeiként (pl.: R₁, R₂, R₃, C₁, C₂, C₃) 5%-os tűrésű alkatrészeket használunk. Az NPN tranzisztorokat BC 107–109, BC 182–184-gyel, a PNP-eket BC 177–179 vagy BC 212–214-gyel helyettesíthetjük.

A szűrő beiktatási csillapítása gyakorlatilag elhanyagolható (a T₁ erősítő eredményeként).

(QST 1970/5.)

Portable antenna 20–15–10 méterre

W2SKE, B. Leonard készítette a 2. ábra szerinti háromsávú, csekély súlyú és (szállításkor) helyigényű antennát.

A 2.a ábrarészlet a 20 és a 10 méteres sugárzó elemeket mutatja. A felhasznált huzal 240 ohmos TV-szalagkábel. A földipólok mindkét végén a két kábelér össze van forrasztva, illetve az egyik ér – az ábrán látható távolságban – meg van szakítva. Az így keletkezett rövidebb huzalszakaszok képezik a 10 méteres, míg a hosszabb szakaszok a 20 méteres sugárzót. A 2.b ábrarészlet a 15 méteres dipólt mutatja. Ennek anyaga szigetelt rézhuzal. Az a) és a b) szerinti sugárzókat az x – x pontoknál össze kell forrasztani, s e pontra csatlakozik a tápláló 50 ohmos koaxkábel is.

A két dipólt fektessük egymás mellé, kb. fél méterenként szigetelőszalaggal rögzítsük egymáshoz.

(CQ 1974/9.)

Szélessávú kristályvizsgáló kapcsolás

A közismert megy-nem megy kristályvizsgáló kapcsolások általában a kb. 2–20 MHz-es frekvenciatartományban rezgő kvarcok vizsgálatára

alkalmasak. A 3. ábrán bemutatott műszer méréstartományja viszont már 50 kHz-től indul.

A méréshatárváltó (K₁) „magas” állásban a jobb oldali tranzisztor, mint Clapp-oszcillátor a soros rezonanciáján rezgeti a kristályt. Az emitterből kicsatolt jelet a két germánium dióda feszültségkétszerezve egyenirányítja. Az indikátor műszer kitérése arányos lesz a vizsgált kvarc rezgés-hajlamával.

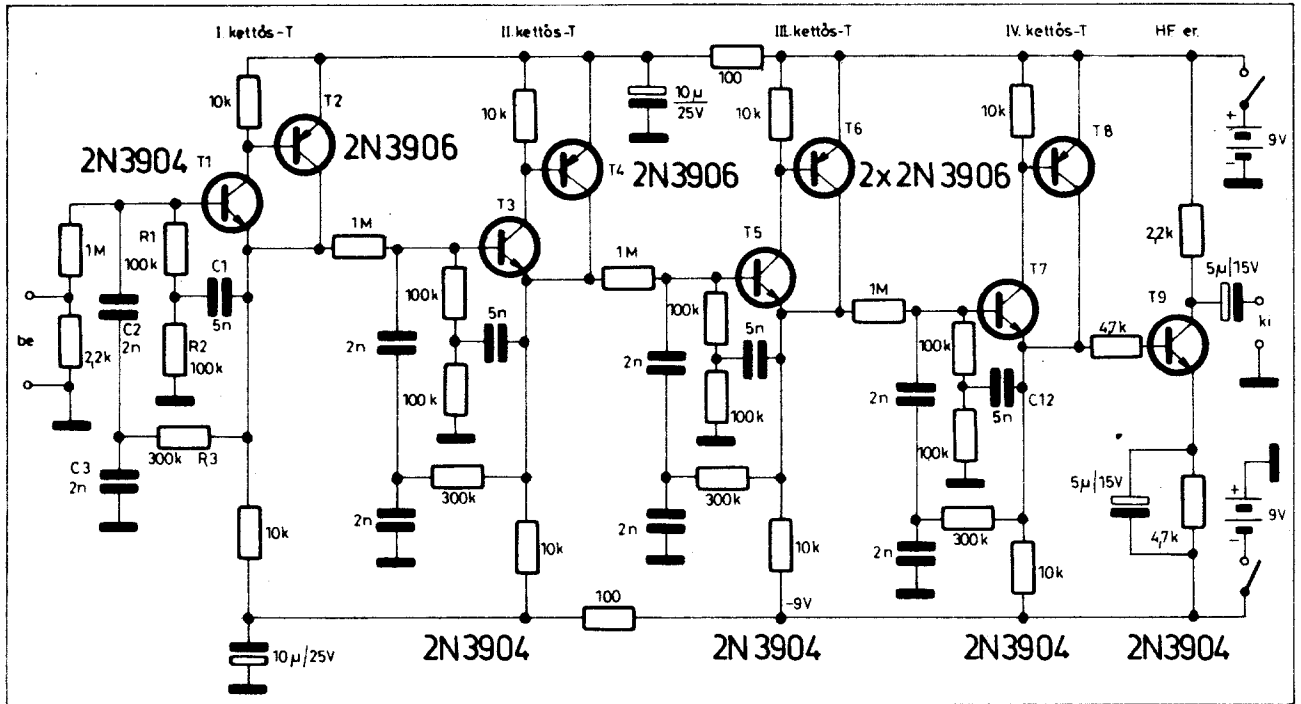
A K₁ „alacsony” állásban már mindkét tranzisztor aktív. A két emitter közé kapcsolt kristály most is a soros rezonanciáján, de egy ún. Butler-oszcillátorban rezeg. Az RF-jel kicsatolása és az indikálás módja változatlan.

Az Ft fojtótekercs légmagos, lépcsős fojtó. A tranzisztorok BF 173, BF 224-gyel, a diódák OA 1160-nal helyettesíthetők.

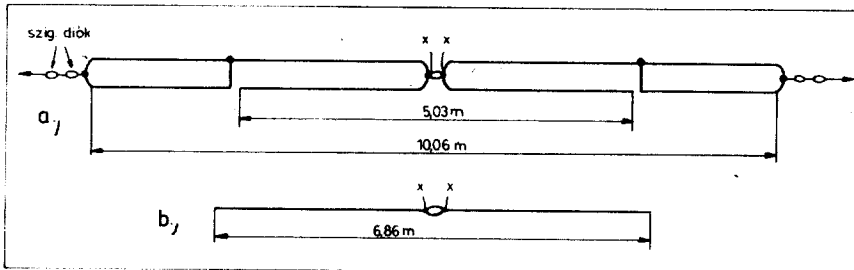
(Radio REF 1972/11.)

Antennakapcsoló MOS–FET-tel

Belső védelemmel rendelkező MOS–FET-tel működő elektronikus adásvétel kapcsolót láthatunk a 4. ábrán. A kapcsolás csöves megfelelője „annak idején” szintén igen közkedvelt megoldás volt.



1. ábra. RC aktív szűrő kapcsolási rajza.
A kettős T-tagokban fémréteg-stíroflex alkatrészeket használjunk



2. ábra. Könnyű portable antenna a három felső RH-sávra.
A táplálási pontban célszerű egy 1:1-es áttételű szimmetrizáló transzformátort használni

Előfeszültség-stabilizátor földelt rácús lineár erősítőkhöz

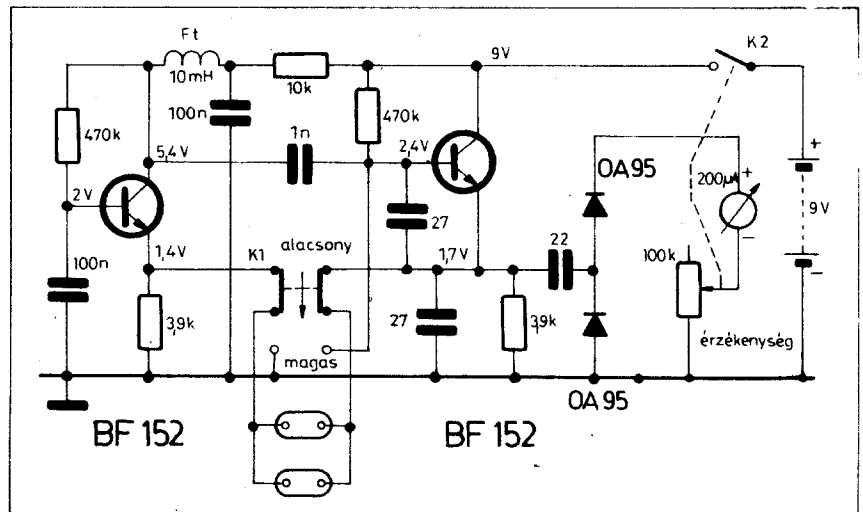
W7THL és W7ZOI javasolja a viszonylag alacsony előfeszültséget igénylő TV-sorvegsővekkel (pl.: PL 500 - 504 - 509) működő földelt rácús lineár erősítőkhöz az 5. ábra szerinti tranzisztoros előfeszültség-stabilizátort.

A kapcsolás kedvezően kis belső ellenállás mellett 3 és 10 V között állítható egyenfeszültséget szolgáltat; a T₁ terhelhetőségétől (áram és disszipáció) függő kimenő áram mellett.

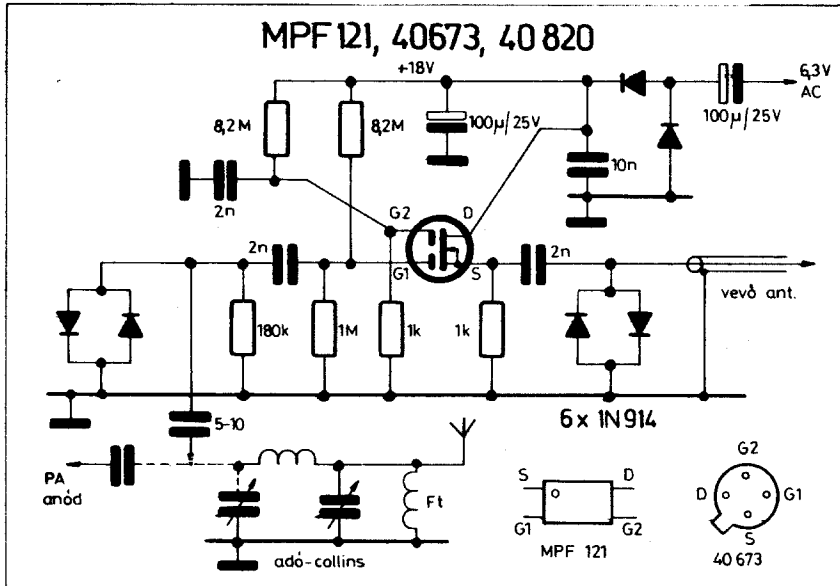
Az áramkörben a MOS - FET, mint source-követő működik, kihasználva a lezárt és a vezető állapota között mutatkozó több milliószoros ellenállás-viszonyt, a jó kapcsoló tulajdonságát és természetesen a belső védelem nyújtotta biztonságot. Adáskor az 5 - 10 pF-os csatoló kondenzátor az adó-collins nagyimpedanciás (végső felőli) pontjáról RF-jelet juttat a MOS - FET első gatejére és lezárja azt, miáltal a vevőbemenetről lekapcsolódik az antenna. Az említett kondenzátor helyett célszerű trimmerkondenzátort használni, mert ezzel a mindenkori adóteljesítménytől függően könnyen beállítható az átkapcsoláshoz szükséges RF-jelel nagysága.

Az áramkör tápellátását jelen esetben a végsővek 6,3 V-os fűtőfeszültségének feszültségduplázó egyenirányításával biztosították.

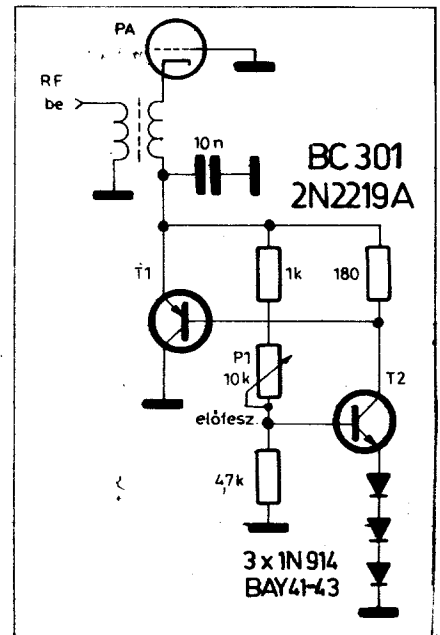
(Radio Communication 1972/2.)



3. ábra. F3RH szélessávú kristályvizsgáló kapcsolása



4. ábra. Elektronikus antennakapcsoló MOS – FET-tel. Ügyeljünk arra, hogy az 5 – 10 pF-os csatoló kondenzátor (az adó kimenő teljesítményétől függően) nagyfeszültségű legyen.



5. ábra. Soros rendszerű előfeszültség-stabilizátor földelt rácsú lineár erősítőhöz. Több paralel járatott végső esetén mindegyikhez célszerű egy-egy független stabilizátort építeni.

Mint az ábrán láthatjuk a végső anódegyenárama teljes egészében átfolyik a T_1 -en, tehát ez határozza meg a tranzisztornal szembeni I_{Cmax} követelményt. A T_1 mindenkor dissipációjá pedig a $P_d = U_{g1} \cdot I_A$ szorzattal számítható.

A kapcsolás előnye az, hogy a T_1 kollektora, ami a teljesítmény tranzisztorok esetében általában a fémház, földpotenciálban van, így a tranzisztort közvetlenül a végfok sasszójára szerelhetjük (ez pedig jó hűtőfelület).

Igény esetén a szabályozás felső határát kb. 50 V-ig kiterjeszthetjük, ha a P_1 -et 100 kohmosra, a 180 ohmot pedig 2,2 kohmra cseréljük. Ekkor

T_1 típusa pl. BD 242A, 244A, 246A lehet, az alacsony feszültségű (eredeti) változatban vagy az előzőek közül, vagy pl. az ASZ 1016 – 1018-ak közül választhatunk. (T_2 helyén kis feszültség esetén a BC 107, BC 182 is megfelelő.)

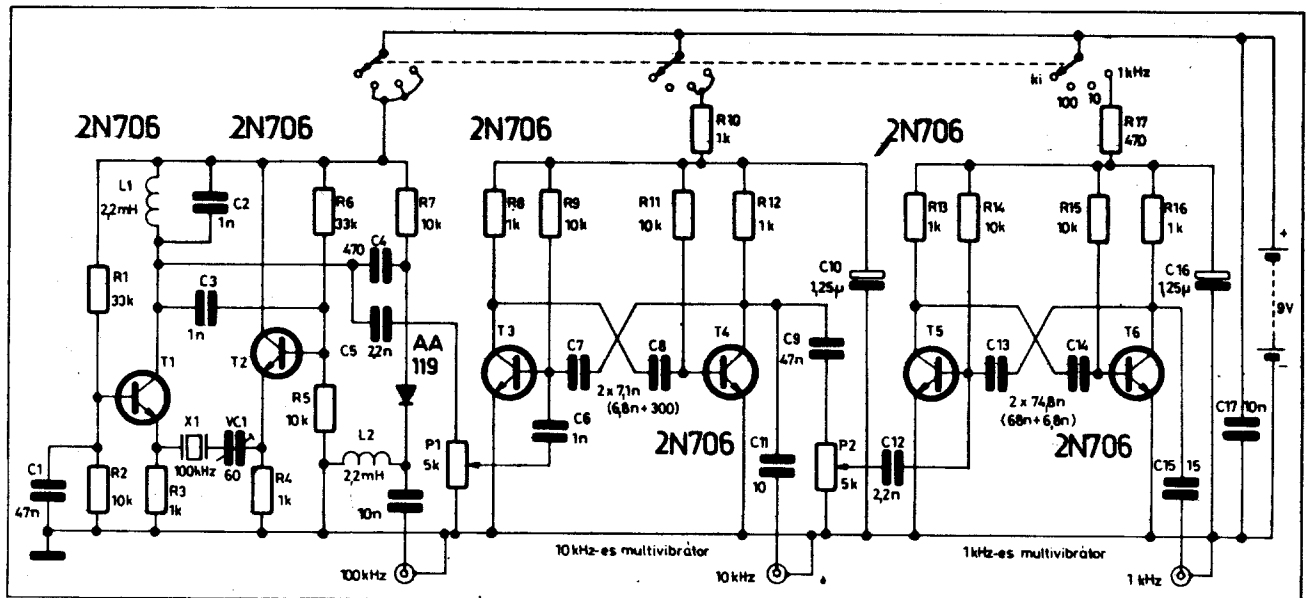
(QST 1970/11.)

Egyszerű kalibrátor 1 – 10 – 100 kHz-es kimenettel

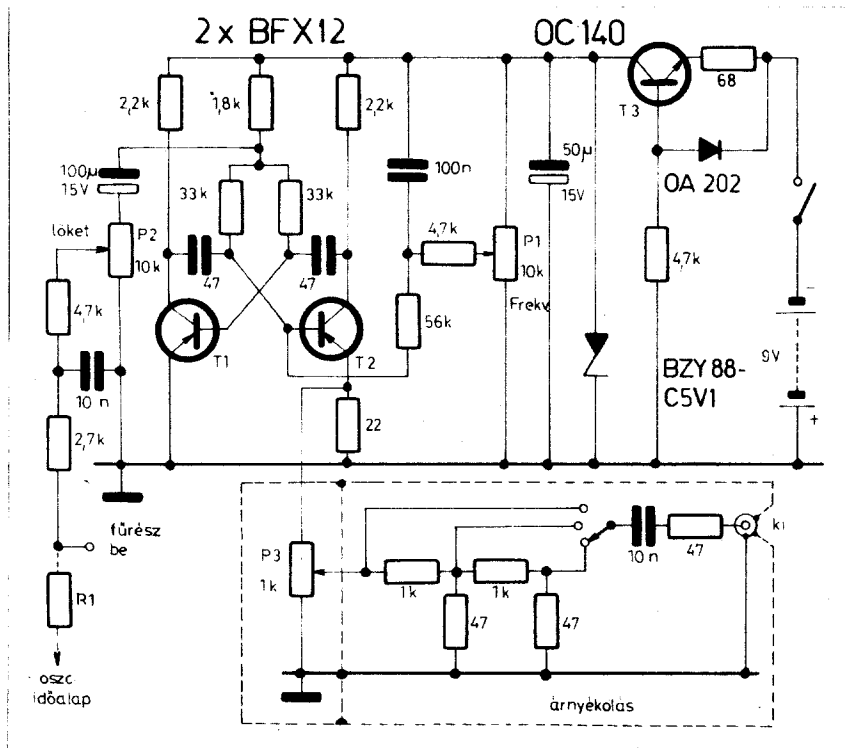
A digitális IC-k korában sem mondható korszerűtlen megoldásnak a 6. ábrán látható kalibrátor kapcsolás. Egyrészt viszonylag szerény tranzisz-

torszám mellett is magas az áramkör „teljesítményképe”, másrészt pedig – sajnos – a korszerű és az elfogadható áron beszerezhető fogalmak még a hazai alkatrészpiac terén igen távol állnak egymástól.

A kalibrátor-kapcsolás három fő egységre bontható. A 100 kHz-es etalon kvare a T_1 és T_2 alkotta Butler-oszcillátorban rezeg. A pontos frekvencia a soros trimmer-kondenzátorral húzható be, míg a 100 kHz-es kalibráló



6. ábra. Egyszerű kalibrátor kapcsolás 1 – 10 – 100 kHz-es kimenettel. A tranzisztorokat BC 107 – 109 A, B; 182 – 184 A, B-vel helyettesíthetjük



7. ábra. AM - KF hangoló generátor kapcsolási rajza.
A generátor fogyasztása 9 V-ról kb. 8 mA

be, természetesen a külső lökőjel (wobbuláció) nélkül. Az alap RF rezgés wobbulációját a fűrészbemenetre adott alacsony frekvenciájú kb. 0,5 - 5 Hz-es fűrészel végzi. A löket nagyságát a P₂-es potenciométerrel állíthatjuk be. Ha az indikálásra felhasznált oszcilloszkópról levehető az említett lassú, az X eltérítést biztosító fűrészel, akkor azt az R₁ ellenálláson keresztül csatlakoztassuk a generátorra. R₁ értékét a 40 kohm per 10 V_{pp} fűrészamplitúdó választással állítsuk be (pl.: 30 V_{pp}-hez R₁=120 kohm tartozzon). A T₃ tranzisztor állandó árammal táplálja az 5,1 V-os Zenerdiódát, s a kapcsolás ezen része kb. 6 V-os elemfeszültségig szolgáltat stabilizált tápellátást a wobbulátor-nak. A kimeneti osztó három lépésben fixen állítható, a folyamatos szintszabályozást a P₃ potenciométer végzi. Ezt a fokozatot (a szaggatott vonallal határolt alkatrészeket) célszerű árnyékolni (rézlemezről forrasztott) dobozkába helyezni.

A BFX 12-eket BC 177 - 179 vagy BC 212 - 214-gyel, az OC 140-et AC 127, 176, 187-tel, a diódákat pedig a következő típusokkal helyettesíthetjük OA 202: 1N914, 1N4148, BAY 41 - 43; BZY 88 C5V1: ZF 5.1.

(Radio Communication 1972/3.)

Kéthangú generátor — egy IC-vel

SSB adókészülékek bevizsgálásához, a kimenő burkoló teljesítmény mérése-

jel felharmonikus tartalmát a dióda biztosítja. A második és harmadik egység egy-egy szinkronizálható astabil multivibrátor (T₃-T₄, T₅-T₆) 10 illetve 1 kHz-es rezgési frekvenciával.

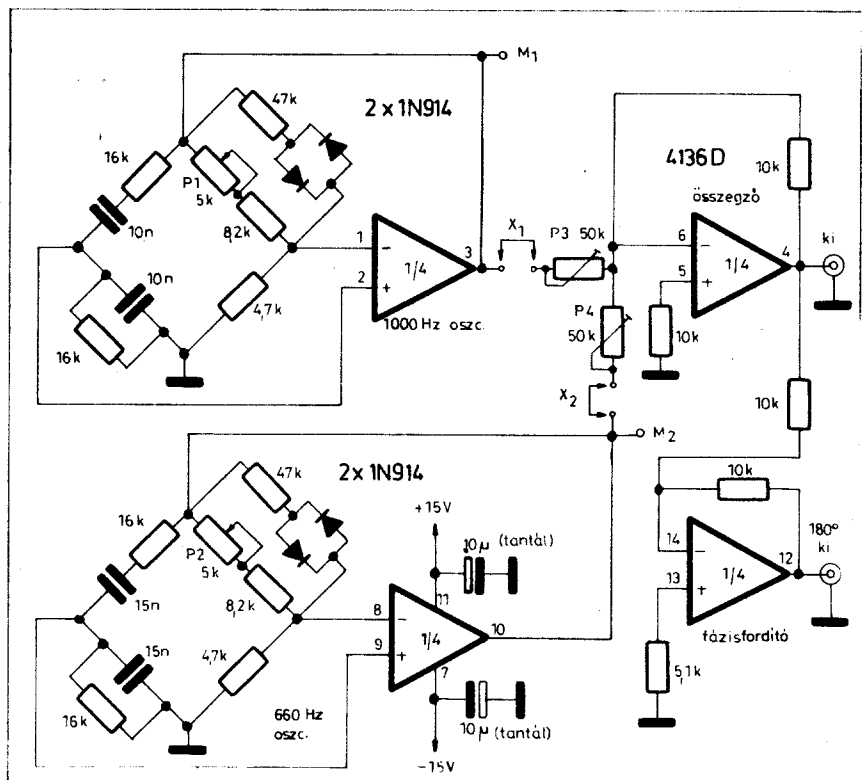
A kalibrátor beállítása a következő:
- először a 100 kHz-es jelet pontosítjuk (vagy digitális frekvenciamérővel, vagy a felharmonikusát egy MSF-, ill. WWV-adó jelével üttetve), - ezután a rezgő 10 kHz-es astabil jelét oszcilloszkópon figyeljük, s a P₁ trimmerpotenciométerrel a szinkronizációt beállítjuk (P₁-et óvatosan változtatva egy állásnál jól láthatóan „megrándul” a szkópernyőre felrajzolt jel, ekkor ugrik be a szinkronizmus a 100 és a 10 kHz-es jel között), - végül a már szinkronozott 10 kHz-es multivibrátorra húzzuk (a P₂-vel) a 1 kHz-es astabil jelét.

(Radio Communication 1970/12.)

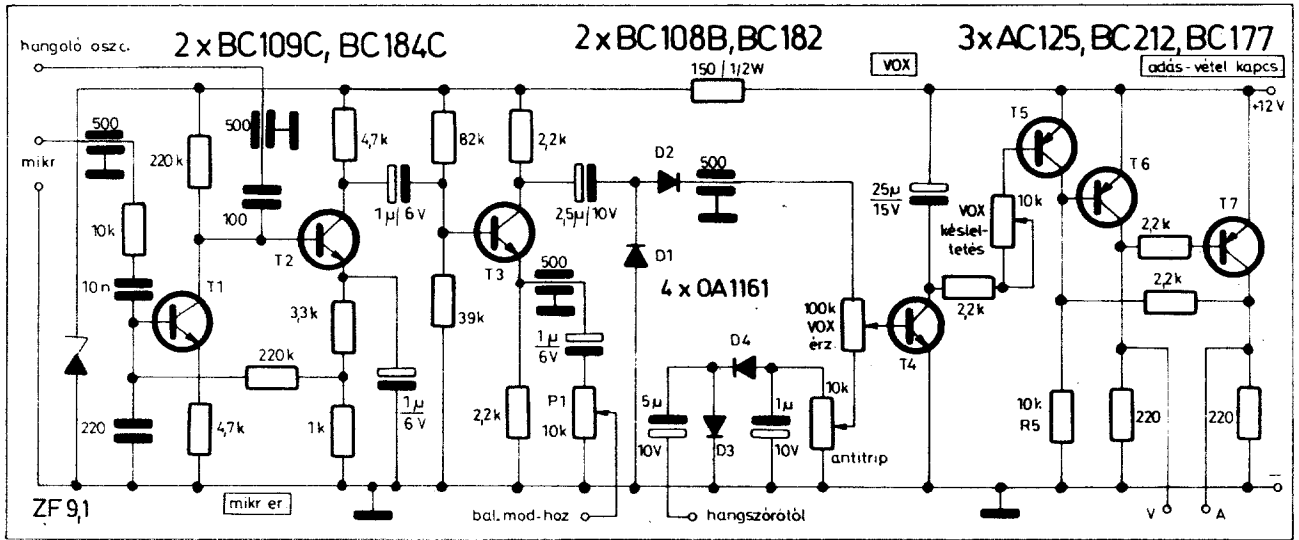
AM - KF hangoló generátor

A 440...550 kHz-es üzemi frekvenciatartománnyal, 0...30 kHz-es lökettel és 0...50 mV-ig beállítható kimenő jellel, mint főbb paraméterekkel jellemezhető a 7. ábra szerinti egyszerű AM - KF hangoló wobbulátor.

A hasonló célra használatos generátorokban LC-rendszerű oszcillátorok üzemelnek, míg e megoldásban a T₁ és T₂ tranzisztorok alkotta astabil multivibrátor kelti az RF rezgést, melynek mindenkor üzemi (center) frekvenciája a P₁ potenciométerrel állítható



8. ábra. Kéthangú generátor kapcsolási rajza.
A Wien-híd alkatrészei fémréteg-stiroflex legyenek

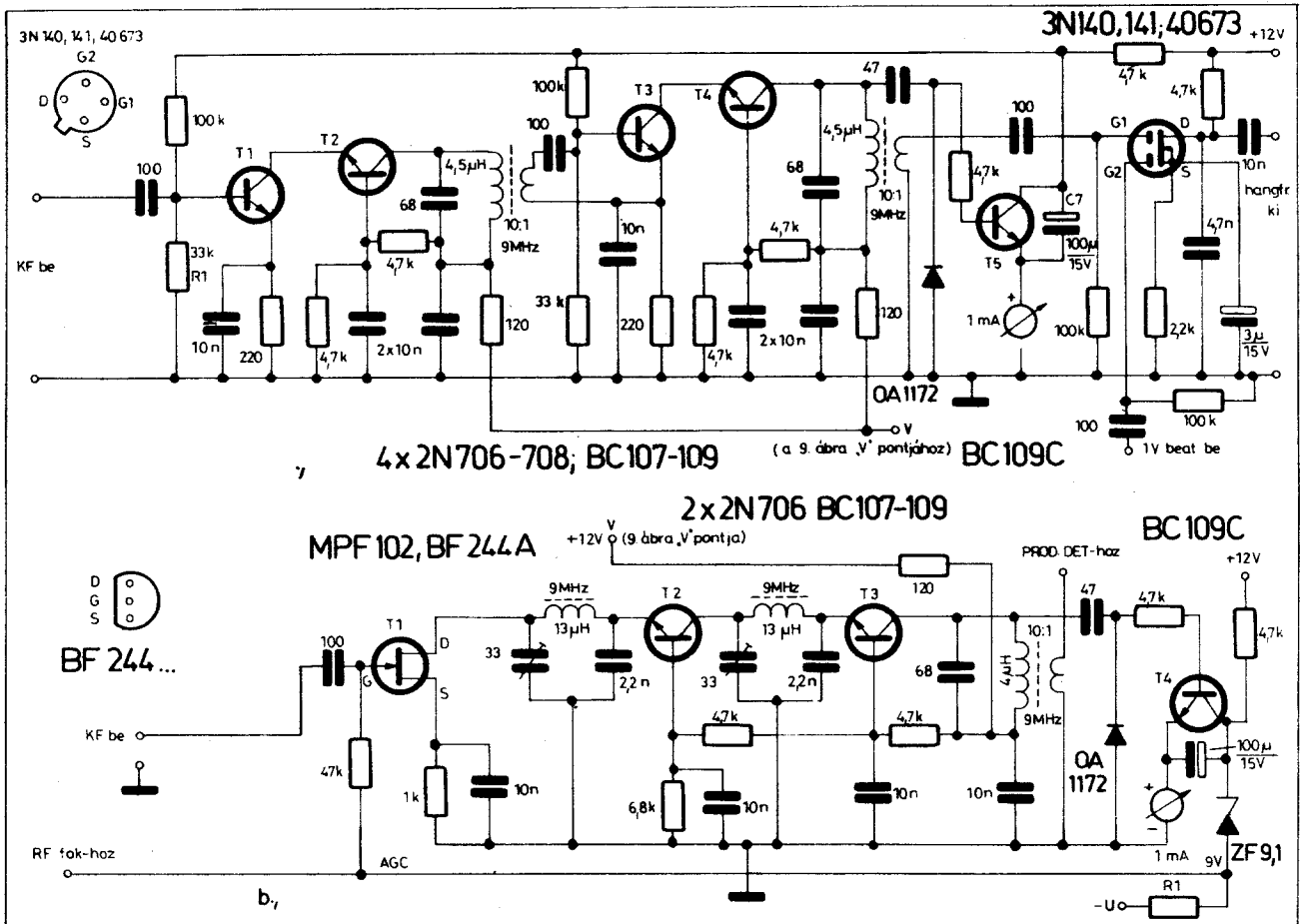


9. ábra. Mikrofonerősítő és VOX fokozat kapcsolási rajza. A két potencióméter lineáris ellenállásmenetű legyen

hez (ill. majd a számításához HI) jó szolgálatot tehet a 8. ábrán látható ún. kéthangú generátor. Az eredeti leírásban megadott Raytheon gyártmányú 4136D típusú quad op. amp. IC nálunk jözszerivel beszerezhetetlen, így he-

lyette a kapcsolás minden további nélkül utánépíthető 4 db 741 vagy 709-es műveleti erősítővel is (709 esetén az 1,5 kohm – 4,7 nF és 200 pF kompenzáló hálózatot használjuk). Amint a kapcsoláson láthatjuk a tok

két erősítője, mint Wien-hidas oszcillátor, állítja elő a 660 ill. 1000 Hz-es jeleket. Az oszcillátorokban két-két antiparalel diódapár a nemlineáris stabilizáló elem. A 4136D harmadik fokozata produkálja a végterméket, a



10. ábra. 9 MHz-es, széles tartományban AGC-zhető tranzisztoros KF fokozatok. Az a) részlet kaszkód erősítőkre, a b) egyenáramúlag sorosan kapcsolt részfokozatokra épült

kétféle hangfrekvenciás jelet – összekeverő kapcsolásban. A negyedik rész-erősítő 1-es erősítés mellett, mint fázisfordító működik (ez a fokozat akár el is hagyható).

A beállítás első lépéseként az M_1 -es mérőponton a P_1 állítása mellett, majd az M_2 -es mérőponton pedig a P_2 szabályozásával 12–12 V_{pp} amplitúdójú jeleket kell mérnünk oszcilloszkópon (csővoltmérőn ez kb. 4–4 V-os kitérést jelent). Ezután az X_1 bontása mellett a generátor kimenetén szintén 12 V_{pp}-t húzzunk be a P_4 -gyel, majd ugyanezt végezzük el bontott X_2 -nél a P_3 -mal! Tehát a jól működő kétféle hangú generátor 12 V_{pp} nagyságú, lineárisan összegezett 660 és 1000 Hz-es jelet szolgáltat (minimum 2 kohms terhelő ellenálláson).

(CQ 1974/4.)

Tranzisztoros SSB típusok

Ha gondolatban végigfutunk egy SSB transceiver blokkvázlatán, s ezzel párhuzamosan a hazai IC-választékon, akkor jőszerivel csak az adó és vevő oldali hangfrekvenciás fokozatokba találhatunk megfelelő áramköröket (709, 741, TBA 800 – 810). No, persze igaz az is, hogy a speciálisan SSB adás-vételre kifejlesztett IC-k választéka külföldön sem túl nagy. Egyrészt ismert a Plessey cég SSB-célú SL 600-as (igen drága) szériája és a National Sem. cég is gyárt néhány hasonló áramkört (LM 370, 373). Mindezt figyelembe véve nem mondhatjuk korszerűtlennek a csak tranzisztorokra épült készülékeket, azonban tudnunk kell azt, hogy a jövő, e téren is, mindenképpen az integrált áramköröké.

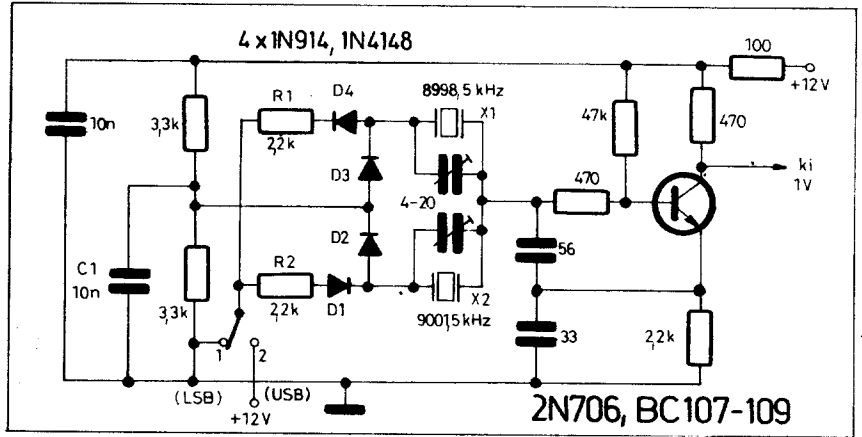
A következőkben – utánépítésre, vagy gondolat ébresztőként – bemutatunk néhány tranzisztoros fokozatot, mely áramkörök *G. M. Gillet*, ON5FE SSB-transceiverében működnek.

Mikrofonerősítő és VOX fokozat:

A 9. ábrán látható kapcsolásban 7 tranzisztorral három feladatot oldott meg a konstruktőr.

A $T_1 - T_3$ tranzisztorok alkotják a kb. 200-as erősítésű mikrofonerősítőt. A T_1 igen alacsony, 30 μ A körüli kollektoráram mellett kis zajú és nagy bemenő ellenállású munkapontban dolgozik. A T_2 bázisára csatlakoztatható a 800–1000 Hz-es hangoló oszcillátor kimenete. T_3 , mint emitterkövető alacsony impedanciáról táplálja a balansz modulátort és kollektoráról vehető le a VOX fokozatot tápláló hf. jel. A mikrofonerősítőben nem a szokásos helyre került beépítésre a hangerőszabályozó, a P_1 -es potenciométerrel már csak a balanszmodulátorra jutó hf. szint állítható.

A $T_4 - T_5$ képezi a VOX erősítőt. A VOX jelet a D_1 és D_2 dióda feszültségkétszerező kapcsolásban szolgáltatja, az antitrip jelet pedig – hasonlóképpen – a D_3 , D_4 képezi a hangszórón ébredő feszültségből. Láthatjuk, hogy ez a két feszültség (a VOX és az antitrip) ellenkező polaritással



11. ábra. Elektronikusan átkapcsolható vevő (beat) oszcillátor kapcsolási rajza.

Az egyenáramú pontok kapcsolása könnyed távvezérelhetőséget biztosít

összegződik a T_4 bázispontján. Ha nagyságuk egyenlő, akkor működik hatásosan az antitrip áramkör. A VOX tartási idejét (delay) a T_4 kollektor-körében levő RC-hálózat (25 μ F – 2,2k és 10k) időállandója határozza meg.

A harmadik részfokozat a $T_6 - T_7$ -ből álló elektronikus adás-vétel kapcsoló, ami tulajdonképpen egy bistabil multivibrátor. Alapállásban, mikor a VOX-jel nulla, akkor a T_4 , T_5 lezár, s ezért a T_6 nyitott állapotban van. A kollektorán közel +12 V-os a feszültség, s ez a „V” pontról elvezetve tápfeszültséget ad a vételkor üzemelő fokozatok, a különböző (pl. az SSB-szűrőt) átkapcsoló diódák számára. Vétel állásban a T_7 le van zárva. A mikrofonra beszélve D_1 , D_2 VOX-jelét képez: T_4 és T_5 vezet, T_6 lezár, viszont T_7 most nyit. Az „A” pontról az adóoldali fokozatok kb. +12 V-os tápfeszültsége nyerhető, s eközben a „V” pont nulla potenciálú.

Mint láthatjuk az árnyékoló lemezek közé szerelt mikrofonerősítő fokozat kb. 9 V-os stabilizált feszültségről üzemel (ZF 9,1 esetleg ZF, ZG 8,2), a be- és kimeneti pontjai pedig 500 pF-os átvető kondenzátorokon csatlakoznak (az RF-jel visszaszívargásának elkerülése végett).

KF erősítők:

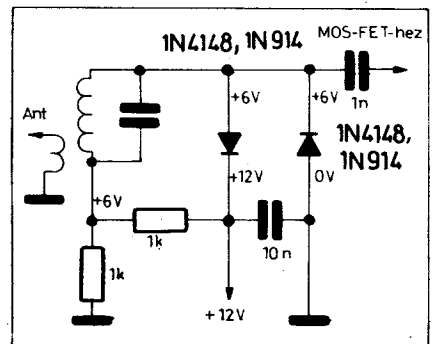
Két, kapcsolástechnikájában igen korszerű 9 MHz-es, széles tartományban AGC-zhető, S-mérővel és produkt detektorral kiegészített KF erősítő fokozatot mutat a 10. ábra.

Az *a*) részlet szerinti megoldás kaszkód fokozatokra épül ($T_1 - T_2$, $T_3 - T_4$), melyek alkalmazása a következő előnyöket biztosítja: – stabil, gerjedésmentes működés nagy erősítés mellett (egy kaszkód fokozat 9 MHz-en kb. 300-szorosos erősít), – kiváló AGC-zhetőség anélkül, hogy a kimeneti kollektorköri rezgőkörök elhangolódásának s Q-juk csökkenne. A KF fokozat alaperősítését R_1 csökkentésével mérsékelhetjük. Az AGC-jelet a T_5 képezi, amellyel, hogy az S-mérőt is vezéri. A 100 μ F-os kondenzátor kb. 0,5 sec-os szabályozási időállandót biz-

tosít. Az AGC dinamikus működési tartománya kiváló: 0...–70 dB, torzítás nélkül. Produkt detektorként egy dual-gate-es MOS-FET került alkalmazásra, ami jó jelsztérválasztást és alacsony intermodulációs zajtermelet eredményezett. 1 V-os beat-jel 100 mV-os KF-jellel 700 mV-nyi, 10 mV-os KF-jellel pedig 70 mV-nyi hangfrekvenciás feszültséget szolgáltat.

A *b*) részlet az erősítést és a leszabályozhatóságot tekintve az előzővel egyenértékű megoldást mutat (a produkt detektor most is az *a*) szerinti). E megoldásban, szokatlan módon három DC-csatolt, pontosabban kaszkód stílusban „egymásra ültetett” tranzisztor dolgozik. T_4 AGC-generátor és S-mérő képezte AGC-jel mind a három tranzisztorra hatásos. A földelt bázisú fokozatok (T_2 , T_3) alacsony (párszor tíz ohmos) bemenő ellenállását π -tagos illesztések fogadják (2,2 nF-ok). A FET polaritásvizonyjai miatt az alap AGC-feszültség képzése eltérő az *a*) részletétől. A szükséges negatív feszültséget célszerű az adó végsővének előfeszültségéből képezni. Az R_1 értékét az

$$R_1 = \frac{-U}{8 \cdot 10^{-3}} \text{ [ohm, V]}$$



12. ábra. Előfeszített diódás védőáramkör belső védelemmel nem rendelkező MOS-FET-ek alkalmazásához

képlettel számítsuk (ha a zener ZF, ZG, ZPD szériájú, kb. 5 mA-es kőnyökáramú!).

Vivő (beat) oszcillátor:

A 11. ábra egy elektronikusan átkapcsolható (LSB, USB) vivő (vételkor beat) oszcillátort mutat.

Az oszcillátor a közismert kristály Clapp-kapcsolású. Az ábrán jelzett 1. (LSB) állásban a D₃-as (továbbá a D₄-es) dióda vezet, s mint rövidzár a C₁-es hidegítő kondenzátort „odakapcsolja” a 8998,5 kHz-es kvarchoz, ezáltal az oszcillátor „rezgőkörre” záródik. A lezárt D₁-es (ill. a 2. állásban a D₄-es) dióda, ami a kristályok váltásához elvileg nem szükséges, az X₁-es (most rezgő) kristályt mentesíti az R₁, R₂ és az X₂ sóntölő hatásától. A vivőfrekvenciát a kvarcokkal párhuzamosan kötött trimmer-kondenzátorokkal pontosíthatjuk. A tranzisztor báziskörében levő 470 ohmos ellenállás változtatásával módosíthatjuk a rezgésamplitúdót. A vivő oszcillátor kimenő jele 1 V-os, mely szint pontosan illeszkedik a 10. ábrán bemutatott KF fokozatok produkt detektorainak szintjéhez.

(QST 1970/1.)

Védőkapcsolás vevőbemenethez

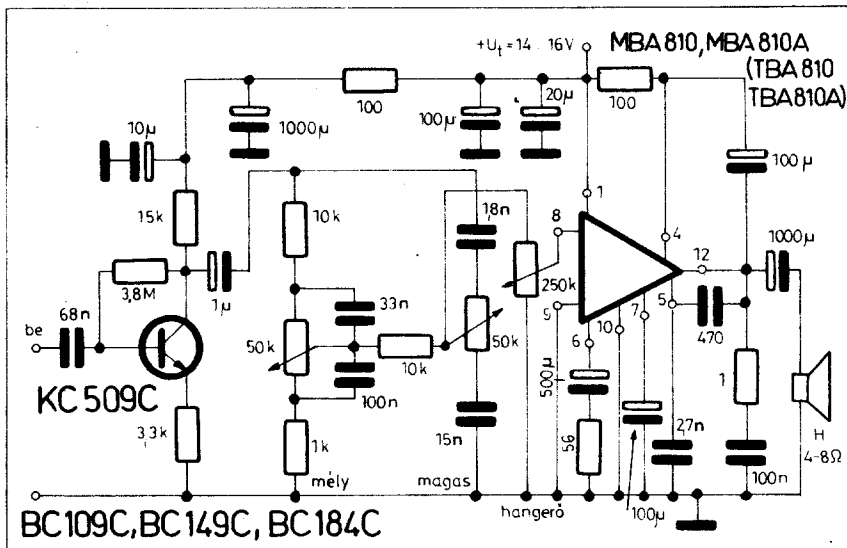
A Drake cég SPR-4 típusú kommunikációs vevőkészüléke bemenő fokozatának részletét láthatjuk a 12. ábrán.

A vevő RF fokozatának első tranzisztorja MFE 3007-es típusú dual-gate MOS-FET, ami nem rendelkezik belső védelemmel (mint pl.: a 40673, 40820 stb.). Ilyen esetekben – elterjedten – egyszerűen két antiparalel kapcsolt szilícium diódát szoktak a gate-elektrodára (vagy az antennacsatló tekercsre) kapcsolni, mivel is a rá jutó feszültség kb. 1,4 V_{pp} szintre korlátozható. Ezen egyszerű védelem megoldások hátránya az, hogy a határoláskor illetve pár tized voltal alatti RF szintek esetén a két dióda jelentős intermodulációs zavarokat okozhat (azok ekkor, mint „keverők” is dolgoznak). Célszerű tehát a diódákat zárásba (záró irányba) előfeszíteni, azonban csak annyira, hogy a határolási szintjük még a MOS-FET védelmét biztosítsa. Ezt a megoldást alkalmazták az SPR konstruktorai, mikor a két védő diódára 6-6 V-os zárófeszültséget adtak, s ezzel a limitálást kb. 13,4 V_{pp}-re tolták ki.

(CQ 1970/11.)

Hangfrekvenciás teljesítményerősítő IC-vel

A rozsnói TESLA gyár rendre „finomabbnál finomabb” integrált áramkörökkel lepi meg a hazai profi és amatőr felhasználóit. A hangfrekvenciás teljesítményerősítők terén az MA 0403 után kihozta a középkategóriájú MBA 810, 810A típusú integrált áramkört. Ezzel az IC-vel mutat



13. ábra. Integrált áramkörös Hi-Fi minőségű hangfrekvenciás teljesítményerősítő kapcsolási rajza. A hangerőszabályozó és a hangszínszabályozó potencióméterek logaritmikus ellenállásmenetűek legyenek

egy Hi-Fi minőségű, lepke hangszínszabályozót is tartalmazó hangerősítőt a 13. ábra.

A bemenő fokozatban dolgozó KC 509-es tranzisztor kis zajú (kis áram), nagy bemenő ellenállású (kis áram és átblokkolatlan emitterellenállás) beállításban kb. 5-szörös erősítéssel dolgozik. (A nagy bemenő ellenállást és a kapcsolás bemenő érzékenységét tekintve kristály hangszedős lemezjátszókhöz javasolható az erősítő.)

A tranzisztor és az IC közé van iktatva az ún. lepke hangszínszabályozó, mely elnevezés az áramkör lepkére emlékeztető átviteli karakterisztikájából ered (14. ábra). Mint ahogy azt erről az ábráról leolvashatjuk a hangszínszabályozás hatásossága 100 Hz-en ill. 10 kHz-en ±14 dB-es, ami az 1 kHz-es jel átviteléhez képest kb. 5-szörös kiemelését avagy elnyomást jelent.

Az MBA 810-es IC javasolt tápfeszültsége 14...16 V közötti, a katalógus max. 20 V-ot enged meg. A kísérletezés során legyünk még arra is figyelemmel, hogy a tok max. kimenő árama (a 12. lábon) 2,2 A (nem periodikusan ismétlődő impulzusként 3 A) lehet. A 13. ábra szerinti teljes kapcsolás főbb jellemzői a következők: P_{ki} = 5 W, ha U_{be} = 250 mV; k < 1%, ha P_{ki} = 2,5 W; a frekvenciamenet (a hangszínszabályozók középpállásában) 40...20 000 Hz-ig.

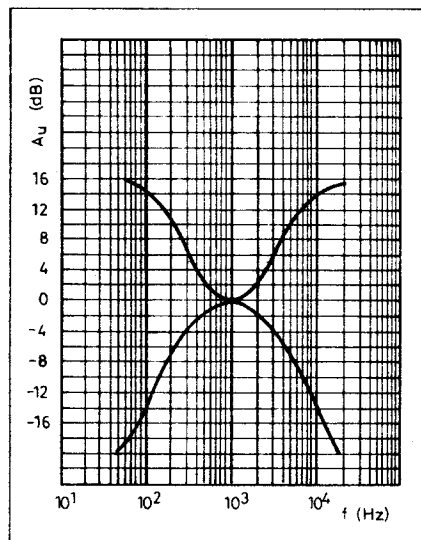
(TESLA gyári adatlap 1975)

Zajzár (squelch) áramkörök

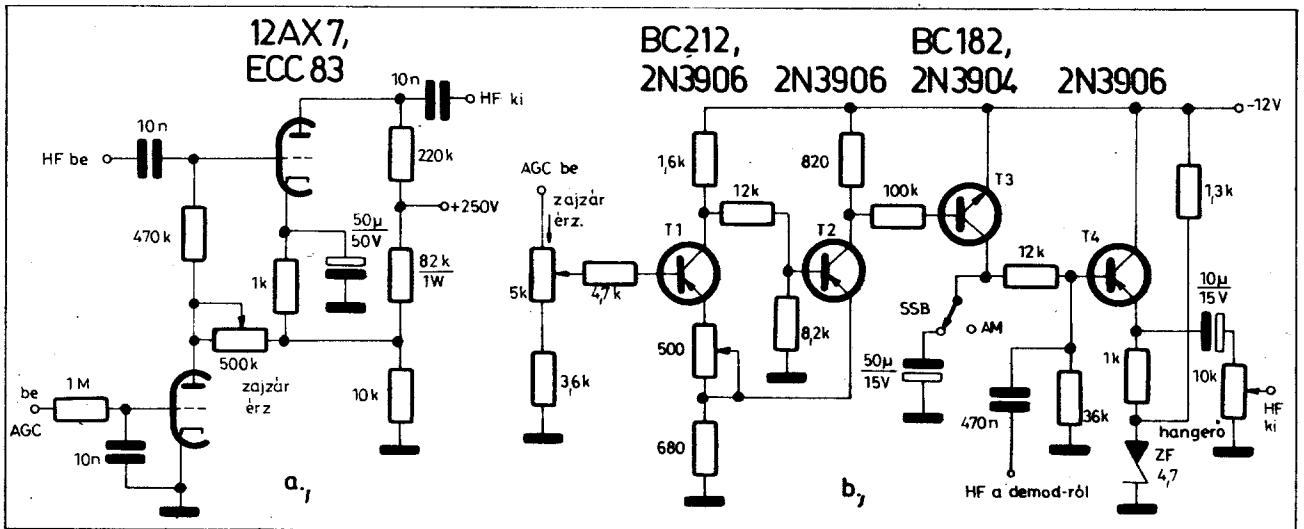
Rádiótelefonokban, kommunikációs vevőkészülékekben praktikus kényelmi szolgáltatásként gyakran alkalmaznak zajzár áramköröket (15. ábra). Állandó vételkésztség esetén ugyanis igen zavaró, ha a vevő saját zaja vagy más ipari, légköri zavarok állandó sístergés

és recsegésként szólnak a hangszóróban. A squelch áramkörök a partner állomás adásszüneteiben lekapcsolják a saját vevőkészülékünk hangerősítő fokozatát (ezzel megszüntetve az említett kellemetlen zajokat), míg a partner adásakor rendre aktivizálják a hangfokozatot. Ebből következően a működtető jelük a vevőkészülék AGC feszültsége (ennek nagyságát figyelik) és kapcsoló elemük szinte kizárólag elektronikus eszköz: cső vagy tranzisztor.

A 15.a ábrarészlet egy csöves zajzár megoldást mutat. A kettőstrióda felső csőfele a vevőkészülék hangfrekvenciás erősítőjébe iktatódik, az alsó trióda



14. ábra. A lepke hangszínszabályozó átviteli karakterisztikája. A felső görbe a maximális magas és mély kiemeléshez, az alsó az elnyomáshoz tartozik. A hangszínszabályozó potencióméterek középpállásában az átvitel lineáris



15. ábra. Csöves és tranzisztoros squelch áramkörök kapcsolási rajzai. Az elv gyakorlatilag csak az URH sávokban, megtervezett összeköttetési hálókbán használható eredményesen

pedig a szabályozóelem. Nyugalmi helyzetben (mikor az ellenállomás nem ad) az AGC feszültség minimális, s ekkor az alsó csőfél „nagy” anódárama az 500 kohmos potenciométeren akkora feszültséget ejt, amekkora már zárásba viszi a felső (az erősítő) triódát. (Lévé a potenciométeren eső feszültség egyben a felső csőfél rác-katód előfeszültsége is.) Az ellenállomás adásakor az AGC feszültség nő, negatív irányba, ezáltal csökken a szabályozó trióda anódárama, a potenciométeren eső feszültség, a felső trióda előfeszültsége. Az erősítő trióda munkapontja „A” osztályúba csúszik, s a fokozat „normálisan” erősít. A zajzár érzé-

kenysége tehát az 500 kohmos potenciométerrel állítható be – nyugalmi helyzetben.

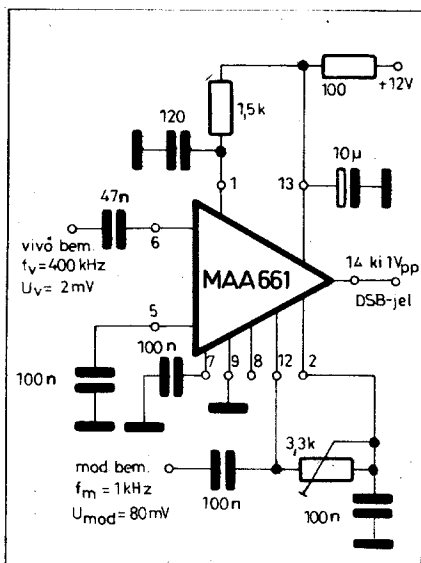
A tranzisztoros megoldás (15.b részlet) működési elve a lényegét tekintve hasonló a csöveséhez. Nyugalmi állapotban a T₄-es tranzisztor le van zárva (mivel T₃ sem vezet), így a vevő demodulátoráról a detektált hangfrekvenciás jel, a zaj, nem jut a hangfokozatba. Az ellenállomás adásakor a negatív AGC feszültségnek csökkennie kell, hogy a T₁ – T₂ alkotta Schmitt-trigger billenjen, s a bekapcsolt T₃ felhúzza a T₄ 12 kohmos bázisellenállását – 12 V-ra, ezzel „A” osztályú beállítást biztosítván neki. SSB állásban

beiktatott 50 μF-os elektrolit kondenzátor egy időállandót biztosít a T₃-as alkotta kapcsolókörnek, más szóval megakadályozza azt, hogy az SSB adáshoz tartozó relatíve lüktető AGC-jel adás alatt is ki-be kapcsolgassa a zajzárát (ehhez hasonló a feladata az SSB adók VOX fokozatának ún. delay időállandójának).

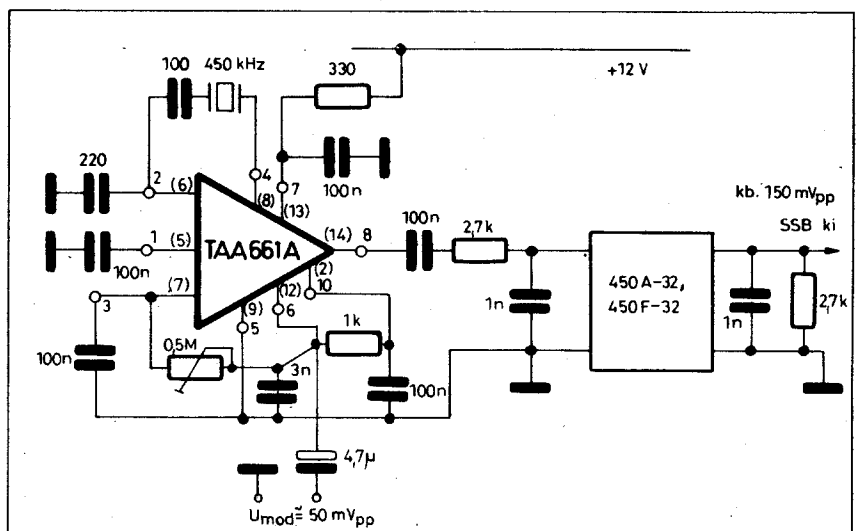
(The R. A. Handbook 1974.)

Integrált áramkörös balanszmodulátor

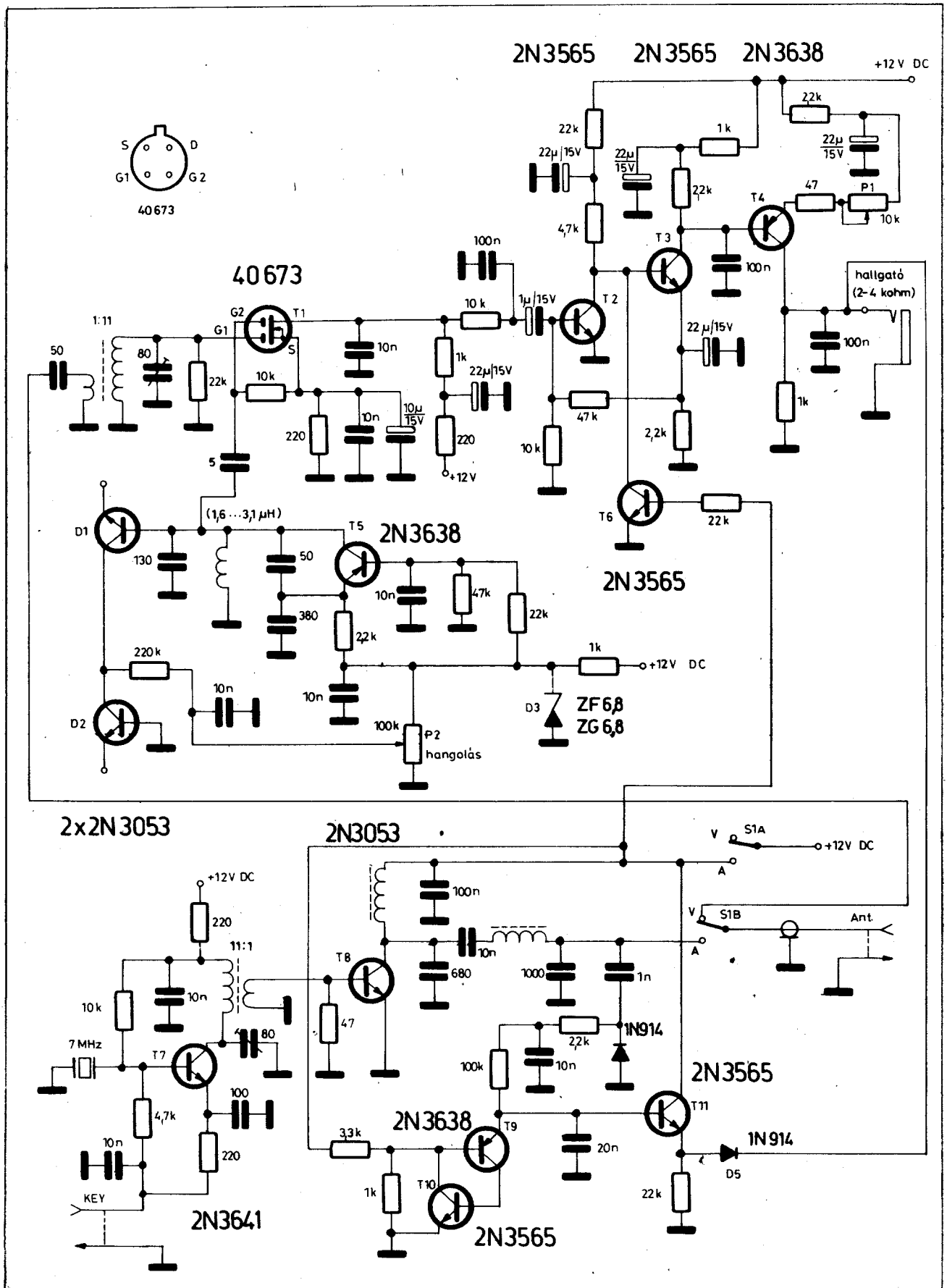
Az SSB adókészülékek talán legjellegzetesebb fokozatai a balanszmodulátorok. A gyakorlatban megvalósított



16. ábra. Balanszmodulátor kapcsolás FM – KF IC-vel. A fokozat alacsony, kb. 100 ohmos kimenő impedanciájú (emitterkövetés az IC kimenete)



17. ábra. Vívóoszillátor és balanszmodulátor kapcsolás FM – KF IC-vel. Az IC 8-as (14-es) kimenete min. 2 kohmmal terhelhető, a 6-os (12-es) moduláló bemenet 5 kohmos bemenő impedanciájú



18. ábra. 40 m-es ultraportable táviró transceiver kapcsolási rajza. A félvezetőket a következő típusokkal helyettesíthetjük: 40673 → 3N140-141, 40820, MPF 121; 2N3565 → BC107-109B; 2N3638 → BC212-214; 2N3641 → BFY 33-34; 2N3053 → 2N2218-19, BSY 34. Belső védelem nélkül MOS-FET-ek alkalmazásakor (pl.: 3N 140-141) egészítsük ki a bemenő kört a 12. ábra szerinti védőáramkörrrel

ilyen áramkörökben leggyakrabban az ún. *gyűrűs (ring) balanszmodulátorokkal* találkozhatunk, melyek 4 összeválogatott félvezető diódát, rezgőköröket tartalmaznak. A passzív alkatrészek miatt ezen modulátorokra csilapítás a jellemző, ami optimális esetben is minimum -6 dB. A monolit integrált áramkörök tömeges elterjedésével azonban megjelentek a diódás ringmodulátorok kiváltására alkalmas ún. *double balanced mixer*-ek, a *kétszeresen kiegyenlített keverők* (SN 76514, μ A 796, SL 640 stb.). Ezek a meglehetősen sok (a diódás ringekhez képest értve) alkatrészt sűrítő elrendezések lényegesen alacsonyabb vlvó és moduláló jelet igényelnek, keverő erősítéssel rendelkeznek, széles frekvenciatartományban is könnyen kiegyenlíthetők és ami a felhasználás szempontjából a legnagyobb kényelmet jelenti: *nem kívánnak szimmetrikus transzformátorokat, rezgőköröket.*

A 16. ábrán egy IC-s balanszmodulátort láthatunk. A kapcsolás érdekessége az, hogy a komplett TV-hang KF fokozat célra kifejlesztett MAA 661-es integrált áramkör részegységként tartalmaz egy kétszeresen kiegyenlített keverő kapcsolást, mégpedig úgy, hogy annak számunkra szükséges pontjai hozzáférhetők, a tok lábaira ki vannak vezetve. Mint láthatjuk a vlvó és a moduláló (hangfrekvenciás) jel-igények meglepően csekélyek, s emellett $I_{V_{pp}}$ AM - DSB/SC jelet vehetünk le a fokozatról. A vlvóigény azért ilyen feltűnően csekély, mert a modulátort megelőzően az még egy háromfokozatú erősítő is áthalad. A maximális vlvó-nyomást 3,3 kohmos trimmer-potenciométerrel állíthatjuk be. (A TESLA MAA 661-et az SGS-ATES TAA 661 B v. A-val helyettesíthetjük; a 661A tokozása, lábbekötése eltérő!)

Az előzőekben ismertetett elv felhasználását és a KF IC-kben rejlő további lehetőségek szellemes kiaknázását mutatja a 17. ábra. A konstruktor, dr. Gschwindt András, HA5WH, a már említett háromfokozatú erősítő-láncot rezgetette be, mint kristályosz-cillátort és így az IC-vel a balanszmodulátor és vlvóoszillátor feladatot egyszerre oldotta meg. A TAA után kapcsolt mechanikus szűrővel pedig már 450 kHz-es SSB/SC jel nyerhető. A vlvó-nyomás beállítása a 0,5 Mohmos trimmer-potenciométerrel lehetséges; a mechanikus szűrőt lezáró impedanciákat ($2 \times 2,7$ kohm - 1 nF) mindig a rendelkezésünkre álló szűrőkhöz válasszuk meg. A 17. ábra lábszámozása a 661A típusra (hengeres, 10 lábú tokozás) vonatkozik, azonban a zárójelbe tett számok a dual-in-line, tehát a 661 B, illetve az MAA 661-es típus megfelelő lábszámozását jelentik.

A bemutatott IC-k katalógusadatait tekintve a 9 MHz-es felhasználásuk is elképzelhető.

(TESLA gyári adatlap 1975, RT 1975/1.)

Portable CW állomás 40 m-re

W7ZOI és K7TAU készítette a 18. ábra szerinti feltűnően egyszerű,

mindemellett meglepően jól használható A1-es üzemi egysávos adó-vevőt.

A mini *transceiver vevőrészét* a T_1-T_6 tranzisztorok alkotják. A T_1 , mint szinkrodin keverő, mondhatjuk produkt detektor dolgozik. Az alkalmazott 40673-as (belső védelemmel rendelkező) dual-gate-es MOS-FET helyett 3N140, 141-et is használhatunk, de ekkor célszerű kiegészíteni a bemenő fokozatot a 12. ábrán már bemutatott előfeszített diódás védőkörrel. A T_1 1 kohmos drainellenállásáról vehető le a detektált hangfrekvenciás feszültség, melyet a T_2-T_4 tranzisztorokból álló hangfokozat erősíti tovább a kívánt szintre. A szinkrodin vevőkben megszokottan LC-szűrőkkel állítják be a CW vételhez optimális sávzélességet, itt az egyszerűség kedvéért a hangfokozat csatoló és hidegítő kondenzátorai biztosítják a megfelelő sávkorlátozást. A három tranzisztor teljes erősítése mintegy 90 dB, azaz kb. 30 000-szeres a párszáz hertzől 2,5 kHz-ig terjedő átviteli sávban. A hangerőszabályozó a T_5 emitterkörében levő P_1 -es potenciométer. A T_6 -os tranzisztor, mint elektronikus kapcsoló, végzi a vlvó oldal süketítését adáskor, úgy hogy lezárja a T_3 (és ezáltal a T_4 -es) tranziszort. A vlvó VFO-jában a T_5 -ös PNP tranzisztor Colpitts kapcsolásban oszcillál. A szerzők érdekes hangolási módot választottak, ugyanis a D_1, D_2 diódák nem mások mint két tranzisztor kollektorbázis átmeneti, záróirányban előfeszítve. Az így nyert két sorba kapcsolt varikap-dióda az adott kapcsolatban 70 kHz-es hangolhatóságot biztosított. (A 2N3053-ak helyettesítésére megadott típusok használatakor való-

színűleg módosítani kell a rezgőköri elemek értékeit, hogy a kívánt sávátfogást elérhessük.) A varikapok hangoló feszültségét a D_3 -as Zener-dióda stabilizálta egyenfeszültségből a P_2 -es potenciométer szolgáltatja. A lokáljel az 5 pF-os kondenzátoron keresztül jut a T_1 G_2 -es elektródájára, s nagysága egyszerűen ezen kondenzátor cseréjével állítható. A vlvó érzékenysége mikrovolt körüli, teljes áramfelvétele 12 V-ról kb. 14 mA.

A *transceiver adóoldatát* T_7-T_{11} tranzisztorok alkotják. T_7 a billentyűzött kristályoszillátor és a „C” osztályba beállított T_8 a végerősítő. A végtranzisztor kimenő körében egy kb. 3-as Q-jú π -szűrő illeszti az 50 ohmos antennát a tranzisztorhoz. A T_9, T_{10} tranzisztorok képezik az önhanggenerátort, melynek vezérlőfeszültségét a D_4 dióda állítja elő a kimenő RF jeltől. Ezáltal a fokozat, szellemesen, kétszeresen kihasználható: egyrészt, mint önhangjelforrás, másrészt, mint kimenő jel indikátor. A T_{11} -es emitterkövető az adásönhangot juttatja a hallgatóra, míg a D_5 -ös dióda a vlvó hangerősítőjét választja el az önhangoszillátortól. Mint a kapcsolásból láthatjuk az adásvétel kapcsoló csak az antennát váltja (az adóról a vlvóra), illetve a végfok tápfeszültségét kapcsolgatja. Tehát a vlvórész és a kristályoszillátor állandóan kap tápfeszültséget, így a vétel közben lenyomott billentyűvel „azonosító jelet” nyerhetünk. A 2N3053-as végtranzisztorból mintegy 0,7 W-os kimenő teljesítményt várhatunk, a teljes adóoldal áramfelvétele lenyomott billentyűnél 12 V-ról kb. 100 mA.

(The R. A. Handbook 1974)

(Az „Elektronikus orgona” c. cikk befejező része a 157. oldalról)

széles távtartó csíkot ragasztottam, erre került a második réteg vezeték. Ezek a huzalok szállítják az alapjeleket, s így ezek nem függőlegesen futnak végig, hanem a regiszterek hangfekvésének megfelelően lépcsőző irányban. Amíg az R_{31} ellenállások felett mennek, csupaszok, de a két sor közötti szakaszon szigeteltek, hisz itt igen közel kerülnek egymáshoz. Az egész mátrix 0,6 mm-es műanyag szigetelésű tömör bekötőhuzalból készült. A hangfekvések nem magassági sorrendben lettek elhelyezve, hanem úgy, hogy a huzalozás a lehető leg-egyszerűbb legyen, vagyis egymás mellett foglalnak helyet a szomszédos oktáv-fekvések, hasonlóan a kvintek. A kevertjátékok behuzalozása különösen sok munkát igényel. A 12. képen legfeljebb a cymbel, alatta pedig a mixtúra egy részlete látható. Itt a huzalvezető bakelitfűk jóval magasabbak, hogy elérjen a 4 ill. 5 emeletes mátrix. Jól látható az R_{31} ellenállások elhelyezése is.

Nyilvánvaló, hogy egy ilyen kapcsolat nem valósítható meg kétoldalas nyomtatott lemezen, legfeljebb a számitógépekben alkalmazott sokréteges

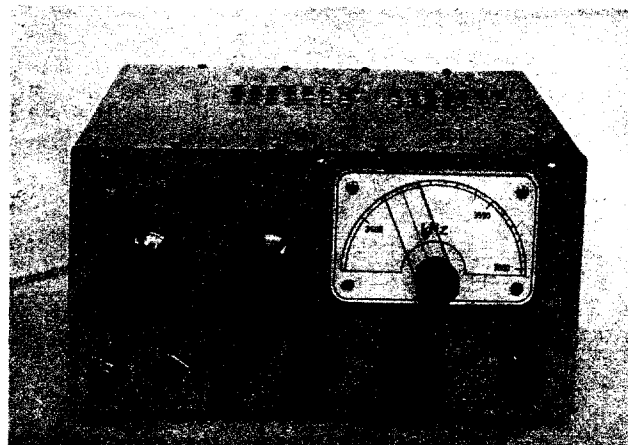
technológiákkal. Ezért kellett kialakítani ezt a huzalmátrixot. Könnyen látható, hogy ennek elkészítése igen sok munkát igényel: kb. 3 hónapig napi 10 - 12 órai munkával készült.

A 13. képen a frekvenciaosztók egy panelje látható. Ezek egyik sarkukon tengely körül fordulnak, így lehetett megoldani az egyszerű felerősítést és a kivezetések beforrasztásakor szükséges könnyű elmozdíthatóságot. A különböző művekhez csatlakozó alapjelvezetékek mind befutnak a frekvenciaosztókhoz, így itt némelyik kimenetre 3 vezeték is kapcsolódik. A frekvenciaosztóktól a mátrixokig vezetők huzalok sodrott erűek, hogy a lenyitható keretek mozgatasakor ne történjen meg. (A frekvenciaosztók paneljein a valóságban a fólia felfelé, az alkatrészek pedig lefelé néznek, hogy a kivezetések beforrasztása könnyen megoldható legyen.)

Az egyes nyomtatott panelekbe még azok beszerelése előtt forrasztottam be az alkatrészeket. A billentyűmátrix paneljeihez az álló ellenállások miatt külön beillesztő sablon készült, amely megfelelő pozícióban tartotta az ellenállásokat a beforrasztás alatt.

4-CSÖVES QRP ADÓ-VEVŐ A 3,5 MHz-ES CW SÁVRA

Hetényi László okl. vill. mérnök, HA 5 BK



A következőkben egy egyszerű, de ki-
mondottan hagyományos felépítésű ama-
tőr adó-vevőt mutatunk be olvasóinknak.
Ez az első generációs – csöves – konst-
rukciónál egyáltalán nem számít korszerű
megoldásnak, de előnyként kezelendő,
hogy az elektroncsövek aránylag olcsón,
vagy roncs készülékekből kitermelt
anyagként ingyen, sok amatőrnél rendel-
kezésre állnak. Az elérhető 5 W-os
kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény
egyébként csak drága és nehezen hozzáfér-
hető tranzisztorral volna megvalósít-
ható. A hálózati transzformátor is régi
rádió-vevőkészülékből származik, míg
egy tranzisztoros adó-vevő számára házi-
lag kellene tekercselni megfelelő transz-
formátort.

A készülékben egyedül az 1 MHz
körüli frekvenciájú rezgőkristály az az
elem, amely gondot okozhat. Ez a
kristály azonban frekvenciára nem
kritikus és frekvenciaértéke 770...830
kHz, vagy 950...1050 kHz, illetve
1300...1550 kHz-es határok között
bárhol megfelel. Az eredeti készülék-
ben egy pontatlan értékű 1000 kHz-es
kristály került beépítésre, amely már
kalibrációs célokra nem volt alkalmas.
Így az ismertetés ezzel a névlegesen
1 MHz-es kristállyal történik, de érte-
lemszerűen a fent felsorolt frekvenci-
ájú kristályokkal is kiszámíthatók az
egyes fokozatok üzemi frekvenciái.
A készülék rezgőkristállyal megvalósít-
ott keskeny vételi sávzélessége külön-
ösen alkalmassá teszi az A1 típusú
CW üzemre. Készülékünk ebben a
tekintetben több olyan SSB adó-vevő-
vel szemben kedvezőbb helyzetben
van, amelyek a 2,5–3 kHz-es SSB
sávzélességet használják táviró üzem-
módban is.

Ez a QRP készülék elsősorban a
kezdő amatőröknek ajánlható, mert
mint adó-vevő hozzásegít a nagy tel-
jesítményű állomásokon való munka
elsajátításához és korlátozott teljesít-
ményével nem zavar másokat a forgal-
mazásban. Jól használható továbbá a
„hivatalos” QRP versenyeken, avagy
másodkészlékként ott, ahol egyébként
nagy teljesítményű berendezés is
megtalálható.

Műszaki adatok:

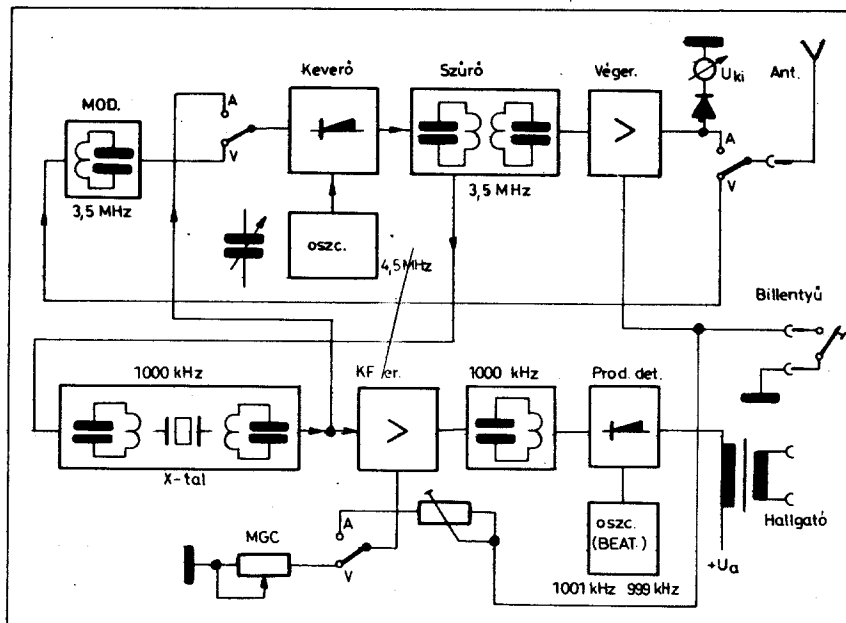
A készülék rendszere: egyszer transzponált adó-
vevő
Üzemi frekvenciájú: 3,5 ... 3,6 MHz
Kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény: 5 W
Végfokozatba bemenő egyenáramú teljesítmény:
9–10 W
Vételi érzékenység ($Z_0 = 50$ ohm): $1 \mu V$ (S6)
Vételi érzékenység ($Z_0 = 50$ ohm): $10 \mu V$ (S9)
Vételi érzékenység szabályozhatósága:
0 ... – 36 dB
Vételi sávzélesség: 30 Hz/– 6 dB
Vételi sávzélesség: 120 Hz/– 20 dB
Középfrekvencia rezgésszáma: 1000 kHz
Adás-vétel átkapcsolás: kézzel
Önhang (side tone): van
Hálózati teljesítmény felvétel: 35/50 W

Az adó-vevő készülék működési elve
az 1. ábra tömbvázlatán és a 2. ábra

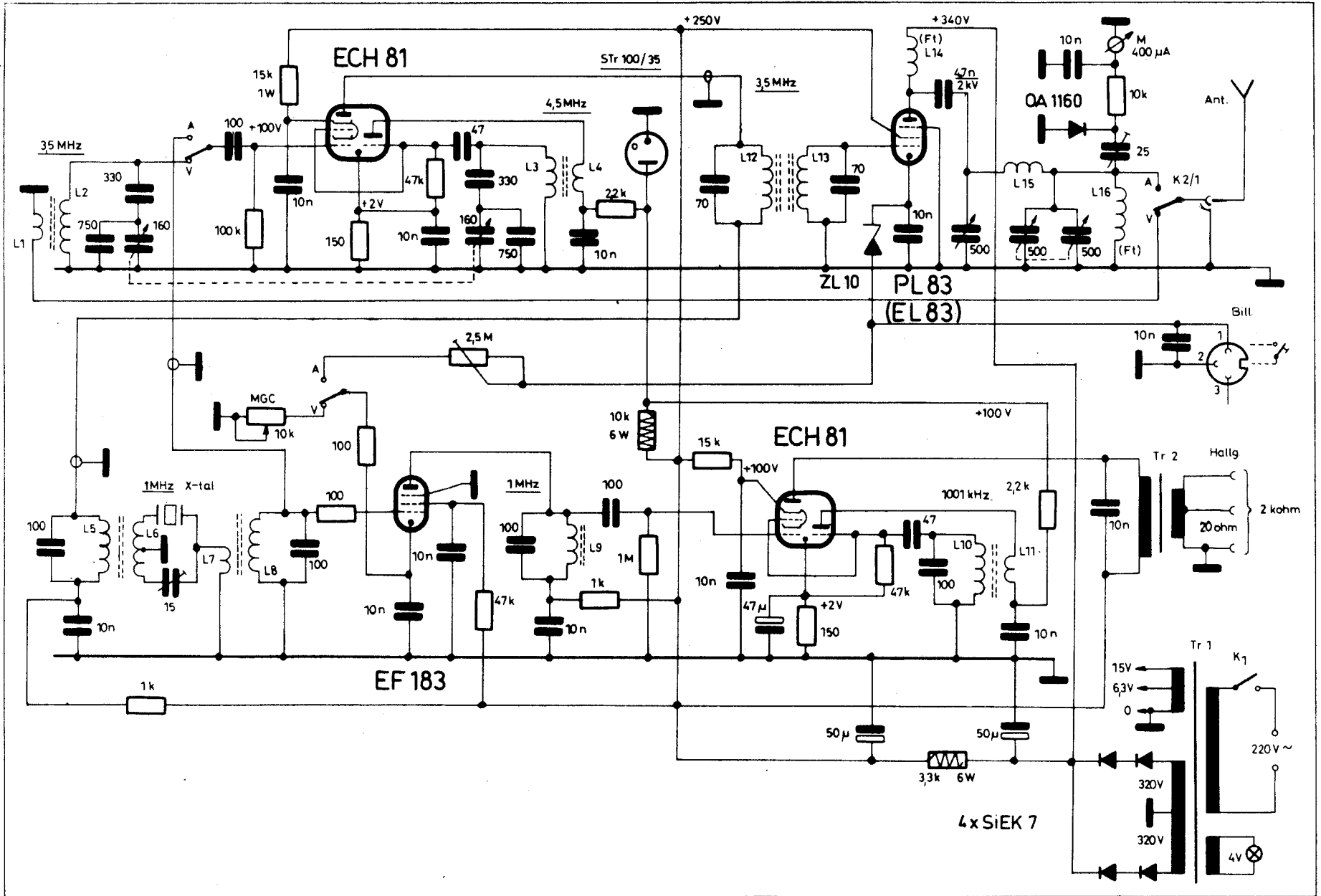
kapcsolási rajzán könnyen követhető.
Az adás-vétel átkapcsolást egy 3 mor-
ze-érintkezős toló kapcsoló valósítja
meg, amely kapcsoló két egységet
jelent azokból a kapcsolótípusokból,
amelyeket pl. a hordozható táská-
rádiókban alkalmazott a VT gyár
hullámváltás céljaira. A két egység
összesen 4 db morze áramkört tartal-
maz, de ebből csak 3 áramkör van ki-
használva. Az egyik ezek közül az
antenna adás-vétel irányú átkapcsolá-
sára szolgál (K2/1).

Vételüzem

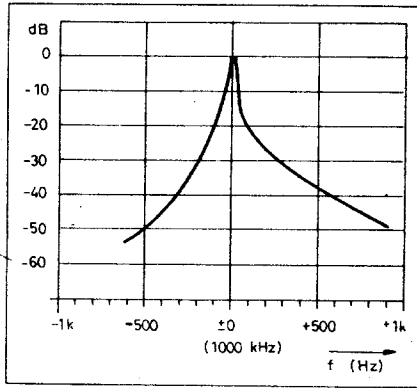
Vételnél az antenna felől érkező
nagyfrekvenciás jel egy 3550 kHz-re
(a CW sáv közepe) lehangolt rezgő-
körre érkezik, amely rezgőkör a
K2/2 kapcsolón keresztül vezérli az



1. ábra. Az adó-vevő készülék tömbvázlata



2. ábra. Az 5 W-os adó-vevő kapcsolási rajza



3. ábra. A készülék vételirányú frekvenciamenete

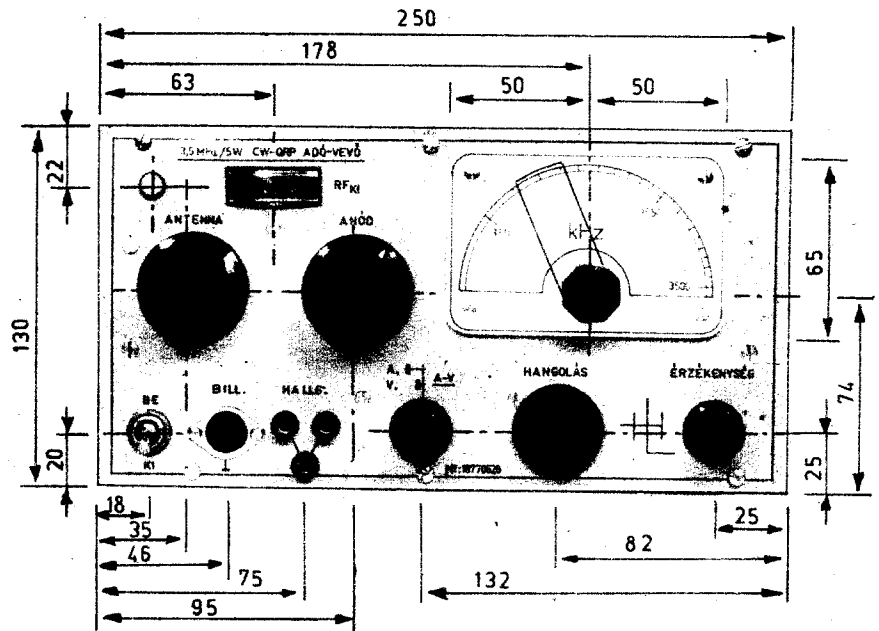
ECH 81-es keverőcsövet. A keverőcső trióda része a lokál oszcillátor, amelynek frekvenciája 4,5...4,6 MHz között hangolható. A keverőcső heptóda részének anódkörében megjelenik a két jel frekvenciában mért különbsége, a közpfrekvencia, amelynek értéke itt kerekén 1000 kHz. Az anódkörben két rezgőkör van sorba kapcsolva, hasonlóan a normál AM/FM vevőkészülékek KF erősítőfokozataihoz. Az itt elsőnek található 3,55 MHz-re hangolt sávszűrő primer rezgőköre adás alatt van kihasználva és az 1 MHz-es közpfrekvenciás jelet csillapítás nélkül átvezeti az 1 MHz-re hangolt L_5 rezgőkörre. Ezen rezgőkör középleágazású szekunder tekercse hídkapcsolást képez a kristállyal és annak neutralizáló kondenzátorával. A kristály biztosítja ebben a kapcsolásban a CW üzemhez szükséges nagyon keskeny átviteli sáv szélességet. A kristály a soros rezonancia-frekvenciáján rezeg és ezen a frekvencián impedanciája 100 ohm nagyságrendűvé válik (rövidzár), míg az egyéb frekvenciákon impedanciája 10...100 kohm értéket vesz fel. A kristály párhuzamos kapacitásán átjutó nemkívánt jeleket a hídkapcsolásban alkalmazott 15 pF-os trimmer kondenzátor neutralizálja ki. Ezt a trimmert úgy kell beállítani, hogy a kristály rezonancia-frekvenciájáról elhangolt jelet a lehető leggyengébben vegye a készülék. A két rezgőkört és a kristályt tartalmazó KF-szűrő és egyben a teljes vevőkészülék átviteli karakterisztikája a 3. ábra szerinti alakú.

A kristálysűrőt egy nagymeredekségű pentódával (EF 183) kivitelezett KF erősítő fokozat követi. A készülék érzékenységének szabályozása ebben a fokozatban történik (MGC), a cső meredekségének változtatásán keresztül. A szabályozás a katódellenállásként alkalmazott potenciométerrel történik. A KF erősítő anódköre zárókörrrel csatlakozik a „produkt detektor” fokozathoz, amely ismét egy ECH 81-es csővel van kivitelezve. Ennek a csőnek a heptóda része mint keverőcső képezi a produkt detektort és az anódkörben a KF- és a beat-jel különbségi frekvenciájának megfelelő hangfrekvenciás jel található. A beat-

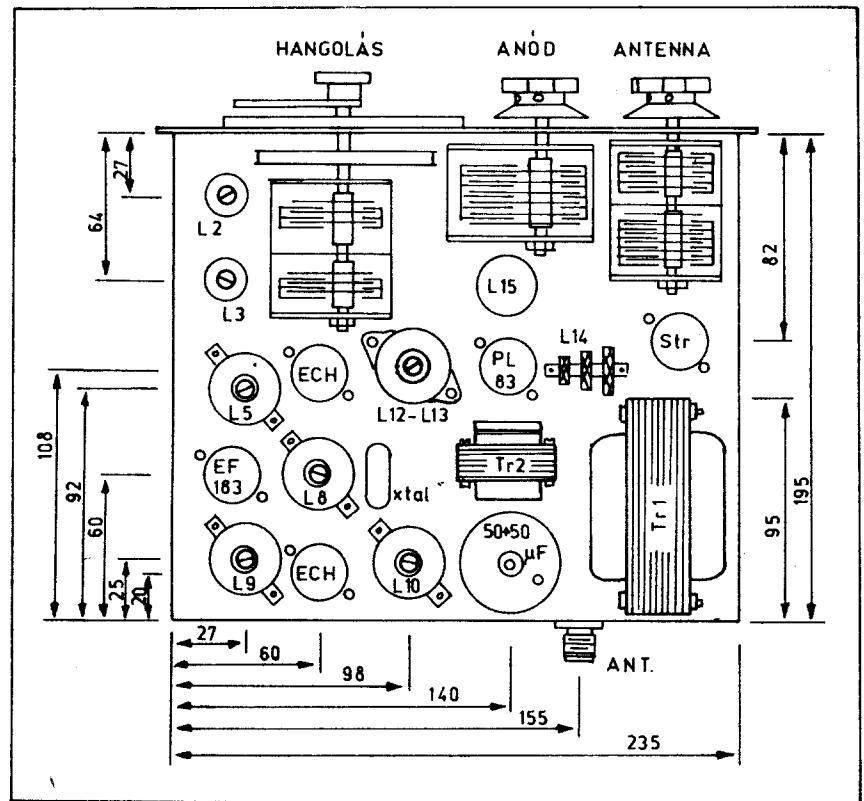
jelet a cső trióda része szolgáltatja és ezen jel frekvenciájának 0,8...2 kHz-el kell eltérnie a kristály által meghatározott KF frekvenciától. Célszerűen 1 kHz-es eltérés választható, amely megszokott magasságú hangot szolgáltat a hallgatónak. Az eltérés iránya

tetszőleges lehet; 999 kHz vagy 1001 kHz-re hangolható az L_{10} oszcillátor rezgőkör a vasmaggal.

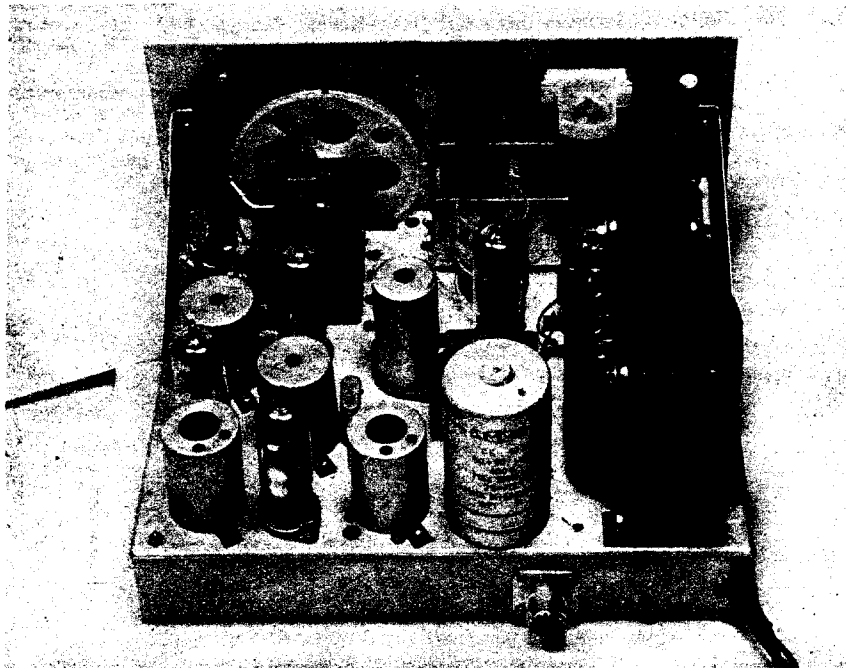
A fenti felépítéssel a készülék mint vevő, ECH 81, EF 183 és ECH 81 csöveket tartalmaz és 3-csöves vevőként kezelendő, a szokásostól azzal a meg-



4. ábra. Az előlapi szerelvények elhelyezése



5. ábra. Az alkatrészek elhelyezése a készülék panelján



6. ábra. A készülék belső felépítése

különböztetéssel, hogy demodulátorként nem dióda, hanem egy, a kis jelekre is lineárisan működő produkt detektor szolgál. A beatjellel és produkt detektorral való vétellel kb. azt az érzékenységnövekedést kapjuk egy egyszerű AM vevővel szemben, mint amilyen mértékben egy visszacsatolt vevőkészülék érzékenysége növekszik meg begerjesztett üzemben, távirójelek vétele esetén. Így a 3 csővel az $1 \mu\text{V}$ -os nagyfrekvenciás bemenő jel (50 ohmon) már kb. S6 hangerővel hallható és $10 \mu\text{V}$ -os jelszintnél a hangerő S9 értékű.

Adásüzem

Adásüzemmód esetén a K2 mindhárom tagja „A” állásban van. A K2/2 kapcsoló az ECH 81 keverőcső rácsára viszi azt a jelet, amely mint KF jel a kristálysűrő után megjelenik. Ezáltal a heptóda begerjed és oszcillációs frekvenciája a kristály soros rezonancia-frekvenciája lesz. A heptóda rész adás alatt is megkapja a $4,5 \text{ MHz}$ -es lokál jelet a trióda-oszcillátorból. A kettős vezérlés hatására anódjában megjelennek a keverésből adódó kombinációs frekvenciák. A sokféle frekvenciájú jel közül a $4,5 - 1 = 3,5 \text{ MHz}$ -es keverési produktum (különbségi frekvencia) az $L_{12} - L_{13}$ rezgőkörökből álló sávszűrőn keresztül hajtja meg a végerősítő csövet. Ez a sávszűrő a CW sáv közepére, 3550 kHz -re van hangolva és sáv szélessége kb. 200 kHz . Így az adót $3500 - 3600 \text{ kHz}$ között hangolva, nem szükséges a végfokozat rácskörének utánhangolása. Ez a sávszűrő kellő szelektivitást ad a $4,5 \text{ MHz}$ -es lokál, az 1 MHz -es KF frekvenciás és a $4,5 + 1 = 5,5 \text{ MHz}$ -es keverési termék jelekre.

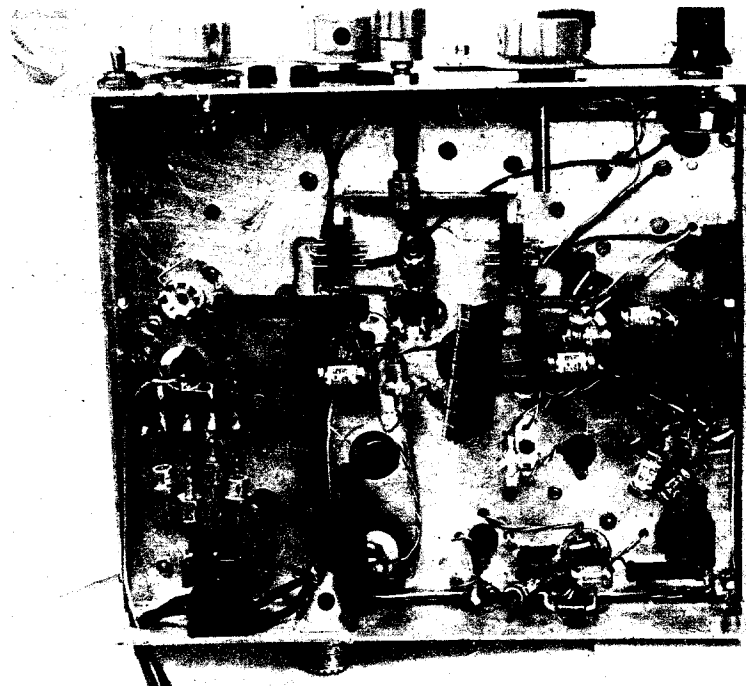
hangoló tag (π -tag) illeszti a mindenkori antennához. 50 ohmos koaxiális kábel esetén (ha az $\text{SWR} \leq 1,5$) a $2 \times 500 \text{ pF}$ -os forgót teljesen be kell forgatni. Magasabb impedanciájú kábel, vagy közvetlen csatlakoztatású antenna esetén 1000 pF -nál kisebb kapacitás szükséges. Az anódköri forgó kb. 250 pF -nál ad rezonanciát, amely rezonancia a kimenő teljesítmény indikáló műszeren jól beállítható. A műszer diódájára csatlakozó 25 pF -os trimmer-kondenzátort hozzáférhető helyre célszerű szerelni, mert a műszer által mutatott relatív kitérés maximuma erősen függ az antenna impedanciájától. A kedvező indikáció érdekében minden antennánál közel végkitérést célszerű beállítani a trimmerrel.

Billentyűzés

Külön említést érdemel a készülék billentyűzése, amely az RF jelre nézve a végerősítő cső katódkörében történik. Ez a megoldás nem különösebben szokatlan, de a cső „B” osztályú előfeszültségének előállítása már ritkábban alkalmazott eljárás. Az előfeszültség előállítására ugyanis egy teljesítmény Zener-diódát alkalmazunk, amely dióda a katódköri ellenállásokhoz hasonlóan állítja be a szükséges előfeszültséget és egyben stabilizálja is azt. A kapcsolás azzal a megoldással egyenértékű, ahol az előfeszültséget különálló tápegységből nyerjük. A SiZT-10, ZX-10, vagy ZL-10 típus jelű Zener-dióda elviseli a cső kb. 40 mA értékű katódáramát. A nagyfrekvenciás hidegtítésről a katódköri 10 nF -os kondenzátor gondoskodik. A billentyű megszakításakor a cső

A végerősítő fokozat PL 83-as csőve a rendelkezésre álló meghajtó teljesítménnyel és az adott tápfeszültségekkel $28 \dots 32 \text{ mA}$ anódáramot vesz fel kihangolt anódkör mellett. Így a bemenő teljesítmény $8 \dots 10 \text{ W}$ szintű. Ebből a bemenő egyenáramú teljesítményből $4,5 \dots 5 \text{ W}$ kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény nyerhető az antenna-kimeneten.

A cső anódkörét egy jólismert Collins



7. ábra. Alkatrészek a panel alatt. Jól látható az adásvétel-átkapcsoló és mechanikus szerelvénye

katódján mérhető feszültség kb. +20 V-ra növekszik (ha van nagyfrekvenciás meghajtás) és ezzel a cső anódárama megszűnik. Lenyomott billentyű esetén a cső „B” osztályú előfeszültsége azonos a Zener-dióda 10 V-os feszültségével. Ilyen előfeszültség mellett nagyfrekvenciás meghajtás nélkül a cső nyugalmi anódárama kb. 5 mA.

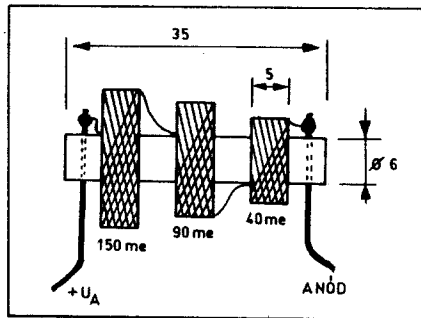
A billentyűzés alkalmával tehát az adó frekvenciáját meghatározó két oszcillátor folyamatosan üzemben van és a jel szaggatása a végfokozatban történik. Ez a megoldás azért előnyös, mert így az oszcillátorok kevésbé hajlamosak a „csipogásra”. A végfrekvencia keveréssel történő előállítására még azért is kedvező, mert így az antenna felőli visszahatás, illetve a készüléken belüli nemkívánt csatolások következtében nem lép fel frekvenciaelhúzás, mert egyik oszcillátor jele sem koherens a nagy teljesítményű kimenő jellel.

Önhang (side tone) előállítása

Távíró adás alkalmával nagyon előnyös, ha az operátor hallja a saját adását. Ezzel ellenőrizheti, hogy helyes ritmusban ad-e, vagy könnyen észreveszi, ha valahol eltevesztette a jeleket. Készülékünkben nincs különálló és a más adó-vevőknél megszokott „önhang-oszcillátor”. Ezt a megoldást csak külön csővel, vagy tranzisztorral lehetett volna kivitelezni és ez bonyolította volna az egyszerű felépítést.

Jelen megoldásban az önhang előállítása úgy történik, hogy a produkt-detektor és a KF erősítőfokozat adás alatt is üzemben marad. Ennek a következménye, hogy a produkt-detektor adás alatt is kap KF jelet, mégpedig a begerjesztett kristálysűrő frekvenciáján. Ez a jel folyamatosan jelen van, mint ahogy folyamatosan meglévő a 999 kHz-es, illetve 1001 kHz-es beatjel is. A két jel különbsége most adás alatt is 1 kHz, ugyanannyi, mint vétel alkalmával.

A fejhallgatóban megjelenő 1 kHz-es hang erőssége attól függ, hogy a KF erősítő mekkora jelet enged át a rezgésben levő kristály felől a produkt-detektorra. A billentyű az adott kapcsolásban nem csak a végerősítő katódját, hanem a 2,5 Mohmos potencióméterem keresztül az EF 183-as cső katódját is billentyűzi. Így a hallgatásban saját adásunk hangja hallható lesz. Az önhangjel amplitúdója a 2,5 Mohmos potencióméterrel a kívánt értékre beállítható. Sajnos egy gyenge 1 kHz-es jel állandóan jelen van, mert a teljesen lezárt csővön is keresztül jut egy kis jel, de az adás alatt nem nagyon zavaró. Az átszivárgó jel minimális szintre való csökkentése érdekében a KF jeleket vivő vezetékeket árnyékolni kell. A tekercsek és vezetékek árnyékolása egyébként azért is szükséges, mert a nagy meredekségű KF erősítő pentóda hajlamos a begerjedésre. Ugyancsak ezen cső ultrafrekvenciás begerjedését van hivatva megakadályozni a cső rácsával sorba kapcsolt 100 ohmos ellenállás.



8. ábra. Az osztott tekercselésű fojtótekercsek kiviteli rajza

A tápegység

A készülék tápegysége a lehető legegyszerűbb felépítésű. A szabadon futó oszcillátorok anódfeszültségét egy STR 100/35 típusú gáztöltésű stabilizátor stabilizálja 100 V értéken. Ez a cső a közismertebb VR 105-tel is helyettesíthető. A stabilizációra szükség van, mert ellenkező esetben a 4,5 MHz-es lokál oszcillátor a billentyűzések csipogóvá válik.

A készülékben egy csöves rádió hálózati transzformátort használtunk fel. Erre a célra olyan transzformátorok a kedvezőek, amelyek régi rádiókészülékekben a soros gerjesztésű hangszórót is kiszolgálták. Ezeknek ugyanis 300–350 V körüli szekunder anód tekercsük van. A lehetőleg nagy anódfeszültség a kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény növelése érdekében itt nagyon előnyös. A valaha csöves egyenirányítóval dolgozó transzformátor 2×2 db SiEK 7 típusú szilícium dióddal állítja elő az egyenfeszültséget. A nagy feszültségre való tekintettel 2–2 db diódát célszerűnek láttunk sorba kapcsolni, de a BY 238-as típusból 1–1 darab is elegendő lehet.

Üzemi tapasztalatok

A végerősítő cső anódfeszültségének függvényében a kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény meglehetősen meredeken változik. Például egy kisebb transzformátor alkalmazásánál, 210 V anódfeszültség és 190 V segéd-rácsfeszültség esetén a kimenő teljesítmény PL 83-as végső esetén is csak 2 W. Még ezzel a 2 W-os kimenő teljesítménnyel is a környező országok (OK, YU, UB) és a hazai állomások RST=569 és 589 riportokat adtak. A teljesítménynek 5 W-ra való növelése után a riportok könnyen érik el az 579...599 értéket. A készülék használhatóságából az következik, hogy egy ilyen QRP teljesítményű és érzékenységi készülék teljesen megfelelő a forgalmazás gyakorlásához kezdő amatőröknek. Nagy távolságú DX forgalomra a QRP teljesítmény csak kivételesen jó terjedési periódusokban alkalmas.

A készülék különösen jól használható a „Rádiótechnika” évi QRP-versenyein, mivel a végerősítő cső a foglalatban való néhány átforrasztás után

kicsérélhető az ilyen versenyeken engedélyezett EF 80, vagy EF 184 típusú csőre. Ilyen esetben a Zener-diódát ZX 5-re kell kicsérélni, hogy az előfeszültség ezeknél a csőveknél is optimális legyen. EF 80-as csővel a kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény 2,5 W és hasonló teljesítmény érhető el az EF 184 esetében is.

A forgalmazási kísérleteknél a készülékhez egy 20 méter hosszú kétszálás antennát használtam, amely a föld felett kb. 6 méter magasan volt kifesztve két közeli ház között. Az antenna táplálása 50 ohmos koaxiális kábelben keresztül történt egy az antenna végpontjában levő illesztő tagon keresztül.

A végerősítő fokozatban alkalmazott PL 83-as cső némi magyarázatot igényel. Ez a csőtípus minden paraméterében megegyezik a sokkal gyakoribb EL 84-es típussal, de a belső elektródakapacitásai kisebbek. Különösen a kritikus anód-rács kapacitás lényegesen kisebb és ezért a PL 83, vagy EL 83 egy nagyfrekvenciás csőtípus és az adott kapcsolatban teljesen gerjedéshajlam nélkül üzemeltethető. Lehetséges, hogy az EL 84-es is megfelelné az adott kapcsolatban, de erre nem történt próbálkozás. Esetleg ezen utóbbi csövet neutralizálni kellene. Végerősítőként nagyon jól használható még az EL 81, E 81 L és 18042 ritkábban előforduló csőtípusok. Az „öreg” EBL 21 a maga „hatalmas” anód-rács kapacitásával szóba sem jöhet.

Mechanikus felépítés

Az adó-vevő készülék egy 250×130 mm előlapméretű és 200 mm mély alumínium dobozban van elhelyezve. A hagyományos rendszerű vízszintes panel mérete 235×195 mm. A panel magassága 37 mm. A panel, az előlap és a doboz anyaga 1,5 mm-es félkemény alumínium lemez. Az előlapon elhelyezett szerelvények helyét és méreteit a 4. ábra mutatja. A panelen található alkatrészek elhelyezését az 5. ábra méretei adják, míg térben a 6. ábra fényképe szolgál magyarázattal.

Az ellenállások, kondenzátorok, kapcsolók és csatlakozók a panel alatt vannak elhelyezve hagyományos szereléssel, mint az a 7. ábrán látható. Az ábra világosan mutatja az adásvétel-átkapcsoló mechanikus megoldását. Az adás vétel-átkapcsolás az előlapi gomb kihúzásával (adás), vagy betolásával (vétel) történik. Ügyeljünk arra, hogy ez a kapcsoló könnyen mozogjon (arretálás nélkül), hogy átkapcsoláskor a készüléket ne rázzuk meg, mert ilyenkor a frekvencia odébb ugorhat.

A Tr 2 hangfrekvenciás kimenő transzformátor M 42 típusú vasaggal készült. A légréssel összerakott lemez-köteg vasmag-keresztmetszete $q = 2,25 \text{ cm}^2$. Menetszámok:

- primer: 2000 me. $\varnothing 0,1 \text{ CuZ}$,
- szekunder: 100+400 me. $\varnothing 0,15 \text{ CuZ}$.

A tekercsek soronként szigeteltek és a

két tekercs között 3 réteg varnisvászon szigetelés van.

A nagyfrekvenciás tekercsek adatait a táblázat tartalmazza. A nagyfrekvenciás tekercsek az $L_{14} - L_{15} - L_{16}$ kivételével 7 mm-es ORION tekercstestekre készültek. A tekercstest külső átmérője 9,5 mm, a vasmag M 7 x 15 ferrit vasmag.

Az L_1 antennatekercs az L_2 menetei közé van tekercselve. Az L_4 és az L_{11} a rezgőköri tekercs alá van tekercselve egy sorosan. Az $L_5 - L_8 - L_{10}$ KF tekercsek 15 x 0,05-ös litzehuzalból készültek, méhsejt tekercseléssel. Az L_6 és az L_7 csatolótekercsek a nekik megfelelő rezgőköri tekercs tövében találhatóak, hogy a csatolás közöttük minél szorosabb legyen. Az L_6 közép-leágazásos tekercs a szimmetria érdekében bifiláris tekercselésű.

Az L_{14} és az L_{16} rövidhullámú fojtótekercsek osztott tekercseléssel, méhsejt kivitelben készültek, mint azt a 8. ábra mutatja.

Táblázat: a nagyfrekvenciás tekercsek adatai

Tekercs	Menetszám	Induktivitás	Huzal	Megjegyzés
L_1	3	—	0,2 CuZS	L_2 közéibe
L_2	30	8 μ H	0,5 CuZ	soros
L_3	25	5 μ H	0,5 CuZ	soros
L_4	4	—	0,2 CuZ	L_2 közéibe
L_5	120	250 μ H	15 x 0,05	selyem-litze
L_6	4 + 4	—	0,15 CuZS	L_5 mellé
L_7	5	—	0,15 CuZS	L_6 mellé
L_8	120	250 μ H	15 x 0,05	selyem-litze
L_9	120	250 μ H	15 x 0,05	selyem-litze
L_{10}	120	250 μ H	15 x 0,05	selyem-litze
L_{11}	30	—	0,15 CuZS	L_{10} alá
L_{12}	42	30 μ H	0,2 CuZS	méhsejt
L_{13}	42	30 μ H	0,2 CuZS	méhsejt
L_{14}	280	1,1 mH	0,15 CuZS	osztott tek.
L_{15}	28	22 μ H	0,5 CuZS	soros, térközzel
L_{16}	280	1,1 mH	0,15 CuZS	osztott tek.

10 W-os teljesítményerősítő a 3,5 MHz-es CW sávra

Hetényi László okl. vill. mérnök, HA 5 BK

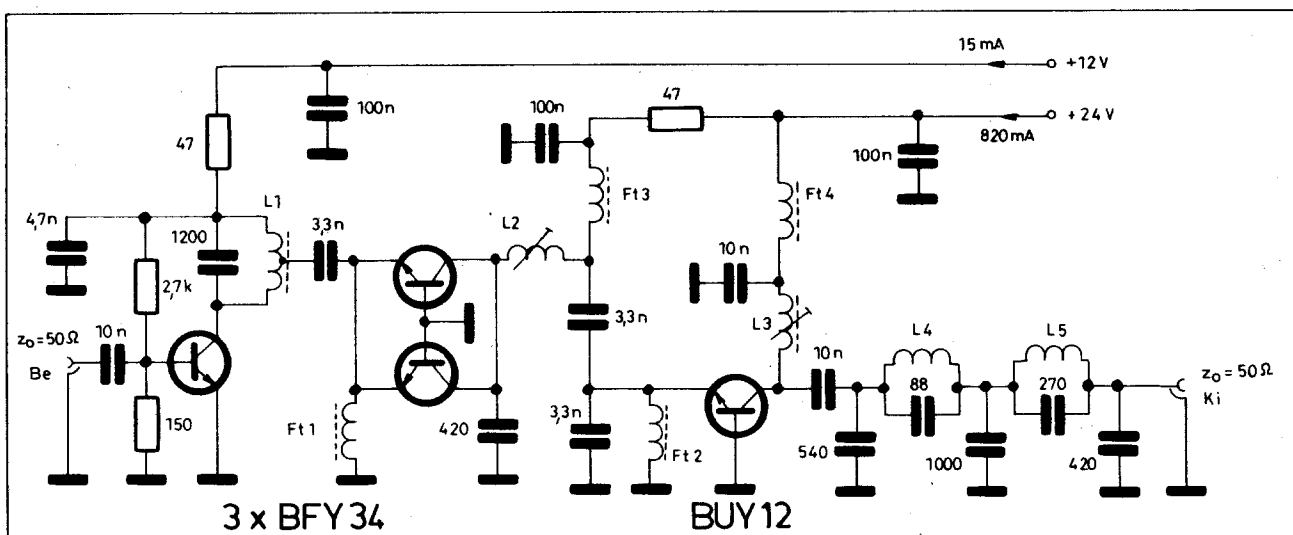
Felvezetés amatőr adókészülékeknek problémát jelent a nagyfrekvenciás teljesítményerősítő tranzisztor beszerzése. A hazai gyártásban is szereplő BUY 12 és BUY 12 T típusú tranzisztorok némileg nyíltak a gondokat. Ezen típusok 18 ill. 12 MHz-es határfrekvenciája lehetővé teszi a 3,5 MHz-es, vagy esetleg a 7 MHz-es sávban való alkalmazást. Jelen leírásunk egy háromfokozatú teljesítményerősítő láncot ismertet 10 W kimenő nagyfrekvenciás teljesítménnyel a 3,5 MHz-es amatőr táviró sávban. A kapcsolással és a mérési eredmények közreadásával segítséget kívánunk nyújtani azoknak az amatőröknek, akik félvezetéses adó, vagy adó-vevő készülék építésébe kívánnak fogni.

Műszaki adatok

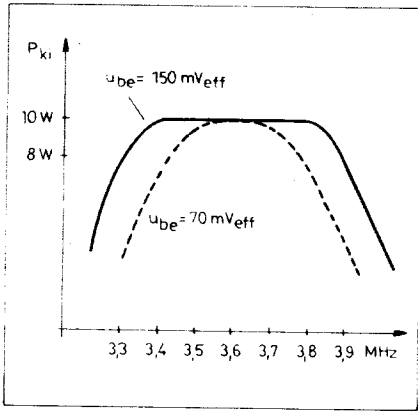
Üzemi frekvenciasáv: 3,5 ... 3,8 MHz
 Üzem mód: „C” osztályú erősítő
 Bemeneti impedancia: 50 ohm
 Meghajtóteljesítmény-igény: 0,2 ... 0,3 mW
 Kimenet terhelő impedanciája: 50 ohm
 Harmonikusok szintje: $\approx 50 \mu$ W
 $U_T = 12$ V $U_T = 24$ V

Egyenáramú
 bemenő teljesítmény: 11 W 20,5 W
 Nagyfrekvenciás
 kimenő teljesítmény: 6,2 W 10 W
 Vég- és meghajtó fok.
 áramfelvétele: 910 mA 820 mA

sítmény-keverőről, meghajtható legyen, mivel a 10 W-os kimenő teljesítmény eléréséhez mindössze 0,2–0,3 mW meghajtó teljesítményt igényel. Ezt a relatív alacsony teljesítményszintet bármilyen kisteljesítményű keverő, vagy erősítő tranzisztor szolgáltatni tudja. Az erősítő lánc első tagja „A” osztályú lineáris működésű, míg a meghajtó és a végerősítő fokozatok „C” osztályú üzemen dolgoznak, a CW üzemet nem érintő nonlineáris karakterisztikával. Az erősítő lánc kapcsolási rajza az 1. ábrán látható. A 0,1 ... 0,15 V_{eff} amplitúdójú bemenő nagyfrekvenciás jel az első tranzisztorra csatlakozik. Ez az előerősítő fokozat földelt emitteres kapcsolású.



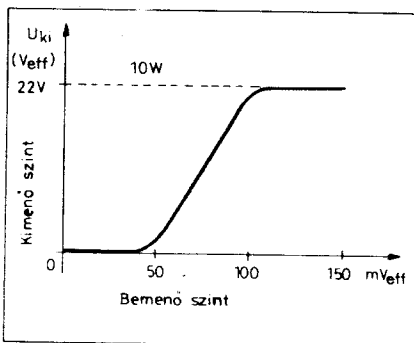
1. ábra. A 10 W-os tranzisztoros erősítő kapcsolási rajza



2. ábra. Az erősítő lánc frekvenciamenete a kivezérés függvényében változik. Növekvő meghajtó jelszinteknél a sávzélesség is megnövekszik

A bemeneti impedanciát a 150 ohmos ellenállás és a BFY 34 tranzisztor bemeneti impedanciája állítja be a szabványos 50 ohm értékre. Az „A” osztályú erősítő kollektor körében egy a CW sáv közepére (3550 kHz) hangolt rezgőkör van, amelyet a két párhuzamosan kapcsolt BFY 34-ből álló meghajtó fokozat jelentősen csillapít. Az emitter oldali impedanciával csillapított L_2 rezgőkör terhelt jósági tényezője erősen lecsökken és így utánhangolás nélkül, mintegy szélessávúan átfogja a szükségesnél nagyobb 3,4...3,8 MHz-es sávot.

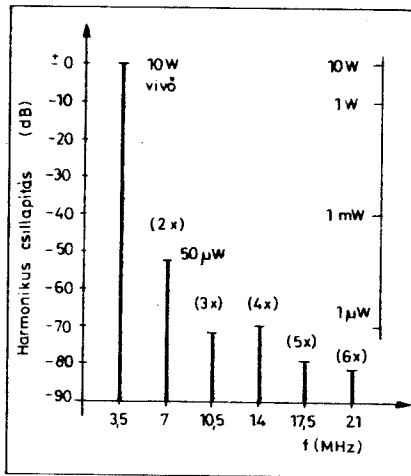
A „C” osztályú üzemből adódóan az L_1 és L_2 rezgőkörök csillapítása a meghajtó jel amplitúdójától erősen függ. Nagy vezérlő jelek esetén a sávzélesség megnő, míg a kivezérés határán levő jelszinteknél a sávzélesség lecsökken, mint azt a 2. ábra mutatja. Táviró üzemben természetesen célszerű a nagyobb – 150 mV_{eff} értékű – bemenő jelszintet alkalmazni. A sávzélességnek a bemenő jelszinttől való függését elősegíti a fokozatok által létrehozott limitáció is, amely egyébként a csöves „C” osztályú erősítőknél is jól ismert jelenség.



3. ábra. A „C” osztályú beállítás következtében a kisszintű meghajtó jel nem nyitja ki a meghajtó és végerősítő tranzisztorokat. 100 mV felett már létrejön a telítés, a limitáció

A meghajtó és a végerősítő fokozatok „C” osztályú beállításából következik, hogy az erősítő amplitúdó-linearitása nagyon rossz és ez abban jelentkezik, hogy a kimenő jel csak egy adott szintű meghajtó jel felett kezd emelkedni. Az erre vonatkozó karakterisztikát a 3. ábra mutatja. Az 50 és 100 mV-os bemenő jelek tartományában a görbe meglehetősen egyenes és ebből arra lehet következtetni, hogy a rendszer lineáris üzemmódra (SSB célra) is alkalmassá volna tehető, ha a meghajtó és a végerősítő tranzisztorokat „B” osztályban üzemeltetnénk. Ehhez a meghajtó és a végerősítő tranzisztorok bázisát kellene egyenárrammal kinyitni. Mivel a cél a CW üzem volt, ilyen irányú kísérlet nem történt.

A meghajtó fokozatban két párhuzamosan kapcsolt BFY 34 tranzisztor szolgáltatja a kb. 1 W nagyságú



4. ábra. A harmonikusok szintje nagyon kedvező – kicsiny – értéket mutat, a kimeneti szűrő alkalmazása következtében

meghajtó teljesítményt. A két tranzisztor nyugalmi kollektorárama zérus, mert mind a bázisuk, mind az emitterük egyenáramú szempontból földpotenciálra van. A tranzisztorok kinyitását a vezérlő nagyfrekvencia végzi.

Az illesztés a meghajtó fokozat kollektora és a földelt bázisú végerősítő fokozat emitterköre között egy π -taggal (Collins illesztővel) van megoldva. Ezzel a kapcsolással ugyanis megvalósítható az a nagyon nagy áttételi viszony, amely a többször 100 ohmot igénylő kollektor és az 1 ohm körüli impedanciát képviselő emitter-bemenet között szükséges.

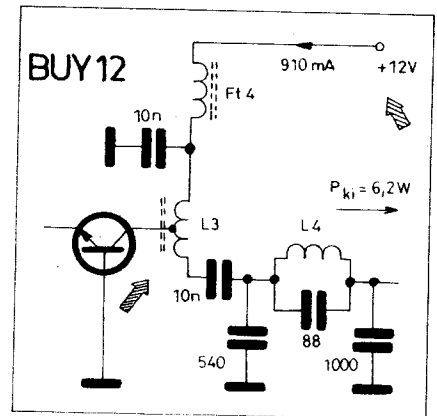
Mind a meghajtó, mind a végerősítő fokozatban a földelt bázisú üzemmód azzal az előnnyel jár, hogy a fokozatok bemenete és kimenete közötti visszahatás aránylag csekély és így a rendszer gerjedésre nem hajlamos. A végerősítő tranzisztor esetében a földelt bázisú üzemmód szükségszerű is, mert a tranzisztor megadott határfrekven-

ciája csak ebben az üzemmódban érvényes, míg az egyébként nagyobb erősítést adó földelt emitteres kapcsolásban a határfrekvencia (f_β) a 100 kHz-ek tartományába kerül.

A végfokozatban alkalmazott BUY 12 tranzisztor megengedett kollektor disszipációja 70 W, amely érték sokszorosa annak, amelyre kapcsolásunkban igénybe van véve. Ez azt jelenti, hogy nagyobb kimenő teljesítmény is elérhető volna a tápfeszültség növelésével. Teljesítménykorlátozó tényezőként jelentkezik a tranzisztor nagyjelű, nagyfrekvenciás viselkedése, amely szerint a határfrekvenciához közeledve a kollektoron a jel amplitúdója egyre csökken. Ez a jelenség a félvezetőben végbemenő töltésvándorlás sebességével – a réteg kiürülésének sebességével – van szoros összefüggésben.

A 24 V-os egyenáramú tápfeszültség mellett a tranzisztorból kivehető maximális nagyfrekvenciás teljesítmény 11–12 W, de biztonságosan csak 10 W nyerhető a kimenő szűrő veszteségei miatt. 24 V tápfeszültség alkalmazása esetén a kollektor optimális terhelő ellenállása 10 és 20 ohm között van. A kimenő szűrő elemei úgy lettek megválasztva – a kollektor belső kapacitását is figyelembe véve –, hogy az 50 ohmos antennakábel impedanciáját ebbe a szükséges tartományba tegye át.

A két tekercset (rezgőkört) tartalmazó kimenő szűrőre mindenképpen szükség van, mert a fokozat „C” osztályú üzemből adódóan nagyszámú és nagy amplitúdójú harmonikus jeleket termel, amely jelek zavarnák a 7 és 14 MHz-es amatőr és az egyéb frekvenciákon dolgozó hivatalos adók forgalmát. A harmonikus jelek csillapítására vonatkozóan a 4. ábra ad felvilágosítást. A kimeneti szűrő alkalmazásával a második (legerősebb) harmonikus szintje a vivőhöz képest már 53 dB-lel csillapodik, ami megfelel 50 μ W-os teljesítménynek (0,05 mW). Ez a jelszint már gyakorlatilag nem



5. ábra. + 12 V tápfeszültség alkalmazása esetén a végerősítő kollektorkörében autotranszformátort kell alkalmaznunk. Az L_2 tekercs ebben az esetben 8 + 8 menetű $\varnothing 10 \times 15$ N-10 vasmagon, $\varnothing 1$ mm-es CuZ huzalból

zavarja a 7 MHz-es sávban a forgalmat. A kimeneti szűrő alkalmazása nélkül a 7 MHz-es sávban nyerhető nagyfrekvenciás teljesítmény, kihangolt kollektorkör esetén 3 W értékű (frekvencia kétszerezés).

A kimeneti szűrő egy aluláteresztő szűrő, amelynek levágási frekvenciája 5 MHz. A végerősítőnek a sávba való hangolása az L_3 kollektorköri tekercsessel történik. Mivel a rendszer széles-sávú, az egy amatőrsávon belül, azért ezt a műveletet csak egyszer kell elvégezni.

Üzem alatt a tranzisztorok áramfelvétele nem túlzottan nagy, de elegendő ahhoz, hogy hűtőbordákat kelljen alkalmaznunk. A BFY 34-es tranzisztorok mindegyikén egy-egy „hűtőcsillag” elegendő hűtést biztosít, míg a végerősítő tranzisztorát egy kb. 200 cm² felületű hűtőbordára kell szerelni. Folyamatos üzem esetén a végerősítő tranzisztor külső hőmérséklete kb. 45 °C-ra emelkedik.

Egyetlen gépkocsi akkumulátor használata esetén csak legfeljebb 12 V tápfeszültség áll rendelkezésünkre. Ilyenkor a legnagyobb kimenő teljesítmény elérése érdekében meg kell változtatnunk a végerősítő kollektorkörét az 5. ábra szerint. A kisebb kollektor feszültség egyben alacsonyabb kollektorköri optimális impedanciát is igényel és ennek érdekében az L_3 tekercset (új menetszámmal) közép- vagy alacsony-sávú kell tennünk. Így egy autotranszformátor jön létre, amely az

Tekercs adatok

Tekercs	Induktivitás	Menetszám	Huzal	Megjegyzés
L_1	1,3 μ H	19	0,25 CuZS	\varnothing 4 \times 10 N-10 vasm. leág.: 5
L_2	4,5 μ H	29	0,5 CuZS	\varnothing 11,5 mm légmagos
L_3	2,3 μ H	8	1 CuZ	\varnothing 10 \times 15 N-10 vasmagos
L_4	2,35 μ H	20	1 CuZ	\varnothing 11,5 légmagos
L_5	1,8 μ H	17	1 CuZ	\varnothing 11,5 légmagos
Ft ₁	30 μ H	40	0,15 CuZS	\varnothing 4 \times 10 N-10 vasmagos
Ft ₂	30 μ H	40	0,15 CuZS	\varnothing 4 \times 10 N-10 vasmagos
Ft ₃	30 μ H	40	0,15 CuZS	\varnothing 4 \times 10 N-10 vasmagos
Ft ₄	7 μ H	20	0,3 CuZS	\varnothing 4 \times 15 N-10 vasmagos

impedanciát alacsonyabb értékre állítja be. A 12 V-os tápfeszültség mellett kivehető maximális nagyfrekvenciás teljesítmény 6,2 W, amely táviró üzemben még mindig nem lebecsülendő egy félvezetős QRP adó esetében. A kollektorkör ilyen kivitele mellett a fokozat által felvett kollektoráram is csekély mértékben megnövekszik.

A végerősítő fokozat hatásfoka a relatív közeli határfrekvencia következtében meglehetősen alacsony:

- +24 V-os tápfeszültség esetén:
 $\eta = 51\%$
- +12 V-os tápfeszültség esetén:
 $\eta = 55\%$

A hatásfokban természetesen a kimenő szűrő kb. 1 dB-es csillapítása is

benne van és így a tranzisztor saját hatásfoka valamivel kedvezőbb.

A BUY 12 tranzisztor kollektor-feszültség és kollektoráram tartalékai megengedik azt, hogy a fokozatról a terhelést – az antennát – üzem alatt lekapcsolhassuk anélkül, hogy a túlfeszültség, vagy a túláram a tranzisztor tönkretenné.

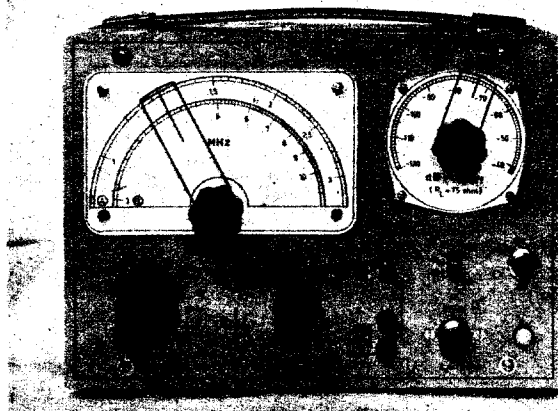
A 10 W-os erősítőben alkalmazott nagyfrekvenciás tekercsek és fojtótekercsek adatait a táblázat tartalmazza. A mechanikus kivitel nem kritikus, de célszerű a fokozatokat lehetőleg egymáshoz közel elhelyezni, hogy az alacsony impedanciák közötti csatlakozó vezetékek minél rövidebbek legyenek. Ügyeljünk arra, hogy a rezgőköri és fojtótekercsek mágneses tere egymással ne kerüljön csatolásba.

AM szignálgenerátor

a 100 kHz...

30 MHz tartományra

Hetényi László okl. vill. mérnök, HASBK



A következőkben egy univerzálisan használható szignálgenerátor leírását adjuk olvasóinknak. A szignálgenerátor, mint klasszikus megnevezés, azoknak a nagyfrekvenciás generátoroknak a csoportját jelenti, amelyek rádió-vevőkészülékek rezgőkörökének, illetve fokozatainak behangolására szolgálnak. A rövid-, közép- és hosszuhullámú vevőkészülékek amplitúdómodulációs rendszeréből adódik, hogy ezek a szignálgenerátorok is AM üzemmódban dolgoznak. Az egyszerűbb felépítésű szignálgenerátorok csak hangolási műveletekre alkalmasak, míg a bonyolultabb és gondosabban felépített készülékek nagyfrekvenciás érzékenységű mérését is lehetővé tesznek.

Jelen készülékünk egy a szokásosnál bonyolultabb felépítésű készülék, de ennek következtében érzékenységmérési célokra is használható az 1 μ V...100 mV jelzést tartományokban. Készülékünk különleges előnye, hogy az 5 sávban átfogott 0,1...30 MHz-es frekvencia-tartományhoz csak két skálaosztást igényel és így a mutatott frekvencia leolvasása nagyon könnyűvé válik. A teljesen félvezetős felépítés – mint második generációs készülék – amatőr viszonylatban korszerűnek mondható.

A készülék elvi felépítését az 1. ábrán bemutatott tömbvázlat alapján követhetjük végig, míg az elvi kapcsolási rajz a 2. ábrán látható.

Az oszcillátor

A szignálgenerátor legfontosabb funkciója a szabadonfutó és hangolható oszcillátor, amely a mérőjelet előállítja. Készülékünkben az oszcillátor egy hagyományos felépítésű Meissner kapcsolás, FET-tel kivitelezve.

A csöves megoldásokkal szemben a tranzisztoros kivitel azzal az előnnyel bír, hogy a készülékben nem fejlődik jelentős hőmennyiség és így a frekvenciastabilitás könnyebben megvalósítható. A tranzisztoros kivitelnek még az az előnye is megmutatkozik, hogy nem szükséges nagy jelamplitúdókat létrehozni a rezgőkörön. Ez két okból

Műszaki adatok

Frekvenciatartomány	100 kHz ... 30 MHz
Frekvenciasávok száma:	5
Frekvenciasávok eloszlása:	0,1 - 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 MHz
Átlapolás a sávok között:	kb. 10%
Leolvasási pontosság:	kb. 1%
Frekvencia instabilitás:	$\leq 5 \cdot 10^{-5}/\text{óra}$
Modulációs üzemmód:	AM (A3)
Belső moduláció:	1000 Hz/30%
Modulációs torzítás ($m=0,3$ -nál):	$k \leq 2\%$
Bemenő jelszint külső mod-nál:	1 V _{eff} /100%
Modulációs frekvenciamenet:	30 Hz ... 20 kHz/±1 dB
Szinkron FM moduláció ($m=1$; $f=30$ MHz):	$\leq \pm 20$ Hz
Kimeneti impedancia:	75 ohm
Kimenő RF jelszint	
- erősítő nélkül:	1 μV ... 10 mV
- erősítővel:	10 μV ... 100 mV
Kimenő szint változása	
- egy sávon belül:	$\leq \pm 0,5$ dB
- 15 MHz ... 30 MHz között:	$\leq \pm 1,5$ dB
Kimenő osztó leolvasási pontossága:	$\pm 0,5$ dB

kedvező; először azért, mert a rezgőkör tekercsén átfolyó nagyfrekvenciás kör-áram így sokkal kisebb lehet, mint csöves esetben és a rezgőkör belsejében fellépő hőfejlődés sokkal kisebb. Ezáltal ismét a frekvenciastabilitás növekszik. A másik kedvező ok az, hogy a kisebb körárammal dolgozó rezgőkörök mágneses és elektromos szórása arányosan kisebb és így könnyebb a mágneses árnyékolást megvalósítani. Ez különösen az 1 μV körüli kimenő jelszinteknél lényeges, mert esetleg egy mágneses szórás sokkal nagyobb jelet visz a mérendő készülékbe, mint amekkorát a kimenő osztón beállítottunk. Csöveknél a rezgőkör jelamplitúdója 5 - 10 V_{eff} szokott lenni, míg az itt alkalmazott tranzisztoros kapcsolásban a rezgőkörön mérhető feszültség csak kb. 0,7 V_{eff} értékű.

A Meissner kapcsolás jellemzője a gate-(ejtsd: *gét*) oldali rezgőkör és a drain-(ejtsd: *drén*) köri visszacsatoló tekercs. Maga a FET (tulajdonképpen jFET = záróréteges FET) paramétereiben nagyon hasonló egy elektroncsőhöz. Karakterisztikáiban pentóda jellegű, kapacitásait tekintve triódához lehet hasonlítani. Belső kapacitásait tekintve azonban sokkal kedvezőbb a triódánál, mert az elektróda-kapacitások sokkal kisebbek.

RF szintstabilizálás

Az oszcillátorkapcsolás nem a szokásos önlimitáló rendszerű, hanem a hangolással szembeni konstans jelszint elérése érdekében egy kéttranzisztoros szintszabályozó áramkört is tartalmaz. Az 1 N 914-es nagyfrekvenciás szilícium dióda ($C_{ak} = 1$ pF) egyenirányítja a rezgőkörön megjelenő nagyfrekvenciás jelet és a BAY 45 (BAY 42) ugyancsak szilícium diódán keresztül ezzel az egyenfeszültséggel vezérli a szabályozó áramkört. Ezen második szilícium dióda csak egy 0,5 - 0,6 V-os

Zener-dióda helyett van a kapcsolásban. Az ezen helyre tett sorbakapcsolt diódák számával lehet lépésekben változtatni a rezgőkör nagyfrekvenciás feszültségét.

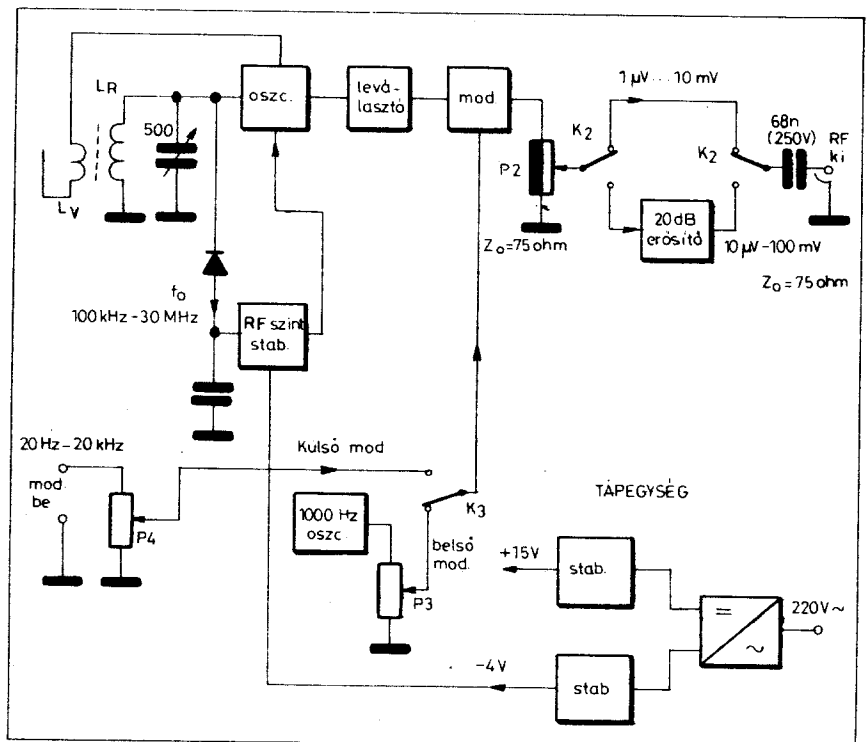
A BC 212 PNP tranzisztor bázisán megjelenő egyenirányított negatív feszültség kinyitja ezt a tranzisztort és ez, mint emitterkövető már kis bemenő áramok mellett (anélkül, hogy a diódaáram a rezgőkört terhelné) negatív feszültséget visz a BC 108-as NPN tranzisztor előzőleg kinyitásban

levő bázisára. A BC 108 bázisfeszültségének negatív irányban való elmozdulásának hatására ezen tranzisztor kollektorárama lecsökken és kollektora egyre pozitívabb lesz. Mivel a BC 108 kollektora és a BF 245C FET tranzisztor source (ejtsd: *szörsz*) elektródája össze van kötve, ez is pozitívabb lesz. Ezáltal az oszcillátor tranzisztor előfeszültsége megnövekszik és lecsökken a rezgőkörön a nagyfrekvenciás jelszint.

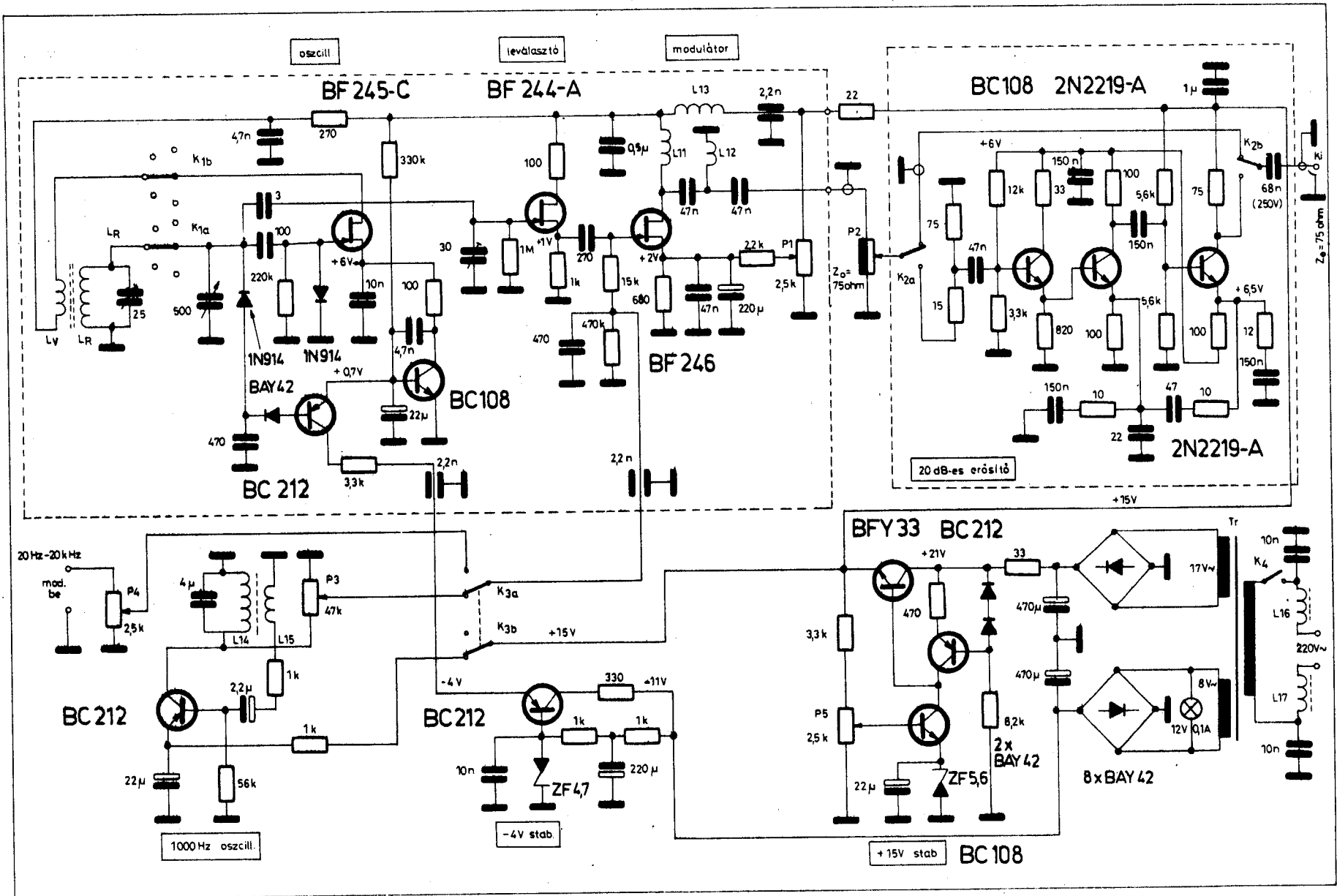
A három tranzisztor tehát negatív visszacsatolású olyan hurkot képez, amelyben egy nagyfrekvenciás szakasz is szerepel a rezgőkör révén.

A sáváltás

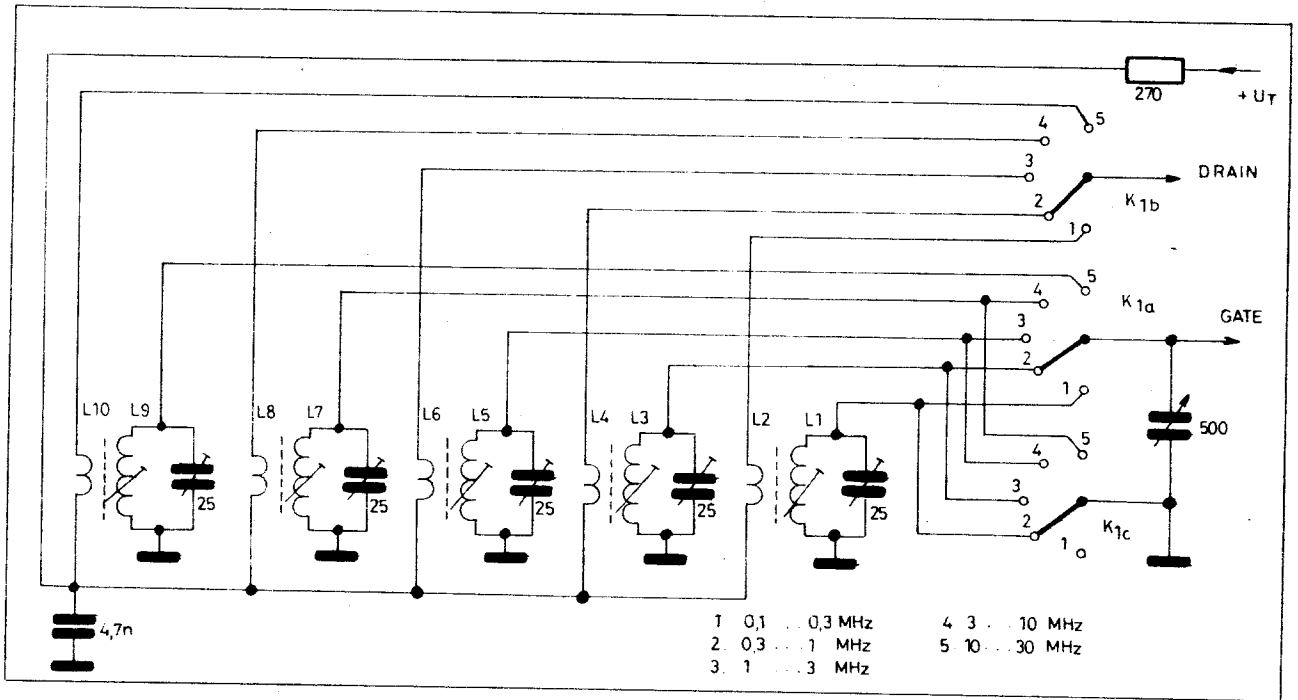
Az oszcillátorfokozat 5 sávban fogja át a 100 kHz...30 MHz-es tartományt. A sáváltásra egy tárcsás négyáramkörös kapcsolót (yaxley) alkalmaztunk. Ez a kapcsoló két tárcsából is összeállítható, ha tárcsánként csak két áramkör áll rendelkezésünkre. A tekercsrendszer és a sáváltás kapcsolását a 3. ábra mutatja. A kapcsolóban három áramkör van felhasználva, amelyek közül kettő a rezgőköri tekercseket (K 1 a) illetve a visszacsatoló tekercseket (K 1 b) kapcsolja, míg a harmadik kapcsoló áramkörének szokatlan szerepe van. A K 1 c kapcsolóáramkörnek a bekötése olyan, hogy 4 állásban az éppen üzemben levő rezgőkört frekvenciában megelőző tekercset (rezgőköri tekercset) rövidre zárja. Erre azért van szükség, mert ellenkező esetben nemkívánatos leszívások jönnének létre a szabadon maradt és frekvenciában megelőző



1. ábra. Az AM szignálgenerátor tömbvázlata



2. ábra. Az AM szignálgenerátor kapcsolási rajza



3. ábra. Az oszcillátor tekercseinek bekötése

rezgőkörök önrezonanciája következtében. Ezek a frekvenciában megelőző rezgőkörök a tekercsek szert kapacitásával és a rajtuk maradt trimmer-kondenzátorokkal éppen a náluk eggyel magasabb sávban adnak rezonanciát.

A rezgőkör hangolására egy régi ORION gyártmányú golyócsapágyas forgókondenzátort alkalmaztunk, amely meglehetősen nagy légréseivel még a 30 MHz-es frekvencia környezetében sem válik zavaróan mikrofonikussá. A meghajtó skálahúrral és a nagyméretű skáladobbal történik a forgó meghajtása.

Leválasztó fokozat

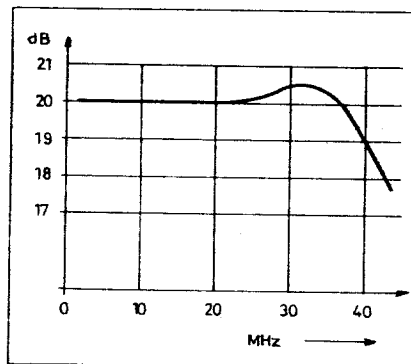
Az oszcillátor rezgőkörének nagyfrekvenciás jelét egy 3 pF-os kondenzátorból és egy 30 pF-os trimmerből álló szabályozható feszültségosztóval visszük a második tranzisztorra. Ez a BF 244A típusú FET, mint source-követő (emitterkövető) elválasztó fokozatként működik és jelentős mértékben megakadályozza a modulátor-fokozat modulációjából adódó nemkívánatos visszahatást az oszcillátorra. Mint egy emitterkövető, impedanciát transzformál és elsősorban a kapacitív visszahatás meggátolására szolgál. Az aránylag nagy osztási kapacitív feszültségosztó és a leválasztó fokozat biztosítja azt, hogy a szignálgenerátor nagyfrekvenciás kimenetének változó terhelése, valamint a modulátor fokozat hangfrekvenciás modulációja ne okozhasson frekvenciaelhúzást az oszcillátor jelében. Egy kis elhúzás ennek ellenére megmarad, de ez elhanyagolható mértékű és a frek-

vencia csökkenésével négyzetesen eltűnik. A moduláció ütemével és amplitúdójával arányos frekvenciaelhúzást szinkron FM modulációnak nevezik, mert az amplitúdómoduláció mellett megjelenik egy frekvenciamoduláció is, amely szinkronban van a moduláló hangfrekvenciás jellel.

Modulátor

A leválasztó fokozat source-kimenete a modulátor tranzisztort hajtja meg a gate elektródáján keresztül. Ez a fokozat földelt source kapcsolásban szélessávú erősítőként működik. A fokozat erősítése a tranzisztor meredekségével arányos és ez a meredekség az előfeszültséggel jól szabályozható.

A BF 246 nyugalmi előfeszültsége a P_1 potenciométerrel állítható be.



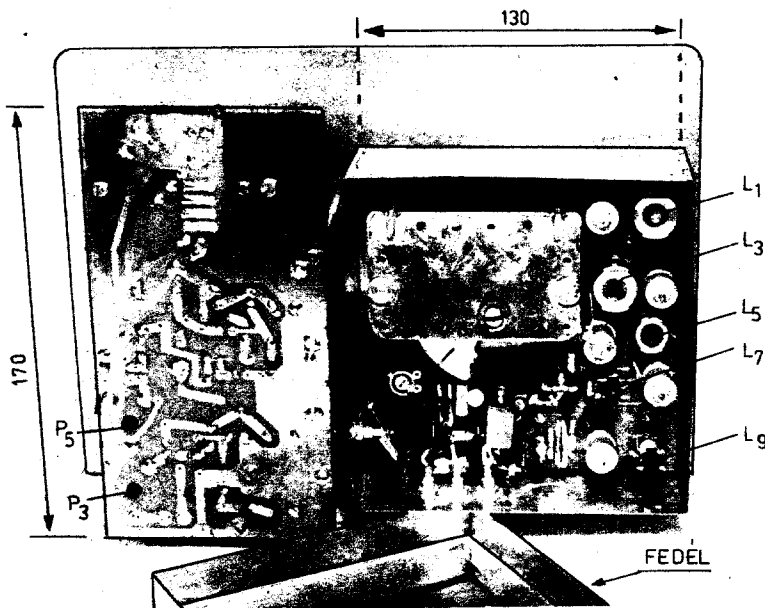
4. ábra. A 20 dB-es erősítő frekvenciamenete

Az optimális munkaponti előfeszültség besabályozása úgy történik, hogy egy nagyfrekvenciás oszcilloszkópon közel 100%-os modulációs mélység mellett a P_1 potenciométerrel a szinuszos burkoló görbe torzításának minimumára állunk be.

A BF246 gate elektródájára nem csak a nagyfrekvenciás jelet vezetjük, hanem erre az elektródára kerül a moduláló jel is. A lehető leglineárisabb moduláció és a lehető minimális nagyfrekvenciás harmonikus tartalom érdekében a vezérlő nagyfrekvenciás jel amplitúdója kis értéken tartandó. Kapcsolásunkban a gate-en mérhető jelamplitúdó (RF) 15...30 mV_{eff}. Ekkora jelszint mellett a fokozat torzítása (harmonikus-termelése) még elhanyagolható mértékű (kb. 1-2%).

A moduláló hangfrekvenciás jel a gate elektródán a meredekség növekvő és csökkenő irányú megváltozását hozza létre és így létrejön az amplitúdómoduláció. A hangfrekvenciás jel (30 Hz...20 kHz) a nagyfrekvenciás jelszivargás megakadályozása érdekében egy RC szűrőn jut a fokozathoz. Ez a szűrő a 15 kohmos ellenállásból, valamint a 470 pF és 2,2 nF-os kondenzátorokból áll. A fokozat nyugalmi előfeszültsége a source-körben lévő 680 ohmos ellenálláson jön létre. A moduláció miatt ezt a pontot hangfrekvencián is földpotenciálra kell hozni a nagykapacitású elektrolitikus kondenzátorral.

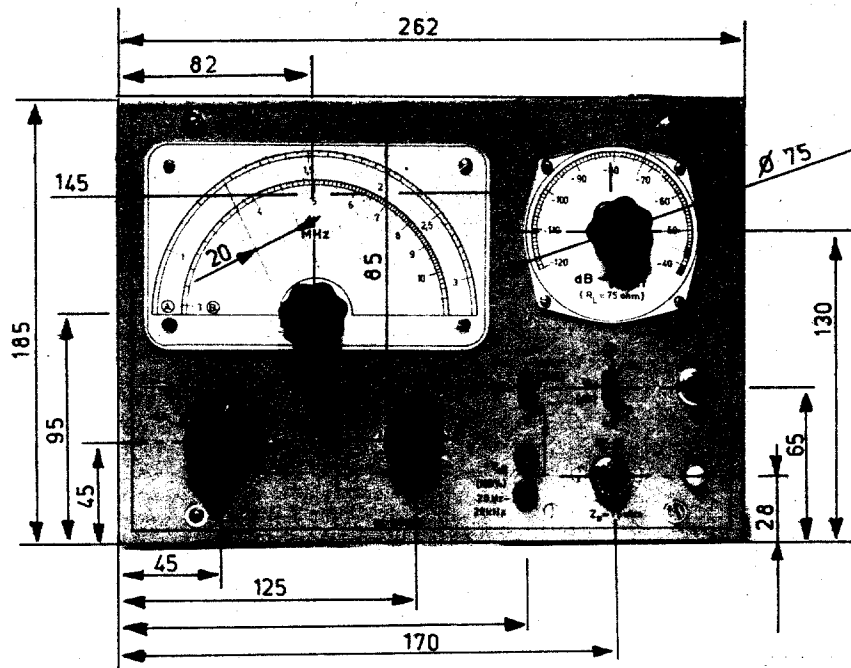
A BF 246 tranzisztor drainkörében egy felüláteresztő szűrő foglal helyet azért, hogy a nagyfrekvenciás kimeneten a moduláló hangfrekvenciás jel ne jelenjen meg számottevő amplitúdóval. Az L_{11} és L_{12} tekercsek a 47 nF-os kondenzátorokkal felüláteresztő szűrőt alkotnak.



5. ábra. A belső árnyékoló doboz és tekercsek elhelyezése

A szignálgenerátor modulációja történhet külső jellel az előlapi banánhüvelyeken keresztül, vagy 1000 Hz-es szinuszos jellel a belső hangfrekvenciás generátorról. Előbbi esetben a modulációs bemenő jelszint a P_4 potenciométerrel, belső moduláció esetén pedig a 30%-os szabványos modulációs mélység (mod. index) a P_3 potenciométerrel állítható be. A külső/belső moduláció átkapcsolást a K 3 kapcsoló biztosítja és külső moduláció esetén egyben leállítja az 1000 Hz-es belső oszcillátort is.

A BF 246-os modulátor tranzisztor drainkörének nagyfrekvenciás terhelő ellenállását a 75 ohm hullámellenállású koaxiális potenciométer (P_2) képezi. A P_2 teljesen felszabályozott állásában a készülék 75 ohmmal lezárt kimenetén 10 mV_{eff} nagyfrekvenciás jelszint mérhető. Ez a jelszint moduláció nélkül állítandó be a leválasztó fokozat bemenetén levő 30 pF-os trimmerrel, miután a P_1 -es potenciométerrel a modulátor fokozat optimális munkaponti előfeszültséget már beállítottuk.

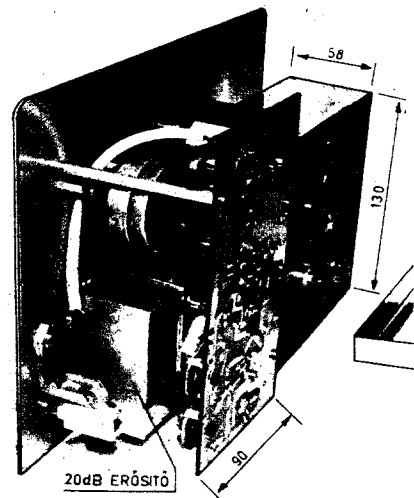


7. ábra. Az előlapi szerelvények elhelyezése

A 20 dB-es erősítő

A 10 mV_{eff} szintű kimenő nagyfrekvenciás jel általában elegendő a mérésekhez. Így tulajdonképpen, ha nem kívánunk nagyobb jelszintet a szignálgenerátorból kivenni, akkor a „20 dB-es erősítő” részt meg sem kell építeni. A 20 dB-es, -10-szeres - erősítés csak azt a célt szolgálja, hogy a készülékből 100 mV_{eff} (0,1 V) amplitúdójú nagyfrekvenciás jel is kivethető legyen, néhány ritkább méréshez (pl. rezgőkörök hideg mérése).

A 20 dB-es erősítő a K 2 tolokapszóval a nagyfrekvenciás útból ki, illetve oda beiktatható. Csak akkor használjuk, ha 10 mV -nál nagyobb jelekre van szükségünk, bár a P_2 potenciométerrel bekapcsolt erősítő mellett is le lehet szabályozni a kimenő jelet 10 μV -os szintre. Ilyen esetben azonban a kimenő jelben egy jelentős és esetenként zavaró zajfeszültség is



6. ábra. A 20 dB-es erősítő és a koaxiális potenciométer elhelyezése

megjelenik a hasznos nagyfrekvenciás jel mellett, mert az erősítő 3 tranzisztorra μV nagyságrendű zajt termel. Ez a termelt zaj a 10...100 mV -os jelszint tartományban természetesen elhanyagolható.

A 20 dB-es erősítő egy RC csatolású visszacsatolt szélessávú erősítő, amely a 100 kHz...30 MHz tartományban 10-szeres erősítést nyújt. Amplitúdó-frekvencia menetet a 4. ábra mutatja. A frekvenciamenet linearizálását a második és a harmadik tranzisztorok (2 N 2219A) emitterei közé iktatott RC komplexum biztosítja. A 10, illetve 12 ohmos emitter-föld közötti ellenállásokkal (150 nF-on keresztül) az erősítés; a 47 és 22 pF-os kondenzátorokkal és a 47 pF-dal sorbakapcsolt ellenállással a magasfrekvenciás kiemelés állítható. A beállítást célszerű szélessávú wobbulátorral végezni. A készülék nagyfrekvenciás csatlakozója előtt egy 68 nF-os kondenzátor található. Ennek az a szerepe, hogy a

Táblázat: a szignálgenerátor tekercsadatai

Tekercs	Induktivitás	Menetszám	Huzal	Megjegyzés
L ₁	4,8 mH	138	0,15 CuZS	∅ 18 fazék A _L = 250
L ₂	—	35	0,12 CuZS	
L ₃	0,48 mH	110	0,18 CuZS	∅ 18 fazék A _L = 40
L ₄	—	30	0,12 CuZS	
L ₅	48 μH	36	0,18 CuZS	∅ 14 Fazék A _L = 40
L ₆	—	10	0,12 CuZS	
L ₇	4,8 μH	18	0,25 CuZS	M 4×12 N - 20
L ₈	—	6	0,12 CuZS	
L ₉	0,48 μH	8	0,35 CuZ	M 4×12 N - 20
L ₁₀	—	4	0,15 CuZS	
L ₁₁	300 μH	230	0,12 CuZS	méhsejt, vas nélkül ∅ 4
L ₁₂	300 μH	230	0,12 CuZS	méhsejt, vas nélkül ∅ 4
L ₁₃	10 μH	75	0,1 CuZ	∅ 4 soros tekercs.
L ₁₄	6 mH	110	0,18 CuZS	∅ 28 fazék A _L = 600
L ₁₅	—	15	0,18 CuZS	∅ 28 fazék A _L = 600
L ₁₆	300 μH	230	0,12 CuZS	méhsejt, vas nélkül ∅ 4
L ₁₇	300 μH	230	0,12 CuZS	méhsejt, vas nélkül ∅ 4

mérendő készülékből érkező egyenfeszültség ne tegyen kárt a 20 dB-es erősítőben, vagy a koaxiális potencióméterben.

Az egyenáramú táplálás szempontjából a párhuzamosan kapcsolt két bemeneti tranzisztor a kimenő fokozattal sorba van kapcsolva, mivel így a megosztott tápfeszültség következtében a disszipációs teljesítmény kisebb lett. A 20 dB-es erősítő áramfelvétele +15 V-on 22 mA.

Tápegység

A FET-ek kb. 5 V-nál kisebb feszültséggel csak kedvezőtlenül használhatók a relatív magas „pinch-off” küszöbfeszültségük következtében. Készülékünkben a FET-ek miatt +15 V-os tápfeszültséget alkalmaztunk, amelyet egy három tranzisztorból álló stabilizátor tart állandó értéken mind a terhelés, mind a hálózat feszültség-ingadozásaival szemben. A +15 V-os feszültség a P₃ potencióméterrel állítható be.

Az oszcillátor szintszabályozó áramköréhez szükség van kb. -4 V-os negatív feszültségre is. Ezt a feszültséget egy egytranzisztoros egyszerű stabilizátor szolgáltatja (BC 212) Zener-dióda segítségével.

Graetz típusú egyenirányítóként BAY 42...45 diódák megfelelnek, de más típusok (pl. germánium) is alkalmazhatók. A hálózati transzformátor M 42 méretű vasmagra készült (q = 2,25 cm²) az alábbi menetszámokkal:

- 220 V primer
5200 menet ∅ 0,1 CuZ
- 17 V szek.
460 menet ∅ 0,25 CuZ
- 8 V szek.
210 menet ∅ 0,25 CuZ

A hálózati vezetékekbe iktatott fojtótekercsek és kondenzátorok a nagyfrekvenciás jel esetleges vezetéken történő kisugárzását akadályozzák meg.

Mechanikus felépítés

A szignálgenerátor egy 262 × 185 mm előlapméretű és 90 mm mély öntött alumínium dobozba (kettéfűrészelt „csendőr-rádió” 1945-ből!) lett felépítve, de megfelelő lemezből készült fémdoboz is.

Az első három fokozat (oszc., leválasztó és mod.) a rezgőköri szerelvényekkel és a forgókondenzátorral egy 0,5 mm-es horganyzott vaslemezről (fehérlemez) készült dobozban van

elhelyezve (5. ábra). Ez kétszeres árnyékolást jelent. A belső doboz hátsó, levehető és jól záró fedelével nagyon jó árnyékolás érhető el, ha a doboz fedelét és a dobozt az élek mentén néhány helyen összeforrasztjuk. A forgókondenzátor tengelye merev tengelykapcsolóval és műanyag tengellyel jön ki az előlapra a skála mutatójához. A forgó tengelyének közvetlen fémes kivezetésével nagyfrekvenciás jel is kijönne a dobozból. A belső lemezdoboz méretei a következők: - szélesség 130 mm, - magasság 130 mm, - mélység 58 mm.

A dobozból a három vezeték (+15 V, -4 V, mod.) egy-egy 2,2 nF-os csavaros, vagy forrasztható átvezető kondenzátoron jöhet ki, hogy az RF-jel ezen az úton ne szivároghasson ki a belső doboz és a készülék fém háza közötti térségbe. A nagyfrekvenciás jel (10 mV_{eff}) 75 ohmos koaxiális kábelben érkezik az előlapra rögzített potencióméterhez (P₂) és innen is koaxiális kábelben távozik a K 2-es tolókapcsolóhoz.

A K 2 kapcsoló és a 20 dB-es erősítő az előlapon foglal helyet egy minden oldalról beborított és leforrasztott dobozban. Ez a doboz egyben magában foglalja a 68 nF-os egyenáramú leválasztó kondenzátort és a kimeneti RF csatlakozót is. Ez a kis doboz is 0,5 mm-es horganyzott vaslemezről készült.

A 6. ábrán jól látható a koaxiális potencióméter, a 20 dB-es erősítő doboza, valamint a szabadon szerelhető tápegység és 1000 Hz-es oszcillátor nyomtatott áramköri lemeze. A 170 × 90 mm-es nyomtatott áramköri lemezt 3 db 78 mm-es, 6 mm átmérőjű távtartó rögzíti az előlaphoz. Az M 42-es hálózati transzformátort is a nyomtatott áramköri lemezre szereltük. A készülék előlapi alkatrészeinek az elhelyezését a 7. ábra mutatja.

A „Legfontosabb műszereink” c. cikk befejező része a 145. oldalról.

A transzformátor készítésénél ügyeljünk a tekercsek közötti gondos szigetelésre, különösen az elektronsugárcső fűtőtekercsénél.

A kapcsolási rajz után összeszerelt oszcilloszkóp üzembe helyezését a tápfeszültségek ellenőrzésével kell kezdeni. Az üzembe helyezést a főbb egységek szerint célszerű elvégezni. A minden fokozatában működő oszcilloszkóp műszaki paramétereit az ernyőre berajzolt ábrák megfigyelésével végezhetjük el. A nagyképernyős oszcilloszkóp által rajzolt nagyméretű ábrák igen jó megfigyelést biztosítanak a legkülönbözőbb elektronikus készülékekben fellépő feszültségek és áramok vizsgálatánál.

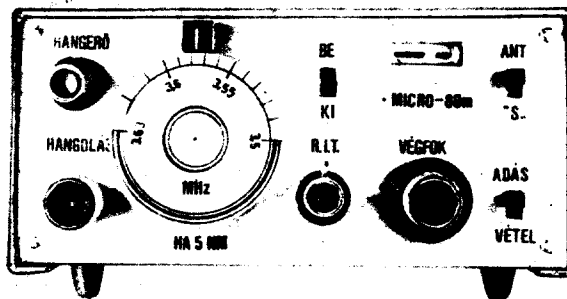
Összeállításunkban 16 különböző, amatőrök által is megépíthető elektronikus műszer működését és kapcsolási vázlatát mutattuk be, melyek egy egyszerűbb elektronikus laboratórium „alapszereit” reprezentálják. A 17. ábrán megadjuk a műszerekben alkalmazott elektron- és katódsugárcsővek foglalatbekötési rajzait. A műszerek mechanikai elkészítésével a Műszaki Könyvkiadónál két kiadásban is megjelent „Elektronikus amatőr mérőkészülékek” c. könyv részletesen foglalkozik, sok más elektronikus műszer ismertetése mellett.

Befejezésül sok sikert kívánok az amatőr laboratórium megteremtéséhez és az elkészült műszerekkel végzett eredményes mérésekhez.

*

MICRO-80 m miniatűr transceiver a 80 m-es sávra

Bassó Andor HA 5 NM



Az ismertetésre kerülő kisteljesítményű (QRP) tranzistoros adó-vevő megépítését elsősorban a kezdő rádióamatőröknek ajánljuk, akik most építik első készülékeiket. Kis méreténél és súlyánál fogva különösen használható kitelepüléseknél, kísérletekhez és – nem utolsósorban – az immár hagyományosnak tekinthető novemberi QRP-verseny RIG-jeként is.

A 9 szilícium tranzistorral felépített készülék alapját tulajdonképpen a Rádiótechnika „SWL-sarok” rovatában ismertetett 0-V-2 vevőkészülék képezi. Azok az ifjú amatőrök, akik megépítették ezt a megfigyelő vevőt tapasztalhatták, hogy egyszerűsége és csekély alkatrész-igénye ellenére egy igen jól működő, érzékeny és frekvenciastabil készülék birtokába jutottak, amely „megérdemli” a továbbfejlesztést. Felmerült tehát az ötlet, hogy miután egy táviróvétele beállított (begerjesztett) audion fokozat tulajdonképpen oszcillátor – esetünkben éppen Clapp-kapcsolású – ezt kiaknázzuk: az audiont használjuk fel a transceiverünk VFO-jaként is.

(E cikk ismerteti tételezi fel a Rádiótechnikában 1976/4. számtól folyamatosan megjelent „0-V-2-es tranzistoros megfigyelő vevő” című sorozatban leírtakat. Így nem térünk ki az egyes fokozatok működési elvének és méretezésének részletes ismertetésére.)

Elektromos felépítés

Amint az 1. ábrán látható blokk-sémából kiderül a kis adó-vevő öt fokozatból épül fel. Úgy mint:

1. visszacsatolt audion és egyben VFO,
2. hangfrekvenciás erősítő fokozat,
3. RF elválasztó és meghajtó fokozat,
4. RF végerősítő fokozat,
5. CW adásellenőrző oszcillátor.

Tekintsük át az egyes fokozatok felépítését és beállítását, összehasonlítva az alapként tekintett 0-V-2-vel, a 2. ábrán látható kapcsolási rajz szerint.

1. Visszacsatolt audion és VFO

Készülékünk első fokozata lényegét tekintve megegyezik a megfigyelő vevő hasonló fokozatával.

Az antenna a $C_1 - L_1$ csatoló kom-

Műszaki adatok:

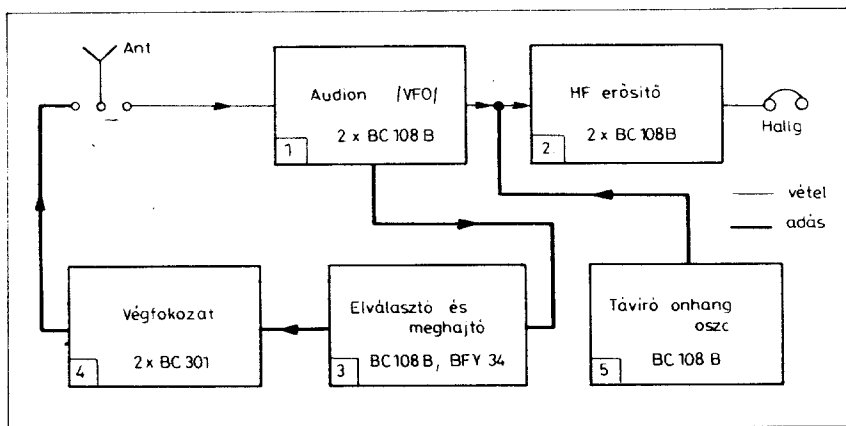
Frekvenciatartomány	3480 – 3640 kHz
Üzem mód:	CW
Vevő érzékenysége:	kb. 2 μ V
Vevő elhangolás (RIT-kontroll):	± 5 kHz
HF-kimenet:	2000 – 4000 ohm
Adó kimenő teljesítmény:	2 W
Antenna impedancia:	75 ohm (aszimmetrikus)
Tápfeszültség:	13,5 V (3 db laposelem)
Áramfelvétel vételkor:	kb. 20 mA
adáskor:	kb. 350 mA
Méret:	185 \times 85 \times 90 mm

lexumon keresztül csatlakozik az audion rezgőköri tekercséhez. Annak érdekében, hogy az antenna minél kevésbé húzza el az audion vételi frekvenciáját, igen laza induktív csatolást alkalmaztunk. A C_1 -es trimmerkondenzátorral állíthatjuk be a legkedvezőbb antennacsatolást.

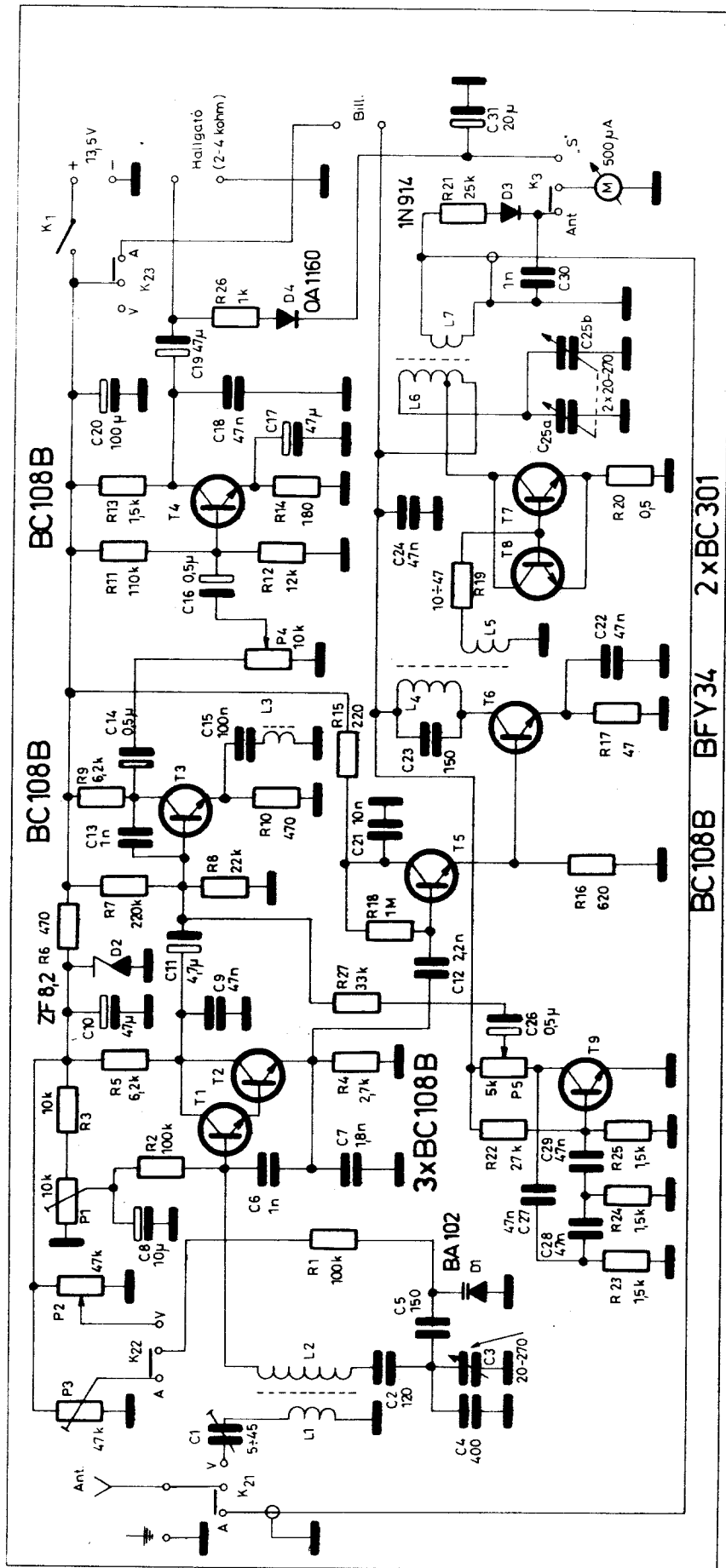
Az audion fokozat (és a VFO) vételi frekvenciatartománya 3480 – 3640 kHz-ig terjed. A megfelelő sávnyújtást – elsősorban – a C_2, C_3, C_4, L_2 rezgőköri elemek, valamint a C_6, C_7 kapacitív osztó szabja meg (C_5 és D_1 -ről később lesz szó). Hangoló forgóként az Ezeremster Boltokban kapható japán PVC 2J-20T típusú kis polisztirol forgókondenzátort használtuk fel. Az eredetileg zsebrádióban használatos

forgó beépítése mellett elsősorban olcsó ára (5 Ft) és az alsó sávon mutatott megfelelő stabilitása miatt döntöttünk.

A fokozat aktív eleme – előnyös tulajdonságai miatt – BC 108B szilícium tranzistorokból álló Darlingtonkapcsolás (T_1 és T_2). A darlington munkapontját, ill. a visszacsatolást az R_3 és P_1 -ből álló feszültségosztóval állíthatjuk be. Mivel esetünkben állandóan begerjesztett üzem szükséges (az AM adások vétele nem követelmény) a P_1 trimmerpotencióméter, amelyet csak egyszer kell beállítani. A visszacsatolás mértékét (a használt antennát csatlakoztatva!) 3640 kHz-en úgy kell beállítani, hogy az audion az egész sávban begerjedve maradjon. Amennyiben ez első próbálkozásra



1. ábra. Az adó-vevő blokk-sémája



2. ábra. A MICRO-80 m rövidhullámú adó-vevő kapcsolási rajza

nem sikerülne (zavaró füttyök, leszakad a rezgés stb.) akkor az R_4 -es emitterellenállás értékét változtassuk kb. 0,8–3 kohm között. A „teljes” darlington bázis-emitter feszültsége 1,2–1,4 V legyen.

Transceivereknél igen hasznos, hogy ha a vételi frekvenciát kisebb határon belül meg tudjuk változtatni, anélkül hogy adásunk frekvenciája megváltozna. E célból az audion fokozatot elláttuk egy ún. RIT-kontrollal is. Ezt a feladatot látja el a D_1 -es BA 102 típusú varikap dióda, amely egy 150 pF-os kondenzátoron keresztül csatlakozik a rezgőkörre. A varikap a K_{22} kapcsolóval váltva adáskor a P_3 -as trimmer-potenciométerről, vételkor a P_2 -es 47 kohmos potenciométerről kapja a hangoló feszültségét. P_3 beállítása a következőképpen történik: a P_2 „RIT” felirátú potenciométert az előlapon megjelölt középpállásba hozzuk, megállapítjuk a vételi frekvenciát, majd adás állásban a frekvenciát pontosan a vételinek megfelelő értékre szabályozzuk (P_3 -mal). Ezt a műveletet célszerű a sáv közepén végezni. Helyes beállításnál vételkor kb. ± 5 kHz-et hangolhatunk el a középpálláshoz képest.

A megfelelő frekvenciastabilitás érdekében az egész fokozat tápfeszültségét a D_2 -es ZF 8,2-es Zener-dióda stabilizálja.

Felhívjuk a figyelmet, hogy a P_1 , P_2 és P_3 potenciométereknek stabil, kontaktbiztos kivitellűeknek kell lenniük, mivel az egész transceiver frekvenciastabilitására nagymértékben kihatnak. Ha tehetjük, akkor a rezgőkört hőkompenzáljuk. Amennyiben erre nincs mód, úgy C_2 – C_7 -ig lehetőleg styroflex kondenzátorokat használjunk. (Vigyázat: csak a zsugorított kiviteli alkalmazható rezgőkörben!) A C_9 kerámia tárcsakondenzátor legyen.

2. Hangfrekvenciás erősítő fokozat

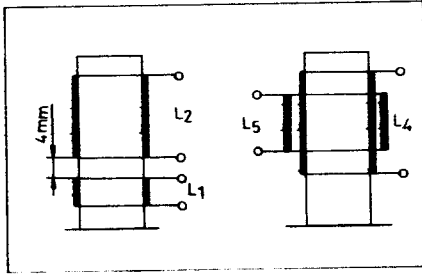
A hangfrekvenciás erősítő szinte csak a munkapontbeállító elemek értékeiben különbözik a 0–V–2 vevő erősítőtől.

Új alkatrészek a T_3 -as BC 108B tranzisztor emitterében levő L_3 – C_{15} -ből álló soros rezgőkör, amely a táviróvételt könnyíti meg. E rezgőkör az önfrekvenciáján söntöli az emitterellenállás negatív áramvisszacsatoló hatását, így végeredményben kiemeljük az 1 kHz körüli frekvenciákat. Törekedni kell a rezgőkör minél nagyobb jóságára, mivel döntően befolyásolja a szelektivitást.

A hangfrekvenciás erősítő kimenete 2–4 kohmos fejhallgatóhoz illeszkedik helyesen.

3. RF elválasztó és meghajtó fokozat

A VFO-ként is használt audion emitterellenállásáról kapjuk az adórészt vezérlő jelet. A nagyobb frekvenciastabilitás érdekében a meghajtó fokozat és az oszcillátor között egy emitterkövető van beiktatva (T_5).



3. ábra. Az oszcillátor- és meghajtótekercs kivitele

Ezt az emitterkövetőt nem billentyűzük, hogy ne jelentsen az oszcillátor felé változó terhelést. Mint tudjuk, a tranzisztorok bemeneti paraméterei is megváltoznak, ha a tápfeszültségük megváltozik. A T_5 bemeneti kapacitása (C_{EB}) sorba kapcsolódik a csatoló C_{L2} -vel. Ha C_{EB} a billentyűzések megváltozása, változna $C_{EB} \times C_{L2}$ is, mely párhuzamos C_7 -tel, és így végső soron a billentyűzés ütemében változna az oszcillátor-frekvenciája. (Az adó csi-pogna.)

Az emitterkövető kimenetéhez egyenáramúlag csatolt a T_6 meghajtó tranzisztor. A BFY 34-es meghajtó kollektorkörében levő $L_4 - C_{23}$ rezgőkört sávközépre (3550 kHz) kell hangolni. A rezgőkör Q-ját az L_5 áttranszformált terhelése lerontja $Q_{terhel} = 22 - 24$ -re, így a sáv szélessége kb. 150 kHz-re adódik. Ilyen módon a végfokozat meghajtása az egész sávban megközelítőleg azonos lesz.

A T_6 meghajtó fokozatot már billentyűzzük. (Ez azonban az emitterkövető kis visszahatása miatt nem szól bele számottevően a frekvenciastabilitásba.)

4. RF végerősítő fokozat

A végfokozat két párhuzamosan kapcsolt BC 301 típusú tranzisztorra „C” osztályú munkapontban üzemel.

A T_7 és T_8 végtranzisztorok az L_5 csatolótekercsről kapják a meghajtást az R_{19} -es ellenálláson keresztül. Ezzel az ellenállással lehet beállítani a végfokozat maximális kivezérését. A maximális emitteráram tranzisztoronként 150 mA lehet. Az R_{20} védőellenállás induktivitásmentes kivitelű legyen. Ha nem tudunk beszerezni megfelelően nagy ellenállású mangánium huzalt (a nagy ellenállás azért szükséges, hogy a kiadódó hossz ne legyen több 1–2 cm-nél), akkor több (pár ohmos) ellenállás párhuzamos kapcsolásával állítsuk elő a kívánt értéket (pl. $4 \times 2,2$ ohm). A két végtranzisztor 10–10 cm² nagyságú hűtőlemezzel kell ellátni.

A végtranzisztorok kollektorai a kimeneti hangolt kör megcsapolásához csatlakoznak. A hangoló C_{25a-b} jelű forgókondenzátor itt is az említett PVC 2J–20T típusú. Az L_7 csatolótekercsről vesszük le a kb. 2 W-nyi RF teljesítményt a 75 ohmos antenna számára.

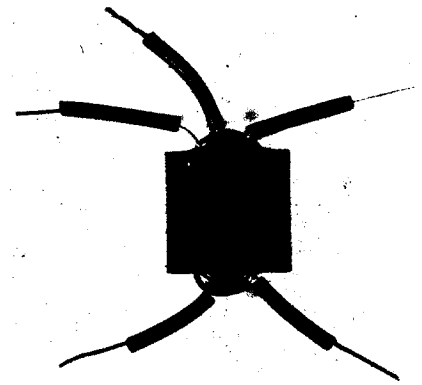
A végfokozat tápfeszültségét is billentyűzzük.

5. CW adásellenőrző oszcillátor

A billentyűzés ellenőrzésére építjük be az egy tranzisztorral működő fázistolós rendszerű hanggenerátort. A generátor frekvenciája a megadott elemekkel kb. 1 kHz. A T_9 , BC 108B tranzisztor munkaellenállása a P_3 trimmerpotenciométer. Ezzel lehet beállítani az ellenőrzés egyszer s mindenkorai hangerejét. A billentyűzött oszcillátor jelét a hangfrekvenciás erősítő bemenetére vezetjük az R_{27} , 33 kohmos ellenállással. A soros ellenállás azért szükséges, hogy a vevő érzékenysége ne csökkenjen. Ellenkező esetben a generátor kimeneti impedanciája párhuzamosan kapcsolódna a darlington HF-ás munkaellenállásával, erősítéseszköknést okozva.

Nem volt még szó a beépített mű-

PRIMER



SZEKUNDER

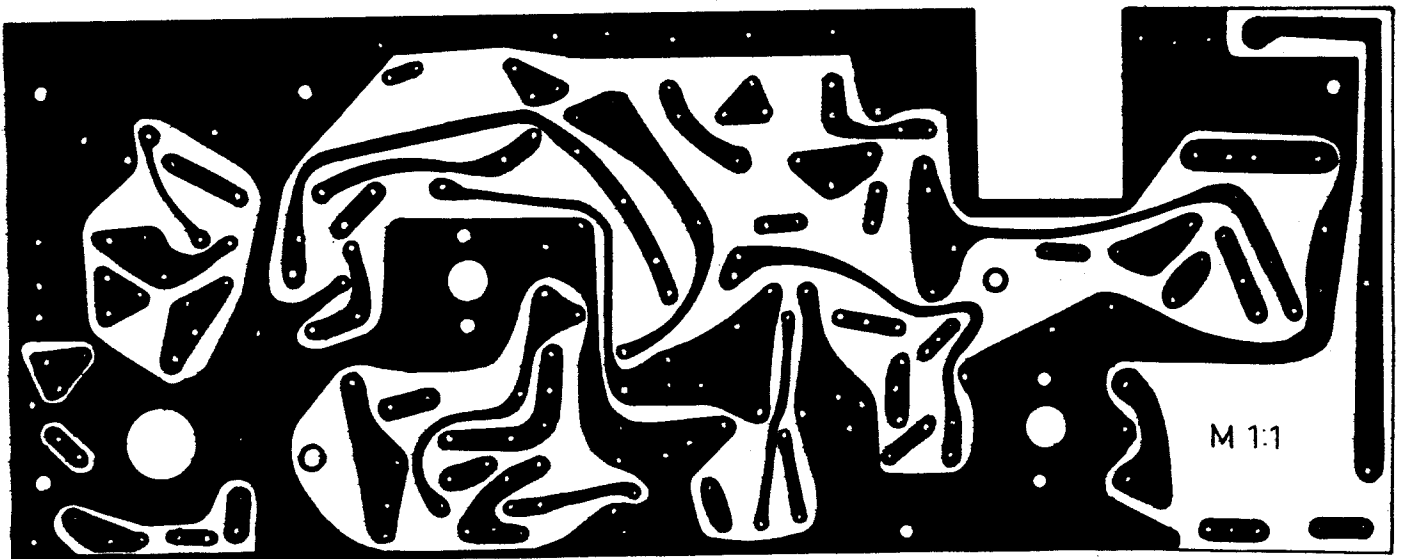
4. ábra. A végfokozat illesztő tekercse

szer szerepéről. A kisméretű indikátor műszert a K_2 kapcsolóval „S”-mérésre, illetve relatív kimeneti szint ellenőrzésre lehet átkapcsolni. „S”-méréskor a hangfrekvenciás erősítő kimenetén megjelenő feszültséget egyenirányítja a D_4 „Ant” állásban pedig az antenna-feszültséget mérjük (D_3). A műszer végkitérését az R_{24} és R_{21} ellenállások állítják be 0,5 V, ill. 12,5 V mellett.

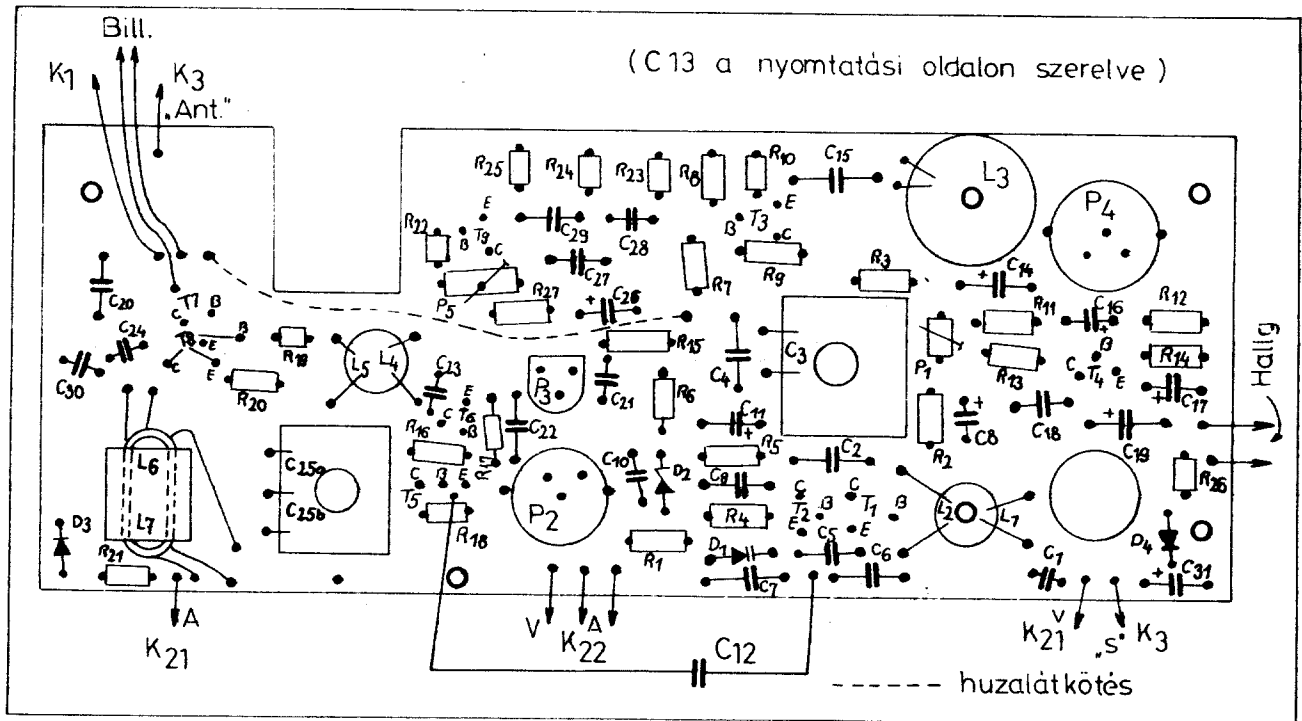
A készülék tápfeszültsége 13,5 V. Ezt három darab 4,5V-os laposelem szolgáltatja. Az áramfelvétel vevőüzemben kb. 20 mA, adás-üzemben – lenyomott billentyűnél – kb. 300–350 mA, a végfok kivezérésétől függően. A készülék hátlapján található telepccsatlakozó segítségével lehetőség van külső, hálózati tápegység csatlakoztatására is (puffer-üzem).

Megismerve az egyes fokozatok felépítését, tekintsük át – most már összességében – az egész adó-vevő működését:

Az adás-vétel kapcsoló (K_2) vétel állásban az antennát a visszacsatolt audion bemenetére kapcsolja (K_{21}),



5. ábra. Nyomatási rajz 1:1 méretarányban, a fóliás oldalról nézve



6. ábra. Alkatrész-beültetési rajz, az alkatrészek felől nézve. (A C₁₂ kondenzátor a fóliás oldalról forrasztandó be)

K₂₂ a külső állítású RIT potenciómétról veszi a varikap hangoló feszültségét. Az audion HF-jele a hangfrekvenciás erősítőre kerül, amely a fejhallgatót vezérli. A T₆-T₉-ig a tranzistorok ilyenkor nem kapnak tápfeszültséget.

K₂ adás állásában az antenna átkapcsolódik az RF végerősítő kimenetére (K₂₁), a kézi RIT-kontroll kikapcsolódik (K₂₂). A K₂₃ kapcsoló kontaktuson keresztül a billentyűt lenyomva tápfeszültséget kap a meghajtó, a vég-erősítő és a CW adásellenőrző oszcillátor fokozat. Miután az antenna adás-kor nincs rákapcsolva az audionra, ezért az nem is „termel” zavaró jeleket, és így nem volt szükség leválasztani a HF-erősítő bemenetéről.

Táblázat

	Indukció		Kivitel		Vasmag
L ₁		5 me.	∅ 0,2 CuLS		∅ 6-os szürke színjelzésű vasmagon
L ₂	20,5 μH	53 me.	∅ 0,2 CuLS	egysoros	
L ₃	253 mH	633 me.	∅ 0,15 CuL		13 × 18 mm fazékvason Al.: 630
L ₄	16,7 μH	41 me.	∅ 0,2 CuLS	egysoros	∅ 6-os szürke színjelzésű vasmagon
L ₅		10 me.	∅ 0,4 CuLS		
L ₆	20 μH	16 me. leág.: 5. me.	∅ 0,4 CuMZ		TV-balun, sárga színjelzésű vasmagra
L ₇		8 me.	∅ 0,4 CuMZ		

Alkatrészek és mechanikai felépítés

A tekercsek adatait a táblázatban, kivitelüket pedig a 3. és 4. ábrán láthatjuk. Az elkészült tekercseket benzolban oldott trolitullal kell rögzíteni a csévétesten.

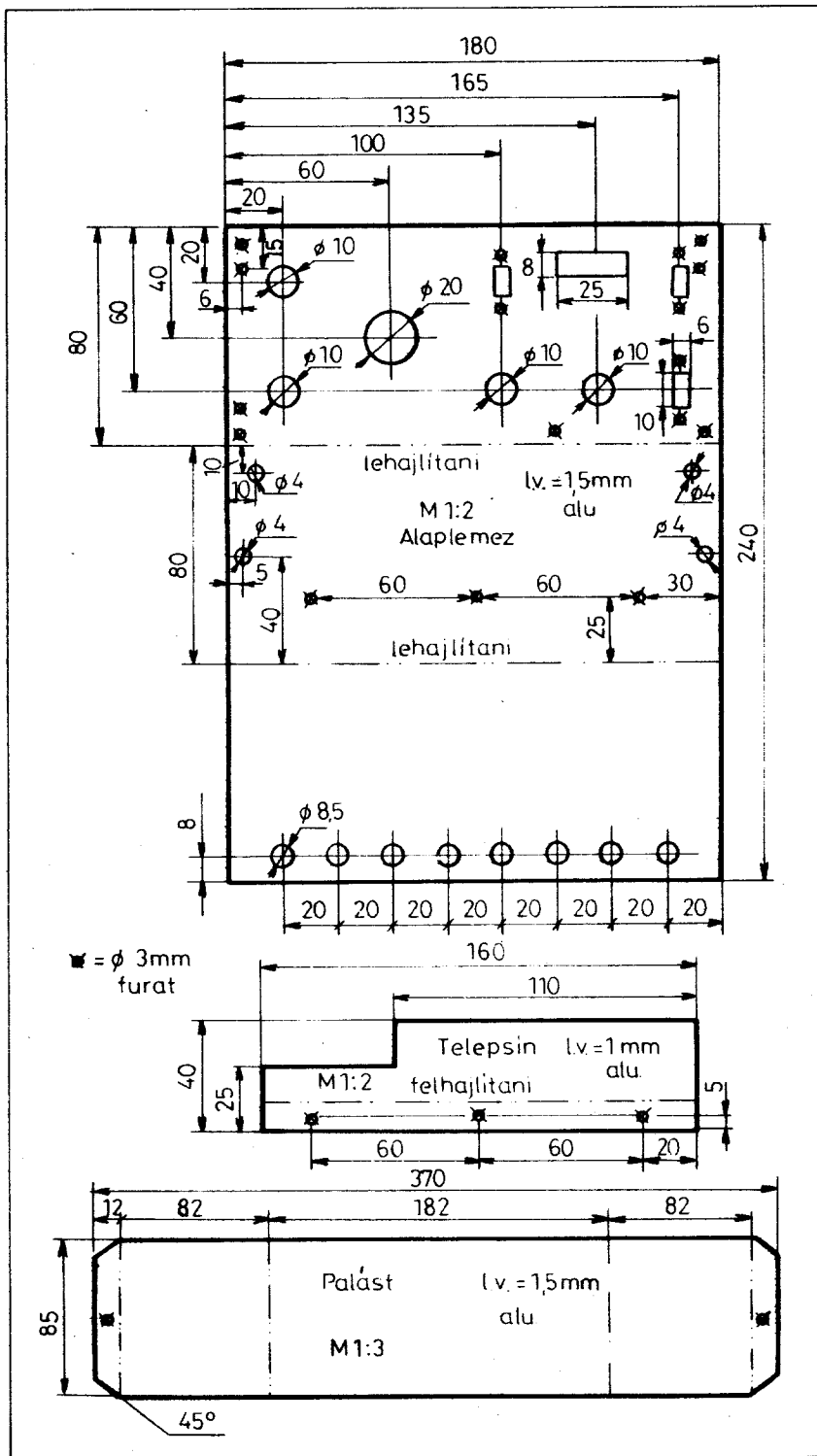
A végfokozat illesztő tekercse TV-vevők bemeneti balun-transzformátorának vasmagjára készült. Céljainknak a sárga színjelzésű – VHF-sávra készült – vasmagok felelnek meg legjobban. Természetesen, ha rendelkezésre áll megfelelő határfrekvenciájú gyűrűmág (toroid), az is jól felhasználható. A megoldás előnye – kis méretén kívül –, hogy az ilyen vasra készült tekercs szórása elenyésző és így nem kényes az elhelyezésre.



7. ábra. A potencióméterek beültetése a NYÁK-lapra



8. ábra. A skálameghajtás módja



9. ábra. A transceiver mechanikus alkatrészeinek rajza

Amennyiben nem tudjuk beszerezni az L_3 szűrőtekeréshoz szükséges megadott A_L -értékű fazéknagot, akkor az alábbi képlet segítségével meghatározhatjuk a menetszámot az éppen adott vasmaghoz:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \left[\frac{nH}{nH/\text{me.}^2} \right]$$

A $K_1 - K_2$ kapcsolók KONTAKTA gyártmányú tolokapcsolók.

Minden elektromos alkatrész – a kapcsolók és a műszer kivételével – egy 180×70 mm-es NYÁK-lapra van szerelve. A nyomtatási rajz 1:1 méretarányban az 5. ábrán található.

A kezdő amatőröknek talán nem lesz haszontalan, ha teszünk egy kis

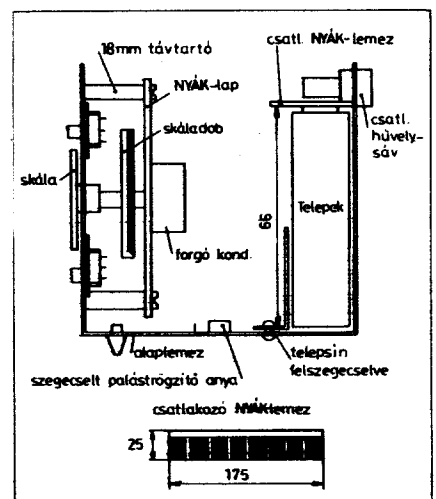
kiterőt és ismertetjük a nyomtatott áramkör készítésének egy bevált egyszerű módját:

Először az 5. ábráról pauszpapírra át kell másolni az összes furat helyét. Majd a rajzot a méretre vágott – lehetőleg üvegszálás – NYÁK-lemez fóliás oldalához illesztjük és Cellux ragasztóval elmozdulás mentesen rögzítjük. (Itt vigyázni kell, az oldalhelyességre, nehogy a nyomtatott áramkör tükörképét készítsük el!) A fóliás lemezre a pauszmintán keresztül hegyes pontozóval átvisszük a furatok helyét, majd $\varnothing 1$ mm-es fúróval elkészítjük azokat. Ezután a rézfóliát gondosan zsirtalanítjuk nitróhígítással. (Ha az szükséges, akkor finom csiszolóvászonnal az oxidréteget előzőleg eltávolítjuk.) Vigyázni kell arra, hogy a már zsirtalanított lemezt ne fogjuk meg kézzel, mert ellenkező esetben a fedőfesték nem tapad meg kifogástalanul a felületen és ez könnyen alámaradáshoz vezethet. Megfelelő mértékben felhígított nitrolakkal egy $\varnothing 1$ mm-es csőtoll segítségével a fóliára felfestjük a nyomtatás rajzát, támpontként használva a furatok helyét. Amikor a festék teljesen megszáradt szike vagy kellően éles és hegyes kés segítségével a festési hibákat kijavítjuk (retusáljuk). Ezután a nyomtatott áramkör maratásra kész.

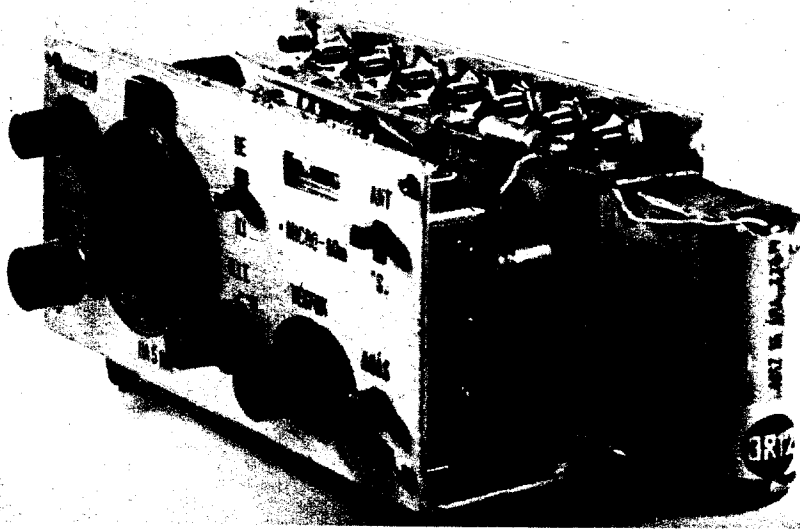
A maratást vasklorid (FeCl_3) kb. 40%-os vizes oldatával végezzük. Az oldat hőmérséklete $35 - 40^\circ\text{C}$ legyen. Maratás közben a rézfóliával lefelé fordított lemezt ajánlatos mozgatni, mivel így a fólia mindig friss oldattal érintkezik, és a maratási idő is számottevően csökken. Marató edény céljára kiválóan használható az OFOTÉRT boltokban többféle méretben kapható műanyag fototál.

A maratás után a lemezt vízzel alaposan leöblítjük, majd a fedett részekről nitróhígítással lemossuk a festéket. A fóliát ezután SUPERDOL tisztítószerezrel fényesre polírozunk.

Az így elkészített nyomtatott áramkört denaturált szeszből oldott hegedűgyantával lefestjük. A gyantaréteg



10. ábra. Szerkezeti felépítés



11. ábra. A belső szerkezet fényképe. Jól látható a csatlakozók beépítése, a teleptartó és a telepek behelyezése

megakadályozza a rézfólia későbbi oxidálódását, ezenkívül elősegíti az alkatrészek beforrasztását is.

A leírt módon szinte „ipari kivitelű” NYÁK-lapokat készíthetünk.

(Itt felhívjuk a figyelmet, hogy a nitrohígító, a nitrolakk és a denaturált szesz erősen TŰZVESZÉLYES szerek, tehát használatuk közben mellőzzük a nyílt láng használatát és a dohányzást!)

Az alkatrészek beültetését a 6. ábrán láthatjuk. A nyomtatott áramkörbe vannak beforrasztva a potenciométerek is. Ezek REMIX gyártmányú miniatűr rétegpotenciométerek, \varnothing 4 mm-es tengellyel, típusuk PO 7121. E típus ugyan nem kifejezetten nyomtatott áramkörbe szánt, azonban a 7. ábrán látható módon egy 1 mm-es rézlemezről készített tartólemezzel szerelve szilárdan az áramkörbe forrasztható. Ha nem sikerül beszerezni a

megadott típust, akkor más kis méretű potenciométer is alkalmazható, amit az előlapra kell felszerelni és rövid huzalokkal bekötni a megfelelő pontokra.

A forgókondenzátor és a skála finom meghajtása szintén a nyomtatott áramkörön kapott helyet. Hasonlóan az 0-V-2 vevőhöz itt is közvetett meghajtást alkalmaztunk. A forgókondenzátor tengelycsonkjába egy M 2,6-os menettel ellátott, kb. 20 mm hosszú, \varnothing 6-os tengelyhosszabbító

került. A már „kezelhető” tengelyre egy japán zsebrádióhoz készült skáladobot kell felszerelni (8. ábra). (Az Ezermester Boltokban időnként kapható.) Bedobozolás után ugyanezre a tengelyre kell felsavazozni az előlapon kívülre egy kis méretű élgombot (pl. valamelyik BRG magnóét), amire ráragasztunk egy 1 mm-es alumínium lemezből készített \varnothing 55 mm-es tárcsát. Ez a tulajdonképpeni skála, amelyre tussal felrajzoljuk a frekvenciabeosztást.

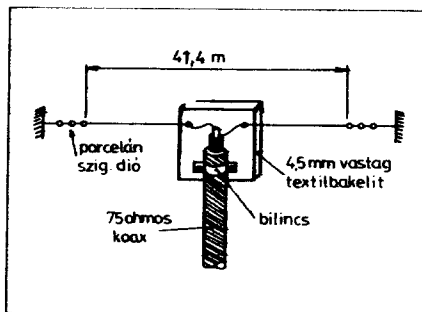
A kész, beforrasztott, és előzetesen bemért nyomtatott áramkört a doboz előlapjához négy darab 18 mm hosszú távtartóval rögzítjük. A távtartók a „nagy órágyári fokozatkapcsolóból” szerelhetők ki.

A kis transeiver doboza félkemény alumínium lemezből készült. A doboz részeinek rajzát a 9. ábrán találjuk, a 10. ábra a szerkezeti felépítést mutatja.

A teleptartó sint az alaplemezhez 3 db csőszegécs rögzíti. A hátlapon elhelyezett csatlakozó banánhüvelyekhez egy nyomtatott áramköri lemezből készített csák van forrasztva. Ez egyrészt a csatlakozók bekötését könnyíti meg, másrészt felülről lezárja a teleptartó részt. Így a három zseblámpaelemet sorbakötés után, mint az a 11. ábrán is megfigyelhető, csak a helyükre kell csúsztatni. Az elemeket forrasztással kötjük be.

Végleges beállítás után az előlapra négy diszcsavar segítségével rögzítjük a 0,5 mm vastag alumínium felirati lemezt, „diszelólapot”, amelyet a tussal való feliratozás után szintelen lakkal védünk a kopás ellen.

A kis adóteljesítmény miatt feltétlenül megfelelően méretezett antennát használunk a készülékhez. Egy ilyen dipólantenna adatai láthatók a 12. ábrán.



12. ábra. 80 m-es dipólantenna. Anyaga antenna-lítze vagy \varnothing 2 mm-es bronzhuzal. A levezetés 75 ohmos koaxiális kábel

HALLATLAN



Halláira idegesíti az eladókat a hiánycikklistájával. Hát nem unja még?!

Zsebrádió + konverter

= CB rádiótelefon AM vevővel

Békei Ferenc okl. vill. üzemmérnök, HA 5 KU

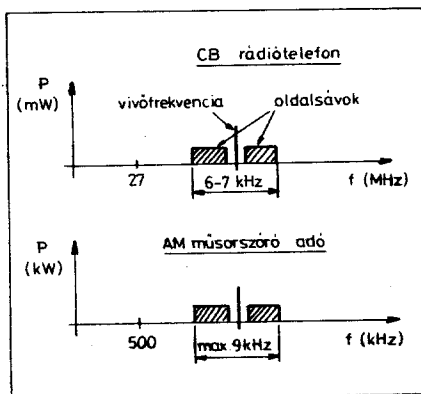


Az alábbiakban ismertetésre kerülő készülék alapvetően CB rádiótelefon célra készült, azonban a benne felhasznált zsebrádió biztosította lehetőség a komplett áramkör egy érdekes, kettős kihasználását tette lehetővé: úgy mint a 27 MHz-es rádiótelefon, vagy (kapsolóval választhatóan) a középhullámú rádióvevő + 27 MHz-es „készenléti vétel” üzemmódokat.

Itt a bevezetőben hívjuk fel olvasóink figyelmét arra, hogy a rádiótelefonok megépítésének és üzemben tartásának (lévén azok adókészülékek) – kötelezően betartandó – jogi-formai feltételei, illetve menete van. Mindezt pontosan a közlekedés- és postaiügyi miniszter 7/1973. (XII. 27.) KPM rendeletében megjelent „Rádió- és Televíziószabályzat” rögzíti, melynek – az esetünkben jól használható – kivonatát az 1975-ös évkönyvünkben már közöltük. [A teljes terjedelmű szabályzat minden postahivatalnál megtekinthető, a Budapest 72. számú postahivatalnál (Bp. VIII., Verseny u. 1.) pedig megvásárolható.]

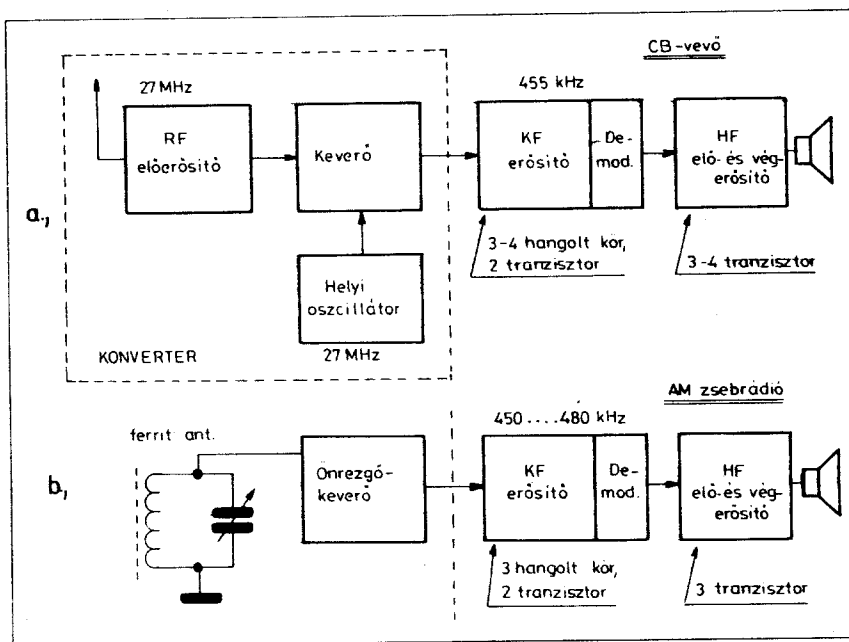
Célszerűnek tűnik előjáróban még egy fontos szempontot kiemelni. A vonatkozó érvényes rendelkezések szerint egy pár (2db) max. 100 mW teljesítményű (DC input), I csatornás, a 27065... 27175 kHz-es tartományban működő adó-vevő üzemben tartása adómentes, míg az ettől eltérő (de a posta által engedélyezett, elfogadott) paraméterekkel rendelkező készülékek után különböző (a berendezés szolgáltatásaitól függő) összegű éves adót kell fizetni. Érdeemes tehát ezt figyelembe véve beszerezni – a sajnos amúgy sem könnyen és olcsón hozzáférhető – kvarckristályokat a megépítendő készülékekhez.

A moduláció típusát, s ami ezzel szorosan összefügg, a modulált adó által elfoglalt frekvenciatartományt tekintve egy CB rádiótelefon adórésze, illetve egy normál középhullámú broadcast adó (mint pl. a Kossuth-adó) némi nagyvonalúsággal (HI) összehasonlítható. Mindkettő ún. A3-as, kétoldalsávú amplitúdómodulációval



1. ábra. Amplitúdómodulált adók frekvenciaspektruma

dolgozik és ennek megfelelően beszédátvitel esetén egyformán kb. 6–7 kHz-es spektrumot produkál a vivőfrekvenciája körül (1. ábra). Ennek megfelelően a vételi oldalon is várható hasonlóság egy rádiótelefon vevőrése és egy AM rádióvevő között. Nos, a gyakorlatban mindez a kétféle vevő megfelelő közelszelektivitását (állomás- és sáv- választó-képességét) biztosító KF-sávzsűrészek egyezésében és az egyforma, burkoló detektor típusú demodulátor alkalmazásában jelentkezik. Mindezt jól szemlélteti a 2. ábra, ahol a tömbvázlatokban jelölt szaggatott vonalak utáni KF- és HF-fokozatok szintje még az átlagosnak felvett alkatrészszámaikban és műszaki adataikban (összerősítés, sávzsűrésesség, KF-frekvencia) is jól egyeznek. Céljainkat tekintve „megkockáztathatjuk” azt a



2. ábra. Egy CB-készülék vevő oldalának (a) és egy középhullámsávú zsebrádió (b) tömbvázlata

megállapítást, hogy a CB rádiótelefonok vevőrésze tulajdonképpen egy RF- (27 MHz-es) konverterrel kiegészített AM zsebrádió.

Az eddigi vizsgálódásainkat – mint elsődleges szempont – a műszaki oldal felől végeztük. A pozitív eredmények mellett az igazán döntő tényező, ami egy zsebrádió felhasználása mellett szól, az a gazdaságosság. Ha a szaküzletekben szétnézünk, akkor bármennyire is képtelenségnek tűnik, de egy 5 tranzisztoros komplett KF- és HF-fokozat (a félvezetővel, KF rezgőkörökkel, transzformátorokkal, potenciométerrel, hangszórával stb. együtt) alkatrészárán majd másfél-kétszer annyiba kerül, mint egy közepes minőségű működő (!) lenyomatott, összeszerelt, bemért) középhullámsávú zsebrádió.

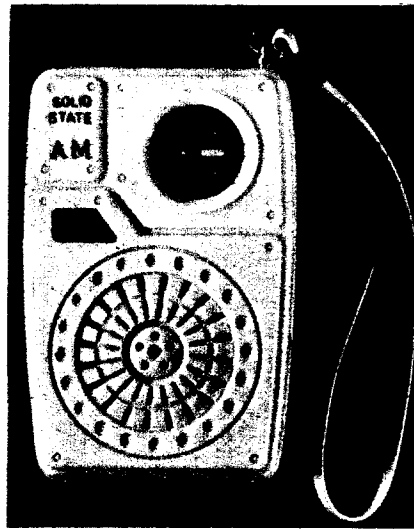
Tulajdonképpen a fenti előzményeket megfontolva született meg az AM vevőre mintegy konverterszerűen ráépített CB rádiótelefon konstrukció. Ahogy majd a leírásból láthatjuk ez az olcsó és kevesebb (nyomatatási) munkával járó megoldás pluszként még egy érdekes üzemmódot, az ún. készenléti vételt is eredményezett.

Az elkészült adó-vevő pár ismertetése előtt megjegyezzük, hogy az abban konkrétan használt zsebrádió természetesen több más típussal is helyettesíthető. A választásnál azért célszerű ügyelnünk a következő néhány szempontra. A vevő KF-fokozata lehetőleg 2 tranzisztorral és 3 KF rezgőkörrel rendelkezzen. A keramikus szűrőt tartalmazó típusok csak az $f_{KF} = 455$ kHz-es közepes frekvencia esetén használhatók, lévén a CB készülékekhez gyártott adó- és vevőkristályok frekvenciátávolsága szabványosan ennyi. A HF-fokozat szempontjából a legalább 3 tranzisztoros és 2 transzformátoros (fázisfordító, kimenő) megoldások a kedvezőek. Nem döntő fontosságú, de a 9 V-os tápfeszültségről járó típusokban utólag kevesebb átalakítást (munkapontbeállítás-változtatást) kell elvégezni. Az utóbbi idők hazai választékából – az árakat és a fenti követelmények ki-

elégítését tekintve – az „Audio Sonic” és a „Westminster” típusok alkalmazása tűnik a legelőnyösebbnek.

A „Westminster 748” zsebrádió

A 3. ábra fotóján látható 5 tranzisztoros Hong Kong-i zsebrádió a hajdani 2 tranzisztoros „King”-ek és „Boy”-ok modernizált utódjának tekinthető. A meglehetősen mérsékelt középhullámú vételképessége ellenére CB célokra jól használhatjuk, s mellette szól még az igen kedvező alacsony ára is (160 Ft). Mivel a készülékekhez nem mellékeltek gyári (a rossz nyelvek szerint hosszú tengeri utakon unatkozó matrózok szerelik össze őket, HI) kapcsolási rajzot, így azt a vásárolt példányról voltunk kénytelenek felvenni (4. ábra). Reméljük, hogy a „csak” készülék tulajdonos olvasóink esetleges szervizmunkáját is némileg meg-

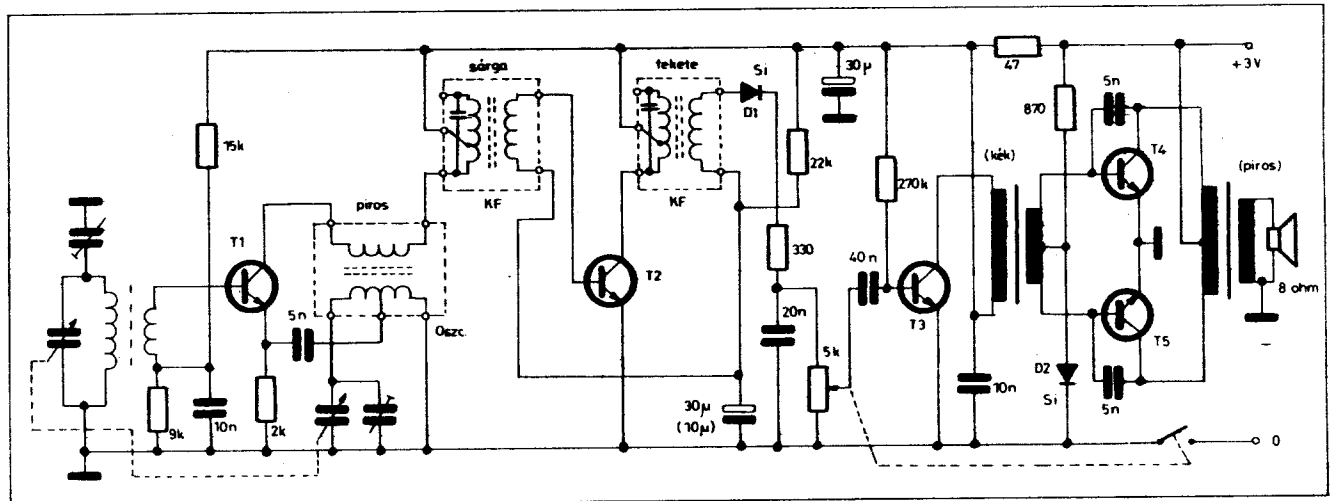


3. ábra. A „Westminster 748” tip. zsebrádió

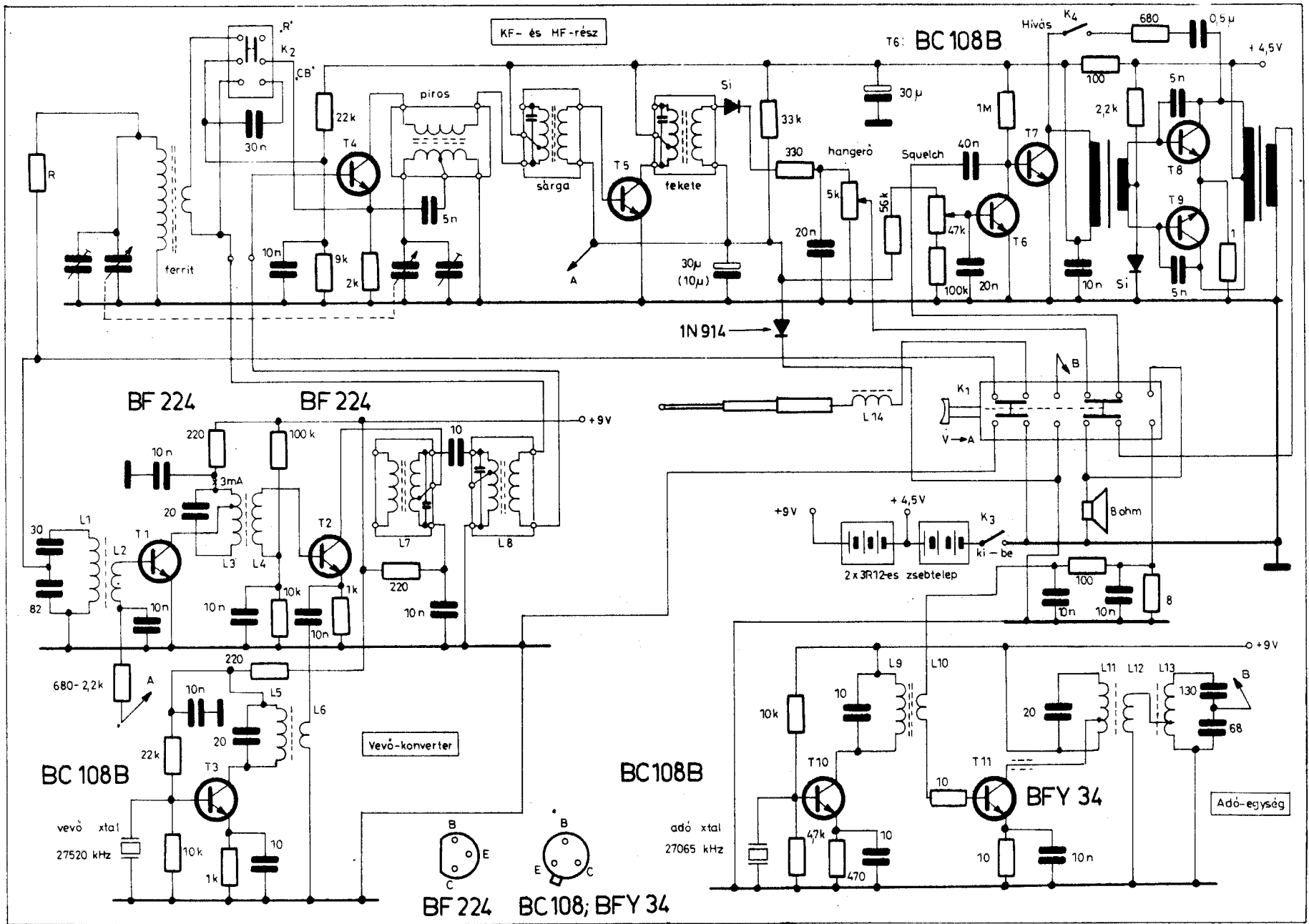
könnyíti majd az alábbi rövid készülékismertető.

Az öt (típusjelzés nélküli) szilícium tranzisztor alkalmazása lehetővé tette egy igazán takarékos kapcsolás kialakítását: komplett bázisosztós, emitterellenállásos munkapont-beállítás csak a T_1 -gyel működő önrezgő-keverő fokozatban láthatunk. T_2 alkotja az egyfokozatú áramcsökkenéses AGC-vel szabályozott KF erősítőt. A D_1 -es szilícium dióda – mint burkoló detektor – katódján jelenik meg a demodulált hangfrekvenciás feszültség. AGC-jel az utolsó KF transzformátor szekunder tekercsének hűdegített ($30 \mu F$) végéről vezethető el. Az áramcsökkenéses szabályozás azáltal jön létre, hogy a D_1 anódján keletkező, a mindenkori vett állomás térejétől függő, negatív egyenszint csökkenti a T_2 -nek a 22 kohmos bázisellenállása biztosította nyitófeszültségét, s ezáltal a nyugalmi kb. 4 mA-es kollektoráramát (akár 1 mA alá is). Az 5 kohmos hangerekszabályzó potenciométerrel a T_3 -as HF előerősítő tranzisztorra, majd annak kollektorköri fázisfordító transzformátoráról a T_4 , T_5 alkotta „AB” osztályú ellenütemű végerősítő fokozatra jut a HF-jel. A végtranzisztorok munkapontjának hőkompenzációját az előfeszítő körükben alkalmazott D_2 -es szilícium dióda végzi, s végül a kollektorköri kimenő transzformátor a 8 ohmos hangszóró illesztését biztosítja.

A javításhoz mindig szükséges félvezetőbekötéseket sajnos nem adhatjuk meg, mivel a tapasztalatok szerint majd mindegyik készülékben más tokozású (jelzés nélküli) és ebből várhatóan más típusú tranzisztorokat építettek be. A kapcsolási rajz alapján a nyomtatott áramkört végigkövetve, azonban könnyen felvehetjük azt az éppen birtokunkban levő példányra. (A beépített tranzisztortípusok változatossága maga után vonja a munkapont-beállító ellenállások bizonyos – a 4. ábrán megadott értékekhez képesti – szórását is, tehát javításkor ez ne okozzon számunkra különösebb meglepetést!)



4. ábra. A „Westminster 748” tip. zsebrádió kapcsolási rajza. A rezgőkörök színjelölése a vasmagon, a transzformátoroké a tekercsszigetelésen látható



5. ábra. A CB adó-vevő készülék teljes kapcsolási rajza. Az L₇, L₈ és a KF-rész „sárga” és „fekete” rezgőköréi egyaránt 455 kHz-re hangolandók. Ennek megfelelően szükség lehet a „piros” tekercs, az oszcillátorkör utánhangolására is

27 MHz-es CB rádiótelefon

Az előzőekben bemutatott zsebrádióra „telepített” 1 csatornás, 100 mW-os CB rádiótelefon teljes kapcsolási rajzát mutatja az 5. ábra. A 11 szilícium tranzisztorral és 3 szilícium diódával kivitelezett készülék három: alapvető, jól szétválasztható, egységre bontható, melyeket a rajzon külön jelöltünk. Ezek a következők:

- a KF- és HF-rész,
- a vevőkonverter és
- az adóegység.

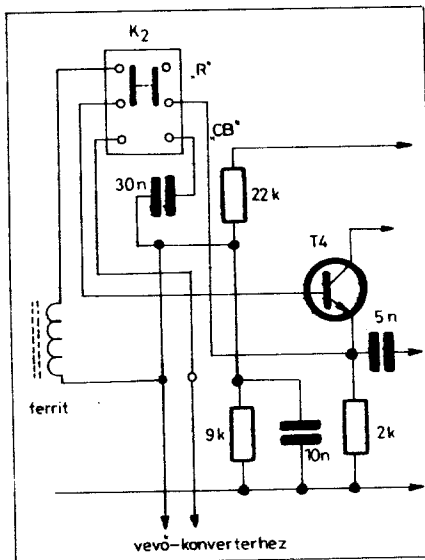
A KF- és HF-rész

A CB rádiótelefonokban, műszaki és gazdaságossági (telep-kapacitás és fogyasztói ár) szempontokat figyelembe véve, a 2 zseblámpatelep (3R12-es) szolgáltatja 9 V-os tápfeszültség alkalmazása tűnik a legcélszerűbbnek. Az „új” egységek elkészítésénél természetesen ez nem jelent különösebb problémát, de az applikált 3 V-os táplálású rádióvevő az egy telep szolgáltatja 4,5 V-os feszültségről sem járatható. A Zener-diódás, vagy csak az egyszerű soros ellenállásos feszültségcsökkentő megoldások a rossz hatásfokuk miatt esetünkben nem alkalmazhatók.

A legkézenfekvőbb megoldás, amit ilyen esetekben alkalmazhatunk az a tranzistorok munkapont-beállításának korrigálása. A 3. és 5. ábra összevetéséből láthatjuk, hogy ezt a bázisköri előfeszítő ellenállások növelésével oldottuk meg, s így végül a zsebrádió alkotta KF- és HF-rész 4,5 V-ról üzemel. (A 9 V-ra való átalakításra a félvezetők ismeretlen típusa, határadatai miatt nem történt kísérlet.) Ha más típusú, de szintén nem 9 (ill. 4,5) V-os táplálású zsebrádiót használunk fel, akkor az átalakítást úgy végezzük, hogy minden egyes fokozat nyugalmi árama megközelítőleg változatlan maradjon. Az ellenütemű végfokozat áramát a kimenő transzformátor középleágazásával sorosan kötött mA-mérővel mérhetjük, a HF előerősítő, a KF és az önrezgő-keverő tranzisztorok nyugalmi áramát a kollektorkörükben indikálhatjuk.

A „Westminster” hangvégfokozatába nem került beépítésre a szokásos néhány ohmos közös emitterellenállás (takarékoság!). Úgy látszik azonban, hogy a konstruktőrök jószándéka megvolt (HI), mert a nyomtatott panelra felvitték ezen ellenállás két furatát – a forgókondenzátor és a készülékdoboz közti panelrészen található –, melyek között ha a rézfóliát elvágjuk, akkor utólag beépíthetjük az ellenállás-huzalból készített 1–2 ohmos emitterellenállást. A beépítés mellett szól az észrevehetően javuló hangminőség, továbbá a fokozódó hőstabilitás.

A T_7 – T_9 -ből álló HF fokozatot kétszeresen kihasználjuk: vételkor a vevőoldali hangfrekvenciás erősítőjeként,



6. ábra. Az alapvevő önrezgő-keverő fokozatának egy lehetséges másik kialakítása: rádiótelefon és csak KH vevő üzemmódokkal

adáskor, mint modulátor erősítő. Ennek megfelelően az adás-vétel váltó (K_1) két, a kapcsolási rajzon bal oldali, morzekontaktusa végzi a HF-egység be- és kimenetének, illetve a hangszórónak az átkapcsolását. Ebben a fokozatban található még a K_4 -es „hívás” nyomógomb, ami az állandó jellegű összeköttetéseknel tesz jó szolgálatot. Az általa beiktatott soros RC-tag kb. 1000 Hz-en begerjeszti a végfokozatot és ezt a jelet adáskor modulációhoz használv... kellemes hangú hívásjelzést kapunk.

A T_7 -es HF előerősítő tranzisztor bázis-emitter nyitófeszültségére hatásos a rádiótelefon ún. zajzár (squelch) fokozata (T_6). A zajzár tulajdonképpen egy kényelmi szolgáltatást jelent, amennyiben mindig csak az ellenállás adásidejére aktivizálja a CB-készülékünk vevőrészenek hangfokozatát, megszüntetve ezzel az állandó vétel-készséghez tartozó – hosszú időn keresztül hallgatva igen zavaró, fárasztó – sávzajt és az impulzuszavarok okozta recsegéseket. A zajzár működtető feszültségét az AGC-jelből képezzük. Mint láttuk, az áramcsökentéses AGC-nél a nyugalmi (állomás-vétel nélküli) helyzethez tartozik a maximális pozitív szabályozó feszültség, amit most egy háromtagú osztólánc középső eleméről, a 47 kohmos zajzár érzékenység szabályzóról, vezetjük a T_6 bázisára.

Az osztó ellenállásai úgy lettek megválasztva, hogy a potenciométerrel a T_6 nyitáshoz is elegendő (kb. 0,6 V-os) feszültséget lehessen beállítani. Az így vezetett állapotba vitt T_6 lehúzza a T_7 bázisát közel földpotenciálra, s ezáltal lezárja azt. Végeredményként a demodulátoron ekkor levő zajfeszültség nem jut át a HF fokozaton, a hangszóró „csendes”. A partner CB-állomás adásakor az AGC és ezáltal a T_6 bazi-

sán levő nyitófeszültség is csökkenni fog: T_6 lezár és a T_7 munkapontja visszajut a normál („A” osztályú) helyzetbe, a hangszóróban megjelenik a felerősített hangfrekvenciás feszültség. A squelch áramkörben levő 1N914-es szilícium dióda a saját adás idejére lezárja a T_6 -ot, azért hogy az adáskor modulátorerősítőként használt hangfokozat a zajzár potenciométer állásától függetlenül mindig üzemeljen.

A KF- és HF-rész legelső fokozatában található a K_2 -es „CB”- „R” állású üzemmódválasztó (toló)kapcsoló. Az „R” állásnál, mint normál középhullámú önrezgő – keverő működik a T_4 , annyi különbséggel, hogy a báziskörébe két feldolgozásra váró jel kerül. Az egyiket a ferritantennán levő modulátorköri csatolótekercs, a másikat – a vele sorba kapcsolóló – a 27 MHz-es vevőkonverter kimeneti KF transzformátorának (L_3 -nak) a csatoló tekercse szállítja. Mivel a vevőkonverter a K_1 -es adás-vétel váltó vételállásában mindig üzemel, így a báziskörben a KH sáv mellett a 27 MHz-es csatornafrekvencián vett jel is jelen van. Ha tehát az üzemmódválasztó „R” állásában egy középhullámú adót hallgatunk és eközben a partner CB-állomás hívni kíván, illetve hív bennünket, akkor azt a broadcast és a CB-adó vivőjének interferenciájából keletkező fütty jelzi. Ezután a tolókapcsolót „CB” állásba váltva felvehetjük a normál rádiótelefon kapcsolatot. (Meg kell jegyeznünk, hogy a KH műsorvétel készülékünkkel zajosabb lesz a „szokásosnál”, lévén a 27 MHz-es sáv alapja is állandóan jelen van a T_4 bázisán. A 6. ábrán látható részletrajz szerint – lemondva a 27 MHz-es készletét vételről – megoldható a jobb minőségű, csak KH vétel.)

A „CB” állásban a K_2 -es kapcsoló kettős feladatot lát el. Egyrészt az önrezgő-keverő T_4 -ből KF erősítőt „csinál”: az emitterellenállást blokkoló 30 nF-os kondenzátor leállítja az oszcillációt és emellett növeli a fokozat erősítését (hidegíti az emitterellenállást); másrészt leválasztja a KH modulátorkört a T_4 -ről (enélkül a rendkívül erős Kossuth-adó még a keverés leállítása után is vehető lenne a forgó kondenzátor egy bizonyos állásánál). Ha a „Westminster” helyett történetesen egy olyan 6 tranzisztoros zsebrádiót használunk fel, melyben 2 KF tranzisztor van, akkor annak a keverőtranzisztorát már nem célszerű a KF-láncba beiktatnunk a túlzottan nagy eredő erősítés, a gerjedésvészely miatt. Ilyenkor az L_3 csatolótekercsét az első KF tranzisztor báziskörébe csatlakoztassuk (sorosan), s a K_2 -vel (a „CB” állásban) a keverő tranzisztor egyenáramúlag kapcsoljuk ki (pl. a bázisosztó leválasztásával).

A rádiótelefon zárt alumínium doboza következtében az „R” üzemmódban a ferritantenna nem szolgáltat elegendő feszültséget a keverőnek, ezért a modulátorkört a botantennához kellett csatolni (Az R ellenállás értékét kísérletileg állítsuk be!)

A vevőkonverter

Feladata: a 27 MHz-es sávban levő vételi csatorna lekeverése a 455 kHz-es KF frekvenciára. Mindezt (egy-egy tranzisztorral kivitelezett) három fokozattal oldja meg.

A T₁-es alkotta RF előerősítőben AGC-zett báziselőfeszítéssel, földelt emitteres kapcsolásban egy BF224-es típusú nagyfrekvenciás tranzisztor dolgozik. A bázis és a kollektor oldali rezgőköröihez, a minél nagyobb Q érdekében, lazán vannak csatolva a terhelések: az antenna kapacitív osztóval, a bázis csatoló tekercshez (L₂), a kollektor pedig leágazáshoz kapcsolódik. A T₂-es, szintén BF224-gyel működő, keverő fokozat emitterkörébe csatlakozik a lokáljel, a keverendő jelet a bázisba az L₄-es csatolótekercs szállítja. A keverő kollektorkörében KF-re hangolt felső kapacitív csatolású két-körös sávszűrő dolgozik. Cél szerű volt e helyütt sávszűrőt alkalmazni, mert az alapvevő két KF rezgőkörre meglehetősen nagy sávzélességet nyújt önmagában. A vevőkonverter lokál-oscillátora a T₃-as, BC 108 B típusú tranzisztor. A vevőkristály frekvenciája a csatornafrekvencia (27065 kHz) és a KF (455 kHz) összegéből adódott 27520 kHz-re. Az oszcillátor Clapp kapcsolású; a kapacitív osztó hiányzóknak tűnő felső tagját a T₃ bázis-emitter kapacitása adja.

A vevőkonverter L₁ és L₃-as tekercse 27065, az L₅ 27520, az L₇ és L₈-as KF transzformátorok pedig 455 kHz-re vannak lehangolva. A részletes tekercs- adatok a táblázatban találhatók.

Az adóegység

Az adórész kristályoszcillátor kapcsolása és annak aktív eleme megegyezik a vevőkonverternél megismerttel. Egyetlen különbség, hogy a nagyobb RF jelteljesítmény-igény miatt a T₁₀ nagyobb áramú beállításban üzemel, mint a T₃. Az adókristály frekvenciáját a CB-készülékünk számára igényelt, illetve kiuntalt csatornafrekvencia határozza meg, esetünkben 27065 kHz-ben.

Az oszcillátor fokozat rezgőkörének L₁₀-es csatolótekercséről jut a meghajtójel a végfokozatba. A T₁₁-es BFY 34-es végtranzisztor nem kimondottan nagyfrekvenciás típus, de azért 100 mW-ra még kihajtható 27 MHz-en. A meghajtás erősségét és ezáltal a vívóhullám teljesítményét a bázisköri 10 ohmos ellenállás cseréjével szabályozhatjuk. A végfokozat amplitúdó-modulációja a báziskörben történik. Ennek, a nem a legkedvezőbb tulajdonságokkal rendelkező modulációs megoldás alkalmazásának azon egyszerű ok a magyarázata, hogy hozzá a rendelkezésre álló modulátor (kimenő) transzformátor nem kellett átalakítani. A CB-készülékekben szokásos kollektormodulációhoz ugyanis egy új, „robotosabb” méretű kimenő transzformátorra lett volna szükség a relatíve nagy kollektoregyenáram okozta előmágnesezés elviselése és egy

Táblázat: tekercs-adatok

	Indukció [μH]	Menetszám	Vasmag, Huzal	Megjegyzés
L ₁ L ₂	1,5 —	4 1	M4×12-es, N20; ∅ 0,2mm-es CuZ	az N 20-as vas kék színjelzésű, L ₁ és L ₂ egy magon
L ₃ L ₄	1,5 —	4 1	M4×12-es, N20; ∅ 0,2mm-es CuZ	leágazás: 1. me-nél, L ₃ és L ₄ egy magon
L ₅ L ₆	1,5 —	4 1	M4×12-es, N20; ∅ 0,2mm-es CuZ	L ₅ és L ₆ egy magon
L ₇ L ₈	— —	— —	„sárga” „fehér”	japán AM KF transzformátorok jelölésük: 7 IF 747 és 7 IF 746
L ₉ L ₁₀	1,5 —	4 1	M4×12-es, N20; ∅ 0,2mm-es CuZ	L ₉ és L ₁₀ egy magon
L ₁₁ L ₁₂	1,5 —	4 1	M4×12-es, N20; ∅ 0,2mm-es CuZ	leágazás 1. me-nél L ₁₁ és L ₁₂ egy magon
L ₁₃ L ₁₄	1,5 2,3	4 6	M4×12-es, N20; ∅ 0,2mm-es CuZ	leágazás 1. me-nél

második, a modulációt végző pár száz ohmos szekunder tekercs helyfoglalása miatt. A modulációs mélységet a 100 ohmos (az L₁₀-zel soros) ellenállás értékmódosításával állíthatjuk be. Mivel adáskor a hangszóró, mint mikrofon üzemel és a moduláció nagy ohmos terhelést jelent, így egy külön 8 ohmos ellenállással kellett biztosítani a kimenő transzformátor üzemszerű terhelését, hogy a végtranzisztorok a normál munkaellenállásukat lássák.

Az L₁₄-gyel elektromosan hosszabított botantenna illesztését a végtranzisztorhoz egy induktív csatolású sávszűrő végzi, ami e mellett a nemkívánatos felharmonikusok kellő mértékű elnyomását is biztosítja.

Az adóegység rezgőköröi a csatornafrekvenciára hangoltak, a tekercsek adatai szintén a táblázatban találhatóak.

Mechanikus felépítés, alkatrészek

A készülék 70×50×200 mm-es dobozba került beépítésre. Az egy darabbal hajlított ház és a hozzá négy csavarral rögzíthető hátlap anyaga 1,5 mm-es alumínium lemez.

Amint a címkép fotója is mutatja a doboz felső harmadában foglal helyet az alapvevő (a „Westminster”) az eredeti kezelőgombjaival, skálaablakjával és a zsebrádiódobozból lombfűrészszel „kimentett” hangszóródíszrácával együtt. A készülék ház középső részébe, egy 65×65 mm-es nyomtatott panelra, került az adóegység, a vevőkonverter és squeelch áramkör. Végül, a megfelelő stabilitás végett, az alsó harmadban egymás mögött foglal helyet a tápellátást biztosító két lapos zseblep. A nyomtatott panelek távtartós rögzítést kaptak, míg az elemek önnönmagukat rögzítik, azáltal hogy kivezetéseik hozzáfeszülnek egy föléjük beragasztott folírozott lemezhez, mely természetesen a sorosításukat is elvégzi.

A rádiótelefon antennája a „Riga”

táskarádió botantennájából készült. E választás egyedüli szempontja a lehető legnagyobb hosszúság volt. (A postai előírások max. 1,5 m-es antennahosszat engedélyeznek!) Az antennarúd vége danamidből esztergált szigetelőbetéten keresztül egy amphenol dugóba — annak meleg pólusához forrasztva — lett rögzítve. Ennek megfelelően a készülék ház tetejére amphenol aljzat került (lásd a fotót). A meglehetősen szokatlan antennarögzítést az amúgy sem túl nagy (kb. 1,1 m-es) hatásos hosszúsággal való takarékos bánás indokolta.

A rádiótelefon kapcsolói közül egy, a K₂-as, a zsebrádióval már adott. A „CB” — „R” üzemmódváltó (K₂) egy kétmorzés miniatűr japán tolokakapcsoló, ami az alapvevő önrezgő-keverő fokozata (T₄) közelébe került beépítésre. E kapcsoló bekötését a lehető legrövidebb huzalozással oldjuk meg! A K₁-es adás-vétel kapcsoló hatmorzós, lengyel gyártmányú, ELTRA (Isostat liszensz) nyomógomb. A K₁-et célszerű beültetni az új egységeket tartalmazó nyomtatott panelra, amit nagyon megkönnyít a NYAK technikához konstruált kivezetései. A híváskapcsoló (K₄), mint említettük, egy egyszerű záróérintkezős nyomógomb.

A nagyfrekvenciás (27 MHz-es) rezgőkörök tekercsei érdekes megoldással készültek. Kihasználva azt, hogy a KÓPORC gyártmányú hangoló magoknak teljes hosszukon átmenő hangolónyílása van, a tekercsek huzalát ezen átfűzve, majd a mag palástján visszavezetve toroidtranszformátor-szerűen alakítottuk ki az induktivitásokat. Ennek az elrendezésnek két, az amatőr készülékekben jól használható előnye van: a kisebb helyfoglalás (nem szükséges csövetest, a tekercsek önhordóak) és az elenyésző induktív szórás (az árnyékoló serlegek elmaradhatnak). Hátrányként meg kell említeni, hogy az ilyen tekercsekkel készített rezgőkörök csak kapacitív trimmelhetők.

CQ de HA... CQ de HG... 1977

Fáber József okl. vill. mérnök, HA 5 JJ

Idei évkönyvünk rádióamatőr forgalmi rovatát a közérdekű adatoknak, felsorolásoknak, táblázatoknak szenteltük. Remélhetőleg érdekesek, szemléletesek és esetenként hasznosak is lesznek amatőrtársaink számára.

Elsőként a *Nemzetközi Rádióamatőr Unió 1. Körzetének tagszövetségeivel*, illetve tagországaival, továbbá irányító szervezetével foglalkozunk. Íme: az IARU Region 1 tagjai (a szövetségek és azok országainak angol megnevezésével) 1977 májusáig:

ARA	Algeria
ARAI	Ivory Coast
ARI	Italy
ARM	Monaco
BFRA	Bulgaria
CARS	Cyprus
CRCC	Czechoslovakia
DARC	German Fd. Rep.
EDR	Denmark
FRA	Faeroe Is.
FRR	Romania
GARS	Ghana
Gars	Gibraltar
IARC	Israel
IRA	Iceland
IRTS	Ireland
LRAA	Liberia
MARL	Malta
MARS	Mauritius
MRAS	Hungary
NARS	Nigeria
NRRL	Norway
OeVSV	Austria
PZK	Poland
RAAG	Greece
RAL	Lebanon
REF	France
REP	Portugal
RKDDR	German Dem. Rep.
RL	Luxembourg
RSK	Kenya
RSF	USSR
RSGB	United Kingdom
RSR	Rhodesia
RSZ	Zambia
SARL	South Africa
SRAL	Finland
SRJ	Yugoslavia
SSA	Sweden
UBA	Belgium
URE	Spain
USKA	Switzerland
VERON	The Netherlands

végrehajtó bizottságának tagjai jelenleg a következők:

Elnök:	L. v. d. Nadort, PA0LOU (Hollandia).
Alelnök:	W. Nietyksza, SP5FM (Lengyelország).
Titkár:	R. F. Stevens, G2BVN (Anglia).
Gazd. f.:	Kjell W. Strom, SM6CPI (Svédország).
Tagok:	Dr. J. Rottger, DJ3KR (NSZK). H. Walcott-Benjamin, EL2BA (Libéria), J. Znidarsic, YU3AA (Jugoszlávia).

URH sávfelosztások

A „Region 1” tagszövetségeinek URH-ügyintézői 1973. október 13-14. közötti ülésükön ajánlást készítettek a 144, 432 és 1296 MHz-es amatőr-sávok egységes - üzemmódok szerinti - felosztására. Azóta több, mint négy év telt el és a gyakorlat azt mutatja, hogy a szövetségek mindegyike alkalmazkodott a javaslatához, ezáltal tervszerűbbé és zavartalanabbá vált az amatőrök étermunkája. (A 2 m-es sáv felosztását a MRASZ is felülvizsgálta és határozata 1975. január 1. óta a HG-amatőrökre nézve kötelező.)
Íme:

2 m-es sávterv:

Frekvencia [MHz]
144,000 - 144,010
144,100
144,150
144,200
144,600
145,000 - 145,225
145,300
145,500
145,500 (S20), 145,525 (S21)
145,550 (S22), 145,575 (S23)
145,600 - 145,825

Megjegyzések:

1. A szimplex frekvenciák a relé-bemeneti csatornákat is használhatják.
2. A 145,25 - 145,50 MHz-es tartomány szükség esetén FM csatornák számára is igénybe vehető.

3. A kisteljesítményű (5W_{erp} vagy kisebb) jeladók részére nincs területi korlátozás.
4. A 144,125 - 144,175 MHz-es tartományban működhetnek az 50 W_{erp} vagy ennél nagyobb teljesítményű jeladók.
5. Az SSB-üzemmód felső határa rugalmasan változtatható.

70 cm-es sávterv:

Frekvencia [MHz]	Üzemmód
432,000 - 432,010	EME
432,100	Véletlen MS
432,200	SSB hívó
432,600	RTTY (DX)
433,300	RTTY (helyi)

Megjegyzések:

1. A 432 - 433 MHz-es intervallum: DX, a 433 - 433,5 helyi, felette pedig TV-munkákra ajánlott. A 432,00 - 432,15 MHz-es tartományban csak CW, felette SSB-, illetve bármely üzemmódban lehet kísérletezni.
2. Az úrkísérletekre a 435 - 438 MHz-es szegmens van fenntartva.

Üzemmód

EME
Véletlen MS
Területi jeladók frekvencia-tartomány közepe
SSB hívó
RTTY (DX)
Relé-bemenet (R0-R9)
RTTY (helyi)
Mobil (hívó)
FM (szimplex)
FM (szimplex)
Relé-kimenet

23 cm-es sávterv:

Frekvencia [MHz]	Üzemmód
1296 - 1296,15	CW
1296 - 1296,01	EME
1296,2	SSB hívó
1296,6	RTTY (DX)
1297,3	RTTY (helyi)

Az „IARU Region 1”-et 1950-ben alakították meg a tagszövetségek - sajátos érdekeltségüknek a Nemzetközi Távközlési Unió 1-es körzetében való támogatására, továbbá azért, hogy képviselje érdekeiket az ITU konferenciáin. Az „IARU Region 1”

FM csatornák:

Relék 2 m-en:

	input	output
R Ø	145,000	145,600
R1	145,025	145,625
R2	145,050	145,650
R3	145,075	145,675
R4	145,100	145,700
R5	145,125	145,725
R6	145,150	145,750
R7	145,175	145,775
R8	145,200	145,800
R9	145,225	145,825

Relék 70 cm-en:

	input	output
RU Ø	433,000	434,600
RU1	433,025	434,625
RU2	433,050	434,650
RU3	433,075	434,675
RU4	433,100	434,700
RU5	433,125	434,725
RU6	433,150	434,750
RU7	433,175	434,775
RU8	433,200	434,800
RU9	433,225	434,825

Relék 70 cm-en (7,6 MHz-es csatorna távolságokkal):

	input	output
R69	431,025 RTTY	438,625
R70	431,050	438,650
R72	431,100	438,700
R74	431,150	438,750
R76	431,200	438,800
R78	431,250	438,850
R80	431,300	438,900
R82	431,350	438,950
R84	431,400	439,000
R86	431,450	439,050

2 m-es szimplex:

S Ø	-145,000	Általános csatorna
S20	-145,500	Hívó
S21	-145,525	
S22	-145,550	Legfőbb csatorna
S23	-145,575	
S24	-145,600	
S25	-S34	Azonosak az R1 - R9 relé-kimeneti csatornákkal. Akkor érdemes használni, ha az S21 - 24-ek túl fogalmassak

70 cm-es szimplex:

SU16	-433,400	
SU17	-433,425	
SU18	-433,450	
SU19	-433,475	
SU20	-433,500	Mobil hívó csatorna
SU21	-433,525	Mobil munka csatorna
SU22	-433,550	
SU23	-433,575	

ITU-zónák

Egyre több rádiós-verseny és oklevél kiírásában szerepel a *Nemzetközi Távközlési Unió* által megszabott zónák kölcsönös cseréje, illetve elérése a forgalmazás, diplomavadászat stb. során. Nos, az alábbi táblázat az ábécé sorrendbe szedett hívójelkörzeteket és zóna-számukat tartalmazza:

A2 57	HB Ø 28
A3 62	HC 12
A4 39	HC8 12
A5 41	HH 11
A6 39	HI 11
A7 39	HK 12
A9 39	HK Ø 11
AP 41	HK Ø 12
BV 44	HK Ø 11
BY 42, 43	HL, HM 44
C2 65	HP 11
C3 27	HR 11
C5 46	HS 49
C6 11	HV 28
C9 53	HZ, 7Z 39
CE 14, 16	I, IT 28
CE Ø A 63	IS 28
CE Ø Z 14	JA 45
CE Ø X 14	JD 45
CM, CO 11	JD1 45
CN 37	JT 32
CP 12, 14	JW 18
CR5 47	JX 18
CR9 44	JY 39
CT 37	W1 08
CT2 36	W2 08
CT3 36	W3 08
CX 14	W4 08
D2, 3 52	W5 07
D4 46	W6, 7 06
D5 46	W8, 9 08
D6 53	W Ø 07
DJ 28	KB 61, 62
DM 28	KC4 67, 69, 70
DU 50	71, 72, 73
EA 37	KC4 11
EA6 37	KC6 65
EA8 36	KC6 64
EA9 46	KG4 11
EA9 37	KG6 64
EI 27	KG6R, S, T 64
EL 46	KH 61
EP 40	KJ 61
ET 48	KL 01
F 27	KM 61
FB8Z 68	KP4 11
FB8W 68	KP6 61, 62
FB8X 68	KS4, HK Ø 11
FC 28	KS6 62
FG 11	KV 11
FH 53	KW 65
FK 56	KX 65
FL 48	KZ 11
FM 11	LA 18
FO 10, 63	LU 14, 16
FP 09	LX 27
FR 53	LZ 28
FS 11	OA 12
FW 62	OD 39
FY 12	OE 28
G 27	OH 18
GC 27	OH Ø 18
GD 27	OJ Ø 18
GI 27	OK 28
GM 27	ON 27
GW 27	OX, XP 05
HA 28	OY 18
HB 28	OZ 18

P2 51	TA 39
PA 27	TF 17
PJ 11	TG 11
PY 13, 15	TI 11
PY Ø 13	TI9 11
PY Ø 15	TJ 47
PZ 12	TL 47
S2 41	TN 52
SM 18	TR 52
SP 28	TT 47
ST 48	TU 46
SU 38	TY 46
SV 28	TZ 46

UA 19, 20, 29, 30
UA1, UK1 75
UA2, UK2F 29
UA, UK, UV, UW9 - Ø 20-35
UB, UK, UT, UY 5 29
UC2, UK2A/C/I/L O/S/W 29
UD6, UK6C/D/K 29
UF6, UK6F/O/Q/V 29
UG6, UK6G 29
UH8, UK8H 30
UI8, UK8 30
UJ8, UK8J/R 30
UL7, UK7 30
UM8, UK8M, N 31
UO5, UK50 29
UP2, UK2B/P 29
UQ2, UK2G/Q 29
UR2, UK2R/T 29
VE1, 2 09
VE3 04
VE4, 5 03
VE6, 7 02
VE8 02, 03, 04, 75
VX 09
VY 09
VK1, 2, 3, 5, 7 59

VK4, 8 55	XT 46
VH6 58	XU 49
VK 60	XV 49
VK9 60	XW 49
VK9 54	XZ 49
VK9 55	YA 40
VK Ø 68	YB 54
VK Ø 60	YI 39
VP1 11	YJ 56
VP2E 11	YK 39
VP2A 11	YN 11
VP2V 11	YO 28
VP2D 11	YS 11
VP2G 11	YU 28
VP2M 11	YV 12
VP2K 11	YV Ø 11
VP2L 11	ZA 28
VP2S 11	ZB 37
VP5 11	ZD7 66
VP8 16	ZD8 66
VP8 73	ZD9 66
VP9 11	ZE 53
VQ9 41	ZF 11
VQ9 53	ZK1 62
VR1 62	ZK2 62
VR3, 7 61	ZL 60
VR4 51	ZM 62
VR6 63	ZP 14
VR8 65	ZS 57
VS5 54	ZS2 57
VS6 44	ZS3 57
VS9 41	IS 50
VS9K 39	3A 27
VU 41	3B6, 7 53
VU7 49	3B8 53
VU7 41	3B9 53
XE 10	3C 47
XF4 10	3C Ø 52

3D2 56	6Y 11
3D6 57	7O 39
3V 37	7P 57
3X 46	7Q 53
3Y 67	7X 37
4S 41	8P 11
4U 28	8R 12
4W 39	8Z4 39
4X, 4Z 39	9A (M1) 28
5A 38	9G 46
5B, ZC 28	9H 28
5H 53	9J 53
5N 46	9K 39
5R 53	9L 46
5T 46	9M2 54
5U 46	9M6, 8 54
5V 46	9N 42
5W 62	9Q 52
5X 48	9U 52
5Z 48	9V 54
6O 48	9X 52
6W 46	9Y 11

Hívójelek

Az ITU a következőkben felsorolt - számjegy kezdetű - hívójeltartományokat bocsátotta ki az egyes országok számára:

IS (nem hivatalos prefix) Spratly Archipelago

2AA - 2ZZ	United Kingdom
3AA - 3AZ	Monaco
3BA - 3BZ	Mauritius
3CA - 3CZ	Equatorial Guinea
3DA - 3DM	Swaziland
3DN - 3DZ	Fiji Islands
3EA - 3EZ	Panama
3GA - 3GZ	Chile
3HA - 3UZ	China
3VA - 3VZ	Tunisia
3WA - 3WZ	Vietnam
3XA - 3XZ	Guinea (Rep. of)
3YA - 3YZ	Norway
3ZA - 3ZZ	Poland
4AA - 4CZ	Mexico
4DA - 4IZ	Philippine Islands
4JA - 4LZ	USSR
4MA - 4MZ	Venezuela
4NA - 4OZ	Yugoslavia
4PA - 4SZ	Sri Lanka (Rep. of)
4TA - 4TZ	Peru
4UA - 4UZ	United Nations
4VA - 4VZ	Haiti
4WA - 4WZ	Yemen
4XA - 4XZ	Israel
4YA - 4YZ	ICAO
4ZA - 4ZZ	Israel
5AA - 5AZ	Libya
5BA - 5BZ	Cyprus
5CA - 5GZ	Morocco
5HA - 5IZ	Tanzania
5JA - 5KZ	Colombia
5LA - 5MZ	Liberia
5NA - 5OZ	Nigeria
5PA - 5QZ	Denmark
5RA - 5SZ	Malagasy Rep.
5TA - 5TZ	Mauritania
5UA - 5UZ	Niger Rep.
5VA - 5VZ	Togo Rep.
5WA - 5WZ	Western Samoa
5XA - 5XZ	Uganda
5YA - 5ZZ	Kenya
6AA - 6BZ	Egypt (Arab Rep.)
6CA - 6CZ	Syria
6DA - 6JZ	Mexico

6KA - 6NZ	Korea
6OA - 6OZ	Somali Rep.
6PA - 6SZ	Pakistan
6TA - 6UZ	Sudan
6VA - 6WZ	Senegal Rep.
6XA - 6XZ	Malagasy Rep.
6YA - 6YZ	Jamaica
6ZA - 6ZZ	Liberia
7AA - 7IZ	Indonesia
7JA - 7NZ	Japan
7OA - 7OZ	Yemen
7PA - 7PZ	Lesotho
7QA - 7QZ	Malawi
7RA - 7RZ	Algeria
7SA - 7SZ	Sweden
7TA - 7YZ	Algeria
7ZA - 7ZZ	Saudi Arabia
8AA - 8IZ	Indonesia
8JA - 8NZ	Japan
8OA - 8OZ	Botswana
8PA - 8PZ	Barbados
8QA - 8QZ	Maldivas (Rep. of)
8RA - 8RZ	Guyana
8SA - 8SZ	Sweden
8TA - 8YZ	India
8ZA - 8ZZ	Saudi Arabia
9AA - 9AZ	San Marino
9BA - 9BZ	Iran
9EA - 9FZ	Ethiopia
9GA - 9GZ	Ghana
9HA - 9HZ	Malta
9IA - 9JZ	Zambia
9KA - 9KZ	Kuwait
9LA - 9LZ	Sierra Leone
9MA - 9MZ	Malaysia
9NA - 9NZ	Nepal
9OA - 9TZ	Zaire (Rep. of)
9UA - 9UZ	Burundi
9VA - 9VZ	Singapore
9WA - 9WZ	Malaysia
9XA - 9XZ	Rwanda
9YA - 9ZZ	Trinidad and Tobago

Házunk táján ...

A magyar „Rekordok Könyve” tavaly óta sok új adattal bővült. Ezek közül ismét bemutatunk néhányat, a teljesség igénye nélkül, az 1977. június 20-i állapotnak megfelelően:

Ki hány nagy QTH-négyzettel dolgozott 2 méteren?

HG5AIR 103	4YF 47
2KRD 99	6NM 47
5KDQ 85	8CE 47
8KCP 76	4KYV 46
5KEB/7 69	5FN/P 39
5KNF/5 55	1ZX 38
1KVP 52	ØDG 37
1YA 52	4YD 35
5CI 50	6VV/P 35
6KNB/P 50	5HY/8 31
4KXG 48	

A „HG 1000 km-es Klub” tagjai 2 méteren:

HG5AIR 1985 km	HG4YF	1620
2RD 1863	5KA	1614
5HY/8 1826	1KZC	1605
8CY 1818	2KRD	1600
6KVK 1814	8KUJ	1600
HA5VHF 1810	7PQ/P	1578
HG5CI 1792	7PR/P	1578

6NM 1790	6KVB/P 1574
5KEB/7 1780	5CJ/P 1548
1ZX 1760	5ED/P 1548
8KCP 1743	6KNB/P 1545
4KYB/2 1697	1YA 1540
5KDQ/P 1684	3KGL/P 1540
1KVP 1655	7KLC 1505
ØKHA/P 1650	1SR 1409
ØHO 1646	5EY 1200
9KPW 1641	4KXG 1184

A „HG 500 km-es Klub tagjai 2 méteren:

HG7/KLF/6 973	HG7KPR/P	613
1SW 965	4YD	612
8CE 876	5KF/P	606
ØDG 840	7PX	603
5KHI 837	6NI	602
4KYV/2 828	4XG	599
5KFN/5 802	3GO	581
2RG 800	1KZA/P	580
8WV 797	9KPJ	575
5KDX/P 788	9OC	575
8QG 760	7LX/P	570
6VX 753	6NP	569
1KVM 750	2RI	560
6VV 741	4YP	560
6VZ 741	6VS/P	560
6VJ 738	ØLJ	560
6KVC/P 728	1ZK	540
8UJ 722	5HD	537
1KSA/P 720	5KHD	537
ØKLZ/9 715	5KFPZ/P	536
1KSS/P 709	7PU/P	536
7LF 700	6KNH/P	533
6KVD 699	4KYJ	532
2KSD/P 697	1KSO/P	530
ØKDA 695	9KOV	530
1KZK 691	7PA/P	520
5KBM 689	5KFB	518
5CF/P 687	3HG	517
1ZA 658	5KHE	516
7KLG/6 651	4KYN	512
1ZM/P 649	3MI/P	509
6KVH/P 642	5CQ/P	508
1KVD 641	7PI/P	508
ØHM 640	4YJ	505
2KML/P 631	ØHS	502
5KBC 628	ØHA	500

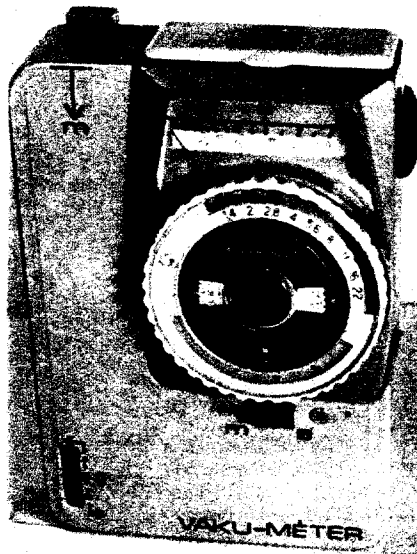
Ki milyen DXCC-körzetekkel dolgozott 2 méteren?

29 - HG5AIR: DL, DM, EA, F, G, GD, GI, GW, HB9, HG, I, LA, LX, LZ, OE, OH, OK, ON, OZ, PA, SM, SP, SV, UA1-6, UB, UC, UR, YO, YU.

24 - 2RD
21 - 5KDQ
20 - 2KRD
16 - 1KVP/P
15 - 1KZC, HA5VHF, HG8KCP
14 - 5KEB/7
13 - 5CI, 6KNB/P, 6KVB/P
12 - 1YA, 1ZX, 4KXG, 4YF, 5KFN/5, 5KHI, 6NM, 8CY, 9KPW/P, ØHO.
11 - 4KYB/2 4KYV/P, 7KLC és 7KLF/6

Legalább 5 országgal még további 141 hazai állomás dolgozott, nyilvánlartásaink szerint.

Az alábbiakban ismertetésre kerülő műszer elkészítését azoknak az amatőröknek javaslom, akik az elektronika iránti szenvedélyük mellett még a fotózás szenvedélyével is be vannak „oltva”. Minden fotós előbb-utóbb szembe kerül olyan feladattal, amikor műfényt kell használnia a felvétel elkészítésekor. Az egyik korszerű műfényforrás az elektronikus villanó vagy közismert nevén a vaku. Ma már a vaku olcsóságával, kicsiny méretével szinte mindenhol felveszi a versenyt a többi műfényforrással. A versenyt azonban a vaku számára egy kicsit előnytelemné teszi az a sajátos tulajdonsága, hogy villanási ideje az ember reakcióidejéhez képest rendkívül rövid (1 milli-sec). Amint már a tavalyi évkönyvben a villanókról írt rövid ismertetőben megjegyeztem a vakuval való fényképezés egyik nehézsége éppen abban rejlik, hogy az exponálásnak a megszokott folyamata megfordul. Ugyanis míg általában az expozíciós időt a zárszerkezettel állítjuk be, a vakuval való fényképezésnél az expozíciós időt a vaku villanási ideje szabja meg. Tehát a felvételi anyagot erő fénybesugárzást – a megvilágítás erőssége (luxban) x a megvilágítás időtartamával (másodpercben) – a lencsenyílás (blende) nagyságával tudjuk befolyásolni. Hogy mekkora blendét állítsunk be, azt az ún. kulcsszám segítségével lehet közelítőleg megállapítani. (A kulcsszám, egy adott filmérzékenység mellett a normálisan exponált filmhez tartozó blendeérték és a tárgytávolság szorzata). A legtöbb villanón találunk táblázatot vagy számolótárcsát, amelynek a segítségével az adott távolsághoz tartozó blendeérték meghatározható. Ezek azonban olyan pontatlanul adják meg az adatot, hogy színes felvételi anyag esetében nagyon bizonytalan az eredmény.



Vaku-méter

Buczás Péter okl. vill. mérnök

A kulcsszám azonban csak irányérték, nagyon sok tényező befolyásolja a tényleges megvilágítást, vagyis a felvétel helyén éppen érvényes, valószínű kulcsszámot. Például néhány kirívó esetet említve: ha a vaku nem a fényképezőgép közelében helyezkedik el, hanem oldalról világítjuk meg vele a témát, vagy ha a vakuval szórt fényű megvilágítást akarunk létrehozni és a mennyezetre vagy a falra villantunk vele, vagy a helyiség túl kicsiny és fehér falú (fürdőszoba), vagy szabad-

ban sötétben fényképezzünk, és még oldalakon át sorolhatnám a lehetséges és a gyakorlatban fellépő variációkat.

Talán az egyik legfigyelemreméltebb eset az, amikor több vakut használunk egyszerre és a vakuk különböző irányokból világítanak a témára. Ez utóbbi esetben az eredő kulcsszámot megbecsülni sem lehet és csak bizonytalan eredménnyel számolhatunk, vagy ha mód és idő van rá a hosszadalmas próba felvételi módszerrel lehet a helyes blendeértéket beállítani.

1. A műszer tervezésének főbb szempontjai

A leírtakon átesve merült fel bennem a gondolata annak, hogy jól, megbízhatóan működő vaku-fénymérőt építsek. Az 1. ábrán látható elvi rajz alapján megépített műszer jól bevált és igazolta a várakozásomat a pontosságot és használhatóságot illetően.

A tervezésnél a következő szempontokat tartottam szem előtt:

a) ne kerüljön többbe, mint egy jó minőségű átlagos fénymérő (350 – 400 Ft)

b) a mérete akkora legyen, hogy egy kézzel lehessen kezelni

c) legyen mechanikailag és elektronikusan stabil

d) elérhető alkatrészekből épüljön fel (ne kelljen „mészire” menni értük)

e) a kezelése ne legyen komplikált, vagyis hasonló legyen a megszokott fénymérőkéhez

f) ne kulcsszámot mérjen, hanem rögtön a beállítandó blendeértéket adja meg a kezelőjének (utólag a kulcsszám kiszámítható, ha szükséges)

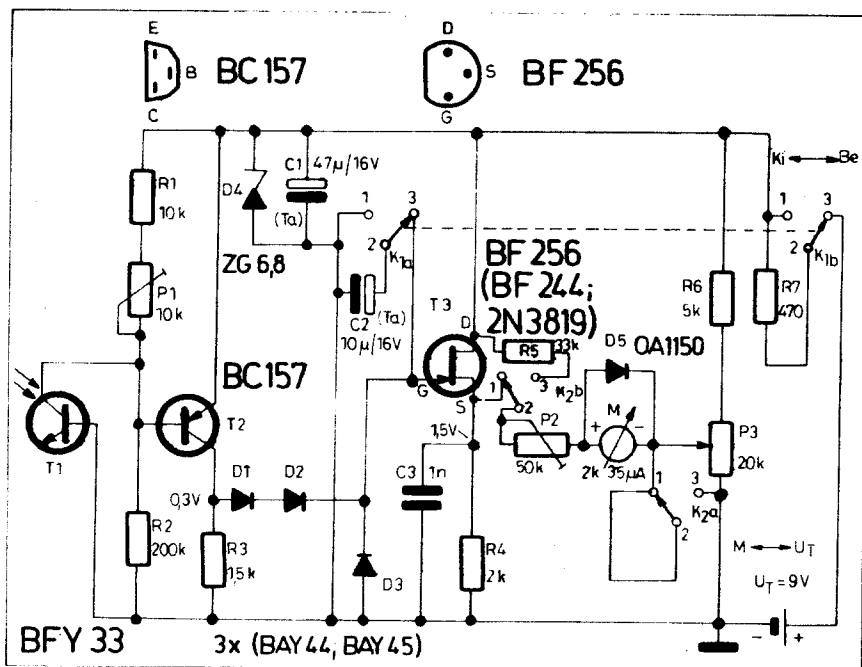
g) legyen egyaránt alkalmas a beeső és a visszavert fény mérésére.

2. Az indikátor műszer és a számolótárcsa

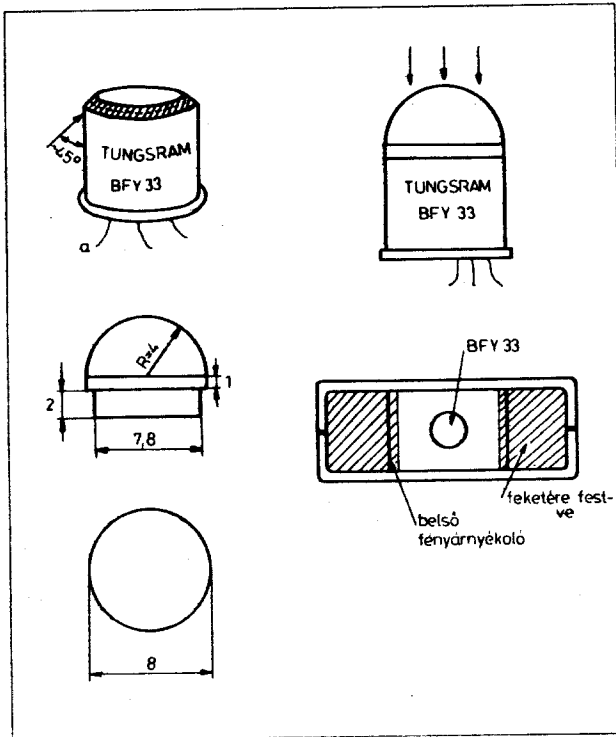
A méret, az ár, a mechanikai stabilitás és az elérhetőség szempontjait sikerült egyszerre teljesíteni azzal, hogy alapszerűként egy normál fénymérőnek a műszerét használtam fel. Ezzel együtt önként kínálkozott a számolótárcsának a felhasználása (nem utolsó szempont ez sem). A kiválasztott műszer a „Leningrád-4” típusú fénymérő lett. Ilyen vagy ehhez hasonló típusú műszer a Műszaki Bizományi Aruházban 150 – 180 Ft-ért (kis hibával) beszerezhető. Arra figyeljünk a megvásárláskor, hogy az alapszerző mutatója kilendüljön legalább a műszer mozgásakor. Egyébként a „Leningrád-4” alapszerző, a viszonylag kedvező érzékenységgel (35 μ A; 2 kohm), rendkívül strapabíró, kiváló szerkezet és ennél jobbat nem is választhattam volna.

3. A fotóérzékelő elkészítése

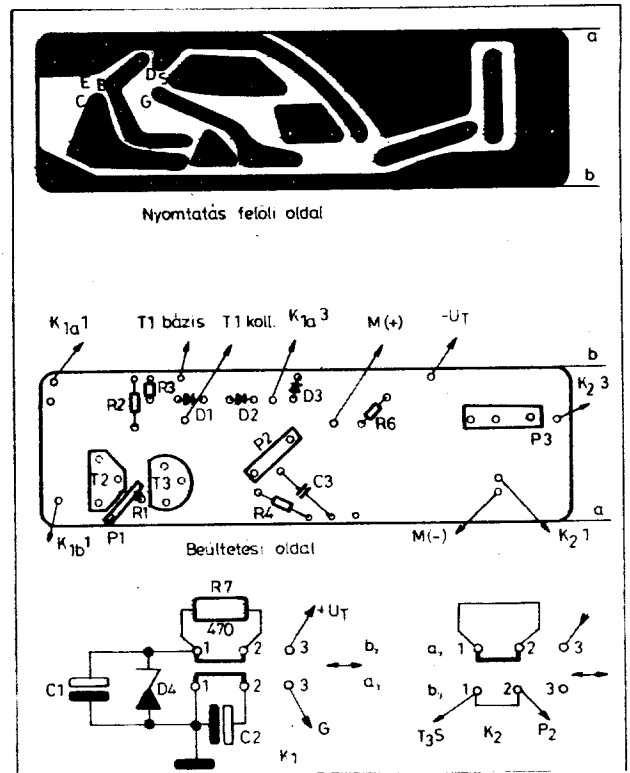
A következő „rázós” alkatrész volt a fotóérzékelő. A Cds fotóellenállás



1. ábra. A műszer elvi kapcsolási rajza



2. ábra. A BFY átalakítása és elhelyezési séma



3. ábra. A nyomtatott áramkör beültetési és nyomtatási rajza, alul a kapcsoló bekötési rajza

több okból nem felel meg: drága, és a nálunk beszerezhető példányok nagyméretűek. Az előzőkön kívül van még egy elektronikusan kedvezőtlen tulajdonsága a Cds fotóellenállásnak, ez pedig a megvilágítástól függő feleledési ideje. Nehéz volna megmondani, hogy hogyan viselkedik a Cds a 10 kLux tartományban, mert a katalógusok csupán 1 kLux-nál adják meg a feleledési időt, amely ennél a megvilágításnál 20–50 msec körüli értékre adódik.

Kézenfekvő olyan érzékelőt alkalmazni, amely nem rendelkezik tehetlenséggel (legalább is a μ sec tartományban nem). A fototranzisztor kapható ugyan, de drága. A megoldást az adta, hogy Si tranzisztorból ugyan úgy lehet fototranzisztor készíteni, mint ahogyan a (tapasztalat szerint) a Ge tranzisztorból lehet. A 2. ábra útmutatása alapján a BFY 33 tranzisztorból fototranzisztor lehet előállítani.

A fémház felső peremének körül reszelése után a felső lapka eltávolítható és jól látható a tulajdonképpeni tranzisztor. (A körül reszelésnél ügyeljünk arra, hogy fémpor ne hulljon be a tokba, mert zárlatot okozhat és nem biztos, hogy eltávolítható a kivezetések megsértése nélkül.) Ezután már indikálható a fotóhatás, érzékeny ($50 \mu A$) műszerrel. Még fotóelemként is használható: üresjárási feszültsége a Si fotóelemre jellemző max. 350–400 mV körüli érték.

A fényérzékeny lapka kicsiny mérete miatt az érzékenység nem túl kedvező, de a céljainknak megfelelő, hiszen „fény az van”. A miniatűr

gyűjtőlencsét az irányérzékenység beállítására kell beépíteni. A lencse a 2. ábra alapján plexiből elkészíthető (némi kezűgyességgel). A reszelővel történő kialakítás után a felületeket polírozni kell, polírozásra igen alkalmas a fogkrém. Nyomjunk puha vászonra néhány centiméternyi fogkrémet és ezen polírozzuk a kis lencse felületeit. 5–10 pernyi polírozás után már mutatkozik az eredmény. A kis lencsét beragasztás előtt illesszük fel a tokra és műszer, valamint pontszerű fényforrás (magában álló izzó) segítségével ellenőrizzük az iránykarakterisztikát. A lencsét közelítve vagy távolítva a fényérzékeny lapkától, beállítható a kb. 30° -os irányérzékenység. Az irányszög beállítható úgy, hogy az általunk készített fotóelem feszültsége a maximális értékről az $1/3$ – $1/4$ -ére csökken a 15 – 20° -os elfordulás után. A lencse végleges rögzítése előtt a tranzisztor tokjának belső falát fessük be fekete matt festékkel, a reflexiók elkerülése végett.

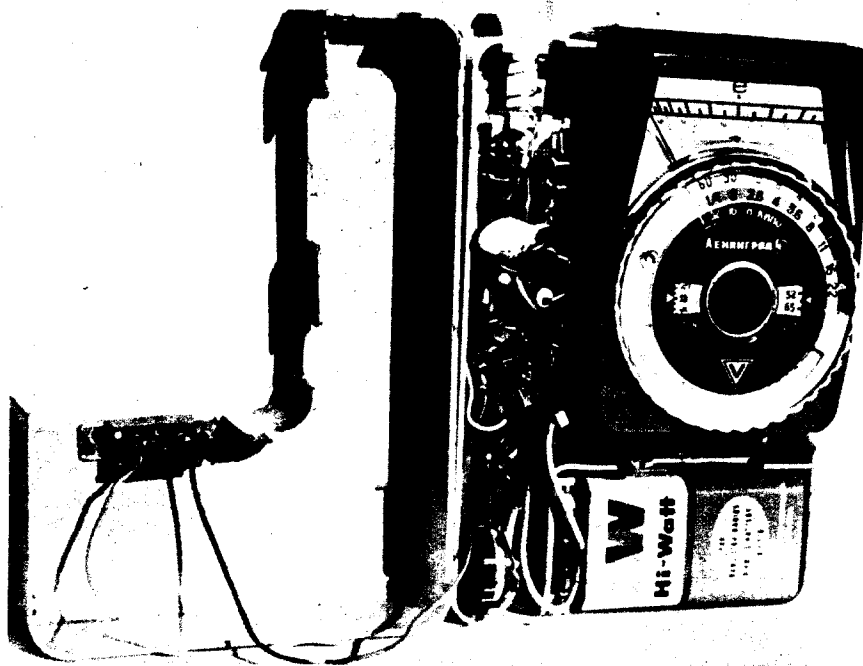
4. Mechanikai átalakítások a műszeren

Miután a fotodiódát elkészítettük a műszert kell előkészíteni a fotodióda beépítéséhez. Távolítsuk el a szelént és a szelén előtt levő fényáteresztő-fényterelőt (a fekete színű fényterelő lemezeket nem kell eltávolítani). A fényáteresztő fényterelőt víztiszta, vékony (0,2–0,3 mm) plexi lemezzel helyettesíthetjük. Csupán a jobb „kinézés” miatt a két szélső harmadot feketére

festhetjük. A fotodiódának bekötött fototranzisztorát a szelén hátsó lapjának fekvő műanyag lemezen rögzítjük úgy, hogy 8 mm-es fúróval átfúrjuk a lemezt és beragasztjuk a furatba, a BFY 33-at. A méréshatárérték lemezt módosítását majd a hitelesítésnél fogom ismertetni.

A 3. ábrán a NYÁK-lap rajzát láthatjuk. Az ábra léptékhelyes, vagyis egyszerűen átpontozzuk a foliózott lemeze a furatok helyét, 1 mm-es fúróval a fólia felől átfúrjuk és a furatok alapján fel tudjuk festeni az áramkört a foliózott lemeze. Az átpontozást és a felfestést a felső rajz szerint kell elvégezni. Az áramkör beültetése a középső rajz alapján végezhető el. A NYÁK-lapról elmenő vezetékek a lehető legvékonyabb flexibilis szigetelt vezetékek legyenek (1 mm külső átmérő). Az alsó rajzok a kapcsolók bekötését mutatják. A teljesebb helykihasználás miatt ugyanis a kapcsolókra is szereltem alkatrészeket.

A kész műszer méretes rajzát a 4. ábrán találhatjuk meg. Természetesen a feltüntetett méretektől el lehet térni. A méreteket csökkenteni már nem nagyon lehet, de a növelése esetleg szükségesé válhat, ha valamelyik alkatrész beszerzése nem sikerül a szükséges méretben illetve minőségben. Ebből a szempontból fontos a C_1 és C_2 minősége: a doboz mérettartását tantál kondenzátorok alkalmazásával lehet biztosítani. A többi alkatrész tulajdonképpen minden nehézség nélkül miniatürizálható szolid anyagi ráfordítással. A dobozon belüli elhelye-



zésre, valamint a teljes felépítésre ad segítséget a mellékelt két fotó. A műszer diffúzorát a következőképpen kell módosítani. A fotón látható helyen fúrjuk át 12 mm-es fúróval és a furatra ragasszuk rá egy pingponglabdából készített gömbsüveget. A mérés határértékétől távolítsuk el a visszatérítő rugót. A többi azt hiszem nyugodtan rábizhatom az amatőr leleményességére.

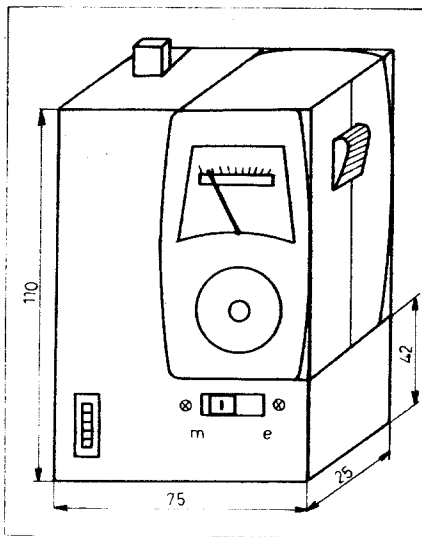
5. A műszer működése

A fotodiódaaként bekötött T_1 (BFY 33) érzékeli a villanó fényét. A gyors érzékelést az R_2 ellenállás biztosítja, amely a T_1 , C_{c-3} kapacitását kellően söntöli. A megvilágított fotodióda nyitja a T_2 tranzisztort (BC 157) lévén az pnp-típusú. A T_2 kollektor-ellenállásán megjelenik a fényimpulzus. A D_1 , D_2 diódákon keresztül töltődik a C_2 kondenzátor az impulzus amplitúdójától függő mértékben. Az R_3 -on beállított 0,3 V (P_1 -gyel) előfeszíti a diódákat olyan mértékben, hogy a normál szobai világításnál még ne emelkedjen a C_2 feszültsége, ugyanakkor a T_2 -t a lineáris munkaszakaszra állítottuk be a nyugalmi kollektor-áramával. A C_2 feszültsége a T_3 gate elektródájának a vezérlőfeszültséget szolgáltatja. Tehát a T_3 sourcefeszültsége olyan mértékben fog megváltozni, amilyen mértékű a C_2 -n a feszültség megváltozása.

A T_3 (FET) az R_4 ellenálláson a D_3 diódán keresztül nyitó feszültséget állít elő magának, jelen esetben 1,5 V-ot. (Source-követő). Az ($R_6 + nP_3$), ($1 - n$) P_3 , R_4 továbbá a T_3 csatorna-ellenállása egy hidat képeznek, melynek átlójában van az M-műszer. (n-nel jelöltem a P_3 csúszkájának állásától függő osztási tényezőt.) A töltet-

len C_2 esetében beállított hidegnyomású azonnal felborul, amint a C_2 -n a feszültség megváltozik. A műszer kitérése arányos a C_2 -n fellépő feszültséggel. A kényelmes leolvasás érdekében a C_2 kisülését annyira le kell lassítani, hogy kb. 1 perc alatt a műszerkitérés ne változzék. Ezt egyszerű D_1 , D_2 diódákkal, továbbá a D_3 diódával (C_2 töltődésekor zár), valamint jó minőségű kondenzátor alkalmazásával érhetjük el. A tantálkondenzátor egyik előnye éppen ebben nyilvánult meg. A FET bemeneti ellenállása gyakorlatilag elhanyagolható.

Az alkalmazott áramköri megoldással elérhető az, hogy 5 perc alatt a műszer mutatója csupán 1 mm-nyit mozdul el a mért értékről.



4. ábra. A kész műszer mértetes rajza a főbb méretekkel

Az egész mérőkör a D_4 Zener-diódával stabilizált feszültséget kap, tehát a telep lemerülése nem okoz mérési hibát. A C_1 kondenzátornak is fontos szerepe van: a műszer végkitéréséhez szükséges villanás olyan mértékben nyitja a T_2 -t, hogy a C_2 a villanás tartalmára, „leülteti” a tápfeszültséget (lemerült telep esetén).

Ezt egyébként nem vennénk észre, mert olyan gyorsan játszódik le, hogy a műszer mutatója nem tudja követni, statikusan pedig minden rendben van, a műszer nullázható és még mutat is valamit, de ez az érték már nem igaz. A villanás időtartama alatt a C_1 -ben tárolt töltésből fedezzük a C_2 töltőáramát. A kondenzátorok kapacitásértékének ilyen megválasztása mellett ez a folyamat biztonságosan létrejön. Az R_4 ellenállással párhuzamosan kapcsolt C_3 az egészen magas frekvenciás jel továbbjutását akadályozza meg, és ezzel az esetleges gerjedést gátolja. Az M-műszerrel párhuzamosan kapcsolt dióda (D_5) kettős célt szolgál: linearizálja a skálát és védi a műszert a túlterheléstől. A D_5 diódát a „Lenin-grád-4” házában célszerű elhelyezni, a rögzítése ragasztással történhet és a kivezetései egyben forresücsként felhasználhatók.

A K_2 kapcsoló U_T állásában a Zener-diódán eső feszültséget tudjuk ellenőrizni. Ez szükséges azért, mert a műszer mutatója kileng néhány V-nyi tápfeszültség esetén is, de a mérés pontossága függ az U_T értékétől.

6. Beállítás, hitelesítés

A megépítést követő bekapcsolás előtt meg egyszer ellenőrizzük az alkatrészek helyes bekötését. Az M műszer áramkörét szakítsuk meg. Kapcsoljuk be a műszert a K_1 kapcsolóval. Ellenőrizzük a tápfeszültséget. Állítsuk be a T_2 kollektorán a 0,3 V-ot a T_2 sourcekörében levő R_4 -en pedig az 1,5 V-ot.

Kapcsoljuk ki a K_1 kapcsolót. Kös-sük vissza az M-műszert az áramkörbe. A P_3 potenciométert állítsuk kb. az egyharmadára (a mínusz pont felől számítva). Bekapcsolás után a P_3 potenciométer finom állítgatásával állítsuk a mutatót nullára. A K_2 kapcsolót állítsuk U_T állásba és R_5 helyére 100 kohmos potenciométert kapcsolva állítsuk be a hitelesítés állást. Célszerű a potenciométerrel fél vagy egész kitérést állítani. Ezután mérjük meg a beállított potenciométer ellenállását és helyettesítsük egy azonos értékű ellenállással. A K_2 kapcsolót állítsuk mérő állásba.

Helyezzük fel a diffuzort és villantsunk rá a műszerre néhány méter távolságból ha „él” a műszer, a következő lépés már a hitelesítés lehet.

Felhelyezett diffuzórral, 1–8 skála állásnál (hátra húzott takaró lemez), egy közepes kulcsszámú villanóval villantsunk rá a bekapcsolt műszerre. Ez előtt azonban a villanó „preparálni” kell. A vaku-méter és a villanó közötti távolság 1 m legyen, a villanócsőről

1. táblázat

	távolság (m)								
	1	1,18	1,41	1,68	2	2,37	2,8	3,36	4
Fényérték-változás	-	-0,5	-1	-1,5	-2	-2,5	-3	-3,5	-4
A megvilágítás relatív csökkenése a maximális értékről	-	0,71	0,5	0,35	0,25	0,17	0,125	0,09	0,062
Skálafok	4	3,5	3	2,5	2	1,5	1		

2. táblázat

	távolság (m)								
	1	0,84	0,71	0,6	0,5	0,42	0,35	0,3	0,25
Fényérték-változás	-	+0,5	+1	+1,5	+2	+2,5	+3	+3,5	+4
A megvilágítás relatív növekedése az alapértékről	-	1,41	2	2,8	4	5,6	8	11,3	16
Skálafok	4	4,5	5	5,5	6	6,5	7		

vegyük le a parabolát és tegyünk rá egy fotó-kartonból készült árnyékoló burát. A búra olyan legyen, hogy a fény lehetőleg csak a villanó felőli oldalon kb. 30°-os szögben léphessen ki. Ilyen módon a környezet hatását ki lehet küszöbölni. A P₂ potenciométerrel állítsuk a mutatót végkitérésre. A mutató kitérését fényértékben tudjuk kalibrálni, ha a villanó és a műszer közötti távolságot az 1. táblázat szerint állítjuk be a továbbiakban. A megfelelő kitérés minden távolságnál jegyezzük fel.

Az érzéketlenebb mérés határ hitelesítéséhez először a takaró lemezt kell kiférni, illetve a három furat közül a középsőt kell megnagyobbítani. A szükséges furat, méret 4–6 mm között van. A furatot ne furógéppel készítsük hanem kézzel fogott fúróval, óvatosan nehogy megsérüljön a már be ragasztott fotóérzékelő. A furat végleges nagyságát úgy állítsuk be, hogy az előbb leírt körülmények közötti rávilantás, amely végkitérést hoz létre érzékenyebb skálán, az érzéketlen skálán alapkitérést okozzon (-3 fényérték a végkitéréstől, vagyis az első osztásnak megfelelő kitérés az érzéketlen skálán). Ezután a villanót közelítjük a műszer felé a 2. táblázat szerinti lépésekben. Minden esetben külön-külön villantsunk (esetleg többször is egy távolságnál) és a kitérését jegyezzük fel.

Ilyen módon van egy relatív hiteles skálázási lehetőségünk. A számoló-tárcsa használatához kell illeszteni a skála feliratát. Kézenfekvő, hogy az érzékeny skála első mérési kitérését (-3 fé. a végkitéréstől) 1 számmal jelöljük be a skálán, ezután 1/2 fény-

érték léptékben sorban valahogyan így:

— — — — —
1 2 3 4

az érzéketlenebb skálát pedig hasonlóan:

— — — — —
4 5 6 7

Az eddig elvégzett hitelesítési eljárás eredménye, hogy van egy pontos fénymérőnk, amely precízen megadja két villanás fényerőssége közötti eltérést, de nem tudjuk, hogy mekkora blendét kell beállítani a jó felvétel elkészítéséhez. A helyzet hasonló ahhoz, amikor egy nagyon pontos órának hiányzik a kismutatója, tehát az eltelt időt jól mutatja csak azt nem tudjuk megmondani, hogy hány óra van.

A hitelesítés második fázisa az abszolút bemérés. Ezt is nagyon gondosan kell végezni és ezután nincs többé bizonytalan felvétel.

Készítsünk vakus felvétel sorozatot állandó távolságból, különböző lencsenyílással, olyan témáról, amelyen sok különböző tónusú részlet van. A téma mellett helyezzük el a bekapcsolt vaku métert (a diffuzor a vaku felé nézzen). Az első felvételnél vegyük alapul a kulcsszámot és a távolságot válasszuk meg úgy, hogy 8-as blende adódjék.

$$Pl. \text{ távolság} = \frac{\text{kulcsszám (DIN)}}{8}$$

24-es kulcsszám mellett a távolság 3 méter. A 8-as blendétől lefele majd felfelé 1/2-es blende változtatásával készítsük el a felvétel sort 18 DIN-es fekete-fehér és 18 DIN-es színes nega-

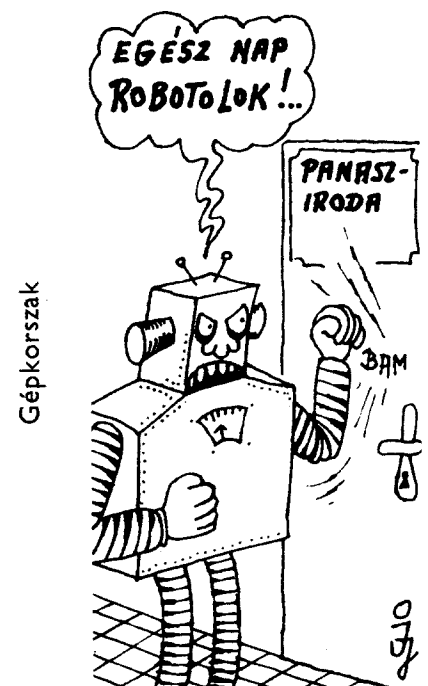
tív és színes diapozitív filmre. Minden blende értékhez tartozó filmkocka számát és a vaku-méter által mutatott értéket gondosan jegyezzük fel.

Az előhívott filmeket nagyítógépbe helyezve válasszuk ki a legjobbnak ítélt felvételt mindegyik filmfajtánál. Ezután állítsuk a számoló tárcsa DIN-skáláját a filmnek megfelelő értékre. Az elfordítható külső tárcsa piros számjegyet állítsuk rá a V alakú jelzésre. A legjobbnak ítélt felvételhez tartozó blende értékkel szemben az időskálára tegyünk jelzést. Filmfajtánként egyet-egyet. A műszer ezzel tulajdonképpen véglegesen elkészült. A DIN-skálát a felvételi anyagnak megfelelően kell mindig beállítani és a mutatókitérését leolvassa a skálán, a számoló-tárcsa segítségével a felvételi blende-értéket nagyon pontosan meg tudjuk állapítani.

A diffuzort levéve visszavertfénymérőként is használhatjuk a műszert. Ebben az esetben a fényképezőgép mellől mérünk a téma felé.

A műszerrel a bevezetőben említett egyik különleges esetben is végeztem mérést (4 db villanó: 2 db a háttérfényt 2 db a főfényt adta), a felvétel színes filmre készült. A háttér és a téma világítását a műszer segítségével állítottuk az általunk megkívánt arányúra és az expozíciót a műszer adatai alapján végeztük. Az eredmény kifogástalan felvétel lett.

A vaku-méter segítségével megállapítható a kulcsszáma is egy villanónak. Mérjük meg a villanó és a mérőműszer közötti távolságot, villantsunk rá a műszerre, a műszer diffúzora a villanó felé nézzen. A mutatott blende-értéket szorozzuk össze a távolsággal. Kulcsszám_{DIN} = távolság(m) × blende. Az így megállapított kulcsszám az előzőekben már említett hiányosságokkal használható.



Jelmagyarázat

Feszültségek:

- U_a – anódfeszültség
- U_f – fűtőfeszültség
- U_{fk} – a fűtőszál és a katód között megengedett feszültség
- $U_{g1...g3}$ – az 1...3. rácás és katód közötti feszültség
- $U_{g2,4}$ – a 2. és 4. rácás közötti feszültség

- U_L – a világitóernyő feszültsége
- U_{oeff} – oszcillátor RF feszültsége

Áramok:

- I_a – anódáram
- I_f – fűtőáram
- I_{g1} – a vezérlőrács árama
- I_{g2} – segédrácsáram
- I_k – katódáram
- I_L – a világitóernyő árama
- I_o – egyenirányított áram

Rádió és

Típus	Rendszer	Bekötés	Általános adatok							Üzemi adatok								
			U_f [V]	I_f [A]	U_a [V]	U_{g1} [V]	I_a [mA]	S [mA/V]	μ	U_a [V]	U_{g3} [V]	U_{g2} [V]	U_{g1} [V]	I_a [mA]	I_{g2} [mA]	S [mA/V]		
DY 51 DY 86 DY 806	II II II	1 2 2	1,4 1,4 1,4	0,55 0,55 0,55							11k 18k 20k				0,15 0,2 0,2			
EABC 80	II II III	3	6,3	0,48	10 5 250		2 25 1		1,4	70	250				0,6			
EA 801	II V	4	6,3	0,3	(C _{ag1} = 0,0025pF)							250	0		0/-20	9	2,7	4,5/0,2
EBF 80	II II V	5	6,3	0,3	(C _{ag1} = 0,0025pF)							250	0		-2/-42	5	1,75	2,2/0,02
EBF 89	II II V	5	6,3	0,3	(C _{ag1} = 0,0025pF)							250	0		-2/-20	9	0,27	3,8/0,22
ECC 81 ECC 82 ECC 83	III III III III	6 6 6	6,3/12,6 6,3/12,6 6,3/12,6	0,3/0,15 0,3/0,15 0,3/0,15	250 250 250	-2 -8,5 -2	10 10,5 1,2	5,5 2,2 1,6	60 17 100		250 250 250	(R _a = 220 kΩ) (R _a = 220 kΩ)			0,82 0,48	(R _k = 3,9 kΩ) (R _k = 2,7 kΩ)		
ECC 85	III III	7	6,3	0,44	(R _a = 9,4 kΩ; r _{ekv} = 500Ω) (R _{bo} = 6 kΩ; f = 100MHz)				6,2		240 250				10 5,3	(R _k = 200Ω) 2,7		
ECC 808	III III	8	6,3	0,34	250	-1,9	1,2	1,6	100		250	(R _a = 220 kΩ)			0,66	(R _k = 1,7 kΩ)		
ECH 81	III VII	9	6,3	0,3	100 135	0 0	13,5 1,7	3,7 2,2	22		250 250	(R _{g1} = 47 kΩ; I _{g1} = 0,2mA) 78			4,5 3,3	(S _{eff} = 4,5 mA/V) 7,8		
ECH 84	III VII	10	6,3	0,3	50 135	0 0	3 1,7	3,7 2,2	50		(U _{g3+g4} = 14 V; U _{g5} = 0 V)							
ECL 80	III V	11	6,3	0,3	100	0	8	1,9	20		170	0	170	-6,7	15	2,8	3,2	
ECL 82	III V	12	6,3	0,78	100	0	3,5	2,5	70		250	(R _a = 220 kΩ)			0,6	(R _{g1} = 10 MΩ)		
ECL 86	III V	13	6,3	0,66	250	-1,9	1,2	1,6	100		250	(R _a = 220 kΩ) (R _k = 22MΩ)			0,6			
EF 80 EF 83 EF 85	V V V	14 15 14	6,3 6,3 6,3	0,3 0,2 0,3	(R _{be} = 3,75 kΩ; f = 100 MHz) 250 -1,6 4 1,6 (R _{bo} = 2,3 kΩ; f = 100 MHz)				(U _{g3} = 50 V)		250 250 250	0 0 0	250 (R _{g2} = 390kΩ)	-3,5 -1/-20	10 1,8/1,6	2,8 0,5/0,2	6,8 (105× /16×)	
EF 86 EF 89 EF 183	V V V	15 17 14	6,3 6,3 6,3	0,2 0,2 0,3	250 200	-2,2 -2	3 12	2,2	(U _{g3} = 140 V)		250 230	0 0	(R _{g2} = 30 kΩ)	0/-20 -2,1/-12	9 10,5/2,4	2,9	4,7/0,22 10,6/0,5	
EF 184	V	14	6,3	0,3	(R _{be} = 10 kΩ; f = 40MHz)						230	0	(R _{g2} = 15 kΩ)	(R _k = 140 Ω)	10	4,1	15,6	
EH 81 EL 34	VII V	18 19	6,3 6,3	0,3 1,5	(R _a = 2 kΩ; P _{k1} = 11 W)						250 265	100 265	-2 -13,5	6 100	6,3 14,9	1,9 11		
EL 84	V	20	6,3	0,76	(R _a = 5,2 kΩ; P _{k1} = 5,7 W)						250		250	(R _k = 135Ω)	48	5,5	11,3	
EM 80 EM 84		21 22	6,3 6,3	0,3 0,21	(indikálás: 0 mm/22 mm) (indikálás: 21 mm/0 mm)						250 250	(U _L = 250 V) (U _L = 250 V)		0/-20	0,45/ /0,02			
EY 86 EZ 80 EZ 81	II II II	2 23 23	6,3 6,3 6,3	0,09 0,6 1	(2 × 250 V _{eff} , I _o = 90 mA; 2 × 350 V _{eff} , I _o = 90 mA/ (2 × 250 V _{eff} , I _o = 150 mA; 2 × 350 V _{eff} , I _o = 150 mA/						18k				0,15			

katalógus

Ellenállások:

- R_a – anód munkaellenállás
 R_{aa} – anódtól anódig munkaellenállás
 R_{be} – bemenő ellenállás
 r_{ekv} – ekvivalens zajellenállás
 R_{g1} – külső ellenállás a vezérlőrács áramkörében
 R_{g2} – külső ellenállás a segédrács áramkörében
 R_k – külső ellenállás a katódáramkörben

Egyéb:

- C_{ag1} – anód-rács kapacitás

C_{sz}

f

N_a

N_{g2}

P_{ki}

S

S_c

S_{eff}

μ

... X

*

- szűrőkondenzátor
 – üzemi frekvencián
 – az anód veszteségi teljesítménye
 – a fékezőrács veszteségi teljesítménye
 – hangfrekvenciás kimenő teljesítmény
 – meredekség
 – keverőmeredekség
 – meredekség oszcillátor üzemben
 – erősítési tényező
 – ... – szoros feszültséggerősítés
 – csúcsérték

TV vevőcsövek

Alkalmazás	Határértékek						
	U_a [V]	N_a [W]	N_{eff} [W]	U_{g1} [V]	I_k [mA]	R_{g1} [MΩ]	U_{rk} [V]
TV nagyfesz. eir. TV nagyfesz. eir. TV nagyfesz. eir.	15k* 22k* 25k*	($C_{sz}=2$ nF) ($C_{sz}=2$ nF) ($C_{sz}=2$ nF)			0,35* 0,8* 0,8*		
AM demodulátor FM demodulátor HF erősítő	350 350 350	1			1 10 5	3	150
AM demodulátor szab. KF erősítő		2,25	0,45		0,8 16,5	3	
AM demodulátor szab. KF erősítő		1,5	0,3		0,8 10	3	100
AM demodulátor szab. KF erősítő	550	2,25	0,45		0,8 16,5	3	100
URH oszc. és keverő HF erősítő, VTVM HF erősítő	300 300 300	2,5 2,75 1		-50 -100 -50	15 20 8	1 1 2	90 180 180
URH erősítő URH keverő	300 300	2,5 2,5		-100 -100	15 15	1 1	90
HF előerősítő	300	0,5			4	1	100
helyi oszc. AM keverő	250 300	0,8 2	0,8		0,5 18	3 3	100
TV impulzusfokozatok	250 250	1,3 1,7	0,8	-200 -150	10 12,5	3 3	100
HF erősítő TV képeltérítő fokozat	200 400	1 3,5	1,2		8 25	1 1	150
HF erősítő HF végerősítő	300 300	1 5	2		15 50	3 2	150
HF erősítő HF végerősítő	300 300	0,5 9	1,8		4 55	1 0,5	100
NF erősítő szab. HF erősítő	300 300	2,5 1	0,7 0,2		15 6	1 3	150 100
szab. NF erősítő	250	2,5	0,65		15	3	150
HF erősítő szab. NF erősítő TV szab. KF erősítő	300 300 250	1 2,25 2,5	0,2 0,45 0,65	-50	6 16,5 20	3	150 100 150
TV KF erősítő	250	2,5	0,9	-50	25		150
TV FM demodulátor HF telj. erősítő		1,2 25	8		150	1 0,5	100
HF telj. erősítő hangolásijelző cső	300 300	12 0,2	2	-100	65	1 3	100 100
hangolásijelző cső	300	0,5			3	3	100
TV nagyfesz. eir. hálózati eir. hálózati eir.	22k* 350 350	($C_{sz}=2$ nF) ($C_{sz}=50$ μF) ($C_{sz}=50$ μF)			0,8* 90 150		300 300

Típus	Rendszer	Bekötés	Általános adatok							Üzemi adatok							
			U_f [V]	I_f [A]	U_n [V]	U_{g1} [V]	I_n [mA]	S [mA/V]	μ	U_n [V]	U_{g2} [V]	U_{g3} [V]	U_{g1} [V]	I_n [mA]	I_{g2} [mA]	S [mA/V]	
PABC 80	II II II III	3	9,5	0,3	10 5 200	-2,3	2 25 1	1,4	70	170	$(R_n=220\text{ k}\Omega)$		$(R_{g1}=10\text{ M}\Omega)$	0,46			
PC 86 PC 88 PC 92	III III III	24 25 26	3,8 3,8 3,1	0,3 0,3 0,3	175 160 250	-1,5 -1,3 -2	12 12,5 10	14 13,5 5,5	68 65 60	$(r_{ekv}=240\ \Omega)$							
PCC 84	III III	27	7,2	0,3	90	-1,5	12	6	24	180	(kaszód kapcs.)		0/-5,4	21/0,56		6,6/0,66	
PCC 85	III III	7	9	0,3	170	-1,5	10	6,2	50	170	$(U_{oeff}=2,8\text{ V}; R_g=1\text{ M}\Omega)$		4,8			2,2	
										170	$(U_{oeff}=9\text{ V}; R_g=20\text{ k}\Omega)$		6,5			2,3	
PCC 88 PCC 189	III III III III	7 7	7 7,3	0,3 0,3	90 90	-1,3 -1,4	15 15	12,5 12,5	33	$(r_{ekv}=300\ \Omega)$							
PCF 80	III V	28	9	0,3	100 170	-2 -2	14 10	5 6,2	20	170	$(U_{oeff}=3,5\text{ V})$	170	$(R_k=330\ \Omega)$	6,5	2	2,2	
PCF 82	III V	28	9	0,3	150 170	-2	11 10	5,8 5,5	35	170	$(U_{oeff}=3\text{ V})$	$(R_{g2}=30\text{ k}\Omega)$	0	5,1	2,1	1,8	
PCF 86	III V	29	8	0,3	100 170	-3 -1,2	14 10	5,5 12	17	190	$(U_{oeff}=2,3\text{ V})$	$(R_{g2}=18\text{ k}\Omega)$	$(R_{g1}=100\text{ k}\Omega)$	8,5	2,7	4,5	
PCF 200	III V	30	8	0,3	170 160	-1 -1,7	8,5 13	5,2 14	57	200	$(f=40\text{ MHz})$	$(R_{g2}=12\text{ k}\Omega)$	$(R_k=100\ \Omega)$	13	5	14	
PCF 201	III V	30	8	0,3	100 160	-2 -1,4	14 13	4,8 12,6	17,5								
PCF 801	III V	31	8,5	0,3	100 170	-3 -1,4	15 10	9 11	20	200	$(U_{oeff}=1,6\text{ V})$	$(R_{g2}=27\text{ k}\Omega)$		10	3	5	
PCF 802	III V	28	9	0,3	200 100	-2 0/-1	3,5 12,5/6	3,5 3,5/1,7	70								
PCF 803	III V	32	8,5	0,3	100 170	-3 -1,4	15 10	9 11	20	200	$(U_{oeff}=1,6\text{ V})$	$(R_{g2}=27\text{ k}\Omega)$		10	3	5	
PCH200	III VII	33	9,2	0,3	100 14	-1 0	9 1,5	8,8 $(U_{g2,4}=14\text{ V})$	50							$(I_{g2,4}=1,3\text{ mA})$	
PCL 82	III V	34	16	0,3	$(R_n=3,9\text{ k}\Omega; P_{k1}=3,3\text{ W})$					70	170		170	-11,5	41	8	7,5
PCL 84	III V	35	15	0,3	200 170	-1,7 -2,1	3 18	4 11	65								
PCL 85	III V	36	18	0,3	100	0	10	5,5	50	65		210	-1	285*	45*		
PCL 86	III V	13	14,5	0,3	$(R_n=5,1\text{ k}\Omega; P_{k1}=4,1\text{ W})$					100	230		230	$(R_k=125\ \Omega)$	39	6,5	

Alkalmazás	Határértékek						
	U_n [V]	N_n [W]	N_{gr} [W]	U_{gr} [V]	I_k [mA]	R_{gr} [MΩ]	U_{nk} [V]
AM demodulátor FM demodulátor HF erősítő	350 350 300	1			1 10 5	3	150
URH er., ónrezgő keverő URH er., kev., oszcillátor URH er., kev., oszcillátor	220 175 300	2,2 2 2,5		-50 -50 -50	20 13 15	1 1 1	100 100 100
kaskód er. TV bem. fok.	180	2		-50	22		90
TV NF keverő TV NF oszcillátor		2,5 2,5			15 15	1 1	100
kaskód er. TV bem. fok. szab. kaskód er. TV bem. fok.	130 190	1,8 1,8		-50 -50	25 22	1 1	80
TV NF oszc. TV NF keverő	250 250	1,5 1,7	0,75		14 14	0,5 1	100
TV NF oszc. TV NF keverő	300 300	1,5 2	0,5		20 20	1 1	90
TV NF oszc. TV NF keverő		1,5 2	0,5		15 18	0,5 1	100
TV impulzus leválasztó TV KF erősítő	250 250	1,5 2,1	0,75		18 20	1 1	150
TV soroszc. szink. lev. szab. TV KF er.	250 250	1,5 2,1	0,7		18 20	1 1	150
TV NF oszc. TV NF keverő	125 250	1,5 2	0,45	-50 -50	20 18	0,5 1	100
TV reaktancia cső TV soroszcillátor	250 250	1,4 1,2	0,8		10 15	3 0,5	100
TV NF oszc. TV NF keverő	125 250	1,5 2	0,45	-50 -50	20 18	0,5 1	100
TV imp. er. TV imp. leválasztó	250 100	1,5 0,5	0,5	-200 -100/-150	20 8	3 3	100
HF előerősítő HF végerősítő	300 300	1 5	2		15 50	3 2	200
TV. kap. AGC, szink. lev. TV videó végerősítő	250 250	1 4	1,7		12 40	1 1	150
TV képoszcillátor TV képeltérítés véger.	300 300	0,5 7	1,5		15 75	3,3 2,2	200
TV HF előerősítő TV HF végerősítő	300 300	0,5 9	1,8		4 55	1 0,5	100

Típus	Rendszer	Bekötés	Általános adatok							Üzemi adatok						
			U_r [V]	I_r [A]	U_a [V]	U_{g1} [V]	I_a [mA]	S [mA/V]	μ	U_a [V]	U_{g2} [V]	U_{g2} [V]	U_{g1} [V]	I_a [mA]	I_{g2} [mA]	S [mA/V]
PCL 200	III	37	15,5	0,3	200	-1,5	8,5	5,2	55							
	V		150	-2,1	40	28										
PFL 200	V	38	17	0,3	150	-2,1	10	8,5	$(U_{g2} = 150V)$ $(U_{g2} = 170V)$							
	V				170	-2,7	30	22								
PL 36	V	39	25	0,3	100	-8,2	100	14	$(U_{g2} = 100V)$							
PL 81	V	40	21,5	0,3	170	-22	45	6,2	$(U_{g2} = 170V)$							
PL 82	V	41	16,5	0,3	170	-10,4	53	10,2	$(U_{g2} = 170V)$							
PL 83	V	42	15	0,3	170	-2,3	36	10,5	$(U_{g2} = 170V)$							
PL 500	V	43	27	0,3	50	-10	420	$(I_{g2} = 37mA)$	$(U_{g2} = 200V)$							
PL 504	V	43	27	0,3	50	-10	420	$(I_{g2} = 37mA)$	$(U_{g2} = 200V)$							
PL 509	V	44	40	0,3	160	0	1,4	$(I_{g2} = 45 mA)$	$(U_{g2} = 160V)$							
PY 80	II	45	19	0,3												
PY 81	II	46	17	0,3												
PY 82	II	45	19	0,3	$(250 V_{eff}, I_o = 180 mA, C_{sz} = 60 \mu F)$											
PY 83	II	46	20	0,3												
PY 88	II	46	30	0,3												

Vevő- és erősítőesők

Típus	Rendszer	Bekötés	Általános adatok							Üzemi adatok						
			U_r [V]	I_r [A]	U_a [V]	I_a [mA]	U_{g1} [V]	S [mA/V]	μ	U_a [V]	U_{g2} [V]	U_{g2} [V]	U_{g1} [V]	I_a [mA]	I_{g2} [mA]	S [mA/V]
6AC7	V	48	6,3	0,45						300		150	$(R_k = 180\Omega)$	10	2,5	10
6AG7	V	49	6,3	0,65	$(R_a = 10 k\Omega; P_{ki} = 3 W)$					300		150	-3	30	8	11
6AL5	II II	50	6,3	0,3	$(2 \times 117 V_{eff}; I_o = 2 \times 9 mA)$											
6AK5	V	51	6,3	0,175						180	$(R_k = 180\Omega)$	120	-2	7,7	2,4	5,1
6AQ5	V	52	6,3	0,45	$(R_a = 5 k\Omega; P_{ki} = 4,5 W)$					250		250	-12,5	47	7	4,1
6AT6	2 x II III	53	6,3	0,3						250		150	-3	1	1,2	1,2
6AU6	V	54	6,3	0,3						250		150	-1	10,8	4,3	5,2
6AV6	II II III	53	6,3	0,3	250	1,2	-2	1,6	100	250	$(R_g = 10 M\Omega)$			0,56		$(62 \times)$
6B8	2 x II V	55	6,3	0,3	250	11	-1	4,4	$(U_{g2} = 100V)$	250	$(R_k = 68\Omega)$	125	-3	10	2,3	1,3
6BA6	V	54	6,3	0,3						250	$(R_k = 68\Omega)$	100	-1/-40	11	4,2	4,4
6BE6	VII	56	6,3	0,3	$(U_{g1} = 10 V \sim; R_{g1} = 20 k\Omega)$					250	$(U_{g2} = -1,5V)$	100		2,9	6,8	0,47
6C4	III	57	6,3	0,15						250			-8,5	10,5		2,2
6J6	III III	58	6,3	0,45	100	8,5	-0,85	5,3	38			100	-3	2	0,5	1,2
6J7	V	59	6,3	0,3	$(R_a = 9 k\Omega; P_{ki} = 4,5 W)$					250		250	-21	25/28	4,9	2,1
6K6	V	60	6,3	0,4						315						
6K7	V	59	6,3	0,3	$(R_a = 4,5 k\Omega; P_{ki} = 6,5 W)$					250		125	-3	10,5	2,6	1,7
6L6	V	61	6,3	0,9						300		200	$(R_k = 200\Omega)$	51/55	3/4,6	
6X4	II II	62	6,3	0,6	$(2 \times 325 V_{eff}; I_o = 70 mA)$											
807	V	63	6,3	0,9	$(R_{aa} = 12 k\Omega; P_{ki} = 72 W)$					750		300	-35	15/70	3/8	
E88CC	III III	7	6,3	0,3	100	15	$(R_k = 680\Omega)$	12,5	33							
E180F	V	64	6,3	0,3	190	13	$(R_k = 630\Omega)$	16,5	$(U_{g2} = 160V)$	190	0	160	$(R_k = 630\Omega)$	13	3,3	
E130L	V	39	6,3	1,7	275	100	$(R_k = 300\Omega)$	16,5	$(U_{g2} = 160V)$	250	$(R_a = 2,7 k\Omega)$	150	-15,5	100	4	$(P_{ki} = 11W)$
OS1	V	65	6,3	1,4	$(R_{aa} = 6 k\Omega; P_{ki} = 90 W)$					600		300	-45	34/114	5/8	

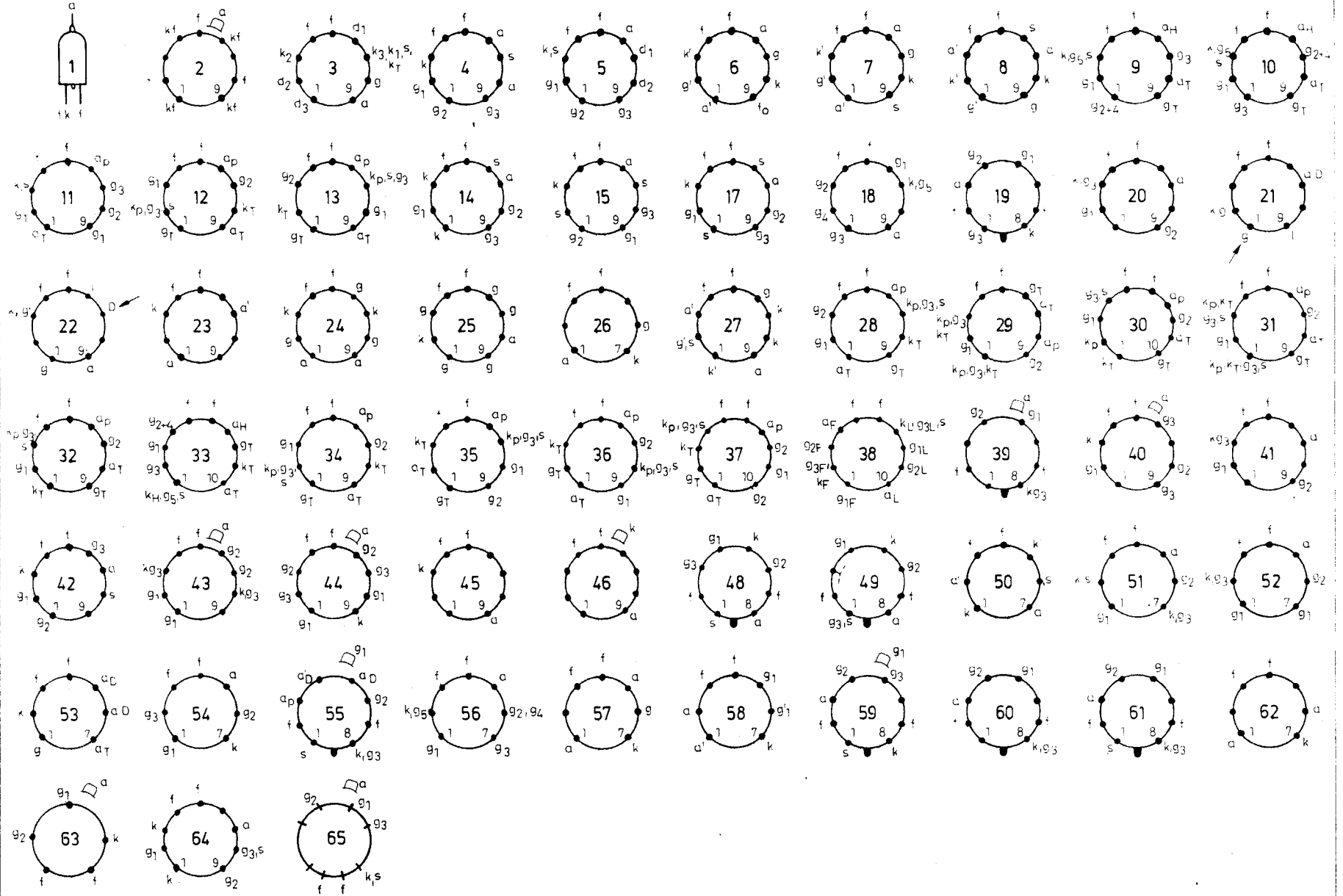
Fizesse elő — olvassa a RÁDIÓTECHNIKÁT

Alkalmazás	Határértékek						
	U_a [V]	N_a [W]	N_{a1} [W]	U_{a1} [V]	I_k [mA]	R_{a1} [MΩ]	U_{a2} [V]
TV kap. AGC	250	1,7			15	0,5	
TV videó végerősítő	250	6	2,5		85	0,5	200
TV hang KF er., szink. lev.	250	1,5	0,5		15	1	
TV videó végerősítő	250	5,1	2,5		60	1	200
TV sorvégfokozat	7k*	12	4		200	0,5	250
TV sorvégfokozat	6k*	8	4,5		180	0,5	200
TV képtel., HF-végerősítő	250	9	2,5		75	0,4	200
TV videó végerősítő	250	9	2		70	0,5	150
TV sorvégfokozat	7k*	16	4		250	0,5	220
TV sorvégfokozat	7k*	16	4		250	0,5	220
színes TV sorvégfokozat	7k*	30	7		500	0,5	250
TV booster dióda	4k*				400*		
TV booster dióda	5k*	3,5			450*		
TV hálózati ér.	250	($C_{ax}=60\mu F$)					550
TV booster dióda		3,5			500*		
TV booster dióda		5			550*		

Vevő- és erősítőcsövek

Alkalmazás	Határértékek						
	U_a [V]	N_a [W]	N_{a1} [W]	U_{a1} [V]	I_k [mA]	R_{a1} [MΩ]	U_{a2} [V]
HF telj. erősítő mérő ér.	330*	3,3	0,45		54*		
HF telj. erősítő AM dem. HF er.	180 250 300 300	12 0,5 3			18	0,5 3	120 90 90
	200*	0,5			6* 5	3	100
	300 300	3 1				2 1	
HF telj. erősítő	300	2×1,5				0,5	
HF telj. erősítő Hálózati ér.		($C_{ax}=10\mu F$)					
HF telj. erősítő NF erősítő	750 220	30 2×1,5	3,5	($U_{a2}=300 V$ -100)	20	1	150
szélessávú er.	210	3	0,9	-50	25	0,5	60
HF telj. erősítő	900	27,5	5	-150	300	1	200
HF telj. erősítő	600	25	5			0,5	

OKTAT – NEVEL – SZÓRAKOZTAT!



MIT HOL TALÁLOK?

A RÁDIÓTECHNIKA 1968—1977.

Évkönyveiben megjelent fontosabb cikkek rendszerezett tartalomjegyzéke.

Összeállította: Dóra László

I. HAM — QTC. — Elméleti műszaki cikkek— CQ de Ha... CQ de HG...

SSB adók elektronikus és kvarcszűrőkkel	1968	87
Elektromechanikus és kvarcszűrős SSB adókészülékek	1968	94
Amatőr antennák	1968	111
Collins-szűrő méretezése	1968	124
CQ de HA... CQ de HG... 1967	1968	128
Amatőr antennák és segédberendezéseik	1969	79
L—C szűrős SSB gerjesztő egység	1969	84
CQ de HA... CQ de HG... 1968	1969	89
Méretezzünk	1970	93
Amatőr méretezés	1970	105
Amatőr antennák	1970	113
CQ de HA... CQ de HG... 1969	1970	146
„KF VEVŐ” a rövidhullámú amatőrsávok vételére	1971	131
CQ de HA... CQ de HG 1970	1971	144
Amatőrkapcsolások	1972	55
Kvarcoszcillátorok	1972	69
Nagystabilitású oszcillátorok rezgőkörökkel	1972	88
CQ de HA... CQ de HG... 1971	1972	106
Amatőr kapcsolások	1973	75
Nagystabilitású tranzisztorok LC oszcillátorok	1973	85
Panoráma üzemmód az amatőr gyakorlatban	1973	96
Vasmaggal hangolt körök és alkalmazásuk	1973	103
Amatőr adóantennák	1973	107
Tranzisztoros teljesítményerősítő 28 MHz-re „D” osztályú modulátorral	1973	113
CQ de HA... CQ de HG... 1972	1973	135
Amatőr vevőkészülék a 144 MHz-es és a 28 MHz-es sávra	1974	111
Kristálysűrők SSB-jel előállítására	1974	119
TS—73 amatőr adó-vevő készülék	1974	123
Géptávíró adapter	1974	140
Amatőr kapcsolások	1974	149
CQ de HA... CQ de HG... 1973	1974	159
IC kapcsolások '74 az amatőr technikában	1974	213
Hasznos tanácsok SSB berendezések építői számára	1975	201
Amatőr kapcsolások	1975	216
HA 5 BK EL—KEY	1975	219
Egyszerű SSB generátor	1975	221
CQ de HA... CQ de HG 1974	1975	224
Modern rádióvetel-technika	1976	111
Nagyfrekvenciás tranzisztoros végerősítő fokozatok	1976	195
Amatőr kapcsolások	1977	181
Egyszerű rövidhullámú vevőkészülékek	1977	188
3 W-os adókészülék a 144 MHz-es amatőrsávra	1977	207
144/28 MHz-es vevőkeverő	1977	213

II. Televízió — URH

URH és TV antennák	1968	65
Szimmetrikus dipól illesztése koaxiális kábelhez	1968	166
TV-antenna házi készítése és szerelése	1969	25
Tranzisztoros TV antenaeerősítők	1969	41
Vezérlőfokozatok 145 MHz-re	1969	97
145 MHz-es tranzisztoros sávsuper	1969	100
Nagystabilitású 2 W-os tranzisztoros adó 2 m-re	1969	102
TV-antennák a DMH sávra	1969	140
Amatőr és TV sugárvető antennák és azok mérése	1970	123
Kétszertranszponált vevő a 144 MHz-es amatőrsávra	1970	141
Új típusú tranzisztorizált URH rádiótelefonok	1970	163
VFX rendszerű vezérlőegység 145 MHz-es adókhoz	1971	141
ORION varicap diódás hangclású DMH hangolóegység	1971	200
Tranzisztoros TV-kamera	1971	203

UHF konverter	1972	144
Antenna „receptek”	1973	69
A színes televízió kolorimetriai alapjai	1973	187
URH rádiótelefon berendezések és hálózatok	1974	74
TV-szerviz	1975	98
Lineár végerősítő 144 MHz-re	1973	226
Televízió-technika az acélgyártásban	1976	84
Antennaerősítők	1976	151
TV antennák	1977	137
3 W-os adókészülék a 144 MHz-es amatőrsávra	1977	207

III. Félvezetők, elektroncsövek, alkatrészek adatai

A félvezetők jelene és jövője	1968	5
Tungsrám csövek és félvezetők adatai	1968	201
Tungsrám katódsugárcsövek	1968	211
AD—162 Új nagy teljesítményű kisfrekvenciás TUNGSRAM tranzisztor:	1968	214
TUNGSRAM Ge-mesa és Si-planáris nagyfrekvenciás tranzisztorok	1968	216
ECC 808	1968	219
PCF 801/PCF 803	1968	220
ECL 86 (PCL 86)	1968	221
PCF 802	1968	222
Csőfej bekötések	1968	223
Elektroncső adatok	1969	200
Híradástechnikai alkatrészek	1969	219
Elektromechanikai alkatrészek	1970	60
Újfajta REMIX alkatrészek	1970	158
Félvezető „minilexikon”	1969	230
Egysugaras katódsugárcsövek	1971	20
Fotokonduktív képfelvévőcsövek	1971	21
KONTAKTA Alkatrészgyár gyártmányai	1970	44
Mindenütt dióda	1970	103
REMIX integrált áramkörök	1971	185
Videoton gyártmányú hangdobozok és hangszórók	1971	234
TUNGSRAM tranzisztorok adatai	1971	237
Integrált áramkörök és félvezető alkatrészek legfonto- sabb adatai	1973	30
A fénykibocsátó félvezető eszközök és alkalmazásuk	1973	33
Elektrolit kondenzátorok	1973	40
Magnószalag a hazai piacon	1973	51
Szovjet tranzisztorok és félvezetődiódák típusai	1973	226
TUNGSRAM tranzisztor adatok	1973	256
Félvezető elemek adatai	1974	40
TUNGSRAM félvezetők katalógusa	1973	252
Korszerű számkijelző eszközök	1975	237
Elektroncső és félvezető katalógus	1977	251

IV. Gyártási készülékek:

HC 641 típusú SUPRAPHON gyártmányú sztereó lemezjátszó	1968	14
GZC 641/A típusú SUPRAPHON-TESLA gyártmányú hordozható sztereó lemezjátszó erősítővel	1968	15
Az A-10 tip. ACCORD	1968	16
A VTRGY BR 113 tip. autó-táskarádiója	1968	18
M 2 és M 8 magnetofonok	1968	21
M 9 magnetofon	1968	24
M 10 magnetofon	1968	26
M 20 magnetofon	1968	31
TE 662 MONA LISA	1968	35

AT 751 (TOKAJ) típusú TV-vevőkészülék	1968	38
Flexibilis Integrált Technikájú (FIT) stúdió-, keverő- és rezsiasztal-család	1968	48
AET típ. tranzisztoros 2×10 W sztereó erősítő	1968	52
AE 233 típ. 2×3 W sztereó erősítő	1968	54
AE típ. 2×12 W sztereó erősítő	1968	56
AE 110 típ. 10 W erősítő	1968	59
BRG magnetofon újdonságok	1969	138
RB 1601 „Minisuper”	1969	150
RB 2601 „Teenager”	1969	152
„ORBITA” szovjet zsebrádió	1969	153
„SIGNAL” táskarádió	1969	154
„SPORT 2” táskarádió	1969	155
„SHIRA FR 933”	1969	158
„SHARP BXS — 327” nyolc tranzisztoros vevőkészülék	1969	159
„ROXY UR — 105” hat tranzisztoros vevőkészülék	1969	160
„REALISTIC 90 LX 661” kilenc tranzisztoros vevő	1969	161
DIAMOND — SEVEN hét tranzisztoros vevőkészülék	1969	162
„CROWN — 9” nyolc tranzisztoros vevőkészülék	1969	163
„SHARP BP — 101” egyszerű vevőkészülék	1969	164
„CROWN TR — 680 — A” hat tranzisztoros vevő	1969	165
„ECHO 2” típusú bolgár zsebrádió	1969	166
Az M-11 típ. magnetofon	1969	167
Az M-14 típ. magnetofon	1969	171
Az URAN típ. magnetofon	1969	174
FORTUNA TI—672-F TV-vevőkészülék	1969	177
Az Orion AT 759 Oretta Tv-vevőkészülék	1969	179
A „COSMOS” — M” szovjet zsebrádió	1970	126
A VIDEOTON Gyár „LIDO” táskarádió-családjá	1970	202
Az R 5932 típ. sztereó rádió	1970	209
Az ORION AT 848 TV-készülék	1970	214
Az OLYMPIA TV-vevőkészülék	1970	224
INTER FAVORIT INTER SZTÁR televízió vevőkészülék működési leírása	1970	180
MK — 23 típusú kazettás magnetofon	1970	143
Az Orion AT 551 „Venus” TV-készülék	1970	229
MINOR zsebrádió	1970	233
DOLLY — 2 táskarádió	1970	235
RIGA — 103 táskarádió	1970	237
TUCANA rádiókészülék	1970	240
TRANSMIRA tranzisztoros hálózati rádió	1970	243
VARIANT — 5550 típ. rádiókészülék	1970	246
AKT 400 típusú keverő előerősítő	1973	50
MK — 25 kazettás magnetofon	1973	60
Szovjet tranzisztoros rádiótípusok	1973	222
TS — 73 amatőr adó-vevő készülék	1974	123
TR-10 telefonüzenet-rögzítő	1976	135
Külföldi magnók a hazai kereskedelemben:		
Blaupunkt, BARI CR. — Blaupunkt, DIVA CR, — National, RQ 443-SE, — PHILIPS, N 2202, — Philips, N 2204, — Tesla, A 3, — Tesla, B 45	1976	220
Bemutatjuk a BRG MK—27 típusú kazettás magnóját	1977	237

V. Elektroakusztika:

Lakásban alkalmazható mono- és sztereó erősítők, hangsugárzó rendszerek, és azok építőelemei	1968	49
Milyen hangszóródobozt építsek?	1968	61
EAG hangsugárzók	1968	64
Modern hangerősítő kapcsolások, GITÁRERŐSÍTŐK	1968	158
Polifonikus amatőr elektronikus orgona	1968	176
Házi stúdió házi készítése	1969	45
Hangerősítőkapcsolások 25—100 watt kimenő teljesítményre	1969	186
Házi stúdió — házi készítése	1970	23
Mit jelent a sztereó?	1970	30
Tranzisztoros magnetofonok kapcsolástechnikája	1970	51
8 mm-es amatőrfilmek szinkronhangosítása	1970	165
Színházi hanghatások (hangeffektusok) elektronikus berendezései	1970	35
Elektronikus orgonák	1971	58
Tranzisztoros amatőr polifonikus orgona	1971	65
Hangerősítő kapcsolások	1971	73
Négy mikrofoncsatornás 70 wattos keverőerősítő, csatornánként független hangkorrekcióval	1971	78
WAH—WAH gitárháptató rendszerek ismertetése, házi készítése	1971	125

Videoton gyártmányú hangdobozok és hangszórók	1971	234
Hi—Fi sztereó program a VIDEOTON-ban	1972	93
Új rendszerű elektronikus orgona	1972	135
Variációk egy témára (Hangerősítés integrált áramkörökkel)	1972	157
Elektroakusztika otthonunkban	1972	213
Magnószalag a hazai piacon	1973	51
FM sztereó vevőkészülék	1973	62
Elektronikus orgonák	1973	204
Újdonságok az elektroakusztikában és a mágneses hangrögzítésben	1973	229
Ritmus-gép	1973	252
„FUZZ — WAH”	1973	255
Modern hangerősítő kapcsolások (Tranzisztoros erősítők)	1974	234
Orgona IC-vel	1975	71
Hangszórók, hangsugárzók	1975	81
50 wattos teljesítményerősítő basszhangszerek hangosításához	1975	230
Házi „sztereó-kombinát”	1976	96
Hi—Fi erősítők építése tranzisztorral és IC-vel	1977	15
YAMAHA orgonák	1977	123
50 wattos, hibrid felépítésű keverőerősítő	1977	325
Hangszórók, hangsugárzók	1977	239

VI. Méréstechnika — módszerek:

Tranzisztoros elektronikus műszerek építése	1968	149
Hogy működik a TT—3152 típusú tranzisztoros impedancia mérőhíd?	1969	24
Az amatőr kislaboratóriuma; UNIVO kéziműszer	1969	105
Elkőmérő	1969	106
Tranzisztoros R—C mérőhíd	1969	107
R—C generátor	1969	108
Tranzisztoros amatőr induktivitásmérő	1969	110
Frekvenciamérő	1969	111
Grid-dip méter varázsszemmel	1969	113
Kombinált grid-dip méter	1969	115
Tranzisztoros amatőr szignálgenerátor	1969	117
Hangfrekvenciás csóvoltmérő	1969	119
Egyen- és váltófeszültségű csóvoltmérő	1969	121
Tranzisztoros Q-mérő	1969	123
Katódsugár oszcilloszkóp	1969	126
Tranzisztor párválogató készülék	1969	212
Hőmérsékletmérés tranzisztorral	1969	218
Amatőr és TV sugárvető antennák és azok mérése	1970	123
KF hangoló generátor	1970	153
Elektronikus feszültségmérők	1971	37
Tranzisztoros GDO	1971	150
AM-szignálgenerátorok	1972	29
Tranzisztoros dip-oszcillátor	1972	67
ET—80/T rasztrendszerű átvilletechnikai mérőkészlet	1972	78
Tranzisztor mérő	1972	99
Zajgenerátor	1972	103
Elektronikus mérő, vizsgáló és segédkészülékek (Ipari elektronika)	1972	113
Közvetlenmutató frekvencia- és fordulatszám-mérő	1972	191
Precíziós fotóméter	1972	197
Tranzisztoros oszcilloszkóp	1972	251
Lineáris skálájú egyenáramú ellenállásmérő	1973	120
Sokoldalú törpe szerviz-oszcilloszkóp	1973	126
Korszerűsítsük, automatizáljuk műszereinket	1973	146
Integrált áramkörös voltmérők	1974	137
Amatőr oszcilloszkóp	1974	142
ERAV—32, PCM regenerátor táv-hibahatároló	1974	156
Autósok figyelem (Speciális autós háziműszerek)	1975	141
Az elektronikus mérés technika alapjai	1975	157
Félvezető mérési ABC	1975	185
Oscilloszkóp építése	1976	33
Autósok figyelem (Autószervez elektronikus műszerrel)	1976	179
20 W-os műantenna és teljesítménymérő QRP adókhöz	1976	219
Közvetlenmutató kapacitásmérő	1976	223
Vaku kulcsszámmérő	1976	234
Az elektronikus mérés technika alapjai II. (I. részt lásd: 1975. 157. old.)	1976	91
Az EDSM rendszerhez tartozó digitális V mérők	1976	149
Frekvencia-kalibrátor	1976	215

VII. Építési cikkek, barkácsolás, kapcsolási leírások, „Autósok figyelem”:

Négycsöves amatőr sávvevő	1968	115
Kis teljesítményű adó a 2 m-es amatőrsávra	1968	119
A-fokozatú vevőkészülék	1968	121
Egyszerű amatőr adókészülék 4 sávra	1968	123
Tranzisztoros adókészülék a 2 m-es amatőrsávra	1968	126
Elektroncsöves rádióvevő-készülékek építése	1968	133
Válogatott tranzisztoros zseb- és táskarádió kapcsolások	1968	141
Milyen készüléket építhetünk 1—2 tranzisztorral?	1968	193
Stabilizált tranzisztoros tápegység 0—15 V-ig	1968	195
Gondolatolvasó	1968	197
Érdekes tranzisztoros kapcsolások	1969	5
TV-antenna építési tanácsok	1969	25
L—C szűrős SSB gerjesztő egység	1969	84
60 W _{per} teljesítményű lineáris végerősítő	1969	91
200 mW-os tranzisztoros adó 3,5 MHz-re	1969	98
Hangerősítő kapcsolások 25—100 watt kimenőteli-sítményre	1969	186
Tranzisztoros fotóerősítők	1969	210
22 érdekes tranzisztoros kapcsolás	1970	11
Tranzisztoros magnetofonok kapcsolástechnikája	1970	51
Házi mindenttudó (tranzisztoros kapcsolási leírások)	1970	79
DELTA-A amatőr adó-vevő készülék	1970	127
Tranzisztoros vevő a 80 m-es amatőr sávra	1970	145
Antennaillesztő egység a 3,5 MHz-es és a 7 MHz-es amatőrsávra	1970	148
Két ferromagnonancziás hálózati feszültségstabilizátor	1970	149
Impulzus-rendszerű feszültségstabilizátor	1970	156
2 x 14 W-os „Hi—Fi” sztereo erősítő	1970	174
12 W-os Hi—Fi erősítő	1970	183
8 W-os Hi—Fi erősítő	1970	189
Rádióépítés — Műsorvevő rádiókészülékek építése	1970	192
Érdekes kapcsolások korszerű tranzisztorokkal	1971	17
Elektronikus feszültségmérők	1971	37
AUTÓSOK figyelem	1971	91
Modellezés. Tranzisztoros modellirányító berendezések	1971	115
Tranzisztoros konverter a 14 MHz-es amatőrsávra	1971	138
Tranzisztoros túláramvédő áramkörök	1971	229
Érdekes tranzisztoros kapcsolások '72	1972	9
AM-szignálgenerátorok	1972	29
Amatőrkapcsolások	1972	55
Elektronika és otthonunk	1972	125
Tranzisztoros gázgyújtó	1972	146
Automatikus időrelé — nagyítógép vezérléséhez	1972	148
Elektronikus feszültség szabályzó gépkocsi dinamóhoz	1972	151
Variációk egy témára	1972	157
Érdekes kapcsolások '73	1973	7
Hangfrekvenciás jelgenerátorok	1973	41
Amatőr kapcsolások	1973	75
Hang-határoló erősítő	1973	122
Korszerűsítsünk, automatizáljunk	1973	137
Műsorvevő rádiókészülékek építése	1973	163
Kapcsolások kezdőknek (Egyszerű vevőkészülékek)	1973	243
Érdekes tranzisztoros kapcsolások '74	1974	11
Automatikák magnetofonokban	1974	55
Tírisztoros kapcsolástechnika I. rész	1974	79
Tírisztoros kapcsolástechnika II. rész	1975	25
Tírisztoros kapcsolástechnika III. rész	1976	69
Tírisztoros kapcsolástechnika IV. rész	1977	149
Amatőr kapcsolások	1974	149
Autósok figyelem (Autóelektronika)	1974	161
Optoelektronika a gyakorlatban	1974	177
Ötletek innen-onnan	1974	193
IC kapcsolások '74	1974	213
Érdekes kapcsolások '75	1975	9
Műsorvezető készülékek építése	1975	61
Elektronika otthonunkban	1975	111
Autósok figyelem	1975	141
Kapcsolások hazai félvezetőkkel	1975	171
Amatőr kapcsolások	1975	216
„Nyisd ki babám az ajtót...” (Dallamcsengő)	1975	228
Exponáló óra IC-vel	1975	234
Érdekes kapcsolások '76	1976	9
Oscilloszkóp építés	1976	33
Házi „sztereo-kombinát”	1976	96

Modern rádióvetél-technika	1976	111
Tápegység-receptek	1976	157
Amatőr kapcsolások	1976	213
Fénymérők nagytáshoz	1976	228
Folyadékszint érzékelő IC-vel	1976	232
HI—FI erősítők építése tranzisztorral és IC-vel	1977	15
Érdekes kapcsolások '77	1977	67
Korszerű tápegységek	1977	159
Amatőr kapcsolások	1977	181
3 W-os adókészülék a 144 MHz-es amatőrsávra	1977	207
Elektronikus villanók	1977	223

VIII. Egyéb, különféle cikkek:

Az autós amatőröket érdeklő cikkeket a VI. és VII. fejezetekben közöltük.

Amatőrökről — amatőröknek	1968	2
Az akkor volt	1968	132
Rádiótechnika külföldön	1968	167
10 év cikkeiből (Rádiótechnika 1957—1966)	1968	172
A Budapesti Rádiótechnikai Gyár legújabb termékei	1968	174
Motoros köszörű (Az amatőr műhelye)	1968	183
Hol a hiba?	1968	185
Hálózati feszültségstabilizátor	1968	192
Gondolatolvasó (Logikai játék)	1968	197
Mikrofonnal a méhek nyomában	1968	198
Robot-mozdonyvezetők	1968	200
Tanuljunk meg a morze ABC-t!	1968	200
Érdekességek — apróságok	1969	4
Pater Anianus	1969	77
Rádió nélkül elpusztultak volna	1969	95
Egy kis humor a boldog amatőrleletből	1969	99
110 éve született A. Sz. Popov, a rádió feltalálója	1969	157
Magnetofon készülékek javítása és beállítása	1969	203
Az életmentő áramütés	1969	214
Amatőrökről — nem amatőröknek	1970	4
A csodálatos jelek	1970	139
Új megoldású kereszttekercselő-gép	1970	159
Hírközlés mesterséges holdakkal	1970	165
Ötletek innen-onnan	1970	169
Emlékezzünk... régiekről	1971	4
1930: Tranzisztor?! ... egy magyar feltaláló emlékére	1971	54
Az antennára visszacsatolt kristálydetektoros készülék	1971	55
Ember a Holdon (Az APOLLÓ űrhajók hírközlő rendszere)	1971	83
Vita a rádióról, feltalálásának 75. évfordulóján	1971	146
Magnó szerviz	1971	156
Magnó '71	1971	186
Hol közzétünk magnetofonkészülék kapcsolásokat?	1971	214
A TRANSZFORMÁTOR—Egy magyar mérnök-„triász” zseniális találmánya	1971	216
Pollák — Virág-féle gyorstávíró	1971	218
Hogyan lett a különféle segélykérő jelekből SOS?	1971	220
Adóállomások hullámhossz táblázata	1971	222
A Földről adott távparancsok szerint	1972	4
Mekkora lehet a legkisebb tranzisztor?	1971	27
10 éves évforduló. Egy évtizede jár az Ember az űrben	1972	45
Nevek — évszámok	1972	91
Rádió- és televízió-szabályzat	1972	168
A villamos vasúti vontatás úttörője	1972	172
Háztartási gépeink javítása	1972	174
Elektrofutológia	1972	183
Zene + technika + vízió	1972	203
„20 évesek”	1973	4
Ipari nagyfrekvenciás generátorok által keltett zavarok és azok elhárítása	1973	55
Csudálatos éjszaka volt	1973	124
Elektronikus villanó kapcsolások	1973	175
Közepes és nagy teljesítményű villanók	1973	180
Régi villanyórából pontosabb újat	1973	247
MIHÁLY Dénes a TV egyik úttörője	1973	250
Mesterséges holdak a Föld körül	1974	43
Optoelektronika a gyakorlatban	1974	177
Ötletek innen-onnan	1974	193
Számítógépek gyakorlati alkalmazása	1974	205
Elektronika és az orvostudomány	1974	225

Tranzisztoros stabilizált tápegység katódsugár- és monitorcsövek részére	1974	248
KONSZTANTYIN EDVARDOVICS CIOLKOVSKIJ a rakétarepülés atyja	1974	250
Szikraadóval és kohereres vevővel kezdődött	1975	4
A Solton épülő 2000 kW-os Kossuth adóállomás műsorának vételi lehetősége 1976. dec. 31-től	1975	169
Mitől megy tönkre hirtelen egy tranzisztor vagy dióda?	1975	179

A közlekedés és postaügyi miniszter 7/1973 KPM számú rendelete a Rádió és Televíziószabályzat kiadásáról (kivonat)	1975	195
Időzóna világtérkép	1975	200
Mit hol találók? (A RÁDIÓTECHNIKA 1963—1973 számaiban megjelent cikkek tartalomjegyzéke)	1975	246
Ezüstjubileum	1976	4
Számítógép modell	1976	138
Arany — ezüst jubileum	1977	4
Merre tart a világ rádióamatőrmozgalma?	1977	203

A RÁDIÓTECHNIKÁBAN ÉS A RÁDIÓTECHNIKA ÉVKÖNYVE kiadványokban megjelent „Amatőr kapcsolások” részletes tartalomjegyzéke

Összeállította: Bassó Andor

Adók

QRP-adó 3,5 — 7 MHz-re	72/2
Egyszerű RH táviróadó	72/12
SSB-adó két csővel	72/12
Kis teljesítményű CW-adó	74/2
Kristályvezérelt QRP-adó elektroncsővel	74/7
Kristályvezérelt QRP-adó tranzisztorral	74/7
Modellirányító adó a 27 MHz-es sávra	76/6
DSB-adó a 28 MHz-es amatőrsávra	76/1
Ötsávós végfok-fojtó	76/4
Egysávós 30 W-os adó	ÉK 74
Kétsávós SSB-adó	ÉK 74
Kis teljesítményű URH-adó	ÉK 74
Tranzisztoros 8 W-os 14 MHz-re	ÉK 75
Szűrőkörök 3,5 MHz-es amatőradókhoz	ÉK 76

RH-antennák

Háromsávós vertikális antenna	72/1
Háromsávós, egy elemes Cubical-Quand	72/2
A „Delta-loop” antenna	72/3
Háromsávós vertikális trap antenna	72/3
Ötsávós kettős dipol	72/5
Fólia antenna	72/9
Kétsávós 3/8-ás Marconi antenna	72/12
A „Zygi-beam” 20 m-re	73/11
Kétsávós ground-plane antenna	74;10
„Miniloop” antenna	74/11
Ötsávós RH antennák	ÉK 72
Háromsávós Cubical-Quand	ÉK 74
Kételemes mini Quand	ÉK 77
Portable antenna 80 m-re	ÉK 77

URH antennák

Yagi 2 m-re	72/1
Kétsávós körsugárzó antenna 10 és 2 m-re	72/1
Vertikálisan polarizált 2 m-es antenna	72/2
Quand antenna URH-ra	73/9
Mini antenna 144 MHz-re	76/5

Antenna átkapcsolók

Elektronikus antenna átkapcsoló	72/1
Egyszerű antenna átkapcsoló	72/2
Elektronikus antenna átkapcsoló	ÉK 72
Antenna átkapcsoló	ÉK 74

Kif. antennával kapcsolatos cikkek

Rövid antennák csatolása	74/10
Antennairány visszajelző	72/9
Műantenna	ÉK 73
Ötlet antennák távhangolásához	ÉK 73

Antennaerősítő URH-ra	ÉK 74
Szélessávú aktív antenna	ÉK 76
Szélessávú TV antenna-erősítő	ÉK 77

Beat-oszcillátorok

455 kHz-es BFO	73/12
Beat oszcillátor kerámia szűrővel	76/11

Demodulátorok

NBFM demodulátorok	72/7
NBMF detektor	73/11
Szinkrodin demodulátor	74/11
AM demodulátor kapcsolás	75/2
Produkt detektor és BFO kapcsolás	75/7
Keverő kapcsolás szinkrodin vevőkhöz	75/8
Produkt detektorok új típusú félvezetőkkel	ÉK 73
Produkt detektor	ÉK 73
FM diszkriminátor	ÉK 74
Produkt detektor MOS—FET tranzisztorral	ÉK 75
IC-s AM(FM)SSB KF-erősítő és detektor	ÉK 77

El-key kapcsolások

Egyszerű csöves el-key	75/9
Elektronikus billentyűk	ÉK 72
El-key IC-vel	ÉK 74

Frekvencia sokszorozók

Frekvencia sokszorozó IC-vel	73/8
Diódás frekvencia-kétszerező	74/12
Varaktoros frekvencia-háromszorozó 432 MHz	75/8
Rádiófrekvenciás sokszorozó	ÉK 72

Frekvencia hitelesítő generátorok

Hitelesítő generátor	72/10
Marker generátor IC-vel	74/6
1 MHz-es marker oszcillátor	74/9
1 MHz-es marker generátor	74/10
Kalibráló kristályoszcillátor	75/3
100 kHz-es kristályoszcillátor	75/2
Kristály-marker azonosító	76/5
Kvarc kalibrátorok	ÉK 72
Hitelesítő generátor	ÉK 73

HF dinamika kompresszorok, limiterek

Hangfrekvenciás limiter	74/5
Dinamika kompresszor amatőr adókhoz	74/7
Dinamika kompresszor	75/6

Passzív kompresszor	76/4
Állítható hangfrekvenciás limiter	76/6
Nagy teljesítményű hangfrekvenciás limiter	76/8
Dinamika kompresszor	ÉK 73
Hangfrekvenciás AVC-áramkör	ÉK 75

HF erősítők

Kis zaju, nagy erősítésű HF erősítő	72/5
HF erősítő IC-vel	73/1
Hangfrekvenciás erősítő	73/4
1 W-os hangfrekvenciás erősítő	74/12
Előerősítő kristálymikrofonhoz	75/1
Mikrofon előerősítő FET-tranzisztorral	75/2
Hangfrekvenciás keverő IC-vel	75/4
Hangfrekvenciás előerősítő	ÉK 74
Modulátor erősítő 12 V-ra	ÉK 75

HF generátorok

Hanggenerátor SSB-adók hangolásához	74/2
HF-ás RC generátor	74/6
Egyszerű HF-generátor IC-vel	75/1
RC oszcillátor „passzív erősítő” hálózattal	75/6
Hanggenerátor 741-es IC-vel	75/8
Hanggenerátor IC-vel	75/9
Egyszerű hangfrekvenciás oszcillátor	76/6
Egyszerű „hanggenerátor”	76/9
Hanggenerátor SSB-adók hangolásához	ÉK 73
1 kHz-es oszcillátor	ÉK 73
Wien-hidas oszcillátor fix frekvenciára	ÉK 77
Egyszerű RC-generátor	ÉK 77

Impulzustechnikai áramkörök

Feszültséggel hangolható multivibrátor	75/2
Astabil multivibrátor IC-vel	75/4
Monostabil multivibrátor	75/5
Lineáris fűrészel-generátor	75/6
Tranzisztoros impulzusgenerátor	75/9
Négyszögjel generátor	75/10
Egyszerű fűrészel generátor	76/2
Egy „tokkal” két oszcillátor	76/7
Egyszerű impulzusgenerátor	ÉK 77

KF-erősítők

KF-erősítő IC-vel	72/11
Nagy teljesítményű KF-erősítő	73/2
KF-erősítő és elválasztó	73/11
Sávszélesség szabályozás varicappal	76/8
Diódás szűrőátkapcsoló KF-erősítőbe	76/11
AGC-erősítő és „S”-mérő	ÉK 73
KF-erősítő IC-vel	ÉK 73
Kvarcszűrő diódás átkapcsolással	ÉK 73
Elosztó erősítő	ÉK 74
Négykörös sávszűrő 450 kHz-re	ÉK 76
IC-s AM(FM)SSB KF-erősítő és detektor	ÉK 77

Konverterek

28/144 MHz-es frekvencia-átalakító	75/9
FET-konverter 2 m-re	73/2
URH konverter	73/8
FET-konverter	73/11
Egyszerű URH konverterek	ÉK 72
Egysávos konverter	ÉK 73
URH konverterek	ÉK 74
144/432 MHz-es átalakító	ÉK 74
Előfokozat a 10 és 15 m-es amatőrsávokra	ÉK 76

Modulátorok

NBMF modulátorok fázistolós eljárással	72/3
Katódmoduláció tranzisztorral	72/5
DSB-meghajtó egy sávra	72/10
FM-modulátorok	73/7
SSB-modulátor	73/9
Balanszmodulátor varaktordiódákkal	74/12
Egyszerű balanszmodulátor	75/1
AM-adók túlmoduláció védelme	75/10
100 %-os anódmoduláció	ÉK 72
Jó hatásfokú AM-modulátor	ÉK 72
IC-s SSB-generátor	ÉK 73
DSB—SSB-generátor	ÉK 73

Műszerek

GDO-k:	
Fénykijelzésű dip-méter	72/1
Tranzisztoros dip-mérő URH-ra	72/2
Gate-dipper	73/7
Mérőerősítő GDO-hoz	73/12
Egyszerű tranzisztoros dip-méter	74/7
Alagút-diódás „grid-dip mérő”	74/10
Tranzisztoros hangoló oszcillátor	75/11
Tranzisztoros GDO	76/2
Dip-méter izzólámpás indikálással	ÉK 75
RF teljesítmény- és állóhullám-arány mérők:	
Teljesítmény indikátor 144 MHz-es QRP adóhoz	72/6
Teljesítménymérő RH-adóhoz	72/8
Nagyfrekvenciás teljesítménymérő	ÉK 73
Állóhullám-arány mérő nyomtatott áramkörrel	72/11
Iránycsatoló QRP-adók számára	75/4
Állóhullám-arány mérő koaxiális csatlakozással	75/11
Térférfő indikátor URH antennák beméréséhez	74/9

V—A— —C—L—f mérők

Univerzális amatőr mérőműszer	73/3
Egyszerű csővoltmérő kezdőknek	74/7
Közvetlen mutató kapacitásmérő	74/8
Közvetlen mutató kapacitásmérő	74/9
Induktivitás-, kapacitás-, frekvenciamérő	74/12
Hangfrekvenciás millivoltmérő IC-vel	75/8
RC-mérőhíd fejhallgató indikálással	75/11
Nagyimpedanciás feszültségmérő	76/5
Egyszerű kapacitásmérő	ÉK 76
„Csővoltmérő” FET-tel	ÉK 77

Digit-műszerek:

„Megy — nem megy” tranzisztor-dióda vizsgáló	76/6
Bemenő fokozat digitális frekvenciamérőhöz	76/4
250 MHz-es előosztó digitális frekvenciamérőhöz	76/7
Egyszerű kristálykályha	76/10

Egyéb műszerek:

Egyszerű fotométer EABC 80 csővel	74/8
Kvarckristály vizsgáló készülék	76/1
Egyszerű -mérő	76/1
„S”-mérő kommunikációs vevőbe	76/6
Kvarckristály ellenőrző készülék	ÉK 75

Oscillátorok

Hibrid oszcillátor és sokszorozó	72/5
Felhangoszcillátorok URH konverterekhez	73/1
9 MHz-es vivőgenerátor	74/5
Kvarcoszcillátor BC 107-el	74/6
Kristályoszcillátor FET-tranzisztorral	74/11
Kristályoszcillátor kapcsoláselektroncsővel	75/5
Fénycsatoló, mint ideális elválasztó	76/6
Gyors felfutású kapuzott oszcillátor	76/9
Harmonikus oszcillátor	ÉK 75
Elektronikusan átkapcsolható kvarcoszcillátor	ÉK 76

Alacsony zajú kristályoszillátor	ÉK 77
Konstans amplitudójú oszcillátor	ÉK 77
Harmonikus kvarcoszcillátor	ÉK 77

RF-előerősítők, preszelektorok

Ötsávós preszelektor	72/7
Előerősítő 144 MHz-re	72/11
Rövidhullámú preszelektor tranzisztorral	74/8
Kaszód előerősítő FET-tranzisztorral	74/9
Bemenőfokozatok diódás védelme	75/4
FET-előerősítő 144 MHz-re	75/7
Előerősítő adó-vevőkhöz	75/10
Előerősítő kommunikációs vevőbe	76/8
Alacsony zajú előerősítő 2 m-re	76/10
Csőves előerősítő helyettesítése FET-tel	ÉK 73
FET-preszelektor	ÉK 74
28 MHz-es FET előerősítő	ÉK 76

RF-keverők

Vevőbemenet és keverő IC-vel	73/4
FET-es adókeverő	74/1
Ellenütemű keverő FET tranzisztorokkal	75/3
MOS—FET keverőfokozat 144 MHz-re	76/1
Vevőkeverő	ÉK 74
Ötsávós rövidhullámú keverő	ÉK 74

RF-teljesítményerősítők

Kis teljesítményű végfok URH-adóhoz	72/1
Lineárerősítő TV sorvégsővel	73/1
Lineár erősítő	73/5
Teljesítményerősítő	73/9
Nagy teljesítményű RH végfok	74/1
Végfokozat 144 MHz-re	75/1
Tranzisztoros teljesítményerősítő	75/12
400 W _{out} 3 db PL 509 sorvégsővel	75/12
„High-Low” teljesítménykapcsoló	76/7
Lineárvégfok	ÉK 74

TVI-szűrők

TVI-szűrő a TV-vevő elé	75/2
Nagycsillapítású TVI-szűrő	ÉK 77

Tápegységek

Tápegységvédelem	73/5
Tápegység	73/5
Feszültségstabilizátor zenerdióda nélkül	74/6
Teljesítmény-zenerdióda tranzisztorból	74/8
Egycsőves stabilizátor	75/3
Áteresztő tranzisztoros stabilizátor műveleti erősítővel	75/7
Feszültség stabilizátor alagútdiódás oszcillátorhoz	75/6
Állítható feszültségű stabilizált tápegység	76/10
Tranzformátor nélküli feszültségátalakító	76/11
Univerzális tápegység	ÉK 72
Tápegységek hálózati tranzformátor nélkül	ÉK 73
„Vegyes” üzemi tápegység	ÉK 73
IC tápegység	ÉK 73
Soros stabilizált tápegység	ÉK 77
Állítható feszültségű tranzisztoros tápegység	ÉK 77

Távíró- és fónia szűrők

Változtatható sávzélességű kvarcszűrő	72/3
Integrált áramkörrel felépített HF-szűrő	72/6

CW-szűrő	73/5
Aktív sávszűrő	73/9
Hangfrekvenciás erősítő „kettős” szűrővel	73/12
HF aktív sávszűrő	74/11
Aktív szűrő szinkrodin vevő számára	75/7
Aktív sávszűrő változtatható jósági tényezővel	76/2
Hangfrekvenciás CW-szűrő	76/2
LC-szűrő CW/SSB vételhez	76/10
IC-s HF erősítő CW-szűrővel	76/11
Aktív hangfrekvenciás szűrő	ÉK 73
Változtatható sávzélességű HF-szűrő	ÉK 74
Távírószűrő passzív elemekből	ÉK 75
Távírószűrő aktív elemekkel	ÉK 75
Kristálysűrő CW-üzemre	ÉK 76
CW/SSB hangfrekvenciás szűrő	ÉK 77

Távíró gyakorlók és monitorok

Akusztikus távírógenerátor	ÉK 75
Gyakorló távírógenerátor IC-vel	ÉK 75
Gyakorló távíró oszcillátor	75/5
Távíró gyakorló oszcillátor IC-vel	75/7
Távíró monitor telep nélkül	72/1
Távíró monitorok táplálása	74/2
CW-monitorok ÉK 73	74/2

Trancevier „építőköcskák”

Hibrid meghajtó fokozat	72/6
90°-os fázistoló áramkör	74/11
A szilícium-dióda, mint kapcsoló	76/9
Létra kapcsolású kristálysűrő	76/12
Háromsávós trancevier tipp	76/12
VOX jelfogó nélkül	ÉK 72
RIT-kontroll	ÉK 73
SSB-szűrő kettős kihasználása	ÉK 73

Vevők

Vevőbemenet FET-tel	72/8
Egyenesvevő 80 m-re	74/4
Vevőbemenet és keverő IC-vel	73/2
80 m-es sávvevő	73/2
Háromsávós szinkrodinvevő	73/12
Rókavevő IC-vel	74/1
Egycsőves audionvevő	74/2
Egyszerű URH-vevő	75/8
Szinkrodin rókavevő	ÉK 72
Szinkrodinvevő	ÉK 73
URH-vevő	ÉK 74
Háromtranzisztoros AM-vevő	ÉK 75
Egyenesvevő középhullámra	ÉK 76
Érdekes megoldású szupregvevő	ÉK 77

Különféle témák

Varicap dióda helyettesítése	74/1
Foto kapcsolóóra EABC 80 csővel	74/9
Szűrőkapcsolás	75/2
Időzítő áramkör	75/2
Tirisztor késleltető áramkör	75/4
24 V-os relé meghuzatása 12 V-ról	75/5
Érintő kapcsoló	75/10
Hőmérsékletkülönbségek érzékeny figyelése	75/11
Tranzisztoros fémkereső szelekciós érzékeléssel	75/11
24 órás állomásóra	75/12
Akkumulátor kisütés ellenőrző kapcsolás	76/2
Forgásirányváltás polaritás-cserével	76/2
Hőszabályozó	ÉK 76
Kéthangú riasztó áramkör	ÉK 77

Szki

SZÁMITASTECHNIKAI KOORDINÁCIÓS INTÉZET

SZKI időosztásos üzemű számítógép-hálózata

A Számítástechnikai Koordinációs Intézetben kifejlesztett színes képmegjelenítő MO51 mikroszámítógéppel

