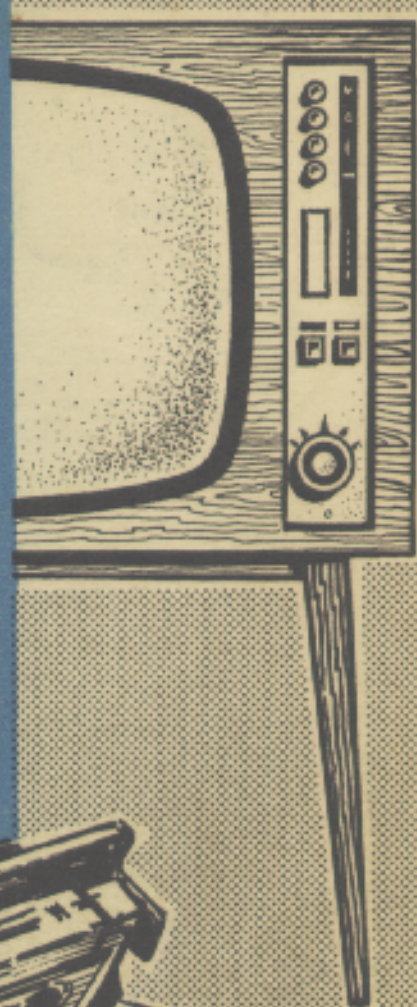


# RÁDIÓ— TECHNIKA ÉVKÖNYVE 1970



**A**  
**RÁDIÓTECHNIKA ÉVKÖNYVE**  
**— 1970 —**



## Szerkesztette:

Stefanik Pál főszerkesztő  
okl. vill. mérnök HA 5 BT

## Írták:

Batári József okl. vill. mérnök  
Dercsényi Tamás híradástechnikus  
Fáber József HA 5—019  
Füvesi Gyula ny. főszerkesztő  
Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök  
dr. Gschwindt András okl. vill. mérnök  
Gyenes Gyula okl. vill. mérnök  
Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 BK  
Hidvégi Tibor okl. vill. mérnök HA 5 BB  
Lóska Péter okl. vill. mérnök  
Martinovich Tamás okl. vill. mérnök  
Mocsáry Gábor üzemmérnök  
Németh János okl. vill. mérnök  
Pap János újságíró  
Pécz Károly híradástechnikus  
Rózsa Sándor okl. vill. mérnök  
Sáska Zoltán HA 3 GG/5  
Somos János okl. vill. mérnök  
Stefanik Pál okl. vill. mérnök HA 5 BT  
Szlávikné Hamza Éva okl. vill. mérnök  
Tolnai Tibor okl. vill. mérnök

Előszó .....	3
Amatőrökről — nem amatőröknek .....	4
22 érdekes tranzisztoros kapcsolás .....	11
Házi stúdió házi készítése .....	23
Tranzisztoros magnetofonok kapcsolástechnikája .....	51
8 mm-es amatőrfilmek szinkron hangosítása .....	65
Házi mindentudó .....	79
Méretezzünk! .....	93
Amatőr méretezés .....	105
Amatőr antennák .....	113
Amatőr és TV sugárvezető antennák és azok mérése .....	123
Delta-A amatőr adó-vevő készülék .....	127
A csodálatos jelek .....	139
Kétszer transzponált vevő a 144 MHz-es amatőr sávra .....	141
Tranzisztoros vevő 80 m-es amatőr sávra .....	145
CQ de HA .....	146
Antennaillesztő egység .....	148
Két ferreorezonanciás hálózati feszültségstabilizátor .....	149
KF hangoló generátor .....	153
Impulzus-rendszerű feszültségstabilizátor .....	156
Új megoldású kereszttekercselő gépek .....	159
Hírközlés mesterséges holdakkal .....	165
Ötletek innen-onnan .....	169
2×14 W-os „Hi-Fi” sztereó erősítő .....	174
12 W-os „Hi-Fi” erősítő .....	183
8 W-os „Hi-Fi” erősítő .....	189
Műsorvevő rádiókészülékek építése .....	192
„LIDO” táskarádió család .....	202
Az R 5932 tip. sztereó rádió .....	209
Az ORION AT 848 TV készülék .....	202
A VT Olympia típusú TV vevőkészülék .....	224
Félvezető „minilexikon” .....	230

Ismét eltelt egy esztendő és mi újra örömmel köszöntjük olvasóinkat évkönyvünk megjelenése és az újév alkalmából.

Immáron harmadízben jelentkezünk — dicsekvés nélkül mondhatjuk — népszerű évkönyv kiadványunkkal, ugyanazzal a reménnyel, izgalommal és célkitűzéssel, mint már két ízben, hogy vajjon sikerül-e idén is megnyerni az ezerarcú Olvasó tetszését és kielégíteni igényét.

Múltévi kiadványunk előszavának végén kérésrel fordultunk olvasóinkhoz: írják meg véleményüket, ötleteiket és javaslataikat, hogy azokat az idei évkönyv összeállításánál figyelembe vehessük. Most ezúton is köszönetet mondunk azoknak az amatőrtársaknak, akik munkájuk mellett — mozgalmi és szakmai szeretetből indítva — időt szakítottak az írásra, hogy ezzel egyrészt bátorítsanak, bíráljanak, de ugyanakkor segítsenek is bennünket. A könyv elkészítése során ezt mindig éreztük, köszönet érte!

*Mit tartalmaz az évkönyv — 1970?*

A hagyományokhoz híven most is közöljük a legújabban megjelent rádió és tv vevőkészülékek leírását és kapcsolását. Ugyanakkor e gyári készülék leírások mellett olvasóink kérésére — viszonylag nagy terjedelemben — foglalkozunk a házilag, amatőr eszközökkel elkészíthető műsorvevő készülékkel is. E fejezetben szem előtt tartottuk a fokozatosság elvét és olvasóink, az egész egyszerű kétszöves készülék-leírástól kezdve a minden igényt kielégítő nagyszuperig sok építési tanácsot találnak.

Igen nagy az érdeklődés a hangerősítők iránt is, melyek az elmúlt 10—15 év során műszaki-technikai szempontból szinte a tökéletességig fejlődtek és csaknem minden igényt kielégítenek. És itt elsősorban nem az utóbbi években felkapott beat zenekarok mindent elsöprő hangorkánját előállító és dobhártyát repeszítő erősítőire gondolunk, hanem főleg a zeneigényes közönség kívánságát kielégítő minőségi Hi-Fi erősítőkre. Ezt a célt, egyrészt a múltévi „Házi stúdió — házi készítése” sorozatunk folytatásával, másrészt az ugyancsak amatőr eszközökkel megépíthető, a szerzők által elkészített minőségi mono- és sztereó-erősítő leírások közreadásával kívánjuk elérni.

„Amatőr” rovatunk ismét igen gazdag tartalmú. Összeállításánál figyelembe vettük amatőrmozgalmunk egyre fokozódó igényeit, az MHSZ és a MRASZ elérendő céljait. „Mértezési fejezete” megtanít önálló számolásra, az egyszerűbb áramkörök méretezésére. Az „Antenna-számítás és a mérés” című részt — biztosak vagyunk benne — sok tv amatőr társunk is többször át fogja tanulmányozni és az ott szerzett tudást hasznosítani fogja majd a gyakorlati életben is.

Az úrkutatással és mesterséges holdakkal kapcsolatos kérdések — különösen most a Holdra történt leszállás után — minden ember fantáziáját izgatják és megmozgatják. Bennünket, rádióamatőröket elsősorban és érthetően a kérdés híradástechnikai vonatkozásai érdekelnék.

Hogyan és miként történik az igen nagy távolságú rádió és tv összeköttetések megteremtése, milyen mesterséges hírközlő hordak keringenek a fejünk felett több 10 000 kilométer magasságban, hogyan láthatunk például a Mexikói olimpia eseményeit „egyenes” adásban, melyeket éppen a mesterséges hírközlő hordak segítségével közvetítettek.

Az otthonát „elvarázsolt kastéllá” átalakítani akaró amatőrök részére közöljük a „Házi mindentudó” című cikkünket. E cím persze egy kicsit hangzatos, mert a varázslat helyett nagyon is praktikus dolgokról van szó. Többek között arról, hogyan oldjuk meg a világítás automatikus ki-, bekapcsolását, az ajtók elektromos bezárását, illetve nyitását, vagy miként készítsünk „betörőjelzőt”. A leírás minden ezen műveletek elvégzésére kidolgozott áramköri megoldásokat tartalmaz, de emellett sok-sok ötletet ad és egy kicsit bevezet az automatika birodalmába is.

A sok ötletet, tanácsot és tippet adó „Érdekes tranzisztoros kapcsolások” szellemes áramköri megoldásokat tartalmazó leírása most sem maradt ki könyvünk-ből. Ugyancsak szakembereink „repertoárját” akarjuk gazdagítani az „Ötletek innen-onnan” című, a gyakorlati kivitelezést megkönnyítő összeállításunkkal.

E témákkal kapcsolatban néhány szót szeretnénk szólni az alkatrész kérdésről. Sokszor és nyilván évkönyvünk olvasása közben is felvetődik majd a kérdés: közöljük-e a külföldi kapcsolás megoldásokat nálunk nehezen beszerezhető alkatrészekkel. Sok olvasónk ír ez ügyben levelet is szerkesztőségünkhöz, feltéve a kérdést: minek közlünk olyan kapcsolást, amelyhez úgyszemint alkatrészt beszerezni? Egy-egy jól sikerült készülék vagy műszer leírása, mely megvalósíthatatlan a fenti ok miatt, csak bosszantja az olvasót. Ezt jól tudjuk magunk is, mert hasonló „cipőben” járunk, de — és itt kell feltenni a mi kérdésünket: vajon elmaradhatunk-e a korszerű technikától, az újszerű megoldásoktól amiatt, hogy időlegesen nem lehet egy-egy alkatrészt beszerezni? Nyilván nagyon helytelen lenne! Lépést kell tartanunk a korról, mert a jövőnkönkről van szó, előre kell lépünk és nem megállni. Éppen ezen indok alapján talál a kedves olvasó könyvünkben ilyen áramköri megoldásokat, melyek lehet, hogy csak idővel, de feltétlenül hasznára válnak majd szakembereinknek.

Befejezésül ismét azzal a kérésrel fordulunk olvasóinkhoz, hogy mint a múltban oly sokszor, a jövőben is segítsenek bennünket, mondják el véleményüket könyvünkről, közöljék kívánságaikat, hogy az olvasó és a szerkesztő egy év múlva ismét egyetértésben találkozhatson.

*Eredményes amatőrmunkát és boldog új évet kíván*

a Rádiótechnika Szerkesztősége



# Amatőrökről – nem amatőröknek

Stefanik Pál  
okl. vill. mérnök  
HA 5 BT

Furcsa kezdet . . .

Ott ült a Császár . . . és hajában nem hét csillag volt a diadém — ahogy valamikor Villon mester megénekelte azt. De érdeklődő két szeme annál inkább csillogott és hallgatott okosan, bölcsen, mert a vele szemben álló Professoror valami furcsa, rendkívüli, új világ születéséről mesélt neki. Okos szavai nyomán izgalomba jött a Császár! Hogyne jött volna izgalomba, hiszen ha igaz az, amit okos alattvalója, ez a bölcs varázsló mond, azt jelenti, hogy mindenütt ott lehet, ahol csak akar, kezét „kinyújthatja” száz és ezer kilométerre is . . . És a bölcs Professoror, mint mindig, most is igazat mondott!

„A lefolyt évszázad (XIX. szd. szerk. megjegyzése) utolsó két évtizede gazdag természettel áldotta meg a fizikai tudományok birodalmát. Az elektromos tünemények tana és gyakorlati alkalmazása óriási lépéssel jutott előre. A régi elméleteket újak váltották fel és fontos gyakorlati alkalmazások, mint a Röntgen-fényképezés és a szikratávíró fénnyesen igazolták a tisztán tudományos kutatás gyakorlati értékét.”

Igy fűzte gondolatait és szavait A. Slaby tanár, amikor a német császár előtt előadást tartott a szikratávíróról. Szavai örökre maradtak ránk a Franklin Társulat által 1912-ben kiadott könyvecskében, melynek címe: „A szikratávíró”. Átdolgozta A. Slaby előadása után Kreuzer Géza mérnök.

Slabyt a rádió úttörői között tartja nyilván a történelem. Tudományos alapokon álló zseniális következtetéseit és előrelátásait, melyeket az 1900-as évek elején tett, elsősorban az amatőrök igazolták 15—20 év múlva, mert előadásában többek között a következőket mondotta:

„. . . Ezen elenyészően kisméretű hullámok mégis óriási távolságra elvándorolnak és ezért indokolt azon reménység, hogy az elektromos rezgések hatását nagyobb távolságra sikerülend kiterjeszteni, ha rövidebb hullámhosszakot fogunk előállítani . . .

„. . . A szikra elektromos vibrációja megremegtetni az étertengert, melynek hullámdzása kiterjed a világűrbe (1). Minél nagyobb a szikra frekvenciája, annál rövidebbek az éterhullámok. A szikra által előidézett éterhullámok, melyeket Hertz-féle hullámoknak is szokás nevezni, annál nagyobb távolságra hatnak ki, mennél jobban közelednek a fény rövidhullámjaihoz.”

Ugyanebben az előadássorozatban, vázolvva a drótnélküli távíró fejlődését, a legnagyobb tárgyilagossággal, a tudományos érdemek elismerésével és leírásával felsorolja a rádió úttörőit: Feddersent, Thomson, Faradayt, Maxwellt, Branlyt, Hughest, Lodget, Teslát, Arcot, Righit, Popoff-ot és Marconit.

E nevek hallatára sok olvasóban nyilván felmerül a sokat vitatott kérdés: Popov vagy Marconi?

Nos, Slaby tanár előadássorozatában erre a kérdésre teljesen egyértelmű választ adott. Mint már említettük, a könyv nálunk 1912-ben jelent meg, melynek 69. oldalán a következőket olvashatjuk, idézzük:

„Az elektromos sugárzás törvényeit Hertz révén 10 év óta ismerjük, a kohéer tulajdonságait 1890-ben fedezte fel Branly. A kohéerert gyakorlatilag Popoff alkalmazta 1895-ben először zivatarai kísérletek regisztrálására. Az általa alkalmazott fogadó készülék elvben azonos azzal, melyet később Marconi alkalmazott. Marconi legnagyobb érdeme abban áll, hogy a készüléket gondosan átdolgozta a praktikus

## A SZIKRATÁVIRÓ

A. SLABY TANÁRNAK A NÉMET CSÁSZÁR  
ELŐTT TARTOTT FELOLVASÁSAI UTÁN

ÁTDOLGOZTA

KREUZER GÉZA

MÉRNÖK

BUDAPEST

FRANKLIN-TÁRSULAT

MAGYAR IROD. INTÉZET ÉS KÖNYVTÁR

1912

### A TELEGRÁFIA ÉS A SZIKRATÁVIRÓ.

csengőt vagy morsesírot indít meg. A csörgő nyitott gyenge koppantás a laza fémcsomók közötti hidakat ledönti és visszaállítja a régi állapotot. Hosszabb és rövidebb ideig való sugárzás tényleg a teljes morse abc leírható. A koppantás helyi akkumulátor árama tartja üzemben. A cél általában elfogadott neve: kohéer (a német nyelvénél: Fritter a francziáknál: radioconducteur).

Az elektromos sugárzás törvényeit Hertz 10 év óta ismerjük, a kohéer tulajdonságait 1890-ben fedezte fel Branly. A kohéerert gyakorlatilag Popoff alkalmazta 1895-ben először zivatarai kísérletek regisztrálására. Az általa alkalmazott fogadó készülék elvben azonos azzal, melyet később Marconi alkalmazott. Marconi legnagyobb érdeme abban áll, hogy a készüléket gondosan átdolgozta a praktikus telegráfia számára. Kísérletai közben felfedezte a függőleges polarizált elektromos hullámok csaknem hatványalisan távhatását.

Három év telt el azóta, mióta felfedezése nyilvánosság elé került. Ezen három év alatt tüneményt és annak törvényeit alaposabban megismerték és ennek következtében műszakilag továbbfejlesztették. 1897 tavaszán Marconi a tenger felől csatornában 5 km.-re tudott távírással 100 méter hosszú adó- és vevő-dróttal. Egy év múlva dróthosszra tehát 100 méter távolság jutott. 1898 év nyarán az angol flottagyakorlatok alkalmával 45 méter dróttal 108 kilométerre telegráfált. A hatást tehát 24-szeresen fokozta.

Időközben az összes művelt államokban kísérletezések indultak meg, amelyek eredményei azonban kevésbé ismeretesek. Két nyáron át kiterjedt

telegraphia számára. Kísérletei közben felfedezte a függőlesen polarizált elektromos hullámok csaknem határtalan távhatását."

És a 74. oldalon:

„Ugyancsak megjavították a vevő indikátort is.

A Popoff-féle kapcsolásnál — melyet Marconi is használ, a relais áramkörét a kopogtatónak a koherensre való ütése szakítja meg . . .”

A két idézet — melyeket úgy gondoljuk nem kell külön kommentálni — minden kétséget kizárólag Popov elsőbbségét bizonyítják, de ugyanakkor tárgyilagosan elismerik a praktikus Marconi érdemeit is. A hitelesség céljából mellékeljük az idézet fényképét is.

Az említett könyv 116. oldaláról szeretnénk idézni még néhány sort, mely arról szól, hogy miként fejlődött a hivatalos hírközlés, milyen nagy figyelmet szenteltek ennek a hivatalos szervek és milyen módon kapcsolódtak be az éterbeli munkába az amatőrök. Lássuk az idézetet:

„Az 1911. évi amerikai törvény rendkívül szaporítani fogja a hajóállomások számát.

Az Amerikai nyilvános állomásokat zavarják a nagyszámú amateur állomások. New York közelében 500 amateur állomás van.”

Szóval az idézet szerint már abban az időben, tehát 1911-ben, megjelentünk mi is — „amateurok” — szinte egyidőben a drótnélküli hírközlés megszületésével — és rögtön elkezdtünk zavarogni. (Ezt a jó tulajdonságunkat, úgy látszik mind a mai napig megőriztük — hála a jó istennek!)

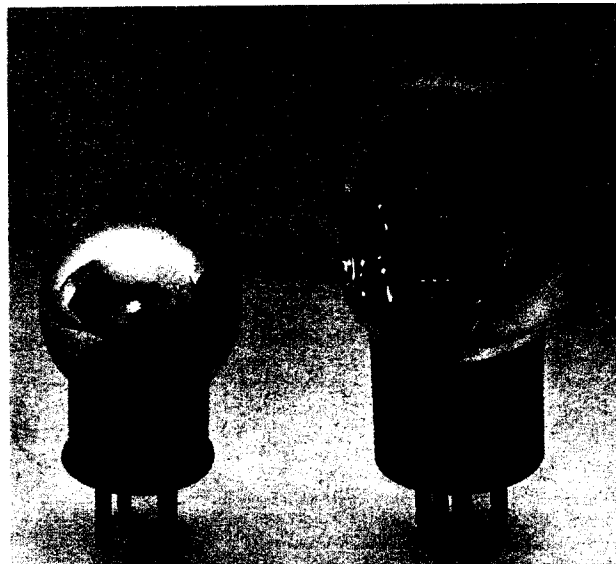
Minden esetre szép kis bemutatkozás! De azért ne veszítsük el egészen csüggedésünket, mert éppen ennek a „zavargásnak” a következménye-képpen fedeztük fel, jobban mondván fedeztettük fel velünk a „tisztelt” hivatalos hatóságok a rövidhullámok birodalmát, amit mi átlagon felüli lelkesedéssel, szorgalommal és szívóssággal el is végeztünk — mások javára és hasznára! Mert azt mondanunk sem kell, hogy a nagy „bizonyosság” után, melylyel az addig használhatatlannak mondott rövidhullámok rendkívüli előnyeit bebizonyítottuk, csaknem kiebrudaltak bennünket a rövidhullámú sávokból. A „csaknem” szócskajelenti azt a néhány, szüknek is alig mondható sávra, ahol mint „megtúrtek” kielégíthetjük szenvedélyünket, tanulhatunk és hasznot hajthatunk a társadalomnak, melyben élünk.

De félre bánat, félre bú! — ne keseregjünk a múlton, inkább annak dicsőség-lapjait lapozgatva emlékezzünk . . .!

A korabeli írások a három elektródás rádiócső, a trióda felfedezését tekintették — helyesen — fordulópontnak a híradástechnika történetében. Az amerikai Lee de Forest, illetve az osztrák Lieben találmánya műszaki forradalmat jelentett a maga korában.

Nekolny Kurt az első magyar rádióamatőr, a magyar rádióamatőr mozgalom tiszta szívé, lelkes szervezője 1927-ben „Rövidhullámok” című írásában így ír erről a forradalmi változásról:

„Evvél az évvel kezdődik a rádiótechnika diadalmenete. Az elektródcső hallatlanul intelligens ideája, mintha túlemlte volna a rádiótechnikát egy nagy fejlődési akadályn. A cső rendkívüli, sokoldalú alkalmazási lehetőségei, mind az adó, mind a vevő technikát fejlődésében a legtermékenyebb módon befolyásolta és azt a várva óhajtott eszközt adta a technikusok kezébe, amely úgyszólván egy csapásra megoldotta a majdnem tetszőleges frekvenciájú csillapítatlan rezgés előállításának problémáját adókészülékeknél, vevőkészülékeknél pedig az érkező gyenge jelek erősítésének feladatát majdnem határtalan értékig.



Rádiócsövek az „őskorból”

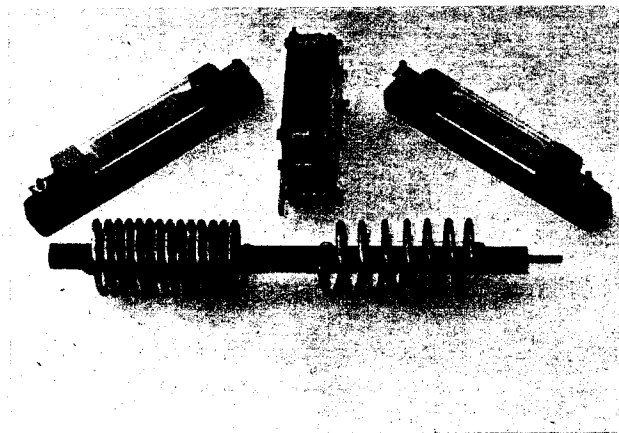
Elektroncsöves készülékekkel a vezeték nélküli telefónia is ideálisan jó megoldást nyert és egy évre rá 1912-ben a rádiótechnika fejlettsége már olyan magas fokot ért el, hogy a felszínre került adminisztratív — és jogi problémák szükségessé tették az első nemzetközi rádió kongresszus egybehívását, mely 200 m-től húsz kilométer hullámhosszig rendet igyekezett teremteni az éterben.”

És ami amatőr történelmi szempontból rendkívül jelentős esemény, idézzük a cikkből:

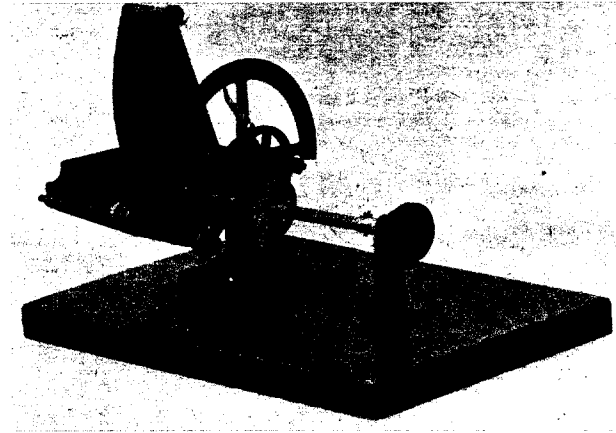
„E konferencián egy sajátos kérvény is tárgyalás alá került. Amerikai fiatalok: az első amatőrök avval a kérésrel fordultak hatóságaikhoz, hogy kizárólagosan kísérletek részére határoltasék körül és tartassék fenn egy külön hullámterület, amelyen szabad-szorgalomból munkálkodhatnak. A konferencia ily célokra az akkoriban teljesen hasznavehetetlennek vélt 200 m-en aluli területet utalta ki, abban a feltevésben, hogy így a kérdést egyszer s mindenkorra » elintézték ». A szikrainduktor, Geissler-cső és Leideni palack-kísérleteket megúnt fiatalok lázas ambícióval vetették rá magukat e vonzó új birodalom megmunkálására. 1914-ben Hiram Percy Maxim megalakította 3500 taglétszámmal az « American Radio Relay League »-t, mely szövetséges együttműködésbe tömörítette a fiatal munkakedvet . . .”

Mi lett ennek a szövetséges együttműködésbe tömörített fiatal munkakedvnek a következménye? Idézzük tovább a cikket:

„ . . . 1920-ban a tudományos körök csodálkozására különös hírek kezdtek terjengeni, hogy amerikai amatőröknek sikerült volna hihetetlen kicsi energiával az ő rövidhullámú birodalmukban hihetetlen nagy távolságokat igen jó hangerővel áthidalniok. Az ARRL 1921. évben L. Paul F. Godley tagját kiküldte Skóciába, hogy onnan figyelje az amerikai amatőrök magánállomásait. Godley 27 ily állomást tudott



Tekercsek, fix és forgó kondenzátorok a „hőskorból”





ott az óceánon át megállapítani és eme tényre a tudományos körök is kezdtek komolyan felfigyelni az így bizonyított új csodákra: a rövidhullámokra, anélkül, hogy egyelőre sikerült volna megtalálni a meglepő jelenségek magyarázatát."

Tehát 1920—21-ben még nem ismerték a hivatalos „tudományos körök sem a rövidhullámok titkát, azok terjedési tulajdonságait. Ezért írta Nekolny:

„A rádiótechnika, de különösen a rövidhullámok technikája, mint a legfiatalabb ága egy fiatal, életerős és reményteljes tudománynak, ma még fejlődésben van, de máris oly hallatlan eredményeket produkált, amelyekre az egész művelt emberiség felfigyelt. Annak lehetősége, hogy egy aránylag egyszerű berendezéssel, csekély energiával akár a lakásunkból bármikor a földgömb bármilyen pontjával érintkezést teremthetünk, hogy egy tudományos expedíció, egy kis hordozható készülékkel akár a jégmezők elszigeteltségéből állandóan fenntarthatja az összeköttetést a civilizációval, már magában oly nagy eredmény, hogy jogosan innen várhatjuk az emberiség egy régi álmának megvalósulását: a térnek leküzdését a gyakorlati életben.

Amit itt összeállítottunk, áttekintése a mai helyzetnek sok jelenség még tisztázásra szorul és sok ezer ember lázasan dolgozik e területen. A mai tudásunk e határszélén keres új utakat, amelyek a legközelebbi jövőben a nagy meglepetések új földjét fogják feltárni."

Igen, sok ezer, de bátran hozzátehetjük, hogy sok-sok tizezer ember dolgozott, tanult önszorgalomból a megismerés vágyától hajtva, hogy egyre kevesebb ismeretlenséget jelentő fehér folt éktelenkedjék az emberi tudás nagy atlaszán. Valóban a korabeli tudás határszéleit és mezsgyéit „roították”, először csak tapogatózva, de mindig előre nézve és haladva, soha vissza nem riadva a megpróbáltatástól, az esetleges kudarcától. Később egyre bátrabban, a keserves munkával és verítékkel megszerzett tudás birtokában, mindig csak előre és felfelé míg el nem érték a csillagokat! E kifejezést azt hiszem senki nem érzi üres szóvirágnak, vagy frázisnak, mert már a mi életünkben valóság lett.

Azonban azt is meg kell mondani, hogy ez az út nem mindig vezetett virágos pálmáligetekeken keresztül. A technikai — műszaki problémák mellett, hogy úgy mondjuk „adminisztratív, jogi kérdések” is nehezítették az előrehaladást és a munkát. Mint már leírtuk, az 1912-ben megtartott rádió kongresszus még csak a 200 méter—húsz kilométeres sávokban „igyekezett rendet teremteni”. Ekkor kapták meg az amatőrök kísérleti célra a 200 méter alatti sáv tartományt, melynek használhatóságát éppen az ő kísérleteik bizonyították be. És ezután... igen, ezután megindult a harc az új hullámsávok birtoklásáért, melynek során a hivatalos szervek majdhogynem kitiltották az amatőr állomásokat az éterből. „Az Amatőr” című szakfolyóirat 1933. március havi számában így ír erről:

„Az 1927-es Washington-i rádió konferencia egyik fontos programja az a m a t ő r ö k j o g a i voltak. Azoké az amatőröké, akik fűrtak, faragtak, készülékeket szerkesztettek és készülékeik segítségével az egész földön hallatták szavukat. Az amatőrök legnagyobb szószólója az Egyesült Államok hivatalos képviselője volt, amelynek szónokai valóságos dicsőhimnuszt zengtek a mozgalom értékéről. Sok állam ellene volt, n é h á n y a n m e l l e t t e, közöttük Magyarország is. Meg is kapták jogaikat, melyek azóta is a madridi konferencián megerősödve változatlanul megvannak.

Az Egyesült Államok hivatalos apparátusa tudta, hogy miért tette, amit tett. Nagyon jól emlékezett az 1917-es esztendőre, amikor az USA belépett a világháborúba és amikor a megnövekedett haditengerészet, hajózási és szárazföldi hadseregük egyik legnagyobb gondja az volt, hogy honnan vegyenek kiképzett rádiószakembereket, mert a technikai problémákat rendkívül gyorsan megoldották, ám kiképezni, arra idő kellett... És ekkor az amatőr egyesület elnökét a hadügy-miniszter magához hívatta... és... két hét alatt 3000 kitűnő szakemberük volt. Jól emlékeztek arra is, hogy nagy nemzeti katasztrófák idején, mint a Mississippi áradása, a floridai ciklonok, földrengé-

sek esetében, mikor az összes összeköttetések elszakadtak, a hivatalos rádióállomásoké is, a tájékozódás és mentés első drága perceiben és napjaiban minden hírszolgálatot az amatőrök láttak el."

Ugyancsak „Az Amatőr”-ben olvashatunk az 1933-ban megtartott madridi konferenciáról egy örvendetes hírt „Az Amatőrök madridi sikerei” címen.

„Visszakaptuk összes rövidhullámú sávjainkat” — foglalja össze tömören a lényeget a cikk alcíme, majd így ír:

„Az emlékezetes 1927-es washingtoni konferencia, mely elsősorban ismerte el nemzetközileg az adóamatőröket és értékes munkálkodásukat, mint ismeretes, 6 sávot osztott ki amatőr kísérletek és amatőr érintkezések lebonyolítására. A sávokat, sajnos, a két évvel később Hágában megtartott megbeszéléseken, amelyekkel, Anglia kivételével, majdnem az összes európai állam azonosította magát, erősen megnyírbálták, a 160 méteres sávot teljesen elvették tőlünk és hivatalos kísérleteknek adták át és az annyira értékes és telefonára kedvelt 80 méteres bandából csak sovány 100 kilociklust 3500—3600 -ig (85, 714—83,334 méterig) hagyták meg nekünk.

Az International Amateur Radio Union (K. B. Warner), az RSGB (Watts) és Hollandia (Botje) hathatós felszólalása alapján (amelyet az Egyesült Államok képviselője nagyon támogatót, de a legtöbb európai nagyhatalom, köztük különösen Anglia és Franciaország, ellenezett) a nemrég lezárt

#### madridi konferencián visszakaptuk az összes eredeti amatőr sávjainkat."

És ez volt a lényeg! — mert az amatőrök tovább folytathatták a maguk szórakozására, de a társadalom nagy hasznára is kísérleteiket. A rádióamatőrmozgalom ezután mérföldes léptekkel haladt előre. Néhány 10 esztendő alatt műszakilag, szervezeten is nagyon megerősödött. Újabb és tökéletesebb technikai megoldásokkal az amatőrök egyre nagyobb távolságokat hidaltak át és egyre üzembiztosabban, tudatosabban valószínűsítették meg összeköttetéseiiket.

Napjainkban pedig már több mint 400 000 amatőr „döngeti a reket”, azaz nyomja a billentyűt, keres újabb és újabb partnereket és barátokat az éteren keresztül. A rádióamatőrök igen jelentős szerepet játszottak — különösen a rádiózás kezdeti szakaszán — a hírközlés fejlesztésében, nevük ott fog szerepelni mindig a rádiózás történetét leíró könyvek lapjain és e lapok dicsőséges tetteiről és szerepléséről fognak majd szólni, melyek előtt az utókor meghajtja az elismerés zászlaját!

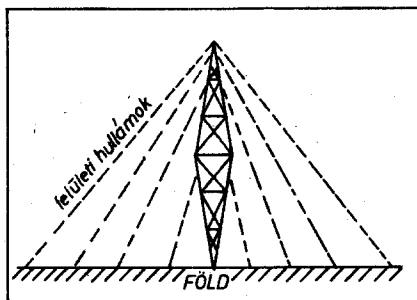
\*\*\*

A rádiózás és a rádióamatőrmozgalom születésével és fejlődésével csak nagy vonalakban foglalkozhattunk, hiszen erről köteteket lehetne (talán kellene is!) írni. De úgy gondolom, hogy a kedves nem „amatőr” olvasó ezek után arra is kíváncsi, hogy végeredményben hogyan is dolgoznak az amatőrök az éterben, miben áll munkájuk?

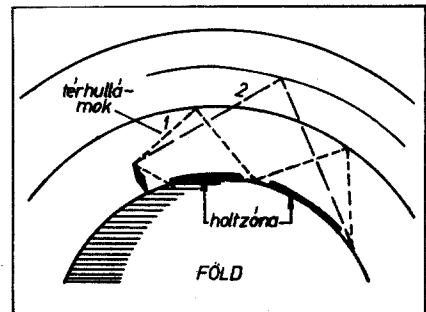
Az előzőekben már leírtuk, hogy a különböző nemzetközi rádiókonferenciák az amatőrök számára meghatározott frekvencia tartományokat jelölték ki, melyek ma is érvényben vannak.

E frekvencia sávok a következők:

160 m-es sáv	1,75 — 2,00
80 m-es sáv	3,5 — 3,8
40 m-es sáv	7 — 7,1
20 m-es sáv	14 — 14,35
15 m-es sáv	21 — 21,45
10 m-es sáv	28 — 29,7
2 m-es sáv	144 — 146
70 cm-es sáv	420 — 460
25 cm-es sáv	1215 — 1300 MHz-ig terjed.



1. ábra



2. ábra

QSL lapok világ minden tájáról

Ezenkívül a mikróhullámú tartományban még három sáv áll rendelkezésre. A felsorolt amatőr sávokban éjjel-nappal, *szüntelenül folyik a munka*. Nincs olyan év-, illetve napszak, hogy ne lehetne hallani ezer és ezer amatőr morze jelét, vagy fónia adását az éterben.

Mint közismert, az amatőr állomások — a hivatalos adók több ezer wattos teljesítésével szemben *csak igen kis energiával 50—100 wattal dolgoznak*. Mégis át tudják hidalni a Földön létező legnagyobb távolságot is!

*Miben rejlik ennek „titka”?*

A választ a rövidhullámok terjedési sajátosságában kell keresni, melyet az 1920-as évek elején még a hivatalos szervek sem ismernek, éppen ezért engedélyezték az amatőrök részére a 200 méteren aluli kísérleteket. Rövid időn belül kiderült, hogy e — korábban használhatatlannak mondott — hullámsávok nagyon is használhatók. Sőt, nagy távolságú, 5—10 000 kilométeres összeköttetésekre csakis ezek. Ugyanis addig, amíg a középhullámú tartományban (190—600 méter) az adók főleg úgynevezett *felületi hullámokat* sugároznak (lásd. 1. ábra), melyek ki vannak téve az útjukba eső hegyek, erdők, épületek elnyelő hatásának, ennek következtében csak néhány száz kilométerre jutnak el, addig a rövidhullámú adók csekély felületű hullám sugárzástól eltekintve *térhullámokat* sugároznak. E térhullámok feljutnak a földünket körülvevő ionoszféra rétegekig és onnan visszaverődnek a földre, közben csak kismértékben veszítenek energiájukból.

A 2. ábra szemléletesen mutatja az elmondottakat. A kisugárzott 1-es számmal jelölt hullám útját követve láthatjuk, hogy az már az első ionoszféra rétegről visszaverődik (csak igen egyszerű, a lényeg megértéséhez szükséges magyarázatra törekszünk) és az adóállomástól egy bizonyos távolságra ismét vehető. Az adóállomás és a vételi hely között terül el az ún. *skip* vagy *holt* zóna, ami az ábrából természetesen következik. A 2-es számmal jelölt hullám már nagyobb távolságok áthidalására alkalmas, a második rétegről visszaverődve nagyobb távolságra jutott el. Ebben az esetben a holt zóna is nagyobb.

A kisugárzott hullámok ilyen módon igen nagy távolságra is eljuthatnak, még Földünk ellentétes pontjára is, mert az ionoszféra és a Föld között többször ide-oda verődve körülhathatják a Földet. Ez nagymértékben függ a visszaverő felület minőségétől (száraz homok, sivatag, mocsaras lápos rész, tenger stb.). Nyilván a jobban vezető felületek a kedvezőbbek. Az ionoszféra rétegein való keresztüljutás pedig a frekvenciától és az ionoszféra egyes rétegeinek ionizáltságától függ. A rádióhullámok terjedésének tanulmányozása ma már komoly tudományággá fejlődött, tudósok és jól képzett szakemberek vizsgálják törvényszerűségeit. Mindenestre a kezdeti időben az amatőrök nem ismerték ezeket a terjedési viszonyokat, és csak saját kísérleteikre támaszkodhattak. E téren is előbb született meg a gyakorlat, és csak annak alapján kezdték az elméleti kérdéseket kutatni és törvényszerűségeket levonni. A legelső amatőr nagytávolságú ún. DX összeköttetés 1924. októberében született az angol Goyder és az újzélandi Bell között (kb. 20 000 km).

De nézzük a korábban felsorolt amatőrsávok tulajdonságait, melyiket, mikor, milyen távolságra lehet használni.

**160 m-es sáv:** E sávon nálunk valamikor a kezdők dolgoztak. Főleg télen az esti és éjszakai órákban alkalmas nagyobb 5—600 kilométeren felüli összeköttetésre. Nyáron csak az esti órákban használható 100—200 kilométerig, de ebben az évszakban a légköri zavarok miatt, majdnem használhatatlan. Jelenleg nálunk nem engedélyezett sáv, pedig a kezdők sokat szórakozhatnának és tanulhatnának még kis teljesítményű, 10—20 wattos adókkal is.

**80 m-es sáv:** Ez az első „komoly” amatőr sáv, melyet már üzembiztosan használhatunk nappal is 300—400 kilométer távolságra. Este pedig az 1000 kilométeres összeköttetés sem ritka, téli éjszakán pedig tengerentúli kapcsolat megteremtésére is lehetőség van. Nyáron ugyancsak sok a légköri eredetű zavar e sávban.

**40 m-es sáv:** Ez az első olyan amatőr sáv, amely egyaránt alkalmas közepes 5—600 kilométeres és nagy távolságú 5—10 000 kilométeres összeköttetésekre létrehozására is. Itt a nap bármelyik szakában lehet találni morzézó amatőröket, függetlenül az évszaktól. Sajnos, e sávot ma már csaknem teljesen ellepték a hivatalos hírszóró állomások, és emiatt főleg éjféli után, vagy kora reggel 3—6 óráig lehet még valamit „zavartalanul” dolgozni.

**20 m-es sáv:** „Az amatőrök nagy útja” — így nevezik egymás között az amatőrök ezt a sávot, mert ez az igazi nagytávolságú DX összeköttetések sávja. Tavasszal indul és egészen őszi végéig alkalmas DX összeköttetésekre, különböző irányokban a napszaktól

U.S.S.R. MOSCOW BOX 88 QSL BUREAU		CONFIRMING OUR QSO.
Franz Joseph Land <b>UA1KED</b>		REMARKS AEM — ERNST KRENKE CHAPLIGIN ST 1 — A MOSCOW, U. S. S. R.
TO <u>HA5BT</u> UR RST <u>569</u> ON <u>14</u> MC ON ON <u>24.12.</u> 19 <u>61</u> AT <u>1107</u> GMT QTH		OR <u>P. P. Ernst.</u>

Szovjetunió



Egyesült Államok

TO RADIO HA5BT

YOSIHIRO HIROSE  
IZUMI KISEN 4-1 MINAMIHAMA  
OTARU JAPAN

**J A 8 0 F**

CONFIRMING QSO AT 2011 GMT ON OCT 22 19 59  
UR CW SIGS RST 569 ON 14 MC TX 20 W. ANT. LW  
PSE QSL-DIRECT OR VIA J. A. R. L. BOX 377 TOKYO  
BEST 73 ES FB DX

OP. Yoshi

Japán

SINGAPORE

R.S.G.B.

**V S 1 G Z**

M.A.R.T.S.

R.A.F.A.R.S.

To RADIO HA5BT  
CONFIRMING CW/PONE QSO.  
ON 4.10.51 AT 2121 HRS. LT.  
R.S.T. 4.59 FREQ. 14.000 MC.

RX. ARKB  
TX. 150 w.  
ANT. loop  
QTH.

TX/PSE QSL. PRCL  
LT. - 7 Hrs. 20 mins. = G.M.T.  
HA5 BT 250 RST 573 Sch.

QTH, AMATEUR RADIO CLUB  
SIGNALS CENTRE  
R.A.F. CHANGI  
SINGAPORE 17.

Singapore



függően. Télen éjjel nem használható legfeljebb 15—20 kilométeres körzetben (felületi hulláma), de reggeltől estig általában az európai forgalom kiszolgálója.

**15 m-es sáv:** Ugyancsak jó DX sávnak mondhatjuk, mint a 20 métert, de ez már, hogy úgy mondjuk szeszélyesebb. Éjszaka nem használható, nappal viszont 2—10—15 000 kilométer is áthidalható vele.

**10 m-es sáv:** Ez az utolsó amatőr sáv, amely még a rövidhullámokhoz tartozik. Kifejezetten nagy távolságú összeköttetésekre csak akkor alkalmas, ha a két ellenállomás közti teret a nap süti. Télen ez a sáv „meghal”.

(A 10 és 15 méteres sávokkal kapcsolatban megjegyezzük, hogy jó terjedés esetén néhány watt energiával 15—20 000 kilométer távolságot is át tudunk hidalni, persze jó antenna is kell az adóhoz).

**A 2 m-es sáv az első URH sáv nálunk.** E frekvenciáknak az a jellemző tulajdonsága, hogy úgy terjed, mint a fény, vagyis egyenes vonalban. Ez a terület éppen úgy, mint a 75 cm-es sáv, még most is kutató munkát igényel. Elegendő csak arra utalni, hogy a tv adók zöme is az 50—200 MHz között levő frekvenciákon, tehát ultrán adnak, mégis adódik sok olyan jelenség, mint például 1000 kilométeres tv DX vétel Norvégiából vagy Spanyolországból, melyet még tanulmányozni kell.

A magasabb, mikrohullámú sávokat itt csak megemlítjük, de a továbbiakban nem foglalkozunk velük.

#### Az amatőr nyelv és összeköttetés

A kedves olvasó, miután elolvasta az eddig leírtakat, azt mondhatja, jó, jó, ez mind szép, de végeredményben hogyan csinálják az amatőrök az összeköttetéseiket, miről ismerik fel, és hogyan értik meg egymást? Mert a japán nyilván nem tud magyarul, a magyar pedig nem tud japánul. A kölcsönös megértést szolgálja a hívójel táblázat és az ún. *amatőr nyelv*.

A világ összes országának megvan a maga hívójele. Így például: Magyarország HA, Csehszlovákia OK, Ausztria OE, Szovjetunió UA, UB, UC... Anglia G, GW, GM, Franciaország F, USA W, K, Brazília PY, Japán JA stb. Ezen belül az országok körzetekre vannak osztva és még ezen felül az egyént jelentő betű is szerepelnek a hívójelben. Pl. Magyarországon 1—0-ig 10 körzet van, a budapestieké az 5-ös, a győrieké az 1-es, a szegedieké a 8-as stb. Tehát így néz ki egy „komplett” hívójel HA 5 BG, HA 1 KSA, HA 8 UD, vagy pl. GW 3 KLZ (welszi amatőrt jelent) UA 3 CR (moszkvai amatőr). Tehát az első egy vagy két betű az országot jelenti, az utánna következő szám a körzetet az illető országon belül, a szám után pedig az amatőrt egyénileg megkülönböztető 2, vagy 3 betű.

A mi közös nyelvünk pedig rövidítésekből áll, kb. 200 darabból, mely elegendő ahhoz, hogy „mindent” elmondjunk egymásnak. A „minden” alatt kizárólag csak amatőr közlemény értendő. Tehát elmondhatjuk egymásnak, hogy milyen apparátussal, adó-vevőkészülékkel, antennával dolgozunk, hogy szép vagy csúnya az idő, hideg vagy meleg van, mit láttunk a moziban vagy a színházban, hogy a feleségünk (ha van) a fejünkre borítja már a levest, ha nem hagyjuk azonnal abba ezt a vacak prüntyögést, szóval minden efféle kedélyes dolgot. De nem üzenhetünk 3. személynek, egyáltalán nem adhatunk olyan közleményeket, amelyek a Rádió, TV vagy éppen a Posta hatáskörébe tartozik, mert ellenkező esetben először figyelmeztetnek a számla benyújtásával (többszörös távirat tarifa díj) másodsor „ugrik” a „lis”, vagyis az adó engedély — és ezt melyik amatőr kockáztatja meg — egyik sem!

Más dolog persze, ha emberéletéről van szó, ha sürgősen orvosságot kérnek és gyors intézkedésre van szükség, vagy elemi csapás éri az országot, vagy annak egy részét. Ekkor viszont kötelessége minden amatőrnek helytállni — erre már sok szép amatőr példánk van.

Az összeköttetés pedig így történik:

Az üzemi berendezést, adót és vevőt feltételezzük, hogy van. Ezek birtokában kétféleképp kezdhetjük a munkát: vagy úgy, hogy a vevővel kikeresünk egy már hívó állomást, az adónkkal ráhangolunk és visszahívjuk, vagy mi kezdünk hívást adni az adónkkal és várjuk rá a választ. Pl. így:


cq cq cq de HA 5 BG, HA 5 BG, HA 5 BG és ezt háromszor-négyszer megismételjük, és utána vételre kapcsolunk.

Hogy a fentieket le tudjuk „fordítani”, ismerkedjünk meg az amatőr rövidítésekkel, illetve azok egy részével. Felsorolunk néhányat: cq = általános hívás, de = től, -től, r = érttettem, gm = jó reggelt, ga = jó napot, ge = jó estét, dr = kedves, om = öregem, es = és, vy = nagyon, tks = tnx = köszönöm, fer = -ért, call = hí-



Hawaii

S  
A  
F  
R  
I  
C  
A



# ZS5MD

CHAS. K. BEAN 15 MAXWELL AVENUE.  
BRIGHTON BEACH, DURBAN.

Dél-Afrika

To radio H A S B T confirming QSO of CW - 1942  
in 14, Dec 1942

At 10/10/1942 Q T R. 19.42 LOCAL

# PY2FY

XMTR 2-0140-14701 WATTS  
RCVR NC-105 NEBOREL  
RSE - TKS - QSL  
73 - HR - QRV

Q R A  
CONSTANCIO PELLETTI  
RUA ANDRÉ LEÃO, 290 - TEL. 2-3250  
SÃO PAULO - BRASIL

Brazília



# 5A3TY

طرابلس ليبيا



BRIAN BUSH  
P. O. Box 655  
TRIPOLI, LIBYA

HASBT.

Libia

vás, ur = ön, my = enyém, QTH = állomásom székhelye, QRM = vételében más állomás zavar, QRN = légköri zavarok vannak, QSO = összeköttetés, QSL = vétel nyugtázó lap, name = nevem, is = van, pse = kérem, hw = hogy hall, all = minden, ok = rendben van, mni = sok, rpt = riport, crd = lap, sure = biztosan, hope = remélem, cuagn = viszonthallásra, ant = antenna, inpt = teljesítmény, gb = szervusz, gn = jó éjszakát, fb = ufb = kiváló, tx = adó, rx = vevő, best = sok, minden, cheerio = szervusz, yl = női amatőr, 73 = szívélyes üdvözet, 88 = csók. Az RST skálával adjuk meg az ellenállomásnak a riportot. Az R az érthetőséget, az S a jelek erősségét, a T a jelek hangszínezetét jelöli. Az R skála 1—5-ig, az S és a T skála 1—9-ig terjed. Pl. a legkiválóbb riport RST 599, amely azt jelenti, hogy a jelek kiválóan érthetőek, szinte hangszóró erősségűek és az adónak kristály hangszínezete van. Egy másik riport: RST 458, mely azt jelenti, hogy a jelek még jól érthetőek, gyengén közepes az erősségük, tónusuk pedig valami miatt: rac, csipogás csak 8-as értékű.

Visszatérve a fenti hívó szövegre, ezek után már azt hiszem, könnyű átteni „magyarra”. Általános hívás HA 5 BG-től (tehát aki ezt hallja az tudja, hogy egy magyar amatőrállomás adja a hívást), tételezzük fel, hogy meghallotta egy francia állomás, aki visszahívja 5 BG-t:

HA 5 BG, HA 5 BG de F 8 KV, F 8 KV, F 8 KV pse k, pse k = kérem tessék kapcsolni, azaz válaszolni) HA 5 BG is jól hallja a francia állomást, így vissza megy neki:

F 8 KV, F 8 KV, de HA 5 BG = r r gm dr om es vy tnx fer call = ur RST 589 fb = my QTH is budapest = my name is gyuri = ok? es pse hw? + F 8 KV de HA 5 BG pse k +

„Magyarul”: értettem, értettem, jó reggelt kívánok kedves öregem és köszönöm a visszahívást = az ön RST-je 589 kiváló = az én állomásom székhelye Budapest = a nevem Gyuri = rendben van? es kérem, hogyan hall? kérem kapcsoljon (a + az adás végét jelzi).

A francia állomás miután levette — 5 BG adását, hasonló szöveggel válaszol, majd elmondják egymásnak, hogy milyen teljesítményű adóval dolgoznak, milyen a vevőjük, antennájuk, és vétel nyugtázó lapot kérnek egymástól (pse ur QSL crd) majd elbúcsúznak egymástól: = Mni tnx fer ufb QSO es vy 73 es best DX = hope cuagn cheerio es gb, gb + Azaz: sok köszönet a kiváló összeköttetésért, sok szívélyes üdvözetet küldök és kívánok készülékének nagy hatótávolságot, szervusz, szervusz. Ha netán YL a partner, tehát hölgy, akkor a 73 mellett illik még sok 88-at, azaz csókot is küldeni. (Éteren keresztül még a férjnek is szabad!)

#### A QSL lap

A QSL lap „magyarul” vételnyugtázó lapot jelent. Minden amatőrnek saját QSL lapja van. Amikor megcsinál egy pár összeköttetést, rögtön kitölti a QSL-t. A lap igazolásul szolgál a partnernek, de nekünk is, azaz kölcsönösen „igazoljuk” az összeköttetést. Fel van rajta tüntetve — lehetőleg nagy betűkkel a saját hívójelünk —, hogy kinek szól, mikor létesült az összeköttetés, milyen hullámsávon, milyen az adónk, a vevőnk, az antennánk, és néhány üdvözlő szó. (Néhány szellemes QSL lap fényképét mellékeltem közöljük.)

A QSL lapokat az amatőr szövetségek úgynevezett QSL irodái gyűjtik össze és küldik el a világ minden tájára, illetve hozzák el a postahivatalokból és osztják szét az amatőröknek.

Az csak természetes, hogy mint a vadásznak az agancs a trófea úgy az amatőrnek ez a QSL lap. Láttam olyan amatőrszobát, melynek mind a négy oldalfala, sőt még a mennyezete is tele volt ragasztva ilyen trófeákkal.

Meghatározott számú QSL lapokért az egyes amatőr szövetségek diplomát is adnak. Pl. ilyen a DXCC az egyik legkeresettebb, helyesebben mondva legvadászottabb diploma, melyet az nyerhet el, aki legalább 100 országgal történt összeköttetést tud QSL lapokkal igazolni. Vagy a W100U, azaz 100 szovjet állomással dolgozott.

Mindezek után még egy kérdés merülhet fel a kedves olvasóban: hogyan lehet valaki adóamatőr?

Hazánkban az amatőr mozgalmat az MHSZ és a MRASZ (Magyar Rádióamatőr Szövetség) irányítja és szervezi. Budapesten és vidéken sok-sok rádióklub várja az érdeklődő fiatalokat és nem fiatalokat, hogy bekapcsolódjanak a rövidhullámú munkába. Hogy valaki adóengedélyt kaphasson, a Közlekedés és Postaügyi Minisztérium bizottsága előtt amatőr vizsgát kell tennie, mely műszaki, amatőrforgalmi ismeretekből és morze adás-vételből áll. A vizsgának különböző fokozatai vannak: A, B, és C. Az A vizsgát tesznek a kezdők, B-t a középfokúak és C-t a legfejlettebb amatőrök. Ezeknek megfelelően változik a követelmény is a műszaki és morzéból egyaránt.

A vizsgára való jelentkezés is a rádió klubokban történik, melyek a megbeszélés helyeken működnek.

# VK3ARX

ex-VK3RX 1928-1948

To HASBT CONFIRMING QSO ON Oct 19 1959  
AT 2030 G.M.T.

14 MC. CW. 100 WATTS. RST 589

Pse QSL to:

C. Serle,  
105 Bamba Road,  
Caulfield, Victoria,  
AUSTRALIA

*Vy paid to QSO 1st time  
Hope cuagn Pse.  
73, "Rick" Rich*

Ausztrodia

AMATEUR RADIO CLUB RAF LITTLE SAI WAN HONG KONG

# VS6CT

To Radióklub HASBT Mni Tax for Qso on 2nd October 1959

at 1817 Gmt Ur Sigs on 14 Mcs. Band Were Rst. 269

Rx AKXX Tx VFO D 64 Pwr. 25 Watts.

73 uPa C u agn M.H.K. Opr.

Pse Qsl Via. Box 541, Hong Kong.

Hong-Kong

To HASBT

MEXICO  
CITY

# XE1AX

LMRB

WAC  
1933

LICENSED SINCE SEPT 1921

14 MC. CW. SIGS 579 WRT 22-1V- 1961 AT 0030 GMT

NAME 14 MC. XMITTER Viking Yalant WATTS 250

ANT 2 Elem. Beam RCVR Collins 75A4

QTH:

F. Castro Herrera  
Conscripto 210  
México 10, D. F.  
México

PSE QSL

73,

Francisco

Mexikó

PANAMA CITY  
REPUBLIC of PANAMA

BOX 1622

# HP1IE

Radio HASBT confirming our QSO 9/1 1961

at 2120Z Ur 14 Mc. A1 sigs

RST 5-8-9  PSE QSL. TKS

W2CTN - QSL MANAGER 73 PETE BAGDANOVICH

WORKER PHONE

Panama



ROCAS DE SANTO DOMINGO  
CHILE  
"THE SEA SHORE WEEK-END OF CE3AX"

MAIL ADDRESS: LUIS M. DESMARAS  
P. O. BOX 761  
SANTIAGO

XMTFR: *CE3AX-1404*  
RECVR: *CFPSI-*  
ANT: *L. V.*

RADIO *HA5BT* PSE WKK QSL  
CONFIRMING PHONE QSO CUABN 73 OM  
DN. *Feb 8 1960* AT *1830* AST  
UR SIRS RST *559* DN *14* MC.

**CE3AX**

Chile

CST = GMT + *HA5BT to HA5BT*  
5 HRS. 30 MTS  
**CEYLON**

SHANTI  
WIJAYA ROAD  
COLOMBO  
(CEYLON)

**4S7WP**

CONFIRMING OUR *14* Mc PHONE/CW QSO  
ON *18/9/60* AT *22.15* HRS. CST  
UR SIGNALS R *S.S.6* T *3* CONDX *8*  
MY TX INPUT *40* WATTS. MOD  
RX *HRO* ANTENNA *dipole*

REMARKS *270 Relis*  
PSE/TXNK QSL VIA P.O. BOX 907 COLOMBO  
W. P. SOMARATNA Owner-op

Ceylon

AURAKATU 22, TURKU, FINLAND  
RADIO *HA5BT* WKD *2200* GMT *2.7* 1959 ON *7* MC  
*R5 S.T.9*

**OH1UZ**

FER WAE TX: *20* WTS. RX: *SX-71*  
PSE QSL TNX *73 Joe* J. NURMA, Opr.  
*TNK QSO PALI*

Finnország

SWITZERLAND

**HB9RK**



Henri Boffard  
rue Gullmann 18  
Fribourg

Svájc

A rádióamatőrizmusról, mint már említettük, köteteket lehetne írni. Jelen írásunkban csak ízelítőt szerettünk volna adni a mi rádióamatőr életünkéből és egy kicsit a történelemből is, mely számunkra annyira kedves és dicsőséges. De nem titkolt szándékunk az sem, hogy kedvet is szerettünk volna csinálni főleg fiataljaink számára az amatőrmozgalomba való bekapcsolódáshoz. Jöj-

jenek köztük, ismerjék meg a rádiózás, a rövidhullámzás szépségeit, melyet ha egyszer megszerettek, soha nem fognak elhagyni. Az amatőrizmus műveltséget, jó szakképzettséget jelent és tételez fel, hasznos az egyének, hasznos a társadalomnak egyaránt. A mi mozgalmunk ápolja a népek közötti barátságot és megértést, mert békében szeretne élni, alkotni és dolgozni.



**SP2IW**

Lengyelország

Búcsúzzunk  
amatőr köszöntéssel:

Gud luck,  
hope cuagn  
es  
vy best DX  
mni 73!  
de HA 5 BT



THANKS FOR QSO OLE MAN.

**Z E 6 J J**

RHODESIA  
R.S.S.R.

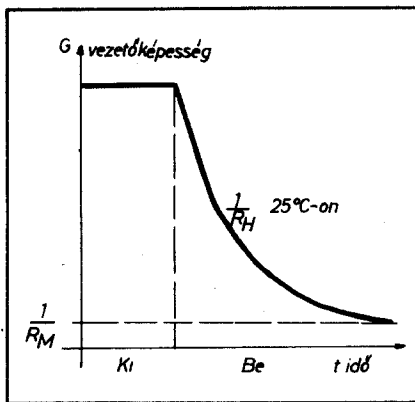
Rhodesia

# 22 érdekes tranzisztoros kapcsolás

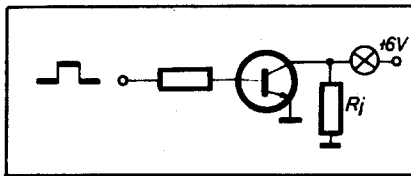
Németh János és Szilávikné Hamza Éva okl. villamosmérnökök

## 1. Jelző izzó bekapcsolási áramának csökkentése

Elektromos műszerekben és berendezésekben a különböző működési fázisokat, bekapcsolási állásokat automatikusan jelezni kell. Ezt legtöbbször optikai úton oldják meg úgy, hogy a kijelzés izzólámpákkal történik. Az elektroncsövekkel működő műszereknél a kijelzést egyszerűen glimmlámpával vagy számjelző csövel biztosíthatjuk, mert az erősítő és a kapcsoló elemek tápfeszültsége viszonylag magas. Tranzisztoros műszereknél a kijelzés megoldása az alacsony tápfeszültség következtében izzólámpákkal lehetséges. Az izzólámpa izzószálának ellenállása kikapcsolt (hideg) állapotban igen alacsony érték. Ennek következtében a bekapcsolás pillanatában az izzólámpa áramfelvétele magas. Az izzószál felmelegedése révén az átfolyó áram addig csökken, amíg eléri az üzemi értéket. Egy izzólámpa vezetőképeségének változását az idő függvényében mutatja az 1. ábra. A kikapcsolt izzólámpa fűtőszálának ellenállása  $R_H$  kb. tízede az üzemi ellenállásnak ( $R_M$ ). Így a bekapcsoláskor fellépő csúcsáram mintegy tízszerese az üzemi áramnak. Ha például egy tíz jegyből álló számot kell kijeloznünk izzólámpa segítségével akkor 10 db 6 V 200 mA-es izzót használva a bekapcsoláskor fellépő csúcsáram 20 A körül van. Az izzólámpák élettartamának növelése érdekében az üzemi feszültséget célszerű alacsonyabbra választani mint a lámpák névleges feszültsége. Hordozható műszereknél a rázás állóság érdekében célszerű nagy üzemi áramú — vastag izzószálú — lámpákat alkalmazni. E két utóbbi tényből kifolyólag a bekapcsolási csúcsáram még tovább nő.

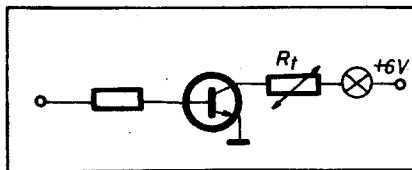


1. ábra. Izzólámpa izzószál ellenállás változása



2. ábra. Izzólámpa bekapcsolási csúcsáramcsökkentése előfűtéssel

Akkor, ha a kijelző rendszer és a műszer elektronikáinak üzemeltetése egy tápegységről történik a tápegység megvalósítása a kijelzőrendszer bekapcsolási csúcsáramának következtében komplikált, mert a bekapcsolás időpillanatában bekövetkező tápfeszültség csökkenést el kell kerülni. Ha az elektronika üzemi áramfelvétele 4 A, akkor az előzőben felvett példa alapján a tápegységet 24 A csúcsáramra kell méretezni annak ellenére, hogy az állandó terhelő áram legfeljebb 6 A. A kijelző rendszer csúcsárama következtében a készülék súlya, térfogata megnő, hatásfoka lecsökken, nagyobb teljesítményű kapcsolótranzisztorokat kell alkalmazni. Az idézett hiányosságok elkerülésére több megoldást ismertetünk.



3. ábra. Termisztoros kompenzálás

### A. Az izzólámpa előfűtése

Az izzólámpa bekapcsolásakor fellépő csúcsáramot az izzólámpa előfűtésével jelentősen csökkenteni lehet. A megoldást a 2. ábrán mutatjuk be. Az  $R_i$  ellenálláson keresztül az izzó kikapcsolt állapotában áram folyik. Ez az áram még nem izzítja fel a lámpát, de ellenállását jelentősen megnöveli. A kapcsoló tranzisztort így kisebb kapcsolási teljesítményre kell igénybe venni. Ennek a megoldásnak az a hátránya, hogy a tartós „előizzítás” következtében a lámpa élettartama lecsökken, a tápegység állandó terhelése megnő és veszteségi teljesítmény disszipálódik az  $R_i$  ellenálláson.

### B. Termisztoros kompenzálás

A bekapcsolási áram csökkentése úgy is lehetséges, hogy az izzólámpával sorba egy termisztort kötünk  $R_i$ . A kapcsolás a 3. ábrán látható. A legtokéletesebb kompenzáció ak-

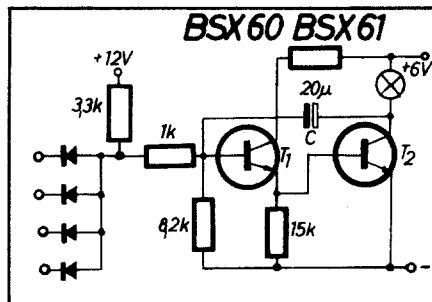
kor adódna, ha az izzó és termisztor ellenálláskarakterisztikája az adott munkapontban kompenzálná egymást. Ilyen ideális kompenzációt az adott elrendezésben nem lehet megvalósítani. A kapcsolás egyik hátránya az, hogy az egész lámpaáram keresztül folyik a termisztoron, így az izzólámpára jutó feszültség lecsökken. A termisztoron veszteségi teljesítmény disszipálódik. Előnye a kapcsolásnak az előfűtéses megoldással szemben az, hogy a szükséges állandó összáram kisebb.

### C. Visszaesatolásos kompenzáció

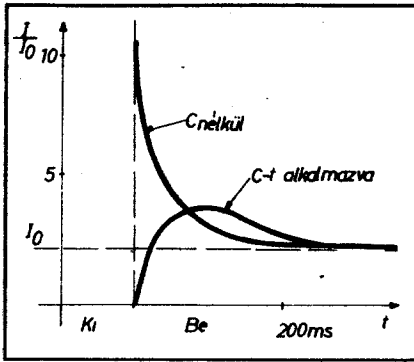
A 4. ábrán látható elrendezés a legnagyobb bekapcsolási áramcsökkenést eredményezi. Az áramkörben a kapcsoló tranzisztor kimenetét a bemenetre vezetjük vissza, így az előző pontokban említett hátrányokat kiküszöbölhetjük. A lámpafeszültséget csak a kapcsoló tranzisztoron eső maradék feszültség csökkenti. A C kondenzátoron keresztül történő visszacsatolással a bekapcsolási áram az üzemi áram kétszeresére csökken le. Az izzólámpa bekapcsolási ideje ugyan megnő, de ez a kijelzésben nem okoz számottevő késleltetést. A kapcsoló tranzisztor tervezésénél arra kell ügyelni, hogy a hosszabb kapcsolási idő esetén se lépjük túl a megengedhető disszipációt. Az 5. ábrán a kapcsolási folyamat időáram karakterisztikája látható visszacsatolt és visszacsatolás nélküli esetben.

### 2. Hangfrekvenciás szűrő és oszcillátor, rezgő fémhuzallal

Alacsony, 1000 Hz-nél kisebb frekvenciára hangolt rezgőkörök jósága legtöbbször nem haladja meg az 5—15-nél nagyobb értéket. Ha alacsony frekvenciás szűrőt akarunk építeni, akkor kettős T kapcsolásban LC elemeket célszerű alkalmazni. Ebben az esetben az átviteli karakterisztika Q-ja valamivel nagyobb az előzőben említett értéknél. Nagy szelektivitású alacsonyfrekvenciás szűrőt visszacsatolt —



4. ábra. Visszaesatolásos kompenzáció

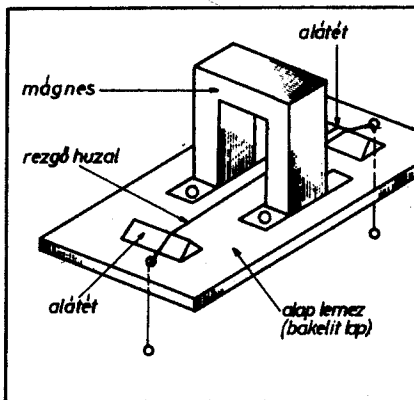


5. ábra. A kapcsolási folyamat időáram karakterisztikája

aktív elemét tartalmazó — áramkörök segítségével is megvalósíthatunk, de az ilyen kapcsolások hőmérsékletváltozásra és a tápfeszültség ingadozására megváltoztatják átviteli tulajdonságaikat, egyezőval instabilak.

Viszonylag egyszerű felépítésű és nagyjóságú alacsonyfrekvenciás rezgőkört mutatunk be a 6. ábrán.

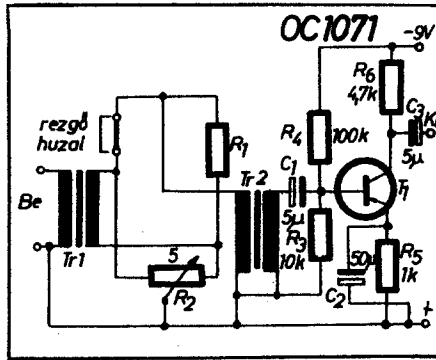
A „rezgőkör” működési elve a következő. A mágnespatkó két végére lágyvas lemezeket erősítünk és az ábrán látható módon a két sarok között kialakult mágneses térben egy fémhuzalt feszítünk ki. Ha a huzal két végére hanggenerátort kapcsolunk, melynek frekvenciáját változtatjuk egy a huzal anyagától és méretétől függő frekvencián a huzal berezeg. A rezgő huzal Q-ja rézhuzal esetén 600 fölött van 1000 Hz körüli rezonancia frekvencián. Ha a rezgő huzal anyaga réz, viszonylag nagy mágneses térre van szükség. A megépített konstrukciónál a mágneses patkó súlya kb. 10 dkg volt és a fémlamezek közötti légréz 4 mm-re lett beállítva. A huzal pontosan a légréz középvonalában lett kifeszítve és a két vége forrasztással rögzítve. A két műanyag alátét feladata a huzal feszítése. Műanyag alátétként fésűfogat alkalmazhatunk. A zománcot a vörösréz huzalról dörzspapírral el kell távolítani, mert a huzal jóságát a zo-



6. ábra. Fémhuzalos mechanikai rezgőkör elrendezése

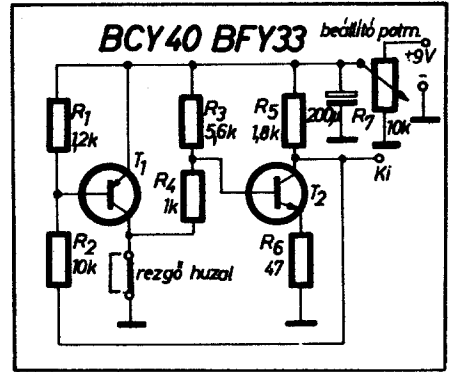
mánc lecsökkenti. A rezgő huzal hosszúsága  $f = 1000$  Hz esetén  $\sim 15$  cm, átmérője 0,1—0,2 mm. Meredekebb átviteli karakterisztikát érhetünk el úgy, hogy a huzalt félhosszúságban befogjuk és megnyújtjuk. Így a huzal hossza mentén két keresztmetszet jön létre. Ez a két különböző átmérőjű huzalszakasz két, felsőkapacitív csatolású rezgőkörnek felel meg, így az átviteli karakterisztika meredeksége megnő. A vörösréz huzal rezonancia rezonancia frekvenciája a hőmérséklettől függ. Jobb hőfoktényezőjű rezonátort készíthetünk 0,1 mm átmérőjű nikkelhuzalból.

1—2 Hz 3 dB-es sáv szélességű erősítőt készíthetünk rezgőhuzal rezonátorunk segítségével (7. ábra).



7. ábra. Keskenysávú rezgőhuzalos erősítő

A rezgőhuzalt hídba kapcsoljuk. A hídba kapcsolt  $R_1$  ellenállás ugyan olyan hosszúságú huzaldarab mint a rezgőhuzal. Az  $R_2$  potenciométerrel a híd a huzal rezonancia frekvenciájához közeli frekvencián kiegyenlítjük. Ha a bejövő jel frekvenciája megegyezik a huzal rezonancia frekvenciájával a huzal berezeg, impedanciája megváltozik, a híd egyensúly felborul és a kimeneten megjelenik a bemenő jel. A  $Tr_1$  és  $Tr_2$  transzformátorok illesztik a híd meglehetősen alacsony be és kimenő impedanciáját. A  $Tr_1$  le, a  $Tr_2$  feltranszformál. Mindkét transzformátorként tranzistoros rádió kimenő transzformátort alkalmazhatjuk. Az erősítő erősítése kiegyenlített híd mellett kb. 4. Nagy bemenő szint esetén a huzalrezonátor „túlvezérlődik”, így egyébként az 1000 Hz-es rezonancia frekvencia mellett az erősítő kimenetén 500 Hz-es meghajtó-jel esetén is megjelenik a bemenő jel. Ezt úgy kerülhetjük el, hogy a bemenetre max. 50 mV-ot adunk. A kimenő jel ekkor kb. 200 mV. A sáv szélesség 1,6 Hz. A rezgőhuzalt oszcillátorban is felhasználhatjuk. A 8. ábrán látható oszcillátor 1000 Hz-en működik. Az  $R_1$  potenciométerrel a kimenő jel torzítását csökkenthetjük. A torzítás 400 mV-os kimenő jel esetén 8%, 100 mV-os kimenő jel mellett 3%. Ha a kapcsolásban komple-

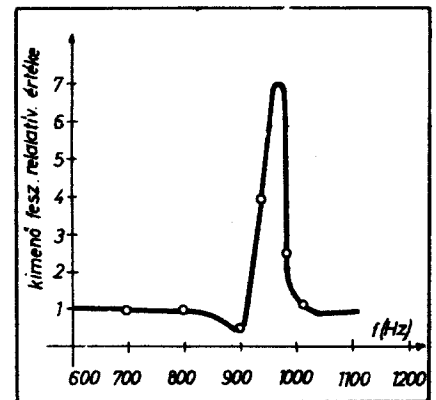


8. ábra. Rezgőhuzalos oszcillátor

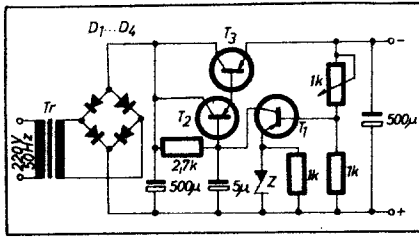
menter tranzisztorokat használunk (AC 127, AC 128) akkor a torzítás tovább csökken. Célszerű nagy  $\beta$ -jú példányokat alkalmazni.

A rezgő huzal rezonanciafrekvenciáját a huzal feszítésének változtatásával változtatni lehet. A feszítést egy csavar segítségével oldhatjuk meg.

A megépített egységnek a rezonanciafrekvencia 750—1500 Hz között volt változtatható. Akkor ha a mágnes térereje kicsi az oszcillátor kimenőfeszültsége négyszög alakú lesz. Ilyenkor az  $R_6$  ellenállást célszerű megnövelni 100—150 ohmra. A mágnes térerősségének növelése megnöveli a rezgőhuzal impedanciáját és kisebb torzítású kimenőjelet kapunk. A huzal frekvenciáját hosszának és átmérőjének változtatásával lehet változtatni. Az alsó frekvencia határ kb. 100 Hz a felső 20 kHz körül van. A rezgőhuzal átviteli karakterisztikáját a 9. ábrán mutatjuk be. A rezgőhuzal rezonátor kommunikációs rendszerben, hullám-analizátorban valamint egyszerű hangfrekvenciás oszcillátorokban jól felhasználhatjuk. A mágnes megfelelő geometriai kialakításával viszonylag kisméretű egység építhető. A rezonátor egységet úgy is kialakíthatjuk, hogy egy mágnes sarkai között több, különböző frekvenciára hangolt huzalt feszítünk ki és kapcsoló segítségével a hídban cserélhetjük



9. ábra. A rezgőhuzal átviteli karakterisztikája



10. ábra. Tranzisztoros hálózati tápegység

a rezgő huzalt. Ha a huzal anyaga különleges Fe-Ni ötvözet, pl. Ni Span-C, a rezonátor hőfoktényezője kisebb lesz mint  $10^{-4}/C^{\circ}$ . Az elhangolódás elkerülése érdekében a rezonátor egységet mechanikailag stabilan kell elkészíteni.

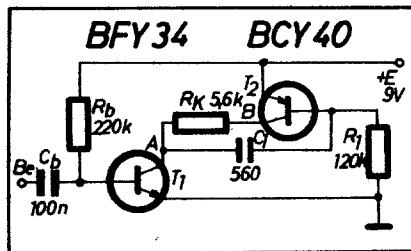
### 3. Tranzisztoros hálózati tápegység

A következőkben ismertetésre kerülő tápegység 8–14 V között változtatható stabil egyenfeszültséget ad (10. ábra). A hálózati feszültség gyakorlatilag állandó. A tápegység kimenő ellenállása alacsony, ezért SSB exiter táplálására kiválóan alkalmas. A hálózati transzformátor szekunder feszültsége 15–20 V között legyen. Az egyenirányító a Graetzbe kapcsolt D1–D4 diódákból áll. Diódának Siek4 típust alkalmazhatunk. A T3 tranzisztor áteresztő stabilizátorként működik. A T3 tranzisztort egy kétfokozatú szabályozó erősítő vezéri. (T1, T2.) A referencia feszültséget a T1 emitterében található ZG6 zenerdióda szolgáltatja. A tápegység működése egyébként megegyezik a már ismert áteresztő tranzisztoros feszültségstabilizátorok működésével. A tápegységből kivethető maximális áram 1 A. Ilyenkor arra kell ügyelni, hogy a hálózati transzformátor szekunder feszültsége 12 V alá ne csökkenjen, mert ekkor már az erősítő nem szabályoz. Az egész tápegységet egy 50×160 mm-es lemezre megépíthetjük. 200 mA-nél kisebb ter-

helő áram esetén a diódákat és az áteresztő tranzisztort nem kell hűtőlemezre szerelni. T3 tranzisztorként AD 162 típust alkalmazhatunk. T2 AC 128, T1 pedig AC 125 lehet. A szabályozó tranzisztorok áramerősítése közepes kollektoráramnál legalább 50 legyen.

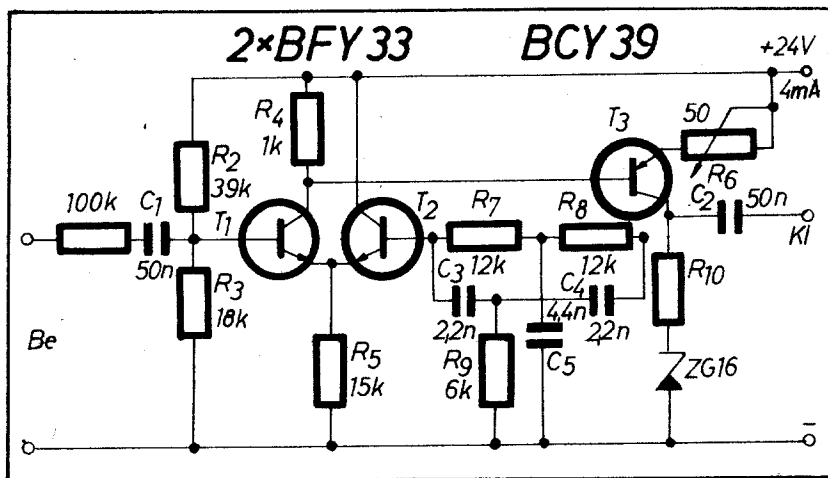
### 4. Keskenysávú szűrő kettős T híd

A 11. ábrán egy keskenysávú hangfrekvenciás erősítő elvi kapcsolását mutatjuk be. A kettős T híd ellenállásai és kondenzátorai 1%-osak. A hídiban ciszteru fémréteg ellenállásokat és polisztirol kondenzátortokat alkalmazni. A kapcsolás feszültség erősítése 160. Maximális bemenőfeszültség 20 mV, a kimenőfeszültség 4,2 V. A kapcsolás kettős T hídjával a középfrekvencia 6 kHz.

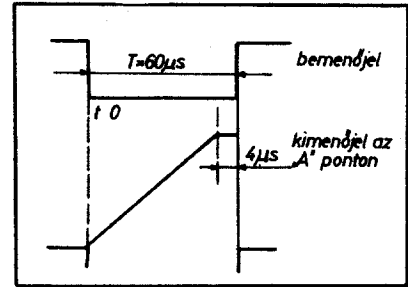


12. ábra. Komplementer tranzisztoros fűrészelgenerátor

Az átviteli karakterisztika jósága 0,25–450 között változtatható  $R_s$  segítségével. Ha  $R_s = 10 \text{ ohm}$ ,  $Q = 155$  és a sávzélesség 40 Hz körül van. 24 V-os tápfeszültség mellett az áramfelvétel 4 mA. A bemutatott kapcsolás három pilotjelet szűr ki egy vezetékes kommunikációs rendszerben. A három jelnek természetesen különböző kettős T híd felel meg. A T1 és T2 tranzisztorok BFY 33 a T3 AC 125 vagy BCY 39 lehetnek. A kapcsolás egyen és váltóáramú stabilitása jó, felépítése egyszerű.



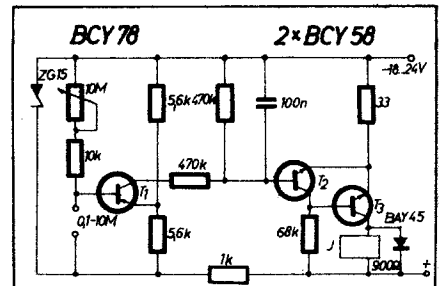
11. ábra. Keskenysávú erősítő kettős T-híddal



13. ábra. Kimenőjel a T1 tranzisztor kollektorán

### 5. Komplementertranzisztoros fűrészelgenerátor

A 12. ábrán egy egyszerű komplementertranzisztoros fűrészelgenerátort láthatunk. A kapcsolás minimális alkatrészrel pozitív fűrészeljelet állít elő. Az áramkör kimenő jelének linearitása jó és visszafutási ideje kicsi. A kimenőfeszültség amplitúdója megegyezik a tápfeszültség nagyságával. A kimenőjelet az „A” ponton — T1 tranzisztor kollektorán — a 13. ábrán láthatjuk. Indulásnál, amikor mindkét tranzisztor telítésben van az A ponton levő potenciál jelentéktelenül kis érték és a B ponton — a T2 kollektorán — a feszültség megegyezik a telepfeszültséggel. Ha a bemenetre



14. ábra. Érzékeny kapcsoló erősítő

a 13. ábrán látható jelet adjuk akkor a  $t=0$  időpillanatban a T1 tranzisztor lezár. Mivel  $R_k \ll R_1$  a  $C_1$  kapacitás kisül  $I_{c1}$  konstans árammal. A T1 tranzisztor kollektor árama következő összefüggés alapján számítható

$$I_{c1} \sim \frac{\alpha_2 \cdot E}{R_1}$$

ahol  $\alpha_2$ : a T2 földelt bázisú áramerősítési tényezője,

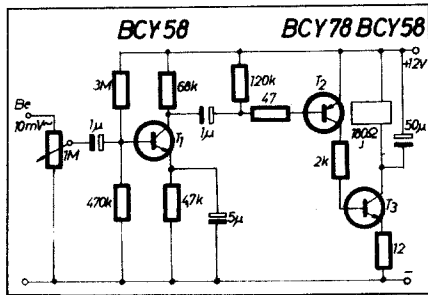
E: a tápfeszültség

Az A ponton a feszültség exponenciálisan változik T időállandóval ahol:

$$T = \frac{R_2 \cdot C_1}{\alpha_2}$$

Kapcsolásunkban a T1 tranzisztor úgy működik, mint egy kapcsoló és a T2 tranzisztor szolgáltatja  $C_1$  konstans kisütőáramát. A jó linearitást a konstans kisütőáram bizto-





15. ábra. Kapcsolóerősítő váltó bemenettel

sítja. Az áramkörben  $C_1$  csillám-kondenzátor, az ellenállások jó hőfoktényezője fémréteg ellenállások. A BCY 40 és BFY 34 tranzisztorokat helyettesítő típusként alkalmaztuk az eredeti kapcsolás 2 N 869 és 2 N 2369 típusai helyett.

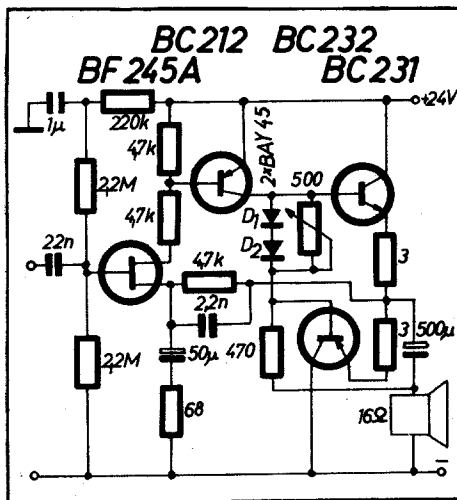
### 6. Érzékeny kapcsolóerősítő

A 14. ábrán egy univerzálisan felhasználható érzékeny kapcsolóerősítőt láthatunk. Erősítőnk bemenetére 100 kohm—10 Mohm kimenő ellenállású érzékelőelemet kapcsolhatunk. A mérőkör hídkapcsolású, melynek nullázó ágában van a T1 tranzisztor bemenete. A P1 potenciométerrel a megszólalási szintet lehet a kívánt határra beállítani. A kimeneten megfelelő bemenőszint esetén a J jelfogó meghúz. A kapcsolás műszaki adatai a következők:

- Tápfeszültség: 18—24 V
- Üzemi áram: 30 mA
- A mérőérzékelő beállítható megszólalási ellenállása: 100 kohm—10 Mohm.
- Pontosság:  $\pm 1\%$
- Hőmérséklet drift:  $2\%/^{\circ}\text{C}$
- Maximális környezeti hőmérséklet:  $+70^{\circ}\text{C}$

### 7. Kapcsolóerősítő váltó bemenettel

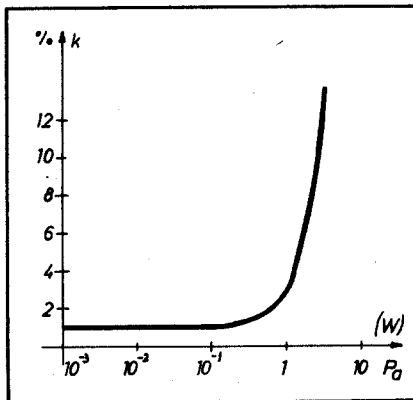
A 15. ábrán váltóáramú bemenetű kapcsolóerősítő elvi kapcsolási rajz-



16. ábra. Transzformátor nélküli HF erősítő

zát mutatjuk be. A T1 tranzisztor egyszerű földelt emitteres „A” osztályú erősítő. Kollektoráról a felerősített bemenő jel a T2 és T3 „B” osztályban működő komplementer tranzisztorpár bemenetére kerül. A két utóbbi tranzisztor a bemenő jel negatív félhullámát tovább erősíti. A jelfogóval párhuzamosan kötött kondenzátor a kimenő jel megfelelő szűréséről gondoskodik. A „megszólalási” érzékenységet a bemeneten levő potenciométerrel lehet beállítani. A kapcsolás műszaki adatai a következők:

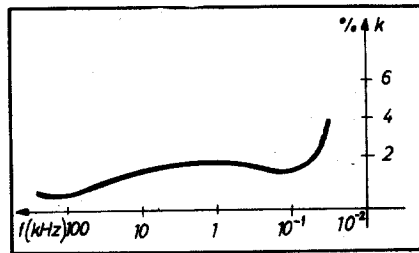
- Tápfeszültség: 12 V
- Üzemi áram: 0,14—25 mA
- Bemenő küszöb feszültség:  $+25^{\circ}\text{C}$ -nál 8 mV
- $-20^{\circ}\text{C}$ -nál 10 mV
- Üzemi frekvencia: 40 Hz—2 kHz
- Környezeti hőmérséklet:  $-20^{\circ}\text{C}$ — $+60^{\circ}\text{C}$
- Jelfogó tekercs ellenállás: 180 ohm



17. ábra. A HF erősítő kimenőteljesítmény — torzítás karakterisztikája

### 8. Transzformátor nélküli alacsonyfrekvenciás erősítő

A 16. ábrán a legkorszerűbb transzformátor nélküli hangfrekvenciás erősítők egy kapcsolási példáját láthatjuk. A BC 231 és BC 232 komplementer T1-Silect tranzisztorok új tokozási megoldása lehetővé teszi, hogy 10—12 cm<sup>2</sup> hűtőfelület felhasználásával 3 W kimenőteljesítményű erősítőt építsünk. 24 V tápfeszültség esetén optimális illesztést kapunk a 16 ohm impedanciájú hangszóróhoz. A végfokozat az előzőekben már említett komplementer párból áll. A meghajtó tranzisztor földelt emitteres kapcsolású BC 212 típusú tranzisztor, melynek kollektorellenállása a kivezérlési tartomány növelése érdekében ún. „utánhúzó” megoldásban csatlakozik a hangszóróra. Előerősítőként egy FET került felhasználásra. A bemenőfokozat erősítése és bemenőimpedanciája nagy. A T1 emitterére csatlakozó negatív visszacsatolás a torzítást lecsökkenti. A T1 bázisát a tápfeszültség felére állították be. Az emitterre kötött negatív visszacsatoló RC tag hőmérsékletingadozás esetén egyen-  
áramulag is stabilizálja az erősítőt.

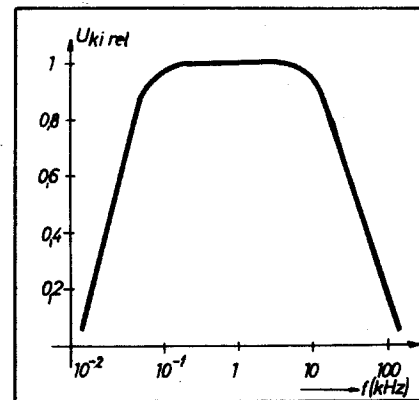


18. ábra. A HF erősítő frekvencia — torzítás karakterisztikája

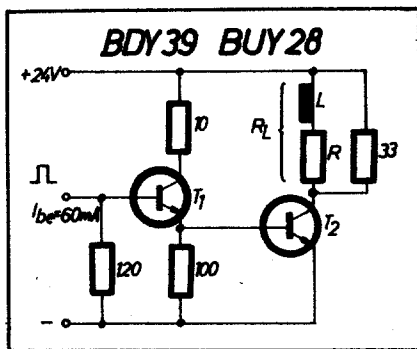
A végfok nyugalmi áramát két szilícium dióda segítségével stabilizáljuk. Az 500 ohm-os trimmer potenciométerrel a végfok nyugalmi áramát 10 mA-ra kell beállítani. A 17. ábrán az erősítő kimenőteljesítmény — torzítás, a 18. ábrán a frekvencia — torzítás karakterisztikáját adjuk meg. A 19. ábra az áramkör átviteli karakterisztikáját mutatja. Megjegyezzük, hogy az áramkör viszonylag kevés kondenzátort tartalmaz és alapját képezte egy már időközben kifejlesztett 20 W kimenő teljesítményű integrált hangfrekvenciás erősítőnek.

### 9. Tranzisztoros kapcsoló inductív terhelésre

Induktív terhelés lekapcsolásánál a kapcsolásnál annál magasabb visszahatási feszültség lép fel, minél rövidebb a kapcsolási idő. A BUY 28 tranzisztor a nagy zárófeszültség következtében viszonylag nagy induktivitást tud kapcsolni igen rövid idő alatt. A 20. ábrán látható áramkörben a BUY 28 tranzisztor egy olyan tekercs bekapcsolását végzi el, melynek induktivitása 38 mH, ohmos ellenállása 3 ohm, üzemi feszültsége 28 V és 200 W teljesítményt vesz fel. A kapcsolási rajzon látható  $R_p$  ellenállás segítségével a visszaindukált feszültséget olyan mértékben sikerült csökkenteni, hogy az biztonságosan alatta maradjon a BUY 28 típusú tranzisztor  $U_{OBR} = 420$  V megengedett értékének. A kísérletek azt mutatják, hogy a



19. ábra. Transzformátor nélküli HF erősítő átviteli karakterisztikája

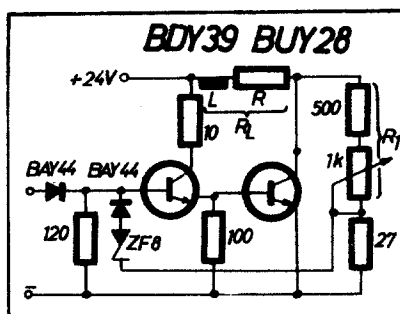


20. ábra. Tranzisztoros kapcsoló induktív terhelésre

megengedhető nagy  $U_{CEB}$  következtében a párhuzamos védődióda használata nem szükséges. A paralel védő ellenállás következtében a bekapcsolt állapotban fellépő járulékos áramfelvétel nem jelentős. A BUY 28 tranzisztor az adott kapcsolásban már 100 ohmos emitter ellenállással a 120 ohmos bázisellenállással megfelelően lezár, így az emitterkörben szokásos dióda alkalmazása is feleslik. Az áramkörrel elérhető kapcsolási idő 1,5 ms körül van. Ennyi idő alatt az induktivitáson folyó áram az 1/4 részére csökken. A 21. ábrán látható áramkörben a kapcsoló tranzisztorra visszaindukált feszültséget diódával határolhatjuk. Az  $R_1$ ,  $R_2$  feszültségosztón keresztül a kapcsoló tranzisztoron levő zárófeszültség egy része egy kisteljesítményű zener dióda segítségével a meghajtott tranzisztor bázisára van visszavezetve. A potenciométerrel a visszavezetett feszültségamplitúdó szabályozható. Az áramkörben a visszaindukált feszültség és a kapcsolási idő között összefüggés van. A kapcsolási idő az adott áramkörben 0,8 ms-ra csökkenthető.

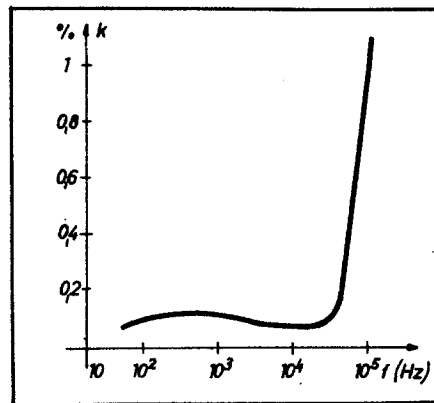
#### 10. Hi-Fi erősítő 30 V/20 W.

A BD 130 típusú tranzisztorral 20 W kimenőteljesítményű hangfrekvenciás erősítőt építhetünk. A 22. ábrán bemutatott hangfrekvenciás erősítőkapcsolásban a teljesítmény tranzisztorokat (T4, T5) szilícium komplementer párral (T2, T3) BC 140 és BC 160 tranzisztorokkal

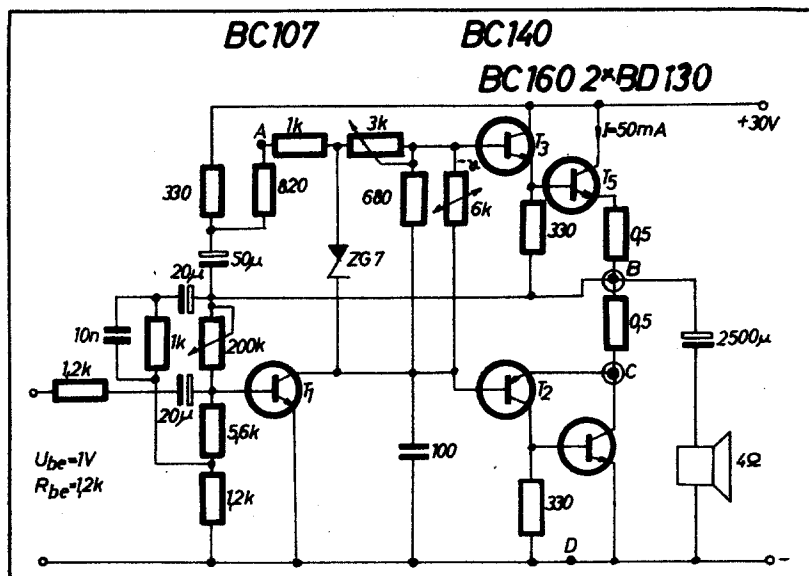


21. ábra. Visszacsatolt tranzisztoros kapcsoló induktív terhelésre

vezéreljük. A kapcsolás átviteli tulajdonságai eleget tesznek a Hi-Fi követelményeknek. A lehető legkisebb torzítás érdekében a vezérlő jel mindkét félhullámát az előerősítőnek azonos mértékben kell terhelni. Ha a T2 tranzisztor emitterét az ismert módon a végfok „B” pontjára kötjük, akkor a fázisfordító fokozat két tranzisztorának (T2, T3) bemenőellenállása különbözik. Az adott kapcsolásban a T2 emittere közvetlenül a T4 kollektorára csatlakozik, így alacsony torzítást érhetünk el és a végfokozatot teljesen ki tudjuk vezérelni. A végfok tranzisztorainak veszteségi teljesítménye túlvezérlésnél és magas frekvenciánál jelentősen megnő. A BD 130 tranzisztorok relatív magas hőkapacitása és a megengedhető



23. ábra. A Hi-Fi erősítő torzítás-frekvencia karakterisztikája

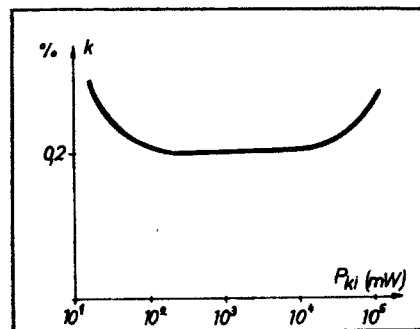


22. ábra. Hi-Fi erősítő 30 V/20 W

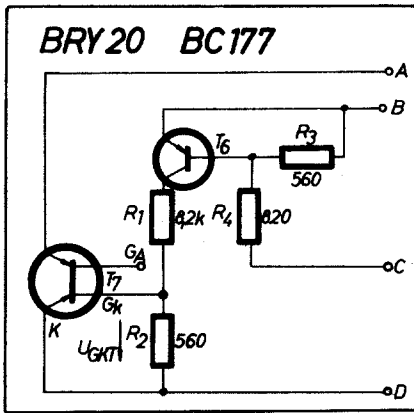
magasabb zárórég hőmérséklet igen jó termikus tulajdonságot biztosít.

A végtranzisztorok hűtőlemez meleg ellenállásának 5,5 °C/W-nak kell lennie tranzisztoronként. A 23. ábrán a torzítás-frekvencia, a 24. ábrán a torzítás-kimenő teljesítmény függését mutatjuk be. A végfok védelmére ajánlatos egy rövidzár védőkapcsolást alkalmazni. A védőkapcsolást a 25. ábrán láthatjuk. Az áramkör egy BC 177 PNP tranzisztorból és egy átkapcsolható tirisztor tetródából BR Y 20-ból áll. A két kapcsolást (22. és 25. ábra) a megfelelő betű jellel ellátott pontoknál kell csatlakoztatni. Az elektronikus biztosító bemenete egy feszültségosztón keresztül a T4 végtranzisztor kollektorára („C” pont) csatlakozik. Amint a T4 kollektor ellenállásán a végfok áramának növekedése következtében a feszültség egy meghatározott szintet elér a T6 tranzisztor vezetni kezd, átkap-

csolja a T7 tirisztor tetródát a  $G_k$  vezérlő elektródán keresztül. Mielőtt a tirisztor tetróda átkapcsol az „A” ponton keresztül a meghajtott tranzisztorok (T2, T3) bázisa a testre kötődik. A végtranzisztorok addig maradnak lezárva, amíg az erősítőt újra be nem kapcsoljuk. A biz-



24. ábra. A Hi-Fi erősítő torzítás-kimenőteljesítmény karakterisztikája



25. ábra. Védőkapcsolás a végfok védelmére

tosító áramkör kb. 3 A-es áram esetén szólal meg. Ekkor a végfok „B” pontjának feszültsége +9,5 V körül van. Az erősítő elektromos specifikációs adatai a következők:

Tápfeszültség: 30 V

Üzemi áram max. kimenő teljesítmény mellett: 1 A

A szükséges meghajtó feszültség  $P_{ki} = 15 \text{ W}$  esetén 1 V

Bemenő ellenállás: 1,2 kohm

Torzítás: 5 W kimenőteljesítménynél: 0,2%, 20 W kimenőteljesítménynél: 1%

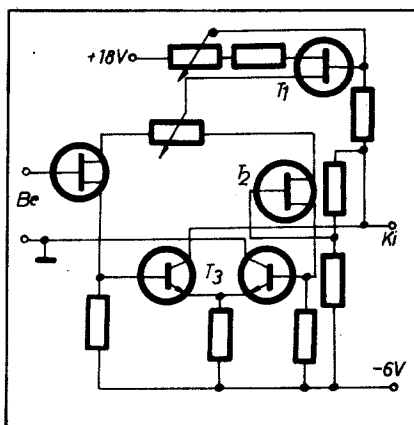
Terhelőellenállás: 4 ohm

Az átviteli karakterisztika 3 dB pontjai: 16-Hz és 25 kHz

Jel és zajtávolság: > 80 dB 200 ohmos generátor belső ellenállás és 50 mW kimenőteljesítmény mellett.

### 11. FET erősítő

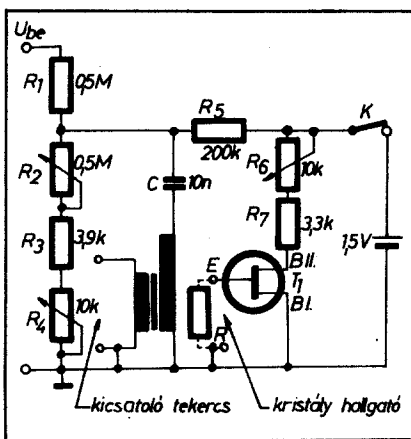
A 26. ábrán látható FET erősítő különlegesen nagy bemenőellenállású. Az áramkör T2 eleme egy közös házba épített fieldeffect tranzisztor pár, mely differenciális erősítőként működik. A kapcsolás bilentéséhez szükséges vezérlő áram kisebb mint  $10^{-8} \text{ A}$ , sávszélessége 2 MHz. Az áramkör stabilitásának előfeltétele a megfelelő stabilizált tápegység.



26. ábra. FET erősítő

### 12. Műszer nélküli egyenfeszültségmérés

A következőkben egy egyszerű kivitelű és megfelelő pontosságú egyenfeszültségmérés kapcsolást mutatunk be. Az áramkörben egy ún. unipoláris tranzisztor került felhasználásra (27. ábra). A mérendő feszültség az  $R_1, R_3, R_4$  ellenállásokból álló feszültségosztóra kapcsolódik. A leosztott bemenő feszültséget az  $R_5$ -ellenállás kapcsoló felőli oldalán (K) levő telepfeszültséggel hasonlítjuk össze. Addig amíg a bemenő feszültség leosztott értéke nem egyezik meg a referencia feszültséggel az unipoláris tranzisztor oszcillál és az indikátor fejhallgatóon bűgő hangot hallunk. Minél jobban megközelíti egymást a mérendő és referencia feszültség értéke annál inkább csökken a frekvencia. A bemenő osztó potenciométerét skáláz-

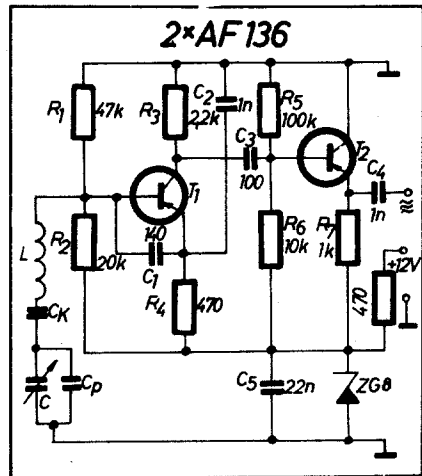


27. ábra. Műszer nélküli egyenfeszültségmérés

hatjuk. A méréshatár 0—500 V között van. A mérőműszer bemenő ellenállása 500 kohm. Feszültség forrásként egy 1,5 V-os higany akkumulátort célszerű alkalmazni, melynek feszültségstabilitása és élettartama megfelelő. Indikátorként a megépített készüléknél egy 1 Mohm belső ellenállású kristályfejhallgatót alkalmaztak (E pont).

### 13. Tranzisztoros VFO

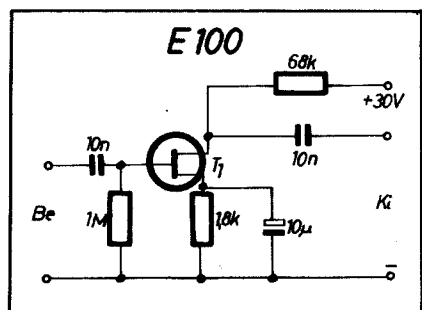
A 28. ábrán látható tranzisztoros VFO kapcsolás olyan, hogy eleget tesz az SSB üzemmód stabilitási követelményének is. Azért, hogy a terhelésváltozás frekvenciaelhúzó hatását kiküszöböljük az egyébként ismert felépítésű T1 oszcillátor kimenetére a T2 emitterkövető fokozat csatlakozik. Az emitterkövető kimenetéről a jelet árnyékolt kábelben vezetjük a keverőfokozat bemenetére. Az oszcillátor frekvenciáját az SSB frekvencia tervének megfelelően választhatjuk meg. A megépített kapcsolás frekvenciája 2,2—2,55 MHz között változtatható. A tápfeszültség stabilizált 12 V.



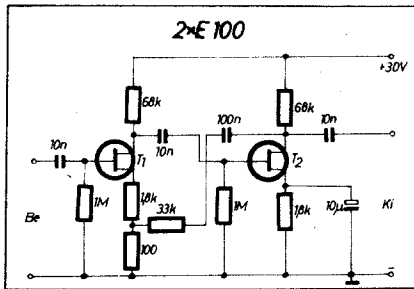
28. ábra. Tranzisztoros VFO

A tápfeszültséget még a ZG 8 zenerdiódával külön az oszcillátor bemenetén stabilizáljuk. A zeneráram 8—10 mA legyen. A VFO-t mechanikailag stabilan kell megépíteni. Az egész áramkör egy kisméretű szerelőlapon elfér. Az ellenállásokat és kondenzátorokat függőlegesen szereltük a kis méret érdekében. Induktivitásként ferrit gyűrűre tekert tekercset alkalmaztunk — a rezgőkör hőfok-kompenzált. A szerelt áramkör paneljét egy  $2 \times 500 \text{ pF}$ -os légforgó öntvényházába építettük be. Az egyik forgó lemezcsoportot el kell távolítani. A tranzisztorokat a forgókondenzátor fémházára kell felerősíteni. Ezáltal megfelelő melegvezetést érhetünk el és VFO-nk stabil lesz. A forgókondenzátor megmaradt oldalát hangolásra használhatjuk fel (C).

A T1 és T2 tranzisztorok határfrekvenciája a szükséges VFO frekvenciától függ. Az ismertett kapcsolásban OC 170, AF 136 tranzisztorokat, vagy ezeknek megfelelő más típust is alkalmazhatunk. Az ismertett VFO konstrukció mechanikailag stabil, könnyen szerelhető egység. A gyors környezeti hőmérsékletváltozás a VFO frekvenciáját megváltoztatja, ezért különösen magasabb üzemi frekvencia esetén az egész szerelvényt célszerű egy kettős



29. ábra. Alacsonyfrekvenciás FET erősítő  $A = 50$

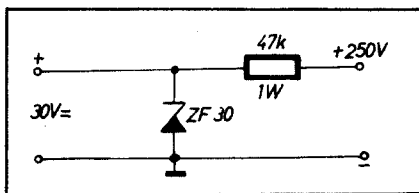


30. ábra. Alacsonyfrekvenciás FET erősítő  $A=100$

fémfalú — a fémfalak között hőszigetelő anyaggal bélelt — dobozba tenni. Ez az egész egység méretét ez megnöveli, de a frekvencia stabilitás megjavul.

#### 14. Alacsonyfrekvenciás FET erősítő

Milyen előnyei vannak az alacsony frekvenciás FET erősítőnek? Először a megvalósítható bemenőellenállás megfelel a csöves erősítők bemenő ellenállásának tranzistoros áramköri méretek mellett, viszonylag alacsony tápfeszültség esetén.



31. ábra. A hangfrekvenciás FET erősítő tápegysége

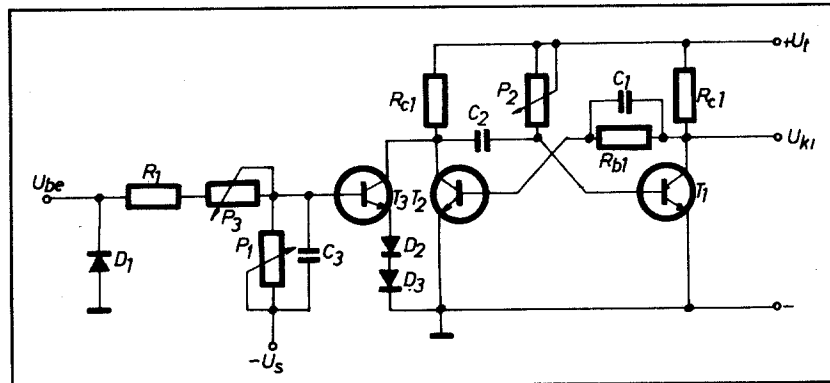
Másodszor nagy bemenőellenállás következtében nem szükséges csatoló elemként elektrolit kondenzátorokat alkalmazni, így a normál tranzistoros erősítőkhez képest a méret tovább csökkenthető és az erősítő megbízhatóbb. A 29. ábrán bemutatott egyfokozatú FET erősítő feszültséggerősítése 50. A legnagyobb kimenő váltó feszültség  $3 V_{eff}$ . Ha a tápfeszültséget csökkentjük az emitter és kollektor ellenállás értékét is csökkenteni kell. Természetesen ek-

kor csökken az erősítés és a kivehető maximális feszültség is. A 30. ábrán látható kapcsolás feszültséggerősítése 100. Az áramkör meglehetősen nagy negatív visszacsatolással rendelkezik. A bemutatott váltóáramú negatív visszacsatolás lecsökkenti az erősítő alsó határfrekvenciáját. A második fokozat emitter kondenzátora a felső határfrekvenciát megnöveli. Az áramkör frekvencia menete 12 Hz és 50 kHz között 0 és 3 dB között ingadozik. A maximális kimenő feszültség  $3 V_{eff}$ . Az erősítő tápegységét a 31. ábrán láthatjuk. A kapcsolás mérete rendkívül kicsi, egy gyufás dobozban elfér.

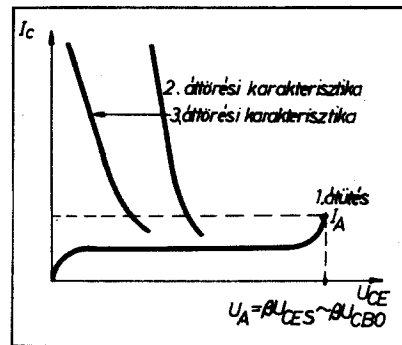
#### 15. Sokoldalú áramkör

A 32. ábrán bemutatott négyzögimpulzus generátor csak az  $U_E$  bemenő jel időtartama alatt ad kimenő impulzust. Az áramkör egy integráló tagból, a T3 erősítőfokozatból és a T1, T2 monostabil multivibrátorból áll. Nyugalmi állapotban a T1 tranzisztor le van zárva, a T2 szintén lezár és a T3 vezet. Negatív bemenő impulzus a D1 dióda bekötése következtében hatástalan. Pozitív  $U_E$  bemenő impulzus esetén a  $C_3$  kondenzátor a potenciométerek valamint a T3 bázisemitter dióda és a D2, D3 diódák által meghatározott szintig töltődik és a T3 fokozat e szint elérése után vezet. T3 átbillenti a monostabil multivibrátort. Így a T1 kollektor-emitter feszültsége kisebb lesz, mint a D2, D3 diódákon valamint a T3 bázisemitter diódáján eső feszültség, ezért a  $C_3$  kondenzátor kisül, — tartási idő —. A tartási idő után a monostabil multivibrátor visszabillen stabil állapotába és T3 ismét lezár. A folyamat a következő bemenőimpulzus megjelenésekor megismétlődik. A kapcsolás kialakításánál vigyázni kell arra, hogy a  $C_3$  feltöltődési ideje nagyobb legyen mint a monostabil multivibrátor holtideje. A  $C_3$  feltöltési ideje a bemenő impulzus amplitúdójától, számától és alakjától függ.

A kapcsolás p—n—p tranzisztorokkal is megépíthető. (A teleppolaritást meg kell cserélni!) A T1 bázisát ekkor egy  $+U_s$  segéd feszültségre kell kötni azért, hogy nyugalmi

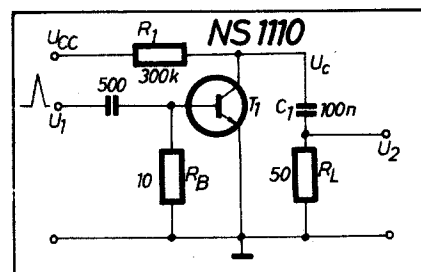


32. ábra. Négyzögimpulzus generátor



33. ábra. Lavina tranzisztor karakterisztikák

állapotban biztosan lezárja T1 a monostabil multivibrátort. A kapcsolás a kimenőimpulzus félperiodus tartamának bemenőfeszültség függése révén sokoldalúan felhasználható. Felhasználhatjuk áramkörünket feszültségindikátornak, feszültség diszkriminátornak, impulzus-generátornak, vezérelhető kapcsolónak, impulzus sokszorozónak, frekvencia osztónak,

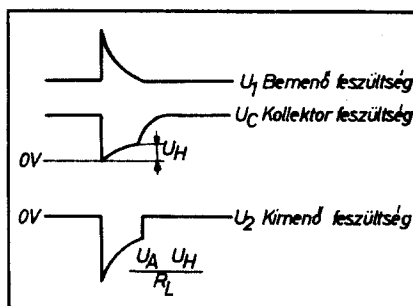


34. ábra. Tranzisztor lavinaüzem-módban

feszültség és hőmérséklet szabályozónak. A D1, D2, D3 diódák BAY 44 típusúak, mindhárom tranzisztor BFY 33 is lehet. A monostabil multivibrátor méretezése az ismert szabályoknak megfelelően történhet. Az integráló kört a kívánt feladat alapján kell felépíteni.

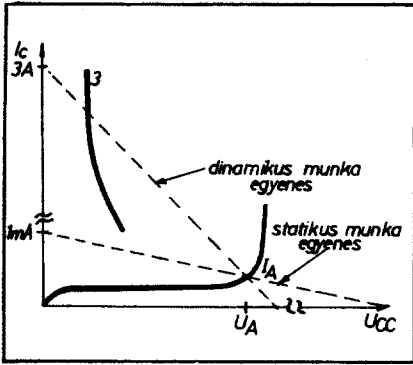
#### 16. Tranzisztor lavina üzemmódban

A lavina üzemmód a tranzisztoroknál a normál üzemhez képest nagyobb kollektorfeszültséget és záróirányú báziselfeszültséget jelent. A



35. ábra. Vezérlő és kimenő jelalakok





36. ábra. A lavinaüzem mód munkaegyenesei

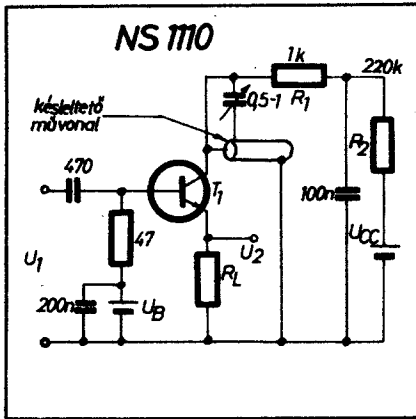
lavina üzem felhasználási lehetőségeivel már foglalkozott a Rádiótechnika (1965. 5. sz. 162. oldal). A következőkben a lavina tranzistoros kapcsolók néhány alkalmazási példáját mutatjuk be. A lavina tranzistorok karakterisztikája a letörési szakaszban labilis. Egyszerűen azt mondhatjuk, hogy ebben a szakaszban a tranzisztor negatív ellenállásként viselkedik, és ha kapcsolási célra használjuk, néhány ampert 1 A/ns sebességgel kapcsol. A kapcsoló üzemmódban működő lavina tranzisztor számunkra lényeges karakterisztikája a 33. ábrán látható. Az ábra jelölései a következők:

$U_A$ : Az a kollektor — emitterfeszültség, melynél az 1. „átütés” bekövetkezik.

$I_A$ : Az a kollektoráram, amelynél a munkapont a következő átütési karakterisztikára ugrik át.

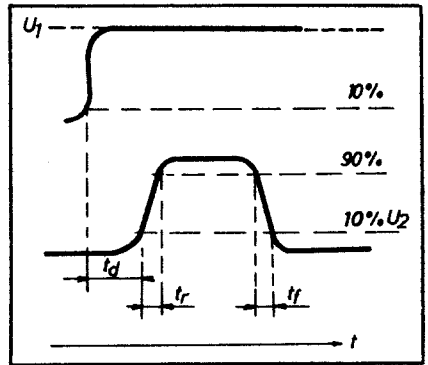
A karakterisztika alapján a tranzisztor letörési feszültsége  $\beta \cdot U_{CBO}$ . Ha a kollektor áramot növeljük, a tranzistorra eső feszültség egy alacsonyabb értékre csökken.

A 34. ábra egy tipikus lavinatranzisztoros kapcsolást mutat. A 35. ábrán a kapcsolás vezérlő és kimenő jelalakjai láthatók. Az ábrán jelölt  $I_H$  a minimális kollektor áram a 3. átütési karakterisztikán,  $U_H$  a kol-



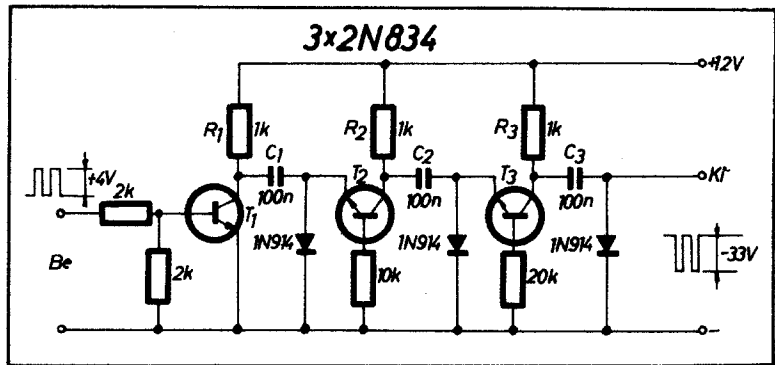
37. ábra. Lavinatranzisztoros négy-  
szögjel generátor

lektor-emitterfeszültség  $I_H$ -nál. A megadott jelalakok az amerikai NS 1110 típusú tranzisztorra vonatkoznak. A 36. ábrán láthatjuk a kapcsolás statikus és dinamikus munkaegyeneseit. A kapcsolásban az  $U_{CC}$  és az  $R_L$  értéke a statikus,  $U_A$  és  $R_L$  dinamikus munkaegyenest határozzák meg. Mivel a munkapont a lavina tartományba esik, a működést a környezeti hőmérséklet lényegesen nem befolyásolja. Ennek oka az, hogy ebben a tartományban az ütközési ionizáció által létrehozott töltéshordozók sokkal nagyobb számban fordulnak elő, mint a termikus eredetű töltéshordozók. A statikus munkaegyenes meredeksége kicsi, így kis áramnál nagy letörési feszültség áll elő. A dinamikus munkaegyenes meredeksége az  $R_L$ ,  $C_1$  valamint a tranzisztor típusától függ. Meredek dinamikus munkaegyenes esetén nagy áram folyik rövid ideig. A minimális hőfokfüggést úgy valósíthatjuk meg, hogy áramkörünket úgy állítjuk be, hogy



38. ábra. A kimenő impulzus alakja

A mérést célszerű a 34. ábra kapcsolásában elvégezni.  $I_A$  mérésekor a tápfeszültség forrás ( $U_{CC}$ ) és a kollektorellenállás közé mA-mérőt kötünk. A vezérlést kikapcsoljuk,  $U_A$ -t oszcilloszkópon figyeljük. Addig nö-



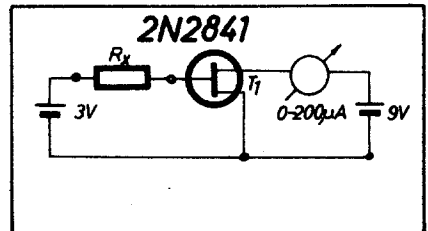
39. ábra. Transzformátor nélküli feszültség sokszorozó

a dinamikus munkaegyenes ne messe a 3. karakterisztikát. A tranzisztor úgy vezéreljük, hogy a bázis — emitter diódára nyitóirányú feszültségimpulzust adunk. Az  $I_A$  pont ezzel balra tolódik el. Így a munkapont instabillá válik, és az átütési effektus megkezdődik.

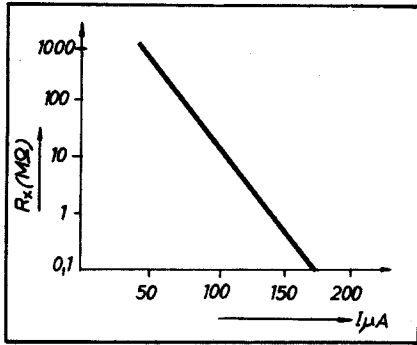
Hasonló hatást érhetünk el, ha a tápfeszültséget növeljük egy adott munkaegyenesnél. A kapcsolás méretezésénél a következő szempontokat kell figyelembe venni. Minél közelebb fekszik az  $I_A$  ponthoz a statikus munkaegyenesnek az 1. átütési karakterisztikával való metszéspontja, annál kisebb teljesítmény szükséges a vezérléshez, annál rövidebb a késleltetési idő és nagyobb a kimenőimpulzus homlokmeredeksége. A munkapontot úgy kell beállítani, hogy a bázis — emitter diódán levő előfeszültség 1—2 V legyen. A csúcsáramot  $R_L$  értékével állítjuk be. Az impulzus szélességet és frekvenciát a közepes veszteségi teljesítmény határozza meg. Az adott tranziszturnál a maximális impulzus szélesség 100  $\mu$ s.

Hogyan mérhetők meg a lavina üzemmód jellemző paraméterei?

veljük  $U_{CC}$ -t vagy csökkentjük a kollektor ellenállást, amíg az ugrás az oszcilloszkóp ernyőjén be nem következik. Az áram röviddel az ugrás előtt  $I_A \cdot U_A$  értékét csővoltmérővel a kollektor és a hideg pont között mérhetjük.  $U_H$  és  $I_H$  pontos mérése körülményes. Legtöbb esetben a következő mérés eredménye megfelelő.  $I_H$  mérésekor egy hitelesített oszcilloszkópot kötünk  $R_L$ -re. A vezérlő jel frekvenciáját úgy állítjuk be, hogy  $C_1$ ,  $U_A$ -ra töltődjön fel. A feszültségugrás amplitudóját, amely exponenciálisan csökken, lemérjük. Ezt  $R_L$ -vel osztva, megkapjuk  $I_H$ -t.  $U_H$  értéke az ugrás előtt mérhető kollektor feszültség.



40. ábra. Mohm mérő—egy FET-tel



41. ábra. Az áram-ellenállás karakterisztika

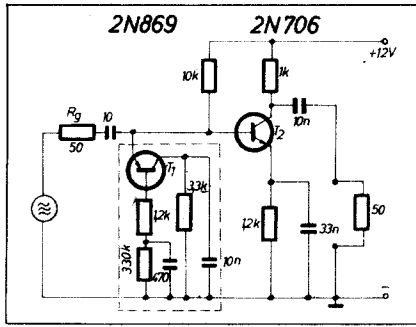
A lavina tranzisztor impulzus előállításra és feszültségkiegyenlítő kapcsolásban is felhasználható. Lavina tranzisztor segítségével 100 W impulzusteljesítményű generátort építhetünk. A 37. ábrán egy négyszög-impulzus előállító kapcsolás látható. A 38. ábrán a vezérlő és kimenő impulzus jelalakot mutatjuk be. Az impulzus szélességet a késleltető művonal határozza meg. A kapcsolás jellegzetes adatait a 22. oldalon az I. táblázat tartalmazza.

A kimenőimpulzus szélessége 20 ns, ismétlődési frekvenciája 1 kHz. A művonal késleltetése kb. 6,5 ns/m.

#### 17. Transzformátor nélküli feszültség sokszorozó.

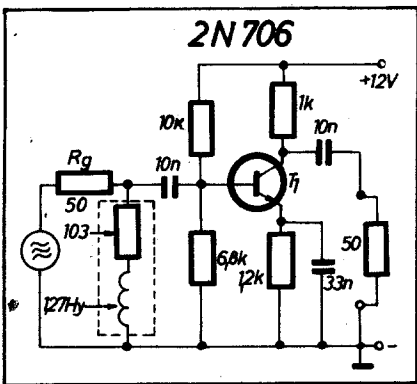
Gyakran előfordul, hogy tranzisztoros áramkörrel nagyobb amplitudójú impulzust kell előállítani, mint a tápfeszültség. Legtöbb esetben a nagyobb impulzus amplitudót impulzus transzformátor segítségével állítjuk elő. A megfelelő, jó minőségű impulzus transzformátor tervezése, előállítása nem egyszerű feladat, nem beszélve a transzformátor viszonylag nagy méretéről és áráról. A 39. ábrán látható áramkör működése a feszültség sokszorozás elvén alapszik. Az elv lényege az, hogy töltéskor kapacitásokat parallel, kisütéskor pedig sorba kell kapcsolni. Az egyszerű felépítésű áramkör működése a következő; A  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  ka-

pacitások az  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  ellenállásokon keresztül töltődnek ha a T1 tranzisztor bemenetén nincs jel. Ha T1 bázisára pozitív impulzusokat adunk

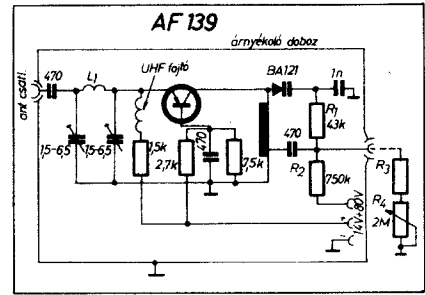


43. ábra. A kompenzáló tekercs helyettesítése aktív elemmel

kollektor feszültsége gyakorlatilag 0-ra esik le. Ez a feszültség nyitja a D1 diódát és T2 is telítésbe megy. T2 telítése következtében D2 is nyit és telítésbe kerül a T3 tranzisztor is. A T3 telítődése után kollektorán a feszültség  $-2$  V lesz, és ez D3-at zárja. Láthatóan a kimenő impulzus amplitudója a sorbakötött kondenzátorok következtében megnő. Ha T1 bemenetén a vezérlő feszültség lecsökken 0-ra, a kollektorfeszültség ismét emelkedik, így T2 és T3 kikerül a telített állapotból. A  $C_1$ ,  $C_2$  és  $C_3$  kondenzátorok elvesztett töltése pótlódik, és a folyamat kezdődik előlről. A  $R_1$ ,  $C_1$  valamint az  $R_2$ ,  $C_2$  időállandónak sokkal nagyobbak kell lenni a vezérlő impulzus szélességénél, és sokkal kisebbnek kell lenni, mint az impulzus ismétlődési frekvenciának megfelelő idő. A kimenő impulzus amplitudó az adott kapcsolásban  $-33$  V 2 kohm-os terhelő ellenálláson, 6 kHz ismétlődési frekvencia mellett. A felfutási idő 50  $\mu$ s, a kikapcsolási idő 150 ns. 1  $\mu$ s impulzus szélesség-



42. ábra. Videóerősítő a kompenzáló tekercessel



44. ábra. Antennaerősítő a IV. TV sávra

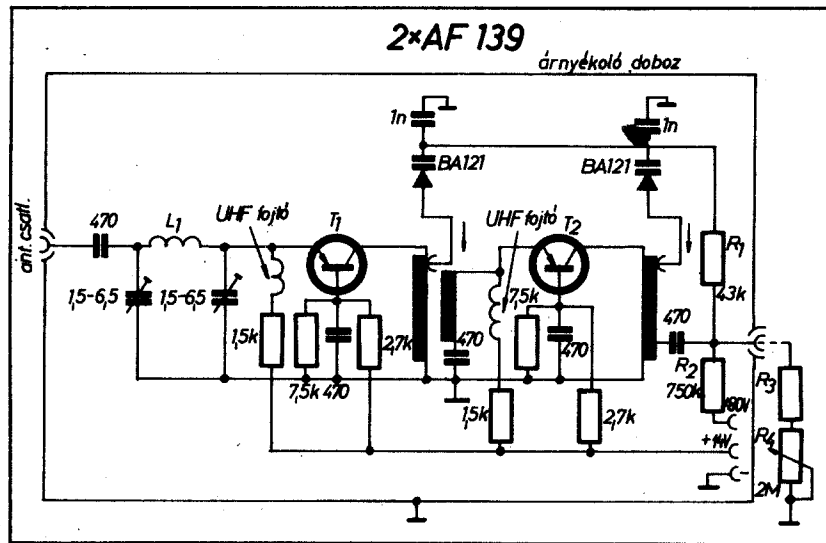
nél a tetőesés nem lényeges. Az alkalmazott kapacitások elektrolit kondenzátorok is lehetnek. Pnp tranzisztorokkal is megépíthető áramkörünk, a diódákat meg kell fordítani és a vezérlő valamint a kimenő impulzus előjele megcserélődik.

#### 18. Mohm-mérő egy FET-tel.

Egy egyszerű Mohm mérő műszert készíthetünk egyetlen 2N2841 típusú FET felhasználásával. Az áramkör a 40. ábrán látható. A műszer skálája logaritmikus, méréstartomány 0,1—1000 Mohm-ig terjed. Átkapcsolás nincs a logaritmikus skála következtében. A 41. ábrán a  $\mu$ A mérőn mérhető áram látható a mérendő ellenállás ( $R_x$ ) függvényében.

#### 19. Video erősítő kompenzáló tekercsének helyettesítése

A 42. ábrán látható video erősítő kompenzáló tekercsét — szaggatott vonallal határolva — a 43. ábrán látható aktív áramkörrel — szintén szaggatott vonallal határolva — helyettesíthetjük. Az induktivitás kis méretben nem készíthető el, viszont a helyettesítő áramkör igen. A megoldás lehetővé teszi az egész áram-

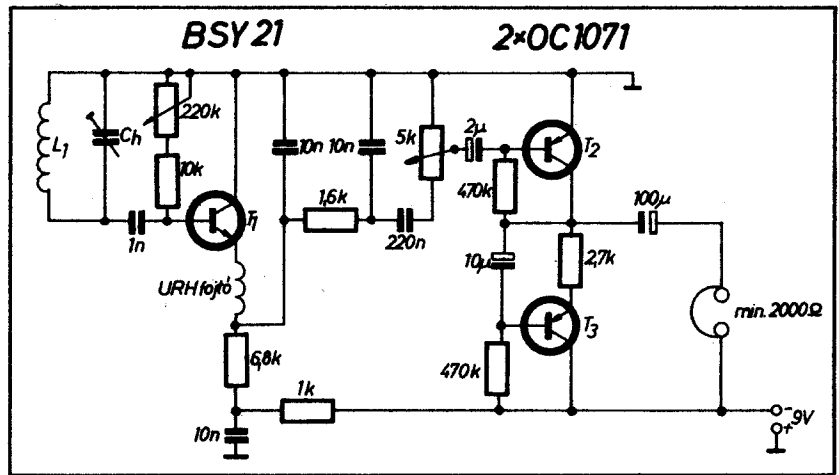


45. Kétfokozatú antennaerősítő a IV. TV sávra

kör integrált megvalósítását is. A kapcsolás sávszélessége 10 MHz és 50 ohm-os terhelésre 10-szereset erősít. Az eredeti áramkör tranzisztor adatai a következők. 2 N 706 n-p-n tranzisztor  $P_{max} = 300$  mW  $I_{cm} = 200$  mA,  $\beta_{min} = 20$  és  $f_t = 200$  MHz. 2 N 869 A p-n-p tranzisztor  $P_{max} = 350$  mW,  $I_{cm} = 30$  mA,  $\beta = 40-120$  és  $f_t = 400$  MHz.

## 20. Tv antenna erősítők

Antenna erősítőként az UHF sávban a mindenkor erősítés szükséglettől és a levezető kábel hosszától függően egy, vagy kétfokozatú AF 139 típusú tranzisztorttal működő erősítőt célszerű alkalmazni. Ezeknél a kapcsolásoknál a kimenő kör szélessávú anélkül, hogy nagy lenne az erősítés veszteség. A keresztmoduláció veszélye ebben a sávban, a viszonylag kis adóállomás sűrűség következtében nem áll fenn, ezért az erősítő bemenőköré szélessávú  $\pi$  kör. A 44. ábrán látható erő-

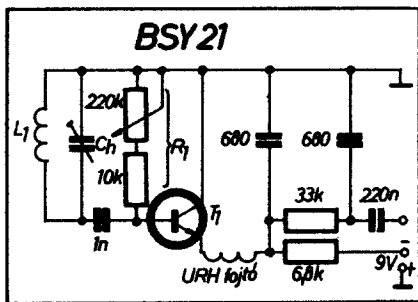


47. ábra. A szupreg vevő és hangfrekvenciás erősítő kapcsolása

kapacitás diódával hangoljuk. Az együttfutás érdekében a diódák csatlakozási pontját a  $\lambda/4$  rezgőkörökön be kell állítani. A csatolás a második fokozatra egy  $L_k$  jelű csatoló hurokkal történik. Az erősítő felépítése fokozatonként megegyezik a 44. ábrán bemutatott erősítő felépítésével. A kapcsolás teljesítményerősítése 20 dB, a zajtényező  $F = 4,7-6,7$  a hullámosság 6 dB. Az  $L_1$  tekercs megegyezik az egyfokozatú kapcsolás megfelelő tekercsével. A felépítésre és szerelésre vonatkozó bővebb ismertetés a Rádiótechnika évkönyve 1969-ben található.

ségével utazás közben vagy kiránduláson vehetjük a TV, vagy az URH műsort, de alkalmas egy adott helyen a TV vételi viszonyok durva becslésére is. A kapcsolást, stabilitási megfontolások alapján célszerű szilícium planár tranzisztorttal megépíteni. A budapesti TV-adó hangjának, valamint az URH adás vétele esetén BFY 34 és BFY 45 tranzisztorokat alkalmazhatunk.

A fokozat kapcsolási rajza a 46. ábrán látható. A hangolt kör a T1 tranzisztor kollektora és bázisa között van. A kollektor és a  $C_k$  kondenzátor egyik fegyverzete nagyfrekvenciás szempontból földön van. Az  $L_1$  tekercs menetszáma 7, átmérője 6-7 mm, huzalának átmérője 1-1,5 mm. A huzal lehet csupasz vagy ezüstözött vörösréz. A hangoló kondenzátor kapacitása 3-15 pF. Célszerű kerámia trimmer kondenzátort alkalmazni. A fokozat „begerjedését” az emitter-bázis kapacitás biztosítja. Az emitterben található fojtót 6 mm átmérőjű légmagos csévetestre készíthetjük el. A huzal 0,2-0,3 mm átmérőjű rézhuzal. A menetszám 60. A fojtót hasonló ada-



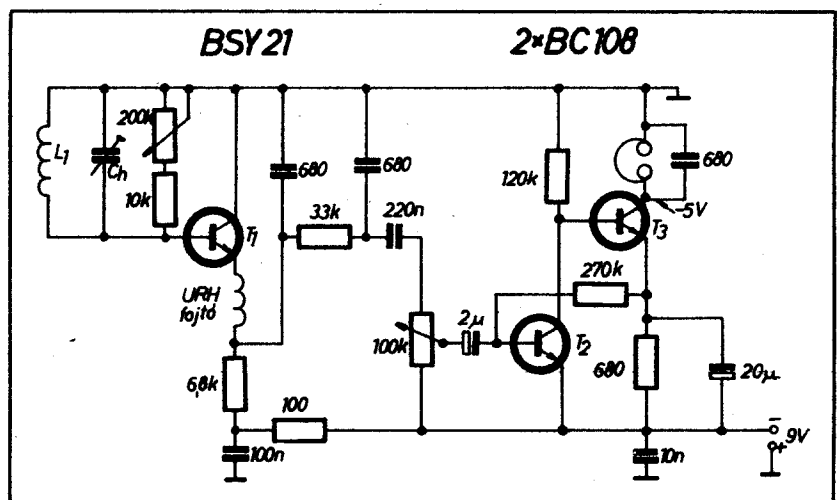
46. ábra. Tranzisztoros szupreg vevő

sító a IV. sávban, 470-606 MHz-en üzemel. A tranzisztor földelt bázisú kapcsolásban működik. A bemenőjelet egy leválasztó kondenzátor csatolja  $\pi$  körre, amely a  $C_1$ ,  $L_1$  és a  $C_2$  elemekből áll. A tranzisztor kollektorában található a  $\lambda/4$  hosszúságú,  $Z = 200$  ohm impedanciájú rezgőkör. A rezgőkör kollektorfeleli vége a BA 121 típusú kapacitásdiódára csatlakozik. A kapacitásdióda másik vége nagyfrekvenciásan hidegítve van. A diódát egy nagyohmos potenciométer segítségével hangoljuk. A hangoló potenciométer a vevőoldalon az  $R_3$  csatolellenálláson keresztül kapcsolódik az erősítőre. Az erősítő teljesítményerősítése 10 dB, zajtényezője  $F = 3,9$   $f = 470$  MHz-nél és  $f = 606$  MHz-nél. A bemenő kört úgy kell hangolni, hogy sávközépen teljesítményillesztés legyen. Jól beállított  $\pi$  kör esetén az átviteli karakterisztika hullámossága 6 dB körül van. Az  $L_1$  induktivitás 1 menet  $\varnothing 0,6$  mm-es ezüstözött huzalból áll, a menetátmérő 4 mm.

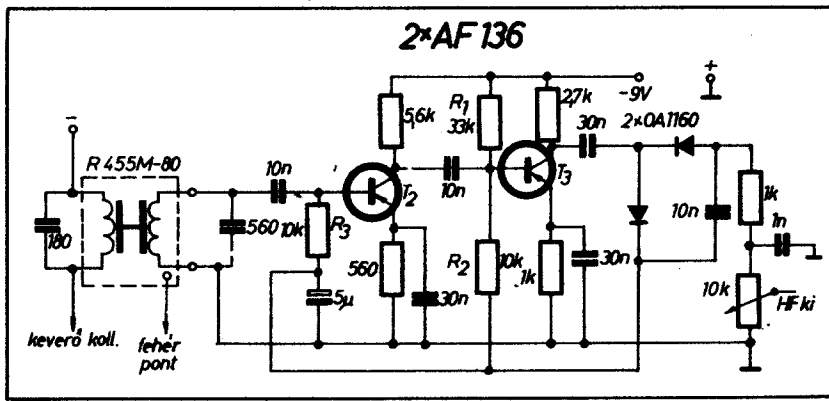
Ha az egyfokozatú erősítő nem ad megfelelő erősítést és zajszintet, akkor a 45. ábrán látható kétfokozatú kapcsolást célszerű megépíteni. Az áramkör két báziskapcsolásban működő tranzisztorból áll, melynél a kollektorköri rezgőköröket szintén

## 21. Tranzisztoros „szupreg” vevő a TV hang vételére

A következőkben egy egyszerű, tranzisztoros, szuperregeneratív rendszerű, fejhallgató készüléket mutatunk be, amely alkalmas a TV hang és az URH műsor vételére. Néha nagyon jó szolgálatot tesz az ilyen kis készülék, mert lehetővé teszi, hogy a TV készülék ne zavarja azokat, akik éppen mással vannak elfoglalva. A kis vevőkészülék segít-



48. ábra. A teljes vevőkészülék kapcsolása szilícium tranzisztoros HF erősítővel



49. ábra. KF erősítő miniatűr elektromechanikus sávszűrővel

tokkal egy 1 W-os ellenállásra ( $R > 1$  kohm) is elkészíthetjük. A T1 tranzisztor munkapontját az  $R_2$  és  $R_1$  ellenállásokkal úgy kell beállítani, hogy az egész vételi sávban halljuk a szupreg vevő tipikus sustorgó zaját, amely csak a vett adóra történő hangoláskor szűnik meg. A TV vagy URH vétel esetén célszerű szobaantennát használni. Az antennát egy csatoló hurok segítségével lehet a tekercshez csatolni. Optimális csatolást a két tekercs távolságával állíthatunk be. Szerelésnél az URH készülékekre vonatkozó sza-

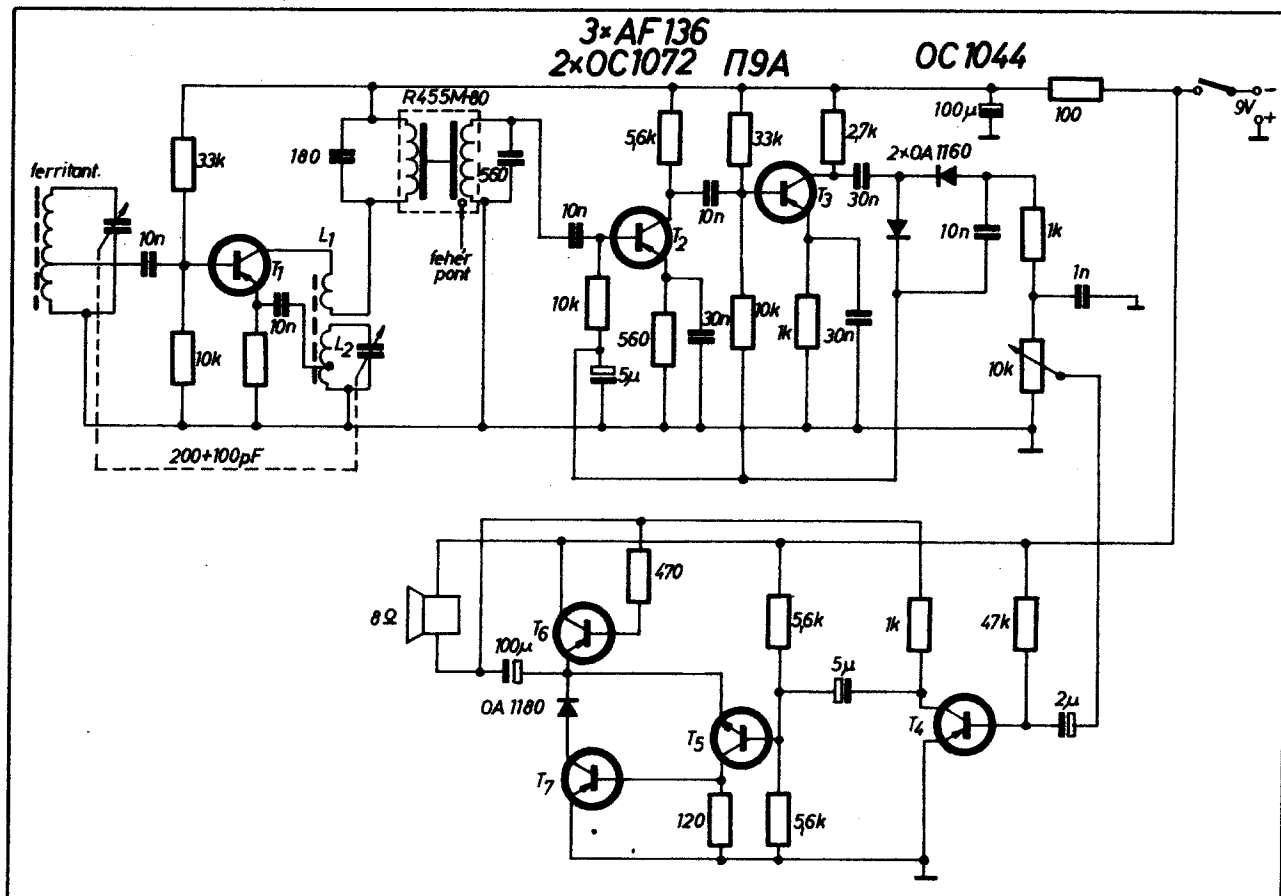
bályokat kell betartani. Hangfrekvenciás erősítőként sorozatunkban már ismertett kéttranzisztoros erősítőt alkalmazhatjuk. (47. ábra) A két hangfrekvenciás erősítő tranzisztor  $\beta$ -ja lehető nagy legyen, kis  $I_{co}$  mellett.

Hangfrekvenciás erősítőnket megépíthetjük szilícium tranzisztorokkal is. Egy ilyen kapcsolást a 48. ábrán mutatunk be. A két hangfrekvenciás erősítő egyenáramú erősítési tényezője  $\beta \geq 100$  legyen. A hangfrekvenciás fokozatokban BC 108, BC 148, BC 172, BC 208 vagy BFY

34 tranzisztorok is alkalmazhatók. A két fokozat egyenáramú visszacsatolása ( $R_7$ ) megfelelő hőfokstabilitást biztosít. A maximális kimenőteljesítményt akkor kapjuk, ha a fejhallgatón kb. 5 V feszültség esik. A kis fogyasztás érdekében célszerű 2—4 kohm-os fejhallgatót használni. A készüléket ne építsük fémdobozba. Nagy  $\beta$ -jú tranzisztorral működő, jó beállított szupreg készülékhez adóközelben, Budapesten elegendő egy huzaldarabot csatlakoztatni antennaként. A készülék áramfelvétele 3—6 mA, így üzemeltetése gazdaságos.

## 22. Tranzisztoros szupervevő miniatűr elektromechanikus sávszűrővel

A miniatűr elektromechanikus szűrővel (Gamma R 455 M-80) megépített KF erősítő kapcsolását a 49. ábrán láthatjuk. Az erősítőfokozat a periodikus és a demodukátor feszültségduplázó kapcsolásban működik. A két KF erősítő együttes szabályozása nagyon hatásos szabályzási karakterisztika megvalósítását teszi lehetővé. A KF erősítő kialakításánál a legfontosabb szempont az volt, hogy megfelelő stabilitás mellett lehető nagy erősítést érjünk el kis alkatrész mennyiség felhasználásával. Így például érdekessége a kapcsolásnak a két tranzisztor bázeiszfeszültségének beállítása, valamint az érzékenység szabályozás.



50. ábra. Zsebrádió kapcsolás miniatűr elektromechanikus sávszűrővel

A miniatűr elektromechanikus szűrő kimenő rezgőkörének hangolókapacitása katalógus szerint 680 pF. Kapcsolásunkban a T2 bemenő kapacitását is figyelembe kell venni, ezért alkalmaztunk 560 pF-os csillámkondenzátort. Megjegyezzük, hogy ez az első olyan elektromechanikus szűrővel működő KF erősítő kapcsolásunk, melyben a szűrőn kívül más szelektív elem (sávszűrő, zárókör) nem került felhasználásra. Az áramkör ilyen megoldása zseb- és egyszerűbb táskarádióknál még megfelelő érzékenységet, zajszintet és keresztmodulációs elnyomást biztosít. A két erősítőtranzisztor kollektoráramát az  $R_1$ ,  $R_2$  és  $R_3$  ellenállásokkal úgy kell beállítani, hogy 0,8—1,2 mA legyen tranzisztoronként. A demodulátort meghajtó tranzisztor lehetőleg nagy határfrekvenciájú legyen, azért hogy benemőkapacitása ne terhelje az előző fokozatot. KF

erősítőnk tervezésénél azt a feladatot tűztük magunk elé, hogy a „BZS-51” típusú zsebrádió méretének megfelelő készüléket alakítsunk ki. Az 50. ábrán a kis zsebrádió teljes kapcsolási rajzát láthatjuk. Az oszcillátor és keverő kapcsolása a szokásos. A forgókondenzátor kapacitása 200—100 pF. A ferritantenna adatai a következők. Lapos ferritrud N 200, méret  $70 \times 18 \times 3,3$  mm. Menetszám: 97, megcsapolás a 90. menetnél. Huzal  $20 \times 0,05$  ZS. Az oszcillátortekercs a BZS oszcillátor tekercs szerelvényre készült. Menetszámok:  $L_2$ : 126 menet  $5 \times 0,05$  MZ huzalból. Megcsapolás a 120. menetnél. T1 tranzisztoroként AF 134, AF 135, AF 136, OC 170, II 403 vagy II 416 típusú.  $\beta \geq 100$  áramerősítésű tranzisztorokat alkalmazhatunk.

Az  $L_3$  tekercs 12 menet  $5 \times 0,05$  MZ huzalból áll. A készülék hangfrekvenciás erősítője a RT. 1968. 1.

számában ismertetett transzformátornélküli kapcsoló üzemmódban működő végtranzisztorokból felépített erősítő áramkör egyik módosított változata. Az eredeti kapcsolás első tranzisztorának báziselőfeszültség beállítását leegyszerűsítettük, emitterellenállását elhagytuk. A T4 tranzisztor áramerősítési tényezője  $U_{CE} = -5$  V és  $I_C = 3$  mA esetén  $\beta \cong 100$  legyen. A készülék kimenő teljesítménye 100 mW. A T5 tranzisztoroként AC 127 típust is felhasználhatunk. A készülék teljes áramfelvétele kivezérés nélkül 10—15 mA, teljes kivezérés mellett 33—38 mA. A T6, T7 tranzisztoroknak nem kell párban válogatott daraboknak lenni. Kapcsolásunkban több hangszóró típust is kipróbáltunk. Az azonos kimenő teljesítményhez tartozó hangerő típusonként jelentős mértékben eltérő volt. Legnagyobb hangerőt, legkisebb torzítás mellett a „Sokol” készülékben alkalmazott hangszóró adta. A készülék szelektivitása R 455 M-80 szűrő alkalmazása esetén  $f_0 \pm 9$  kHz elhangolásnál  $f_0 = 1$  MHz-en nagyobb mint 30 dB. Az átviteli sávszélesség  $B_c = 7,5$  kHz. A teljes áramkör BZS dobozban kényelmesen elfér, mivel transzformátorok nincsenek áramkörünkben.

I. táblázat

$U_1$ (V)	$U_{BB}$ (V)	$U_{CC}$ (V)	$R_L$ ( $\Omega$ )	$U_2$ (V)	$t_{dmax}$ ns	$t_{rmax}$ ns	$t_{fmax}$ ns	$I_{csmin}$ (A)
3	-1,5	300	5	9	1,5	0,5	1,1	1,5
			20	20	1,6	0,75	1,2	
			50	29	1,7	0,9	1,3	

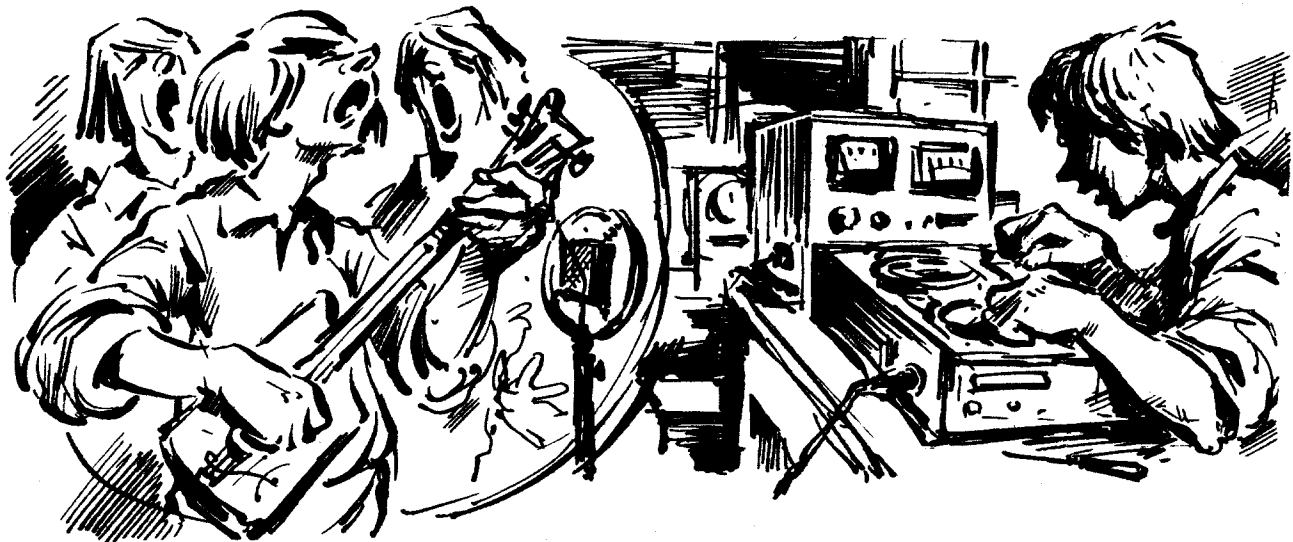
# Rádióamatőr könyvbarátok!

- 10% visszatérítés
- folyószámla
- rendszeres tájékoztatás

## MŰSZAKI KÖNYVESBOLT-ANTIKVÁRIUM

Budapest, VII., Lenin körút 7. Telefon: 221-082





# Házi stúdió — házi készítése

Lóska Péter okl. vill. mérnök

## 1.1 Hi-Fi mikrofonok

Az amatőr gyakorlatban a dinamikus és a kondenzátor-mikrofonok terjedtek el. Ennek oka az, hogy ezek a típusok biztosítják a megfelelő elektroakusztikai-minőségi- és a mechanikai stabilitási jellemzőket. Beszerzésük a hazai és a baráti országok piacán — elfogadható áron — egyaránt lehetséges.

A közvetítendő műsoranyag jellegétől (beszéd vagy zene), valamint a felvételi helyiség akusztikai tulajdonságaitól (zajsztint, csillapítás) függően kell megválasztanunk a mikrofonokat. A kiválasztás a mikrofon két legfontosabb elektroakusztikai jellemzője alapján történik. Ezek az irányjelleggörbék (1. 1. 2. ábra), valamint a mikrofon frekvenciamenete (1. 1. 1. ábra).

Jó minőségű dinamikus, illetve kondenzátormikrofonok frekvenciamenetei általában 30 Hz-től 15 kHz-ig 3 dB ingadozáson belül egyenletesek. Ez azonban csak zenei közvetítés alkalmával követelmény. Beszéd és ének közvetítésére általában célszerű 200—500 Hz-től korlátozni a mélyfrekvenciás átvitelt, tapasztalat szerint mintegy 6—3 dB/oktáv meredekséggel (lásd. 1. 1. 1. ábrát.). Ez nagymértékben megjavítja a beszéd és az ének érthetőségét, felismerhetőségét. A frekvenciamenet változtatására az 1. 1. 3. ábra mutat be egy példát. A váltókapcsoló magában a mikrofonházban nyer elhelyezést. Ilyen pl. az: AKG D 30 B, EAG MD 911 HL, valamint a TESLA AMD 210 típusjelzésű dinamikus mikrofonok.

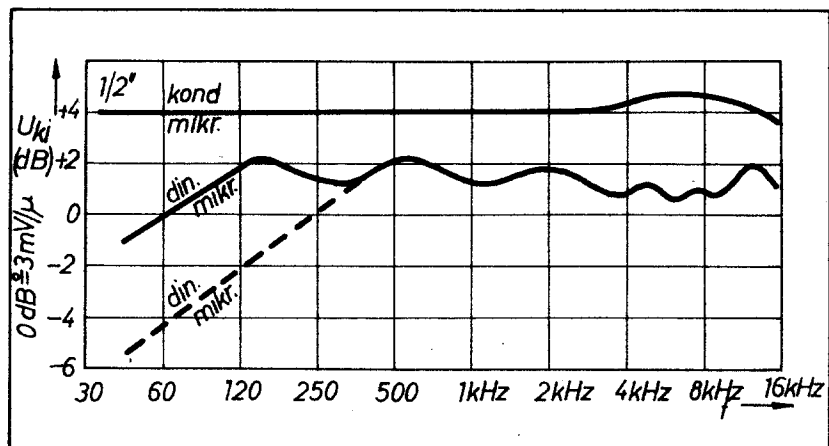
Fontos szempont a megfelelő iránykarakterisztika megválasztása is. Körkarakterisztikájú mikrofonok csak kis zajsztintú helyiségekben és

kiterjedt zenei hangforrások közvetítésére alkalmasak (pl. EAG MD 7-HI.). Irányított iránykarakterisztikájú mikrofonokkal megvan annak a lehetősége, hogy a hasznos és a zavaró hangforrások jelét elkülönítsük. Beszéd és énekre a nyolcas (AKG D 30 B), zenei célokra a kardioid és a vesealakú iránykarakterisztika a legmegfelelőbb. (EAG MD 14 N, MD 16 N típusok.) Vannak kifejezetten professzionális mikrofonok, amelyeknek iránykarakterisztikája változtatható, illetve átkapcsolható. Dinamikus mikrofonoknál ezt úgy érik el, hogy két lengőcsévért használnak. Ezeket sorosan, párhuzamosan, illetve szembekapcsolva elérhető a kör, nyolcas és a kétféle irányú kardioid karakterisztika (pl. AKG D 30 B típus). Kondenzátormikrofonoknál két membránnal és az ezekre rákapcsolt változtatható

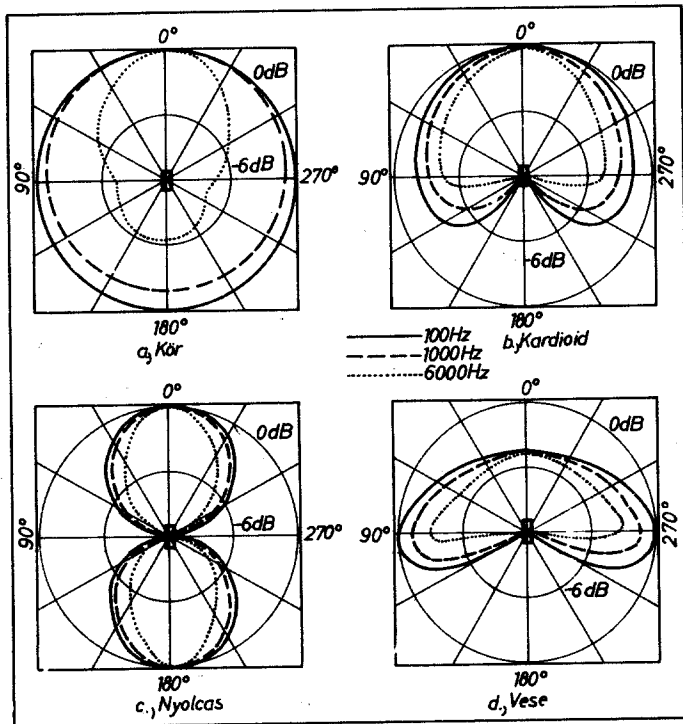
polarizáló feszültségekkel lehet az iránykarakterisztikát széles határok között szabályozni.

## 1.2. Tranzistoros előerősítő dinamikus mikrofonhoz (2.) (3.)

Kiváló felhasználási területe a szilícium- planár tranzistoroknak a kis szintű mikrofon-előerősítő. Mintakészülékünket TESLA gyártmányú, AMD 210 típusú dinamikus kardioid mikrofonhoz méreteztük. Jelzett mikrofon egybe van építve az 1:10 éttételű bemenő transzformátorral, kimeneti impedanciája 2000 ohm, érzékenysége pedig 2,5 mV/μb. Az előerősítő bemenő (T<sub>1</sub>) tranzistorát TEXAS INSTRUMENTS 2 N 3707 típusra választottuk. A gyártó cég közli, hogy a tranzistor zajtényezője hogyan függ a munkaponti kollektoráramtól, va-



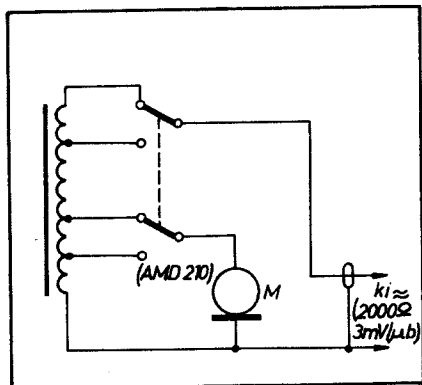
1. 1. 1. ábra. Jó minőségű dinamikus és kondenzátor mikrofon frekvenciagörbéi állandó hangnyomás mellett



1. 1. 2. ábra. Tipikus mikrofon irányjelleg görbék

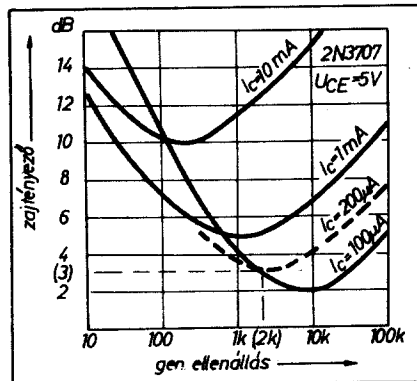
lamint a meghajtó generátor (jelen esetben mikrofon) ellenállásától — állandó kollektor emitter feszültség mellett (lásd 1.2.1. ábrát).

A diagramból meghatározhatjuk, hogy 2kohm generátor ellenállásához optimálisan 200  $\mu$ A munkaponti kollektoráram tartozik,  $U_{CE} = 5$  V mellett. A tranzisztor zajtényezője ilyenkor 3 dB. Ennek megfelelően alakítottuk ki az előerősítő áramkört (lásd 1.2.2. ábrát). Az előerősítő úgynevezett galvanikusan csatolt 3 fokozatú, önstabilizáló kapcsolás. Eredő erősítése 250-szeres, kimenetén tehát kb. 500 mV-os jel jelenik meg. Torzítása az egész hangfrekvenciás sávban 0,1% alatt van. Túlvezérlődéssel szemben 10-szeres (20 dB) dinamika tartalékkal rendelkezik. Kimenő ellenállása kb. 100 ohm, áramfelvétele 24 V-ról 2 mA. Frekvenciamenete kiváló; 5Hz—100 kHz



1. 1. 3. ábra. A dinamikus mikrofon frekvencia menetének változtatása

között (+0,—3) dB között van. Természetesen ki-ki megépítheti a kapcsolást más, hasonló zajszegény tranzisztorokkal is. Hasonlóan jó eredmény érhető el a SIEMENS gyártmányú BCY58 jelzésű szilícium-planár bemenő tranzisztorral is. Kevésbé igényes esetben jól felhasználható a germánium alapanyagú, kis zajú hangfrekvenciás ötvözött rétegtranzisztorok is. (AC 107, AC 151 r) A tranzisztorok megválasztásához az 1.2.3. ábra ad útmutatást. (Hasonló, de átfogóbb



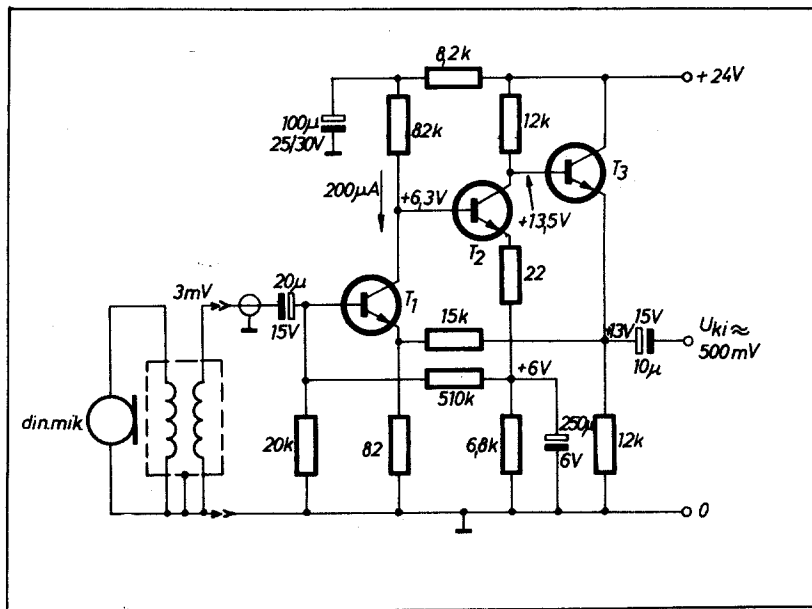
1. 2. 1. ábra. Diagram a zajszegény bemeneti fokozat méretezéséhez.

összehasonlítási táblázatok található az „RT Évkönyve 1969” 62. és 76. oldalán is.)

### 1.3. Különleges újszerű előerősítő kapcsolás kondenzátor mikrofonhoz (4.)

A kondenzátor mikrofon kétpólusú helyettesítő kapcsolása egy feszültséggenerátorból (2 mV  $\mu$ B) és egy ezzel sorbakapcsolt kis — rendszerint 50—200 pF nagyságú kondenzátorból áll. Hogy realizálni tudjuk a kondenzátormikrofon kitűnő frekvenciamenétét és elsőrendű jelzaj viszonyát, olyan előerősítőre van szükség, amelynek bemenő ellenállása 100 Mohm nagyságú. A probléma klasszikus megoldásaként kis rácsáramú — rendszerint telepes — csöves előerősítőket használtak a kondenzátormikrofonhoz.

A térvezérlésű tranzisztorok (FET) ideálisan alkalmasak arra, hogy segítségükkel előerősítőt készítsünk a kondenzátor-mikrofonhoz. Csekély energiaigényük, valamint kis méretük folytán az előerősítő áramkör



1. 2. 2. ábra. Jó minőségű tranzisztoros mikrofon előerősítő

$T_1$	2N3707	BCY 58	AC 107	AC 151r
$T_2$	BFY34	BFY34	AC 107	AC 151
$T$	BFY34	BFY 34	AC 125	AC 151
Megj.	NPN	NPN	PNP	PNP

1. 2. 3. ábra. Táblázat a tranzisztorok megválasztásához

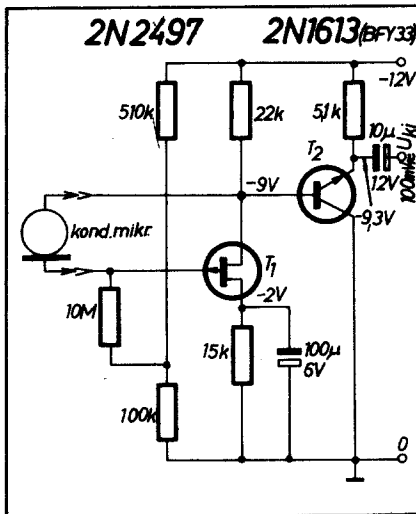
könnyen beszerezhető a mikrofon tokjába.

Az 1.3.1. ábrán egy kondenzátor-mikrofon előerősítő kapcsolása látható, amely kitűnően működik kis kapacitású bemeneti jelforrással. A mikrofon a bemeneti térvezérlésű tranzisztor kollektora és vezérlő elektródája közé kapcsolódik. A mikrofon belső kapacitása így egy párhuzamos visszacsatoló áramkört képez. Ezért a kapacitásértéke az eredetinek  $(1 + A)$ -szorosára növekszik. (A fokozat feszültségerősítése földpontra vonatkoztatva). Az elmenő kábelhez egy kb. 100 ohm kimenő ellenállású emitterkövető illeszti a térvezérlésű tranzisztoros erősítő fokozatot. A kis kimenő impedancia eredményeként még 150 méter hosszú kábel sem befolyásolja észrevehetően a frekvenciamenetet.

Az előerősítő frekvencia és harmonikus torzításmenetét az 1.3.2. ábra szemlélteti. A mérések során a mikrofont egy jó minőségű csatoló-transzformátor szekunder tekercsével és az ezzel sorbakapcsolt 100 pF-os kondenzátorral modelleztük le. Az előerősítő 2 mV bemenő-feszültség esetén 100 mV kimenő-feszültséget szolgáltat. Túlvezérléssel szemben kb. 20 dB-es tartalékkal rendelkezik.

#### 1.4. A FET és a természetű hangátvitel (4.)

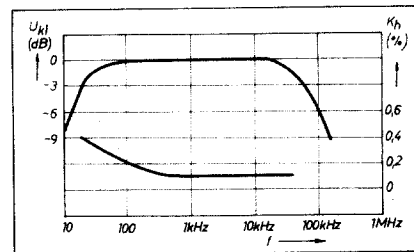
A térvezérlésű tranzisztorokkal felépített Hi-Fi áramkörök sokkal



1. 3. 1. ábra. Kondenzátor mikrofon előerősítő térvezérlésű tranzisztorral

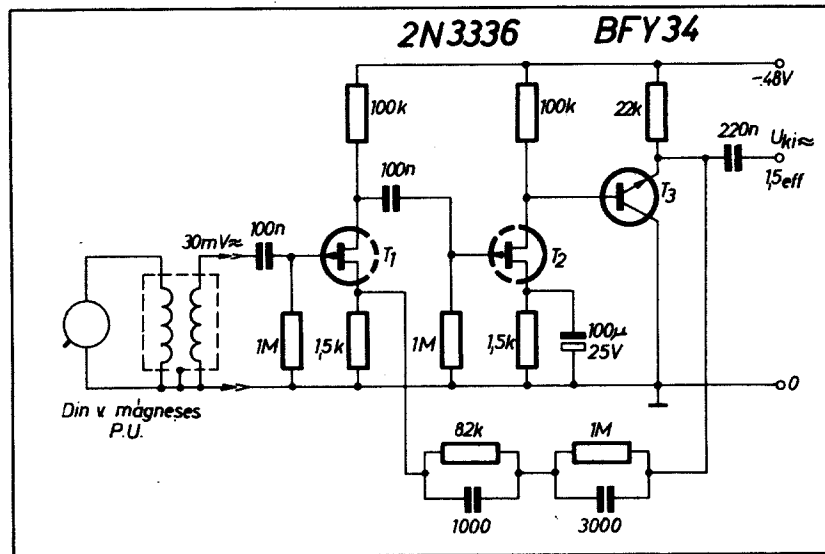
kevésbé bonyolultak, mint a közönséges vagy akár a legmodernebb szilícium-planár tranzisztorokkal felépített hasonló kapcsolások. Itt kevesebb félvezető eszközre van szükség a térvezérlésű tranzisztorok nagy teljesítményerősítése miatt. Egyszerűbbek az előfeszítő áramkörök megoldásai is. Nagy bemenő ellenállásuk lehetővé teszi, hogy az amúgy is kényes csatoló elektrolit-kondenzátorok számát minimálisra csökkentjük.

Kísérleteket végeztek arra vonatkozóan, hogy csöves Hi-Fi berendezésekben az elektroncsöveket közvetlenül térvezérlésű tranzisztorokkal helyettesítsék. Ez esetben lecsökkentették a tápfeszültséget, p típusú térvezérlésű tranzisztorokat alkalmaztak, majd megfordították a tápfeszültség polaritását. Az eredmény megegyezett az eredeti gyári csöves berendezés specifikációjával; kisebb teljesítményfelvétel mellett.



1. 3. 2. ábra. Az előerősítő frekvencia és torzítás menete

tranzisztorokkal felépített lemezjátszó-előerősítőt szemléltet. Az áramkör alap feszültség-erősítése ezerszeres, az erősítés sávzsélesség szorzata pedig:  $F_T = 15$  MHz. A kimeneti emitter követőről jövő, frekvencia függő negatív visszacsatolás alakítja ki a szabványos RIAA visszajátszási jelleggörbét. Látható, hogy az egyes fokozatok előfeszítése



1. 4. 1. ábra. Lemezjátszó előerősítő térvezérlésű tranzisztorokkal

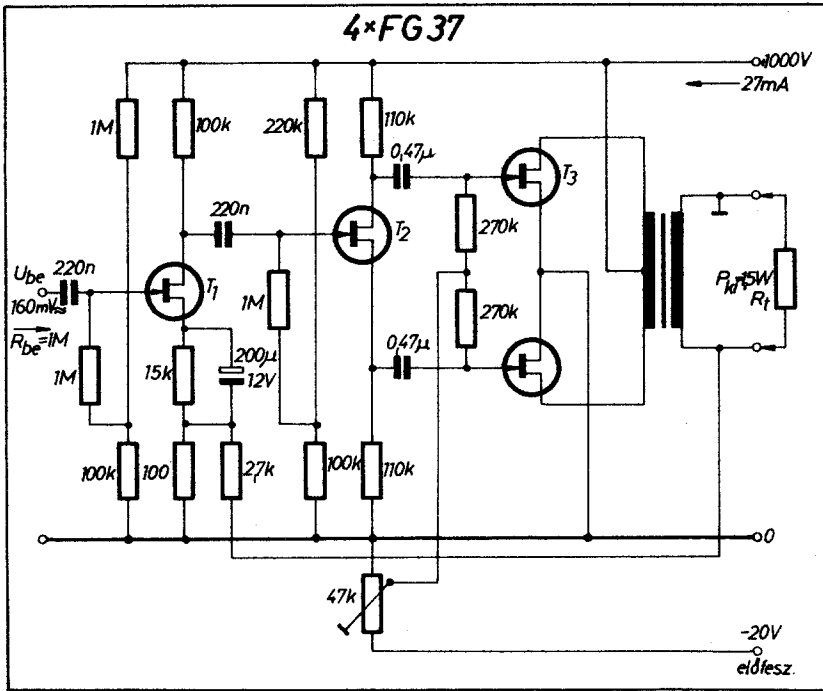
Kezdetben azonban csalódás érte a szakembereket, amikor megpillantották az akkor forgalomban levő térvezérlésű tranzisztorok árעדuláit. A helyzet azonban évről évre javul, a térvezérlésű tranzisztorok ára külföldön állandóan csökken. A hazai megjelenésére is számítani lehet. Nagy jelentősége van annak, hogy 2db. térvezérlésű tranzisztor közös tokba helyezhető, olcsó epoxigyanta burkolattal. Az így kialakított félvezető eszköz ára megközelítőleg azonos lesz egy ECC 83-as elektroncső árával. Az ilyen kettős térvezérlésű eszközre nem kellene teljesülnie a szimmetrikus tranzisztorokra (2N 3336) vonatkozó szigorú illesztési előírásoknak. Csupán az  $I_{CBS}$  telítési áramra, valamint az  $U_0$  letérési feszültséget érintő megszorítás jelentene követelményt, továbbá a megfelelően kis maradékáramra és a kis zajra vonatkozó előírások.

Az 1.4.1. ábra egy térvezérlésű

menyire egyszerű (hasonló a csöveskapcsolásokhoz). A kapcsolás stabilitását növeli az a tény, hogy nem tartalmaz elektrolit-kondenzátort.

Második alkalmazási példaként egy 1,5 W-os kimenőteljesítményű végerősítőt mutatunk be. A kapcsolatban AMELCO gyártmányú közepes teljesítményre készült térvezérlésű tranzisztorok szerepelnek (lásd. 1.4.2. ábrát).  $T_1$  mint földelt emitteres erősítő fokozat működik, bemeneti ellenállása 1 Mohm.  $T_2$  a jól ismert „katodin” fázisfordító analógiájára felépített fázisfordító fokozatot képez.  $T_3$  és  $T_4$  alkotja a B osztályú előfeszített végfokozatot.

Az erősítő hatásfoka 56%, feszültségerősítése 30 dB, frekvenciamenete: 10 Hz... 100 kHz-ig +0, -2 dB. Torzítása pedig kisebb mint 0,4%, a teljes hangfrekvenciasávban 1,5 W kimenő teljesítménynél mérve. A teljesítmény-erősítő két áramforrást igényel; +100 V-ról kb.



1. 4. 2. ábra. 1,5 W-os teljesítményerősítő térvezérlésű tranzisztorokkal

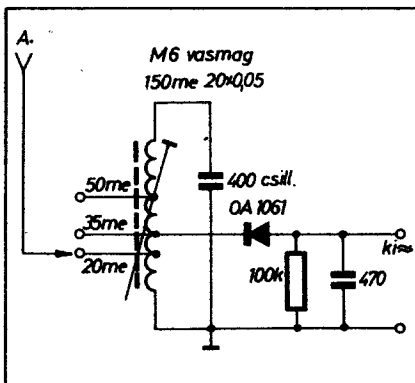
30 mA, —20 V-ról kb. 0,4 mA áramfelvétellel. Érdekessége, hogy mindössze 1 db kisméretű elektrolit kondenzátort tartalmaz.

A csatolókondenzátorok 100 V-os metálpapír típusúak.

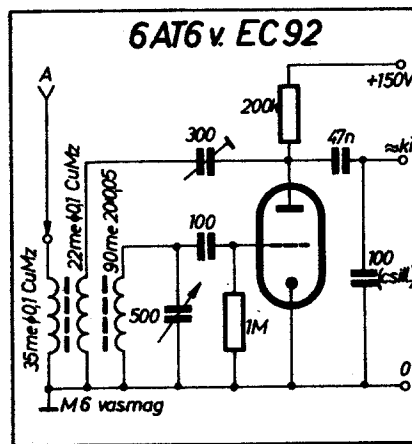
A térvezérlésű tranzisztorok egyelőre még csak technikai érdekességként szerepelnek a Hi-Fi áramkörökben, de rohamos elterjedésük nekünk is számolnunk kell.

### 2.1. Jó minőségű rádióvevőkészülék (5.)

A nagyfrekvenciás hangátvitel, mely két eltérő technikai megoldásokat tartalmazó és minőségi jellemzőket mutató ágra osztható. A klasszikus AM adás a közép- és a rövidhullámú sávban éppúgy korlátozott hatósugarú (a sávok nagy zsúfoltsága miatt), mint korszerű riválisa: az ultrarövidhullámú FM műsorszórás. Bár az utóbbinak a szélesebb átviteli sáv és a nagyobb dinamika



2. 2. 1. ábra. Detektoros vevőkészülék



2. 3. 1. ábra. Egyszerű, visszacsatolt audion

tekintetében kétségtelen előnyei vannak, népszerűsége miatt azonban az AM átvitel sem hagyható figyelmen kívül. Az AM műsorszórás fő előnye, hogy egyszerű felépítésű vevőkészüléket igényel, valamint a kezelési kényelem. Az alábbiakban mindkét rendszerrel foglalkozunk, teljesítményképességüket összehasonlítjuk, majd röviden vázolunk egy-egy konkrét megoldást, melyekkel az egyes átviteli — minőségi jellemzők javíthatók.

### 2.2. AM detektoros vevőkészülék

A közép- és rövidhullámú sávban működő műsorszóró adókészülékek általában nem használnak a hangfrekvenciás fokozataikban 4,5 kHz felett meredeken levágó szűrőt. Ezért a kisugárzott jel magasabb frekven-

ciájú modulációs komponenseket is tartalmaz. A Kossuth rádió esetében ez — becslések szerint — kb. 8 kHz-s felső határfrekvenciát enged feltételezni.

Helyi adó vételénél, amikor a hasznos térerősség jóval nagyobb az esetleges zavaró adó jelenlétével — elesik a szelektivitás követelménye, a vevőkészülék sáv szélessége optimálisan  $\pm 10$  kHz is lehet. E célra kitűnően megfelel az egy rezgőkörös diódás ún. detektoros vevőkészülék (lásd. 2.2.1. ábrát). A kis készülék mindenki számára jól ismert, egyszerűsége ellenére meglepően jó hangminőséget nyújt.

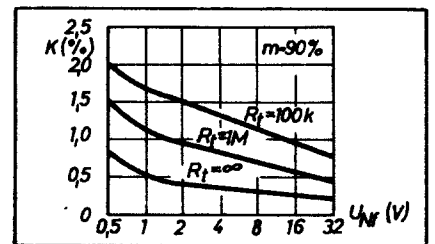
Abban az esetben, ha a demoduláló diódára jutó nagyfrekvenciás jel nagyobb mint 10 V (jó antenna), továbbá, ha a lezáró ellenállás az előírt értékű, akkor a vevőkészülék 25—30 dB dinamikát biztosít 1% körüli torzítás mellett.

### 2.3. Egyszerű AM audion

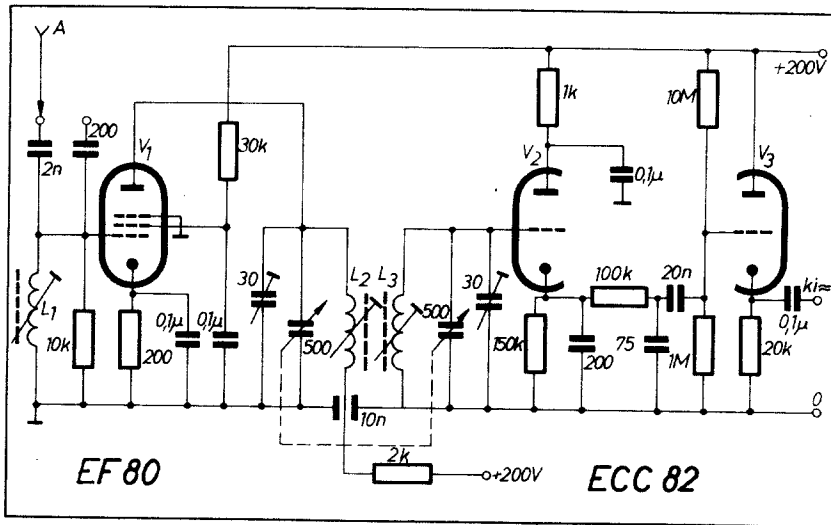
Abban az esetben célszerű használni, amikor a detektoros vevőkészülék már nem ad kellő hangminőséget a venni kívánt adókészülék kis téreje miatt. A nagyfrekvenciás visszacsatolással növelhető az audion érzékenysége (lásd. 2.3.1. ábrát), de a megnövekedett szelektivitás miatt romlani fog a hangfrekvenciás átvitel. A vázolt készülék torzítása (különösen kis téreők esetén) jelentős lehet. Alkalmazása ezért korlátozott.

### 2.4. Egyenes rendszerű vevőkészülék (5.) (6.)

Az előzőekben felsorolt hiányosságokon próbál segíteni a most bemutatásra kerülő jó minőségű vevőkészülék (lásd. 2.4.2. ábrát.). Működési leírása röviden a következő:  $V_1$  széles sávú erősítő cső a venni kívánt adókészülék jelét felerősíti. Sávszűrős jelleggel jut tovább a hasznos jel az ún. anódbázis detektorra ( $V_2$ ). A demoduláció itt általa következik be, hogy a cső a nagy katód ellenállása folytán erősen az alsó könyökben dolgozik. Bemenő ellenállása igen nagy, tehát a sávszűrőt nem terheli. Mivel a demodulátorra (különösen helyi adó vétele esetén) 20—30 V nagyságú rádiófrekvenciás jel jut, továbbá mivel a demodulátort is egy igen nagy (közelítőleg végtelen) bemenő ellenállású katódkövető terheli ( $V_3$ ), ezért torzítása igen csekély (lásd



2. 4. 1. ábra. Diagram a demodulációs torzítás meghatározásához



2. 4. 2. ábra. Egyenes rendszerű vevőkészülék anódbázis detektorral

2.4.1. ábrát). A  $V_2$  anódbázisdetektor katód körében levő 200 pF-os, valamint az ezt követő RC tag (100 kohm és 75 pF) a demoduláció után visszamaradó nemkívánatos rádiófrekvenciás jelet szűri ki. A vevőkészülék jó működésének egyik sarkalatos pontja a hűdítő kondenzátorok, valamint a földelések jó minősége.

A tekercsek elkészítéséhez a 2.4.3. ábra ad útmutatást. Mivel rendszerint csak egy-két adóállomás vétele lehetséges — a ellő minőséggel — célszerű, ha a kettős forgókondenzátort fix kapacitásokkal, valamint fokozatkapcsolóval helyettesítjük. Beállítás során a rezgőköröketszignálgenerátor segítségével hangoljuk be a kellő sávszélességre ( $\pm 8-10$  kHz). Amennyiben a csa-

tolás változtatásával a kellő sávszélesség nem érhető el, úgy pótlólagos ellenállások párhuzamos kapcsolásával növeljük meg azt. Fenti beállítás után a készülék teljesítőképessége eléri, sőt meghaladja a detektoros vevőt. Az adóállomástól 50—80 km távolságig ajánljuk használatát.

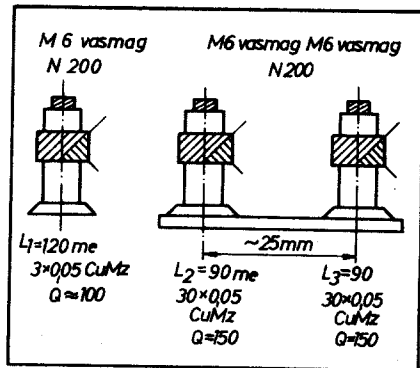
### 2.5. AM szupervevő alkalmazási lehetőségei

Egyértelműen ki kell jelentenünk, hogy az AM szuperrendszerű vevőkészülék a Hi-Fi hangvisszaadási láncban nem állja meg a helyét. Abban az esetben ugyanis ha a venni kívánt adókészülék nagy térerejű a vétel helyén, akkor szuperkészülék helyett detektoros vagy egyenes

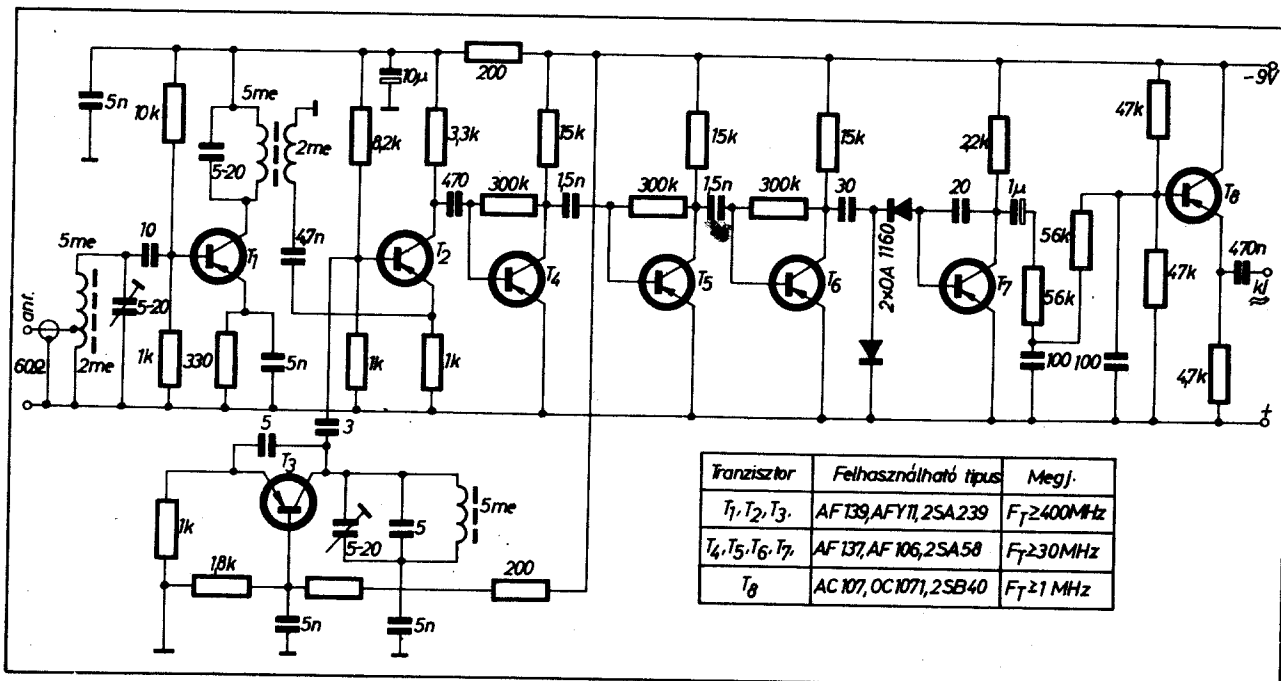
rendszerű vevőkészülék is zavarmentes vételt biztosít. Ha az adó gyenge térerejű, akkor a nemkívánatos (zavaró) adók miatt a vevőkészülék szelektivitását növelni kell. Ez esetben viszont eliesik a kellő magashangátvitel. A normál AM szupervevőknél alkalmazott  $\pm 4,5$  kHz-es eredő sávszélesség egy optimálisnak tekinthető kompromisszum a jó zavarelnyomás és a kielégítő magashang visszaadás között. Leszögezhetjük tehát, hogy az AM szuperkészülék alkalmazási köre egyre inkább csak a kommunikációs célokra korlátozódik.

### 2.6. Számláló detektoros (SCALER) FM szupervevő (7.) (8.)

Az ismertetésre kerülő FM vevőkészülék működési elve röviden az, hogy a rádiófrekvenciás elbővítést követő keverőfokozat ( $T_2$ ) egy alacsony, kb. 100 kHz rezgésszámú — frekvenciamodulált — középfrekvenciás jelet állít elő. Ezt egy három fokozatú RC csatolású erősítő a



2. 4. 3. ábra. A vevőkészülék tekercsei



2. 6. 1. ábra. Számláló detektoros FM vevő kapcsolása és az alkalmazható tranzistorok táblázata



megfelelő szintre erősíti. Az alacsony KF miatt az erősítés olyan nagyméretű, hogy a jel négyesződésedik, egyben limitálódik.  $T_6$  utolsó középfrekvenciás erősítő fokozat kollektoráról egy kis kapacitású (30 pF) kondenzátoron keresztül csatlakozunk a kis bemenőimpedanciájú demoduláló dióda áramkörére. A komplexum tehát mint RC osztó működik, tehát a frekvenciával közel egyenesen arányos hangfrekvenciás kimenő feszültséget szolgáltat. A demodulátor tehát a frekvenciálöklökkel arányos jelet ad, vagyis egyszerű eszközökkel megoldottuk az FM demodulálás problémáját.  $T_7$  hangfrekvenciás erősítő fokozat, amely két felülvágó RC tag követ. Ezek célja a demodulálás utáni nemkívánatos KF jel elnyomása, valamint az FM vevőknél szokásos 50  $\mu$ S-os előkiemelés helyreállítása.  $T_8$  kis kimenő impedanciájú emitter követő, kimenetén a hangfrekvenciás jel szintje kb. 120—150 mV nagyságú.

A mintakészülék — a hasonló gyári megoldásokkal ellentétben — külön oszcillátor fokozattal ( $T_3$ ) rendelkezik (lásd 2.6.1. ábrát). Ez azzal az előnnyel jár, hogy megjavul az oszcillátor hangolhatósága. Nem terheli az előerősítő az oszcillátort és így elmaradnak az esetleges rezgés-leszakadások. A másik jelentős előny, hogy megjavul az oszcillátor és az antenna elválasztása, így zavarmentesebb a vevő működése.

Jelentős szempont a KF erősítőbe jutó külső zavarok kérdése is. Mivel az alkalmazott KF erősítő nagy erősítésű és sávzsélességű, 1 MHz-en még mintegy 1000—2000-szeres erősítéssel kell számolnunk. Előfordulhat tehát, hogy a helyi adó jele a KF-be kerülve erős zavart okoz. Ezt jó mechanikai felépítéssel, gondos árnyékolással elkerülhetjük.

A nagyfrekvenciás erősítő a venni kívánt URH sáv közepére van lehangolva, a rezgőkör trimmer kondenzátorok segítségével. Az oszcillátor fokozat folyamatos hangolású. Legalkalmasabb e célra a kisméretű, de nagy stabilitású légforgó. A készülék rezgőkörét lég- vagy zárt ferrit fazékmagra egyaránt elkészíthetjük, végleges beállításuk GDO-val történik.

Végezetül érdemes összehasonlítani a számláló detektoros és a klaszikus — aránydetektoros — vevőkészülékek minőségi jellemzőit. A scaler rendszerű FM vevő egyszerűsége ellenére főleg a zaj tekintetében marad el a hagyományos 10,7 MHz középfrekvenciás vevőtől. A hangolatlanság, széles sávú KF fokozatok zaja, valamint az 1:1 tükörérzékenység által okozott zaj összességében több mint egy jó minőségű FM készülék zaja. Ezért a vevő alkalmazási területe korlátozott, érzékenysége kb. 40  $\mu$ V, 26 dB jel-zajviszony mellett. Ez azt jelenti, hogy az adótól maximum 60—70 km-re érhetünk el vele jó eredményt 3—4 elemes antenna segítségével.

## 2.7. Klasszikus FM vevőkészülékek (5.)

Az ultrarövid hullámú FM műsorátvitel felső határfrekvenciáját általában 15 kHz-re választják. Az ehhez szükséges átviteli sávzsélesség  $\pm 120$  kHz. Ezt a sávzsélességet az átviteli torzítások kiküszöbölése érdekében a lehető legkisebb fázistorzítással kell megvalósítani. Az FM vevő KF fokozatait tehát maximális sávzsélességre és minimális fázistorzításra kell méretezni. Ez az egy fokozatra eső erősítéscsökkenéssel jár. Azonos érzékenység eléréséhez tehát több KF fokozatot kell használni, vagyis a hagyományos AM—FM vevőkészülék mindig kompromisszumos megoldást jelent. Így a torzítások — különösen a nagy erősségű magas hangok tartományában — jelentősek lehetnek. A torzított magas — hangátvitel valóságosságát tovább növeli a jel-zaj viszony javítása érdekében alkalmazott adóoldali magas emelés. Különösen fontos az FM vevőknél a pontos állomásra-hangolás. Használjunk mindig élesen indikáló hangolásijelző csövet. Helytelen beállítás kellemetlen torzításokat okoz a magas hangok tartományában.

A KF fokozatok görbült — az ideálistól eltérő — karakterisztikáit a helyesen beállított limiterfokozat kiegyenlíti. Általában alacsony anód és segédrcs-feszültségű pentódát célszerű a limiterfokozatban használni. A jó AM elnyomással elérhetjük, hogy a KF karakterisztikák görbülete nem okoz járulékos torzításnövekedést.

Az FM vevőkészülékekben használatos aránydetektorok kompromisszumos megoldást jelentenek a kielégítő linearitás, a jó demodulációs hatások és a torzítás között. Torzítási tényezőjük ezért általában 2—3% között van. Lényegesen kisebb torzítás érhető el az ún. scaler-detektorok (számláló detektorok) alkalmazásával (0,1—0,2%). Ezeket viszont csak alacsony KF mellett tudjuk realizálni. (Lásd 2.6. fejezet)

Professzionális FM vevőknél ezt úgy oldják meg, hogy a 10,7 MHz-s KF jelet — kvarcoszcillátor segítségével — átkeverik a 100—470 kHz közötti tartományba. Az így nyert második KF-re — megfelelő erősítés után — már megoldható a scaler detektor. Ha figyelembe vesszük az FM műsorszórás és a ma használatos vevőkészülékek technikai paramétereit, akkor végeredményképpen 45—50 dB hasznosítható dinamikát kapunk. Ez az érték — az elméleti megfontolásokkal összhangban — lakoszámban megközelíti az ideális értéket.

Csőves URH-FM vevőkészülékek építéséről, üzembehelyezéséről számos közlemény jelent már meg a Rádiótechnika hasábjain. Így ismeretéstől itt eltekintünk. Hangsúlyozni kívánjuk, hogy a kereskedelemben kapható AM-FM vevőkészülékek minimális átalakítás vagy változtatás után általában alkalmasak

amatőr Hi-Fi célokra. Jömagam bolgár gyártmányú „Melódia” típusú vevőt használok, azzal a változtatással, hogy az előfokozatot ECC 88 csőre cseréltem ki. Így a vevő érzékenysége megnőtt, zaja pedig valamelyest csökkent. Budapesttől mintegy 130 km távolságra jó minőségű hangot biztosít.

## 3. Álsztereofónia (1.); (5.)

A térhatás biztosításához legalább két független átviteli csatorna szükséges. Ez az egycsatornás rendszerekkel szemben jelentős költség-többletet és műszaki beruházást jelent. Kísérleteket folytattak tehát a probléma megkerülésére.

Álsztereofónia (= pszeudo sztereofónia) gyűjtőnév alá soroljuk mindazokat az eljárásokat, amelyek egyszerűbb eszközökkel igyekeznek a térbeli hallás élményét kelteni.

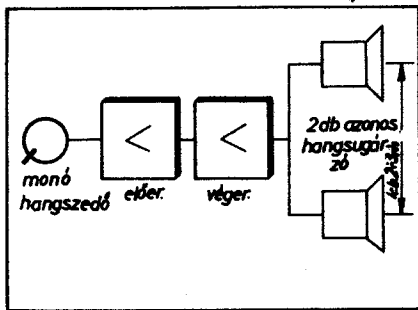
A hangszóró rendszereink egyik jelentős fogyatékosága a magas frekvenciák felé egyre fokozódó irányítottság. Ennek következtében a hallgató a hangforrást mindig a hangszóróban képzelel el. Közben a hangforrás érzékelt kiterjedése nem haladja meg számottevően a hangszóró méreteit. A keletkezett hangérzet tehát olyan, mintha a produkciót a hangversenyterem, vagy a stúdió falába vágott kis nyíláson át hallgatnánk. Lényegesen javulást eredményez már egy olyan elrendezés is, amely ennek a falba vágott nyílásnak a látszólagos méreteit megnöveli — anélkül azonban —, hogy lokalizációt tenne lehetővé. Az ilyen ún. pszeudosztereofónikus rendszerek tehát csak kiterjedésérzetet adnak, de ezt is a hangforrás tényleges méreteitől függetlenül.

### 3.1. 3 D illetve 4 D rendszer

Első lépés a magas sugárzó éles irányítottságának csökkentése, illetve megszüntetése. Legegyszerűbb módja, ha több — különböző irányba sugárzó — azonos magashangú hangszórót állítunk be.

A ma használatos jó minőségű rádió- és televíziókészülékeket három-négy magassugárzóval látják el, ezeket a káva elején, oldalán, sőt tetején és az alján helyezik el. Ez az ún. 3 D, illetve 4 D rendszer. Az elrendezésnél az a törekvés, hogy lehetőség szerint gömbsugárzót kapjunk, vagyis a magas hangok minden irányból egyforma erősséggel jelentkezzenek. Vannak jó minőségű stúdió-lehallgató hangdobozok, ahol 12—16 db kisméretű magashangszórót helyeznek el egy kb. 30 cm átmérőjű, sokszögekkel behatárolt gömb belsejében. Az ilyen rendszer sugárzási karakterisztikája már igen precízen megközelíti az ideális gömbsugárzóét, miközben kitűnő hangérzetet nyújt.

A vázolt megoldás nem törekszik arra, hogy élethű térbeli hatást érjen el, csupán azt a feszélyeztető és kellemetlen jelenséget igyekszik kiküszöbölni, hogy egyetlen hang-

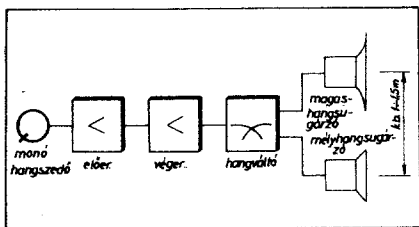


3. 2. 1. ábra. Ambiofónikus rendszer azonos hangszugárzókkal

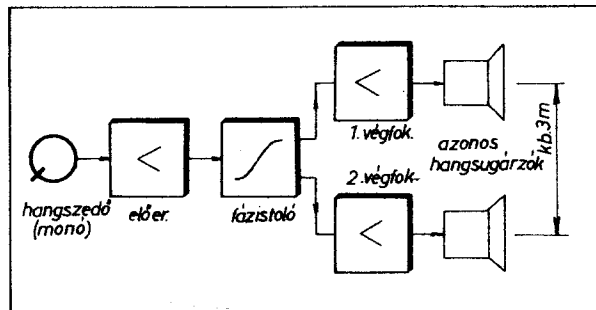
sugárzó alkalmazása esetén a nagy zenekartól a vizeség minden hangforrás egyetlen pontba van összezugorítva. Több magassugárzó alkalmazásával a falakról, környező bútorokról kapott visszaverődések a sugárzó látszólagos méreteit megnövelik. Eredményképpen valamilyen elmosódott, nagy kiterjedésű hangforrást érzékelünk.

### 3.2. Ambiofónikus rendszerek

Igen népszerű álsztereo-rendszert kapunk két teljesen egyforma hangszugárzó rendszer alkalmazásával (lásd 3.2.1. ábrát). Abban az esetben, ha csak egy mélyszugárzó áll rendelkezésünkre, akkor a keresztelési frekvenciák alkalmas megválasztásával elérhetjük, hogy csak közép- és magassugárzókból kell 2-2 egyforma egység. Mivel a hallgatási helyiség nem ideálisan szimmetrikus mechanikusan és elektroakusztikusan, ezért egy olyan elektromos szimmetrizáló osztóról kell gondoskodni, amely a két hangszóróból jövő hangintenzitás mértékét a hallgatási helyen azonos szintre állítja be. Ezt úgy ellenőrizhetjük, hogy a vég-erősítő bemeneteire hanggenerátorból közepes frekvenciájú (800 Hz) jelet adunk. Helyes működés esetén a virtuális hangforrásnak a két hangszugárzó között szimmetrikusan kell elhelyezkedni. Ezt külön végerősítő alkalmazása esetén közös végfokozat esetén pedig a hangszóró áramkörökben levő T vagy  $\pi$  (Pi) osztagokkal állítjuk be. Két hangszugárzóval hangszinkülönbség alapján is felépíthető pszeudo-sztereo-fónikus rendszer. Ennek legegyszerűbb vázlatát a 3.2.2. ábra szemlélteti. Ez esetben egy végerősítőt használunk,



3. 2. 2. ábra. Ambiofónikus rendszer szétválasztott hangszugárzókkal



3. 3. 1. ábra. Fázistolásos álsztereo rendszer blokkvázlata

amely egy 6 dB/oktáv váltási meredekségű hangváltót táplál. A keresztelési frekvencia célszerűen 750 Hz lehet. A magas hangszugárzó a bal, a mély hangszugárzó pedig a jobb oldalon legyen elhelyezve, a hallgatóhoz viszonyítva. Helyes beállítás esetén a mély és a magas hangok a megfelelő oldalról, míg a közepes hangok a két hangszugárzó közötti rész közepéről hallhatók.

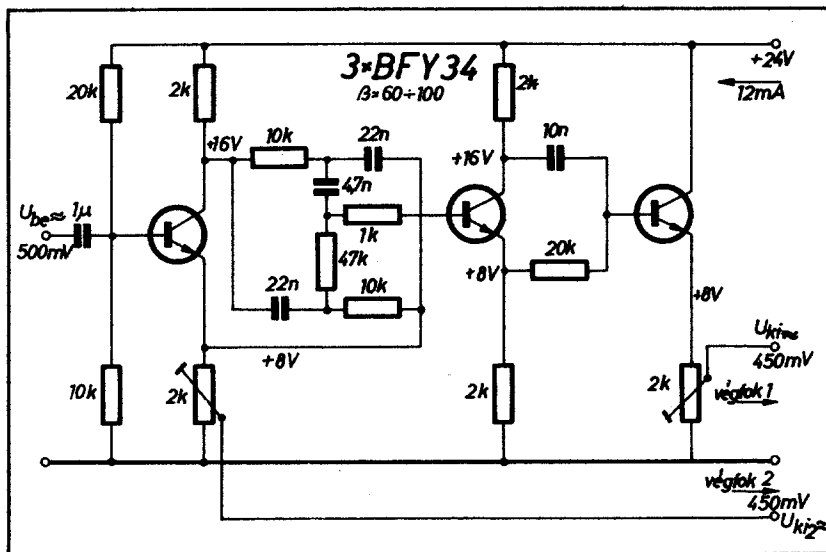
Tovább növeli a hangvisszaadás plasztikusságát a 800 Hz-hez viszonyított kismértékű (10–12 dB) mély és magas emelés. Elegánsabb változata e megoldásnak az, amikor független erősítőt használunk a magas és a mély csatornára is. Ilyenkor elmarad a hangváltó, a magas és a mély csatornák szétválasztását a végerősítők előtt egyszerű RC tagokkal oldjuk meg. Ez esetben enyhül a végfokozatok szigorú specifikációja is; mély csatornára 8–10 W kimenőteljesítményű ellenütemű, magas csatornára 3–5 W-os szimpla végfokozatot érdemes építeni. Ilyenkor a hangszín valamint a hangerőszabályozónak, ezenkívül a hangszugárzó elhelyezésének tágabb lehetősége kínálkozik a fonóamatőr előtt.

Az ambiofónikus hangvisszaadás eredményeként szintén kiterjedt, plasztikus hangforrást érzékelünk.

A dimenzió megnövelése a térhatással rokonérzést kelt; olyasféle érzéki csalódás ez, mint amilyen a szélesvásznú film szemlélésénél keletkezik. Bár a kép nem térhatású, pusztán a méretek megnövelése is pótolja a harmadik dimenziót.

### 3.3. Fázistolásos álsztereo rendszer (5.)

A térhatású hang alapja a két fülhöz érkező hangkép fázis és intenzitás, vagyis spektrum különbsége. Mindkettőt módunkban van mesterségesen is előállítani. Két azonos hangszugárzó esetén a ráadott jeleket fázisban eltolva tiszta (szinuszos) hang esetén a középnyalonról eltolt hangforrást észlelünk. Komplex (zenei) hangok esetén — a rendszer fázismentétől függően — kiterjedt hangforrást érzékelünk. A fázistolásos álsztereo reprodukáló lánc blokkvázlatát a 3.3.1. ábra mutatja be. A két csatorna közötti fáziskülönbséget két RC híd állítja elő anélkül, hogy a csatornák amplitúdó-frekvenciamentét változtatná. A fázistoló áramkör tranzisztoros, kapcsolási vázlatát a 3.3.2. ábrán láthatjuk. Az áramkör módot nyújt arra, hogy úgy a direkt, mint a fázisban eltolt csatorna szintjét egymástól függetlenül is szabályozhassuk. E



3. 3. 2. ábra. A tranzisztoros fázistoló kapcsolási vázlat

# MIT JELENT A SZTEREO?

A hangkultúra rohamos fejlődése, a zenei igények fokozódása újabb és újabb feladatok elé állította a híradástechnikai ipar konstruktórait. A Hi-Fi hangminőség visszaadására alkalmas erősítő és hangszórók kidolgozásával megközelítették ugyan a hang élethű visszaadását, de ez a zenekedvelők számára még mindig kívánnivalót hagyott maga után. A hangversenyek közvetítésekor a zenekar térben helyezkedik el, a hangszerek térbeli elhelyezkedését fülünkkel akkor is érzékelni tudjuk, ha a hangversenyen a szemünket lecsukjuk és úgy hallgatjuk a zenét. A hagyományos módon — a rádión, lemezejátszón vagy magnetofonon — megszólaltatott hangversenyzenekari műsornál nem tudjuk érzékelni a hangszerek térbeli elhelyezkedését. Egy hangszóró esetén mindössze egy hangforrás sugározza az az egész zenekar játékát. Az úgynevezett „mono” műsorközlő berendezésekhez hiába csatlakoztatunk két-három vagy akár több hangszórót, bár a hangot több helyről halljuk, mindegyik hangszóró pontosan ugyanazokat a hangszereket, ugyanolyan hangerővel szólaltatja meg. A kiváló hangminőség ellenére tehát a személyes hang-

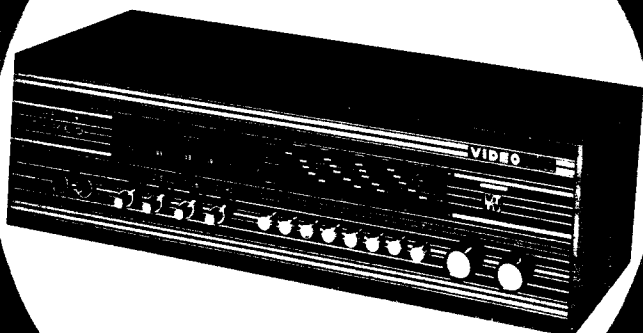
versenyhallgatás élménye elmarad. Az elektronikus úton közvetített vagy hallhatóvá tett zenei műsorközlés forradalmasítását jelentette az egycsatornás — mono — rendszerek hiányosságait megszüntetni hivatott kétcsatornás, úgynevezett sztereofonikus rendszer kifejlesztése. A hangközlésnek ez a módja forradalmasította a zenekultúra széles körű elterjedését és a hanghatások keltésének számos, eddig még ismeretlen lehetőségét biztosította. A kétcsatornás — sztereofonikus — rendszerrel nemcsak az oldalirányú, hanem a mélység irányú helyzetmeghatározást is érzékelni lehet, bár az oldalirányú elosztás felismerése szubjektíve sokkal fontosabb.

Az „irányhallás” tulajdonképpen úgy jön létre, hogy a technika kihasználja az emberi hallás természetadta lehetőségét, a jobb és a bal fül egymástól független működését. Az alkalmazott jobb, illetve bal hangszóróból a hanghullámok egyaránt eljutnak a jobb és a bal fülhöz, így a hangforrás helyét a hangszerek hangerőssége, illetve működésük időbeli különbsége határozza meg. A sztereo berendezéssel jól érzékelhető a mozgó hangforrás is.

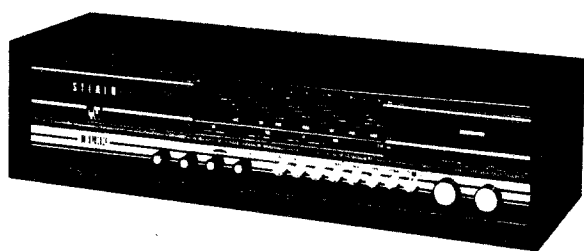
# R 4932

Magyarországon kifejlesztett első olyan rádiókészülék, amely már a sztereo lemezjátszó és magnetofon sztereo üzemben történő működtetésén kívül a nagyfrekvenciás sztereo adóállomások vételét is biztosítja a vásárló számára.

Kimenőteljesítménye  $2 \times 4$  Watt.



# VIDEOTON

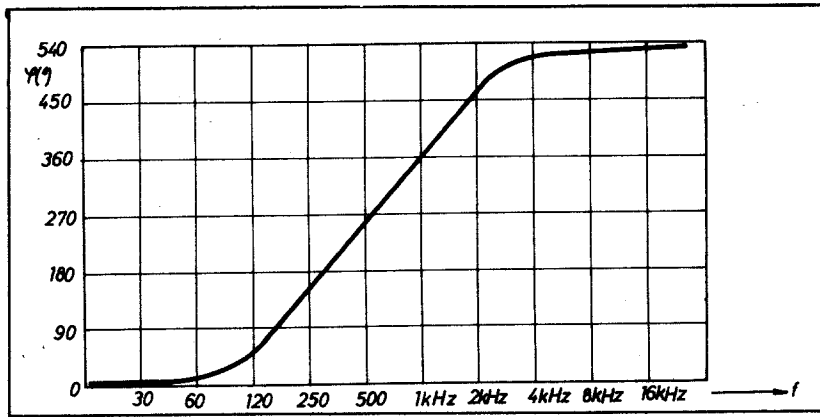


# R 5932

A kifejezetten igényes vásárlók számára fejlesztették ki gyárunk laboratóriumában a Hi-Fi hangminőséget biztosító R 5932 típust.

$2 \times 8$  Wattos sztereo hanghatás keltésére alkalmas készülékkel ugyancsak vehető a nagyfrekvenciás sztereo adóállomások műsora is.

2 db hangdoboz hozzátácsolással üzemeltethető.



3. 3. 3. ábra. A fázistoló frekvencia-fázisjelleg görbéje

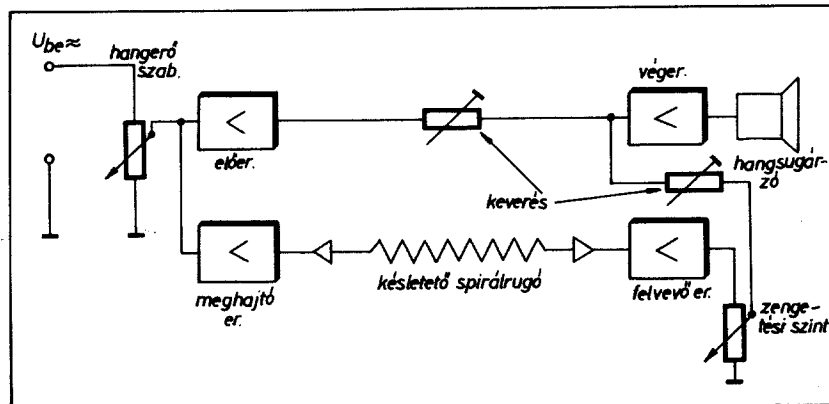
célt szolgálják az emitterkörü 2 kohmos lineáris potenciométerek. A  $T_1$  mint fázisfordító működik és táplálja a kettős fázistoló hidat. Ez a híd  $0-360^\circ$  fáziseltolást tud előidézni. Hasonló működésű a  $T_2$  fokozat is. Itt viszont csak egyszerű  $0-180^\circ$  fáziseltolást létrehozó hidat találunk.  $T_3$  mint kimeneti emitterkövető működik. A kapcsolás végéreményképpen  $0-540^\circ$  fáziseltolást hoz létre a  $200-5000$  Hz között. (Lásd 3.3.3. ábrát.)

Ez a sáv magába foglalja a fáziskülönbségen alapuló lokalizáció tartományát. Végezetül megemlítjük, hogy a két végerősítő és a hangszárgzó rendszerek egyformák.

### 3.4. Mesterséges zengetés (9.)

A térhatás létrehozásának további eszköze a mesterséges zengetés. Ezúttal azonban nem annyira a hangforrás, mint inkább a befogadó helyiség méretei azok, amelyek a csalódás folytán megnövekednek. Mesterséges zengetés előállítására a stúdiótechnikában a csempézett zengetőfolyosó, zengőlemez és esetlegesen a nagy jóságú hangfrekvenciás rezgőkörök a szokásos eszközök.

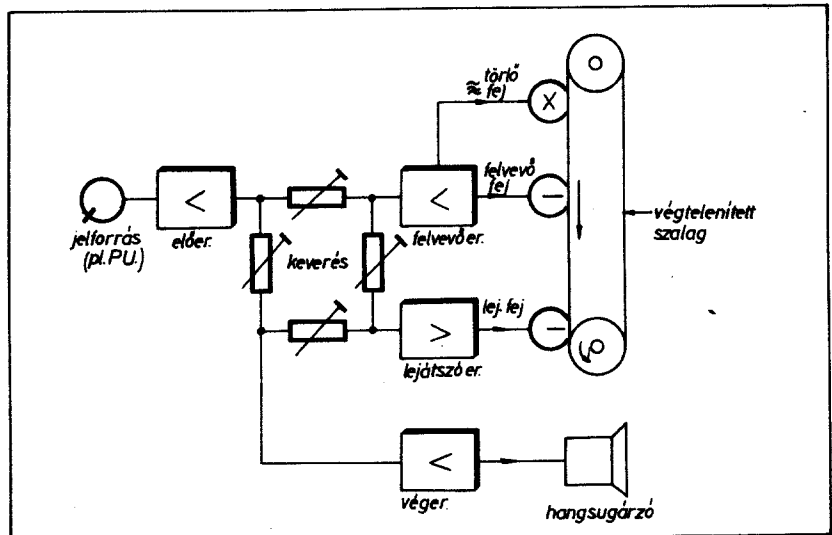
Ezek házi használatra költségesek. Amatőr célokra minőségben kevesebbet nyújtó egyszerűbb megoldások terjedtek el. Egyik ilyen egyszerű zengető berendezés tömbvázlatát szemléleteti a 3.4.1. ábra. Az



3. 4. 1. ábra. Mesterséges zengetés, rugós módszerrel

akusztikus késleltetést itt megfelelő hosszúságú és feszességű acél-spirálrugó végzi. A direkt és a késleltetett — zengett — jelek megfelelő össze-

utózengetési idő szabályozására a magnetofon. A késleltetési időt a felvevő és a lejátszó fejek közötti távolság, valamint a végtelenített szalag sebessége határozza meg. Korszerű zengető magnóadaptereknél általában több lejátszófejet alkalmaznak, továbbá kedvelik a szalag sebességének folyamatos szabályozását is (kommutátoros motor). Az elrendelés blokkvázlatát a 3.4.2. ábrán mutatjuk be. A hangforrás jelét előerősítő után egy különleges keverőn vezetjük keresztül. Innen a jel a felvevő erősítőre, majd a hangszalagra jut. A lejátszó fej által lekapogott jel — megfelelő késleltetéssel — adja a visszhangot, amit összekeverve a direkt jellel; ismételtén felvehetünk. A keverő megfelelő beállításával többszörös visszhangot állíthatunk elő, amely a nagy terem illúzióját jobban megközelíti. A jel-sorozat lehet lecsengő (csillapodó) de lehet erősödő is. A leírt módszerrel a térhatás növelésén túlmenően



3. 4. 2. ábra. Szabályozható zengetés magnetofonnal

keverés után a végerősítőbe kerülnek. A rugó, valamint a meghajtó és felvevő erősítők készítéséről bővebben a szakirodalomban találunk.

További lehetőségeket nyújt az

hatásos hangeffektusokat állíthatunk elő.

### 4. A térhatású hangvisszaadás (1.); (5.)

Az előzőekben ismertetett megoldások növelik ugyan a hangforrás látszólagos méreteit, bizonyos térhatást is eredményeznek, de a kapott hangérzet független a felvétel körülményeitől; a hangkép áll, lokalizációra nincs lehetőség. A problémát megnyugtatóan csak a többszörös térhatású rendszerekkel lehet megoldani. Az előzőekben már leszögeztük, hogy a minimális csatornaszám 2. Az elméleti megfontolások, valamint a kísérletek azt bizonyítják, hogy a térhatású hangvisszaadás négy fő követelményét a kétszörös térhatású rendszer közelítőleg kielégíti. A jelenleg használatos sztereó berendezések — főleg a hangszárgzó és a felvételi mikrofonok irány-

karakterisztikáinak fogyatékosai miatt — még nem biztosítják a pontos hangtér-leképezést. A rendszer hanghatása még így is lényegesen jobb mint a legjobb egycsatornás rendszereké.

Mivel a sztereo hangvisszaadásra berendezkedni költséges dolog, gyakran felvetődik a kérdés, hogy egyáltalán megéri-e az áldozat!? Vannak, akik úgy érvelnek, hogy célszerűbb valami egyszerűbb megoldású, kisebb igényű sztereorendszer kiépítését megejteni. Az irodalom, valamint saját tapasztalataink szerint egy jó mono rendszernek nagyobb a létjogosultsága, mint egy gyenge, hevenyészett sztereónak. Ezért megalkudni nem érdemes. A fonoamatőrök — akik munkájukat és energiájukat nem sajnálva, egy jó sztereorendszer kiépítésére szentelik figyelmüket, nem fognak csalódní, mert határozott minőségi javulásban, illetve változásban lesz részükh. A nagyközönség jórészenek viszont csak aláfestés céljára kell a zene. Ezek számára a sztereo nem egyéb a felesleges pénzkidobásnál.

#### 4.1. A sztereotechnika alapjai

Mielőtt a sztereo reprodukáló lánc egyes elemeinek ismertetését megkezdhenénk, érintjük röviden a sztereotechnika négy alapvető követelményét.

1. Maximális térhatás — minimális csatornaszám.  
Mivel az emberi fül függőleges síkban és mélységben csak durva becslésekre képes, elegendő csupán a vízszintes síkban, egyetlen vonalban leképezni a eredeti (felvételi oldali) hangképet. Ehhez két csatorna elegendő.
2. Kompatibilitás — rekompatibilitás. Csak azoknak a sokcsatornás átviteli rendszereknek van létjogosultsága, amelyeken az egycsatornás felvételeket minőségbeli károsodás nélkül lejátszhatjuk. Természetesen ugyanez áll a sztereo felvételekre is; ezeket monóberendezéseken visszajátszva egy monófelvétellel azonos hangminőséget kell kapnunk.
3. A térhatást ne egy megfigyelési pontban, hanem egy — lehetőleg nagy — területen legyen biztosított. Ezt a feltételt különösen nagy bázistávolság, valamint ún. középső csatorna alkalmazásával érhetjük el.
4. A látszólagos hangforrás helyzete független legyen a megfigyelési helytől.

A vízszintes irányú átviteli pontossága, valamint a rendszer kompatibilitása a felvételi oldaltól függ. Ezért teljesség kedvéért röviden foglalkozunk a sztereo stúdiótechnika néhány alapvető kérdésével.

Eltekintve a történelmi áttekintéstől, foglalkozunk először az  $XY$  rendszerrel. Ez ún. intenzitáskülönbéségen alapuló eljárás. A két kardioid karakterisztikájú mikrofon érzéken oldalával szembefordítva egymás mellé vagy fölé helyezve, vagy két

nyolcaskarakterisztikájú mikrofon egymáshoz képest  $90^\circ$ -kal elfordítva vesz részt a hangfelvételen. Ilyen módon a középről jövő hang a két mikrofonban egyforma erősségű, az oldalakról jövő hang pedig nagyon eltérő erősségű jelet kelt, a jelek között fáziseltérés nincsen.

A két mikrofon jelet megfelelő szintre erősítve, majd alkalmasan telepített hangszugárzóba vezetve igen jó minőségű, térhatású hangvisszaadást kapunk. Az így felépített rendszer hibája az, hogy ebben a formában nem kompatibilis, vagyis a két csatorna külön-külön nem nyújt önmagában jól élvezhető, kellemes hangképet. Hátránya még, hogy mindkét csatorna átvitelénél egyforma nagy gondot kell fordítania torzításmentességre, és a helyes frekvenciaátvitelre, ami költség-többletet eredményez.

Az előző hátrányokon segít egy ügyes módszer. Lényege az, hogy az átviteli csatornákon nem az  $X$  és  $Y$  jeleket, hanem két mesterségesen előállított jelet továbbítunk. Az egyik a két mikrofon jelének összege ( $X + Y = M$ ), a másik pedig a jelek különbsége ( $X - Y = S$ ). Az összegezés és a kivonás megfelelően tekercselt differenciál transzformátorok, vagy elektronikus áramkörök segítségével (lásd később) oldható meg. Az összeg jel megfelel egy körkarakterisztikájú mikrofon által nyerhető jelnek, tehát már kompatibilis, egycsatornás hangvisszaadásra felhasználható. A különbségi jelet az jellemzi, hogy belőle éppen a középről jövő hangok hiányoznak. Annál nagyobb mértékben tartalmazza a széleken elhelyezett hangszerek hangjait. Ez a jel egycsatornán visszadásra alkalmatlan.

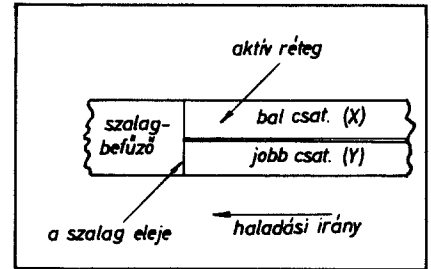
Mivel a fő információt az  $M$  csatorna szolgáltatja; átvitele szigorú minőségi mutatók mellett szükséges. Az  $S$  csatorna adja a térélményt, információ kapacitása csekély, az átviteli lánc gyengébb, egyszerűbb lehet. Ez költségmegtakarítást tesz lehetővé, gondoljunk például sztereo rádióadásra.

Az eredeti  $XY$  jeleket újabb összeadással és kivonással ismételtelen előállíthatjuk:

$$\begin{aligned} M + S &= 2X \\ M - S &= 2Y \end{aligned}$$

Megemlíthetjük, hogy a mai modern mikrofonokkal egy lépésben is előállíthatjuk az  $M$  és  $S$  csatornákat.  $M$  mikrofonnak egy kör, kardioid vagy vese karakterisztikájú mikrofont használunk, úgy hogy érzékeny oldalával a zenekar közepe felé fordul.  $S$  mikrofonnak egy éles, nyolcas jellegű görbés, ún. nyomásgradiens mikrofont kell beállítani úgy, hogy a zenekar két széle felől jövő hangokat vegye.

Különválasztott oldalhangcsatorna ( $S$ ) további előnye, hogy a térhatások mesterségesen színezhetők, kiemelhetők vagy tompíthatók. A stúdiótechnikában általában magas-



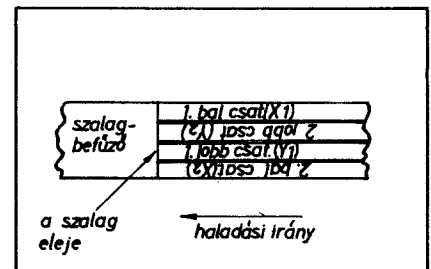
4. 2. 1. ábra. A 2 sávú sztereo hangszalag előírásai

emelést, valamint utózengetést alkalmaznak az  $S$  csatornában. Ezáltal az élethűség, valamint a magashangok lokalizációja jelentősen javul.

#### 4.2. A sztereo magnetofon

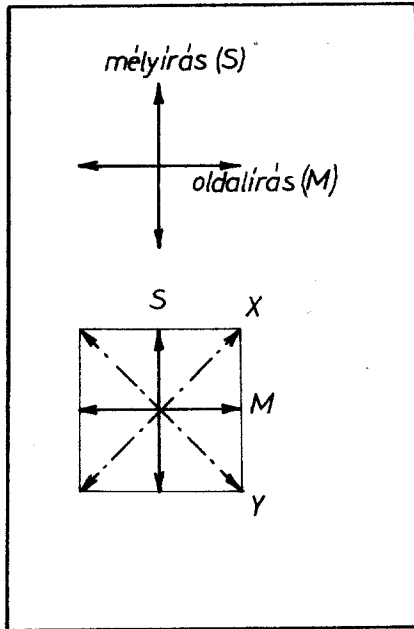
Több független csatornát legegyszerűbben hangszalagon rögzíthetünk. A sztereo magnók professzionális célokra 2, amatőr célokra rendszerint 4 hangcsíkkal dolgoznak. Az elv igen egyszerűnek tűnik, mégis számos technikai kérdést, buktatót rejt magában. Elsőnek említjük a fejek problémáját. Gondolva a szabványos műsorcsere és a gyártási technológiára, csak olyan fejek jöhetnek számításba, amelyeknek rése egy egyenes esik. Ennek pontos betartása — figyelembe véve az időközben előálló kopást — igen nehéz feladat. Emiatt különösen a közepes és a magas hangok fázishelyes visszadását, vagyis a pontos lokalizációt fenyegeti veszély. Külön problémát jelent a kellő áthallási csillapítás létrehozása, főként a nagyobb szalagsebességek esetén. Többcsatornás fejeknél az induktív és a kapacitív árnyékolásokkal védekezünk a belső áthallás ellen. Ez a módszer viszont csak kis szalagsebességek (4,7 és 9,5 cm/sec) esetén hatásos. 9,5 cm/sec sebességen ezért 4 független műsor rögzítésére is lehetőség van.

A kompatibilitás, valamint az azonos feléptítésű elektronikus egységek egyszerű előállítása miatt a hangszalagra mindig a bal és a jobb oldali csatorna jeleit rögzítjük. ( $XY$  rendszer) A felvételek egyértelmű visszajátszása érdekében a jobb és a bal oldali csatorna elhelyezése a szalagon nemzetközi és országos szabványokkal meghatározott. A 4.2.1. ábra a kétsávú sztereo hangszalag, míg



4. 2. 2. ábra. A 4 sávú sztereo hangszalag előírásai





4. 3. 1. ábra. A 90°-os és a 45°-os letapogatási rendszerek

a 4.2.2. ábra a négysávós sztereo hangszalag előírásait mutatja be.

A négysávós esetben a mágnesezett szalagrész csökkenésével arányosan csökken a lejátszófej sarkain mérhető hasznos jelfeszültség, a szalag zaja viszont kismértékben növekszik. (Az inhomogenitás miatt). Ezért a jó jel-zaj viszony elérése érdekében az ilyen berendezésekben manapság kizárólagosan modern, tranzistoros bemenőfokozatokat használnak.

Fokozott gondot kell fordítani a motorok, transzformátorok árnyékolására, valamint a brumm kompenzációra. Érdekes problémát jelent a tranzistoros magnetofon tápegységének pufferkondenzátora is. Ezen ugyanis nagy erősségű 100 Hz-es váltakozó áram halad keresztül, amelynek mágneses tere zavarólag hathat. Lehetőleg ne helyezük a lejátszófej közelébe, mert az általa keletkezett zaj erős és nehezen kompenzálható.

### 4.3. A sztereo hanglemez alapjai. (1.); (5.); (10.)

A sztereo hanglemezek vágásánál kihasználják a hanglemeztechnika hőskorában alkalmazott Edison-féle mélyírást és a későbbiek során szinte egyeduralgódó oldalirányú Berliner-féle felvételi eljárást. A kompatibilitás, valamint a műsoridő változatlan tartásának feltételeit szem előtt tartva, úgy oldották meg a problémát, hogy *S* rendszerben dolgozva, mélyírással rögzítik a különbségi, oldalírással pedig az összegcsatornát — méghozzá egyazon barázdában. Ezzel figyelembe vettük azt a ténnyt hogy a mélyírás átviteli jellemzői az oldalírásnál kedvezőtlenebbek.

Ha a vágó és a letapogatótű mozgását vektorokkal szemléltetjük (lásd

4.3.1. ábrát) akkor mindjárt belátható, hogy az előzőekben vázolt mély- és oldalirányú mozgás az *X* és *Y* csatornáknak megfelelő komponenseket is tartalmazza a lemez síkjával 45°-os szögben elhelyezkedő koordináta-rendszerben. Ezért a vágó és a letapogatófejek készülhetnek kétféle módon: *MS* rendszerrel vízszintes és függőleges elrendezéssel, *XY* rendszerrel pedig 45°-45°-os elrendezésű érzékelő, illetve meghajtó rendszerrel. Mivel azonban a különböző márkájú hanglemezek használatát biztosítani kell, a szabványok a variációs lehetőségeket lecsúszították. Letapogatásra csak 45°-os rendszert használnak, mégpedig úgy, hogy a lemezen az egyes csatornák jelei a 4.3.2. ábrának megfelelően helyezkednek el. Ezzel a felvételi eljárás számunkra közböns, készülhet 90°-os *MS* és 45°-os *XY* rendszerben egyaránt.

A csatornák fázisára vonatkozóan a szabvány a következőket írja elő: A két hangszóróra jutó jel fázisa azonos legyen, ha a letapogatótű a lemez síkjában mozog (magyarul, ha mono lemezt játszunk le).

Mindent összegezve a sztereo hanglemeztechnikában nem lehet teljes, kétirányú kompatibilitást biztosítani. Ennek oka a sztereo és a mono lejátszótű, valamint a sztereo és a mono lemez barázda méretének eltérő volta. Sztereohangszedővel egy-csatornás lemez minden károsodás nélkül lejátszható. Mivel azonban a sztereo tű hegyesebb mint a mono tű — ezért nem fekszik be rendesen a barázdába — következésképpen a magashangoknál kismértékű torzítással kell számolnunk. Sztereo hanglemez két okból sem szabad mono hangszedővel lejátszani. Egyrészt a mono tű károsítja a sztereo barázdát szélességi irányban, másrészt a mono hangszedő függőleges elmozdulásokra merev, ezért a barázda mélységi változásait nem tudja követni. Így a lemez anyagában maradót alakváltozást hoz létre.

Ez a magyarázata annak, hogy a sztereo lemezjátszó mechanizmusával szemben is fokozott igényeket kell támasztani. Sztereo hangszedőn a függőleges elmozdulás is feszültséget hoz létre, így a lemeztányér függőleges ütése, rezgése stb. kellemetlen zajként jelentkezik.

Az áthallási csillapítás a lemezvágási technológia, valamint a hangszedő felépítése folytán adott. Erteke a magas hangok felé csökken, de még a 15 kHz-s felső határfrekvencián is biztosítható a 15 dB. Ez az érték a megengedhető alsó határ közelében van, de a sztereo átvitel jelenlegi egyéb fogyatékoságai mellett a lokalizáció pontosságát jelentősen nem csökkenti.

### 4.4. Nagyfrekvenciás sztereo átvitel (5.); (11.); (12.)

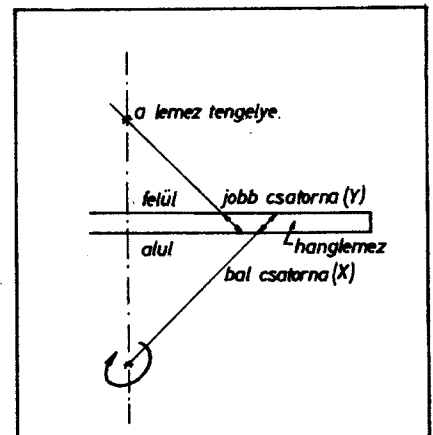
A feladat megoldására igen sokféle lehetőség kínálkozik. Legjobban az FM-AM elnyomott segédvívós multiplex nagyfrekvenciás adárendszer

terjedt el. (Az amerikai FCC és a nyugat-európai CCIR rádiósszervezet ezt a rendszert fogadta el). Magyarországon a kísérleti adások 1965. óta a 67,4 MHz-es sávban szintén az előző rendszer szerint folytatódnak.

Az eljárás úgynevezett teljes sztereo-rendszer, vagyis a lánc végpontjain az eredeti jobb és bal oldali mikrofonok jelei nyerhetők. Ezt jelen esetben aszimmetrikus — *MS* csatornákkal oldják meg. A megoldás lényege az, hogy az *S* csatornával a 38 kHz-es segédvívót — amelyet egy 19 kHz-es kavarcoszillátor frekvenciájának kétszeresével nyernek — elnyomott vívójú amplitúdó-modulációs rendszerben modulálják. A 38 kHz-s segédvívó annyira elnyomják, hogy az általa létrehozott moduláció 1% alatt legyen. Ehhez hozzáadják a 19 kHz-s ún. pilotjelet és az *M* csatornát. Így kapják az ún. sztereo — multiplex jelet. A multiplex jel 30 Hz — 53 kHz spektrumú komplex jel, amellyel frekvenciamodulálják az URH adót.

A vételi oldalon az aránydetektor kimenetén a multiplex jelet kapjuk vissza. Ehhez azonban elengedhetetlenül szükséges, hogy az FM vevő KF fokozatainak legalább 200 kHz teljes, eredő sávzélessége legyen. A multiplex jel lebontását a jobb és bal oldali hangcsatorna jeleire a sztereo dekóderek végzik. A sztereo dekóderekkel szemben az alábbi fő követelményeket kell támasztanunk:

1. Adaptálható kell hogy legyen egy normál FM vevőhöz, lehetőleg minimális átalakítással. A csekély átalakítás abban állhat, hogy az aránydetektor áramkörében levő deemfázis kondenzátorokat ki kell venni. Ellenkező esetben ezek a különbségi csatornával modulált segédvívós spektrumot — amely 23—53 kHz-ig terjed — levágják.
2. Megkívánható, hogy automatikusan kapcsoljon át mono műsor esetén, vagy legalábbis jelezze, ha mono műsört vesz.



4. 3. 2. ábra. A sztereo csatornák elhelyezkedése a hanglemezen

3. A lehető legkisebb áthallás érdekében fontos a vevő pontos állomásra hangolása. Használjunk ezért éles hangolászjelzőt.

A multiplex jelek dekódolására mindazon módszerek fordítottjai lehetségesek, mint a kódolására. Ezek szerint megkülönböztetünk:

- mátrixdekódert,
- mintavételi dekódert és
- burkológörbe dekódert.

A továbbiakban csak a mintavételi és a burkológörbe dekóderek ismertetésével foglalkozunk, mivel a mátrix dekóderek bonyolultságuknál fogva nem tartanak számot az amatőrök érdeklődésére.

#### 4.4.1. Csöves, mintavételi sztereo-dekóder

A mintavételi dekóder működési elve az, hogy a 38 kHz-s segédvivő ütemében kapcsoljuk a multiplex jelet a kimenetekre.

Igy az eredeti jobb és bal oldali csatorna áll elő. A megoldás előnye a kis fázishiba, amely fontos követelmény a sztereo vétel esetén.

Az aránydetektorról a jel a  $V_1$

rácsára jut. A fokozat a pilot-jelre mint földelt katódú — tehát nagy erősítésű — a multiplex jelre pedig mint katódkövető működik. Az anódköri rezgőkörök a pilot-jelre emelik ki, majd a kétoldalas egyenirányítás útján frekvencia kétszerezés áll elő. Így nyerik a fázishelyesen visszaállított 38 kHz-s segédvivőt. Megfelelő erősítés után ( $V_2$ ) a segédvivő az ún. kapcsoló demodulátorra jut. A kapcsoló demodulátor híd-kapcsolásban működik, ezért a hangfrekvenciás kimenetek jelei mentesek lesznek a segédvivő maradékaitól. Ezenkívül hatásosan elnyomja a segédvivő alacsony felharmonikusai által keletkezett zavaró modulációt. A multiplex jelet a segédvivő fázishelyesen a kimenetekre kapcsolgatja.

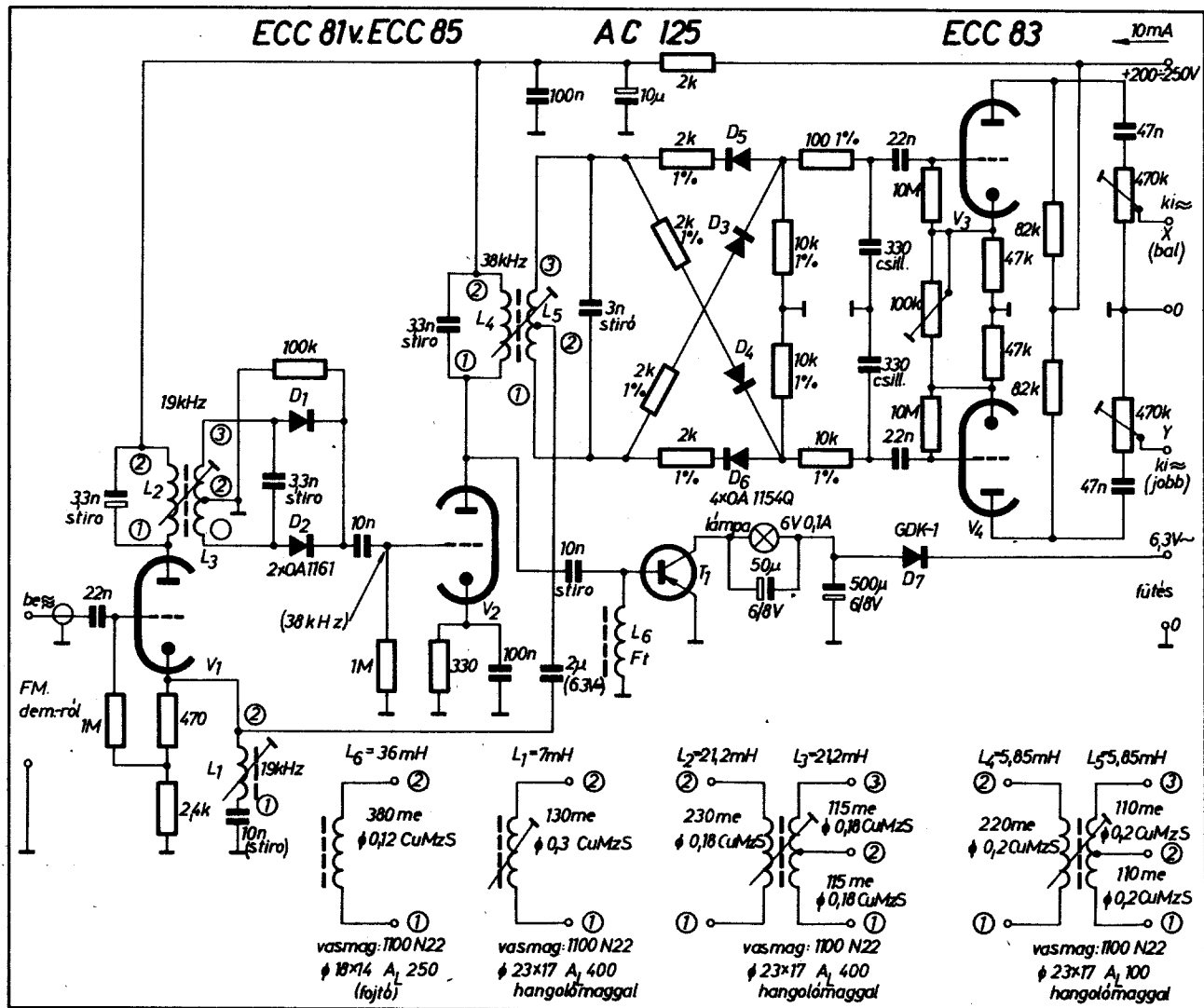
Az esetleg zavaró 19 kHz-es pilot frekvenciát a  $V_1$  katódkörében levő nagyjóságú soros rezgőkör nyomja el. A szükséges deamfázist a kapcsoló demodulátor után levő 100 kohm-os és 330 pF-os RC tagok biztosítják.

Egyrészt, mert a kapcsolási időkvéses értékek, másrészt mivel a multiplex jel a 38 kHz-es segédvivő

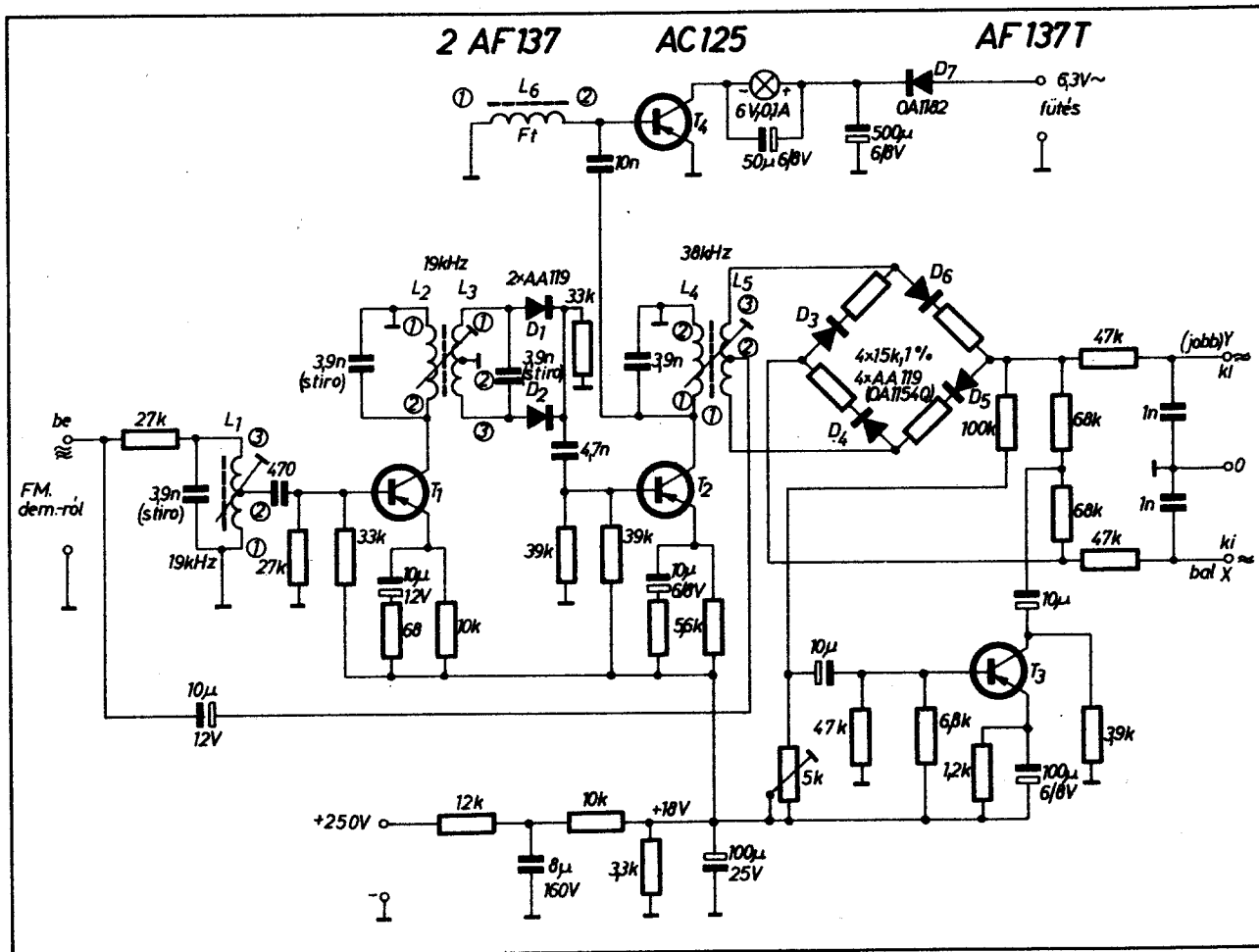
félperiódusának megfelelő időtartamig tartózkodik az egyik csatornán; a kimeneti jel nem tud teljes csúcserőértékével kialakulni. Végeredményben az összegjelnél ( $M$ ) a csúcserték 0,5-szörösét, a különbségjelnél ( $S$ ) az  $1/\sqrt{2}$ -szeresét kapjuk.

Tehát az összegjelnél többlet lép fel, amely áthallásként jelentkezik. A továbbiakban gondoskodni kell a megfelelő áthallás csillapításáról. Jelentősen csökkenti az áthallást a  $V_3$  és  $V_4$  ún. katódcsatolt differenciálerősítő. A két trióda katódja közé kapcsolt 100 kohm-os potencióméterrel állíthatjuk be az optimális csatornaszét választást. Működése röviden úgy történik, hogy az egyik csatornában levő áthallási maradékkal szemben a másik csatornából egy ugyanolyan nagy, de ellentétes fázisú jelet kapcsol sorba, amely kioltja azt. A kimeneten levő 500 kohm-os potencióméterek a pontos csatornaszimmetria beállítását szolgálják.

Sztereo műsor vételének jelzésére szolgál a  $T_1$  tranzisztor áramköre. Monó műsor esetén amikor pilot-jel nincs, a  $T_1$  nyugalmi állapotában



4. 4. 1. ábra. Csöves mintavételi sztereo dekóder kapcsolási vázlatja és tekercsadatai



4. 4. 2. ábra. Tranzisztoros mintavételező sztereo dekóder kapcsolási vázlata

zár. Sztereo műsor vétele esetén viszont a pilot-jel hatására a 38 kHz-s segédvívó nyitja a tranzisztort, a meginduló áram hatására az L jelzőlámpa világít. Az áramkört a 6,3 V-os fűtőfeszültség egyenirányítása útján nyert és megszürt egyenfeszültség táplálja. Az elkészítéséhez szükséges tekercs adatok a 4.4.1. ábrán láthatók.

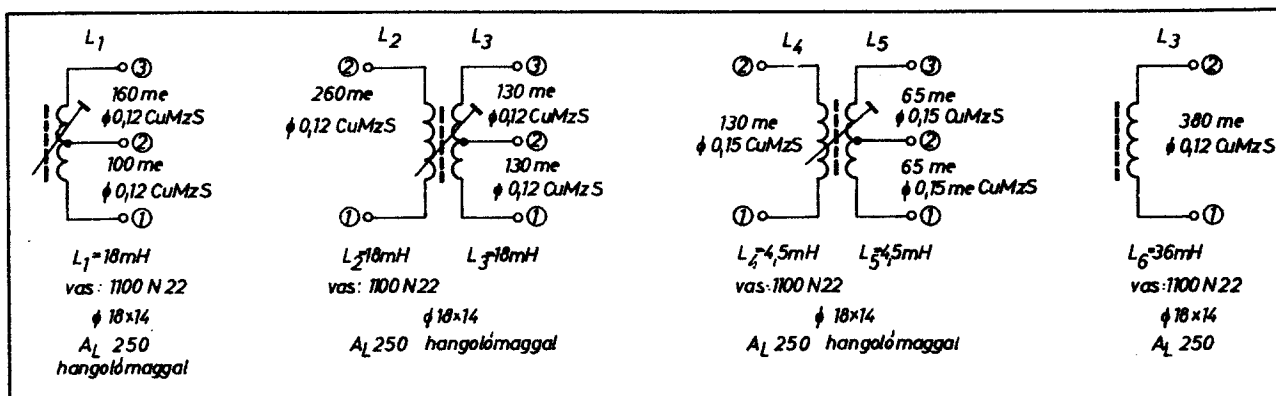
Szólnunk kell röviden a sztereo dekóder üzembehelyezéséről. Leg-

egyszerűbb amatőr módszer az, amikor az adó által kisugárzott sztereo test jellel történik a beállítás.

Először ellenőrizzük le az URH vevő nagyfrekvenciás részének erősítését és sávszélességét. A nagy fázishibák elkerülése végett a minimális sávszélesség 180–200 kHz legyen, a –6 dB-s pontokon mérve.

Ezután a dekóder rezgőkörzeit (csővoltmérő vagy oszcilloszkóp segítségével) a megadott frekvenciá-

kon maximumra hangoljuk. Ezután az azonos függőleges és vízszintes erősítésű oszcilloszkópot a dekóder kimeneti pontjaira kapcsoljuk. Helyes beállítás esetén a képernyőn egy 45°-os egyenest látunk, miközben vevőkészülékünk a sztereo testjelet veszi. Amennyiben hurkot mutat az oszcilloszkóp, abban az esetben nem helyes a segédvívó fázishelyzete. Ilyenkor az  $L_2$  tekercs végeit felcseréljük.



4. 4. 3. ábra. A dekóder tekercs adatai

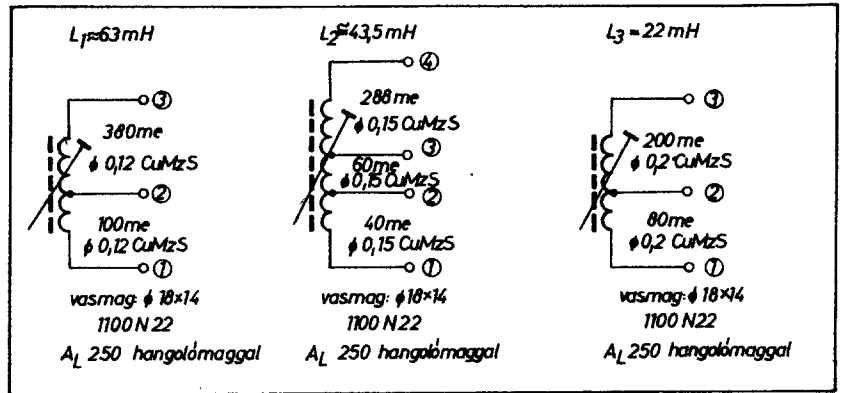
Ezután a 100 kohm-os beállító potenciométerrel a minimális áthallást, végül a kimeneti potenciométerekkel a pontos csatornaszimmetriát állítjuk be.

#### 4.4.2. Tranzisztoros mintavételi sztereo dekóder

Az előbbivel azonos módon működik a következőkben ismertetett tranzisztoros sztereo dekóder. Kapcsolási vázlatát a 4.4.2. ábrán, tekercsadatai pedig a 4.4.3. ábrán láthatók. Itt a demodulátorról jövő multiplex jel egyrészt a  $T_1$  erősítő fokozatot, másrészt a kapcsoló demodulátort táplálja. A pilot jel erősítése, frekvenciaduplázása, majd a segédvívó fázishelyes helyreállítása és erősítése tranzisztoros fokozatok segítségével történik. Az előzőekhez hasonló a kapcsoló demodulátor működése és a deemfázis áramkör is.  $T_2$  tranzisztor az áthallási csillapítást javítja azáltal, hogy ellenkező fázisú jelet juttat a két kimenetre. Az optimális áthallás az 5 kohm-os potenciométerrel állítható be. A dekóder táplálását a csöves készülék anódpótlójával oldjuk meg, kellő feszültségejtés és szűrés után.

#### 4.4.3. Tranzisztoros burkológörbe dekóderek

Nagyon egyszerű, ún. burkológörbe dekódert mutatunk be a 4.4.4. ábrán. Működésének rövid leírása a következő: az aránydetektor jó működéséhez szükséges, hogy lehetőleg nagy bemenő ellenállású fokozattal terheljük. A vázolt dekóder



4. 4. 5. ábra. Dekóder tekercs adatai

bemenő ellenállása 100 kohm nagyságú. A  $T_1$  fokozat a multiplex jelre nézve földelt kollektoros (emitterkövető) a pilot-jelre viszont földelt emitteres erősítőként működik. Ezáltal a fokozat erősítése a pilot-jelre nagy. Kollektorköri — 19 kHz-re hangolt — rezgőkörön elegendően nagy jel jelenik meg ahhoz, hogy a  $T_2$  ún. ECO oszcillátort szinkronizálja.  $T_2$  kis nyugalmi áramra van beállítva (0,2 mA) így kollektoráramának második harmonikus tartalma nagy. Ennek eredményeként a kollektori rezgőkörön mintegy 8—10 V 38 kHz-s rezgés lép fel.

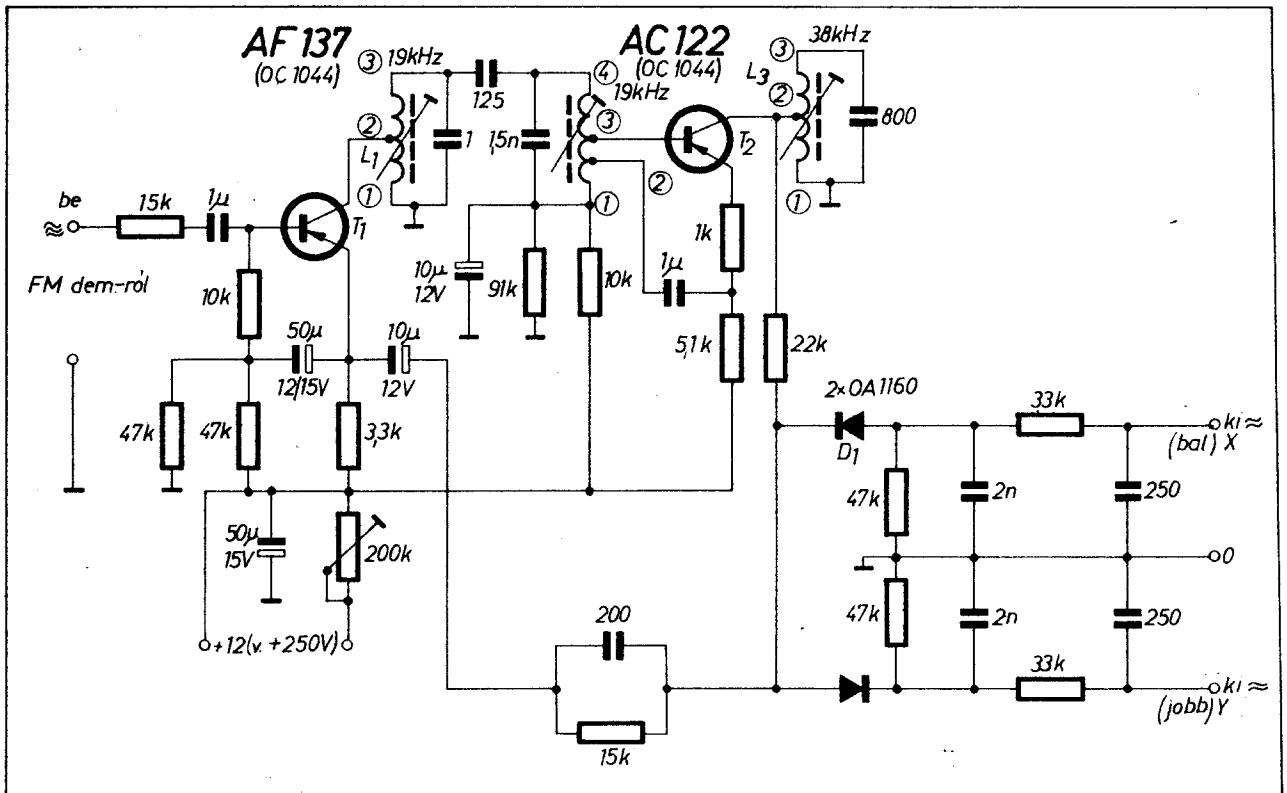
A —  $T_1$  emitterkövetőről jövő — sztereo multiplex jel és a 38 kHz-s segédvívó összegezése a diódák előtt

történik. A fellépő modulált jelet  $D_1$  és  $D_2$  demodulálja. A szokásos deemfázis után a jobb és a bal oldali csatorna kimeneti pontjait kapjuk meg.

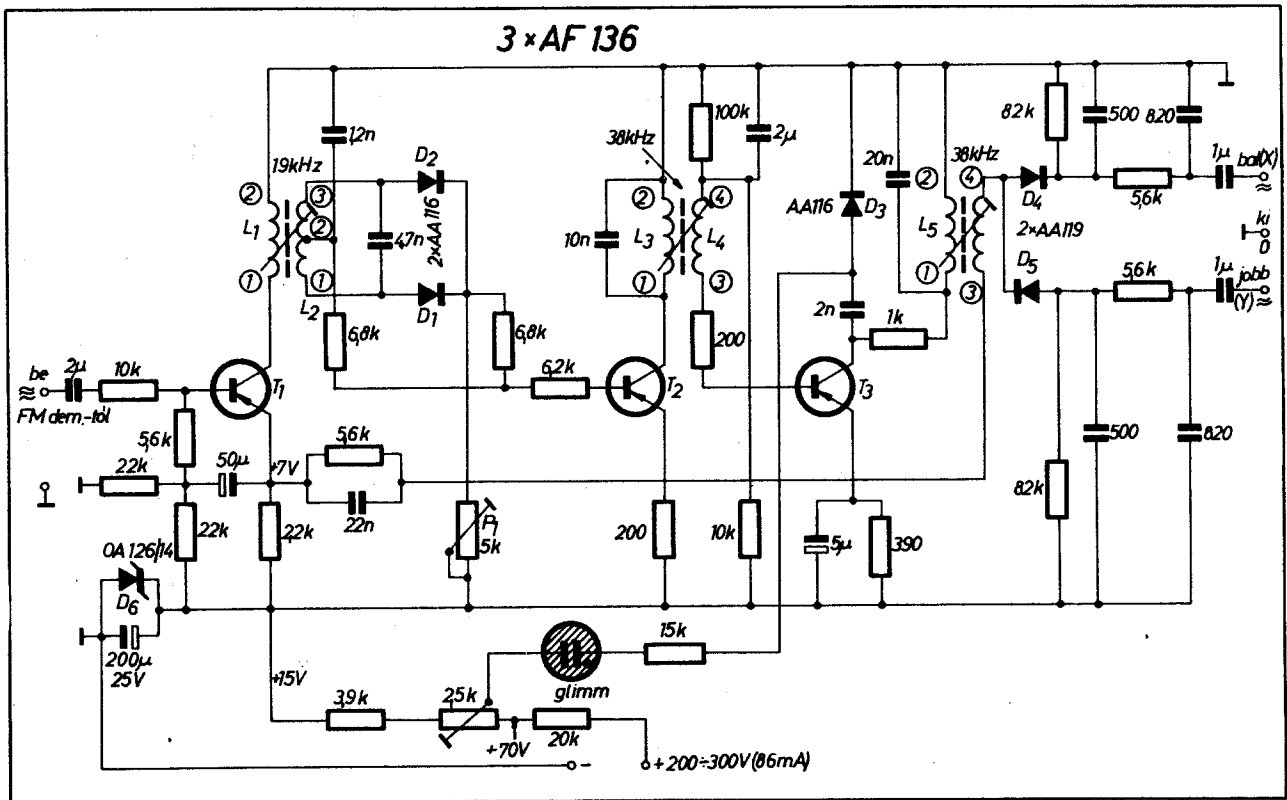
A dekóder igen jól működik már 50 mV-os pilot-jel esetén. Torzítása 2,5 V-os kimenőfeszültségig 1% alatt van. Áthallási csillapítása jobb mint —25 dB, ha a pilot-jel 50 mV-nál nagyobb.

Elkészítési útmutatásként mutatjuk be a 4.4.5. ábrán látható tekercsadatakat. A dekóder akár telepről (+12 V), akár a csöves készülék tápegységéről (+250 V) egyaránt üzemeltethető.

Következő példaként szintén burkológörbe dekódert mutatunk be (lásd 4.4.6. ábrát). Érdekessége, hogy



4. 4. 4. ábra. Tranzisztoros burkológörbe-dekóder kapcsolási vázlat



4. 4. 6. ábra. Tranzisztoros burkológörbe-dekóder kapcsolási vázlata

a dekóder automatikusan kapcsol át monoüzemről sztereo üzemre és fordítva. Bemenő fokozata az előzőkhez hasonló. A 38 kHz-es segédvívót azonban nem szinkronizált oszcillátorral, hanem kétoldalas egyenirányítás útján nyert frekvencia duplázzással állítja elő ( $D_1, D_2$ ). Ezt követően erősítik a 38 kHz-es jelet ( $T_2, T_3$ ), majd az ismertetett elv alapján a 38 kHz-s segédvívót és a — kis impedanciáról jövő — multiplex jelet összeadjuk. A demodulást a már vázolt módon a  $D_4$  és  $D_5$  végzi. A már jól ismert deemfázis áramkörök után a jobb és a bal csatorna kimenetét kapjuk.

A kapcsolás egyik érdekessége, hogy a helyreállított segédvívó fázismentét a  $P_1 = 5$  kohm-os potencióméterrel lehet szabályozni a minimális csatorna-áthallásra. További érdekessége a kapcsolásnak a mono-sztereo átkapcsoló automatika.  $T_1$  olyan beállítású, hogy emitterén a telepfeszültség fele, kb. 7 V áll elő. Mono adás esetén — amikor nincs pilot jel és az  $L_6$  tekercsen 38 kHz-s jel — a  $D_4$  és a  $D_5$  dióda nyitott, vagyis az aránydetektor jele közvetlenül a két párhuzamosan kapcsolt kimenetre kerül. Ha sztereo az adás, akkor az  $L_6$  tekercs kb. 6—8 V-os 38 kHz-s jel lép fel, amely a diódákat nyitja, illetve zárja, ezzel automatikusan átáll sztereo üzemmódra.

A pontos állomásra-hangolást könnyíti meg a glimmlámpa. A lámpa akkor gyújt csak be, ha a  $D_3$  dióda-val egyenirányított feszültség csúcs-

értéke — kb. 20 V. — hozzáadódik a 2,5 kohmos potencióméteren beállított kb. 60—70 V-os feszültséghez. A dekóder áramellátását a csöves készülék anódpótlójából egy stabilizáló zener-diódával oldjuk meg. A dekóder elkészítése — hazai anyagokból is egyszerű, támpontul közöljük a 4.7.4. ábrán feltüntetett tekercsadatokot.

Az előzőekben ismertetett tranzisztoros dekóderek behangolása, illetve beállítása teljes mértékben megegyezik a 4.1.4. fejezetben elmondottakkal. Felépítésüknél és szerelésüknél az általános középhullám-vételtechnikai előírásokat és szabályokat tartjuk szem előtt.

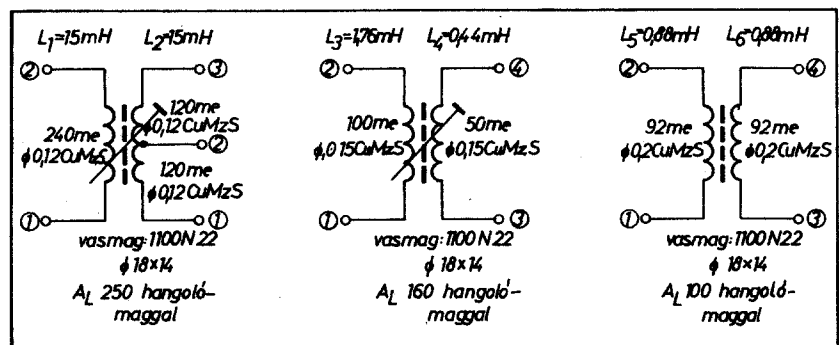
#### 4.5. A sztereotechnika szabályozó szervei

Sztereo hangátvitel esetén a szük-

séges szabályozószervek száma megnő. A mono hangvisszaadásnál alkalmazott hangszín- és hangerőszabályozás mellé további szabályozók kerülnek, melyekkel a térhatással kapcsolatos jellemzőket lehet változtatni. A két csatorna elektromos jellemzőinek eltérése igen csekély lehet; 0,5—1,5 dB-nél nagyobb erősítéskülönbség már irányhamisításhoz vezet. Még szigorúbb követelmények határozzák meg a rendszerek fázismentettségének azonosságát.

#### 4.5.1. Szimmetrizáló (balance) áramkörök (5.); (13); (17.)

A szimmetrizáló áramkör feladata, hogy az erősítők, hangszórók, valamint a hallgatási hely és nem utolsósorban a hallgató aszimmetriáját helyreállítsa. Segítségével tehát a teljes átviteli lánc szimmetriá-



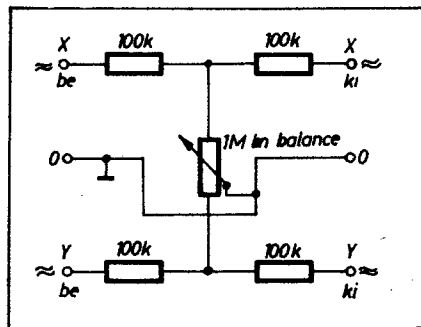
4. 4. 7. ábra. A dekóder tekercs adatai

Felhasznált típus (P) = PNP, (N) = NPN	Siemens	Valvo	Intermetal	Texas Instruments	R. C. A.	Tungsram	Megjegyzés
BFY 33 (N) BFY 34 (N)	BFY 33 BFY 34 BFY 46	BFY 67 BFY 67 BFY 68	BSY 53 BSY 53 BSY 54	=2N 1613 =2N 1613 2 N 1711	=2 N 1613 2 N 1711	BFY 34 BFY 34 T	általános felhasználás $P_D < 4W$ ; $\beta < 100$ $f_T > 30$ MHz
BFY 55 (N)	~BFY 34 ~BFY 46	BFY 50 BFY 55	BSY 86 BSY 88	2 N 1893 2 N 1890	2 N 1889 2 N 2102	~BFY 34 ~BFY 34 T	Nagyfeszültségű típus $U_{CBO} > 60V$ ; $P_D < 4W$ $\beta = 60$ ; $f_T > 30$ MHz
BFY 13 (N)	BFY 13 BFY 45 BSX 45	BFX 20 BSW 35	BFY 41 BSY 55 BSY 56	2 N 720A 2 N 2243	2 N 2102 2 N 2405	~BF 177	Nagyfeszültségű típus $U_{CBO} > 60V$ ; $P_D < 4W$ $\beta \sim 30$ ; $f_T > 60$ MHz
2 N 1613 (N)	=BFY 34	=BFY 67	=BSY 53	2 N 1613	2 N 1613	=BFY 34	általános felhasználás
TIS 60 M (N)	BC 110 ~BFY 46	BSW 35 BSW 54	BSY 85 BSY 86 BSX 23	TIS 60 M 2 N 3704 2 N 4001	2 N 2405 2 N 2102	BFY 34 ~BFY 34 T	Nagyfeszültségű típus $U_{CBO} > 60V$ ; $P_D < 1W$ $\beta > 100$ ; $f_T > 60$ MHz
2 N 3707 (N) BCY 58-59 (N) BC 107 (N) BC 170 (N)	BC 107 BC 109 BC 108 BC 167 BC 168 BC 169 BCY 58 BCY 59	BC 147 BC 148 BC 149 BC 157 BC158 BC 159	BC 170 BC 183 BC 174B	2 N 3707 BC 182 2 N 930 BC 184	2 N 708 2 N 930 2 N 3053	válogatott: BFY 33 BFY 33 T BFY 34 BFY 34 T	kiszajú típusok: $2 < F < 10$ dB; $P_D < 1W$ $U_{CBO} > 25$ V; $\beta = 100-600$ között! $f_T > 100$ MHz
TIS 61 M (P)	BCY 79 BC 157 BC 257	BC 157 BCY 70 BFX 30	2 N 4031 2 N 4033 BSW 75	TIS 61 M 2 N 3702 2 N 3703	2 N 4036 2 N 4037	—	Nagyfeszültségű típus $U_{CBO} > 60V$ ; $P_D < 1W$ $\beta > 100$ ; $f_T > 60$ MHz
2 N 3055 (N)	~BUY 12 ~BUY 13 =BD 130 BDY 39	BDY 17-18 =BDY 20	~BD 106 ~BDY 15 2 N 3055	2 N 1487 2 N 1490 2 N 1722	2 N 3055 2 N 3442 2 N 4348	~BUY 12 ~BUY 13	Nagyteljesítményű, nagyfeszültségű típus $P_D = 15-120$ W  $U_{CBO} > 60$ V $\beta > 80$ ; $f_T > 1$ MHz
2 N 3234 (N)	~BUY 12 ~BUY 13 BD 130 BDY 39	BDY 20 BDY 38 BLY 17	~2 N 3055 2 N 3543	2 N 1487 2 N 1490 2 N 1722	2 N 3055 2 N 3442 2 N 4348	~BUY 12 ~BUY 13	

5. 1. ábra.

Szilíciumtranszisztorok helyettesítő táblázata

ját lehet beállítani. Általában 12 dB szabályozási lehetőséget vesznek alapul, vagyis a csatornák érzékenységet — ha úgy tetszik kimenő jelét — 1:4 arányban) (és viszont) lehet folyamatosan változtatni. A szimmetrizáló szabályozót úgy kell beállítani, hogy az erősítő bemeneteket párhuzamosan kell kapcsolni, és a közös bemenőpontra 400—800 Hz-es jelet adva, a hangszórókon keresztül érzékelt látszólagos hangforrást a két hangszóró között szimmetrikusan kell észlelni. Másik jó beállítási módszer az, amikor az egyik hangszóró (vagy csatorna) polaritását



4. 5. 1. 1. ábra.

Egyszerű szimmetrizáló kapcsolás

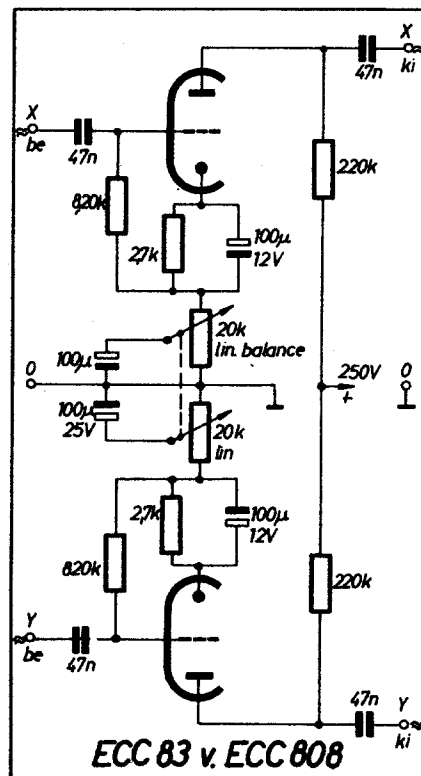
megfordítjuk. Ilyenkor a hangszóró rendszerek szimmetriatengelyébe állva — a virtuális hangforrás eltűnését kell tapasztalunk.

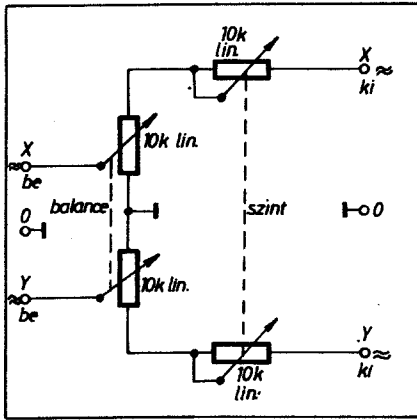
Első példaként egy egyszerű, passzív balance-szabályozót mutatunk be (lásd 4.5.1. ábrát). Érdekessége, hogy mindössze egy db. 1 Mohmos lineáris potenciométert alkalmaz. Szabályozási tartománya nagy, elvileg végtelen.

A 4.5.1. 2. ábrán egy ún. aktív balance szabályozó áramkört mutatunk be. Itt az ikertrióda egy-egy felének erősítését változtatjuk úgy, hogy míg a  $V_1$  erősítése nő, addig a  $V_2$  erősítése csökken. A hatást az átlblokkolatlan katódellenállások részleges átlblokkolásával érjük el. A megoldás egy közös tengelyű lineáris potenciométer-párt tartalmaz. A potenciométereket úgy kell bekötni, hogy míg az egyik rész ellenállása nő, addig a másik részé csökkenjen. Az alkatrészek megfelelő megválasztásával az elrendezés tranzisztoros analógiája is megoldható.

Következő példaként egy olyan balance-szabályozót ismertetünk, amely kombinálva van hangerő-, illetve szintszabályozóval. (4.5.1.3. ábra.) Az áramkör tehát 2 db kettős

4. 5. 1. 2. ábra. Szimmetrizálás az erősítés változtatásával





4.5.1.3. ábra. Egyszerű szimmetrizálás kettős potenciométerrel

lineáris közös tengelyű potenciométerből áll. A szintszabályozó potenciométerek bekötése azonos, a szimmetrizáló potenciométereket pedig ellentétes értelemben kötjük be. Az elrendezés előnye a nagyfokú linearitás és egyszerűség. Szabályozási tartománya 12 dB.

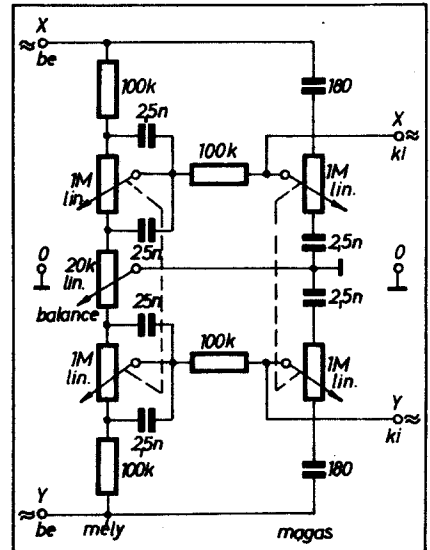
Végezetül egy érdekes megoldást, hangszínszabályzóval kombinált balance szabályozót ismertetünk. (lásd 4.5.1.4. ábrát). A kapcsolás érdekese-

sége, hogy a szimmetrizáló potenciométer egyszerű. Hátránya, hogy a szimmetrizálás nem egészen frekvencia független. Hatásosan az 1000 Hz alatti frekvenciákon szabályoz, viszont ez magában foglalja az intenzitáskülönbségen alapuló lokalizáció tartományának nagy részét. Megjegyezzük még, hogy a hangszínszabályozást közös tengelyű kettős lineáris potenciométerek végzik.

#### 4.5.2. Sztereo szint és hangosság-szabályozó (14.)

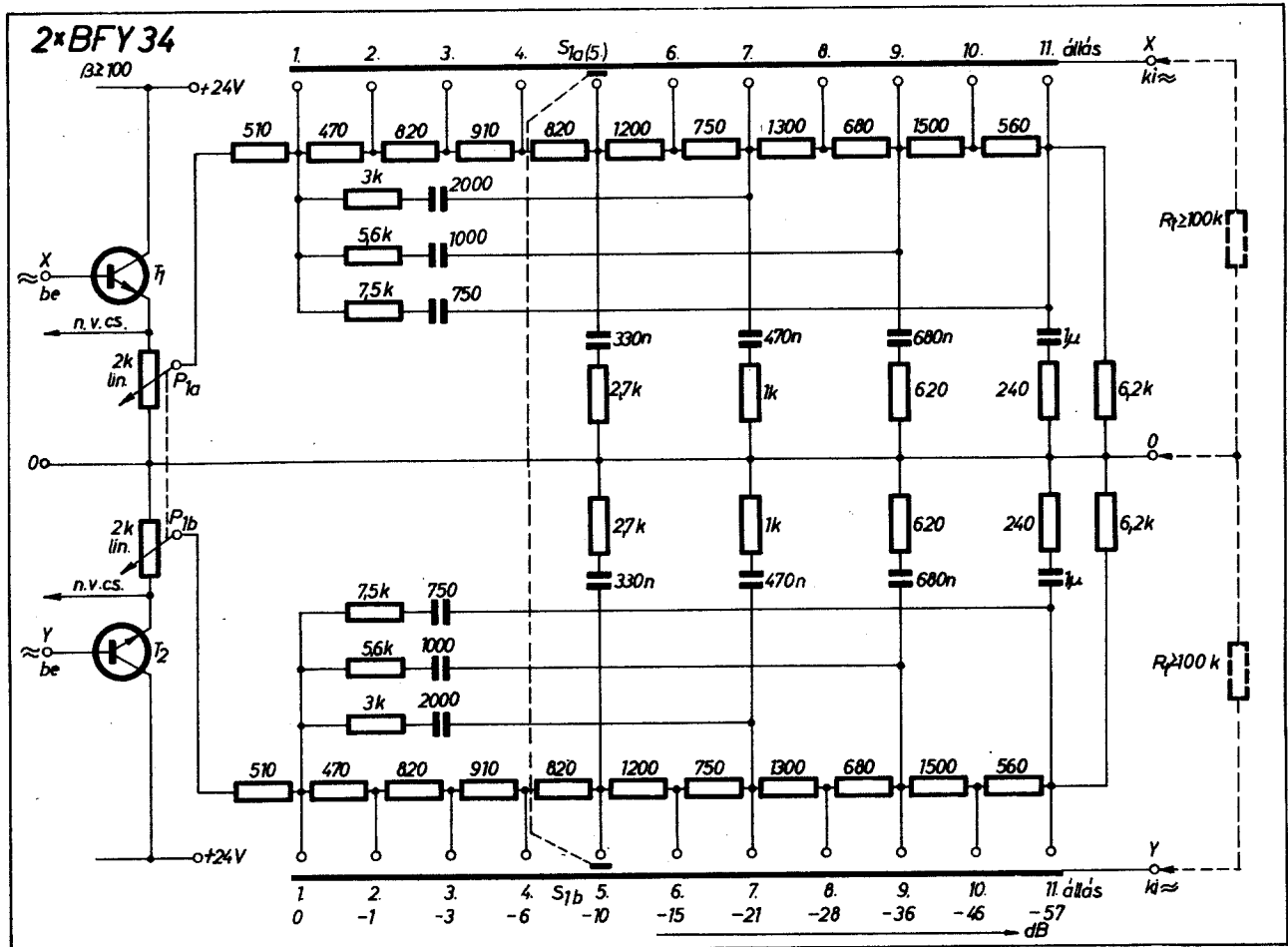
Szint- és hangosság-szabályozók csak szimmetrikus csatornaelrendezésekben (XY) lehetséges használni. Ezért a szabályozók mindig szimmetrikus felépítésűek és a pontos együttfutásukat biztosítani kell. Ezekre a helyekre közös tengelyű lineáris potenciométereket használnak, amelyeknek gyártási pontossága (együttfutás) a logaritmikus típusoknál előnyösebb.

A 4.5.2.1. ábrán egy komplett sztereo-célokra kiválóan alkalmas hangosság- és színszabályozó áramkört mutatunk be. A szintszabályozást egy közös tengelyű lineáris huzalpotenciométer pár végzi. A kedvező meghajtás érdekében a szintszabályozó egy emitterkövető munkaellenállását alkotja. Ezáltal a 11



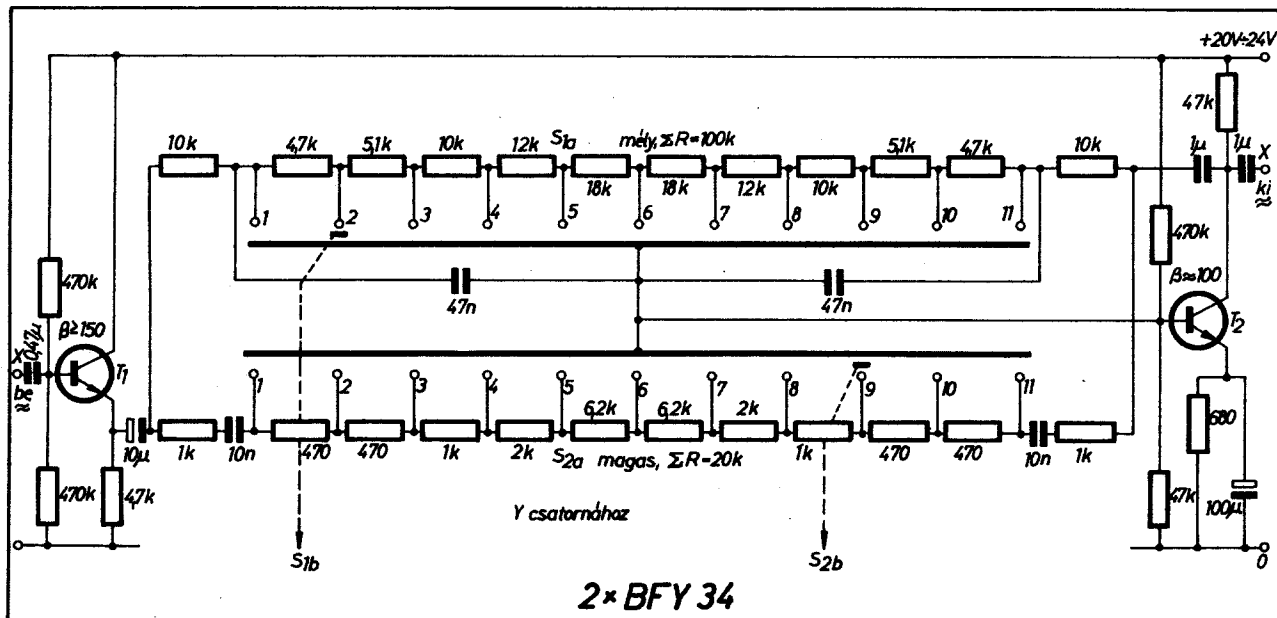
4.5.1.4. ábra. Szimmetrizálás a hangszínszabályozó áramkörben

állású fiziológiai hangerőszabályozót maximálisan kb. 500 ohmról tápláljuk. A szabályozás kezdetben csekély és frekvenciafüggetlen, majd egyre inkább növekszik a csillapítása a közepes hangokra nézve. Ez a jel-



4.5.2.1. ábra. Sztereo szint és fiziológiai hangerő szabályozó kapcsolási vázlat





4. 5. 3. 1. ábra. Precíziós hangszínszabályzó kapcsolás sztereo előfokozatok részére

legű szabályozás felel meg a leginkább a jó minőségű zenei program halkításának.

A fiziológiai hangerőszabályozó jó működésének egyik feltétele az, hogy az egyes ellenállás és kondenzátorokat lehetőleg válogassuk össze. Alkalmazzunk mindig nagy pontosságú és megbízható alkatrészeket. Ügyeljünk arra, hogy a kimenetet 100 kohm-nál kisebb lezáró ellenállással lehetőleg ne terheljük le.

#### 4. 5. 3. Hangszínszabályozás (5.); (17.)

A hangszínszabályozó áramköröket is csak XY rendszerben lehet megoldani. Ugyanazokat a rendszereket lehet használni, mint a mono technikában, csak minden szabályozó potenciométerből egy pontosan együttfutó — és az áthallási veszély miatt gondosan elárnyékolott — pár szükséges. Mivel pontosan együttfutó potenciométereket — a megadott értékekben — nehéz beszerezni, valamint a potenciométerekkel nehezen megoldható a pontos karakterisztikára való visszaállítás lehetősége, ezért minőségi sztereó-előerősítőkből, fokozatkapcsolás, megoldású szabályozókat használnak.

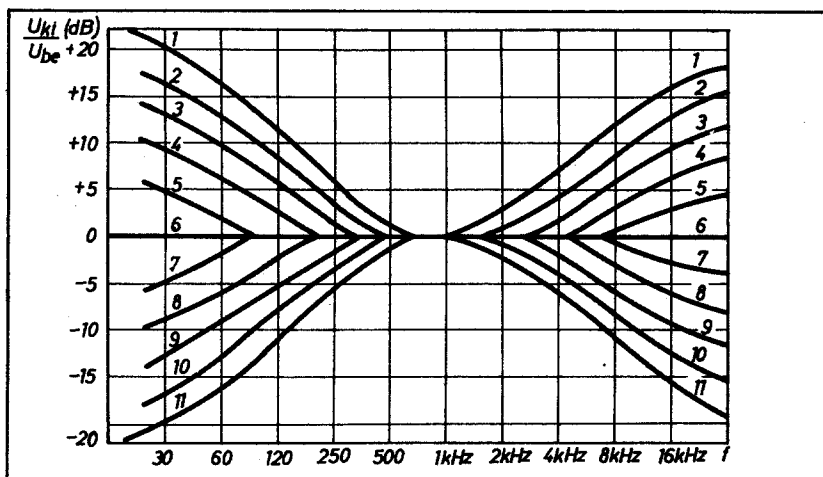
Csőes előerősítőbe lehetséges az ún. lepke rendszerű valamint Baxandall-féle hangszínszabályozót beépíteni. Tranzisztoros áramkörökben viszont szinte egyeduralkodó lett a Baxandall-féle hangszínszabályozó. Előnyei a nagy kimenőfeszültség mellett is realizálható kis torzítási tényező, valamint a kedvező szabályozási frekvenciamenetek. A 4.5.3.1. ábrán egy fokozatkapcsolás hangszínszabályozó konkrét megoldását láthatjuk. Az áramkör erősítése a közepes frekvencián egységnyi, így az erősítőláncban tetszés szerint el-

helyezhető. A kiemelések és a vágások az egységnyi erősítéshez képest jelentkeznek. A fokozatkapcsolók egyes állásaiban mérhető frekvenciameneteket a 4.5.3.2. ábra szemlélteti.

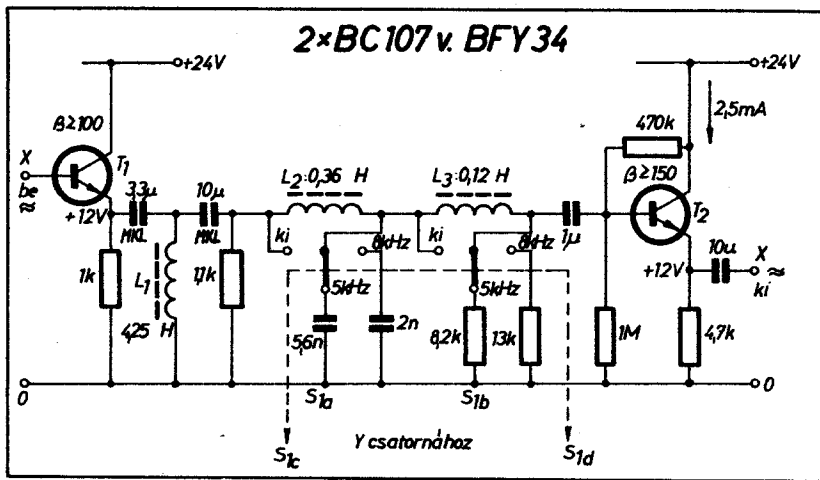
#### 4.5.4. Zajsűrők (15.)

Alkalmazásuk szintén csak a szimmetrikus — XY — elrendezésben lehetséges. Céljuk a zavaró, igen alacsony és a magasfrekvenciájú zajok hatásos elnyomása. A 4.5.4.1. ábrán egy kombinált magas és alacsonyfrekvenciás zajsűrű kapcsolási vázlat látható. A szűrő működése röviden a következő: A T<sub>1</sub> emitterkövető kis impedanciáról táplálja a kb. 30 Hz határfrekvenciájú rumpliszűrőt. Ez a szűrő állandóan be van iktatva de a hangfrekvenciás átvitel semmiképpen nem károsítja. Közé-

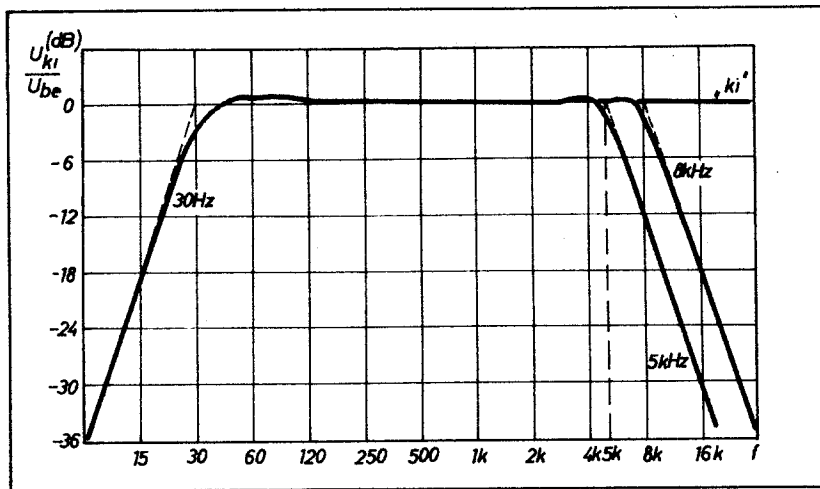
pes és magas hangokra nézve a szűrő soros ága rövidzárnak tekinthető, így a szpora rezgéseket csillapítatlanul átengedi. Az utána kapcsolt magasfrekvenciás zajsűrű tehát ismételt kis impedanciával van megterhelve, ami a jó működés egyik sarkköve. A magasfrekvenciás szűrő 3 állású; kiiktatható, 8 kHz és 5 kHz-es határfrekvenciákkal rendelkezik. Lezárását egy nagy bemenő impedanciájú emitterkövető végzi. Ily módon a — közel egységnyi alaperősítésű kapcsolás — az átviteli lánc tetszőleges helyére mint önálló egység elhelyezhető. A szűrő mérésfelvett frekvenciameneteit a 4.5.4.2. ábrán mutatjuk be. Látható, hogy a vágások egyaránt 18 dB/oktáv meredekségűek, a lineáris rész viszont teljesen egyenes. A szűrő kivitelezéséhez szükséges tekercsadatakat a 4.5.4.3. ábrán láthatjuk.



4. 5. 3. 2. ábra. A hangszínszabályozás frekvencia menetei a különböző állásoknak megfelelően



4. 5. 4. 1. ábra. Sztereo előfokozatokban alkalmazható nagy meredekségű alul és felül vágó zajszűrő



4. 5. 4. 2. ábra. A zajszűrő frekvenciamenetei

Az áramkör a tranzisztorparaméterek szórására, valamint a tápegység kismértékű instabilitására érzéketlen. Felépítése nem kritikus.

#### 4.4.5. XY-MS átalakítók (16)

Mint az előzőekben már ismertettük a sztereo stúdiótechnikában nagy jelentőségűek az ún. XY-MS átalakítók. Az amatőr reprodukáló láncban is fontos szerepük van. A későbbiek során bemutatjuk, hogy a végerősítő fokozatot egyszerűbben tudjuk felépíteni, ha MS rendszerben dolgozunk. További előnye az MS rendszernek, hogy az S csatorna jelének szabályozásával a térhatással és az élethűséggel kapcsolatos jellemzőket tudjuk változtatni, illetve előnyösen befolyásolni.

A következőkben kizárólag elektronikus elven működő átalakítókkal foglalkozunk. Segítségükkel egyszerű XY-MS átalakításon túlmenően lehetőség kínálkozik még mono-sztereo átkapcsolásra, valamint különleges fázis- és csatornaforgatásokra.

Az átalakító működési elve igen egyszerű. Arra a tényre épül, hogy egy erősítő elem (amely lehet elektroncső, vagy tranzisztor) kollektor- és emitterkörü kimenőjelei között 180°-os fáziseltérés van. Tehát

ha a bázisára például pozitív X jelet adunk, akkor kollektorán mínusz X, emitterén pedig plusz X jel jelenik meg. Hasonlóan előállítható +Y és a -Y jel is. Ezeket azután a megfelelő ellenállásos összegező áramkörre vezetve létrejön az  $X + Y = M$ , valamint az  $X - Y = S$  csatorna.

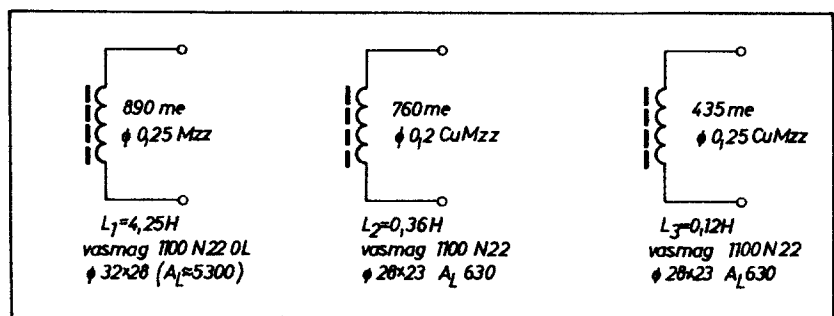
Az erősítő elem kétféle lehet; szívesen alkalmaznak ún. katodin fázisfordító elrendezést (illetve ennek tranzisztoros változatát). Ilyenkor az anódon (kollektor) és a katódon (emitter) egyforma nagy, de ellentétes fázisú jelek mutatkoznak. A másik megoldás az, amikor ún. anódkövető — azaz szoros negatív visszacsatolású erősítőfokozatot használ-

nak. Ilyenkor a vezérlőrácon és az anódon levő jel használható fel az átalakításhoz (lásd később).

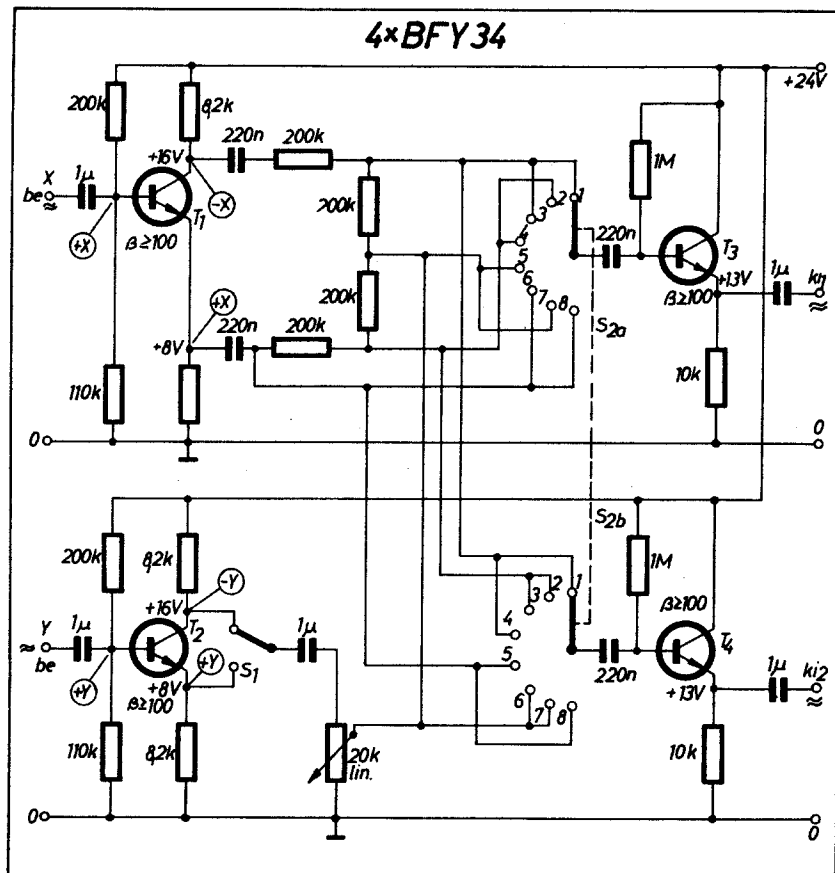
A 4.5.5.1. ábrán egy tranzisztoros átalakítót mutatunk be. Az X és az Y csatorna jelei a  $T_1$  és a  $T_2$  tranzisztorok bázisára kerülnek. Mindkét fokozat egyforma felépítésű, ún. katodin fázisfordító.  $T_1$  kollektorán -X, emitterén pedig +X;  $T_2$  kollektorán -Y, emitterén pedig +Y jel van. Az Y csatornában az  $S_1$  kapcsoló segítségével polaritásváltás lehetséges. A 20 kohmos potenciométer az összeadási veszteségek kompenzálását teszi lehetővé. Az összeadást a  $T_1$  áramkörében levő 200 kohm-os ellenállások végzik. Ezekről a megfelelő jeleket az  $S_2$  kapcsoló veszi le. A  $T_3$  és a  $T_4$  mint kimenő, illesztő emitterkövető működik, kimenetüket 1 és 2-vel jelöltük. A kapcsoló különböző állásaitól függően a kimeneteken igen sokféle variációjú jelek lehetnek. Ezeket a 4.5.5.2. ábrán látható táblázat foglalja össze. Az  $S_2$  nyolc különböző állásában  $S_1$ -el is operálhatunk, ezért összesen 16 féle kombinációban kapunk kimeneti jelet.

A következő XY-MS-XY átalakító rendszer az ún. térhatás szabályozó áramkör. Tudjuk azt, hogy az M csatorna kompatibilis és ez hordozza a fő információt. Az S csatorna csupán az oldalhangokat, vagyis a térhatás információit tartalmazza. Az S csatorna szabályozásával ki-ki egyéni ízlése szerint állíthatja be a kívánt térhatást. Vigyázzunk azonban, túlzásokba nem szabad bocsátkoznunk. Túlságosan erős S csatorna esetén minden hangot a szélekről hallunk, a hangtér közepén ún. lyuk keletkezik. Nagy bázistávolság esetén ez a lyuk még normális csatornák esetén is előáll. Eltűntetésére egy az összegjellel vezérelt kisteljesítményű hangszugárzó rendszerrel lehetséges. Az ún. középső operatúra szintjének beállítása változékony igényel, esetenként változik a program anyagától függően.

A 4.5.5.3. ábrán egy megépített és kitűnően működő térhatást szabályozó áramkör látható.  $T_1$  emitterkövető emitterén a +X jel mutatkozik,  $T_2$  fázisfordító a +Y és a -Y jeleket állítja elő. A megfelelően választott ellenállásos összeadó áramkör után az  $X + Y = M$ , valamint az  $X - Y = S$  aszimmetrikus



4. 5. 4. 3. ábra. A zajszűrő tekercs adatai



4. 5. 5. 1. ábra. Tranzisztoros XY—MS átalakító kapcsolási vázlata

A kimenet jele	Funkciója	Pozíció		
S <sub>1</sub>	Polaritásváltó	+Y és -Y		
S <sub>2</sub>	Csatorna és fázisváltó kapcsoló	állás	1. kimenet	2. kimenet
		1. monó	-M -S	-M -S
		2. monó	+M +S	+M +S
		3. Sztereo	-S -M	+M +S
		4. Sztereo	+M +S	-S -M
		5. Sztereo	+Y -Y	+X +X
		6. Sztereo	+X +X	+Y -Y
		7. Monó	+Y -Y	+Y -Y
8. Monó	+X +X	+X +X		

Megjegyzés: M = X + Y és S = X - Y

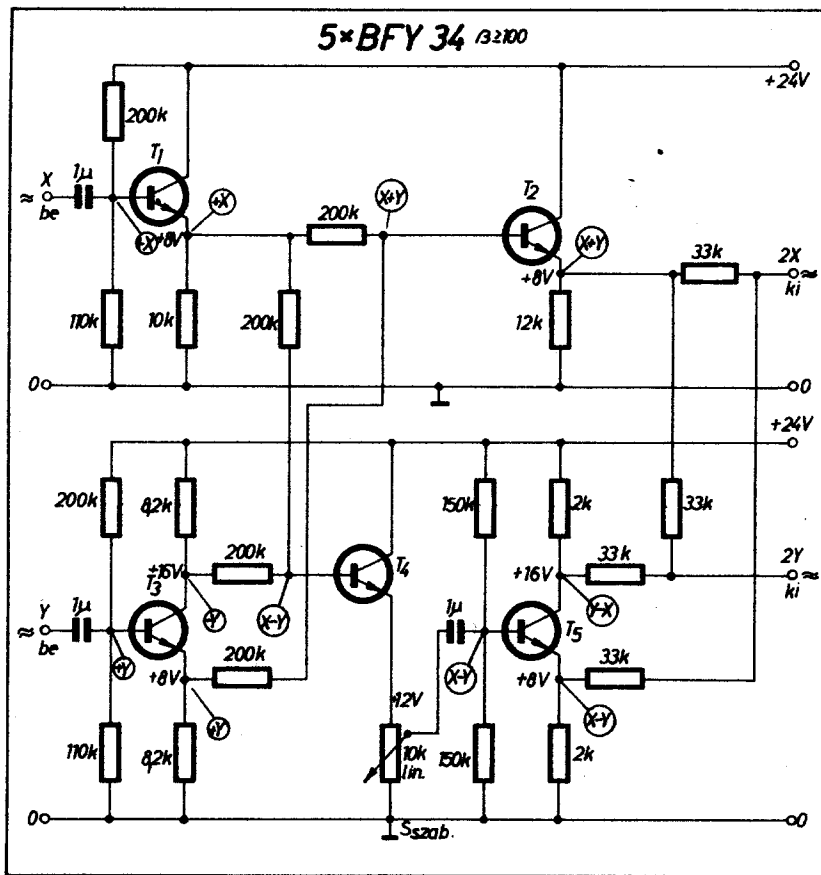
4. 5. 5. 2. ábra. Táblázat az XY—MS átalakító működésének szemléltetésére

csatornák állnak elő. T<sub>4</sub> emitterkövető emitterkörében levő 10 kohm-os potenciométerrel lehet szabályozni az S csatorna erősségét. A különbségi csatornában ismét fázisfordító fokozat (T<sub>3</sub>) következik, amelynek jeleit az M csatornával ismételtlen összegezve a 2X, valamint a 2Y kimeneti jelek jönnek létre. Tehát az áramkör XY-MS-XY átalakító rendszernek tekinthető. Felépítése egyszerű, érdekessége, hogy jól kihasználja a tranzistorok galvanikus csatolásának lehetőségeit. Megadott tápfeszültség és adatok esetén kb. 4 V<sub>eff</sub>-be, illetve kimenőjelet tud számottevő torzítás nélkül feldolgozni.

#### 4.6. Sztereo előerősítők (17.);(18.)

A sztereo előfokozatok szigorú szimmetria-, amplitudó- és fázisfenet követelményeiről az előzőekben már szóltunk. Elméleti megfontolásokat itt mellőzve a kísérletező fonoamatőröknek szeretnénk gyakorlati tapasztalatokat adni két komplett sztereo előerősítő bemutatásával. Első példaként egy szilícium tranzistorokkal megvalósított egyszerű, szimmetrikus csatorna-elrendezésben működő előerősítőt ismertetünk. Mivel az elrendezés teljesen szimmetrikus, kapcsolási vázlatának csak a felét mutatjuk be (lásd 4.6.1. ábrát). Az előerősítőnek 6 bemenete van. A megfelelő leosztás után a jel az S<sub>1a</sub> előszelektor kapcsolóra, majd innen a 3 fokozatú korrigált erősítőre jut. T<sub>1</sub> és T<sub>2</sub> tipikusan kis zajú tranzisztortípus kell hogy legyen. T<sub>1</sub> és T<sub>3</sub> emitterei között vannak elhelyezve a megfelelő frekvenciamenetet és erősítést előállító korrekciós hálózatok. A szelektorkapcsoló, valamint a korrekciós kapcsoló között kényszerkapcsolat van. Lemezzjátó esetén a legáltalánosabb RIAA, magnó esetén az NAB (9,53 cm/sec) visszajátzási jellegű áll be. Mikrofon, rádió és a tartalékcatorna állásban az előerősítő frekvenciamenete lineáris.

P<sub>1</sub> emitterköri potenciaméter a rendszer szintszabályozója. Üzemszerűen 600mV, maximálisan 5 V kimenőjelet tud az előerősítő szolgáltatni számottevő torzítás nélkül. T<sub>4</sub> emitterkövető a kombinált zajszűrőt táplálja. A magasfrekvenciás szűrő itt LC-RC megoldású, vágási meredeksége 18 dB/oktáv. A három fokozatnak megfelelő jelleggörbét: „Ki”, 6 kHz és 9 kHz-nél kezdődő vágások. A rumpliszűrő felépítése és frekvenciamenete megegyezik a 4.5. 4. fejezetben elmondottakkal. A zajszűrő után a már ismertett Baxandall rendszerű hangszintszabályozó áramkör következik. Az egyszerűség kedvéért itt csak potenciométernek rajzoltuk a fokozatkapcsolókat. Természetesen a hangszintszabályozó kitűnően működik a megfelelő lineáris potenciométerpárokkal is. A kollektorkövető fokozat (T<sub>5</sub>) után egy frappans balance-szabályozó van kapcsolva, melynek nagy szabályo-



4. 5. 3. ábra. A térhatást szabályozó tranzisztoros áramkör

A kapcsoló jelölése	Funkció	Pozíció		
S <sub>2</sub>	Monó-Sztereo üzemmód kapcsoló	1.	Monó X	
		2.	Monó Y	
		3.	Sztereo	
		4.	X + Y	
		5.	Kalibráció	
S <sub>4</sub>	Csatorna és fázisváltó kapcsoló	állás	1 kimenet	2 kimenet
		1.	-Y	+X
		2.	+Y	+X
		3.	+X	+Y
		4.	+X	-Y
5. (kalibr.)	+X	-Y		

4. 6. 3. ábra. Táblázat a csöves előerősítő működésének szemléltetéséhez

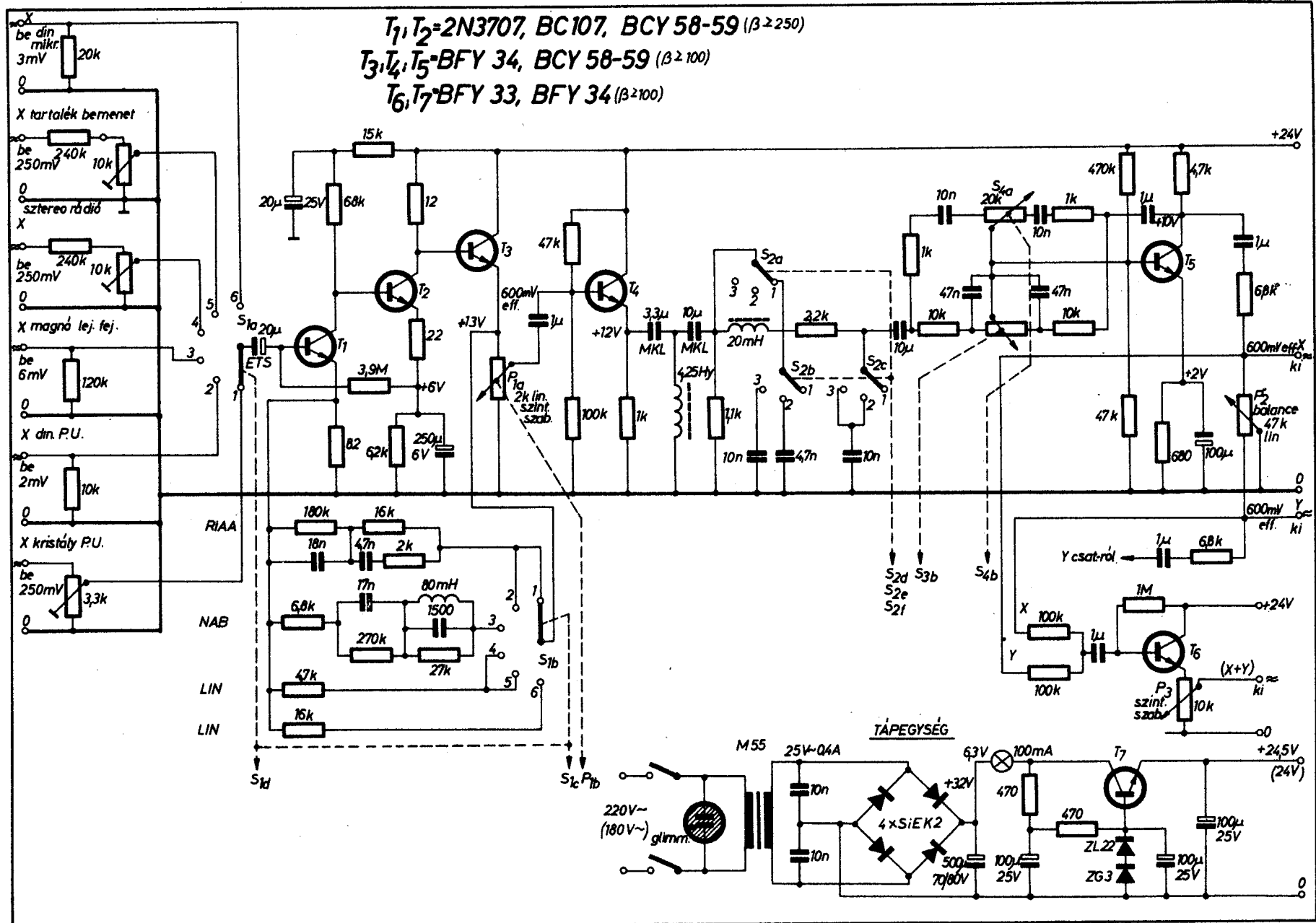
zasi tartománya szélsőséges esetekben is jó beállítást biztosít. A kimenő jelszint kb. 600 mV, túlvezérlődéssel szemben kb. 18 dB dinamika-tartalékkal rendelkezik. Az X Y csatornákat a 2 szimmetrikus erősítőláncról közvetlenül kapjuk. Az előerősítő lehetővé teszi még az ún. középső csatorna előállítását is, amelyet az előzőekben ismertetett ún. középső lyuk effektus eltüntetésére használunk. T<sub>3</sub> emitterkövető fokozat az X és Y csatorna összegét képezi. A 10 kohm-os emitterkörü potenciométerrel a kimenőjelet állíthatjuk be a megkívánt értékre.

Az előerősítő áramellátását egy kisméretű tranzisztoros stabilizált tápegység biztosítja. Felépítése igen egyszerű és közismert. Az esetleges túláram (zárlat) ellen a beépített izzólámpa védi meg az áteresztő tranzisztort.

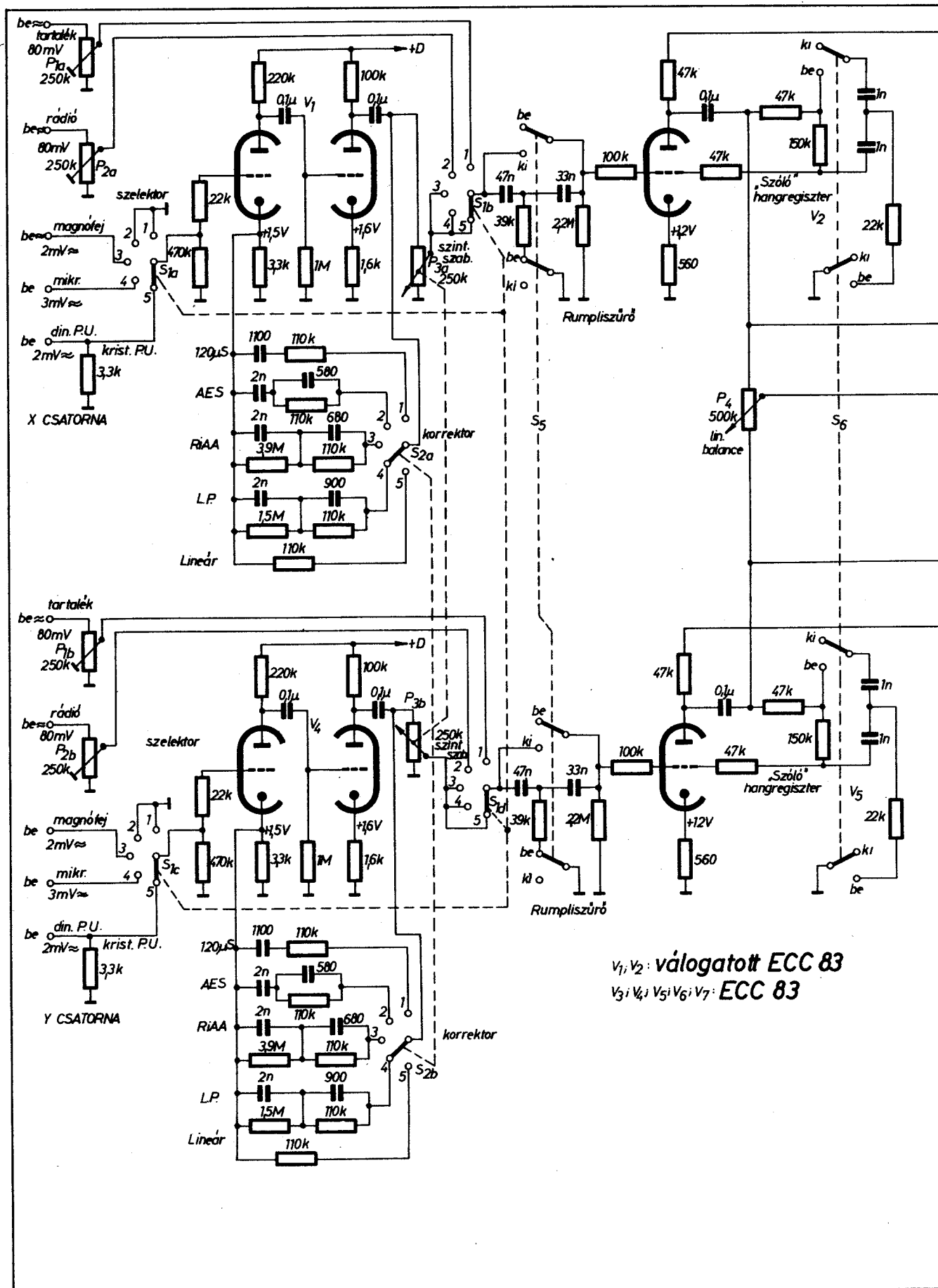
Második példaként egy „összkomfortos” csöves sztereo előerősítőt ismertetünk, (l. 4.6.2.). Az előerősítő 5 bemenettel rendelkezik, a szükséges leosztás vagy szimmetrizálás után a S<sub>1</sub> szelektorkapcsolóra kerül a be menőjel. A V<sub>1</sub> kettős trióda negatívan visszacsatolt erősítőfokozatot alkot. A negatív visszacsatoló láncban foglal helyet a független S<sub>2</sub> korrekció kapcsoló, amellyel 5 különböző reprodukálási jelleggörbét lehet beállítani. A 3 legismertebb hangjellegjelző karakterisztikát (AES; LP; RIAA), 120 μS-os magnetofon lejátszó karakterisztikát, valamint egyes frekvenciamenetet lehet beállítani. A fokozat kimenőjele először az előerősítő szintszabályozójára jut. Innen ismételtelen érinti a szelektorkapcsolót, illetve ide csatlakoznak be a nagyszintű lineáris bemenetek. Ezt követi a passzív, RC tagokból felépített rumpliszűrő. A mélyvágás 60 Hz-nél kezdődik 12 dB/okt. meredekséggel. A szűrő az S<sub>3</sub> tolókapcsolóval kikapcsolható. V<sub>2</sub> cső első triódarésze egy ún. szóló hangregiszterként működik.

Anódjáról a rácásra történő szoros negatív visszacsatolással egy olyan frekvenciamenet állítható be, amely 600 és 6000 Hz-hez képest a 2500 Hz körüli középhangokat +6...+8 dB-el kiemeli. Ezáltal egy szóló beszéd, vagy énekszám érthetősége és hanghűsége javul. Természetesen a korrekció az S<sub>6</sub> kapcsolóval kiiktatható. Ugyancsak ehhez a triódához csatlakozik az ún. sztereo funkció kapcsoló (S<sub>2</sub>) is. Segítségével megvalósítható a monó X, normál sztereo X Y, az összegezett X + Y, valamint a kalibrációs üzemmód.

V<sub>2</sub> második triódarésze a tűzőrejszűrését végzi. A kapcsolás szoros negatív visszacsatolással állítja elő a 6 kHz feletti 12 dB/oktáv meredekségű levágási jelleggörbét. Természetesen az S<sub>7</sub> kapcsolóval lineáris frekvenciamenet is beállítható. Ez a fokozat biztosítja a kis impedanciás meghajtást a már jól ismert Baxandall rendszerű hangszínszabályozónak. Működése és az elérhető frekvenciamenetek megfelelnek a 4. 5. 3.

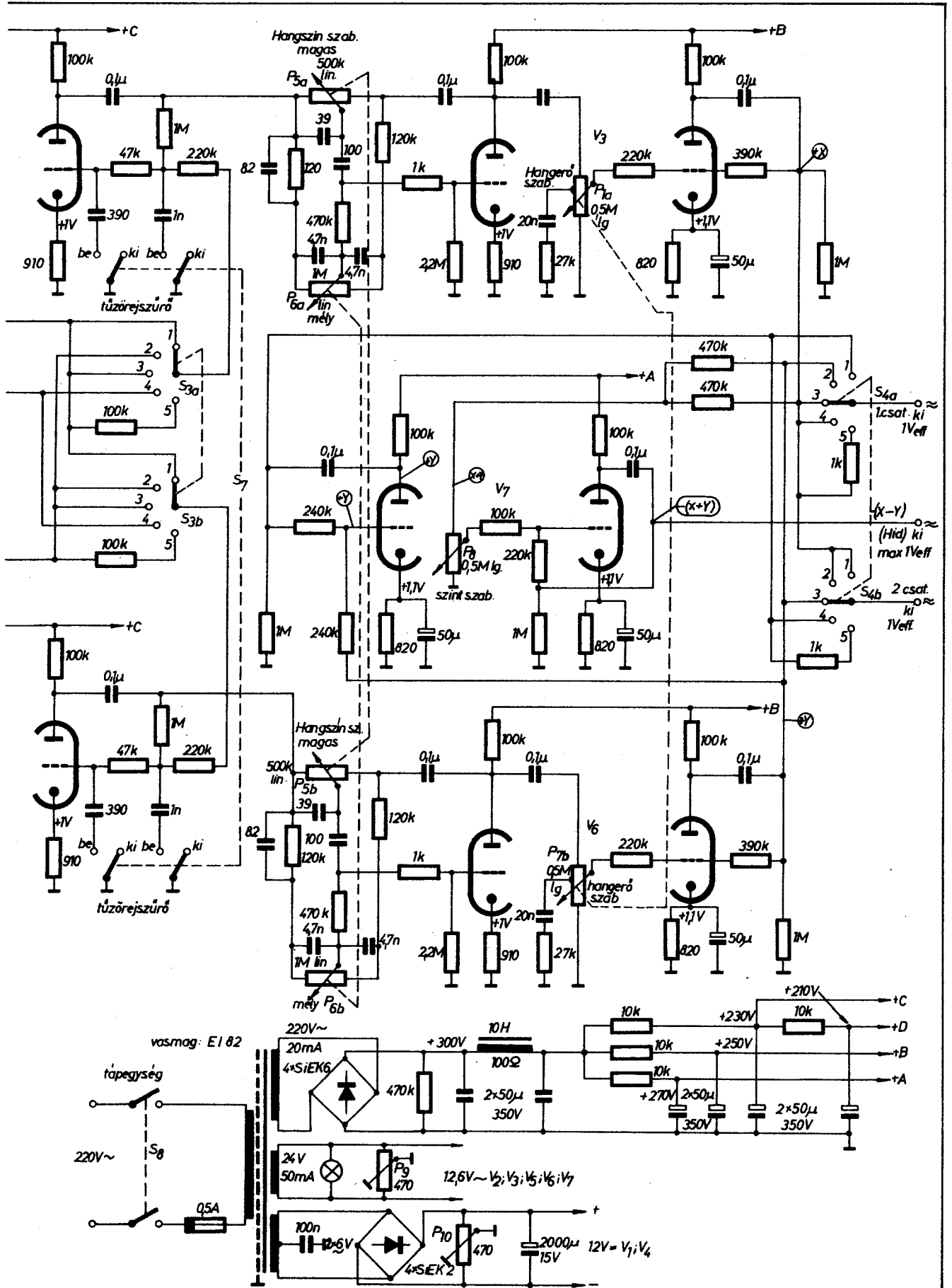


4.6.1. ábra. Tranzistoros sztereo előerősítő kapcsolási rajza



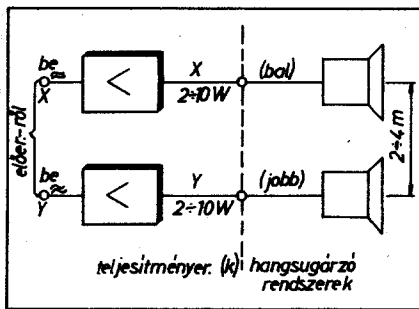
V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub>: válogatott ECC 83  
 V<sub>3</sub>, V<sub>4</sub>, V<sub>5</sub>, V<sub>6</sub>, V<sub>7</sub>: ECC 83

4. 6. 2. ábra. Csöves sztereo előerősítő



kapcsolási rajza





4.7.1. ábra Egyszerű XY— végfokozat elrendezési vázlata

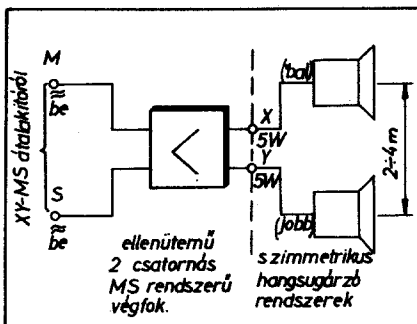
2. ábrán bemutatott diagramoknak. A fokozat erősítése — a szoros negatív visszacsatolás következtében — a közepes frekvencián közel egységnyi, ezért kis kimenőellenállásáról tápláljuk a  $P_7$  fiziológiai hangerőszabályozót. A jel ezután egy anódkövető erősítőfokozatra kerül ( $V_8$  második triódarésze), amelynek anódján a  $+X$  csatorna jele van. Hasonlóan van felépítve a  $Y$  csatorna is.

Mielőtt a felerősített csatornajelek kimeneti csatlakozókra kerülnének érintik a  $V_7$  cső első triódarészét (anódkövető fázisfordító), valamint az  $S_4$  kimeneti csatorna és fázisváltó kapcsolót. Ezek segítségével az 1 és 2-vel jelölt kimeneti pontokra a 4. 6. 3. táblázatban látható kombinációban kerülnek a csatornajelek. Végered-

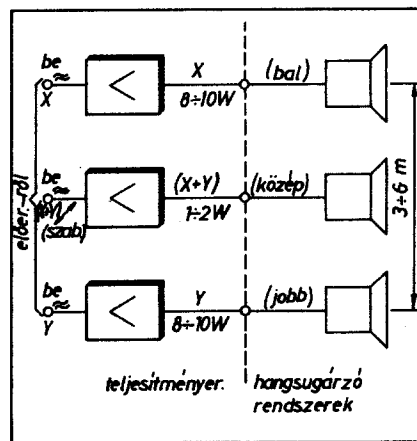
ményképpen a csatorna és fázisváltáson túlmenően megoldhatjuk a kalibráció kérdését is az előbb említett áramkörrel.

A  $V_7$  cső második triódarésze a már ismert összegjelet állítja elő. Segítségével a hangtér közepénél jelentkező lyuk eltüntethető. Kimenőjele a  $P_8$  segítségével szabályozható. Az alaperősítőn normál kimenő jel-szintje 1 V nagyságú. Az egész rendszer túlvezérlődéssel szemben igen nagy — kb. 23 dB dinamikataralékkal rendelkezik. Az előerősítő jel-zaj viszonya a dinamikus hangszedő állásban 65 dB, nagyjelű csatornáknál mérve pedig eléri a 72 dB-t.

Tápegysége szokásos felépítésű, az első két csövet a kedvező jel-zaj



4.7.3. ábra. MS rendszerű végfokozat és hangszugárzó rendszer blokkvázlata

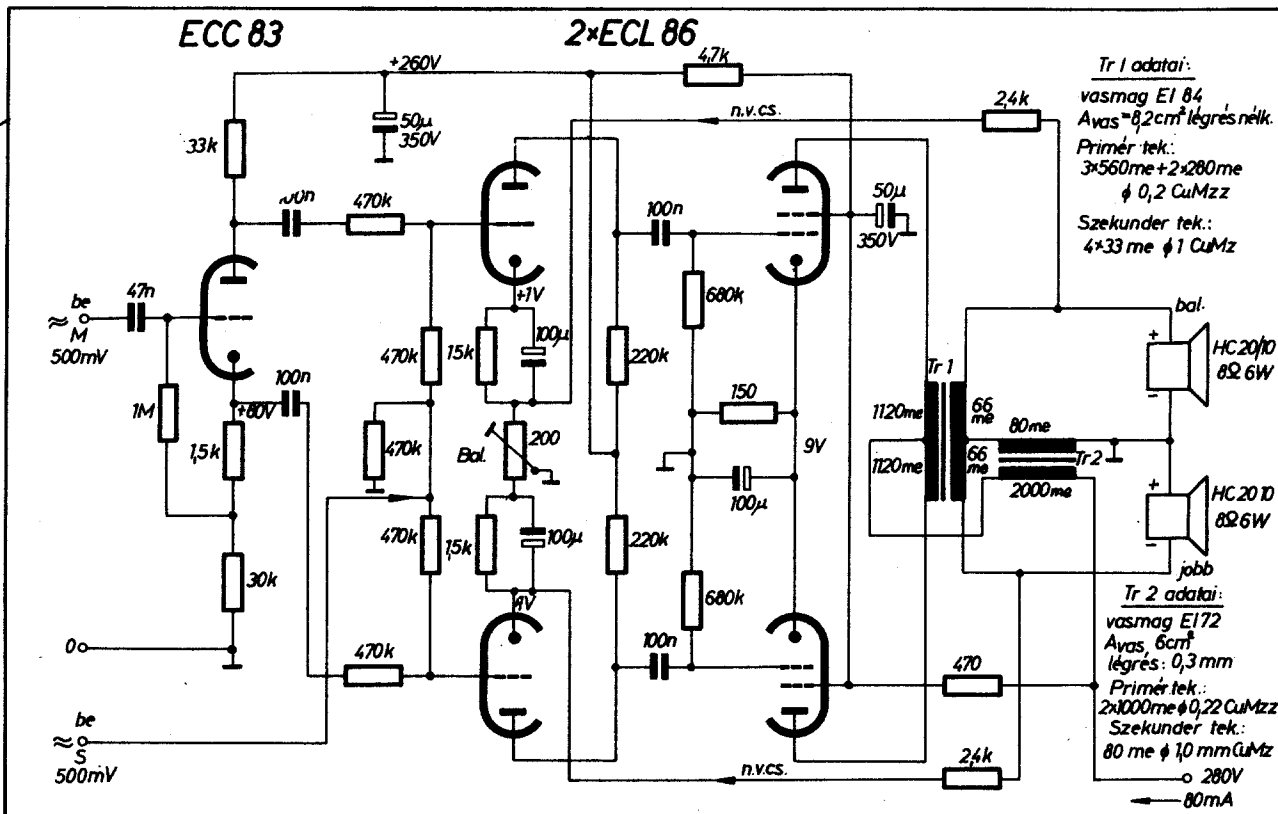


4.7.2. ábra. 3 csatornás XY rendszerű végfokozat elvi vázlata.

viszony érdekében egyenáramról fűtjük. Az egész előerősítő felépíthető ECC 83-as csövekkel is, ha megfelelően kiválogatjuk őket. Kedvezőbb eredményt kapunk ha a  $V_1$  és  $V_4$  helyén az új típusú, kiszajú ECC 808-as csövet használunk. Természetesen ilyenkor vigyázni kell, mert az ECC 83-as és az ECC 808-as cső bekötése nem azonos!

#### 4.7. Sztereo végfokozatok (19.)

Sztereo végfokozat céljára az esetek nagyrésztében 2 db. teljesen azonos elektromos felépítésű egycsator-

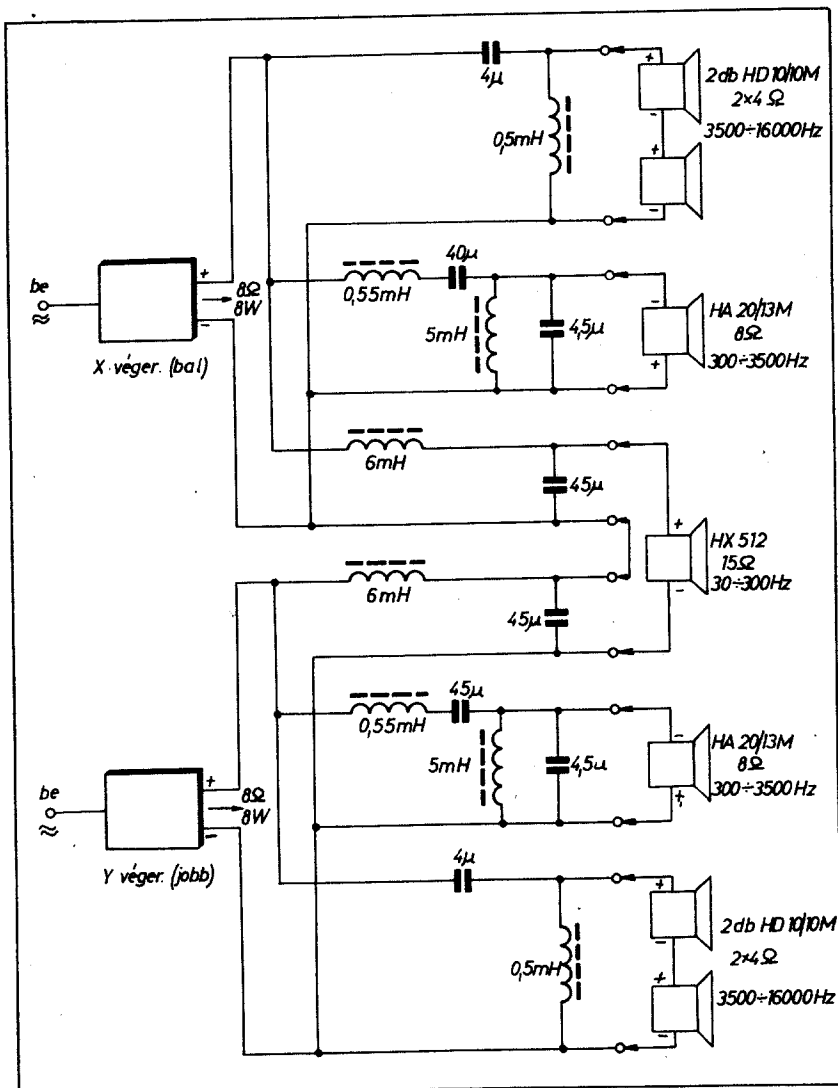


4.7.4. ábra. Komplet MS rendszerű végfokozat kapcsolási rajza és a kimenő transzformátor adatai

nás végerősítőt használunk. Általában a tápegységet is úgy alakítják ki, hogy két független szűrőláncot építenek fel, nehogy a csatornák egymást „rángassák”. Kedvező az a megoldás is, amikor külön hálózati transzformátor táplálja a végsőveket és egy kisméretű transzformátor a meghajtó, fázisfordító stb. csöveket, valamint a végsővek segédárcsát. A 4. 7. 1. ábrán egy egyszerű XY rendszerű végfokozatot valamint a hangszóró rendszerek sematikus tömbvázlatát láthatjuk. A feltüntetett teljesítmények és méretek egy átlagos lakószobát vetnek alapul. Hasonlóan egyszerű felépítésű az ún. 3 csatornás sztereó végfokozat is. (Lásd 4. 7. 2. ábrát.) Jól felhasználható X és Y erősítőnek a „Rádiótechnikai Évkönyve 1969”-ben bemutatott triódás végfokozat, az ún. középsatornának pedig az ugyanitt ismertetett 2 W-os végerősítő. Tápegységeket természetesen megfelelően közösíteni lehet.

Az XY rendszerű végfokozatokhoz képest bizonyos költségmegtakarítást eredményez, ha MS rendszerben dolgozunk. (Lásd 4. 7. 3. ábrát.) Az ilyen rendszerű végfokozat az M csatornára nézve — amely a fő információt tartalmazza — ellenütemű, a kis információkapacitású S csatornára nézve pedig együtemű. A szimmetrikus X és Y csatornák helyreállítása a kimenőtranszformátorok szekunder oldalán történik.

Az elv konkrét megoldását a 4. 7. 4. ábrán láthatjuk. Az XY—MS átalakítóról jövő M csatorna jelét a  $V_1$  fázisfordítóra vezetjük. A továbbiakban az M jelre nézve az erősítő egy jól ismert ellenütemű kapcsolás. Az M csatorna kimenőjelet ezért csak a  $Tr_1$ -ben hoz létre. Az S csatorna jelét azonos fázisban vezetjük az ellenütemű részre, így kimenőjelet csak a  $Tr_2$ -ben kapunk. A két kimenőtransz-



4. 8. 1. ábra. Sztereó hangszóró rendszer 1 mély hangszóróval

A felhasznált típus (P) = PNP	Siemens	Valvo	T. F. K.	Tungsram	Megjegyzés
AC 107 (P)	AC 151r AC 162 AC 163	AC 107	AC 150 AC 160	AC 107	Kiszajú típus előfokozatok számára
OC 1071 (P)	AC 151	OC 71	AC 122	OC 1071	Általános felhasználás
OC 1072 (P)	AC 152	OC 72	AC 122	OC 1072	Általános felhasználás meghajtó fokozathoz
AC 125 (P)	AC 152	AC 125	AC 131	AC 125	Általános felhasználás meghajtó fokozathoz
AC 128 (P)	AC 188	AC 128	AC 124	AC 128	Kisteljesítményű végtranszistor
AUY 10 (P)	~AD 162 ~TF 78/60	~AD 139 ~AD 162 AUY 10	~AD 152 ~AD 155	~AU 108 ~AL 103	Közepes teljesítményű nagyfrekvenciás végfokozatokhoz
2 N 1159 (P)	~AD 130 ~AD 133	~AD 149 ~ASZ 18	~AD 149 ~AUY 28	~AL 102 ~ASZ 18	Nagyfeszültségű, nagyteljesítményű végtranszistor

formátor szekunder tekercsei viszont úgy vannak összekapcsolva, hogy a megfelelő összegezés után az eredeti X és a fordított (—Y) csatornák jelei jelentkeznek a hangszórók kapcsain. Az Y csatorna fázishelyes helyreállítását az Y hangszóró póluscserejével érhetjük el. A kapcsolás könnyen elkészíthető, a mellékelt adatokkal közepes lakószobában kitűnő eredményt kapunk.

#### 4.8. Sztereo hangszugárzó rendszerek (20.)

Legjobb megoldást a 2 db elektromosan és geometriailag is azonos felépítésű szélessávú, vagy megosztott sugárzó rendszer adja. Középső csatornának kisméretű szélessávú, esetleg csak közép és magassugárzó használunk. Nagyon vigyázzunk a hangszórók helyes polarítására is. Ezt kalibrációs állásban minimum vagy maximum módszerrel ellenőrizzük le. Nagyon jó szolgálatot tesz a teljes sztereo rendszer beállításához a Magyar Hanglemezgyártó Vállalt sztereo beállító lemeze. A lemez tartalmazza a saját használati utasítását. Hasonlóan jól felhasználható az MHV monó és sztereo mérőlemeze is.

Konkrét hangszugárzó rendszerek bemutatásától itt eltekintünk, mivel bármely bevált rendszer megfelelő. Ismertetünk viszont egy olyan elrendezést, amellyel szinte 100 %-os térélmény érhető el, viszont csak egy mélysugárzót tartalmaz. Ezáltal a rendszer lényeges költségmegtakarítást (gondolunk pl. a hangdobozra) eredményez. Működési elve röviden abban rejlik, hogy a 300 Hz alatti mélyhangok nem járulnak hozzá a térélmény kialakításához. Ezért elegetendő ha 1 db. mélysugárzót használunk és azt a hangtér közepére helyezzük el. A két végfokozat (XY) először tehát egy különleges hangváltóra dolgozik rá. Ezáltal a teljes átviteli sávot 3 részre osztjuk. A kesztezési frekvenciák 300 és 3500 Hz. A két végfokozat a nagyméretű mélysugárzóra soros kapcsolásban dolgozik rá, a közép és magassugárzó egységek viszont már külön sugárzó rendszereket képeznek és a megfelelő bázistávolságra vannak elhelyezve. A 4. 8. 1. ábrán az előző elv alapján felépített hangtváltó és hangszugárzó kapcsolási vázlat látható. A megoldás azon túlmenően, hogy igen jól működik, könnyen elkészíthető, mivel kizárólag hazai hangszórókat tartalmaz.

#### IRODALOM

1. Dr. Valkó Iván Péter: Az elektroakusztika alapjai. Akadémiai Kiadó, Budapest. 1963.
2. Halbleiter Datenbuch, Texas Instruments 67/68.
3. W. A. Rheinfelder: Zajszegény bemeneti áramkörök. Műszaki Könyvkiadó Bp. 1968.
4. Selvin J. Leonce: Térvezérlésű tranzisztorok. Műszaki Könyvkiadó Bp. 1967.
5. Vajda Zoltán: Természethű hangátvitel. Műszaki Könyvkiadó Bp. 1961.
6. Varga Pál: Anódbázis detektor. RT. 1961. 10. 299.
7. Hetényi László: Egy érdekes tranzisztoros FM vevő. RT. 1966. 9. 349.
8. Gschwint András: Hozzászólás. RT. 1967. 5. 188.
9. Hetényi László: Elektroakusztikai zengő egység. Rt. 1965. 8. 287.
10. Piret Endre: Sztereo 1 × 1. RT. 1966. 8. 304, 9. 328.
11. Hajnal István: Sztereo dekóder. RT. 1965. 10. 368, 11. 404.
12. Mocsáry Gábor: Sztereo dekóder... RT. 1968. 11. 428.
13. Telefonken Taschenbuch 1964. 442—445.
14. Láska Péter: Fiziológiai hangerőszabályozás... RT. 1966. 8. 305, 1968. 5. 166.
15. Láska Péter: Magas és alacsonyfrekvenciás zajszűrők. RT. 1965. 8. 286. RT. 1966. 2. 66.
16. Honig H. M. A Sztereo Compatibility Transzlator. Audió 1958. 8. 24.
17. Wireles World. 1966. 11—12.
18. Stereo Master... Elektronics World. 1959. 5. 64.
19. Rádiótechnika Évkönyve 1969. 56—65.
20. Rádiótechnika Évkönyve 1969. 46—56.

## Látogassa

## 2. sz. MŰSZERSZAKÜZLETÜNKET!



Raktárról gyorsan beszerezheti villamos műszerszükségletét!

**Mérőhidak**  
**Kompenzátorok**  
**Galvanométerek**

**Hordozható feszültség-, áram- stb. mérők**  
**Precíziós feszültség-, áram- stb. mérők**  
**Univerzális kéziműszerek**

**KAPCSOLÓTÁBLÁBA ÉS ELEKTRONIKUS KÉSZÜLÉKEKBE**  
**ÉPÍTHETŐ MŰSZEREK**

**SZAKSZERŰ**  
**KISZOLGÁLÁS!**  
**TANÁCSADÁS!**  
**FELVILÁGOSÍTÁS!**

nagy választékban beszerezhetők a

**Műszer- és Irodagépértékesítő Vállalat**

**2. sz. Műszerszaküzletében**

**Bp. VII., Majakovszkij u. 59. sz.**

**Tel.: 420-743, 420-745**

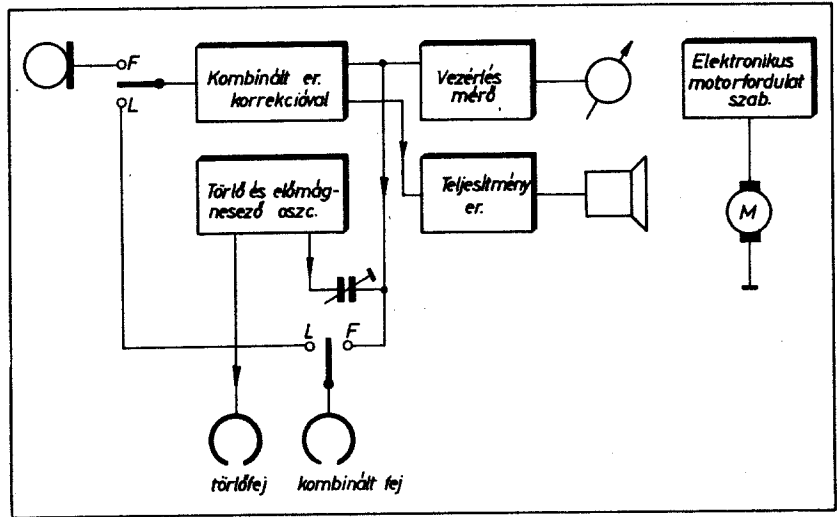
# Tranzisztoros magnetofonok kapcsolástechnikája

Rózsa Sándor okl. vill. mérnök

A tranzisztorok széles körű elterjedése döntő változásokat hozott a magnetofonkészülékek elektronikus egységeiben. A tranzisztorok kedvező tulajdonságai (kis méret, kis fogyasztás, alacsony tápfeszültség stb.) lehetővé tették a könnyű, 1–2 kg súlyú, kézben hordozható kis magnetofonkészülékek és ezek professzionális változatainak, a riporter magnetofonoknak kifejlesztését. Az egyidejűleg állandóan javuló szalagminőség és magnetofonfej-készítési technika olyan eredményeket biztosított, hogy ezek a kis készülékek átvitelt és egyéb jellemzőket tekintve elérték a nagy készülékek színvonalát. Napjainkban vagyunk tanúi a következmények levonásának; az új típusú hálózati magnetofonkészülékek is teljesen tranzisztorizált kivitelben kerülnek forgalomba. Amatőrök között is népszerű téma a tranzisztoros hordozható magnetofonok építése. Az alábbi összeállításban alapvető részletmegoldásokat mutatunk be, valamint néhány érdekes teljes kapcsolási vázlatot is, elsősorban a hordozható készülékek területén. Felhívjuk a figyelmet arra, hogy ezeket a kapcsolásokat igen jól lehet használni hálózati készülékek építésénél vagy modernizálásánál is.

## 1. Blokkfelépítések és tipikus egységek

A hordozható kisméretű teles magnetofonok elektronikus egységei tranzisztorizált kivitelben készülnek. A szalag továbbító mechanizmus meghajtását miniatűr egyenáramú motor végzi. Ezen készülékek blokkfelépítésében megegyeznek az ismert hálózati készülékekkel. Alap-



2. ábra. Egyszerű hordozható magnetofon blokkvázlata kombinált erősítővel

vetően két kategóriája létezik a készülékeknek, mégpedig a hivatásos és a szórakoztató célra szolgáló magnetofonok.

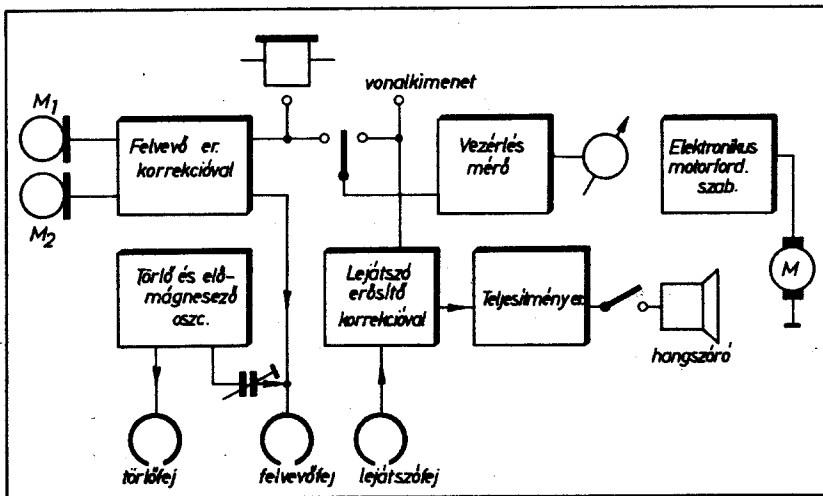
A hivatásos célokra készülő riporter magnetofon blokkfelépítése az 1. ábrán látható. Ezt a készüléket elektronikus vonalon a független egységek rendszere, a 3 fejes megoldás jellemzi. A szalagtovábbító mechanizmust tekintve, minden ilyen készülék meghajtó motorja el van látva precíziós fordulatszám stabilizáló elektronikus egységgel is.

Az egy vagy több bemenetű felvevő erősítő a szükséges felvételi korrekció (magas elő-emelés) biz-

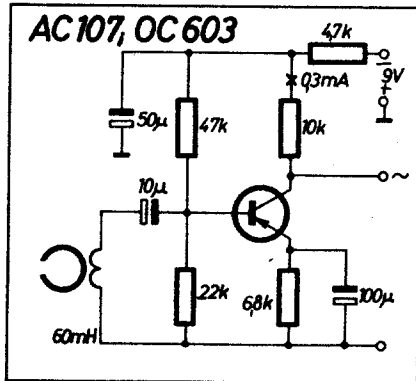
tosítása mellett állítja elő a fejáramot. A felvevő erősítő fejhallgató kimenete lehetővé teszi a felvétel előkészítésének mikrofonon keresztüli ellenőrzését. A törölő és előmágnevező oszcillátor a szalag törlése mellett biztosítja a helyes felvételhez szükséges nagyfrekvenciás előmágnevező áramot.

A felvett műsor ellenőrzése a 3. fej (külön lejátszó fej) és a frekvenciakorrekciót megvalósító lejátszó erősítő segítségével történik. A vezérlésmérő mind a felvevő, mind a lejátszó erősítőre rákapcsolható. A felvevő erősítőhöz csatlakoztatható vezérlésmérő ugyancsak a felvétel helyes előkészítését szolgálja. A lejátszó erősítőhöz szerény teljesítményű hangszóró erősítő is kapcsolható. A lejátszó erősítő alkalmas a felvett műsor telefon vonalon való továbbítására is. Ebben a csoportba tartozó készülékek szalagsebessége 19 és 9,5 cm/sec.

A szórakoztató célokra szolgáló teles magnetofonok felépítése — egy-két Hi-Fi készüléktől eltérően — jóval egyszerűbb, mint a riporter magnetofonoké. A 2. ábrán látható blokkvázlatból azonnal szembetűnik, hogy ezek a készülékek 2 fejűek és rendszerint kombinált, felvételre-lejátszásra átkapcsolható erősítővel működnek. Az olcsóbb készülékeknek gyakran hiányzik a vezérlésmérő és a törölőoszcillátor. A még egyszerűbb készülékeknek vagy nincs törlés (törölt szalaggal kell dolgozni) vagy egyenáramú törlést (néha permanens mágnessel) és előmágnevezést alkalmaznak. A 4,76



1. ábra. Riporter magnetofon blokkvázlata független erősítővel



3. ábra. Kiszajú előerősítő fokozat

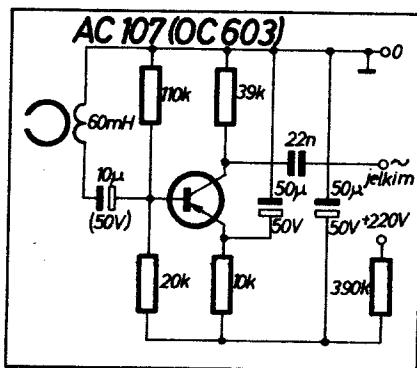
—9,5 cm/sec szalagsebességű készülékek nagyrésze el van látva fordulatszám szabályozóval is. Ezeknél azonban nem olyan szigorúak a sebességállandósági követelmények mint az előző csoportba tartozó készülékeké. Megemlítjük azonban, hogy a modern integrált áramkörtök technika távlatilag a készülékgyárakat a független erősítők irányába fogja eltolni. Amatőr viszonylatban is meggondolandó, hogy mi érdemesebb: egy sokpólusú átkapcsolóval küszködni, vagy pedig azt a 3—4 többlettranszisztort beépíteni, ami a független erősítők megvalósításához szükséges.

A blokkfelépítés ismeretében a következők sorrendben áttekintjük a legfontosabb alapegységek kapcsolástechnikáját:

- Lejátszóerősítő
- Felvevő erősítő
- Vezérlésmérő
- Törli és előmagnesező oszcillátor
- Teljesítményerősítő
- Kombinált erősítők.

#### A lejátszó erősítő

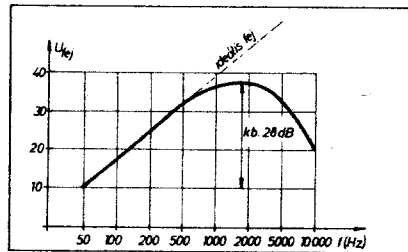
A lejátszó erősítő — akár önálló, akár kombinált változatban — két fontos funkciót tölt be. Egyrészt elvégzi a lejátszó fejről kapott alacsony feszültség erősítését, másrészt biztosítja az egyenes átvitelhez szükséges frekvencia korrekciót.



4. ábra. Kiszajú előfokozat 220 voltos tápfeszültségre készült változata

A megjelölt feladatok elvégzése nem egyszerű feladat, tekintve, hogy a lejátszó fejek a hangfrekvenciás sáv alsó részén igen kis feszültséget adnak. Még nagy impedanciájú fejeknél is csak néhány száz mikrovolt feszültséggel számolhatunk. Az elektroncsöves erősítőknél a magas bemenő impedancia lehetővé teszi, hogy ez a feszültség üresjárású értékén hasznosítható legyen. Más a helyzet a tranzistoros erősítőknél, ahol a fokozatok bemenő ellenállása csak néhány kiloohm. Ez az alacsony bemenő ellenállás 20—60 mH értékben korlátozza a lejátszó fejek inductivitását. Egyébként is a 6—12 volt tápfeszültség is kb. 60 mH-ben korlátozza a felvevő fej illetve a kombinált fej inductivitását, mert ennél nagyobb inductivitású fejeknél már nem biztosítható az átviteli sáv felső részén az állandó fejáram.

Emitterkövető fokozat alkalmazásával magasabb impedanciájú lejátszófejek is alkalmazhatók; de ez a megoldás nem terjedt el, mert nem biztosít kedvező jel-zaj viszonyt.

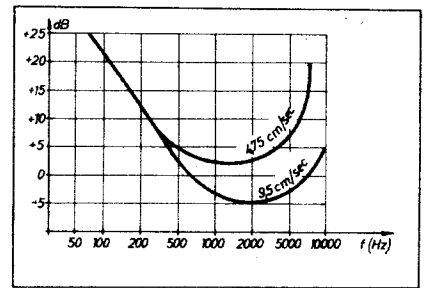


5. ábra. Lejátszófej üresjárású feszültségének frekvenciafüggése 9,5 cm/sec szalagsebességnél

A leggyakrabban használt bemenő fokozat a normál emittererősítő (3. ábra). A fokozat beállítása olyan, hogy fejhez viszonyítva legalábbis az alsó frekvenciákon magas a bemenő ellenállás. Ez úgy érhető el, hogy a fokozat munkaponti áramát kis értékre 0,2—0,3 mA-ra állítják be. Ez a munkapont kedvező a jel-zaj viszony szempontjából, továbbá ebben a beállításban alacsony a bemenő kapacitás is, ami a bemenő körben kialakuló rezonancia (fejinduktivitás a bemenő kapacitással) szempontjából kedvező. A fokozatban lehetőleg kis zajtényezőjű tranzisztort kell alkalmazni.

A 4. ábrán bemutatjuk a kapcsolás 220 voltos tápfeszültségre készült változatát is, melyet igen előnyösen lehet alkalmazni egy elektroncsöves magnetofon bemenő fokozataként. A kapcsolással 40 Hz és 14 000 Hz között, 3 dB erősítéssel feltételezve, 360-szoros üresjárású feszültség-erősítést lehet elérni. 60 mH inductivitású fej alkalmazása esetén 60 dB nagyságrendű a jel-zaj viszony. Ezek az adatok kedvező tulajdonságú lejátszó erősítők építését is lehetővé teszik.

A lejátszófej üresjárású feszültségének frekvenciafüggését 5. ábránk



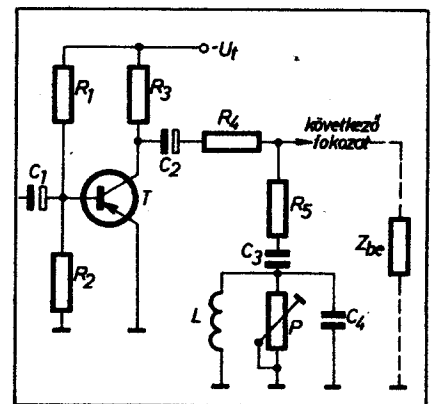
6. ábra. Lejátszóerősítő megkívánt frekvenciamenete 3 mikronos fejnél 4,75 és 9,5 cm/sec szalagsebességnél

mutatja. A felvétel állandó fejáram betáplálása mellett történt 9,5 cm/sec szalagsebességnél. Az egyenes frekvenciaátvitel érdekében a lejátszó erősítőnek a bemutatott frekvenciaátvitel érdekében a lejátszó erősítőnek a bemutatott frekvenciament tükröképét kell megvalósítani. Azért, hogy a különböző magnetofonokon felvett műsorok cserélhetőek legyenek szabványba rögzítették a lejátszó erősítő frekvenciamentét. A felvevő erősítőnek adott esetben olyan fejáramot kell biztosítani, hogy a szabvány frekvenciamentű lejátszó erősítőn lejátszott felvétel egyenes frekvencia menetű legyen.

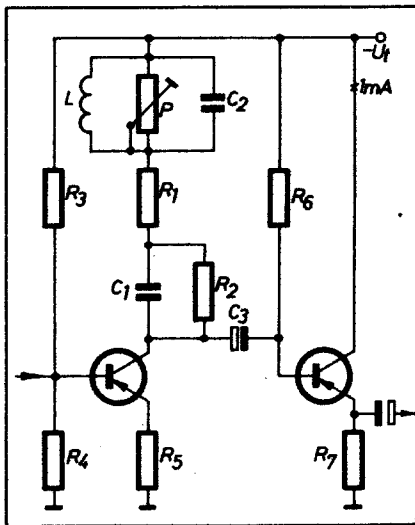
Ideális fejről kapott feszültség frekvenciamentét olyan erősítővel lehetne korrigálni, melynek erősítése egy sorosan kapcsolt RC tag impedanciájával arányosan változik. Ennek az RC tagnak az időállóját szabványosították, bár nemzetközileg nem egyöntetűen. Pl. 9,5 cm szalagsebességnél:

- $\tau = 200 \mu\text{sec}$  CCIR-szabvány
- $\tau = 140 \mu\text{sec}$  GOSZT-szabvány
- $\tau = 100 \mu\text{sec}$  NARTB-szabvány.

Az ideális görbétől a magas oldalon való eltérés két tényezőtől adódik: a szalag öndemagnetizálódásából és a fej résszélességéből. Ezt az eltérést, magasesést részben a lejátszóerősítő, részben pedig a felvevő erősítő (elő-emelés) korrigálja.



7. ábra. Korrekciós fokozat frekvenciafüggő osztóval

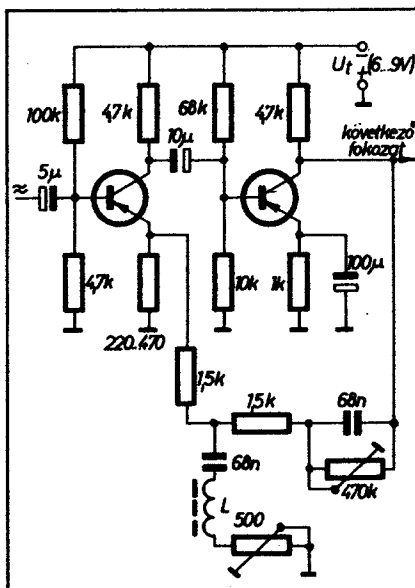


8. ábra. Korrekciós fokozat frekvenciafüggő munkaellenállással

A 6. ábrán láthatjuk a lejátszó erősítő szabványosított frekvenciamenetét 4,75 és 9,5 cm/sec szalagsebességnél. Ez a frekvenciamenet többféle módon valósítható meg. A 7. ábrán látható a legegyszerűbb, frekvenciafüggő osztóval kivitelezett megoldás, mely legközelebb áll az alapdefinícióhoz. A T tranzisztorral felerősített jelfeszültség az  $R_4$  ellenállásból és a  $\tau$  időállandóból valamint a magasemelés végző rezgőkörből álló osztóra jut. A következő fokozat már az előírt frekvenciamenetű jelfeszültséget kapja. A helyes működés feltételei:

$$R_4 = \frac{3 \dots 5}{\omega_s \cdot C_s}; R_3 < R_4$$

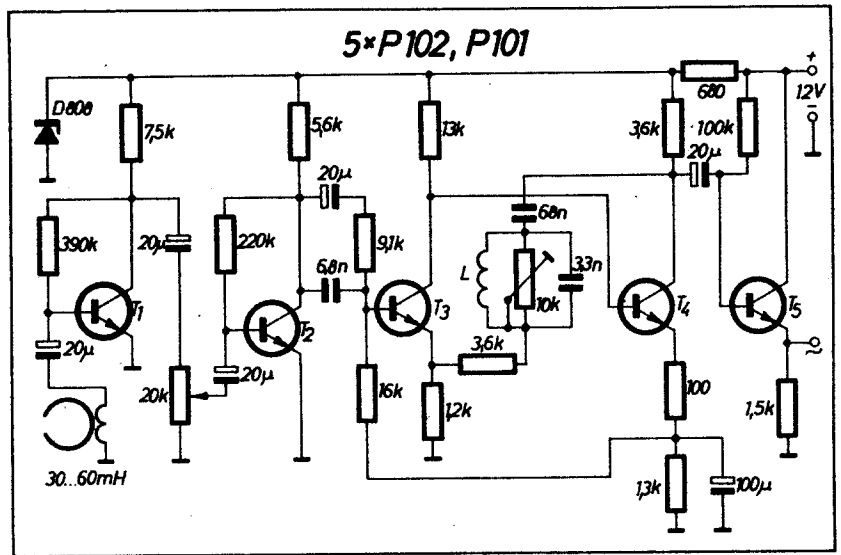
$$\tau = R_5 \cdot C_s; Z_{be} > \frac{1}{\omega_s \cdot C_s}$$



9. ábra. Korrekciós fokozat negatív visszacsatolással

Ez esetben az  $R_4$  ellenállás határozza meg az osztón átfolyó áramot, mely függetlenül az  $R_3 C_s$  impedanciaváltozástól állandó. Az  $R_5 C_s$ -on átfolyó állandó áram a kívánt frekvenciamenetű feszültséget állítja elő. Teljesen azonos az áramkör magasfrekvenciás viselkedése, ahol az átvinni kívánt sáv legfelső pontjára hangolt rezgőkör impedancia növekedése hozza létre a P potencióméterrel korlátozott magasemelést. A kívánt frekvenciamenetet előállító impedanciarendszer beépíthető egy tranzisztor kollektorkörébe munkaellenállásként is, mert a tranzisztor belső ellenállása is biztosítja az állandó áramú táplálást megfelelő méretezés mellett (8. ábra). Kapcsolási példánkon a  $\tau$  időállandót az  $R_1 C_1$  határozza meg.

és a  $T_1$  tranzisztorok ismertett megoldású frekvenciafüggő visszacsatoló lánca állítja elő. Az időállandó kb. 240  $\mu$ sec; ha a 68 nF-ot 33 nF-ra cserélik az időállandó lecsökken 140  $\mu$ sec-ra, ekkor az erősítő 9,5 cm/sec szalagsebességnél alkalmazható. A szükséges magasemelést a visszacsatolásban elhelyezett rezgőkör valósítja meg, melynek önfrekvenciája 4,76 szalagsebességnél 5–8 kHz, 9,5 sebességnél 5–8 kHz, 9,5 sebességnél pedig 12–15 kHz. A  $T_5$  tranzisztor az alacsony impedanciájú kimenetet biztosítja emitterkövető kapcsolatban. A kapcsolásban más típusú npn tranzisztorok is alkalmazhatók, ha a béta áramerősítési tényezőjük magasabb 20-nál.



10. ábra. Lejátszó erősítő npn tranzisztorokkal

Gyakran frekvenciafüggő negatív visszacsatolással állítják elő a kívánt frekvenciamenetet. A 9. ábrán bemutatott kapcsolásban a  $\tau$  időállandó 68 nF · 3k = 200  $\mu$ sec. A magasemelést a visszacsatoló ág söntölése valósítja meg. Az L értékét úgy kell meghatározni, hogy a soros 68 nF-al a sáv felső végén adjon rezonanciát. A soros 500 ohmos potencióméterrel beállítható a kívánt magasemelés.

A bemutatott alapkapsolások alkalmazását megtaláljuk a komplett készülékeknél is. A 10. ábrán bemutatunk egy szovjet felvevőkörrel (npn tranzisztorokkal) épült lejátszó erősítőt 4,75 cm/sec szalagsebességre. A  $T_1$  első tranzisztor 0,2–0,3 mA emitteráram mellett 10–12 kilohm bemenő impedanciát biztosít a 10 kHz-en maximálisan 3...4000 ohm impedanciájú fej felé. A második fokozat is lineáris beállításban működik. A frekvenciakorrekciót a  $T_3$

### A felvevő erősítő

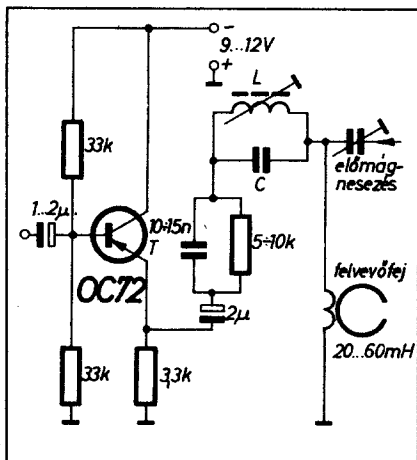
A felvevő erősítő feladata az állandó fejáram előállítása és a szükséges magasemelés biztosítása. E feladatokat általában a felvevő erősítő végfokozata látja el. Elvileg legegyszerűbb lenne a fejlet transzformátor útján bekapcsolni a kollektorkörbe, amikor is a tranzisztor belső ellenállása (áramgenerátor jellege) biztosítaná az állandó fejáramot. Ilyen megoldást azonban a transzformátorral szemben támasztott magas követelmények miatt csak a reporter magnetofonoknál alkalmaznak.

Az állandó fejáramot elő lehet állítani a fejlet sorbakapcsolt olyan nagyértékű ellenállással, mely teljesebbi az alábbi feltételt:

$$R_s = 3 \dots 5 \omega_r L$$

ahol  $\omega_r$  = felső határfrekvencia

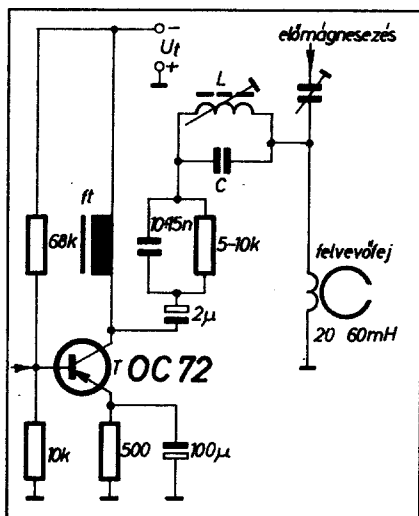
L = fej inductivitása.



11. ábra. Felvevő erősítő végfokozata emitterkövetővel

A 11. ábrán látható kapcsolásnál emitterkövető táplálja az állandó áramot biztosító fejáramkört. A fokozat maximális kimenőfeszültsége 3...4 volt effektív feszültség, ezért az elérhető maximális fejáram 0,3 mA nagyságrendű. Az LC soros rezgőkör az előmágnevező nagyfrekvenciás áram sőtörlődését akadályozza meg. Rezonanciapontját pontosan az előmágnevező frekvenciára kell állítani. A soros ellenállást sőtörlő kondenzátor magasemelését végez.

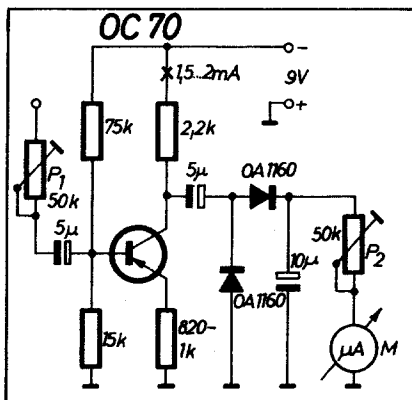
Amennyiben nem elegendő a 0,3 mA nagyságrendű fejáram, fojtótekerces erősítő alkalmazható (12. ábra), melyből a kivethető nagyobb feszültség nagyobb áramot biztosít. Előfordul a kapcsolás autotranszformátoros változata is a még nagyobb kimenőfeszültség illetve fejáram elérése végett.



12. ábra. Felvevő erősítő végfokozata fojtótekerces erősítővel

### A vezérlésmérő

Jó felvételek készítésének elengedhetetlen feltétele a pontos kivézelés, melyet vezérlésmérővel lehet ellenőrizni. Tranzisztoros készülékeknel a 13. ábrán bemutatott kapcsolás alkalmazása gyakori. A felvevő erősítő (vagy a lejátszó erősítő) alkalmas helyéről levett feszültséggel az egytranzisztoros erősítő felerősíti, majd kétoldalas egyenirányítás után az M műszer (végkiterés 100...300 µA) mutatja. Általában a skála 70...80%-a jelenti a teljes kivézelést, melyet a soros  $P_1$  és  $P_2$  potenciométerekkel lehet beállítani. Indikálási célokra előfordul még glimmlámpák alkalmazása is feszültségemelő transzformátorok segítségével. Ezek csak egy-egy adott szint elérését jelzik a felvillanás útján, de azt már nem lehet eldönteni, hogy egy felvétel 2 vagy 20 dB-el van az előírt szint alatt, amit viszont a műszeres vezérlésmérő pontosan mutat.



13. ábra. Kivézelésmérő kapcsolási vázlatja

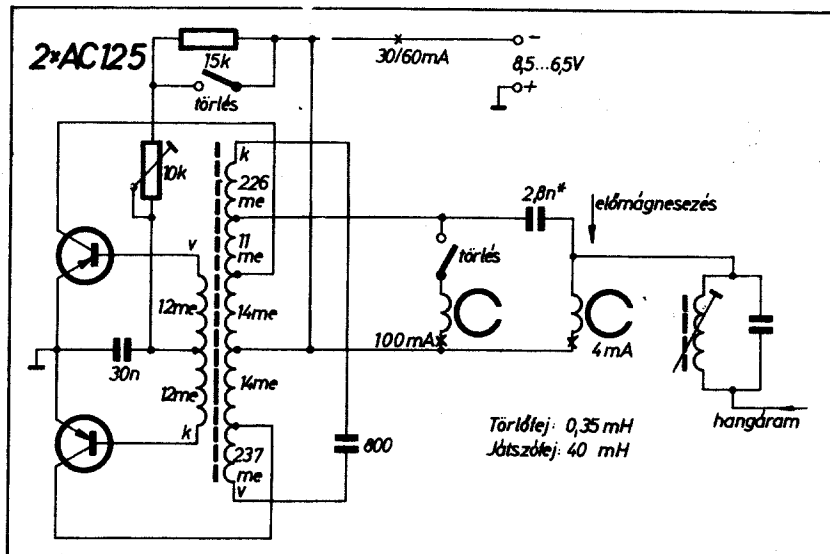
### A törllő és előmágnevező oszcillátor

A törllőoszillátorok alapkapcsolása, az ellenütemű „C” osztályú nagyfrekvenciás oszcillátor kapcsolás a 14. ábrán látható. A 15—20 mm átmérőjű fazékvasmagra tekercselt transzformátor adatai az ábrán megtalálhatók. A huzalvastagság 0,1 mm a báziskörben, 0,15 mm a rezgőkör kismenetszámú tekercseinél és 0,08 mm ugyanitt a nagymenetszámú tekercseknél. Érdekessége a 30 kHz-en működő kapcsolásnak, hogy a törllés leállítható s pl. hálózati gépen törllt szalagra készíthető felvételhez csak előmágnevező áramot szolgáltat. Az áramfelvétel törllésnél 60 mA (ekkor a törllőáram 100 mA) csak előmágnevezésnél 30 mA. Az előmágnevező áram 4 mA értékű.

A kapcsolás érdekes változata látható a 15. ábrán, ahol az előmágnevezést frekvenciakétfézeséssel állítják elő. A kapcsolási rajz adatai 20 kHz alapharmonikusra és 40 kHz felharmonikusra vonatkoznak. A  $T_{11}$  transzformátor fazékvasmagon ( $\varnothing$  20...25 mm) készült primer tekercse  $4 \times 15$  me  $\varnothing$  0,35-ös huzalból ( $n_1 + n_2, n_3, + n_4$ ). Az  $n_3$  tekercs 20 menet ugyancsak  $\varnothing$  0,35-ös huzalból. A  $T_{12}$  nagyfrekvenciás transzformátor  $n_1$  primer tekercse 20 mm átmérőjű fazékvasmagon 30 menet  $\varnothing$  0,4-es huzalból. Az 510 pF-al 40 kHz-re lehangolt  $n_2$  tekercs 400 me  $\varnothing$  0,1 huzalból. Az  $L_1$  tekercset (kb. 50 mH) a 330 pF-dal ugyancsak 40 kHz-re kell hangolni.

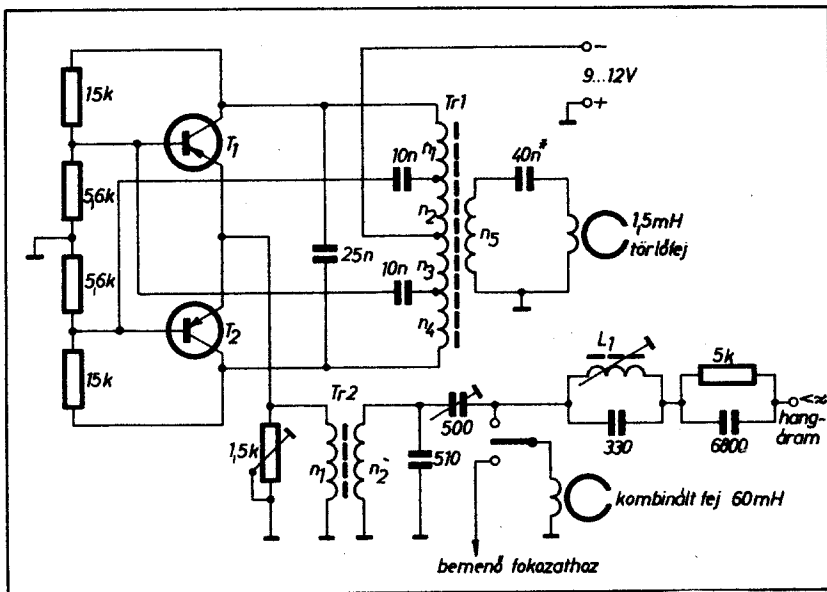
### A teljesítményerősítő

A tranzisztoros magnetofonokba épített teljesítményerősítők kimenő hangteljesítményét a telep korlátozza. Az erősítők általában 100—500 mW kimenőteljesítményre készülnek rendszerint B osztályú kapcsolásban. Kapcsolásaikat tekintve számos változat előfordul. A moder-



14. ábra. Törllő és előmágnevező oszcillátor kapcsolási vázlatja.





15. ábra. Törlődscillátor frekvenciakétfőzéssel történő előmágnesezéssel

nebb megoldásoknál gyakori a transzformátor nélküli „B” osztályú fokozat 20...50 ohmos hangszóróval. Autóban, autóakkumulátorról is működtethető készülékek teljesítményerősítője átkapcsolható kivételben is készül. Elemről néhány száz mW akkumulátorról pedig 1—2 watt ezen erősítők kimenő teljesítménye. Az átkapcsolást a „B” osztályú végfokozat illesztésének átkapcsolásával oldják meg.

A 16. ábrán bemutatott kapcsolásunk transzformátoros megoldású 500 mW-os erősítő. Kb. 50 mV bemenőfeszültségről szolgáltatja maximális kimenőtelsítményét. Érdekessége a kapcsolásnak a potencióméterrel állítható negatív visszacsatolás és az autotranszformátoros kimenő. A negatív visszacsatolás széles sávban egyenletes átvitelt, az említett kimenő pedig jó hatásfokot biztosít.

Transzformátoradatok:

- $T_{r1} = M 42 \times 16$  mm vasnagon
- $n_1 = 2000$  me  $\varnothing 0,1 \dots 0,12$
- $n_2 = n_3 = 2 \times 500$  me  $\varnothing 0,16 \dots 0,18$  bifilláris
- $T_{r2} = M 42 \times 16$  mm vasnagon
- $n_1 = n_2 = 2 \times 20$  me  $\varnothing 0,7$
- $n_3 = n_{4,2} 2 \times 130$  me  $\varnothing 0,3$  bifilláris.

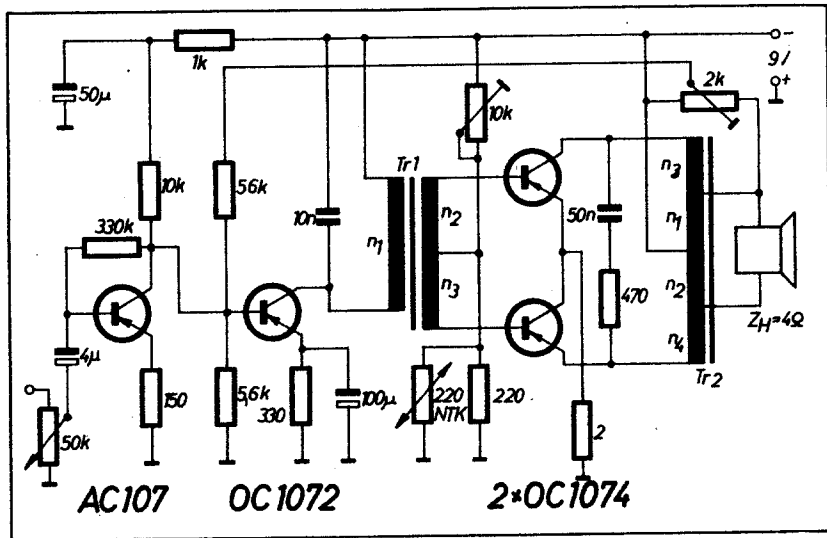
A végerősítő tranzisztorokat 8—10  $cm^2$  nagyságú hűtőfelületre kell szerelni.

Kombinált erősítők

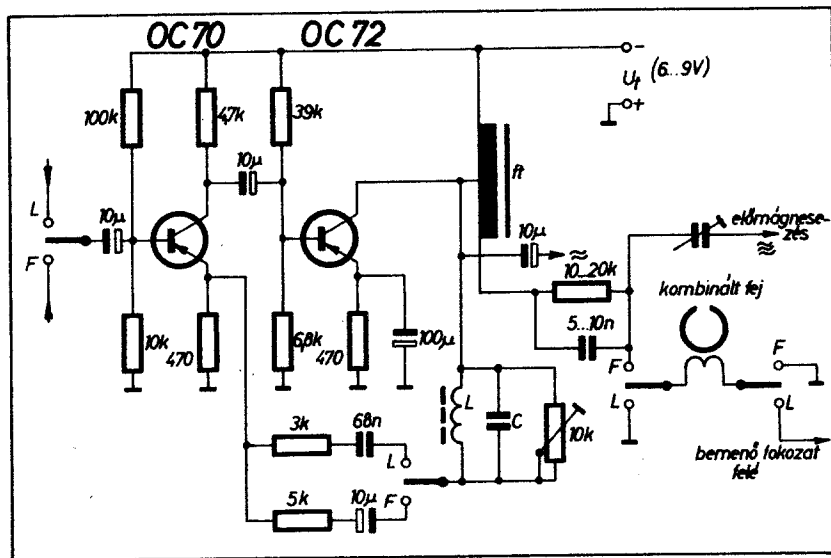
Hasonlóan, mint a csöves hálózati készülékeknel a szórakoztató célokra készülő teleses magnetofonoknál is gyakran előfordul a kombinált erősítők alkalmazása. Két kombináció valósítható meg egyszerűen, és pedig a felvevő és a lejátszó erősítő, valamint a teljesítményerősítő végfokozat és a törlődscillátor átkapcsolása.

A kapcsolásoknak nagyszámú variációja létezik, mi az említett két alapvető kapcsolást mutatjuk be. A 17. ábrán az átkapcsolható felvevő és lejátszó erősítő látható. Lényegében az átkapcsolás a negatív visszacsatolókörben történik és egyidejűleg a kombinált fejlet kell az erősítő elejére, illetve végére kapcsolni. A negatív visszacsatolókörben való átkapcsolás felvételnel megszünteti a mélyemelést, helyette olyan RC kombináció kapcsolódik be, amely egyenes átvitelt biztosít mélyoldalon. A magas emelést ugyanarra a frekvenciára hangolt LC rezgőkör végzi. A bemutatott megoldásban a teljes átvitelt tekintve a magas emelés megfelelőzódik, felvételtkor ugyanakkora mint lejátszásnál. A fojtótekecs munkaellenállása magasabb kimenőfeszültséget biztosít a nagyobb felvételi fejáram biztosítására. A fojtótekeres irányértéke 30—50 H 40—50 Hz-es alsó határfrekvenciás átvitelt feltételezve.

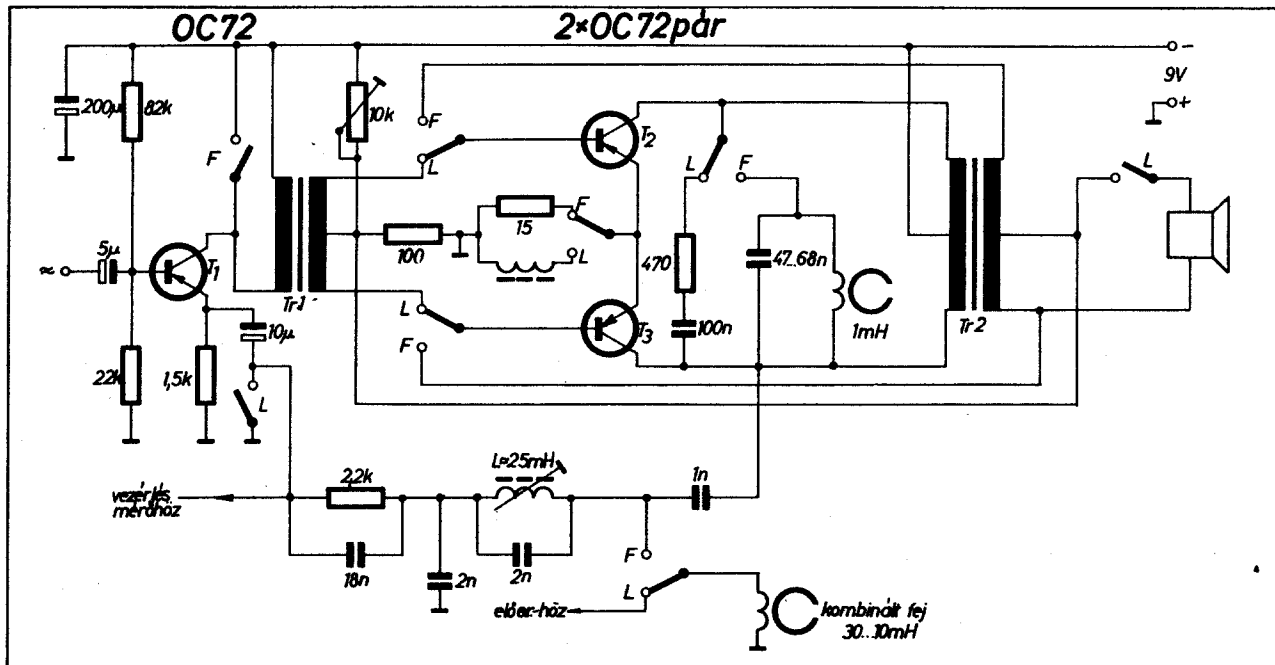
A 18. ábrán látható kapcsolás a törlődscillátor-teljesítményerősítő átkapcsolásra érdekes példa.



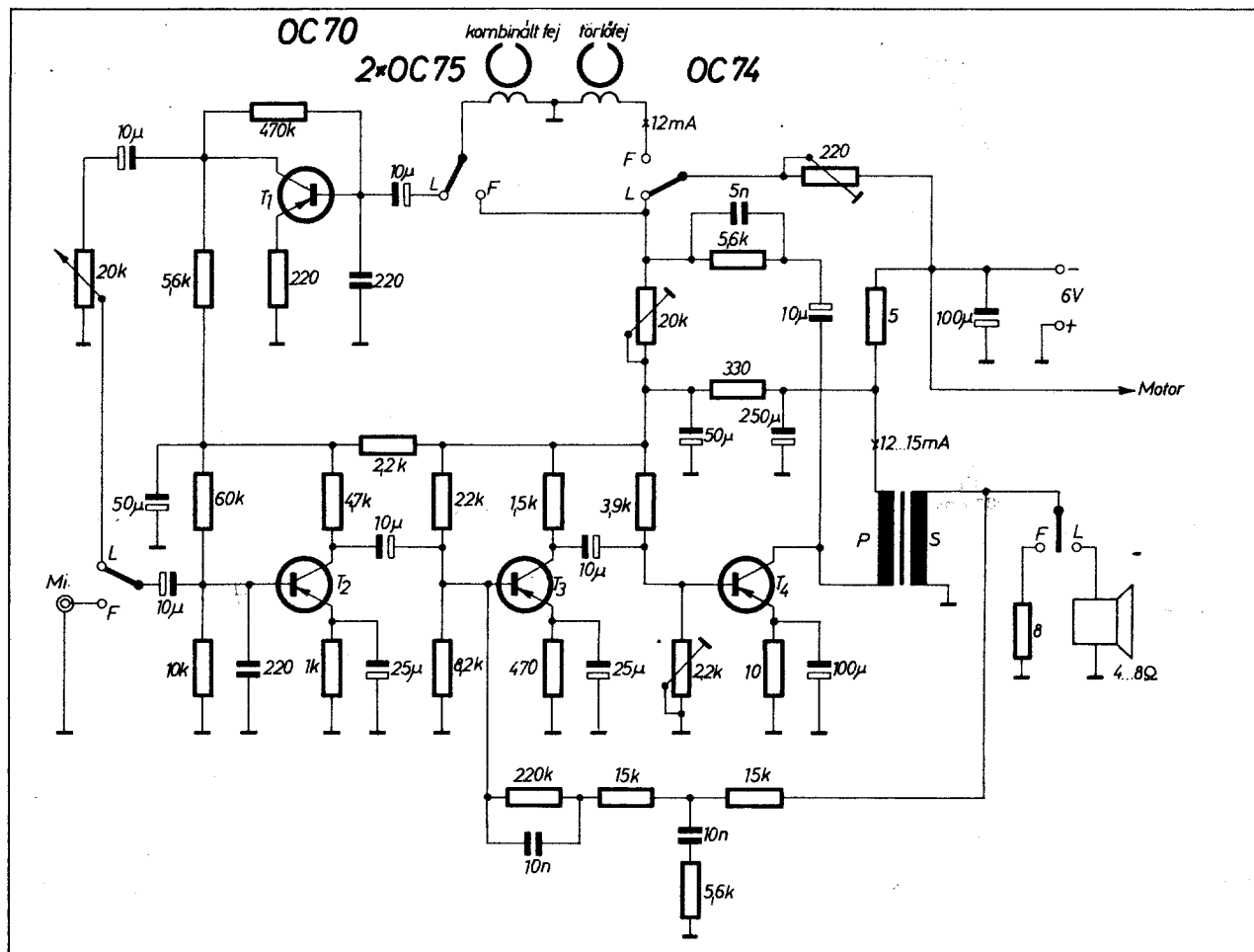
16. ábra. 500 m W kimenőtelsítményű végerősítő fokozat kapcsolási vázlata



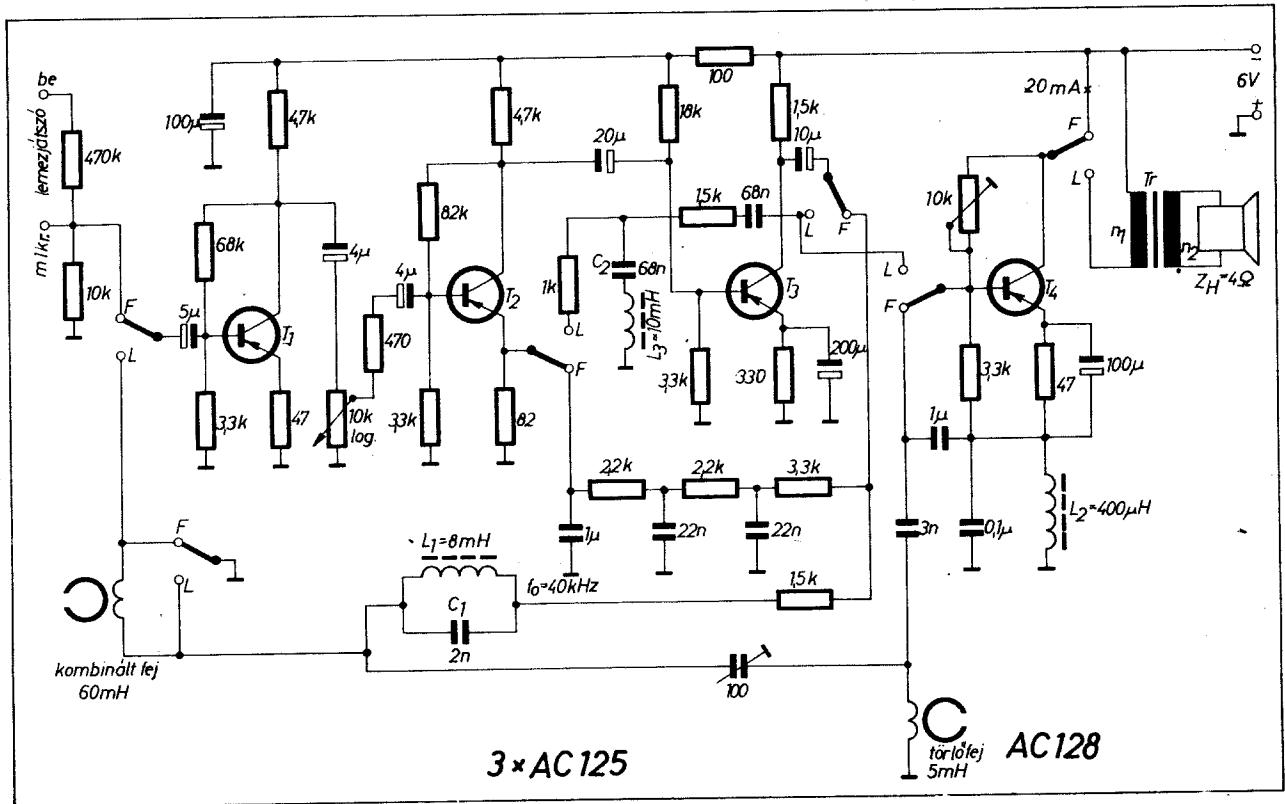
17. ábra. Kombinált felvevő és lejátszóerősítő 200 mikroszekundum időállandóval



18. ábra. Oszillátornak átkapcsolható ellenütemű végfokozat



19. ábra. Kombinált magnetofonerősítő egyenáramú törléssel és előmágnesezéssel



20. ábra. Kombinált magnetofon erősítő 4,75 cm/sec szalagsebességre

A végfokozatot meghajtó  $T_1$  tranzisztor is átkapcsolódik a 11. ábrán látható felvevő erősítővé.

A végfokozat átkapcsolása adott példánkban különleges megoldású. A szabványátkapcsolással a 21. ábrán találkozunk, ahol a tranzisztorok a hangfrekvenciás áramkörből átkapcsolódnak külön transzformátorral működő nagyfrekvenciás áramkörbe. Az itt bemutatott példán a  $T_2$  jelzésű gondosan kivitelezett kimenőtranszformátor szolgál nagyfrekvenciás transzformátorként is ( $f_0 = 25 \dots 31$  kHz). Felvételnél a báziskör átkapcsolódik pozitív visszacsatolásra, lekapszolódik a hangszóró és bekapcsolódik a törölfej. Végeredményben a  $T_2$ — $T_3$  tranzisztorok nagyfrekvenciás munkaellenállását a lehangolt törölfej képezi, a  $T_2$  transzformátor csak a visszacsatolást biztosítja.

A kombinált erősítőkre további példák teljes kapcsolásainknál is találhatóak.

## 2. Komplettszerű kapcsolások

A következőkben bonyolultsági sorrendben bemutatunk 4 komplett készüléket, melyeknek alapegységeit az 1. részben megismertük.

A 19. ábrán látható legegyszerűbb készülék ( $v = 4,75$  cm/sec) egyenáramú törléssel és előmágnesezéssel működik. A  $T_1$  tranzisztor csak lejátszásnál működik, míg a  $T_2$ — $T_3$ — $T_4$  tranzisztorokból álló erősítő mind felvételnél, mind lejátszásnál működik. Az egyszerű felépítés érde-

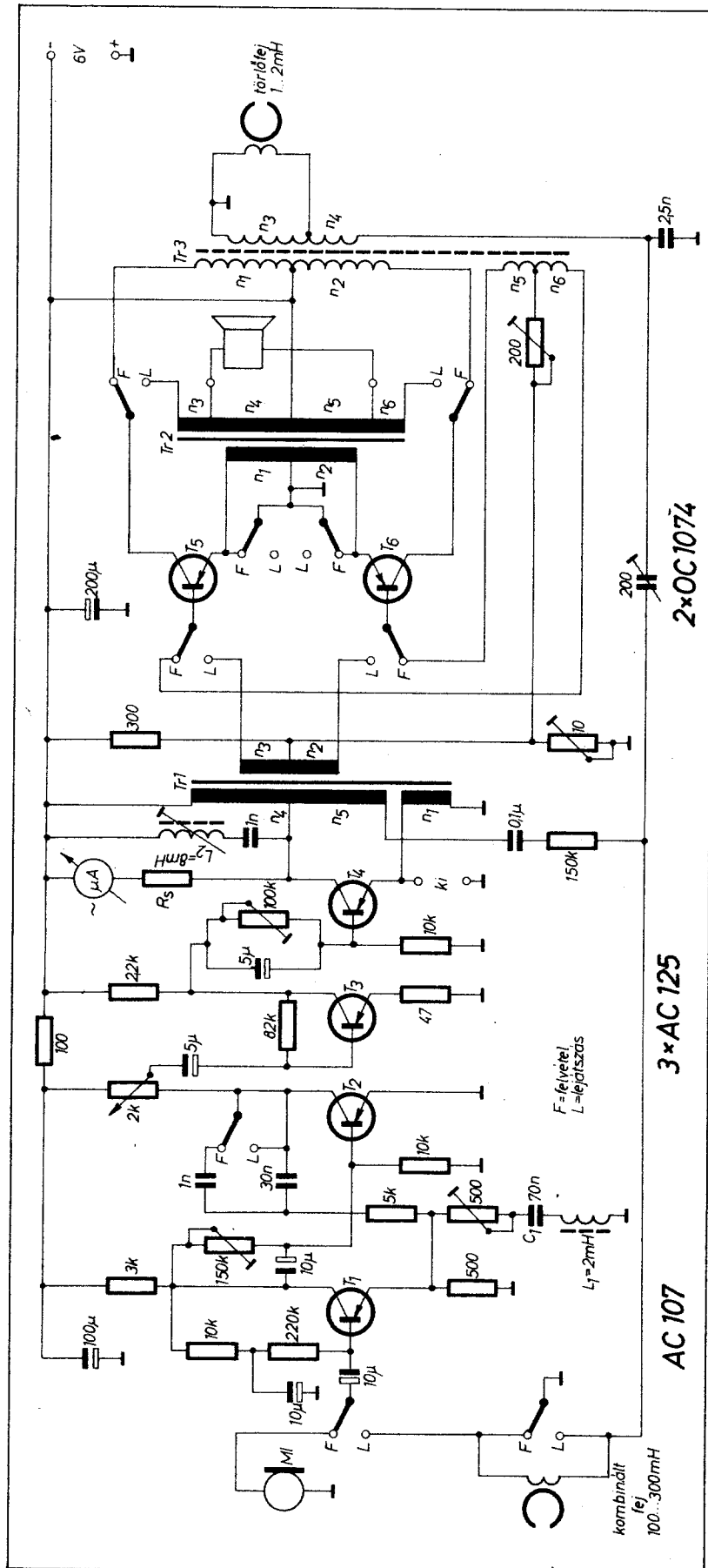
kében a  $T_3$ — $T_4$  negatív visszacsatoló áramkörében található korrekció nem kerül átkapcsolásra. Az „A” osztályú végfokozat 30...40 mW hangteljesítményt szolgáltat. A transzformátor 1 cm<sup>2</sup> magkeresztmetszetű, primer tekerése 4...500 me  $\varnothing$  0,15-ös, szekunder tekerése pedig 65 me  $\varnothing$  0,35-ös huzalból.

A 20. ábrán látható ugyancsak 4 tranzisztoros kapcsolás 4,75 cm/sec szalagsebességre készült. Az előző készüléktől eltérően mind a törlés, mind az előmágnesezés kb. 40 kHz frekvenciával történik. A  $T_1$  tranzisztor kiszajú beállításban mind felvételnél, mind lejátszásnál lineáris előerősítő. A  $T_2$ — $T_3$  visszacsatolt erősítő a kombinált felvevő-lejátszó erősítő (l. 17. ábra). A  $T_4$  tranzisztor törléoszillátor, felvételre átkapcsolva pedig teljesítményerősítő. Az utóbbi esetben 40 mW a kimenőteljesítmény. Az átvitel szalagon keresztül 60 Hz és 7 kHz között egyenes. Míg az előbbi készülék zajszintje az egyenáramú törlés és előmágnesezés miatt —40—50 dB nagyságrendű, addig ennél a készüléknél elérhető a —55...—60 dB zajszint is. A készülék áramfelvétele mind felvételnél, mind lejátszásnál 25 mA nagyságrendű. (motor nélkül!) A kimenő transzformátor adatai hasonlóan az előző készülékeknel megadott transzformátor adataihoz.

A 21. ábrán látható 6 tranzisztoros kapcsolás alapegységei is ismertek. A 9,5 cm szalagsebességhez készült kapcsolás lényegében véve

kombinált megoldású. A  $T_1$ — $T_2$  tranzisztorokból álló átkapcsolható negatív visszacsatolású, nagy bemenő ellenállású erősítő végzi a frekvenciakorrekciót. A  $T_3$  tranzisztor lineáris erősítő. A  $T_4$  tranzisztorból álló fokozat felvételnél vezérlést mér és a megnövelt primer menetszámú transzformátor segítségével táplálja a felvevő fej állandó áramot biztosító soros ellenállását. Lejátszásnál pedig meghajtja a 800 mW kimenő teljesítményű végerősítő fokozatot és ugyancsak vezérlést mutat. A vezérlésmérő Graetz egyenirányítóval ( $4 \times OA$  1160) ellátott mikroampermérő, melynek  $R_s$  soros ellenállását a műszer érzékenysége szerint kell megválasztani. A 20 cm<sup>2</sup> hűtőbordára szerelt  $T_5$ — $T_7$  végtranzisztorok felvételnél törléoszillátorként, lejátszásnál teljesítményerősítőként működnek. ( $P_{ki} = 800$  mW!) A kapcsolás érdekessége, hogy a kombinált fej 100—300 mH is lehet. 5 mikron résszélességű fejnél az átvitel 50 Hz—11 kHz-ig egyenes. Ugyanez a kapcsolás megfelelő frekvenciakorrekcióval 19 cm/sec-es szalagsebességnél 16 kHz-ig terjedő átvitelt biztosít ( $C_1 = 25$  nF).

A transzformátorok adatai:  
 $T_1$ : EI 42  $\times$  16 mm váltott lemezzel  
 $n_1 = 150$  me 0,15 mm  $\varnothing$  CuL huzal rétegesen tekercselve  
 $n_2 + n_3 = 2 \times 250$  me 0,2 mm  $\varnothing$  CuL huzal bifilárisan tekercselve  
 $n_4 = 1500$  me 0,18 mm  $\varnothing$  huzal rétegesen tekercselve  
 $n_5 = 3000$  me 0,1 mm  $\varnothing$  CuL huzal rétegesen tekercselve



21. ábra. Kombinált magnetofon erősítő törőoszillátorral átkapcsolható teljesítményerősítővel 9,5 cm/sec szalagsellességre

Tr<sub>3</sub>: M42 × 16 mm lemezeléssel;  
 Z<sub>b</sub> = 5 Ω-os hangszóróhoz.  
 n<sub>1</sub> + n<sub>2</sub> = 2 × 10 me 0,5 mm Ø CuL  
 huzal

n<sub>3</sub> = 140 me 0,45 mm Ø CuL huzal  
 n<sub>4</sub> = 50 me 0,6 mm Ø CuL huzal  
 n<sub>5</sub> = 50 me 0,6 mm Ø CuL huzal  
 n<sub>6</sub> = 140 me 0,45 mm Ø CuL huzal  
 Tr<sub>3</sub>: Ø 14 × 8 mm nagyfrekvenciás  
 fazékvasmag

n<sub>1</sub> + n<sub>2</sub> = 2 × 9 me 0,35 mm Ø  
 CuL huzal sorba tekercselve  
 n<sub>5</sub> + n<sub>6</sub> = 2 × 5 me 0,15 mm Ø CuL  
 huzal  
 n<sub>3</sub> = 70 me 0,1 mm Ø CuL  
 huzal sorba tekercselve  
 n<sub>4</sub> = 210 me 0,1 mm Ø CuL  
 huzal

Következő kapcsolási vázlatunk (22. ábra) 12 tranzistoros nagyteljesítményű kapcsolást mutat 9,5 cm/sec szalagsellességre. A kapcsolás alapvázlatát a Telefunken gyár közölte Laborbuch Band 3 c. kötetében. Az általunk bemutatott módosított kapcsolási vázlat az NDK-ban megjelent „Elektronisches Jahrbuch 1968” c. kötetből származik. Felhívjuk az érdeklődők figyelmét, hogy az utóbb említett évkönyvben 16 oldalas részletes leírás foglalkozik a készülék építésével mechanikai részletekre is kiterjedően.

A 80 Hz-12 kHz-ig működő készülék kombinatív felépítése már csak a feszültség erősítőre terjed ki. A teljesítményerősítő és a törőoszillátor független egység. A T<sub>1</sub> lineáris előerősítő, a T<sub>2</sub>–T<sub>3</sub> pedig negatív visszacsatolt korrekciós fokozat. Érdekessége, hogy rezgőkör helyett kettős T-tagot használ magas emelésre. A T<sub>4</sub> feszültség erősítő lejátszásnál lepke-típusú hangszínszabályozót működtet. A T<sub>5</sub>–T<sub>6</sub> tranzistorok végzik a végfokozat meghajtását, illetve a T<sub>6</sub> felvevő vég erősítőként is működik. A T<sub>7</sub>–T<sub>8</sub> ellenütemű végfokozat, 1 watt kimenőteljesítménnyel.

A T<sub>9</sub> tranzistor „B” osztályú erősítőként működve vezérlésmérésre szolgál. A T<sub>10</sub>–T<sub>11</sub> ellenütemű „C” osztályú oszcillátorfokozat a törüléshez és az előmagnesezéshez szükséges 80 kHz-es nagyfrekvenciás teljesítményt állítja elő. A T<sub>12</sub> tranzistor pedig a meghajtó motor fordulatszám szabályozó áramkörében működik, melynek működését a 3. részben ismertetjük. Az egyes fokozatok működése az 1. rész hasonló vagy azonos áramkörei alapján ismertnek tekinthető. Befejezésül ismertetjük a transzformátorok és tekercsek adatait:

Tr<sub>1</sub> EI 42 × 16 mm

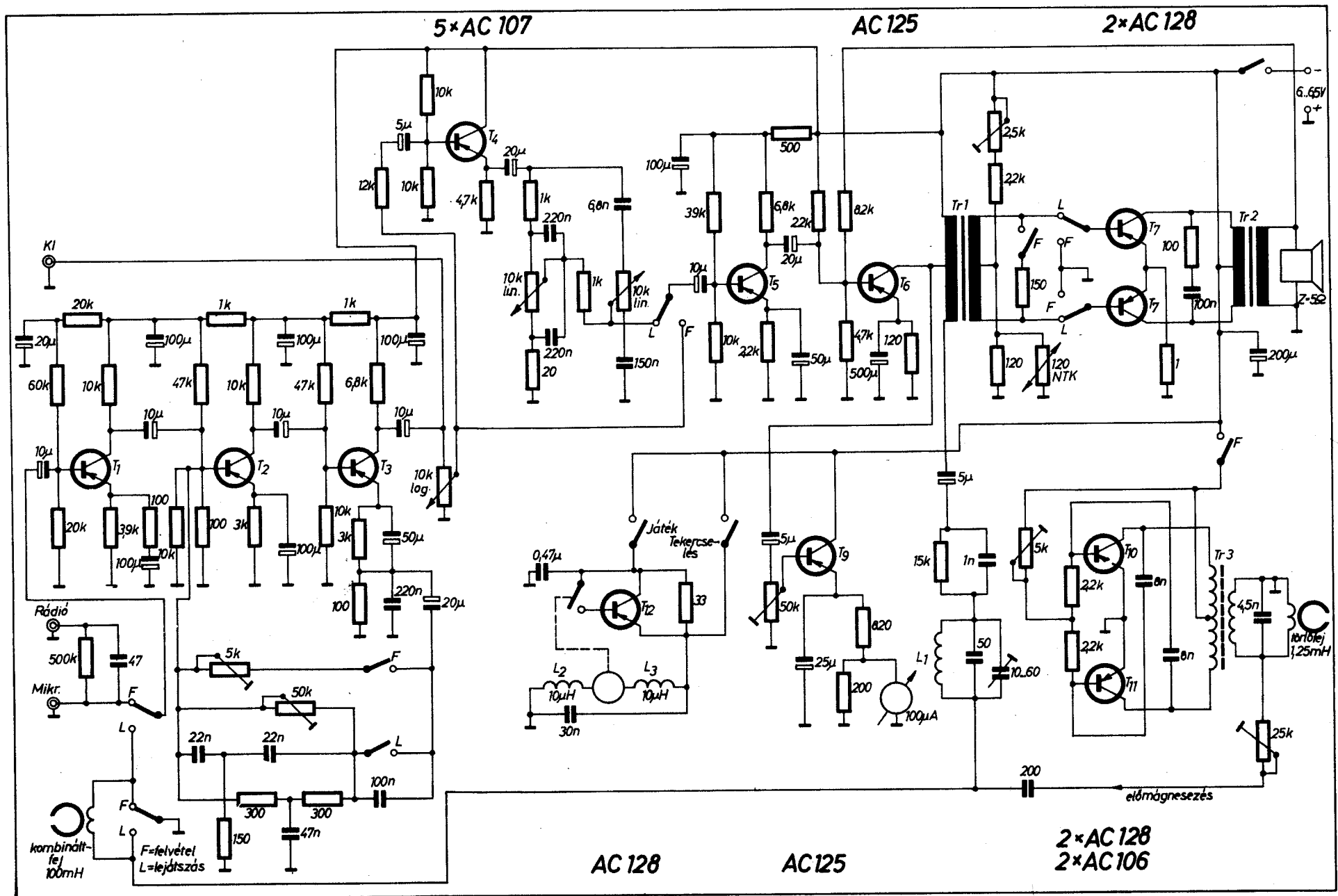
Primer 1000 me Ø 0,12 CuL (kollektorkör)  
 2000 me Ø 0,06 CuL (hosszabbítás)

Szekunder 2 × 335 me Ø 0,2 CuL bifiláris

Tr<sub>2</sub>: EI 48 × 20 mm

Primer: 2 × 162 me Ø 0,38 CuL bifiláris

Szekunder 103 me Ø 0,6 CuL



22. ábra. Kiváló minőségű magnetofonkészülék kapcsolási vázlata



# ELEKTROMECHANIKAI ALKATRÉSZEK

A híradástechnikai iparban nélkülözhetetlenek a KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR (Budapest XX. Dózsa György út 50–53.) termelési programjában szereplő ELEKTROMECHANIKAI ALKATRÉSZ gyártmányok.

A gazdag választék, az egyszerű egypólusú csatlakozóból a sokpólusú miniatűr csatlakozósávokig, a készülékkapcsolótól a több ezer variációs lehetőségű tárcsáskapcsolókig, számos gyártmányféleség található a gyár elektromechanikai alkatrészeinek terméklistáján. A termékek szabványos kivitelben készülnek. Ezek közül ismertetünk néhányat:

## Tárcsáskapcsolók

A vállalat gyártmányai között tekintélyes helyet foglal el a tárcsáskapcsolók családja.

Normál- és miniatűr kivitelben, késes és keféس rendszerben készülnek. A kapcsolók tárcsái műanyag, illetve kerámia szigetelőből állnak.

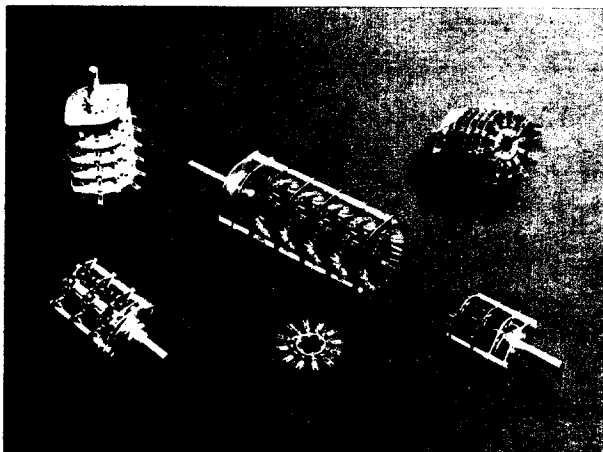
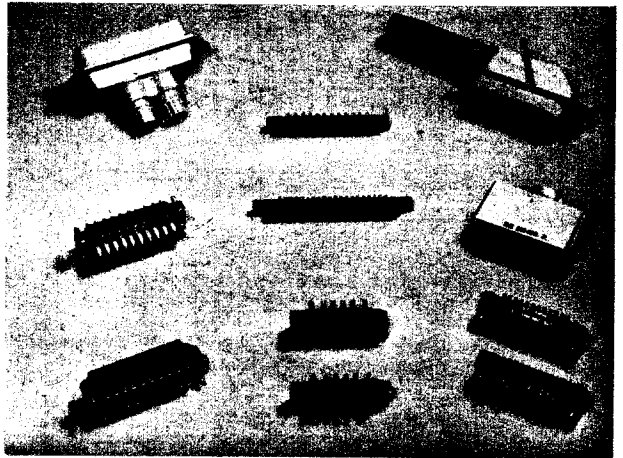
Újdonság, hogy a normál keféس és a miniatűr késes fokozatkapcsolók fűrt tengelyes kivitelben is készülnek, amelyek az addigi típusokon túlmenően lehetővé teszik a mélységbeli nagyobb szerelhetőséget, pl. egy potencióméternek a kapcsolóval közös tengelykivezetését. Az új típusoknál előnyösen alkalmazzák az „U” keresztmetszetű forgókart, mely merevségénél fogva kiküszöböli az elcsavarodásból adódó hibákat.

A késes rendszerű kapcsolók megbízhatóságának növelése érdekében az eddigi lemezrugós kivitelek helyett csillagkereskes reteszelő megoldást alkalmaz

a gyár, ahol a reteszeléshez szükséges erőt spirálrugók biztosítják.

Az új megoldással szűkebb határok között deffiniálható a forgatóerő, megoldódik a bepattanási szög problémája és jelentős élettartam növekedést eredményez.

Az előállított tárcsáskapcsolók érintkezői ezüst, külön kívánság szerint arany galvánbevonatot kapnak.



## Nyomatott áramköri csatlakozó hüvelysávok

A nyomtatott áramköri készülékek építéséhez — különösen a kártyarendszerű építési elv alkalmazása esetén — elengedhetetlenül hozzátartozik a nyomtatott áramköri csatlakozók alkalmazása. A termékválasztékban szereplő nyomtatott áramköri csatlakozósávok érintkező rendszerüket tekintve szalagrugós kivitelűek, direkt csatlakozásra alkalmas típusok.

Az érintkezők kialakítása biztosítja a jóminőségű érintkezést, a kis- és állandó átmeneti ellenállás tartása mellett. A csatlakozósáv kétoldalas érintkezői rugókemény bronzból, hasított kivitelben készülnek, így többpontban érintkeznek, ami növeli a csatlakozás biztonságát. Az érintkezők kikészítése kívánság szerint lehet ezüstözés, aranyozás, vagy palládiumozás. Az alkalmazott szigetelőanyag a korábban alkalmazott hőre keményedő elektroplasztikon kívül hőre lágyuló makrolonból is készül.

A nyomtatott áramköri csatlakozósávok 5 mm és 3,75 mm-es osztástávolsággal készülnek. A típus-

választék bővítése céljából fejlesztés alatt áll a 2,5 mm-es osztástávolságú csatlakozósáv is, amely a fokozódó miniatürizálási törekvések következtében nagy felhasználásra tart számot.

### Többpólusú csatlakozósávok

A Kontakta Alkatrészgyárban gyártott többpólusú csatlakozósávok érintkezőiket tekintve szalagrugós, késes és tűérintkezős rendszerűek. A felsorolt csatlakozósávokhoz szerelvényházak készülnek, amelyben a hüvely vagy dugósáv egyaránt beépíthető.

A csatlakozók csak hálózatból elválasztott (szekunder) áramkörökben alkalmazhatók. A csatlakozósávokban alkalmazott érintkezők ezüst, arany, illetve palládium galvánbevonattal kerülnek forgalomba.)

### Készülékkapcsolók

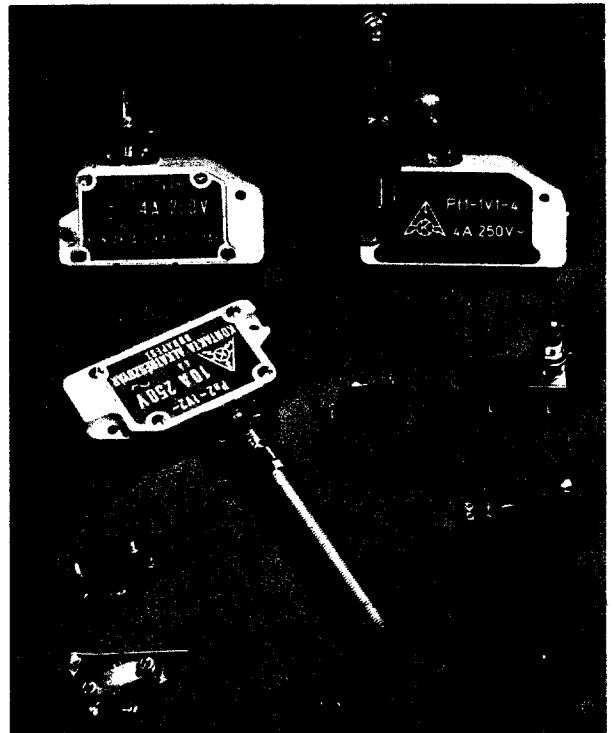
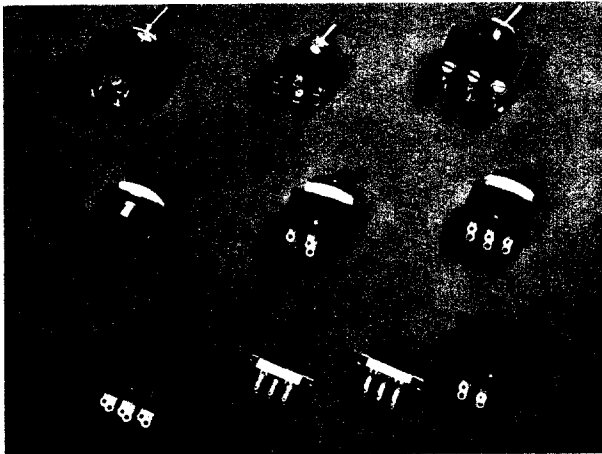
Az 1 A-es változatokból a 10 A-esig a felhasználási igényeknek megfelelően kerültek kialakításra.

A különféle méretben, szerkezeti megoldással fém, illetve műanyag kapcsolókkal gyártott típusok híradástechnikai készülékekben, berendezésekben hálózati- és üzemi áramkörök megszakítására használatosak.

Az áramköri érintkezőkhöz a vezeték a szabvány-előírásoknak megfelelően 4 A-ig, forrasztással, ezen felül csavaros csatlakoztatással történik.

### Érzékeny (mikro) kapcsolók

Alkalmazási lehetőségei szinte korlátlanok. A híradástechnika, automatizálás, irányítástechnika területén egyaránt nélkülözhetetlenek.



A Kontakta Alkatrészgyár érzékeny (mikro) kapcsolóiból három alaptípus (normál, törpe, miniatűr) készül.

Az alaptípusok különféle működtető elemekkel szerelve, a legkényesebb kapcsolási feladatok megoldását teszi lehetővé.

Újdonságnak számítanak az alaptípusok vízméretesen védett tokozású kivitelei, melyek ugyancsak többféle működtetővel szerelve kerültek kialakításra.

A garantált min.  $5 \times 10^5$  állásváltoztatás a kapcsoló névleges feszültség és áram értékeinek teljes kihasználására, tehát a teljes terhelésre értendő. Kisebb villamos igénybevétel a kapcsoló élettartamát megsokszorozza. Eddigi vizsgálatok szerint a kapcsolók mechanikus élettartama több mint  $6 \times 10^6$  állásváltoztatás.

A kapcsolók működtető gombjának legfeljebb 0,6 mm-es elmozdulása létrehozza a kapcsolást. A kapcsoláshoz szükséges erő max. 400 pond körül mozog.

A gyár termeléséből kikerülő érzékeny (mikro) kapcsolók egyenletes minősége a korábbi import behozatal nagymértékű csökkenését eredményezte.

**Az elektromechanikai alkatrész termékekre vonatkozó  
részletes felvilágosítást ad a**

# **KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR**

Budapest, XX., Dózsa György út 53.

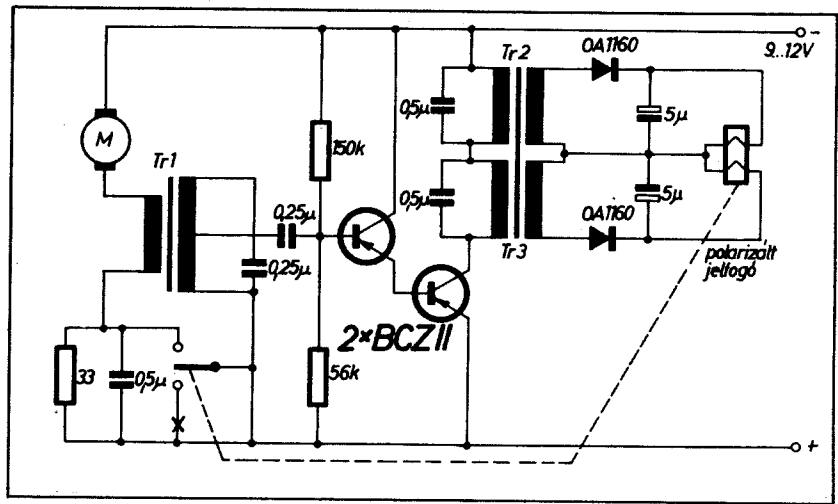
Telefon: 479—793. Telex: 716



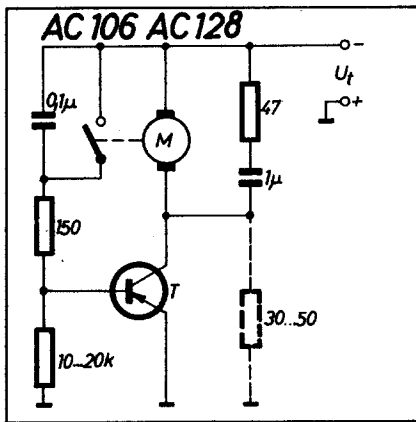
Tr<sub>3</sub> Ø 22 × 13 mm fazékvasmag  
 Manifer 163, A<sub>L</sub> érték: 2200  
 Primer 2 × 12 me Ø 0,4 CuL  
 bifiláris  
 Szekunder 200 me Ø 0,4 CuL  
 L<sub>1</sub> Ø 14 × 8 mm fazékvasmag  
 Manifer 163, A<sub>L</sub> érték 1100  
 210 me Ø 0,15 CuL.

### 3. A motorfordulatszám szabályozók

A jól működő telepes magnetofon kritikus része a meghajtó motor. Az e célra alkalmazott mellékáramkörű jellegű, permanens mágneses állórészű kefések motorok fordulatszáma erősen feszültség és kevésbé terhelésfüggő. Mindenesetre mint jelentős áramfogyasztó erősen befolyásolja a telep feszültséget és ezáltal a saját járását.



24. ábra. Elektronikus motorfordulat szabályozó



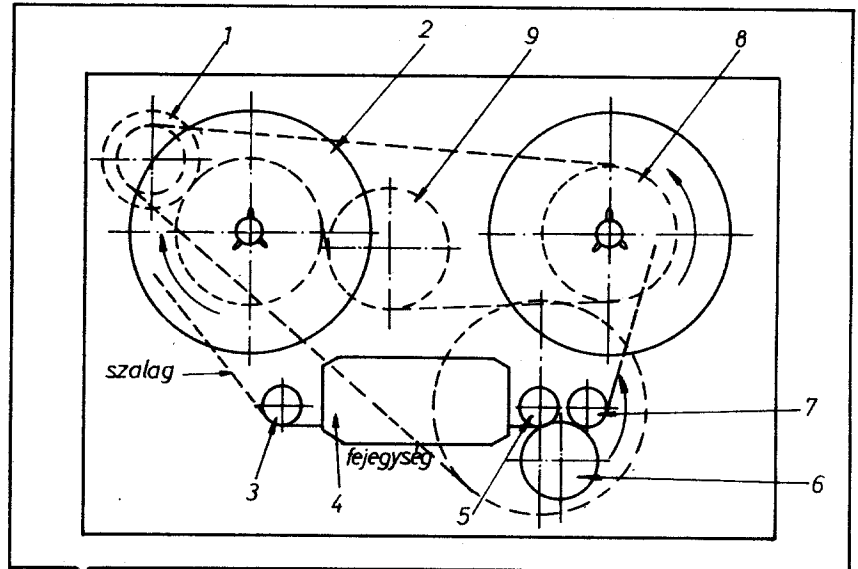
23. ábra. Kapcsoló üzemi fordulatszám szabályozó

A fordulatszám szabályozás illetve állandó értéken tartás legegyszerűbb megközelítése a telep feszültség stabilizálása lenne. E megoldás csak nagyteljesítményű akkumulátoros táplálásnál jöhet szóba, mert nagy a teljesítményvesztesség.

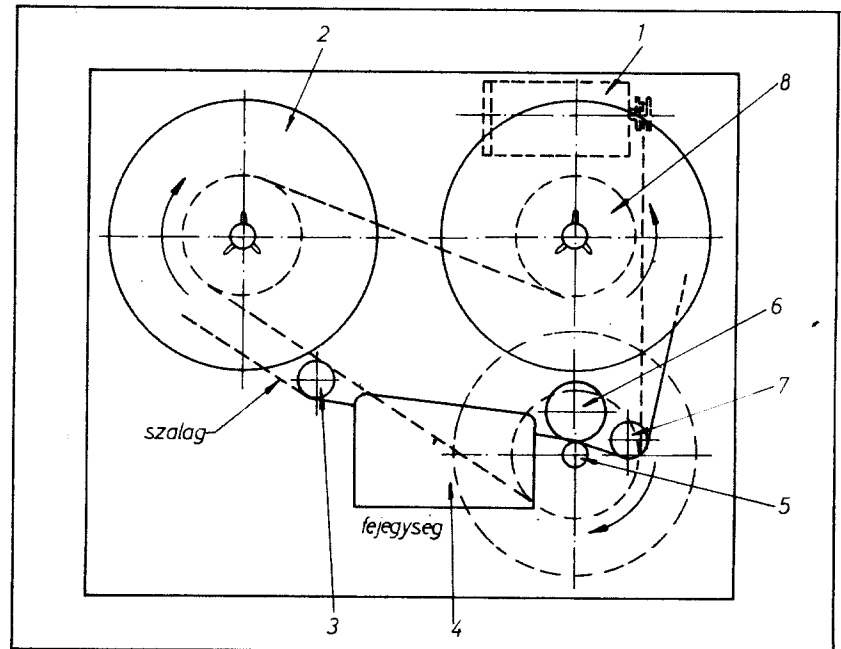
A fordulatszám szabályozás veszteségmentes megoldására centrifugális kapcsolót építenek be a speciálisan telepes magnetofon illetve lemezjátszó hajtásra készülő motorokba. Ez a kapcsoló megszakítja a motor áramkört ha a fordulatszám egy bizonyos értéket túllalad. Ily módon a motor lelassul, majd egy kisebb fordulatszámon újra bekapcsol a centrifugális kapcsoló.

Ez a megoldás erősen igénybe veszi a kapcsoló kontaktusokat, a keletkező zavarok mellett erősen csökken a motor élettartama is. A probléma megoldására tranzistoros kapcsolóáramkört dolgoztak ki, ahol a centrifugális kapcsoló már csak a kapcsoló tranzisztor bázisáramát kapcsolja, ami bétászor kisebb a motor átfolyó áramánál.

A tranzistoros kapcsoló üzemi fordulatszám szabályozó elvi kapcsolása a 23. ábrán látható. Gyakran előfordul, hogy a kapcsoló tranzisztor ellenállás hidalja át, és ilyenkor



25. ábra. Egymotoros mechanizmus két meghajtószíjjal



26. ábra. Fekvő motoros egy meghajtószínös mechanizmus

a kikapcsolásnál sem szakad meg az áramkör illetve a terhelés egy részét a párhuzamos ellenállás viszi.

Ez a fordulatszám szabályozás sem tökéletes, mert végeredményben a motor két fordulát érték között állandóan gyorsul és lassul. Különösen a riporter magnetofonok részére sokféle precízebb fordulatszám-szabályozót dolgoztak ki. Ezek tachométer segítségével, optikai úton vagy forgó mágnesek alkalmazásával váltófeszültséget állítanak elő és diszkriminátorok segítségével végzik a fordulatszám szabályozást. Léteznek nagyfrekvenciás elven működő szabályozók is, ahol a centrifugális kapcsoló helyzete egy oszcillátor frekvenciáját változtatja meg és ez a frekvenciaváltozás hat vissza a kapcsoló tranzisztoron keresztül. Ezek a megoldások azonban, vagy nagyon bonyolultak, vagy speciális kivitelű motor alkalmazására épülnek, ezért bemutatásuktól eltekintettünk.

Befejezésül egy megoldást ismeretünk ebből a csoportból is, melynek amatőr elkészítése elképzelhető. A kollektoros motorok áramkörébe iktatott soros fojtótekercsen váltófeszültséget is kapunk, melynek frekvenciája

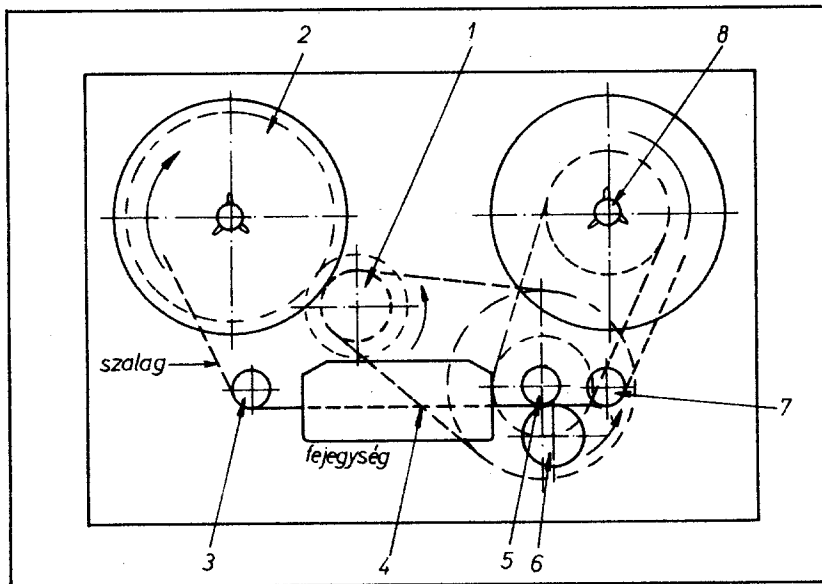
$$f = \frac{n \cdot k}{60}$$

ahol  $n$  a motor percenkénti fordulatszámja,

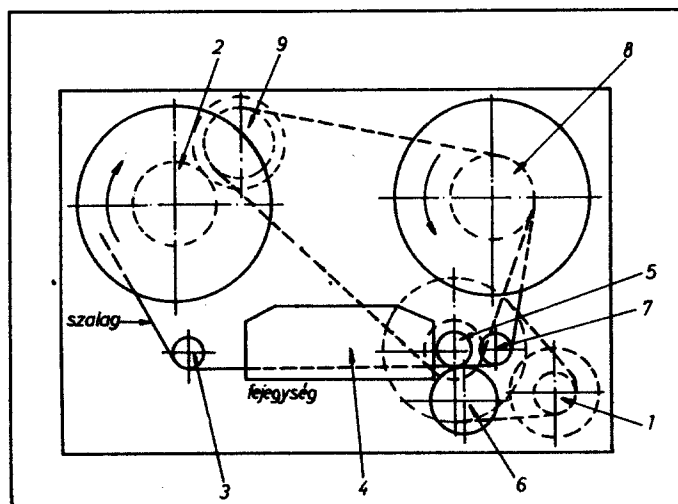
$k$  a kollektorosztások száma.

Az általában használatos motorok fordulatszámja 1800...2000/perc és 9--11--13 osztással készülnek a forgórészek. Ezekből az adatokból kb. 300...400 Hz pulzációs frekvencia adódik, ami egy konkrét motortípusnál pontosabban meghatározható. Ezt a váltófeszültséget használja fel a 24. ábrán bemutatott szabályozó áramkör. A motorral sorbakötött  $Tr_1$  permalloy vason készült transzformátor szekunder köre le van hangoíva a pontosan meghatározott frekvenciára. A rezgő körből nyert és a két tranzisztorral felerősített feszültség a  $Tr_2$  és a  $Tr_3$  ugyancsak permalloy anyagból készült transzformátorokból álló, a névleges frekvenciától jobbra balra elhangolt rezgőkörökre jut. Ezt az elhangolást a hangolókapacitások megválasztásával illetve módosításával lehet elérni. A két rezgőkör diszkriminátorként működik attól függően, hogy mekkora frekvenciát szolgáltat a motor hol ide, hol oda billenti a polarizált jelfogót. A jelfogó kontaktusa szükség szerint sőtöli a soros ellenállást, ami a motor gyorsulását illetve lassulását idézi elő. A helyes működéshez az szükséges, hogy a két rezgőkör kb. 5--5%-ra legyen félrehangolva a névleges frekvenciától felfelé, illetve lefelé. Helyes beállítás mellett 1...2%-on belüli fordulatszám stabilizálást biztosít.

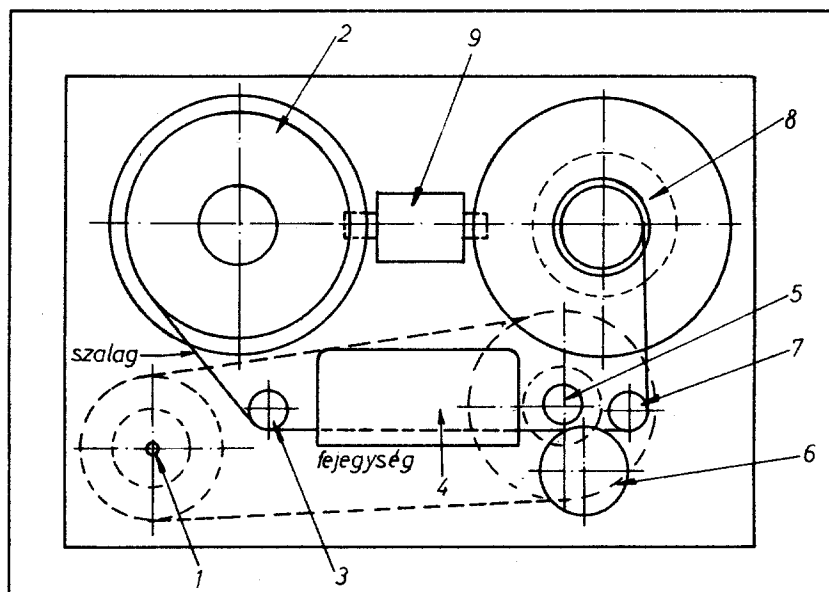
A transzformátor-rezgőkörök egészen kisméretű permalloy vasmagon készülhetnek. A  $Tr_1$  10 mm pakett-



27. ábra. Egymotoros mechanizmusa szalagorsók szétválasztott meghajtásával



28. ábra. Egymotoros mechanizmus a szalagorsók közös meghajtásával



29. ábra. Kétmotoros mechanizmus

vastagság mellett 0,1-es huzalból 1000 me, leágazás 100 menetnél, motorral soros csatolótekerecs 100 me  $\varnothing$  0,35-ös huzalból. A Tr<sub>3</sub> és Tr<sub>3</sub> 5—6 mm pakettvastagsággal készül 0,1-es huzalból. Rezgőkör 1000—1000 menet, csatolótekerecs 200—200 menet.

Befejezésül megemlíttjük, hogy ez utóbbi szabályozáshoz nem szükséges speciális kapcsoló kontaktussal ellátott motor, mert a kapcsolást a relé végzi. Centrifugális kapcsolóval ellátott motort Csehszlovákiában és a Szovjetunióban is gyártanak. A cseh típus: Tesla AYN 550, a szovjet motorok pedig a következő típusjelzésekkel készülnek: 2 DKC-7, DKC 8, 4 DKC-8, DK-0,5.

#### **Függelék: Telepes magnetofonok szalagtovábbító mechanizmusai**

A szalagtovábbító mechanizmus (futómű) alapvető feladata felvételnél, lejátszásnál a magnetofon-szalag egyenletes továbbítása a fej v. fejek előtt és esetleg a gyors előre-háttra tekerésel. A szalagsebesség ebben a magnetofon csoportban 9,53 cm/s és 4,76 cm/s. A mechanizmusok megszerkesztésénél kiinduló szempont a rendelkezésre álló motorok korlátozott teljesítménye, éppen ezért törekedni kell a lehető legegyszerűbb szerkezetek kialakítására. A szalagorsók átmérőjét 80—120 mm között célszerű megválasztani.

A forgalomban levő telepes magnetofonok mechanizmusai sokféleké, azonban rendszerüket tekintve néhány alaptípusba sorolhatók, melyeket az alábbiakban vázlatosan ismertetünk.

A 25. ábrán látható futómű egy-motoros és két meghajtó zsinórral működik. Az „1” jelzésű motor egyrészt meghajtja az „5” főtengelyen elhelyezett lendkerekeket, másrészt az „2” és „8” jelű szalagorsó tartótárcsákat a „9” irányterelő görgő segítségével. Játék esetén a szalag a „2” orsóról csévélődik le, a „3” terelögörgő vezeti be a „4” fejegységbe. Az „5” főtengely a „6” jelű gumigörgő segítségével biztosítja az egyenletes meghúzást. Felcsévelés a „7” terelögörgő után a „8”-as orsóra történik. Mindkét orsótartó tárcsán csúszókuplung található, melyeket tekerésel esetén rögzíteni lehet. A rögzítés legegyszerűbb megoldása, a Terta magnetofonokból ismert rendszer, melynél az orsó középpontban elhelyezett kis gombot ujjai megnyomva meg-nő a súrlódás és létrejön a merev kapcsolat.

A következő mechanizmusunk (26. ábra) működése megegyezik az előzővel, azzal a különbséggel, hogy a fekvő helyzetű motor egyetlen végtelenített zsinór segítségével hajtja meg az orsókat és a főtengelyt. Az ábrán a számok jelentése is ugyanaz.

Mindkét bemutatott rendszernek van egy közös hibája, mi felesleges energiavesztéset okoz. A hiba

onnan ered, hogy a szalagleengedő orsó tartótárcsájának kuplungja is állandóan kap meghajtást mégpedig a saját forgásirányával ellenkezően. Ez a hiba könnyen kiküszöbölhető, mert a szalagleengedő orsó fékezését meghajtás nélkül is meg lehet való-sítani.

A 27. ábrán látható mechanizmus mentes a fent említett hibától. Az „1” motor gumizsinórral meghajtja az „5” főtengelyt s lendkereket. A szalag húzását az „5” fő-tengely és a „6” gumigörgő végzi. A lendkeréken található szíjtárcsáról kap meghajtást az előrecsévelő orsó tárcsájának kuplungja is. Felvétel és lejátszásnál a „2” szalagleengedő orsó saját súlyánál fogva vagy egyszerű szalagfék által fékeződik, gyors hátratekerésnél a motor helyzetét kell úgy megváltoztatni, hogy dörzshajtás jöjjön létre az orsótartó tárcsa és a motoron elhelyezett hajtókerék között. A „3” és „7” jelű görgők a szalag iránytere-lésére szolgálnak. Ugyanezen mecha-nizmus módosított változata a 28. ábrán látható. Ennél nem a motor végzi közvetlenül a gyors vissza-tekeréselést, hanem a lendkerék-ről meghajtott „9” jelű dörzskerék. A „8” előretekeréselő orsó tartó-tárcsáját és a „9” dörzskeréket kö-zös gumizsinór hajtja meg. Ezen utóbbi mechanizmus fekvő elrendezé-sű meghajtó motorral is könnyen megépíthető.

Két motor alkalmazásával mecha-nikailag egyszerűbb futómű ala-kítható ki. A sokféle megoldási lehe-

tőség közül egy egyszerűbb változat — bár speciális motorokkal — a 29. ábrán látható. Az „1” jelű sebességszabályozóval ellátott motor csak a lendkereket s ezen keresztül az „5” főtengelyt hajtja. A „9” jelű második motor tengelye mindkét oldalon ki van vezetve. A motor felszerelése olyan, hogy billentés segítségével hol a „8” felcsévelő orsót (kuplungos) hol a „2” orsót hajtja gyors visszatekerésnél. A szalagleengedő orsónál nem szükséges kuplung beépítése. Gyors elő-retekeréselés a kuplung rögzítésével lehetséges. A megoldás egyetlen hátránya a második motor miatti nagyobb energiafogyasztás, melyet egy másik változatban úgy küszö-böltek ki, hogy az előreorsó kup-lungját a főtengelyről hajtják meg és a második motor a főmotor helyett jár visszatekeréseléskor, illetve egy-idejűleg mindig csak egy motor működik.

Az összeállításba felvett kapcsolá-sokon és megoldásokon túlmenően számos egyéb változat is létezik és az áramkörti technika fejlődésével mind újabb eredmények születnek. Akit a téma részletesebben érdekel, annak figyelmébe ajánljuk a külföldi szakfolyóiratok (Funktechnik, Funkschau, Radio, Radio und Fern-sehen stb.) és szakkönyvek tanul-mányozását. A Szovjetunióban meg-jelenő Népszerű Rádiókönyvtárnak több füzeté is foglalkozik a magne-tofon technikával. Bőven találha-tók összes részletrajzokkal ellátott mechanizmusleírások is az említett forrásokban.

Budapest területén:

**33.33.33**

telefonszámon

munkaszüneti napokon is!

Híradástechnikai

és háztartási

készülékek

szervizei

Vidéken:



járási székhelyeken

és városokban

# 8 mm-es amatőrfilmek szinkronhangosítása

Rózsa Sándor okl. vill. mérnök

Az utóbbi években hazánkban is mind többen foglalkoznak 8 mm-es mozifilmek amatőr készítésével. A jól sikerült filmek élményhatását nagyban fokozza a felvétel hangosítása. Sok filmező berendezés tulajdonosa szeretne eredeti hangfelvétellel, kísérőszöveget, vagy zenét szinkron játszani a vetített képpel. A hangosítási igény többféle-képpen elégíthető ki. Az alábbi összeállításunkban áttekin-tést nyújtunk a keskenyfilmek amatőr alapon történő han-gosításának elvi lehetőségéről és gyakorlatban elért ered-ményeiről.

A fényképező és filmfelvevő gé-pek magas műszaki fejlettsége, a filmanyagok egyre javuló minősége lehetővé teszi amatőr körülmények között nemcsak a teljesen kifogás-talan, hanem sok esetben művészi színvonalú rövidfilmek készítését is. A hangosfilmek korszakában azonban a néma film bármilyen magas művészi színvonalú is, csök-kentett élményt nyújt a hivatásos filmesek produkcióihoz viszonyítva. Elektroakusztikai berendezések te-rén összehasonlíthatatlanul előnyö-sebb helyzetben vannak a filmgyá-ruk, filmlaboratóriumok munkatár-sai, mint az amatőrök.

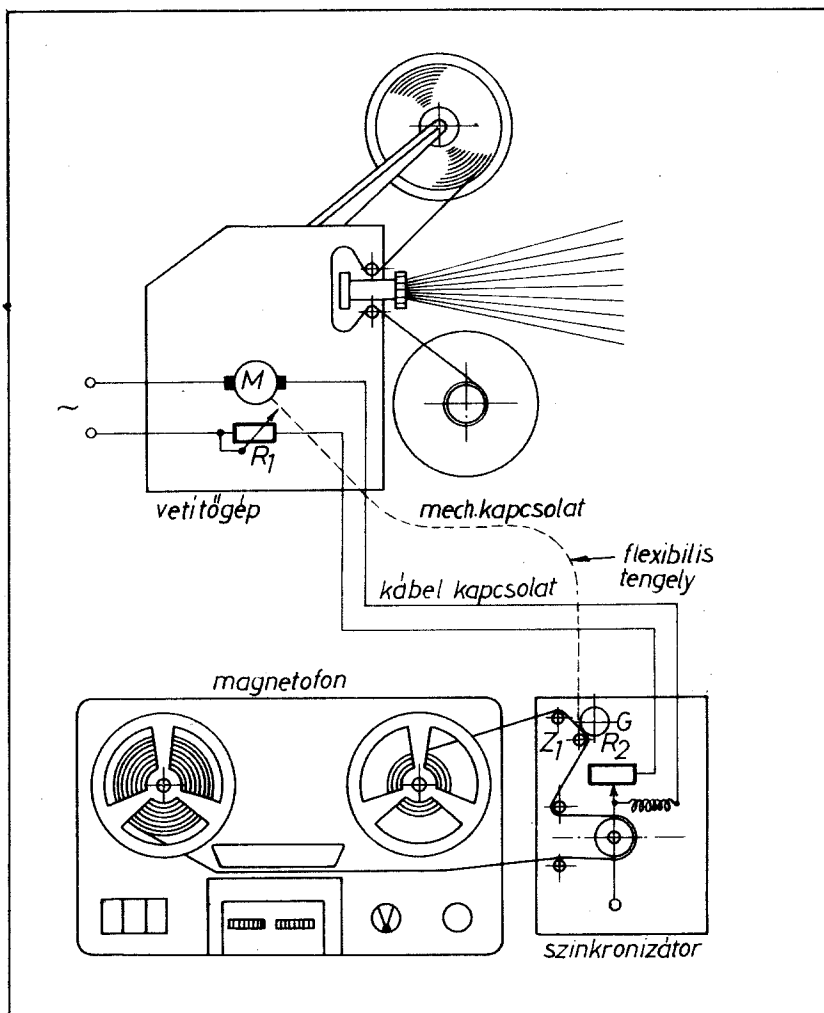
A némafilmek korszakában zongorajátékos szolgáltatotta a kísérő-zenét és feliratok tájékoztatták a nézőket. A keskenyfilmezés meg-indulásakor az igényesebb amatőr már hanglemezről adott a film vetítéséhez akusztikai háttérrel. A magnetofontechnika széles körű el-terjedése, a házi hangfelvétel és visszajátszás biztosításán keresztül lehetővé teszi az amatőr kes-kenyfilmek hangosítására is. A han-gosítás alapvető problémája a hang és képfelvétel közötti szinkroniz-mus. A legtöbb vetítőgéphez kollek-toros motort építenek be a kézi sebességszabályozás könnyű meg-valósítása érdekében, ennek a járása pedig nem egyenletes: a terheléstől és a hálózati feszültségtől függ.

A kép és hangfelvétel közötti tökéletes szinkronizmust közös hor-dozó segítségével lehet megvalósí-tani. Közös hordozóról beszélünk, ha a kép és hangfelvétel egy szala-gon található. Alapvetően két lehe-tőséget ismerünk ez esetben a han-gfelvétel rögzítésére. Egyik a régen ismert optikai eljárás amikor a hangcsíkot is fotó úton rögzítik és fotocellával történik a visszajátszás is. A másik lehetőség a mágneses úton történő hangrögzítés. Ez eset-ben a keskenyfilm perforált oldalán egy keskeny mágneses hangszalag található, melyre mágneses hangrög-zítés segítségével hangfelvétel készí-tető, illetve innen visszajátszható.

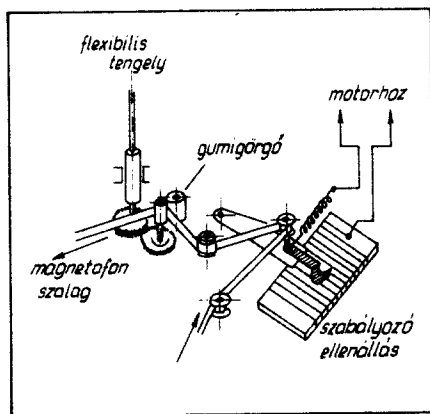
8 mm-es keskenyfilm esetében 16 képkocka másodpercenkénti vetít-ésénél 6,1 cm/sec szalagsebesség adódik. Ilyen alacsony szalagseb-ségnél és keskeny hangcsíknál (kb. 0,8 mm széles) csak az utóbbi évek-ben sikerült kielégítő hangminősé-get biztosítani.

A közös hordozási eljárások közül az optikai, amatőr eszközökkel nem valósítható meg, a magnetofonnal kombinált készülékek ára pedig igen magas és jelenleg mágnescsíkos filmszalag beszerzése sincs biztosítva.

A hangfelvétel külön hordozón (magnetofon szalag) történő rög-



1. ábra. Szinkronizálás elektromechanikai megoldása



2. ábra. Weimar—Ton szinkronizátor sematikus elrendezése

zítése esetén a kép vetítési és hang-lejátszási sebességet össze kell szinkronizálni és, ami a nehezebb feladat: ezt a szinkronizmust hosszú időn keresztül fenn kell tartani. A TV két-hordozóval közvetített műsorainál néha tapasztalhatjuk, hogy mennyire nem egyszerű feladat a szinkronizmus tartós biztosítása, pedig ott minden technikai eszköz rendelkezésre áll.

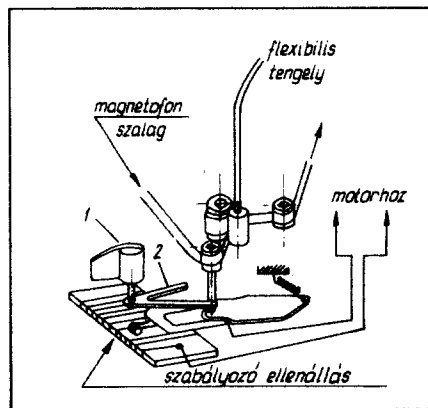
A kép és hangfelvétel illetve a vetítógép és a magnetofon összehangolására sokféle módszer ismeretes. A következőkben bonyolultsági sorrendben bemutatunk néhány ismertebb és a gyakorlatban megvalósított szinkronizálási eljárást. A tárgyalt eljárások legtöbbször az aránylag olcsón beszerezhető Lucs-2 filmvetítógépet veszi alapul, mert ebben már beépítésre került egy szinkronizáláshoz szükséges alapszerkezet. Az elmondottak azonban értelemszerűen más vetítógépekre is átvihetők.

A szinkronizálási eljárások működési elve elektromechanikus, elektromos és elektronikus lehet. Az egyszerűbb eljárások olyan kapcsolatot létesítenek a magnetofon és a film-szalag járása között, ami az indításnál beállított szinkronizmust egy bizonyos hibahatáron belül fenn tartja. Tekintve, hogy a fül lényegesen érzékenyebb a hangmagasság-változásokra mint a szem a képvetítés egyenlőtlenségeire, mindig a magnetofonkészülék egyenletes sebessége a szinkronizálás alapja. Azaz a vetítógép vetítési sebességét lehet bizonyos határok között késleltetni vagy siettetni egy szinkronhelyzet fenn tartása érdekében.

A bonyolultabb elektronikus eljárások a közös hordozás rendszert helyettesítik, kettős magnetofon felvétel segítségével. Az egyik felvétel a normál hangműsor a másik pedig periodikus impulzus sorozat. A rendszertől függően ez az impulzussorozat vagy a szinkronizálási alap, vagy pedig közvetlenül a meghajtás alapja impulzus motorra átalakított vetítógép esetén.

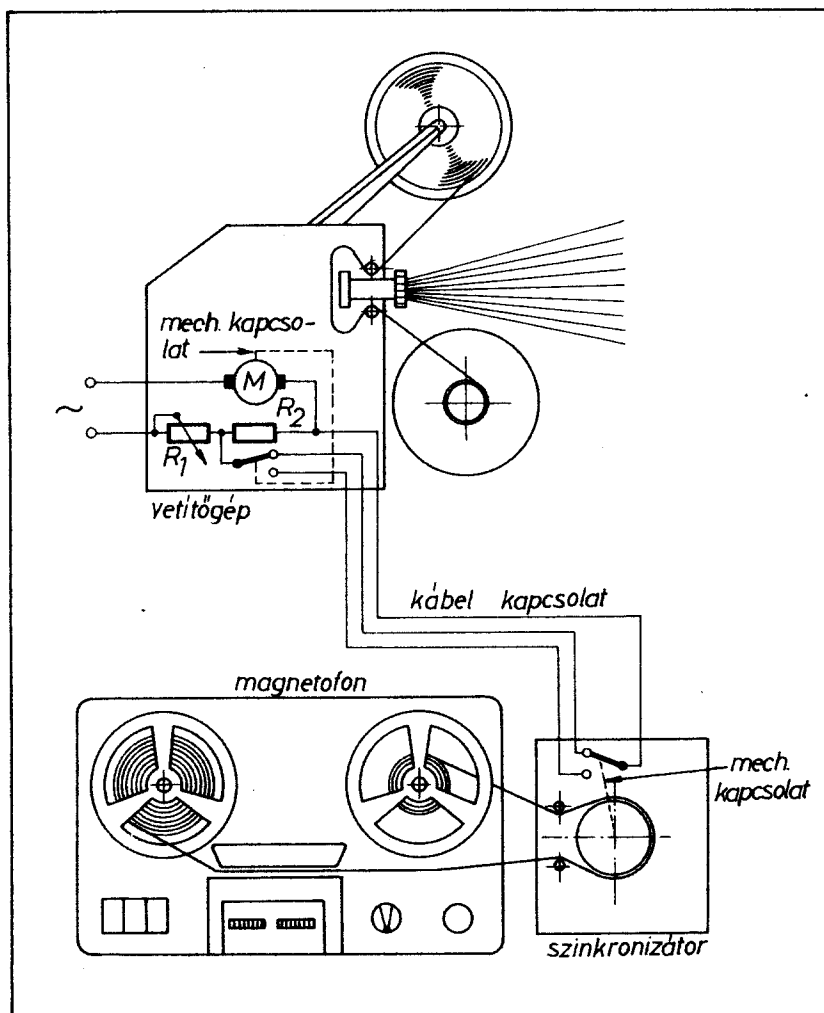
### Az elektromechanikus szinkronizálás

Az elektromechanikus szinkronizálás alapelve az 1. ábrán látható. Az elnevezés onnan ered, hogy a szinkronizálásra szolgáló segédkészülék — a szinkronizátor — a vetítógéppel nemcsak elektromosan, hanem mechanikusan is kapcsolódik. A főáramkörű kollektoros váltóáramú meghajtómotorral két ellenállás kapcsolódik sorba, az  $R_1$  és a szinkronizátorban elhelyezett  $R_2$  jelzésű. A szinkronizátorban a magnetofon meghajtó tengelyéhez hasonló  $t_1$  tengely és  $G$  gumigörgő található, melyet a vetítógép motorja hajt meg áttétel és flexibilis tengely útján. A szinkronizátort a magnetofon mellé kell állítani és a szalagot a vázolt módon kell befűzni. A meghajtó rendszer 16 képkocka/mp vetítési sebességnél a  $t_1$  tengelyen keresztül a magnetofon sebességével azonosan pl. 9,5 cm/sec sebességgel továbbítja a szinkronizátoron keresztül is a szalagot. Ha a vetítógép sebessége nő vagy csökken a  $t_1$  tengely a szalagot gyorsabban vagy lassabban húzza. Mivel a szalagsebességet a magnetofon meghajtótengelye szabja meg, változni fog a két tengely közötti szalag hossza. Ez a hosszúságváltozás a szalagvezető rendszer segítségével az  $R_2$  ellenállás értékét úgy változtatja, hogy a fennálló hiba kiküszöbölődjék. Ha pl. a vetítógép gyorsul az  $R_2$  értéke növekszik, ami a motor



3. ábra. A módosított WT-2 szinkronizátor sematikus elrendezése

lagsebességet a magnetofon meghajtótengelye szabja meg, változni fog a két tengely közötti szalag hossza. Ez a hosszúságváltozás a szalagvezető rendszer segítségével az  $R_2$  ellenállás értékét úgy változtatja, hogy a fennálló hiba kiküszöbölődjék. Ha pl. a vetítógép gyorsul az  $R_2$  értéke növekszik, ami a motor



4. ábra. Szinkronizáció elektromos megoldása

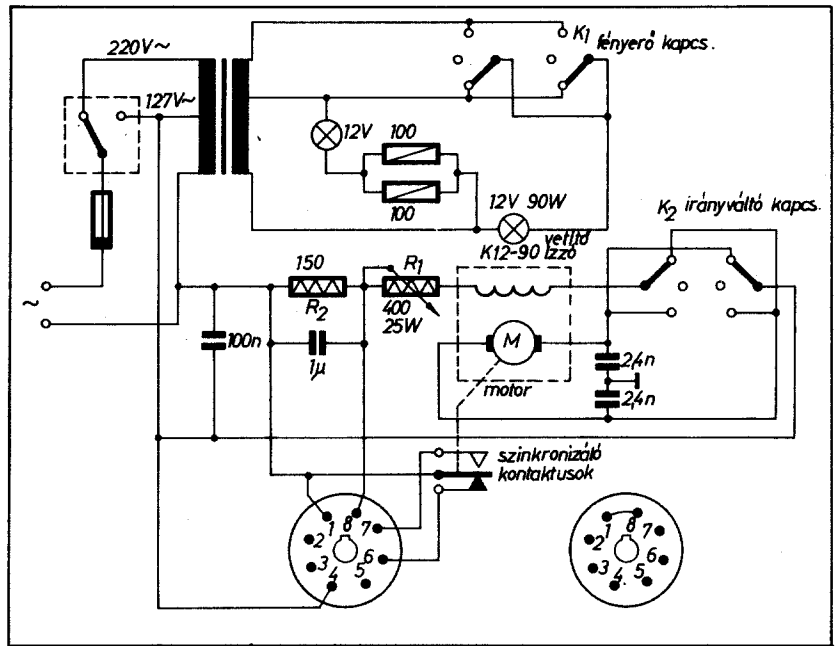
lassulásához vezet. Lassulásnál a helyzet fordított az  $R_2$  csökken, a motor gyorsul. Az  $R_1$  ellenállás a durva hibák kikorrigálására illetve az alap szinkronhelyzet beállítására szolgál. Az indulásnál az  $R_1$ -et úgy kell beállítani, hogy a szinkronhelyzet a mozgó görgő középhelyzetébe álljon be.

Elektromechanikus szinkronizátorral működik többek között az NDK-ban gyártott *Weimar-3* típusú vetítógép is. A *Weimar-Ton* elnevezésű szinkronizátor alkatrészeinek sematikus elrendezése a 2. ábrán látható. Működése teljesen azonos az előzőekben leírtakkal. Az egyszer beállított szinkronizmus néhány percre jó megmarad. Tekintve, hogy a nem perforált magnetofonszalag járásában csúszások is előfordulnak, a vetítógép terhelése is állandóan változik egy bizonyos idő után a rendszer kézi utánállítást igényel. A 3. ábrán látható *WT-2* javított típusú szinkronizátorba egy villát építettek be a változó helyzetű görgő mozgásának határolására, melynek segítségével a szabályozási tartományt akár átmenetileg, akár tartósan át lehet helyezni az  $R_2$  ellenállás pályáján. Az elektromechanikus szinkronizátorok működése megbízható, az amatőr igényeket kielégíti. Hátrányuk a kettős, mechanikus és elektromos kapcsolat. Alkalmazni csak olyan vetítógépeknél lehet, ahol eleve biztosítottak a mechanikai csatlakozásra lehetőséget. Ez az eljárás az, amit amatőr eszközökkel utólagosan nem igen lehet megvalósítani a forgalomban levő ilyen berendezések szinte kizárólag gyári készítésűek.

### Elektromos szinkronizátorok

Az elektromos szinkronizátorok alapvető elrendezését a 4. ábrán mutatjuk be. A magnetofon mellé állított és a szalag segítségével meghajtott szinkronizátor a vetítógéppel csak elektromosan, kábel útján kapcsolódik. Mind a szinkronizátorban, mind a vetítógépben el van helyezve egy bütykös tárcsával vezérelt, egymással összekapcsolt kontaktus csoport. A szinkronizátor kontaktuscsoportját a magnetofonszalag által hajtott görgő, a vetítógépet pedig a filmtovábbító motor vezérli. A kontaktusok az  $R_2$  ellenállást periodikusan rövidre zárják. A periodikus átkapcsolás néhány Hz (1–6/mp) frekvenciával történik. A rendszer beállítása olyan, hogy szinkronhelyzetben az  $R_2$  ellenállás az átkapcsolási periódusnak kb. a felében zárva, a felében nyitva van. Ez a helyzet az  $R_1$  ellenállás segítségével állítható be.

A működés részletesen megismerése érdekében tételezzük fel, hogy a szinkronizáló rendszer 1 Hz periódussal kapcsol és a kontaktusok zárási, nyitási idejének aránya 50%. Ez esetben két szélső helyzet állhat elő. Az egyik, amikor a kontaktusok szigorúan együtt kapcsolnak. Ekkor



5. ábra. A Lucs-2 filmvetítő kapcsolása

az  $R_2$  ellenállás szinte mindig zárva van, ha az átkapcsolási idő elég rövid. Ha együtt kapcsolnak, de egymáshoz képest  $180^\circ$  fáziseltérésben vannak, akkor az ellenállás állandóan teljes értékkel benn van a motor áramkörében. Az előző esetben gyorsabban, az utóbbiban lassabban jár a motor. A két fordulatszám közötti különbség (ami arányos a másodpercenként vetített képkockák számával), az  $R_1$  rögzített helyzetében az  $R_2$  ellenállás értékétől függ. Az  $R_1$  ellenállással állítható be az a helyzet, amikor ez a kétféle vetítési sebesség a névleges 16 kép/mp értékhez képest szimmetrikusan kisebb illetve nagyobb (pl. 14 kép/mp és 18 kép/mp).

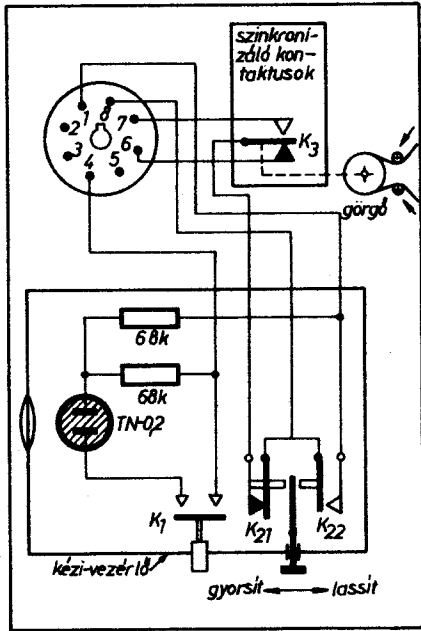
A kontaktusok egymáshoz viszonyított két szélső helyzete között az  $R_2$  ún. szabályozó ellenállás hosszabb-rövidebb ideig nyitott, illetve zárt, ennek megfelelően a vetítési sebesség is változó. Mint említettük a kiinduló szinkronhelyzet akkor jó, ha a periódus idő fele részében rövidre zár, fele részében hatásos az  $R_2$  ellenállás. A szinkronizátor kontaktus csoportjának járását, nyitását az egyenletesen futó magnetofon szalag vezérli a terelő görgőn keresztül. Ha a vetítógép kiesik a szinkronizmusból és lassabban vagy gyorsabban jár, akkor a kontaktusok fázishelyes bekötésénél a kontaktusok ahhoz a szélső helyzethez közelednek, ami a hiba ellen hat. Ha pl. a motor lassabban jár, akkor növekszik az  $R_2$  perióduson belüli rövidzárési ideje és a motor viszágyorsul. Az ismertett elven működő elektromos szinkronizátorok a fentiek szerint alkalmasak arra, hogy a képvétítést a hangfelvételhez szinkron állapotban tartsák.

A szinkronizátor ugyanúgy működik természetesen akkor is, ha a kapcsolási frekvencia 1 Hz-nél nagyobb. Sőt nagyobb kapcsolási frekvencián még javul is a helyzet, mert hiba esetén hamarabb működni kezd a szabályozási mechanizmus. A gyakorlatban 4–6 Hz-es kapcsolási frekvenciát alkalmaznak. Vannak olyan rendszerek is, melyeknél a kontaktusok kialakítása nem azonos a vetítógépben és a szinkronizátorban. A szabályozás alapelve azonban minden rendszernél közös és megegyezik azzal, amit a fentiekben ismertettünk.

### A Lucs-2 filmvetítő és a Szel-1 szinkronizátor

A Szovjetunióban gyártott, nálunk is árusított *Lucs-2* filmvetítőberendezés is elektromos úton szinkronizálható. A vetítógépbe be van építve egy olyan rugócsoport, mely 4 Hz frekvenciával kapcsol ha a képvétítés 16/mp sebességgel történik. A vetítógép teljes kapcsolási vázlatát a 5. ábrán látható. Az  $R_1$  beállító potencióméter 400, az  $R_2$  szabályozó ellenállás pedig 150 ohmos. A vetítő izzó a  $K_1$  kapcsoló segítségével normál feszültségre és néhány %-os túlfűtésre kapcsolható. A  $K_2$  kapcsoló előre-hátra menetet kapcsol. A beépített kondenzátorok zavarűrészi célokat szolgálnak. A szinkronizátor oktál foglalat segítségével csatlakoztatható. Szinkronizátor nélküli üzemben rövidzárat tartalmazó dugó hatástalanítja az  $R_2$  ellenállást.

A *Lucs-2* filmvetítő és magnetofon közötti szinkronizmus megteremtésére a *Szel-1* típusú elektromos szinkronizátor alkalmas. A *Szel-1* készülék elektromos kapcsolási vázlatát



6. ábra. Szel-1 szinkronizátor kapcsolása

a 6. ábrán látható. A szinkronizáló kontaktusokat  $K_3$  meghajtó tengelyen olyan két vályatos szalagterelő görgőt találunk, melynek kerületi sebessége 19 és 9,5 cm/mp sebességnek felel meg. Az oktál foglalaton keresztül csatlakoztatott szinkronizátorhoz kézi vezérlő is tartozik. A kézi vezérlőbe beépített TN-02 jelzésű glimmlámpa a  $K_2$  kapcsoló megnyomásánál ég és a vetítógép oldalt kiálló indítógombjára gravírozott stroboszkóp csíkok megvilágítására szolgál. 16 kép/mp vetítési sebességnél 6 álló vagy nagyon lassan forgó vonalat lehet a stroboszkópon látni.

A  $K_2$  kétirányú nyomókapcsoló segítségével a szabályozó működését korrigálni lehet. Ha a gyorsít irányba nyomjuk a kiálló gombot, összezárnak a  $K_{22}$  érintkezőpár és az  $R_2$  ellenállás állandó rövidzárba kerül. Lassít helyzetben a  $K_{21}$  bontó kontaktusok kinyitásával nem tud működni a szinkronizáló kontaktuscsoport, ezért az  $R_2$  teljes értékével állandóan bent van a motoráramkörben.

A szinkronizáció pontossága csak a magnetofonszalagnak a környezeti paraméterek (hőmérséklet, páratartalom) megváltozása által előidézett hosszváltozástól függ. Normál lakószobai körülmények között az egyszer beállított szinkronhelyzettől 10 perc időtartamú vetítésnél legfeljebb 1 mp eltérés léphet fel.

#### A szinkronizátorok alkalmazása

Az ismertett szinkronizátorok segítségével a filmek hangosítása a következőképpen történik: össze kell állítani a teljes berendezést, a vetítógépbe be kell tűzni a kész filmet, a magnetofonra pedig üres szalagot kell helyezni. El kell indí-

tani a filmet és magnetofonszalagot szinkron üzemmódban. A film szinkronozott vetítése közben kell a kísérőzenét és a szöveget a szalagra felvenni. Az ily módon készülő hangfelvétel alkalmas a későbbiekben a filmmel való szinkron visszajátszására.

Egyidejű film és hangfelvételhez szükséges megbízható technikai apparátus meghaladja az amatőr lehetőségeket. Az olcsóbb teleges magnetofonok és az átlagos filmfelvevők járása nem tekinthető annyira egyenletesnek, hogy erre a célra megfeleljenek. Ezért élőbeszéd hangfelvételét is utólagosan kell elkészíteni hasonlóan mint a külföldi filmek szinkronizálásánál történik. A szereplők vetítés közben megegyezően szinkronban a képpel elismélik beszédküldet ügyelve arra, hogy a kép és hang együtt legyen, s ekkor történik meg a hangfelvétel.

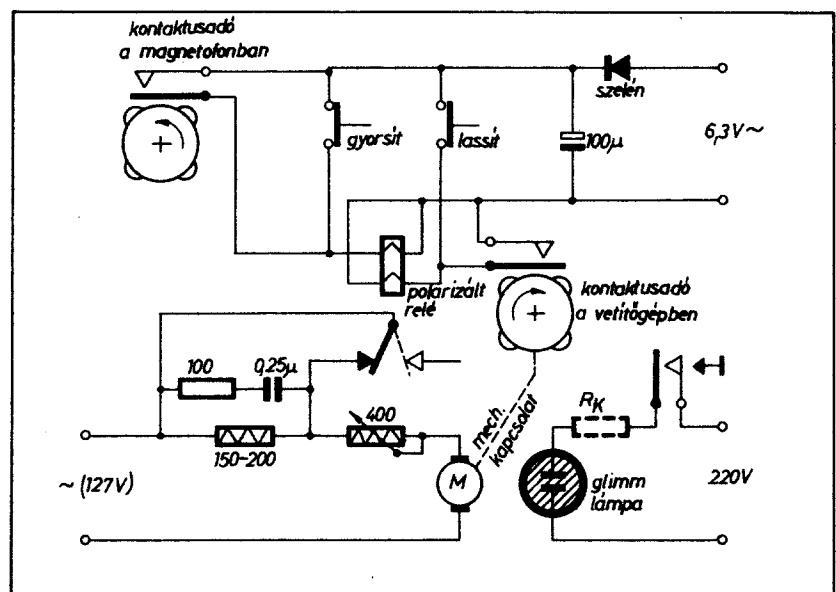
#### További elektromos szinkronizátorok

Elektromágneses relék (jelfogók) segítségével a kapcsolóüzemű szinkronizátorok működési módja javítható, a vezérlőkontaktusok terhelése csökkenthető, a különböző funkciók jobban szétválaszthatók. Két vezérlőtekercsel rendelkező polarizált jelfogóval működő szinkronizátor kapcsolási vázlatát mutatjuk be 7. ábrán. Ez esetben mind a vetítógép, mind a magnetofon kontaktusadójának csak pillanatkapcsolást kell biztosítani egészen minimális teljesítmény igénybevétel (néhány mW) mellett. A kontaktusadóknál szinkron együttfutás mellett 4–5 Hz kapcsolási frekvencia kívánatos. A Lucs filmvetítő és a Szel szinkronizátor 4 Hz-es kontaktusadója is alkalmas erre a funkcióra. Szel szinkronizátor hiányában a magnetofon meghúzó tengelye és felcsévelő orsója közé be kell építeni egy

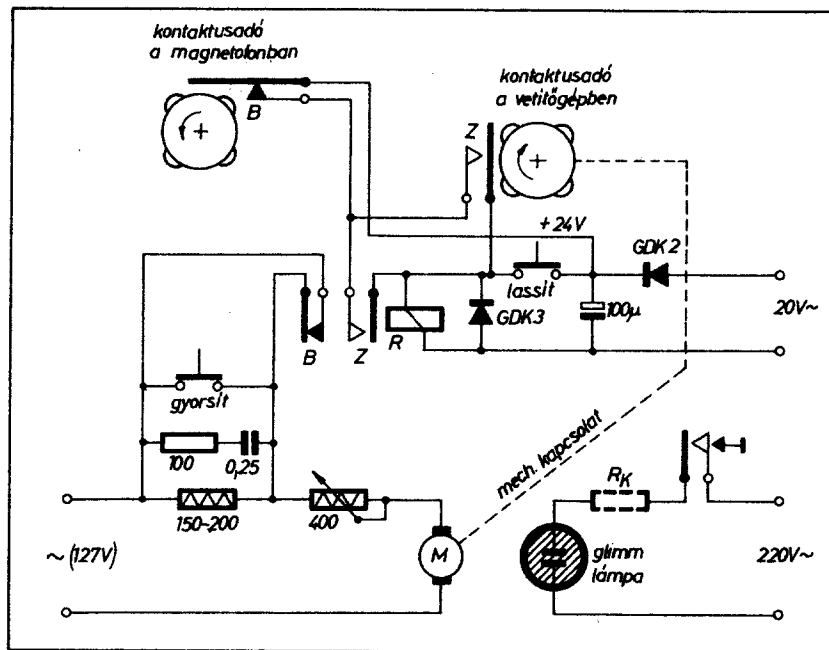
olyan átmérőjű terelő görgőt, melynek kerülete megegyezik a szalagsebességgel (9,5 cm/mp-nél  $d = 3,03$  cm). Az így meretezett görgő fordulatszáma másodpercenként éppen 1 lesz. A beépített görgő tengelyével kapcsolt kontaktusadó annyiszor fog rövidzárát adni, ahány büttyköt (célszerűen 4-et) helyezünk el a vezérlőtárcsáján.

A polarizált relé két stabil helyzettel rendelkezik, az egyik állapotból a másikba a megfelelő vezérlőtekercs segítségével billenthető. A rendszer működése megegyezik az elektromos kapcsoló üzemi szinkronizátorok működésével. A magnetofon kontaktusadója a megfelelő tekercs segítségével a szabályozó ellenállás zárását, a vetítógépé pedig a nyitását eredményezi. Optimális helyzetben a zárási-nyitási idők megegyeznek. A vetítési sebesség növekedésénél vagy csökkenésénél a zárási idő rövidülni illetve lassabbodni fog. A két nyomógomb segítségével a durvább hibák korrigálhatók. A glimmlámpa a szinkronhelyzet ellenőrzésére szolgál (hasonlóan a Szel-1 glimmlámpájához). A polarizált relé működtetésére szolgáló egyenfeszültséget 6,3 volt váltóáramú feszültség egyenirányításából nyerhető.

A 8. ábrán látható relés szinkronizátor polarizált jelfogó helyett normál 24 voltos kapcsoló relével működik, melyen 1 bontó és 1 záró érintkezőpár található. A magnetofon kontaktusadója bontó, a vetítógépé záróérintkezővel rendelkezik. A vetítógép kontaktusadója a relé meghúzatja, mely tartóáramkört biztosít magának, a magnetofon kontaktusadója pedig elbontja a relé áramkört. Az R relé meghúzott állapotában nyitott, elengedett állapotában pedig zárt a vetítógép szabályozó ellenállása.



7. ábra. Elektromos szinkronizátor polarizált jelfogóval



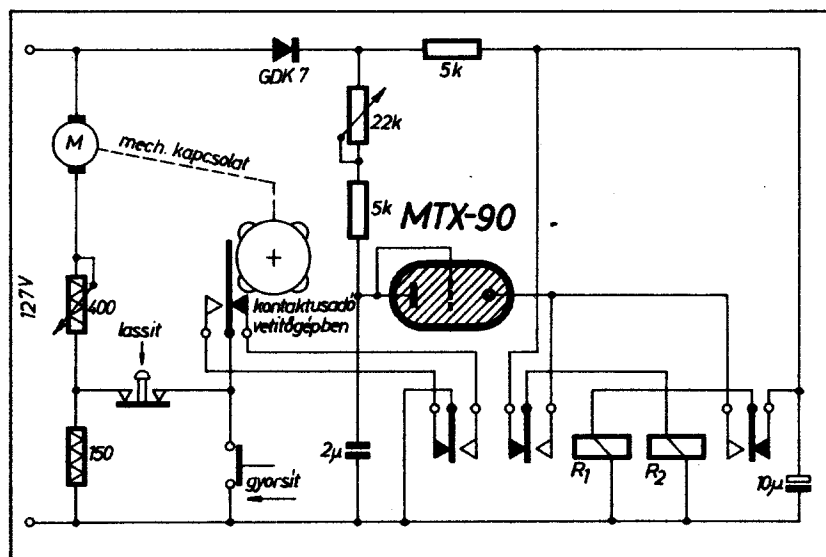
8. ábra. Relével működő elektromos szinkronizátor

A működési mód itt is azonos az előzőekben leírtakkal. A vetítési sebesség növekedésénél és csökkenésénél a relé korábban, illetve később húz meg s ezáltal a szabályozó ellenállás hosszabb illetve rövidebb ideig lesz teljes értékével bent a motor áramkörében. A nyomógombok és a glimmlámpa a kezelést könnyítik meg. A *GDK-3* dióda a relétekercs inductívitásán keletkező lökőfeszültséget zárja rövidre. Az *R* relé lehetőleg gyors működésű legyen. A kontaktusadók optimális kapcsolási ideje 4 Hz-es működés mellett 0,03–0,04 mp, melyet a büttykők kialakításával és az érintkező rugók megfelelő kialakításával lehet biztosítani.

A magnetofonszalag által hajtott kontaktusadók forgásánál fellépő csúszások a szinkronizmusból való kiesést illetve a képnek a hangtól való elmaradását eredményezik. A magnetofon helyett egy kis szinkronmotorral is meg lehet hajtani a kontaktusadót, ekkor a szinkronizáció a hálózati frekvenciához történik. A magnetofon sebessége is a hálózati frekvenciával arányos, ezért ez a közvetett szinkronizáció is alkalmas a kép és a hang együtt-tartására.

Ugyanezt az eredményt kapjuk, ha az egész kontaktusadót helyettesítjük egy 4 Hz körüli frekvenciával periodikusan kapcsoló relés rendszer kontaktusaival. A 9. ábrán látható relés szinkronizátor kapcsolási frekvenciáját az 50 Hz-es hálózati frekvencia 1/12-re történő leosztásával nyerjük. Ekkor a szinkronizált vetítési sebesség 16, 2/3 kép/mp, illetve 50 kép/3 mp. Ezzel a sebességgel a 16 kép/mp-es felvételek minden további nélkül vetíthetők.

A frekvenciaosztás két lépésben történik a tiratronos (MTX-90) relaxációs oszcillátor osztása 6:1-hez és a multivibrátorszerű relés áramköré 2:1-hez. A frekvenciaosztó rendszer névleges hálózati frekvenciánál előállít egy 4,166 Hz-es szimmetrikus kapcsoló frekvenciát, ami az *R<sub>1</sub>* relé érintkezői és a vetítógép kontaktusadója segítségével elvégzi a szinkronizálást. A frekvenciaosztó működése azon alapul, hogy bekapcsolásnál a két relé közül az egyik pl. az *R<sub>1</sub>* előbb meghúz mint a másik. Ekkor az *R<sub>2</sub>* relé bekapcsolódik a tiratron katódjába. A tiratron rácsában található időállandót úgy kell a 22 kohmos potencióméterrel beállítani, hogy a diódával előállí-



9. ábra. Szinkronizátor 50 Hz-ből leosztott összehasonlító frekvenciával

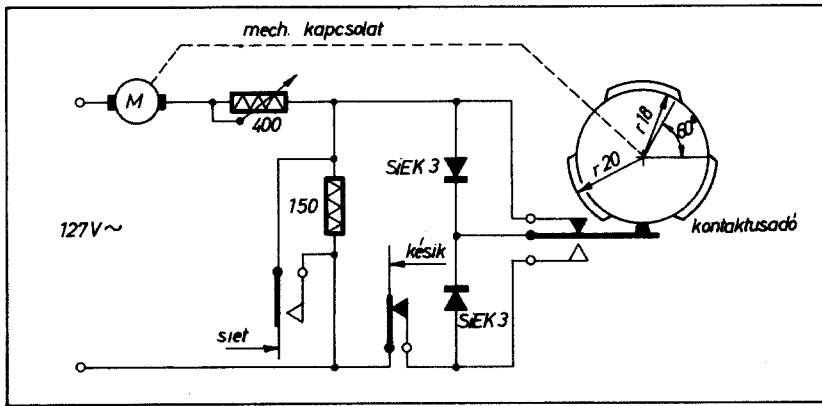
tott fél szinusz alakú impulzusokból 6 impulzus töltse fel a 2 µF-os kondenzátort az MTX 90 kb. 80 voltos gyújtási feszültségére. Amikor a tiratron begyűjt, meghúz az *R<sub>2</sub>* relé, elenged az *R<sub>1</sub>* és kiszül a kondenzátor. A folyamat ezek után ciklikusan ismétlődik az *R<sub>1</sub>* és az *R<sub>2</sub>* egymás által történő váltogatásával. Az *R<sub>1</sub>* és az *R<sub>2</sub>* relék tekercsének ohmos ellenállása 10–12 kohm.

Az ismertetett rendszer a *Lucs-2* filmvetítő szinkronizálására alkalmas, működése szinkronhiba esetén analóg az előzőekben ismertetett rendszerekével. 24 képkocka/mp vetítési sebességhez nagyon közelálló 25 kép/mp sebesség is szinkronizálható, ha a 22 kohmost 4:1 arányú frekvenciaosztásra állítjuk be. A szinkronizátor jó működésének előfeltétele a vetítógép kontaktusadójának gondos beabályozása. A szinkronizátor beabályozását relaxációs oszcillátor beállításával kell kezdeni. Ha a 2 µF-os kondenzátor töltése nem elegendő a relék meghúzásához, akkor érzékenyebb típust kell alkalmazni, esetleg a rugókon is lehet állítani.

A szinkronizáció beállítását glimmlámpa segítségével lehet érzékelni. Szinkronhelyzetben 6 álló csíkot lehet a vetítógép stoboszóp osztással ellátott tengelyvégén látni. A csíkok reszketésénél erős a szinkronizáció, ekkor a szabályozó ellenállást csökkenteni kell. Ha a szinkronizáció nem kielégítő, akkor az ellenállást növelni kell 200–300 ohmig, 25 kép vetítésnél 4 álló csíkot lehet a stoboszópon látni.

Az eddig ismertetett szinkronizátoroknál az 4 Hz-es kapcsolási frekvenciára 16 vetített kép jut. A vetítéshez viszonyított lassú sebességű szabályozás 1–2 kép eltérést, ingadozást előidézhet. Ez az eltérés amatőr gyakorlatban kielégítő szinkronizációnak tekinthető. A szinkronizáció csak a kapcsolási frekvencia



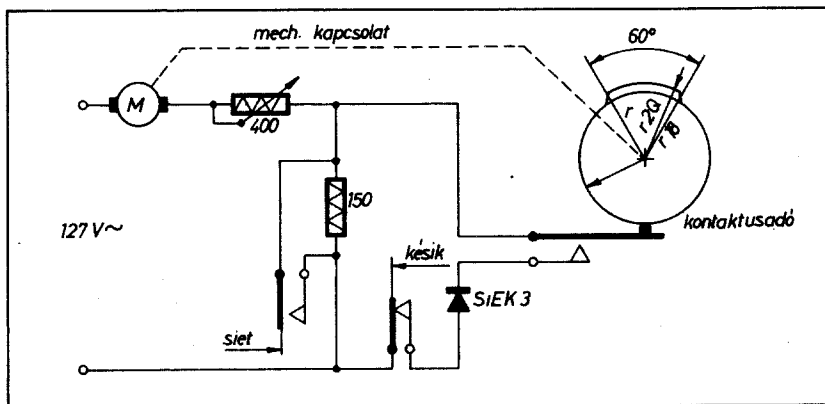


10. ábra. 50 Hz-es szinkronizátor két-diódás kapcsolóval

növelésével javítható. A kapcsolási frekvencia 50 Hz-re való növelésénél nincs szükség frekvenciaosztóra és a relék kapcsolási funkcióját diódák is elvégezhetik. A 10. ábrán látható két-diódás szinkronizátor kontaktusadóját a vetítógépnek arra a tengelyére kell szerelni, melynek fordulatszámja azonos a másodpercenként vetített képek számával. Ez esetben 16 2/3 kép/mp vetítési sebességnél, a rajzon megadott 6-os osztású kontaktusadó 50 Hz-es komutálási frekvenciát biztosít.

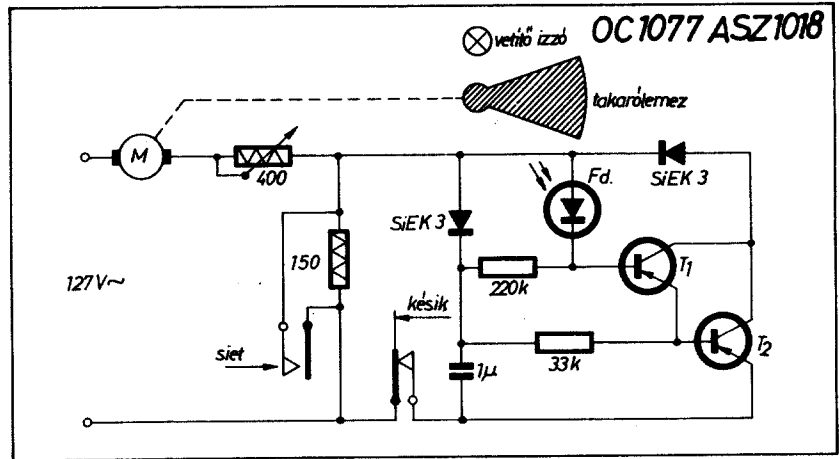
A motoron átfolyó áram maximális ha a komutálás a diódákra nyitófeszültséget kapcsol és minimális ha a diódák zárófeszültséget kapnak. A két szélső helyzet közötti állapotokban az áram a fázishelyzettől függő értéket vesz fel és a szinkronizáció éppen úgy létrejön mint a kapcsoló üzemű szinkronizátoroknál.

Kísérleti vizsgálatok azt mutatják, hogy az előző rendszer egy diódával is megvalósítható, sőt nem is szükséges minden periódusban kapcsoltatni, ha a szinkronizáció iránti igény nem túl magas. A diódás szinkronizátor ilyen változata a hozzátartozó kontaktusadó vázlatával együtt a 11. ábrán látható. Ez a szinkronizátor minden 3 félperiódusban avatkozik be, működési jósága nagyjából a 4 Hz-es szinkronizátorokkal egyenértékű.



11. ábra. 50 Hz-es szinkronizátor egydiódás kapcsolóval

A kontaktusadót ennél is arra a tengelyre kell szerelni, melynek fordulatszáma azonos a másodpercenként vetített képek számával.



12. ábra. Kontaktus nélküli fényelemmel működő kapcsoló üzemű elektromos szinkronizátor

A szinkronizátorok egyik legérzékenyebb pontja a kontaktusadó. A 13. ábrán „kontaktus nélküli” elven működő szinkronizátort mu-

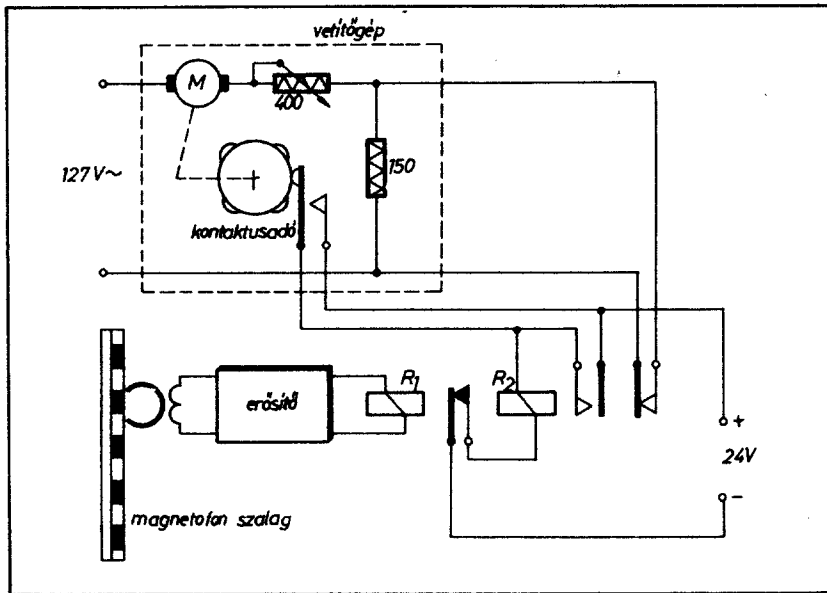
tatunk be. Az egydiódás szinkronizátor kontaktus adóját kétfokozatú tranzisztoros kapcsoló helyettesíti, melyet fotodióda vezérel. A vetítőizzóval megvilágított Fd fotodiódát úgy kell a vetítógépben elhelyezni, hogy a forgó takaréklemez (a pilla) periodikusan zárja a fényutat. A kapcsoló tranzisztorok bázisellenállásai esetleg módosításra szorulnak. A helyes működés alapfeltétele, hogy a fotodióda sötét helyzetében a T<sub>2</sub> tranzisztor zárt állapotú legyen.

A Lucs filmvetítő pillája minden képkockát 3-szor takar, ezért a 16 2/3 kép/mp vetítési sebességnél minden egyes periódusban történik szinkronizálás analóg formában mint a diódás szinkronizátoroknál. A vetítógép beállító és a szabályozó ellenállását úgy kell kezelni, illetve változtatni, mint az egyéb elektromos szinkronizátoroknál. Az elektronikus szinkronizátor korszerű kivitelénél fogva a vetítógépbe is beépíthető.

### Elektronikus szinkronizátorok

Az elektronikus szinkronizátorok a közös hordozós eljárások előnyeit valósítják meg közvetett úton, oly módon, hogy a magnetofon szalagra kettős felvétel készül. Az egyik felvétel a képhez tartozó hang a másik pedig impulzus sorozat, mely összehasonlítási alapul szolgál a vetítógép kontaktusadója részére. A legkorszerűbb eljárásnál a filmfelvevőbe is beépítésre kerül egy kontaktusadó, melynek segítségével történik az impulzusok feljegyzése a magnetofonszalagra és a vetítés már erre az impulzussorozatra szinkronizálódik.

Egyszerűbb eljárásoknál a kész film kézi szabályozással levetítésre kerül és a kontaktusadó segítségével történik a szinkronimpulzusok szalagra való felírása. Az impulzussorozattal szinkronizált másodszeri vetítésnél történik a hangfelvétel és a későbbiekben a hangos film-

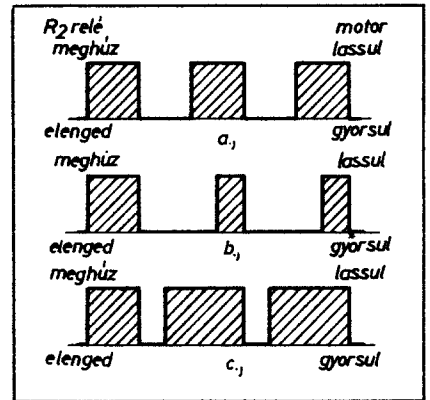


13. ábra. Elektronikus szinkronizátor blokkvázlata

vetítés. Ez az eljárás az, ami kiküszöböli szalagnyúlás, szalagcsúszás, frekvenciaeltolódás stb. által előidézt hibákat.

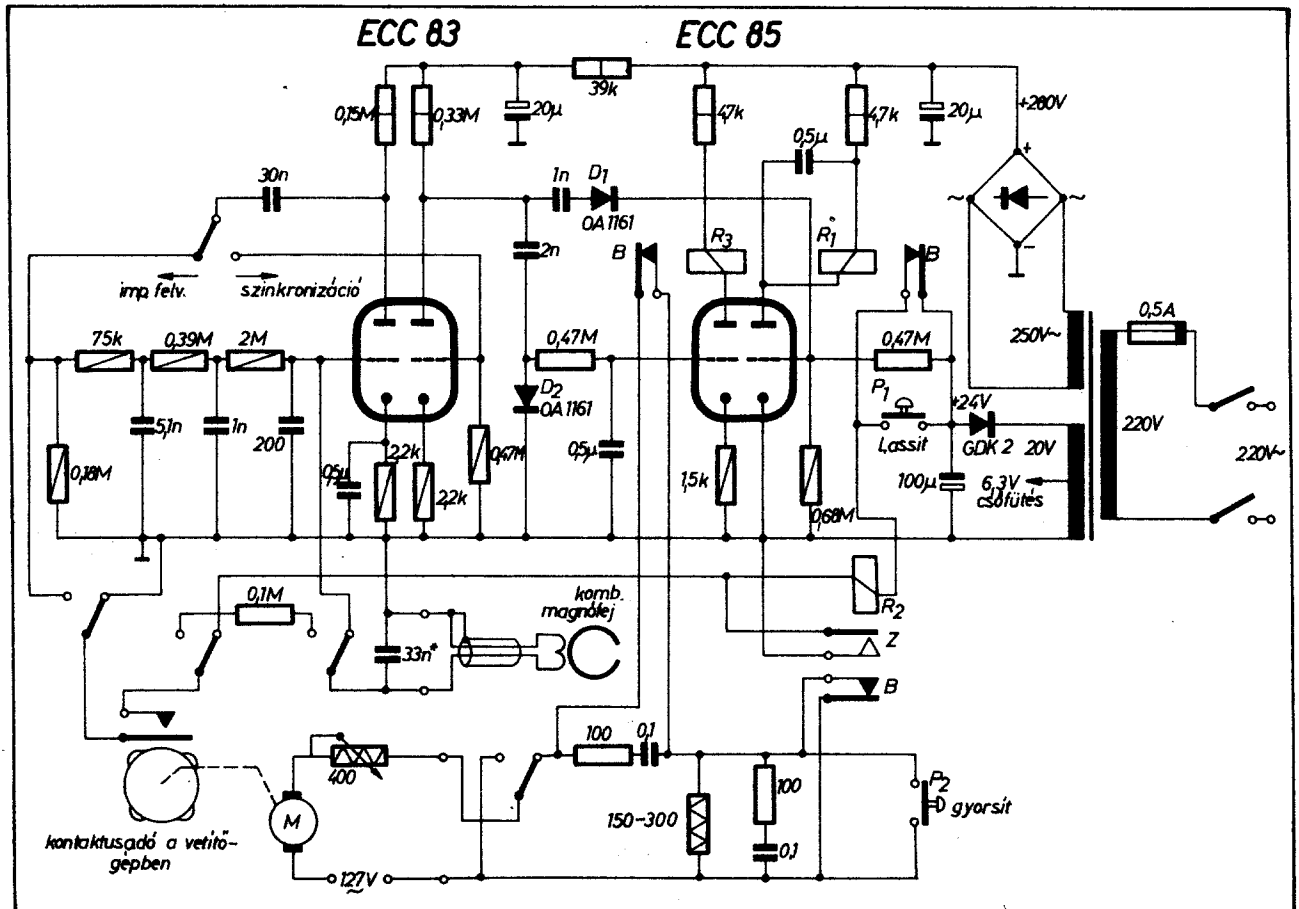
A szinkronimpulzusok felírására három eljárás használatos. A leg-egyszerűbb megoldás a sztereó magnetofon alkalmazása, ahol az egyik

csatorna a hangot, a másik a szinkron impulzusokat rögzíti. A második eljárásnál még egy kombinált fej kerül a normál két sávú magnetofonra. Az egyik sávra műsor, a másikkra pedig a szinkronimpulzusok felvétele történik. A szalag így módon egyszerűen használható mint az

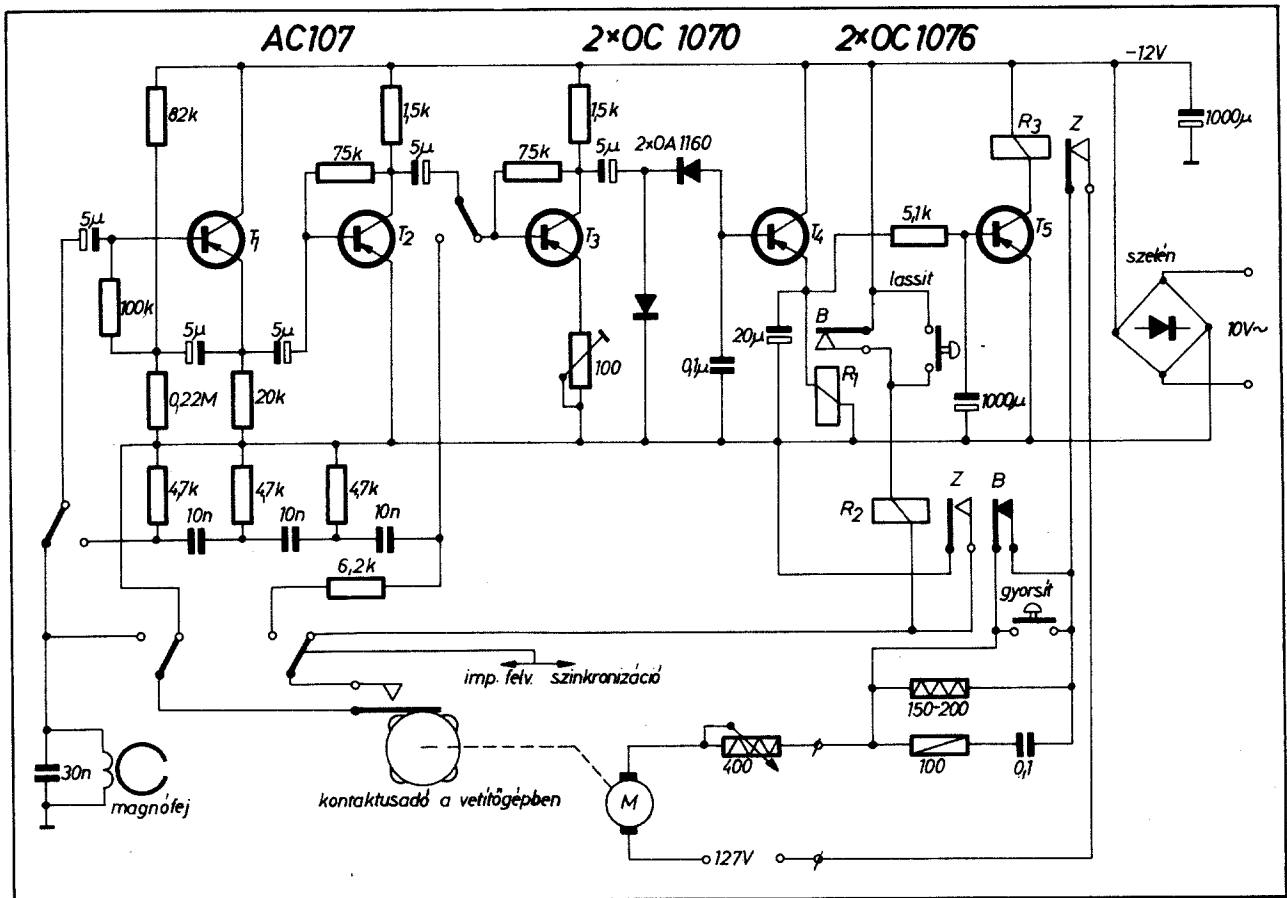


14. ábra. Elektronikus szinkronizátor működésének idődiagramja optimális esetben (a), ha a vetítési sebesség alacsonyabb (b) és ha gyorsabb (c) a szinkronsebességnél

egész csíkos magnetofon felvételeknél. Tekintve, hogy 3—6 Hz-es impulzusok felírása és visszajátvása körülményes az ismertetett eljárásoknál 1000—1500 Hz-es vivőfrekvenciás hangrögzítést alkalmaznak. A harmadik eljárásnál 10 kHz a vivőfrekvencia és szűrőrendszer választja szét a 6—7 kHz-ben korlátozott műsort a 10 kHz-re modulált impulzussorozattól.



15. ábra. Kétsőves elektronikus szinkronizátor kapcsolási vázlata



16. ábra. Tranzisztoros elektronikus szinkronizátor kapcsolási vázlatja

Az alábbiakban bemutatunk három egyszerűbb elektronikus szinkronizátort, melyekben a szinkron impulzusok felírása a második eljárással történik. A szinkronizátorok működését a 13. ábrán látható blokkvázlat alapján tekintjük át. A vetítőgép kontaktusadója az  $R_1$  relé bontó kontaktusán keresztül meghúzatja az  $R_2$  relét, mely tartó áramkört kapcsol magának. Az  $R_2$  relé meghúzott állapotban a motoráram minimális, elégedett állapotban pedig maximális. Az  $R_2$  relé mindaddig meghúzott állapotban marad, míg az  $R_1$  relét a szalagról jövő impulzusok hatására az erősítő meg nem húzatja. Az  $R_1$  meghúzásánál tehát az  $R_2$  bont és a rendszer a kontaktusadó következő kapcsolásának fogadására alkalmas.

A szinkronizáció folyamata a 14. ábrán bemutatott idődiagramok alapján könnyen megérthető. Az a) diagram a szinkronhelyzetet mutatja. A b) diagram a vetítőgép lassabb járására, a c) pedig a gyorsabb járására igaz. Az idődiagramokból látható, hogy a rendszer beavatkozása alapelve megegyezik az elektromos kapcsoló üzemi szinkronizátorok alapjával.

#### Elektronesőves szinkronizátor

Kétsőves elektronikus szinkronizátor kapcsolási vázlatja látható

15. ábrán, mely működésében megfelel a 13. ábrán látható blokk-sémának, kiegészítve kezelőszervekkel és impulzus felvétel-szinkronizáció átkapcsolóval. A rendszer 1 kHz-es vivőfrekvenciával működik. Az ECC 83 bal oldali fele impulzus felvételnél 1 kHz-es oszcillátorként, szinkronizáció esetében pedig erősítőként működik. Szinkronizáció esetén a cső jobb oldali fele tovább erősíti a szalagról letapogatott 4 Hz-enként ismétlődő 1 kHz-es jelsorozatot. A szinkronizációt az  $R_1$ – $R_2$  relék végzik. Az ECC 85 jobb oldali felét a –24 voltos segéd feszültség lezárja és így az  $R_1$  relé alapállapota elengedett. Az ismétlődő impulzus-sorozatot a  $D_1$  dióda egyenirányítja és másodpercenként 4-szer nyitja az  $R_1$  reléhez tartozó kapcsoló csövet. Az  $R_2$  relét a –24 voltos segéd feszültség működteti.

Az  $R_3$  relé segédfunkciót lát el. A rendszer elindításának legegyszerűsítése érdekében az  $R_3$  relé a motor áramkörét megszakítja ha a szalag áll vagy nem jönnek 1 kHz-es impulzusok a szalagról. Az 1 kHz-es impulzusokat a  $D_3$  dióda egyenirányítja és a nyert negatív egyenfeszültség lezárja az  $R_3$  kapcsoló csövet. Lezárt csőnél elenged az  $R_3$  relé és bekapcsolódik a motor. Indítás előtt a vetítőgép motorja áll, amikor a magnetofon elindul és

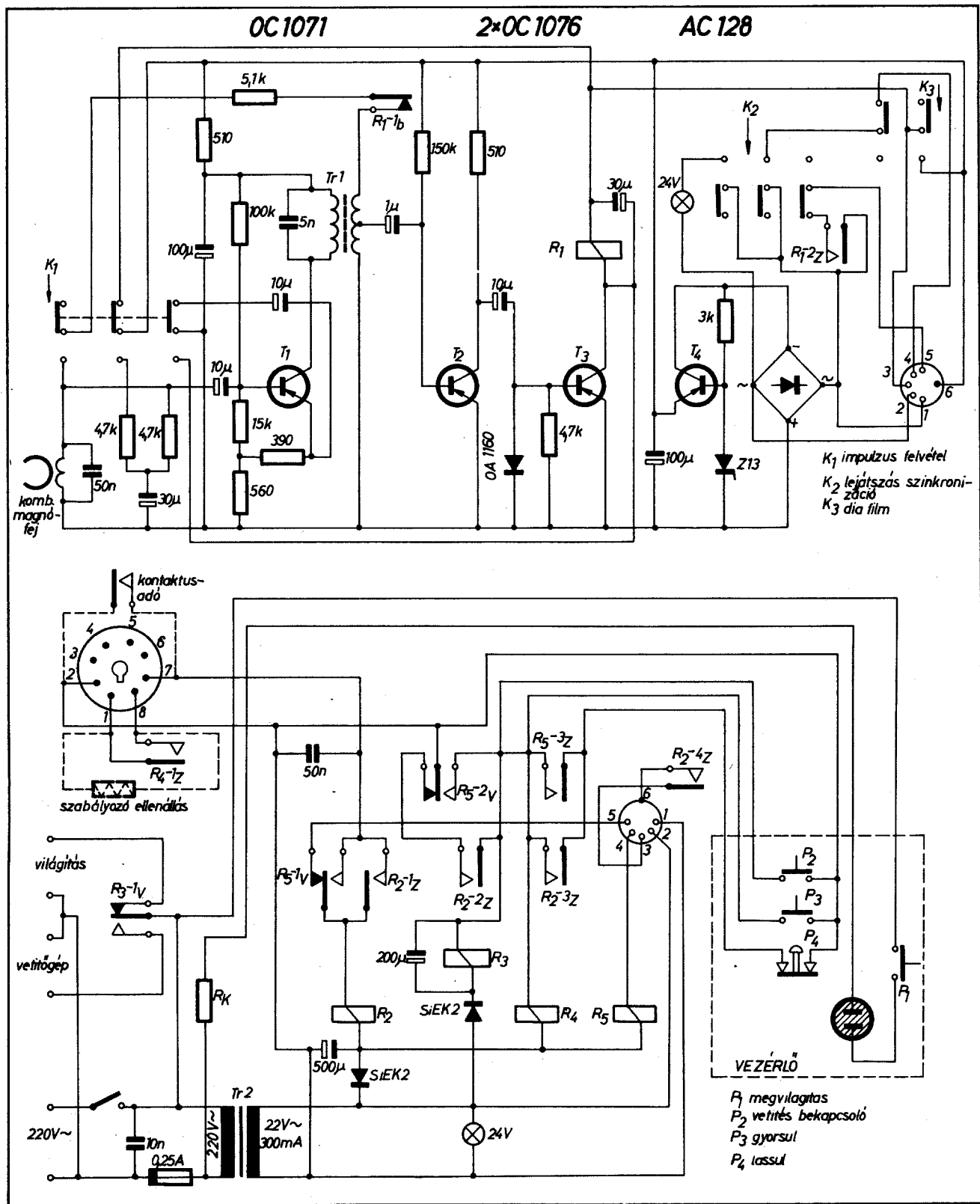
bejön az első szinkronizáló impulzus sorozat lezár a cső, elenged az  $R_3$  és elindul a vetítés. A 0,5  $\mu$ F-os kondenzátor az impulzus szünetekben is tárolja a negatív zárófeszültséget. A  $P_1$  és  $P_2$  pillanat kapcsolók a rendszer megfogásán keresztül a szinkronhibák korrigálására szolgálnak.

Az 5 áramkörös, felvétel — szinkronizáció kapcsoló felvétel állásában a szinkronizáló áramkör kikapcsolódik az első cső pedig 1 kHz-en rezegni kezd, mint fázistolós RC oszcillátor. Az 1 kHz-es jeleket a vetítőgép kontaktusadója szaggatja és ez a szaggatott jelsorozat kerül a szalagon felvételre. Előmagnesezés nem történik, mert a torzításoknak nincs jelentősége. A 700–800 mH induktivitású kombinált magnetofon fejet a 33 nF-os kondenzátor 1 kHz-en a nagyobb érzékenység érdekében rezonanciára hangolja.

Az  $R_1$  és az  $R_2$  reléknek 8–10 mA a meghúzóáramuk és 5 kohm körüli a gerjesztőtekeres rézellenállása. Az  $R_2$  relé 24 voltos, tetszés szerinti meghúzási árammal. A hálózati transzformátor a megadott feszültség adatok alapján elkészíthető. Az anódtekereset 30 mA terhelésre kell méretezni.

#### Tranzisztoros szinkronizátor

A 16. ábrán látható 5 tranzisztoros szinkronizátor az előző kapaso-



17. ábra. Tranzisztorizált keskeny- és diafilm szinkronizátor

lás tranzisztorizált változatának tekinthető, mert ugyanazokkal a funkcionális egységekkel és kezelőszer-vekkkel rendelkezik.

A  $T_1$  és a  $T_2$  tranzisztor együttesen az első trióda szerepét tölti be. A  $T_1$  impedanciaillesztő a magas bemenő impedancia biztosítása érdekében, a  $T_2$  pedig emitter erősítő.

Szinkronizálásnál a  $T_3$  tovább erősíti a szalagról érkező jeleket, melyeket feszültségtetőző fokozat egyenirányít. A  $T_4$  kapcsolótranszisztor az egyenirányított feszültség hatására az  $R_1$  relét meghuzatja. Az  $R_1$  meghúzása a kontaktusadó által meghuzatott és tartásban levő  $R_2$  bontását eredményezi.

A  $T_5$  tranzisztor és az  $R_3$  relé ugyancsak az együttindítás érdekében került alkalmazásra. Az  $R_3$  tartós meghuzott állapotát a  $T_5$  báziskörében elhelyezett időálló biztosítja.

A  $T_3$  tranzisztorfokozat maximális kimenőfeszültsége kb. 4 volt. A feszültségtetőző egyenirányító

kb. 8 volt nyitófeszültséget biztosít a  $T_1$  részére. Ebből következik, hogy az  $R_1$  relének minél nagyobb ohmos ellenállás mellett 7—8 voltot kell meghúzni. Előnyösen működhet itt egy olyan 1 kohmos mini-atűr relé, melynek meghúzó árama 6 mA nagyságrendű. Az  $R_2$  relé normál 12 voltos típus. Az  $R_3$  meghúzására rendelkezésre áll kb. 10 volt feszültség a meghúzóáram 10—20 mA is lehet. A relékre típusokat nem is adunk meg, mert úgysem szerezhetők be, helyette működési feltételeket ismertettük, hogy az Ezermeister útján hozzáférhető relék átalakíthatók vagy módosíthatók legyenek.

A tranzisztorok munkaponti áramadatai:

- $T_1$  0,4 mA
- $T_2$  4 mA
- $T_3$  9 mA
- $T_4$  6—12 mA relétől függően
- $T_5$  10—20 mA relétől függően

Impulzus felvételénél a  $T_1$ — $T_2$  tranzisztorok együttesen töltik be a fázistolós oszcillátor szerepét. Az impulzusok felírását itt is a vetítőgép kontaktusadója végzi az első vetítésnél.

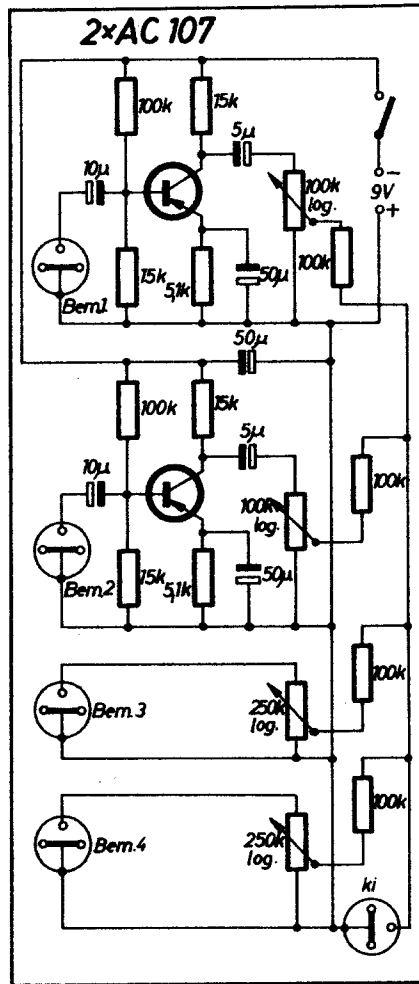
A készülék váltófeszültséggel való táplálása megoldható a vetítőgép transzformátortekercséről is.

Az elektronikus szinkronizátoroknál használatos magnetofonszalagot a hangfelvétel előtt gondosan törölni kell a magnetofon törölőszcillátorával és törölőfejével. Az impulzusokat író és lejátszófejet a magnetofon felső szerelőlapjára kell elhelyezni végleges vagy provizorikus formában. Ideiglenes elhelyezésnél biztosítani kell, hogy a későbbiekben mindig ugyanoda kerüljön, mert elmozdulása szinkronhibákat eredményez.

### Tranzisztorizált keskeny és diafilm szinkronizátor

A 17. ábrán bemutatott elektronikus szinkronizátor működése az előzőkhez képest automatizáltabb és több előnyt biztosít. A szinkronizálás alapelveiben azonban megegyezik elődeivel.

A szinkronizátor 3 főrészből áll, melyek a következők: tranzisztoros erősítő, reléegység és kézivezérlő. Az erősítő négy tranzisztoros. A  $T_1$  tranzisztor a  $K_1$  kapcsoló helyzetétől függően LC oszcillátor vagy előerősítő. A  $K_1$ — $K_2$  egymást oldó nyomógombos kapcsoló. A  $K_1$  benyomott helyzete az impulzusok felvételére a  $K_2$ -é pedig a szinkronizációra szolgál. A  $K_3$  kapcsoló csak pillanatnyomó és a diafilmek váltását végzi. Az LC oszcillátor alapfrekvenciája 1500 Hz így ez a készülék 1500 Hz-es vívőfrekvenciával működik. A 200—300 mH-s magnetofonfejet az 50 nF-os kondenzátor ugyancsak 1500 Hz-re hangolja. A szinkronizáló impulzusok felvétele egyenáramú előmágnesezéssel történik. A  $K_4$  benyomott helyzetében — szinkronizáció — a  $T_1$  tran-



18. ábra. 4 csatornás hangkeverő előtét

zisztor hangolt erősítőként biztosítja a szalagról nyert jelek zavarmentes erősítését. A  $T_2$  tranzisztor erősít és meghajtja az egyenirányító diódát. A másodpercenként 4-szer ismétlődő 1500 Hz-es impulzussorozatból nyert egyenfeszültség az  $R_1$  relét meghúzza. A relék érintkezőit kettős számkóddal jelöltük. Az  $R$  betű alsó indexe a relét jelöli, a második szám a kontaktuscsoportot azonosítja. A számjegy alsó indexében  $v$  váltó,  $z$  záró és  $b$  bontó kontaktust jelent.

A  $T_1$  tranzisztor a bázisában található 12—13 voltos zener-diódával együtt egyszerű feszültségstabilizátort képez. A váltófeszültség egyenirányító 24 voltos Graetz szeléri egység, 30—40 mA terhelésre.

Az automatikus működést biztosító reléegység a hálózati transzformátor és az egyenirányítók mellett 4 relét ( $R_3$ — $R_5$ ) tartalmaz. Ezek közül az  $R_3$  megfelel az előző kapcsolásaink  $R_3$  reléjének és az  $R_1$  pedig  $R_2$ -nek. A relék közül az  $R_2$  hasonlítja össze a magnetofon impulzusait a kontaktusadó helyzetével, az  $R_3$  kapcsolja be a vetítőgépet vagy a külső világitást, az  $R_4$  a szabályozó relé, az  $R_5$  pedig impulzusfelvételénél használt segédrelé.

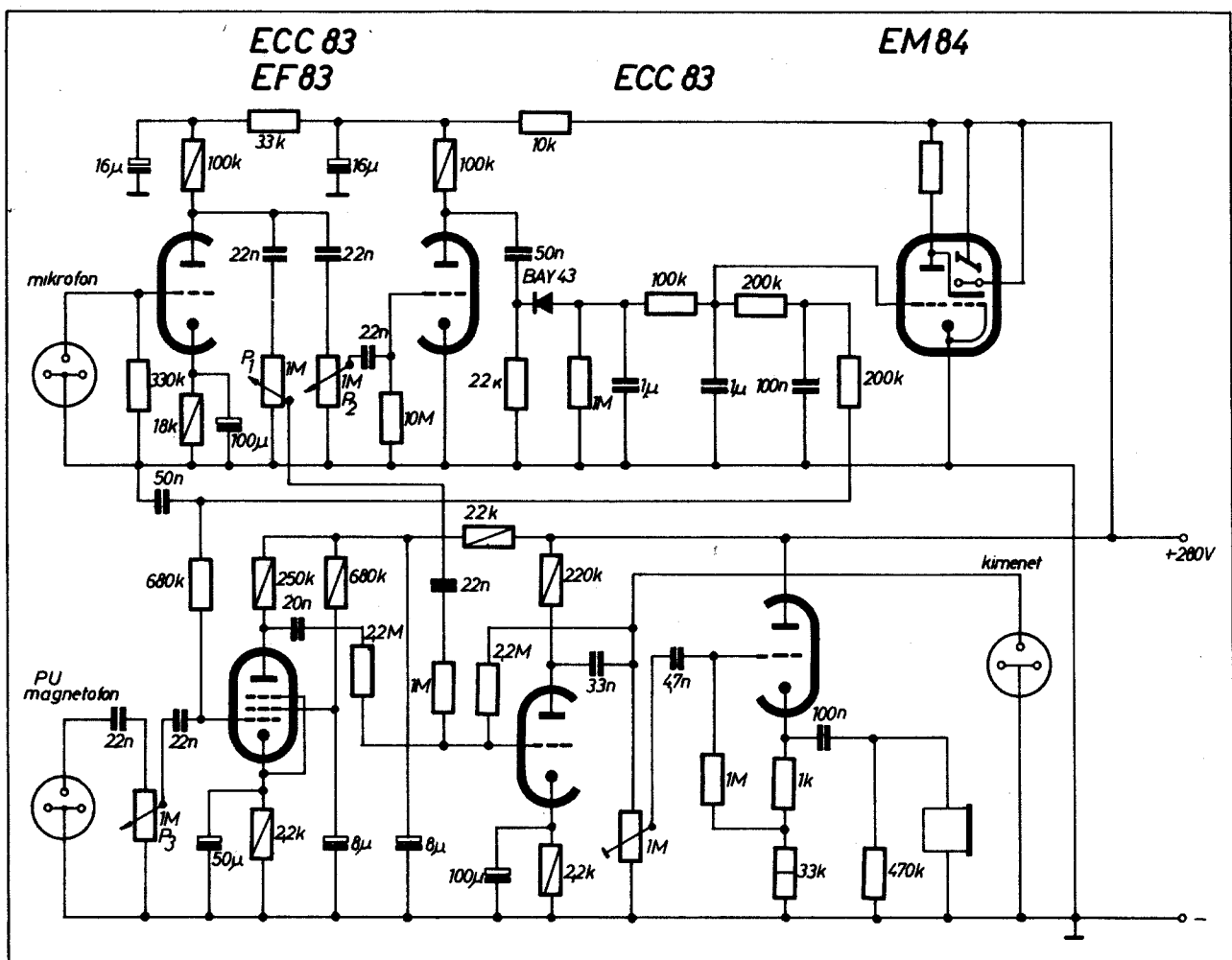
A kézi vezérlő 4 nyomógombot tartalmaz, melyek funkciói a 17. ábráról leolvashatók. A komplett szinkronizátor alapvetően 2 üzemmóddal rendelkezik:

1. Szinkron impulzusok felvétele.
2. Szinkronizált vetítés illetve diafilmmel képváltás.

Szinkronimpulzusok felvételénél a  $K_1$  kapcsoló benyomott helyzetű. A  $K_2$  ekkor működő érintkezőn keresztül az  $R_3$  relé meghúz. Az  $R_3$ -2<sub>v</sub> kontaktus meghúzatja az  $R_3$  relét, ami bekapcsolja a vetítőgépet és kikapcsolja a világitást. Az  $R_3$ -3<sub>v</sub> meghúzatja az  $R_4$  relét és a szabályozó ellenállás az impulzusok felvétele alatt állandóan záródik. Az  $R_2$  relét a vetítőgép kontaktus adója 4 Hz frekvenciával az  $R_3$ -1<sub>v</sub> kontaktuson keresztül periodikusan meghúzza. Az  $R_2$  meghúzásakor az  $R_2$ -4<sub>v</sub> kontaktus az  $R_1$  relét is meghúzatja, Ekkor az  $R_1$ -1<sub>b</sub> kontaktus az oszcillációt megszakítja és a szalagon a felvételben szünet keletkezik. Ha a vetítőgép egyenletesen jár az impulzusok és a szünet hossza azonos. Impulzusfelvételénél az  $R_1$  relé közvetlenül a tápfeszültségről működik.

Szinkronizált vetítésnél a  $K_2$  kapcsolót kell benyomni és a  $K_1$  elengedett (= rajz szerinti helyzet). Amikor a magnetofonfej az első szinkronizáló impulzus sorozatot érzékeli meghúz az  $R_1$  relét. Az  $R_1$ -2<sub>v</sub> kontaktus meghúzatja az  $R_3$  relét. Az  $R_1$  relé az  $R_3$ -2<sub>v</sub> kontaktuson keresztül bekapcsolja az  $R_3$  relét. Ekkor indul a vetítőgép és elalszik a külső világitás. Az  $R_1$ -3<sub>v</sub> kontaktus bekapcsolja az  $R_3$  relét és az  $R_1$ -1<sub>v</sub> kontaktus rövidre zárja a szabályozó ellenállást. Az  $R_3$  relé tartóáramköre az  $R_2$ -1<sub>v</sub> érintkezőn és a vetítőgép kontaktusadóján keresztül záródik. Az  $R_2$  meghúzott helyzetben marad addig, amíg a kontaktusadó zárt és a magnetofonszalag impulzusokat ad. A szinkronizáció a zárás-nyitási idők változtatásából illetve eltolódásából jön létre. Az  $R_3$  relé másodpercenként 4-szer működik. Ez alatt az idő alatt az  $R_3$  relének nem szabad elengedni, ezért van nagykapacitású kondenzátorral áthidalva. A szinkronizáció esetleges hibáit a  $P_3$  és a  $P_4$  pillanat nyomógombokkal lehet korrigálni. A  $P_1$  a stroboszkóp lámpát kapcsolja be a  $P_2$  pedig pillanatindításra szolgál, melyre hangfelvétel közben és előkészületnél lehet szükség.

A modernebb diafilmmvetítők elektromos képváltóval működnek, ezek a készülékek alkalmasak szinkronizálásra, ha képváltó kapcsolót párhuzamosan oktatáson keresztül az 1—8 pontokra kivezéreljük. Kísérőszöveg és a vezérlőimpulzusok felvételénél meg kell nyomni a  $K_1$  kapcsolót. Ekkor az  $R_5$  majd az  $R_3$  és az  $R_4$  meghúznak. Az  $R_4$  meghúzásakor megjelenik az első kép és a szinkronizáló impulzusok felírása addig tart, míg a  $K_3$  kapcsolót rövid időre meg nem nyomjuk. Ekkor meghúz az  $R_1$  és elenged az  $R_3$ .



19. ábra. Keverő erősítő automatikus erősítésszabályozással

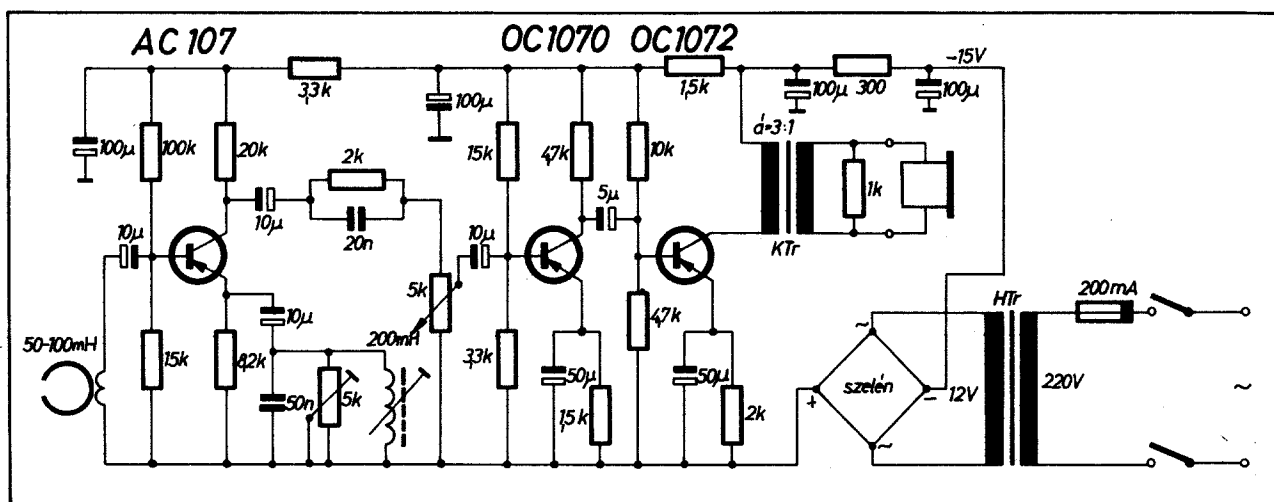
A relékapcsolások eredményeként előáll a képváltás és magnetofon-szalagra szünetimpulzus kerül. A  $K_3$  kapcsoló segítségével vehető magnetofon szalagra a kísérőszöveggel együtt a működtető impulzus — szünet sorozat, egy képre eső tet-szézsszerinti vetítési idővel.

Diafilmek vetítése a  $K_2$  kapcsoló benyomásával történik. Amikor a

magnetofonfejhez érkezik az első szinkronizáló impulzus meghúz az  $R_1$  é az  $R_2$  az  $R_3$  és az  $R_4$ . Az  $R_3$  bekapcsolja a diavetítőt, az  $R_4$  pedig az első képet. Az első szünetnél az  $R_1$  elenged, kikapcsol az  $R_2$  az  $R_3$  és az  $R_4$ . A vezérlő impulzusok megjelenésével a folyamat ciklikusan ismétlődik és képváltás szinkronban történik a vonatkozó kísérő szöveggel.

A szinkronizátorban alkalmazott relék 24 voltosak, kivéve az  $R_1$ -et, melynek 10 volt tápfeszültség mellett 3–5 mA meghúzó árammal kell működni.

A szinkronizátor kimondottan a Lucs-2 vetítőhöz készült. A jobb működés érdekében a szabályozó 150 ohmos ellenállását ki kell cserélni 250–300 ohmosra.



20. ábra. Behallgató erősítő magnetofonfelvétel azonnali ellenőrzésére

### Elektronikus segédkészülékek

A legtöbb hangfelvétel nem egy hangforrás segítségével készül. Aláfestő zene, élőhang, zöreij, háttér stb. megfelelő arányú összekeverésére ún. keverőerősítők szolgálnak. A drága berendezéseket könnyen helyettesíthetjük egy egyszerű előtéttel, melyet a magnetofon elé lehet kapcsolni. A 4 hangforrás keverésére alkalmas előtét kapcsolási vázolata a 18. ábrán látható. Az 1. és 2. bemenet mikrofon erősítésére a 3. és a 4. másik magnetofonon előkészített műsor vagy lemezjátszó bekeverésére szolgál. A kéttranzisztoros egyszerű előtét egy 9 voltos miniatűr elem alkalmazásával is többszáz órát üzemelhet.

A 19. ábrán bemutatott kétcsatornás keverő előtét érdekessége az automatikus szintváltoztatás. A kísérő zenét vagy háttérét az EF 83 elektroncső erősíti majd az alsó ECC 83 bal oldali felén keresztül jut

el a kimenetre. Ha a felső mikrofoncsatornába hang érkezik, akkor ez is kétfokozatú erősítés után jut el a kimenetre. A mikrofoncsatornában megjelenő feszültséget külön fokozatban felerősítjük, majd egyenirányítjuk. Az egyenirányított feszültséggel az EF 83 változó meredekségű cső erősítését lecsökkentjük. Ekkor tehát beszéd közben a háttérzene automatikusan lehalkul, majd a beszéd megszűnése után a jelen levő időállóak miatt lassan újra felerősödik. Az EM 84 a szabályozó erősítő funkcionálását mutatja. Az alsó ECC 83 jobb oldali fele fejhallgató csatlakozást biztosít ellenőrzési célokra.

A legtöbb magnetofon kombinált fejfel működik és ezért csak a hangfelvétel teljes elkészítése után nyílik mód ellenőrzésre. A 20. ábrán látható egyszerű készülék és egy pótlólagosan felszerelt lejátszófej segítségével a hangfelvétel azonnal ellen-

őrizhető. A  $T_1$  tranzisztor emitterkörében található rezgőkör 1500 Hz körüli frekvenciára hangolva lejátszási korrekciót biztosít, a  $T_2$  és a  $T_3$  normál erősítő fokozatok. A készülék akár véglegesen is beépíthető meglévő magnetofonkészülékbe, tápfeszültsége pedig valamelyik cső fűtőfeszültségéből is előállítható feszültségkettőzéssel.

*A keskenyfilm-vetítógépek szinkronhangosításával foglalkozó anyagunk alapját a szovjet Radio c. folyóiratban 1961–69 között megjelent nagyszámú cikk képezte. Az érdeklődők szíves figyelmébe ajánljuk az eredeti közlemények tanulmányozását is. Összeállításunkban igyekeztünk azt a mélységet elérni, ami elegendő az egyes készülékek megépítéséhez, illetve gondolatok ébresztésére. Sok sikert kívánunk a készülékek megépítéséhez és használatához.*



## Látogassa 2. sz.

# MŰSZERSZAKÜZLETÜNKET!

Raktárról gyorsan beszerezheti elektronikus műszerszükségletét!

**Csővoltmérők**

**Generátorok**

**Oscilloszkópok**

**Nukleáris műszerek**

**Frekvenciamérők**

**Stabilizátorok**

**Tv szerviz-műszerek**

**Átviteltechnikai műszerek**

nagy választékban beszerezhető a

**SZAKSZERŰ KISZOLGÁLÁS!**

**TANÁCSADÁS!**

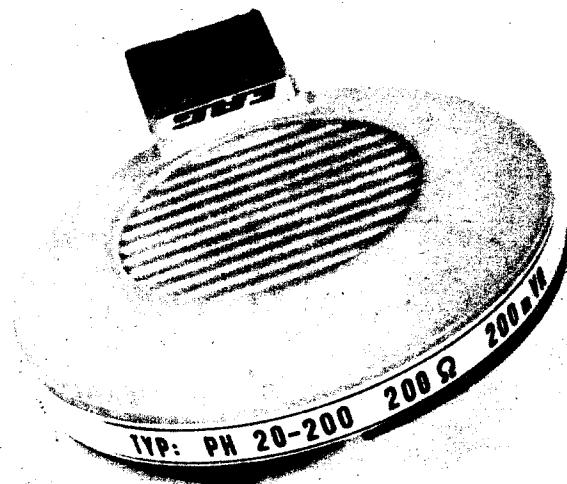
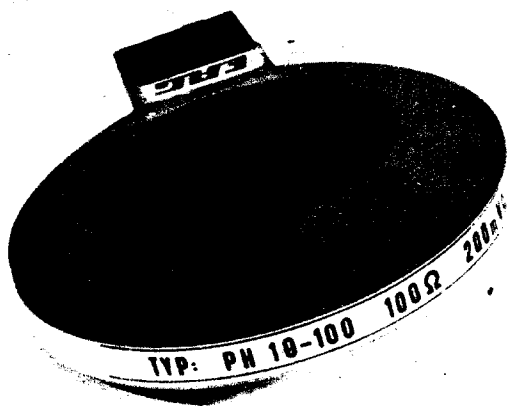
**FELVILÁGOSÍTÁS!**

**Műszer- és Irodagépértékesítő Vállalat**

**2. sz. Műszerszaküzletében**

**Bp. VII., Majakovszkij u. 59. sz.**

**Tel.: 420-744, 220-695**



## PH 10 és PH 20 típ. párnahangszóró

Balog Géza okl. vill. mérnök.

### **Műszaki adatok:**

Geometriai méretek	∅ 70×17 mm
Súly	0,07 kp
A párna méretei kb.	400×300×80 mm
A párna súlya kb.	0,5 kp
Jellemző átviteli sáv	
PH 10 típ. esetén	200 Hz — 12000 Hz
PH 20 típ. esetén	50 Hz — 15000 Hz
Jellemző impedancia*	50, 100, 200, 400 ohm 8 ohm**
Terhelhetőség	200 mVA 5VA

\* Az impedancia értéke a típusszámhoz kötőjellel csatlakozik. (Pl. PH 10—100 100 ohmos párnahangszórót jelöl.)

Normál kivitelnek a 100 és a 200 ohm tekintendő.

\*\* Készülhet 15 ohm 10 VA, ill. 15 ohm 20 VA változatban is.

Az elektroakusztikai ipar az elmúlt években igen nagy fejlődésen ment át. Hazánkban is egyre nagyobb a választék e területen és egyre jobb minőségűek az elektroakusztikai termékek. Gyártmányismertetőnkben új elektroakusztikai átalakítót, egy speciális hangszórót, az ún. párnahangszórót kívánjuk bemutatni.

Igen gyakori probléma, hogy a hallgatott műsor másokat zavar. A mai modern lakások hanggátlása igen kicsi, emiatt már nemcsak a szobában tartózkodókat zavarhatja a műsor, hanem a másik szobában, esetleg a másik lakásban lakókat is. A nehézséget fokozza, hogy a városi lakások igen zajosak, ami a műsor kedvező lehallgatásának hangnyomásszintjét (hangerejét) megemeli és ez a megemelt szint fokozott zavart jelenthet másoknak.

Kórházakban, szanatóriumokban a csend fenntartása mellett kell a műsor ellátását biztosítani. Ezért e helyeken már régóta fejhallgatókat alkalmaznak. Azonban a régi, korszerűtlen fejhallgatók nem tudnak a mai követelményeknek megfelelő hangátvitelt biztosítani, használatuk még korszerű, jó minőségű konstrukciók esetén is kényelmetlen lehet.



Ezekon a problémákon segítenek az Elektroakusztikai Gyár párnahangszórói, amelyek párnába, vagy párna alá helyezve, a környezet zavarása nélkül is jó minőségű hangvisszaadást tesznek lehetővé.

Az EAG párnahangszóró-családjának valamennyi tagja azonos méretű, formatervezett, tetszetős kivitelű műanyagházzal készül. Kis mérete és a párnába simuló formája kényelmes használatot biztosít. Elsősorban kórházi alkalmazáshoz a párnahangszórókat fertőtleníthető kivitelben forgalmazzuk, az egészségügyi és higiéniai követelményeknek a legmesszebb menőig eleget téve.

A felhasználásból következően a párnahangszóró tervezése és kivitelezése a közvetlen sugárzó hangszóróhoz viszonyítva más problémát vet fel. A szóban forgó PH 10 ill. PH 20 típusú párnahangszórók, olyan felépítésűek, hogy párnán keresztül biztosítják a szükséges egyenletes és széles frekvenciaátvitelt és egyéb akusztikai jellemzőket. A hangszóró az optimális tulajdonságokat a gyár által készített és forgalmazott párnákba helyezve biztosítja, melyek  $400 \times 300$  mm méretben készülnek, vászon, vagy bütorszövet huzattal. Ez utóbbi esetben a párna díszpárnául is szolgálhat.

A dinamikus rendszerű, szabadalmaztatott hangátalakító kiváló minőségű hangot szolgáltat. Széles a frekvenciaátviteli sávja, igen kicsiny a torzítása (max. 1%) s ezenkívül a tranziens átvitele is jó, mert az átalakító gyakorlatilag nem tartalmaz rezonáns elemeket. Ezekkel a tulajdonságokkal a legmodernebb közvetlen sugárzó hangszórók is csak ritkán rendelkeznek.

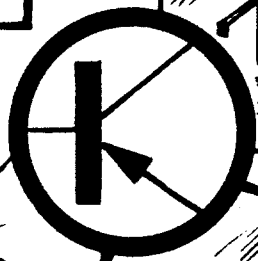
Az EAG párnahangszóróinak egy része széles sávú kivitelben, PH 20 típus jelzéssel készül. Ennek megfelelően ezt a típust igényesebb zenei és beszéd átvitelhez ajánljuk.

Szűkebb sávú hangátvitelhez készül a PH 10 típusú párnahangszóró.

A PH 10 és PH 20 típusú párnahangszórók két csoportban többféle impedanciával készülnek. A magas impedanciájú csoportot az 50, 100, 200, ill. 400 ohm névleges értékkel rendelkező hangszórók alkotják. Ezek a típusok 200 mVA zenei csúcsteljesítménnyel terhelhetőek, de ez esetben már a fájdalomküszöbhez közelálló hangnyomásszintet szolgáltatnak. Tehát a szokásos hangnyomásszint (hangerősség) már néhány mVA teljesítménnyel elérhető. A magas impedanciájú párnahangszórók elsősorban közös hálótermek, kórtermek stb. decentralizált hangosításához készülnek, de megfelelő felépítésű, kis teljesítményű amatőr erősítőkről is működtethetőek. Egyes készülékek fejhallgató kivezetéssel már rendelkeznek. (Pl. TESLA magnetofonok, új típusú ORION televíziók stb.), s ide közvetlenül csatlakoztathatók ezek a párnahangszórók.

Azokhoz a készülékekhez, amelyek ilyen csatlakozóval még nem rendelkeznek, az EAG alacsony impedanciájú párnahangszóróit ajánljuk. Ezek a párnahangszórók ugyanis a szokásos készülékek (rádió, magnetofon, erősítő stb.) hangszórócsatlakozóihoz közvetlenül csatlakoztathatóak. (Univerzális és tv készülékeknél a csatlakoztatás megfelelő feszültségválasztó transzformátor alkalmazása nélkül életveszélyes és tilos! (E típus 8 ohmos impedanciával készül és 5 VA zenei teljesítménnyel terhelhető. Az 5 VA teljesítménnyel már közel fájdalomküszöböt ér el a hangszóró által a fülben keltett hangnyomás értéke. A készülékek (rádió, magnetofon stb.) illesztő impedanciája 4–15 ohm vagy ezek közti érték lehet, mert a pontos illesztésre nincs feltétlen szükség.)

# HAZI



# mindentudó

Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök

A févvezetős áramköröket a technika legkülönfélébb területén felhasználhatjuk. Most egy példa kapcsán olyan áramköröket mutatunk be, melyek otthonunkban is nagyon sok kényelmetlen feladattól szabadítanak meg bennünket. Ezekből a kényelmet, biztonságot szolgáló felhasználási lehetőségekből mutatunk be néhányat — megjegyezve, hogy velük korántsem merítettük ki a lehetőségeket.

Tegyük fel, hogy kertés családi házban lakunk és egy olyan kapcsolást akarunk készíteni, mely a következő feladatokat látja el:

I. A verandán és a kerti kapunál levő világítást a következőképpen szeretnénk működtetni:

1. A lakás bármelyik helyiségében (egymástól függetlenül) be-, ill. ki tudjuk kapcsolni a verandán levő  $L_1$  és a kapunál levő  $L_2$  lámpákat.
2. Abban az esetben, ha a kapcsolásukról elfeledkeznénk, akkor — a beállított késleltetési idő lejártá után — az automatikusan kapcsoljon ki, pl. 8 perc múlva.
3. Ha éjjel érkezünk haza, szükséges, hogy a kerti bejárati kapunál is be tudjuk kapcsolni (egymástól függetlenül) a kapunál és a verandán levő világítást.
4. A lámpákat a bekapcsolás helyétől függetlenül bárhol el lehessen oltani, tehát a kerti kapunál és a lakás bármelyik helyiségében is.
5. A kerti kapunál bekapsolt világítás — ha eloltásáról elfeledkeznénk — automatikusan kapcsoljon ki pl. 1 perc eltelté után.
6. Abban az esetben, ha otthonról való távozásunkkor bekapsoltjuk a verandán (folyosón) és a kapunál levő világítást, azok távozásunk után automatikusan kap-

csolódjanak ki. Ez esetben a lámpák automatikus kikapcsolási késleltetési ideje ne 8 perc, hanem 1 perc legyen. Teljesen felesleges 1 percnél hosszabb ideig világítani.

II. A kerti bejárati kapu nyitását szeretnénk úgy megoldani, hogy azt a lakás bármelyik belső helyiségéből egy nyomógomb megnyomásával nyitni tudjuk. Ugyanis nem kellemes dolog pl. esővel, süvöltő szelekkel tépett éjszakákon a családi ház kapujáig ballagni. Ha a kaput az áthaladó személy nem csukja be, akkor azt 1 percen belül egy csengő megszólalása vagy lámpa kigyulladására jelezze.

III. Kapcsolásunkat olyan betöréscsésző áramkörrel szeretnénk kiegészíteni, mely jelzi a kerti kapun vagy a kerítésen keresztül érkező illetéktelen vendéget. A feladatot úgy oldjuk meg, hogy a 220 V-os hálózati feszültség kimaradásakor is működjön „betörést” jelző kapcsolásunk.

IV. Kapcsolásunkat úgy tervezzük, hogy a kapun beavatott személy (családtag) riasztó jelzés nélkül is be tudjon menni. Nagyon kellemetlen lenne ugyanis, ha az éjjel érkező családtag felriasztaná az otthon alvókat. Ennek elkerülésére egy rejtett nyomógombot szerelünk a kerti kapu belső oldalára. Ezen  $G_2$  nyomógomb megnyomása után riasztó jelzés nélkül tudunk bejutni a kapun. Sajnos e nyomógomb szerepét idegen személy is felfedezheti. Ezért kapcsolásunkat úgy készítjük el, hogy a kapunál levő nyomógomb megnyomásával pl. csak 1 perc ideig tiltjuk le a riasztó csengő megszólalását. Így

riasztó jelzés nélkül bemehetünk a kapun. Azért, hogy a riasztó csengő 1 perc eltelté után se szólaljon meg, ezt a lakás belső helyiségében elhelyezett „töröl” nyomógomb megnyomásával érhetjük el.

V. A téli évszak sötét reggelein sokszor megfeledkezünk a sötétítő függönyünk elhúzásáról, pedig a lakásban, ill. verandán levő növényeinknek nagy szükségük van a világosságra. Ezért olyan fotoérzékelős függönymozgató berendezést szeretnénk készíteni, mely szerkeletkor automatikusan behúzza, kivilágosodáskor pedig széthúzza (elhúzza) sötétítő függönyünket.

VI. A hálózati feszültség kimaradásakor a világítás megszűnése váratlanul kellemetlen helyzetet teremthet. Ezt szeretnénk kiküszöbölni egy segédáramforrással ellátott szűk-sűk világítással. Segédáramforrásként akkumulátort használhatunk. A riasztó áramkörünket is a segédáramforrásról működtetjük, s így az áramkimaradás esetén is üzempes.

Az összetett feladatunkat úgy oldjuk meg, hogy lakásunkban minél kevesebb vezetékkel kelljen kiépíteni.

Ezért a kapunál egy nyomógombot ( $G_2$ ) és lakásunkban — a nekünk megfelelő helyeken felszerelt — párhuzamosan kötött nyomógombokat ( $G_1$ ) helyezünk el. Tehát a nyomógombokhoz csak 2 vezetékkel kell kiépítenünk.

Így a „két” nyomógomb „megfelelő működtetése” a következő feladatokat látja el:

I. A lakásban levő párhuzamosan kapcsolt ( $G_1$ ) nyomógombok funkciói:

- Rövid ideig tartó gombnyomás esetén, ha kint sötét van, bekapcsolja az  $L_1$  lámpát, melyet az időkapcsoló potenciométerével beállított késleltetési idő után automatikusan kikapcsol.
  - Hosszabb ideig tartó gombnyomás esetén (csak sötétben) mindkét lámpa ( $L_1$  és  $L_2$ ) kigyullad, melyek a késleltetési idő lejáta után (8 perc) elalszanak.
  - Ha a nyomógomb hosszabb ideig tartó megnyomása (sötétben  $L_1$  és  $L_2$  lámpa kigyullad) után azt újra megnyomjuk, akkor kinyílik a kerti bejárati kapu. Abban az esetben, ha a bejövő, vagy távozó „vendég” a kaput maga után nem csukta be, akkor 1 perc idő eltelte után azt csengő megszólalása vagy lámpa kigyulladás jelez.
  - A nyomógomb bármelyik — előző három — vezérlési feladatának beprogramozása után a nyomógomb újbóli megnyomásakor az áramkörök alaphelyzetükbe állnak vissza. Így a termisztoros időrelé kikapcsolása előtt is bármikor el lehet oltani a lámpákat.
  - A kerti kapun — riasztó jelzés nélkül — kulccsal csak úgy tudunk bemenni, hogy a kapunál levő  $G_2$  nyomógomb megnyomása után 1 percn belül megnyomjuk a lakásban levő valamelyik párhuzamosan kötött  $G_1$  nyomógombot.
  - Nyomógomb beragadása esetén — mivel dinamikus indítást alkalmazunk — a végrehajtó áramkörök az alaphelyzetükbe állnak vissza.
- II. A kapunál levő  $G_2$  nyomógomb funkciói az előző 1.3. pont kivételével megegyeznek. Még eltérés az, hogy a késleltetési idő csak 1 perc.

Összefoglalásul a kezelő személyeknek csak a következőket kell tudniuk (Rövid gombnyomás:  $\cdot$ , hosszú gombnyomás:  $\rightarrow$ ):

- Verandalámpa bekapcsolása:  $\cdot$  ( $G_1$  vagy  $G_2$  nyomógombokkal — csak este — működtethető)
- Veranda és kapulámpa bekapcsolása:  $\rightarrow$  ( $G_1$  vagy  $G_2$  nyomógombokkal — csak este — működtethető)
- Kapunyitás (az  $L_1$  és  $L_2$  lámpa sötétben kigyullad):  $\rightarrow$  (csak valamelyik  $G_1$  nyomógombbal működtethető)
- Othronról távozás esetén:  $G_1$  nyomógombbal kapunyitás  $\rightarrow$
- Hazajövetelkor: A kapunál levő  $G_2$  nyomógomb megnyomása (sötétben  $L_1$  és  $L_2$  lámpa kigyullad) után 1 percn belül valamelyik lakásban felszerelt  $G_1$  nyomógombot kell megnyomnunk.

A következőkben a tervezői készség fejlesztése, a fantázia szabad szárnyalása érdekében nemcsak a kidolgozott „modell” részletes leírását adjuk. Először bemutatjuk az alapkiosztásoknak olyan sorozatát, amelyekből kiválogathatók és a „dominó-elv” felhasználásával összeállíthatók a különböző összetett feladatokhoz és a mi konkrét feladatokhoz szükséges megoldások.

A fontosabb rész-feladatokat, illetőleg alapkiosztásokat a következő sorrendben tárgyaljuk:

## 1. Lépcsőházi automata termisztoros időrelével

Most egy olyan termisztorral készített áramkört mutatunk be, mellyel kb. max. 12 perc késleltetést tudunk elérni. A feladatunk megoldásánál a termisztor hőtehetetlenségéből eredő tulajdonságokat használjuk. A termisztorok — nagyságától függően — jelentős hőtehetetlensége lehet, ami azt jelenti, hogy a külső hőmérsékletváltozás, vagy a rajta átfolyó áramváltozás bekövetkezése után csak bizonyos idő elteltével veszi fel az új állapotnak megfelelő ellenállásértékét.

A termisztor kétféle üzemmódban használható:

- A rajta átfolyó kis áram, kis disszipációs veszteséget jelent, amely a termisztor nem melegíti számottevően. Ekkor a termisztor ellenállása csak a külső hőmérséklettől függ. (Ellenállás-változás külső melegítéssel.)
- Ha a termisztoron átfolyó áram, illetve veszteség értéke akkora lesz, hogy a termisztor hőmérsékletét a környezeti hőfok fölé emeli, akkor az ellenállás az átfolyó áramtól függ. (Ellenállás-változás önmelegedés miatt.)

- Lépcsőházi automata termisztoros időrelével
- Áramkörök be- és kikapcsolását késleltető kapcsolások
- Ajtók és kapuk elektronikus nyitása
- Tranzisztoros fotoelektromos kapcsolások
- Fotoérzékelős függőnmozgató automatikák
- A szükségvilágítás és az elektronika állandó telepvezettségét biztosító jó hatásfokú kapcsolóüzemű akku. töltők.

Időkapcsolónkban, melynek kapcsolása az 1.1. ábrán látható, a 2. üzemmódban működtetjük a termisztorunkat.

A kapcsolás működtetése a következő:

Tegyük fel, hogy a  $G_1$  nyomógombot rövid időre megnyomjuk. Ekkor —16 V tápfeszültség jut a  $P_1$  potenciométerből,  $R_1$  ellenállásból és  $T_{E1}$  termisztorból álló osztóra. Mivel az 1TT 0,4 termisztor  $20^\circ\text{C}$ -on mért „hidegellenállása” 400 ohm, így a  $B$  pont kiiktatott potenciométer esetén

$$U_B = -U_T \frac{R_{T_{20}^\circ\text{C}}}{R_{T_{20}^\circ\text{C}} + R_1} = -16 \frac{400}{400 + 33} = -14,8 \text{ V}$$

feszültségen van a földhöz képest. A  $T_1$  tranzisztor emitterét a  $Z_1$  Zenerdióda 8 V-os Zener-feszültségével megemeltük. Az áramkör indításakor a  $T_1$  tranzisztor a  $D_0$  diódán és  $R_2$  bázisáramkorlátozó ellenálláson keresztül

$$-U_B - (U_{Z1}) = -14,8 + 8 = -6,8 \text{ V}$$

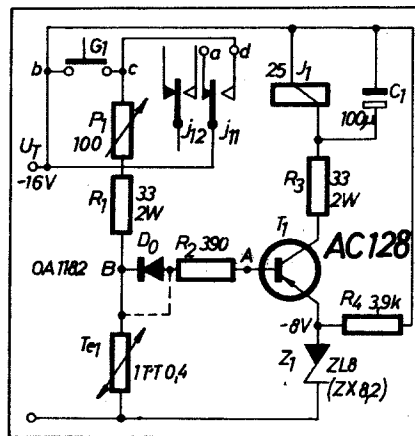
nyitófeszültséget kap.

Ezzel egyidőben a  $J_1$  jelfogó meghúzás és a  $J_{11}$  munkaérintkezőjén keresztül a nyomógomb elengedése után is tartva marad. A termisztoron átfolyó áram a termisztor melegíti. Így annak ellenállása az idő függvényében csökken. Egyidejűleg csökken a termisztoron levő feszültség, közel eléri a Zenerdióda feszültségét, a tranzisztor lezár és a  $J_1$  jelfogó elenged. Ezzel  $J_{12}$  munkaérintkezőjén keresztül megszakítja az  $L_1$  lámpa áramkörét.

A kapcsolásban kb. 70 mA meghúzóáramú, 25 ohm-os gerjesztőtekeres ellenállású jelfogót alkalmaztunk. A tranzisztor vezetése esetén, ha azt ideális kapcsolónak tételezzük fel, a jelfogó

$$U_T - U_{Z1} = 16 - 8 = 8 \text{ V}$$

feszültséget kap az  $R_3$  ellenálláson



1.1. ábra. Lépcsőházi automata termisztoros időrelével

keresztül. A jelfogón és tranzisztoron átfolyó áram:

$$I \approx \frac{U_T - U_{Z1}}{R_{j1} + R_3} = \frac{8}{25 + 33} = 138 \text{ mA}$$

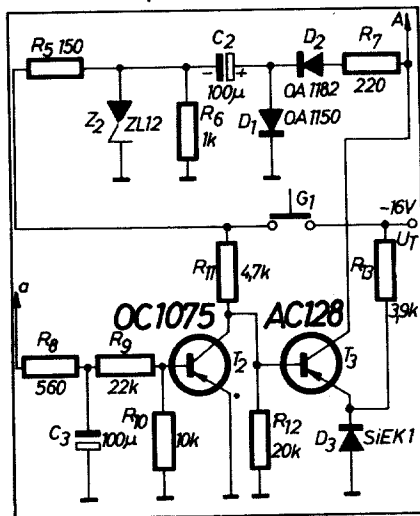
A jelfogó elengedésekor a tranzisztor a jelfogó tekercsén keletkező nagy önindukciós feszültséglökés hatására átúthet, tönkremehet. Ezt az önindukció keltett feszültséget zárja zárja rövide a  $C_1$  kondenzátor.

Az elérhető késleltetés a  $P_1$  potenciométer állásától függően — ha a termisztor hőszigetelő anyaggal (pl. vatta) vesszük körül, 2—12 perc között állítható be. A működésbe lépés után a termisztornak az újabb működtetés előtt le kell hűlnie. Ha ez nem történt meg, akkor a következő késleltetési idő az előzőnél rövidebb lesz. A kapcsolásban 1TT 0,4; 1TT 0,5; 1TT 0,6 típusú termisztorokat használhatunk. A termisztor típusjelzésében az utolsó számjegy mindig a termisztor szobahőmérsékletén (+20°C) mért ellenállását adja meg kohm-ban. Például az 1TT 0,4 ellenállása 0,4 kohm. Ez az ellenállásérték +80°C-nál 50 ohm-ra csökken.

Kisebb hőtehetetlenségű pl. 2TT 0,4 termisztor használata esetén rövidebb késleltetési időt kapunk. A késleltetési időt a potenciométer változtatásán kívül — a termisztor kivételére megfelelő nagyságú „cinpacni” ráakasztásával is beállíthatjuk, melyet ezután hőszigetelő anyaggal veszünk körül. A beállítható késleltetés kb. 0,5—7 perc között lehet.

A „komplett” kapcsolásban — lásd később — két termisztor alkalmazunk, melyet felváltva működtetünk. Így megoldhatjuk a bevezetőben feltett két különböző időkéleltetést (1 perc, 8 perc) és míg az egyik termisztor üzemel, addig a másik hűlni tud.

Az 1.1 ábrán látható kapcsolásnál a  $G_1$  nyomógomb beragadása esetén a termisztor állandóan feszültséget kap és a termikus pozitív visszacsatolás folytán túlmelegedhet, mely annak tönkremenetelét okozhatja. Ezért olyan „indító” áramkört alkalmazunk, mely csak rövid ideig ad negatív nyitófeszültséget a  $T_1$  tranzisztor bázisára. A kapcsolás 1.2 ábra felső részén látható. Működése a következő: A  $G_1$  nyomógomb most az indító áramkör bemenetére adja a —16 V feszültséget. E feszültség a zavarszint csökkentő  $R_5$ ,  $Z_2$  komplexum (csak nagyobb távolság esetén szükséges) Zener-diódáján —12 V feszültséget hoz létre, mely mint nyitófeszültség kerül a bekapcsolás pillanatában a  $T_1$  tranzisztor bázisára, a  $C_2$  kondenzátor,  $D_1$  dióda és  $R_7$  bázisáram korlátozó ellenálláson keresztül. A  $C_2$  kondenzátor feltöltődése után a  $T_1$  tranzisztor nyitó bázisárama megszűnik. Ezzel egyidejűleg a  $J_1$  jelfogó meghúzás és tartóáramköre révén, meghúzás marad



1. 2. ábra. Lépcsőházi automata „indító és törő” áramkörei

mindaddig, míg az önmelegedés folytán a termisztoron levő feszültség a Zener-feszültséget meg nem közelíti. Ekkor a  $J_1$  jelfogó elenged és a  $G_1$  nyomógomb állapotától függetlenül a termisztoros osztóról lekapcsolja a feszültséget, és ezzel egyidejűleg  $J_{12}$  munkaérintkezőjén keresztül megszakítja az  $L_1$  lámpa áramkörét.

Ahhoz, hogy az indító áramkört újból működtetni tudjuk, előzőleg a  $C_2$  kondenzátort ki kell sütnünk. Erre hivatott az  $R_6$  ellenállás és  $D_1$  dióda. Amikor  $G_1$  nyomógombot elengedjük,  $R_6$  ellenálláson a —12 V feszültség megszűnik,  $D_1$  dióda vezetővé válik, és a feltöltött kondenzátort az  $R_6$  ellenálláson kisüti.

A bevezetőben feladatként tűztük ki, hogy ugyanezen  $G_1$  nyomógomb megnyomásával a termisztoros időrelé kikapcsolása előtt is bármikor

el lehessen oltani a lámpákat. Az ehhez szükséges 1.2 ábra alsó részében látható „törő áramkör” a következőképpen működik:

A  $J_1$  jelfogó  $j_{11}$  nyugalmi érintkezőjén (a pont) és a bázis-komplexumon keresztül a  $T_2$  tranzisztor bázisa nyitófeszültséget kap, de kollektora csak a  $G_1$  nyomógomb megnyomásakor kap tápfeszültséget. Ebben az esetben a  $T_3$  tranzisztor le van zárva, mivel emittérét kb. —0,6 V-tal megemeltük, és bázisát  $R_{12}$  ellenálláson keresztül a földre kötöttük. A  $G_1$  nyomógomb megnyomásakor a  $T_2$  tranzisztor az  $R_{11}$  kollektor-ellenálláson keresztül tápfeszültséget kap. Ezzel egyidejűleg a  $J_1$  jelfogó meghúzás és  $j_{11}$  nyugalmi érintkezője nyit. Így  $T_2$  tranzisztor bázisára csak addig jut nyitófeszültség, míg a  $C_3$  kondenzátor ki nem süti. Ennek kisülési időállandóját úgy határoztuk meg, hogy a  $G_1$  nyomógomb bármelyik vezérlési feladatának beprogramozása után a nyomógomb újból megnyomásakor az áramkör az alaphelyzetébe álljon vissza. Ugyanis, mikor  $C_3$  kondenzátor kisül, a  $T_2$  tranzisztor lezár. Ekkor a  $G_1$  nyomógomb megnyomásakor az  $R_{11}$  ellenálláson keresztül nyitófeszültség kerül a  $T_3$  tranzisztor bázisára. A  $T_3$  tranzisztor kinyit (vezet), mely a termisztorról kapja tápfeszültségét az  $R_2$  ( $T_1$  tranzisztor szempontjából bázisáram korlátozó) „kollektor-ellenálláson” keresztül. Így a  $T_1$  tranzisztor lezárásba viszi.  $J_1$  jelfogó elenged, tartóáramköre megszakad és egyúttal  $j_{12}$  munkaérintkezőjén keresztül a lámpa áramkörét is bontja. Egyidejűleg a  $C_3$  kondenzátor az  $R_8$  ellenálláson keresztül újból feltöltődik.

A  $D_0$  és  $D_2$  dióda „vagy” kapcsolatként szerepel, az áramkörök egymásra-hatását elválasztja egymástól.

## 2. Áramkörök be- és kikapcsolását késleltető jelfogós kapcsolások

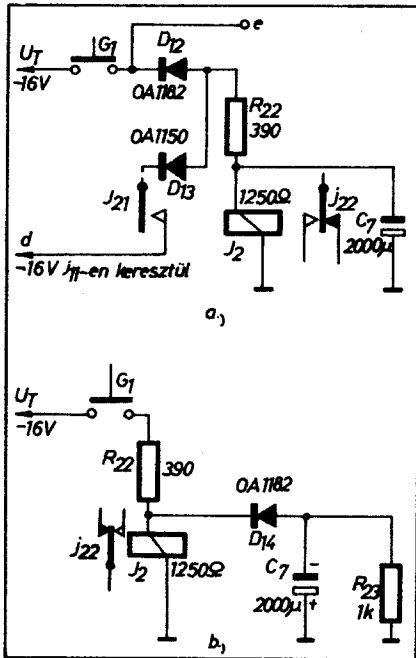
A fentiekből láthatjuk, hogy  $G_1$  nyomógomb rövid ideig történő megnyomásakor  $J_1$  jelfogó meghúzás és  $J_{12}$  munkaérintkezőjén keresztül bekapcsolja (1.1 ábrán nincs ábrázolva) a verandán levő  $L_1$  lámpa áramkörét. Ha  $G_1$  nyomógombot hosszabb ideig tartjuk megnyomva, akkor a 2.1a ábrán láthatóan a —16 V-os tápfeszültség a  $D_{12}$  diódán és  $R_{22}$  ellenálláson keresztül a jelfogóra és a vele párhuzamosan kötött  $C_7$  kondenzátorra kerül. A kapcsolásban levő  $J_2$  jelfogó akkor húz meg, amikor a kondenzátoron az idő függvényében exponenciálisan növekvő feszültség eléri a jelfogó meghúzásához szükséges minimális feszültséget. A  $J_2$  jelfogó meghúzásakor annak  $j_{21}$  munkaérintkezőjén,  $D_{13}$  diódán és  $R_{22}$  ellenálláson keresztül tartó áramkört képez. Az időkapcsoló áramkör  $J_1$  jelfogójának el-

engedésekor megszűnik a „d” ponton a —16 V feszültség és így a  $J_2$  jelfogó  $C_7$  kondenzátor kisülése után elenged. A kisülési időállandó  $\tau = R_{22} \cdot C_7 = 1250 \cdot 2000 \cdot 10^{-6} = 2,5 \text{ sec}$

A  $J_2$  jelfogó  $j_{22}$  munkaérintkezőjén keresztül működtetjük a kapunál levő  $L_2$  lámpát.

Összefoglalásul láthatjuk, hogy a  $G_1$  nyomógomb rövid megnyomásakor csak az  $L_1$  lámpa, hosszabb megnyomásakor az  $L_2$  lámpa is kigyullad. Ha az időkapcsoló áramkör időzítése lejárt vagy a nyomógomb megnyomásával a törőáramkörrel törünk, akkor a  $J_1$  és  $J_2$  jelfogó elenged. Tehát mindkét lámpa ( $L_1$  és  $L_2$ ) elalszik.

A jelfogó meghúzásának késleltetését a 2.1b ábrán láthatóan is megoldhatjuk. A  $G_1$  nyomógombon,  $R_{22}$  töltőellenálláson és  $D_{14}$  diódán

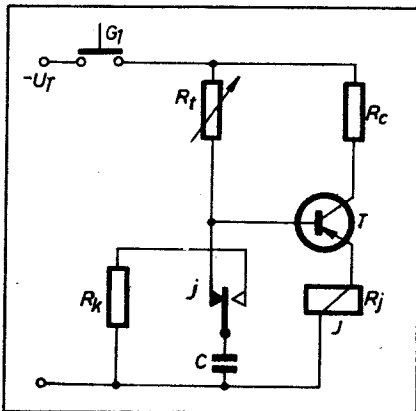


2. 1. ábra. Jelfogók működési idejének késleltetése.  
a) a meghúzás és az elengedés is késleltetett, b) csak a meghúzás késleltetett

resztül töltjük a kondenzátort. A  $J_2$  jelfogó meghúz, ha a kondenzátoron levő feszültség a jelfogó meghúzási szintjét eléri. E kapcsolat előnye, hogy csak a jelfogó meghúzását késlelteti. Ezt a  $D_{12}$  dióda beiktatásával oldjuk meg. Így a kondenzátor csak az  $R_{22}$  ellenálláson keresztül tud kisülni  $\tau = R_{22} \cdot C_7$  időállanóval.

Láthatjuk, hogy ebben a kapcsolatban a jelfogó késleltetve húz meg. Gerjesztő árama megszűnésekor pedig üzembiztosan határozott „kattogással” azonnal elenged.

A jelfogó meghúzásának késleltetését a 2.2 ábrán látható módon is megoldhatjuk. A  $G_1$  nyomógombon,  $R_t$  töltőellenálláson és a jelfogó bontó érintkezőjén keresztül töltjük a  $C$  kondenzátort. A kondenzátoron



2. 2. ábra. Jelfogó meghúzási idejének késleltetése

exponenciálisan növekvő feszültség a  $T$  tranzisztorból álló nagy bemenő impedanciájú emitterkövető bázisára jut. A jelfogó akkor húz meg, amikor a meghúzásához szükséges minimális feszültség értékét eléri. A meghúzást késleltető időállanó értéke:

$$\tau_m = (R_t \times \beta R_j) \cdot C, \text{ ahol}$$

$$R_t \times \beta R_j = \frac{R_t \cdot \beta R_j}{R_t + \beta R_j}$$

A kondenzátort a jelfogó meghúzásakor annak munkaérintkezőjén és  $R_k$  ellenálláson keresztül kisütjük.

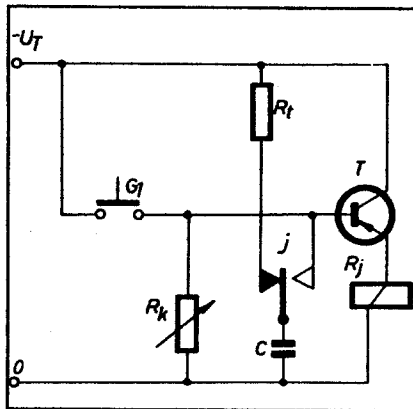
A kapcsolatban a jelfogó üzemi feszültsége 2/3-a legyen a tápfeszültség értékének. A töltő ellenállás

maximális értéke  $R_{t \max} = \beta \frac{R_j}{2}$  és a

kollektor ellenállás  $R_c = \frac{R_j}{2}$  legyen.

A jelfogó meghúzó feszültsége kb. 30%-kal legyen alatta az üzemi feszültségének.

A 2.3 ábrán jelfogó elengedésének késleltetésére mutatunk be egy áramkört. Az  $R_t$  töltő ellenálláson és a



2. 3. ábra. Jelfogó elengedési idejének késleltetése

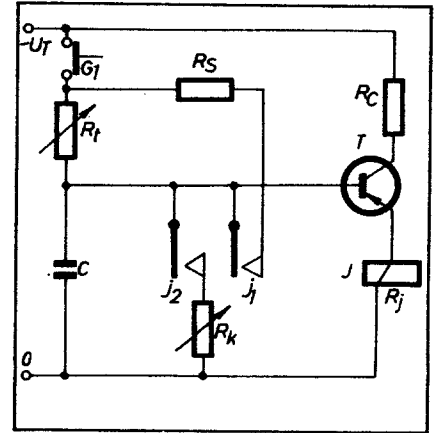
jelfogó nyugalmi ( $j$ ) érintkezőjén keresztül a  $C$  kondenzátor közel a tápfeszültségre van feltöltve. Amikor a  $G_1$  nyomógombot megnyomjuk, a jelfogó meghúz. A nyomógomb elengedésekor a jelfogó elengedését késleltető időállanó értéke:

$$\tau_e = (R_k \times \beta R_j) \cdot C, \text{ ahol}$$

$$R_k \times \beta R_j = \frac{R_k \cdot \beta R_j}{R_k + \beta R_j}$$

### 3. Ajtók és kapuk elektronikus nyitása

A gyakorlatban elterjedtek az olyan ajtók és kapuk, melyeket villamos ajtózárral működtetnek. A villamos ajtózárnak számos előnye van a mechanikus zárral szemben. Legnagyobb előnye a kényelem és a biztonság. A villamos zárat nagyobb távolságról is gombnyomással lehet ki-



2. 4. ábra. Jelfogó meghúzási és elengedési idejének késleltetése

A 2.2 és 2.3 ábra kapcsolásának egyesítéséből egymástól független elengedési és meghúzási késleltetést tudunk beállítani a  $J$  jelfogónál, mely a 2.4 ábrán látható. A  $G_1$  nyomógombot megnyomva, a  $C$  kondenzátor az  $R_t$  ellenálláson keresztül töltődik. A meghúzási késleltetés az  $R_t$  állításával szabályozható. A jelfogó meghúzásával egyidejűleg a  $j_1$  és  $j_2$  munkaérintkezőkön keresztül az  $R_k$  potencióméter és  $R_c$  ellenállás a tranzisztor bázisára kapcsolódik.  $R_k$  az elengedési késleltetést határozza meg. Abban az esetben, ha  $R_k$  jelentősen kisebb értékre van beállítva, mint  $R_c$ , akkor a kis értékre választott  $R_c$  ellenállás gondoskodik arról, hogy a jelfogó meghúzásának pillanatában a bázisfeszültség ne csökkenjen a „tartó” érték alá. Az  $R_c$  ellenálláson keresztül a  $C$  kondenzátor mindig közel a tápfeszültségre töltődik fel, így a jelfogó elengedési késleltetése független az  $R_c$  ellenállás értékétől.

Befejezésül megadjuk a két időállanót:

1. A meghúzást késleltető időállanó

$$\tau_m = (R_t \times \beta R_j) \cdot C$$

2. Az elengedést késleltető időállanó

$$\tau_e = (R_k \times \beta R_j) \cdot C$$

A 2.2, 2.3 és 2.4 ábrákon csak az áramkörök megfelelő működéséhez szükséges segéd-érintkezőket rajzoltuk fel. A fel nem rajzolt érintkezőkkel végezzük el a szükséges késleltetett kapcsolási feladatokat.

mellett, konyhában stb. helyezhetjük el.

A kereskedelemben két típusú villamos ajtózárat kaphatunk:

Az egyik típusnál a villamos zár — mint a mechanikus zár — az ajtószárnyban foglal helyet. A másik típusnál a villamos zár a mechanikus zárral szemben, tehát nem az ajtószárnyban, hanem az ajtófélfában a „zárhüvely” helyére van beépítve a 3.1 ábrán láthatóan. Ez utóbbi típust reteszelő rendszerű villamos zárnak nevezzük.

Az első típus működése a következő: A megoldástól függően egy húzó- vagy nyomó rugó a zárnyelvet a zárhüvelyben tartja. Ha megnyomjuk valamelyik nyomógombot, vagyis feszültséget adunk a tekercsre, a tekercsben áram folyik, mely az elektromágnezt gerjeszti. A mágnes a rugó ellenében nyitja a zárat. Mikor az áramkör megszakad, megszűnik az elektromágnes vonzó hatása és a rugó a zárnyelvet visszahúzza eredeti helyzetébe. E típusú villamos zárok kevésbé használatosak, mivel a zárnyelv mozgathatóságához (a rugó ellenében) elég nagy teljesítmény szükséges.

Mindjobban elterjednek a reteszelő rendszerű villamos zárok, melyek a következőképpen működnek:

Az ajtóban levő mechanikus zár — kilincs lenyomására működő — felső zárnyelvével szemben (az ajtófélfában) helyezkedik el e típusú villamos ajtózárral gerjesztőáram esetén elfordítható „zárhüvely”. Ha a nyomógomb megnyomásával feszültséget adunk a zár gerjesztőtekercsére, akkor a zárhüvely elfordulást gátló retesze kiold és a befelé nyíló ajtószárny benyomásával a mechanikus zár felső zárnyelve elfordítja a villamos zár zárhüvelyét. Ebben a megoldásban az ajtón bejövő személynek akkor kell megnyomnia az ajtószárnyat — melynek külső (utcai) oldaláról a kilincs le van szerelve — amikor a villamos zárat működtető nyomógombot megnyomva tartjuk. Ezt a villamos ajtózárat elektromágnesének bűgő hangja jelzi, mivel e típusú zárat váltakozó árammal táplálják. A működtető feszültség általában 6—12 V és 12—24 V, típusától függően. A reteszelő rendszerű villamos zárok kisebb teljesítménnyel üzemeltethetők (3—10 W), mert csak az elfordítható zárnyelv reteszt kell az elektromágnesnek kioldania. A váltakozó áramú táplálást azért is részesítik előnyben, hogy az egyenáramú táplálás esetleges remanens mágnességéből eredő „beragadást” elkerüljék. A fenti megoldásban, ha az ajtó külső (utcai) oldaláról a kilincset leszereljük és a helyébe „gombot” teszünk (vagy ha nem szereljük le, csak a kilincs felső zárnyelvet működtető hatását a zár átalakításával megszüntetjük), akkor a beavatott személy, ha nincs otthon senki, az ajtón csak kulccsal tud bemenni (mely a felső zárnyelvet nyitja.) Idegent az otthon levő személy valamelyik pár-



3. 1. ábra. Felszerelt „reteszelő rendszerű” villamos zár

huzamosan kötött kapunyitó nyomógomb megnyomásával engedi be. Ennél a megoldásnál, ha a nyomógombot megnyomjuk, de közben a befelé nyíló ajtószárnyat nem „nyomják be”, az ajtó zárva marad.

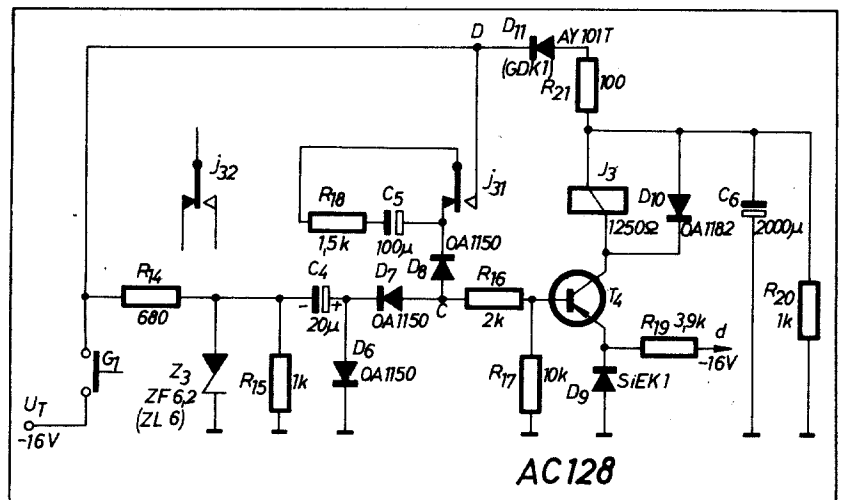
A feladatot a 3.1 ábrán láthatóan úgy is megoldhatjuk, hogy a nyomógomb megnyomásakor az ajtószárny egy rugó ellenében kilöködjön. Vagyis az ajtószárny zárfeleoldási utáni kinyílását (kitérülését), beépített húzó vagy nyomó rugókkal kell biztosítani. A zárás ennél az igénytelen konstrukciónál itt is az ajtószárny egyszerű „behúzásával” (becsapásával) eszközölhető.

Mindkét megoldásnál célszerű — a későbbiekben láthatóan egy visszajelző áramkört alkalmazni, amely

jelzi az ajtó esetleges nyitvafejlesztését vagy illetéktelen személy behatolását.

Egyszerű és biztos elektronikus ajtózárat készíthetünk Wheatstone-híd alkalmazásával. Az ehhez szolgáló „kulcs” egy bedugható ellenállás, mely a hidat kiegyenlíti. Az ajtó nyitásakor, ha a kulcsként szereplő ellenállást a helyére dugjuk, a híd kiegyenlítődik, miáltal elenged a hidatlóba beépített jelfogó, melynek érintkezőjével a zárat vezéreljük. Azért, hogy illetéktelenek a zárat egy változtatható ellenállással ki ne nyithassák, késleltető kondenzátort kell alkalmaznunk, mely biztosítja, hogy a zár csak egy bizonyos meghatározott idő után nyíljon ki.

Mivel a bevezetőben feltett fel-



3. 2. ábra. Villamos ajtózárat működtető áramkör

adatban a  $G_1$  nyomógombunknak a kapunyitáson kívül több funkciója van, megállapodtunk abban, hogy a nyomógombot kapunyitás esetén kétszer kell megnyomnunk. Most a 3.2 ábrán egy olyan áramkört láthatunk, amely e kívánalmat kielégíti. Az áramkör működése a következő: Ha a  $G_1$  nyomógombot megnyomjuk, akkor a  $-16$  V feszültség a zavar szint-csökkentő  $R_{14}$ ,  $Z_3$  komplexum (csak nagyobb távolság esetén szükséges) a Zener-diódáján  $-6$  V feszültség jelenik meg. A  $-6$  V feszültségről a  $C_4$  kondenzátor a  $D_7$  diódán,  $R_{16}$  bázisáram korlátozó és  $R_{17} \times R_{b6}$  ellenálláson keresztül feltöltődik. A tranzisztor bázisa csak addig kap a kondenzátoron keresztül nyitófeszültséget, míg a kondenzátor fel nem töltődik  $-6$  V feszültségre. Ezzel egyidőben  $D_{11}$  diódán és  $R_{21}$  ellenálláson keresztül töltjük a  $C_6$  kondenzátort. Ennek töltési időállandója sokkal nagyobb értékre van választva, mint a bázisban levő komplexum töltési időállandója. A nyomógomb megnyomása után kb.  $\tau_1 \cong R_{16} \cdot C_4 = 40$  msec ideig kap a  $T_4$  tranzisztor bázisa nyitófeszültséget, de a  $J_3$  jelfogó nem tud meghúzni, mert a  $C_6$  kondenzátoron növekvő feszültség ilyen rövid idő alatt nem érte el a jelfogó meghúzásához szükséges feszültség értékét, mivel ennek időállandója kb.  $\tau_2 = R_{21} \cdot C_6 = 200$  msec. A  $J_3$  jelfogó 200 msec idő után már megkapja a meghúzásához szükséges feszültséget, de a  $T_4$  tranzisztor 40 msec idő után már nem kap nyitófeszültséget, mert a  $C_4$  kondenzátor feltöltődött. Ekkor lezárt állapotba kerül a  $T_4$  tranzisztor, mivel emittertér a  $D_9$  szilícium-dióda kb.  $-0,6$  V feszültségével megemeltük, és bázisát  $R_{17}$  ellenálláson keresztül földre kötöttük. Az  $R_{16}$  ellenállás a dióda munkaellenállásaként szerepel.

Abban a pillanatban mikor a  $G_1$  nyomógombot elengedjük, a  $C_4$  kondenzátor az  $R_{15}$  ellenálláson és  $D_6$  diódán  $\tau_{11} = R_{15} \cdot C_4 = 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-8} = 20$  msec idő alatt kisül. A  $C_6$  kondenzátor kisülési időállandóját nagy értékre választottuk.  $\tau_{12} = R_{20} \cdot C_6 = 10^3 \cdot 2000 \cdot 10^{-4} = 2$  sec. Ha a  $G_1$  nyomógomb megnyomását az elengedés után újból megismételjük, akkor már  $C_6$  kondenzátoron a jelfogó meghúzásához szükséges feszültség megvan és mivel a  $C_4$  kondenzátor a nyomógomb két megnyomása közti szünetben kisült (20 msec), így újból kb. 40 msec ideig ad nyitófeszültséget a tranzisztor bázisára. Tehát így a jelfogó meghúzó, melynek  $J_{33}$  munkaérintőjén (7.1 ábrán látható) keresztül működtető feszültséget ad a villamos ajtózárnak.

Tételezzük fel, hogy a  $G_1$  nyomógombot a második megnyomás után nem engedjük el, vagy például beragad. Ebben az esetben a  $C_6$  kondenzátoron a  $J_3$  jelfogó meghúzásához szükséges feszültség megvan, de mivel 40 msec után a  $C_4$  kondenzátor feltöltődik, a tranzisztor lezár,

tehát a jelfogó elenged. Látható, hogy ha  $G_1$  nyomógomb beragad, akkor sem kap állandóan feszültséget a villamos ajtózár.

Ha azt akarjuk, hogy jelfogónk hosszabb ideig maradjon meghúzva, akkor meghúzásakor  $J_{31}$  munkaérintőjén,  $R_{18}$  ellenálláson,  $C_5$  kondenzátoron,  $D_8$  diódán és  $R_{16}$  ellenálláson keresztül nyitófeszültséget adunk a  $T_4$  tranzisztor bázisára kb.  $\tau_k = (R_{18} + R_{16}) \cdot C_5$  ideig. Így ezzel a jelfogó tartási idejét növelni tudjuk. A jelfogó elengedése után a  $C_5$  kondenzátor az  $R_{18}$  ellenálláson és  $J_{31}$  nyugalmi érintkezőn keresztül kisül.

$J_3$  jelfogóként kb. 10 V-nál meghúzó 1250 ohm-os jelfogót alkalmaztunk, melynek minimálisan egy váltó- és egy munkaérintkezőjének kell lennie. A  $J_3$  jelfogón és  $T_4$  tranzisztoron átfolyó legnagyobb áram:

$$I_{\max} = \frac{U_T - U_{D9} - U_{CE}(\text{sat})}{R_{j3} + R_{21}}$$

$$\frac{16 - 0,6 - 0,2}{1250 + 100} = 11,3 \text{ mA.}$$

A kapcsolásban a tranzisztor lényegében kapcsoló üzemmódban dolgozik. Mi AC 128 típusú hazai tranzisztor alkalmaztunk, de a fentiekből látható, hogy sokkal kisebb  $I_{C\max}$  kollektoráramú tranzisztor alkalmazhatunk. Természetesen vigyáznunk kell, hogy a katalógus adatlapi  $I_{B\max}$  maximális meghajtó bázisára-

mot ne lépjük túl, melyet  $R_{16}$  ellenállással korlátozunk. Az  $I_{B\max} = \frac{U_{23}}{R_{16}} = \frac{6}{2 \cdot 10^{-3}} = -3 \text{ mA.}$

(Az  $R_{16}$  ellenállás megváltoztatása esetén a báziskör töltési időállandója is változik!)

A jelfogó elengedésekor  $U_L = -L \frac{di}{dt}$  induktív feszültségimpuldt

zus keletkezik. Így a tranzisztorra zárófeszültségként a tápfeszültség és az induktív feszültséglökés összege jut. Ez a feszültséglökés tönkretelheti a tranzisztor. Ezért a jelfogó tekercsével párhuzamosan kapcsoljuk a  $D_{10}$  diódát, mely a jelfogó elengedésekor keletkező ellentétes induktív feszültség hatására vezetővé válik és így az indukált energia a diódában és magában a jelfogóban emészthető fel. (Ez kissé megnöveli a jelfogó elengedési idejét.)

Megoldhatjuk úgy is a problémát, hogy a jelfogó gerjesztőtekercsével párhuzamosan kapcsolunk egy aránylag nagy kapacitást és ezzel fogjuk fel az induktív feszültséglökést. Ennek a megoldásnak megvan az a hátránya, hogy a kondenzátor késleltetni fogja a jelfogó meghúzását. Ezért a kapcsolásban a diódás megoldást részesítjük előnyben.

A  $D_7$ ,  $D_8$  és  $D_{11}$  diódák „vagy” kapcsolatként szerepelnek, az egyes áramköröket elválasztják egymástól.

## 4. Tranzisztoros fotoelektromos kapcsolások

Az egyik legszélesebb lehetőségeket kínáló alkalmazási terület a fényjelzéseké. A tranzisztoros fényérzékelő kapcsolásokat a felhasználás módjától függően két főcsoportra oszthatjuk:

1. fénymérő
2. fotokapcsoló áramkörök.

A fénymérő áramkörök főleg a fényképészetben használatosak. A fotokapcsolók a fényintenzitás megváltozására kapcsolnak az egyik állapotból a másikba. Az utóbbiak felhasználási lehetősége szinte korlátlan. Pl.:

1. Biztonsági berendezéseket készíthetünk velük.

— TV-készülékeknél megoldhatjuk, hogy az adás befejezésekor (ha közben elaludtunk volna) automatikusan kikapcsolja a készüléket.

— Fénysorompót készíthetünk vele. Ily módon felhasználható betörés vagy kerítésen keresztül érkező „vendég” jelzésére, ha a kerítés fölött vagy belső oldalán irányított (láthatatlan) fénysugarat vezetünk végig. Amint a lámpa és a fényérzékelő elem között valaki megszakítja a fény-

sugár útját, a berendezés riasztó jelzést ad le. Ugyanezen az elven megoldhatjuk pl. egy vízcsap automatikus nyitását, illetőleg zárását.

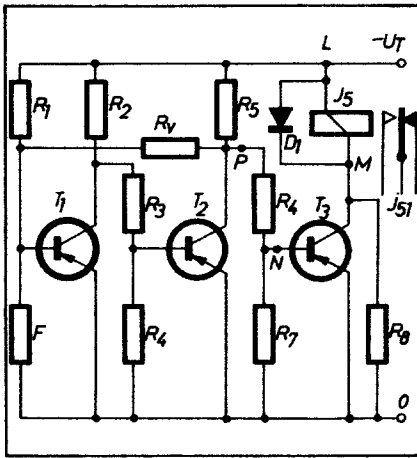
— Megoldható a gázömlések elkerülése, ha a gázláng elalvása esetén egy biztonsági szelepet működtetünk.

2. Szűrőlektor automatikusan bekapcsolhatjuk a szükséges világítást, pl. kirakat világítást, gépkocsik parkolásjelző izzólámpáját. A mi összetett feladatunkban a  $G_1$  nyomógomb megnyomása és a „sötétség” „ÉS” logikai kapcsolatban vannak. Ez azt jelenti, hogy a  $G_1$  nyomógomb megnyomásakor csak sötétben gyulladnak ki a lámpák. Így a szűrőlektor kapcsoló nappal a  $G_1$  nyomógomb világítás-bekapcsoló funkcióját megszünteti.

— Sötétedéskor, ill. kivilágosodáskor a fénykapcsolóval automatikusan vezérelhetjük a függőnyomozgató automatikát úgy, hogy a sötétítő függöny este behúzza, nappal széthúzza legyen.

3. Távvezérlésre is használhatjuk a fotokapcsolókat. Pl. rá-





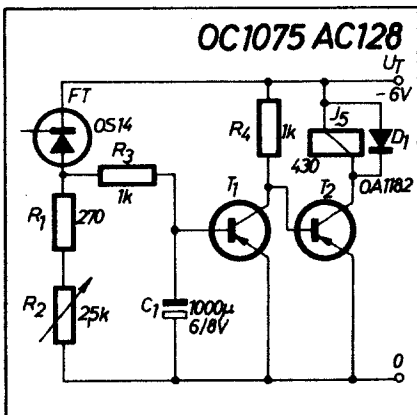
4. 1. ábra. Sötétedéskor meghúzó tranzistoros fotoelektromos relé

diót, televíziót és egyéb berendezéseket kapcsolhatunk be, illetve ki, ha a készüléken levő fényérzékelőt megvilágítjuk.

A 4.1 ábrán egy jelfogós szűrő-letkapcsoló áramkört láthatunk. Amíg a fotoérzékelő kielégítően meg van világítva, a  $T_1$  tranzisztor bázisa pozitív feszültséget kap, és az lezár. Így  $T_2$  vezet és  $T_3$  le van zárva, tehát a  $J_5$  jelfogó elengedett állapotban van. A fotoérzékelő megvilágításának csökkenése esetén  $T_1$  vezetni kezd,  $T_2$  lezár. Az állapotváltást meggyorsítja a pozitív visszacsatolás a  $T_2$  tranzisztor kollektoráról az  $R_V$  ellenálláson keresztül a  $T_1$  tranzisztor bázisára.  $T_2$  lezárása révén  $T_3$  vezet és a kollektor körében levő  $J_5$  jelfogó meghúz. Ha a megvilágítás egy meghatározott értéket meghalad, a  $J_5$  jelfogó ismét elenged.

A jelfogó érintkezőivel vezérelhetjük a — későbbiekben tárgyalt — „függőnmozgató automatikát” és a „világítás kapcsolást”.

Ha a  $T_3$  tranzisztor kollektor körében levő jelfogó helyébe izzó-



4. 2. ábra. Fototranzisztorral működtetett sötétedéskor meghúzó fotoelektromos relé

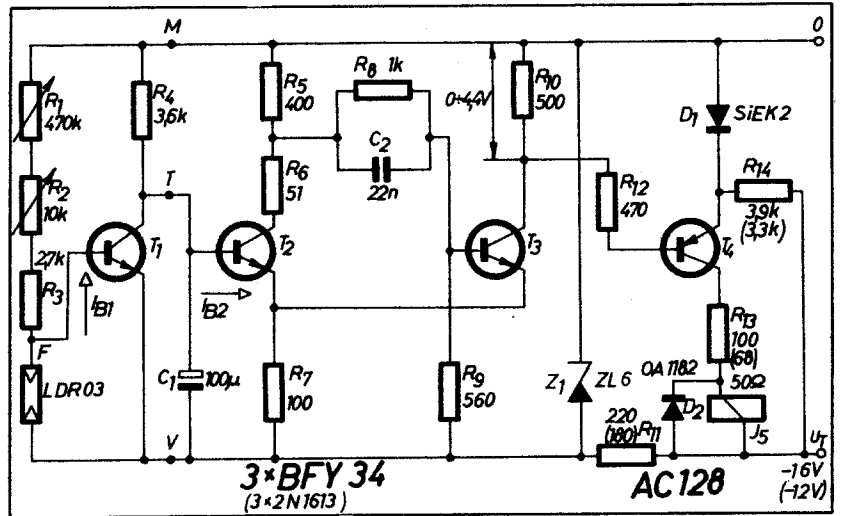
lámpát teszünk, pl. egy gépkocsi parkolásjelző lámpáit, akkor ezek a környezeti megvilágítás lecsökkenése esetén bekapcsolódnak. Izzólámpa vezérlése esetén kapcsolásunk kiegészítésre szorul. Mivel az izzó hideg ellenállása a meleg ellenállásnak csak egy része, a bekapcsolási folyamat alatt a  $T_3$  tranzisztor túl lenne terhelve a viszonylag nagy kollektorárammal. Ezért az  $R_8$  ellenálláson keresztül állandóan folyatunk egy kis áramot, ami „előmelegíti” a lámpát. 6 V 0,5 A-es izzón kb. 70 mA előfeszítő áramot elég átfolyatni, mely minimális fogyasztást jelent.

A kapcsolásban levő jelfogó vagy lámpa kb. 20–30 lux megvilágításnál lép működésbe. A kikapcsolás kb. 50%-kal nagyobb megvilágításnál történik.

1. TRT 4-925115-555 miniatűr jelfogó 20 ohm-os gerjesztőtekeresű, mely kb. 155 mA-nál húz meg. Működtető feszültség: 3,1–7,35 V. Két záró és két bontó érintkezővel rendelkezik.

2. TRT 4-925136-161 miniatűr jelfogó 65 ohm-os gerjesztőtekeresű és kb. 74 mA-nál húz meg. Működtető feszültség: 5,5–13,2 V. Két váltó érintkezője van.

A 4.2 ábrán OS 14 fototranzisztorral működő kapcsolást mutatunk be. A fototranzisztor munkaellenállásáról ( $R_1 + R_2$ ) az  $R_3$  bázisáram korlátozó ellenálláson keresztül vezéreljük a  $T_1$  tranziszort. Amikor a fototranzisztorra elegendő fény jut, a  $T_1$  tranzisztor kinyit és  $T_2$  lezár. Így a kollektorkörében levő jelfogó elenged. Jelfogóként kb.



4. 3. ábra. Schmitt-kapcsolású tranzistoros fotoelektromos relé

A kapcsolás anyag- és alkatrészjegyzékét 6 és 12 V tápfeszültség esetén a következőkben láthatjuk:

$U_T$	= -6 V	$U_T$	= -12 V
F	TP 61 (1PP 75)	TP 61 (1PP 75)	
$T_1$	AC 125	AC 125	
$T_2$	AC 125	AC 125	
$T_3$	AC 128	AC 128	
$R_1$	250 k	470 k	
$R_2$	3,9 k	10 k	
$R_3$	2,2 k	2,2 k	
$R_4$	2,2 k	2,2 k	
$R_5$	150	300	
$R_6$	100	100	
$R_7$	100	100	
$R_V$	82 k	200 k	
$R_8$	100	200	
L	6 V 0,5 A	12 V 0,25 A	*
$D_1$	—	—	
$R_9$	—	—	**
$D_1$	OA 1182	OA 1182	**

\* = Izzó a  $T_3$  kollektorkörében  
\*\* = Jelfogó a  $T_3$  kollektorkörében

Jelfogóként pl. a következő TRT miniatűr típusokat alkalmazhatjuk:

3–4 V-nál meghúzó, max. 0,6 A áramfelvételi típusokon belül a nekünk legmegfelelőbbet alkalmazhatjuk. A jelfogóval párhuzamosan kötött dióda a  $T_2$  tranziszort védi az induktív feszültséglökésektől. A  $T_1$  tranzisztor bázisában levő 1000  $\mu$ F-os kondenzátor a jelfogó elengedését késlelteti. Így rövid idejű fényimpulzusokra a jelfogó nem enged el.

A 4.3 ábrán egy fényre nagyon érzékeny hőfokstabil és gyors működésű Schmitt-triggeres kapcsolást láthatunk. Fotoérzékelőként kadmiumsulfid alapanyagú fényellenállást használunk. Sötétben ugyanis ennek az ellenállása igen nagy és már gyenge világosságra is ez az ellenállás erősen lecsökken. Az LDR 03 típus sötét ellenállása >10 Mohm és 100 lux megvilágítás esetén az ellenállása már csak 1 kohm. A rajta disszipálható max. teljesítmény

$P_{d \max} = 200 \text{ mW } 40^\circ\text{C-ig}$   
 $P_{d \max} = 100 \text{ mW } 50^\circ\text{C felett.}$   
A  $T_1$ ,  $T_2$  és  $T_3$  tranzisztorokat



ZL 6 Zener diódával stabilizált feszültségről tápláljuk. A kapcsolás érzékenységét  $R_1$  és  $R_2$  potencióméterekkel durván, ill. finoman állíthatjuk. A  $T_1$  tranzistorból álló erősítőfokozat egy Schmitt-triggerrel vezérel. Ennek érdekes tulajdonsága, hogy ha a trigger bemenő feszültsége egy bizonyos szint alatt van (indító szint), akkor a  $T_3$  tranzistor vezet és a  $T_2$  le van zárva. Ha a trigger bemenő feszültsége meghaladja az indító szintet, a kapcsolás átbillen,  $T_2$  vezet és  $T_3$  zár. A trigger áramkör úgy viselkedik, mint egy nem-regeneratív kapcsoló, melyet a bemeneti egyenáramú jel-szint vezérel, de megvan az az előnye, hogy az átkapcsolási sebessége nagy és pontosan meghatározott indító szintre (1,3 V) lehet tervezni.

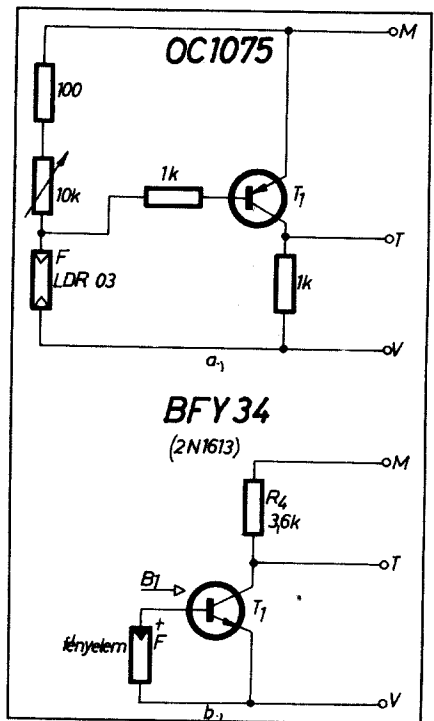
Tegyük fel, hogy  $T_3$  le van zárva, ekkor  $T_1$  is lezárt állapotban van, mivel emitterét a bázisához képest a  $D_1$  szilícium dióda kb.  $-0,6$  V szintjével megemeltük. Ha a trigger a  $T_3$  vezető állapotába billen, akkor  $T_1$  nyit és a  $J_5$  jelfogó meghúz.

A  $D_2$  dióda a jelfogó kikapcsolásakor fellépő feszültséglökéstől védi meg a  $T_1$  tranzisztort.

Rövid idejű fényimpulzusok hatására (pl. villámlás) a kapcsolás érzéketlenné tehető. Ezt a célt szolgálja a  $C_1$  kondenzátor.

A 4.3 ábrán levő áramkör  $M$ ,  $T$  és  $V$  ponttól balra eső részét a 4.4 ábra kapcsolásaival helyettesíthetjük. A 4.4 ábrán  $T_1$  tranzisztorként OC 1075 pnp típus alkalmazunk. A 4.4 b ábrán fényellenállás helyett fényelemet alkalmazunk. Itt csak a  $T_1$  emitter-bázisra kell kapcsolnunk a fényelemet, mivel az a megvilágítás erősségével arányos nagyságú feszültséget állít elő.

A 4.3 ábrán látható kapcsolás előnye az is, hogy a jelfogó a megvilágítás változasi sebességétől függetlenül mindig határozottan, üzembiztosan állandó sebességgel és kis hiszterézissel kapcsol. Az átbillenési idő a Schmitt-trigger méretezésétől függően  $10 \mu\text{sec}$  nagyságrendű, tehát sokkal rövidebb a mechanikai jelfogók meghúzási idejénél.



4. 4. ábra. A 4.3. ábrán levő kapcsolás Schmitt-triggerét meghajtó áramkör két lehetséges megoldása

## 5. Fotoérzékelős függőmozgató automatikák

A most következőkben olyan kapcsolásokat mutatunk be, melyek pl. egy sötétítő függöny — a külső fényintenzitástól függő — automatikus be- és kihúzását elvégezhetjük. Az előzőkben tárgyalt bármelyik fotokapcsolóval (szűrületkapcsolóval) automatikusan vezérelhetjük a függőmozgató automatikát úgy, hogy az szűrületkor behúzza, kivilágosodáskor pedig széthúzza (elhúzza) „sötétítő” függönyünket.

Egy lehetséges megoldása a feladatnak az 5.1 ábrán látható. Az ábrán láthatóan a függöny be van húzva, melynek „megfogási pontjai”  $P_1$  és  $P_2$ . A függönnyt mozgató motort az  $M_1$  és  $M_2$  „függönyhelyzet-határoló” mikrokapcsolók vezérik. A függöny automatikus széthúzása a következőképpen történik:

Kivilágosodáskor megfelelő fényintenzitás esetén a  $J_5$  jelfogó meghúz. Ezzel egyidejűleg kontaktusain keresztül felcseréli a tápfeszültség polaritását a  $k$  és  $l$ , illetve a polaritásváltó kapcsolón keresztül az  $m$  és  $p$  pontokon. Polaritás váltáskor a motor azonnal indul. Ekkor az áram a pozitív polaritású  $p$  ponttól az  $R_{V2}$  áramkorlátozó ellenálláson,  $D_{Y2}$  diódán, motoron és az  $M_1$  mikrokapcsoló nyugalmi érintkezőjén jut az  $m$  pontra.

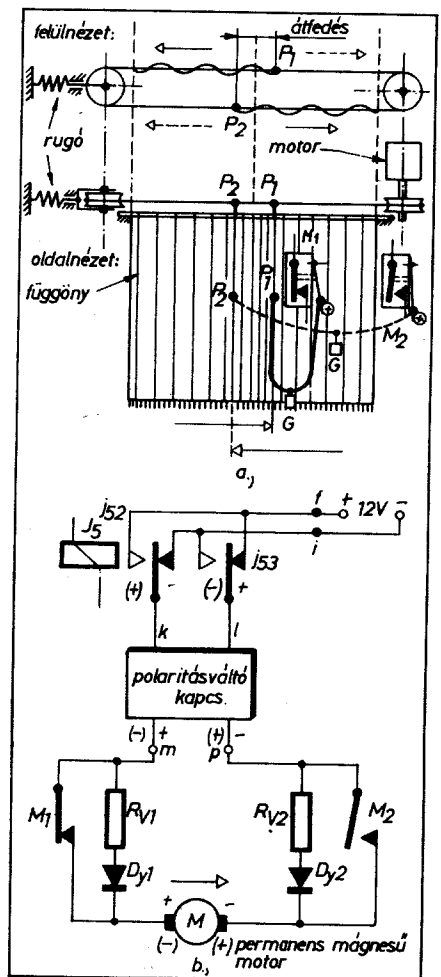
A motor indítási árama az  $R_{V2}$  ellenálláson és  $D_{Y2}$  (ill.  $R_{V1}$  és  $D_{Y1}$ ) diódán keresztül korlátozva van. A motor elindulása után az  $M_2$  függönyhelyzet határoló mikrokapcsoló a húzózsín (  $P_2$  és  $M_2$  között) meglazulásakor visszapattan nyugalmi állapotába és érintkezőjének zárásával kiiktatja az áramkörből az  $R_{V2}$  és  $D_{Y2}$  sorosan kapcsolt eleme-

ket. Ekkor a motor gerjesztő árama megnő. A motor addig forog, míg az  $M_1$  függönyhelyzet határoló mikrokapcsoló nem bontja annak áramkörét. Az 5.1 a ábrán láthatóan az  $M_1$  mikrokapcsoló rugózó karját a „ $P_1$  pontban megfogott zsinór meghúzásával” működtetjük.

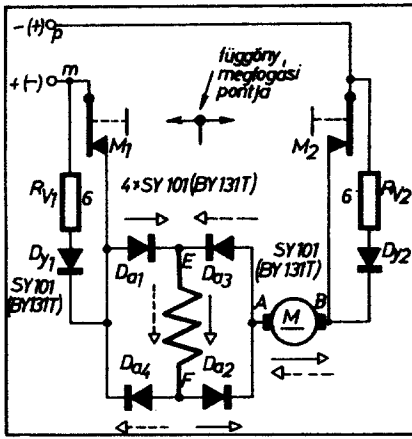
Az 5.1 ábra kapcsolásánál permanens mágnesű motort alkalmaztunk. Így a motor forgás irányát a tápfeszültség polaritásának felcserélésével változtatjuk meg.

Sötétedéskor a  $J_5$  jelfogó elenged és kontaktusain keresztül felcseréli a tápfeszültség polaritását. A motor ellentétes forgásiránnyal elindul. Az áram útja ekkor az  $R_{V1}$  áramkorlátozó ellenálláson,  $D_{Y1}$  diódán, motoron és az  $M_2$  mikrokapcsolón keresztül vezet. A motor elindulása után — a fentiek szerint — az  $M_1$  mikrokapcsoló kiiktatja az áramkörből az  $R_{V1}$  és  $D_{Y1}$  „indító és indítóáram-korlátozó” elemeket. A függönyök behúzóadásakor az  $M_2$  mikrokapcsoló bontja a motor áramkörét s így az megáll.

Az 5.2 ábrán egy főáramkörű motorral működtetett megoldás látható. A főáramkörű motornak — minthogy a nyomaték az indítási áram négyzetével arányos — nagy az indító nyomatéka. A pólusok gerjesztését a mindenkori terhelőáram adja, ezért a terhelés változásakor a gerjesztés is módosul. Az előző kapcsolásban a tápfeszültség polaritásának megváltoztatásakor a motor ellentétes irányban forog, mivel permanens mágnesű motort használtunk. Azért, hogy a tápfeszültség polaritás cseréjével a főáramkörű motor forgásirányát vál-



5. 1. ábra. Permanens mágnesű motorral működtetett fotoérzékelős függőmozgató automatika

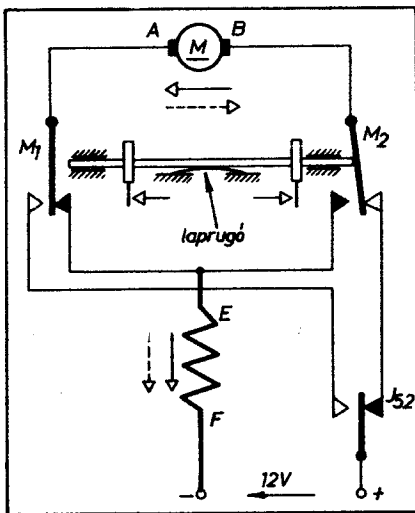


5. 2. ábra. Főáramkörű motorral működtelett fotoérzékelős függőnymozgató automatika

toztatni tudjuk, annak gerjesztő tekercsét egy Graetz kapcsolású egyenirányítón keresztül tápláljuk. Így az állórész gerjesztőtekercsén — tápfeszültség polaritásától függetlenül — mindig azonos irányú áram folyik. E megoldással a tápfeszültség polaritáscseréje esetén csak a forgórész kap megváltozott polaritású feszültséget.

Az 5.1 ábra és 5.2 ábra kapcsolásai közötti eltérés az, hogy az utóbbinál főáramkörű motort használunk és nem „függőnyszárnyakat”, hanem csak egy függőnyt mozgatunk.

Tegyük fel, hogy függönyünk valamilyen irányban mozog. Ha a bemenet polaritását — melyet a fotoérzékelő jelfogója vezérel — hirtelen megváltoztatjuk, akkor függönyünk mozgása ellentétesre változik. Ha a függöny valamelyik végállásába (be- vagy kihúzott állapotba) kerül, akkor annak megfogási pontjába szerelt határoló ütköző segítségével bontja a megfelelő  $M_1$  vagy  $M_2$  mikrokapcsolón keresztül a motor áramkörét.

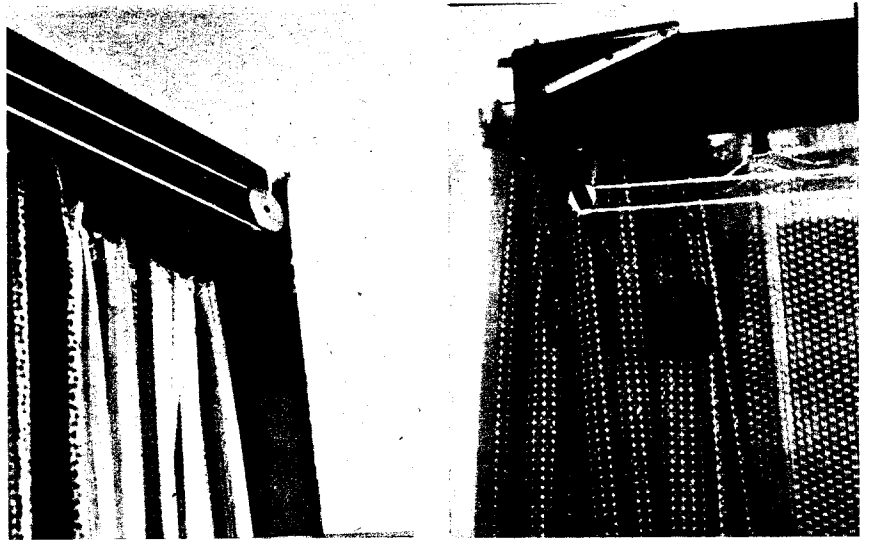


5. 3. ábra. Főáramkörű motorral működtelett fotoérzékelős függőnymozgató automatika

Főáramkörű motorként 12 V 0,8 A áramfelvételi gépkocsi ablaktörő motort alkalmaztunk, megfelelő lassító-fogaskerék áttétellel. Az áramkörben SY 101 típusú 1 A terhelhetőségű diódákat használtunk. A motor kikapcsolásakor annak álló- és forgórészében létrejövő induktív feszültségglökések szempontjából a diódák nyitóirányában vannak kötve. Így aránylag nagy áramú, de kis zárófeszültségű diódákat használhatunk.

Az 5.3 ábrán látható megoldásnál a motor forgórészének polaritáscseréjét az  $M_1$  és  $M_2$  „kényszer-együtmozgású” mikrokapcsolók végzik el.

Az ábrán azt a határhelyzetet ábrázoltuk, mikor a függöny el van húzva, vagyis  $M_2$  mikrokapcsoló munka (benyomott),  $M_1$  pedig nyugalmi (visszapattant) áramkörű helyzetében van.



5. 4. ábra. A motor felszerelésének egy lehetséges megoldása és szálfeszítő-kar

## 6. Állandó telep-feszültséget biztosító, jó hatásfokú akkumulátortöltők

A későbbiekben bemutatott komplett kapcsolásban a szükségvilágítást és az elektronika riasztó áramkörét akkumulátorral tápláljuk. Ahhoz, hogy a szükségvilágítás és az elektronika kifogástalanul működjen, az akkumulátort állandóan ellenőrizni kell; fel kell tölteni, amint a vizsgálat azt mutatja, hogy töltése csökkent. Ezt a feladatot tehetjük automatikussá a következőkben bemutatott kapcsolások valamelyikével.

A 6.1 ábrán egy állandó telep-feszültséget biztosító feszültségérzékeny relés akkumulátortöltőt láthatunk. Az áramkör működése a következő:

Az akkumulátorunkat a  $J_e$  jelfogó nyugalmi érintkezőjén és az  $R_{k2}$  áramkorlátozó ellenálláson (izzón)

Sötétedéskor a szűrőkapcsoló  $J_e$  jelfogója elenged. Ekkor a motor elindul, és a függöny jobbról bal felé halad. Mikor a függöny határhelyzetbe kerül, a baloldali ütköző megnyomásával mindkét mikrokapcsolót átváltja,  $M_1$ -et benyomja,  $M_2$  visszapattan alaphelyzetébe. Így ezzel a motor áramkörét megszakította és forgórészének polaritásváltását elvégezte. Ha a szűrőkapcsoló  $J_e$  jelfogója meghúz, akkor a motor ellentétes forgásiránnyal elindul és addig forog, míg a balról jobbra haladó függöny a jobb oldali ütköző megnyomásával az együtmozgó mikrokapcsolókat átváltja az ábrán látható helyzetbe.

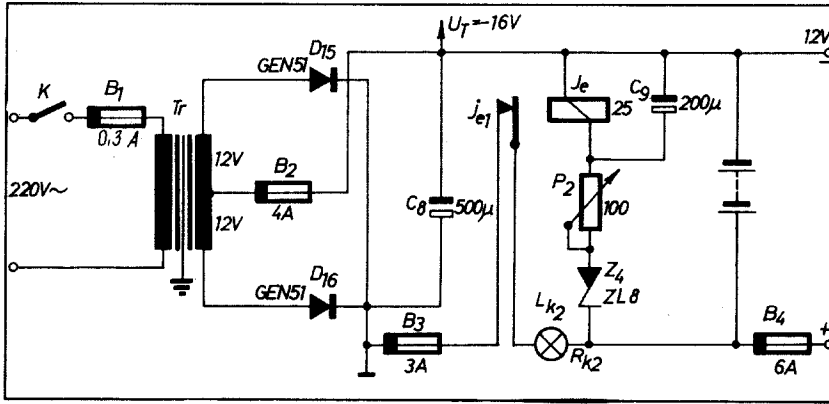
E megoldás előnye, hogy nem kellene diódák. A szűrőkapcsoló jelfogójának csak egy váltó érintkezőjére van szükség. Egyedüli hátránya, hogy mechanikája valamivel bonyolultabb.

keresztül töltjük. Ha az akkumulátor feszültsége eléri a —  $P_2$  potencióméterrel beállítható — jelfogó meghúzási szintjét, akkor az meghúzás a töltést megszünteti. A feszültség lecsökkenésekor a jelfogó elenged és a „játék” újból kezdődik.

Tegyük fel, hogy 25 ohmos gerjesztőtekercsű jelfogónk 2 V-nál húz meg és 0,7 V-nál enged el. Tehát jelfogónk jóságai tényezője:

$$\frac{U_e}{U_m} = \frac{0,7}{2} = 0,35$$

Az ábrán látható áramkörünkben 8 V-os Zener-dióda használata esetén — kiiktatott potencióméter állásánál — jelfogónk kb.  $8 + 2 = 10$  V feszültségnél húz meg és  $8 + 0,7 = 8,7$  V feszültségnél enged el. Így



6. 1. ábra. Állandó telepfeszültséget biztosító feszültségérzékeny relés akkumulátortöltő

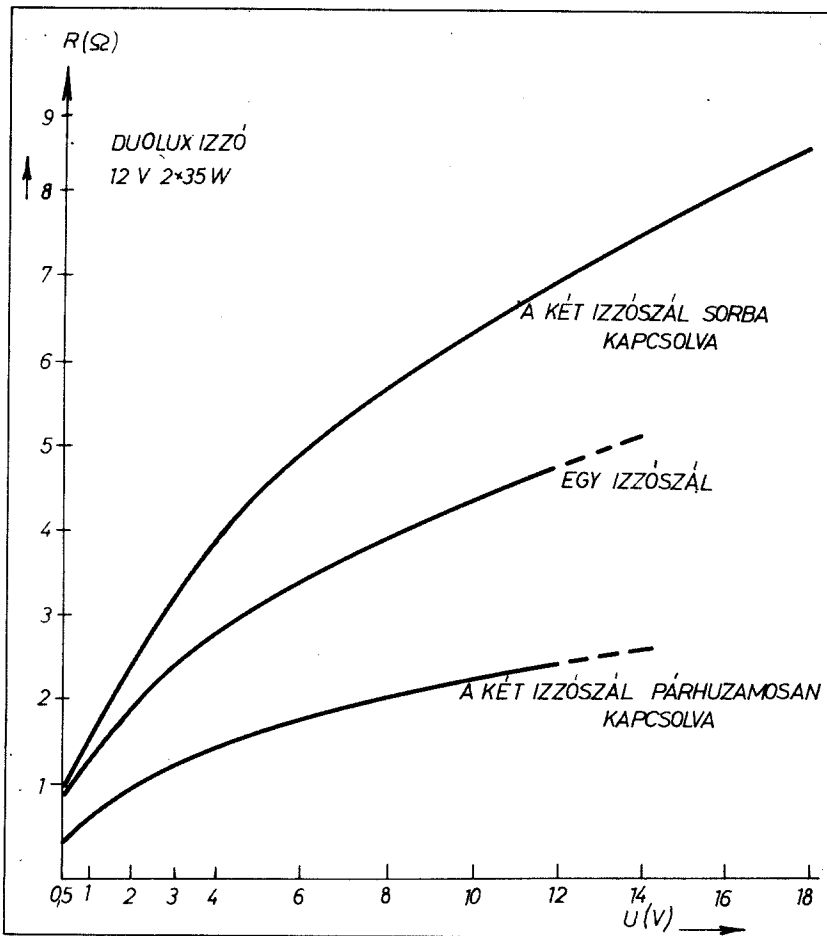
$\frac{U_e}{U_m} = \frac{8,7}{10} = 0,87$  értékű „rendszer jó-sági tényezőt” kapunk.

$R_{ka}$  áramkorlátozó ellenállásként, hogy jobb hatásfokú töltőt kapjunk, nem lineáris karakterisztikájú elemként izzólámpát használunk. A 6.2 ábrán egy 12 V 35 + 35 W DUOLUX autóizzó ellenállását ábrázoltuk az izzószálra kapcsolt feszültség függvényében.

Tegyük fel, hogy a két izzószál sorba, illetve párhuzamosan kapcsoljuk. A  $P_2$  potenciométert úgy állítottuk be, hogy a jelfogó (az érintkezőjén keresztül) a töltést kikapcsolja, ha az akkumulátor feszültsége a 14 V-ot eléri. Ekkor

$$U_T - U_{telep} = 16 - 14 = 2 \text{ V}$$

feszültség jut az izzóra. Az  $R_{k2}$ -ként szereplő izzó ellenállása sorosan, illetve párhuzamosan kapcsolt izzó-



6. 2. ábra. 12 V 35 + 35 W DUOLUX izzólámpa  $R(U)$  diagramja

szál esetén a görbéből kb. 2,6 ill. 1 ohm. A töltőáram:

$$I_{soros} = \frac{U_i}{R_i} = \frac{2}{2,6} = 0,77 \text{ A, ill. } I_{parh.} = \frac{2}{1} = 2 \text{ A. Ha pl. az akkumulátoron}$$

runkon levő feszültség 10 V, akkor az izzóra 6 V feszültség jut. A töltőáram ekkor:

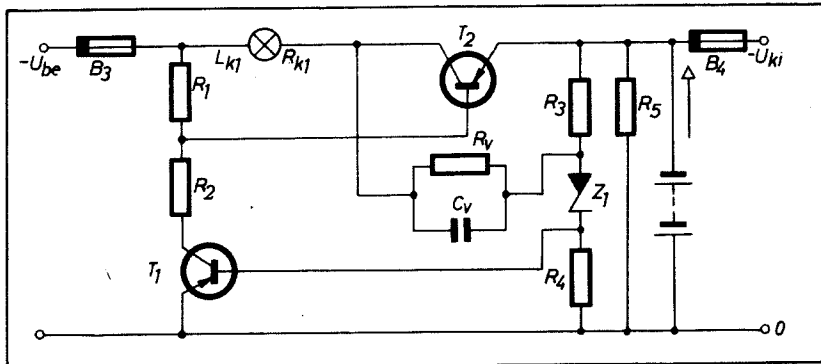
$$I_{soros} = \frac{U_i}{R_i} = \frac{6}{5} = 1,2 \text{ A, ill. } I_{parh.} = \frac{6}{1,8} = 3,34 \text{ A.}$$

A 6.3 ábrán egy állandó telepfeszültséget biztosító kapcsolóüzemű tranzisztoros akkumulátortöltőt mutatunk be.

Az előző áramkörben az akkumulátor töltőáramának be- és kikapcsolását a jelfogó mechanikus érintkezőjével végeztük. A feladat megoldható elektronikus kapcsolóval is. Az elektronikus kapcsolók sok szempontból, mint pl. az átkapcsolási sebesség, élettartam, megbízhatóság stb. előnyösebb tulajdonságokkal rendelkezhetnek, mint a mechanikus kapcsolók. Mi kapcsolóként tranzisztort alkalmazunk. A tranzisztort úgy vezéreljük, hogy munkapontja csak két stabil értéket vehet fel — egyiket a zárási, másikat a telítési tartományban. Így veszteségi teljesítménye kicsi. Nagyobb veszteség csak az átkapcsolási idő alatt keletkezik, amikor a tranzisztor munkapontja az aktív tartományban változik. Ezért a tranzisztor munkapontját az aktív tartományon keresztül az egyik stabil munkapontjából gyorsan kell átvinni a másik stabil munkapontjába.

A 6.3 ábrán látható kapcsolás a következőképpen működik:

Tegyük fel, hogy  $T_2$  tranzisztor vezet és az izzón keresztül tölti a kimenetre kapcsolt akkumulátort. A  $T_1$  tranzisztor abban a pillanatban nyit, amikor az akkumulátoron levő kimeneti feszültség meghaladja a Zener-feszültségből és  $T_1$  tranzisztor küszöbfeszültségéből alkotott összeget. Ekkor  $T_2$  lezár, tehát megszűnteti az akkumulátor töltését. Az  $R_{k1}$  ellenálláson a feszültségesés egyidejűleg csökken és az  $R_v$ ,  $C_v$  visszacsatoláson keresztül a  $T_1$  tranzisztor bázisárama tovább nő, amíg ez a tranzisztor telítésbe nem megy. A  $T_2$  tranzisztor ekkor pozitív előfeszültséget kap és teljesen lezár. Ez a kapcsolási állapot addig marad fenn, amíg az akkumulátor a fogyasztón keresztül olyan mértékben ki nem sül, hogy a Zener-diódán keresztül már nem tud a  $T_1$ -hez bázisáram folyni. Ekkor a kapcsolás visszabillen és az akkumulátor „után-töltődik”. Az áramkör működése egy olyan szabadon futó multivibrátor működésének felel meg, amelynek frekvenciáját és bekapcsolási



6. 3. ábra. Állandó telepfeszültséget biztosító kapcsolóüzemű tranzisztoros akkumulátortöltő

idejét a két vezérlő mennyiség, nevezetesen a bemeneti feszültség és a terhelőáram úgy vezérli, hogy az akkumulátoron levő kimeneti feszültség közel állandó értéken maradjon.

Abban az esetben, ha az akkumulátor helyett pl. 10 000  $\mu\text{F}$  kapacitású elektrolit kondenzátort és az izzó helyett  $R_{K1}$ , ohmos áramkorlátozó ellenállást alkalmazunk, akkor lényegében kapcsolóüzemű stabilizált tápforráshoz jutunk. Ennek előnye a sokkal nagyobb hatásfok, kisebb térfogat, mivel az áteresztő tranzisztoron ( $T_2$ ) sokkal kisebb teljesítmény disszipálódik, ha kapcsoló üzemmódban működtetjük.

A folytonos szabályozású stabilizátorokhoz képest az a hátrány mutatkozik, hogy a kapcsolási folyamat állandó feszültség-ingadozásokat okoz, és ezeket csak rendkívül jó szűrővel (10 000  $\mu\text{F}$ ) lehet kis értéken tartani. Az átkapcsolások közötti feszültségkülönbséget, amely a kondenzátoron mint bűgőfeszültség jelentkezik, az  $R_1/R_3$  viszony határozza meg.

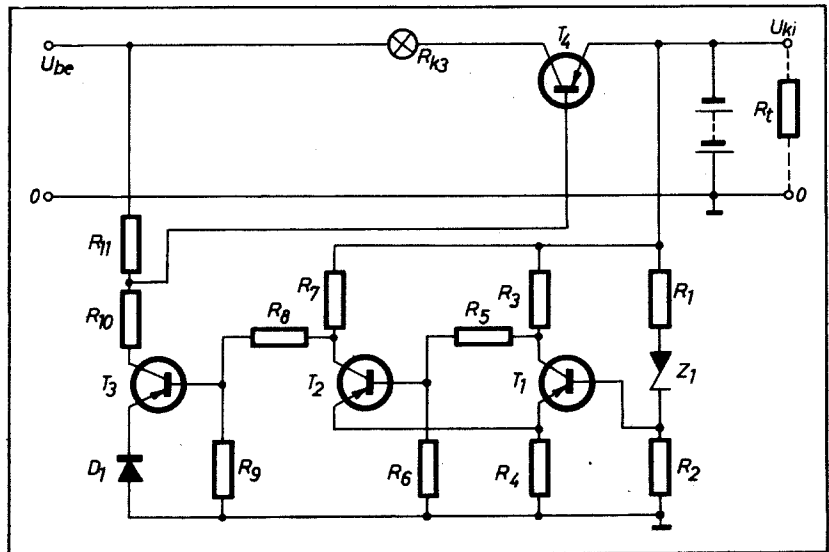
A következő táblázat első oszlopában egy 12 V-os (2–3,3 A töltőáramú) akkumulátortöltő, a második és harmadik oszlopában pedig 6 V 0,5 A ill. 6 V 1 A kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor anyag és alkatrész-jegyzékét adtuk meg a 6. 3. ábra kapcsolásához:

$U_{be} = -14 \dots -17 \text{ V}$   $U_{be} = -10 \text{ V} \dots -24 \text{ V}$   $U_{be} = -10 \text{ V} \dots -24 \text{ V}$   
 $U_{ki} = 12 \text{ V}$   $U_{ki} = 6 \text{ V } 0,5 \text{ A}$   $U_{ki} = 6 \text{ V } 1 \text{ A}$

$T_1$	AC 128	OC 828	OC 307
$T_2$	ASZ 1016	OC 838	AC 128
$Z_1$	ZG 12	ZF 6,2	OA 250/6
$R_{K1}$	12 V 35+35 W DUO LUX izzó párh. kötve	3 ohm 15 W	3 ohm 15 W
$R_1$	47 ohm	390 ohm 2 W	270 ohm 2 W
$R_2$	33 ohm	51 ohm	51 ohm
$R_3$	150 ohm	100 ohm	100 ohm
$R_4$	470 ohm	470 ohm	470 ohm
$R_5$	24 V 0,1 A izzó	470 ohm	470 ohm
$R_V$	1 k	1,5 k	1,2 k
$C_V$	2 $\mu\text{F}$	0,5 $\mu\text{F}$	1 $\mu\text{F}$
$C_T$	Akkumulátor 12V 45A6	6000 $\mu\text{F}$	10000 $\mu\text{F}$

szültségszintől függően egy Schmitt-triggeres vezérlőszerkezet vezérli. A vezérlőszerkezet az üzemarány változtatásával az akkumulátoron levő feszültséget a fogyasztástól és a bemenő feszültségtől függetlenül két közeleső határérték között (melynek különbsége a hullámosság) tartja.

Az  $R_1$ ,  $Z_1$  és  $R_2$  elemekből álló oszton keresztül vezéreljük a Schmitt-triggeret. Az osztó működésének megértéséhez tételizzük fel, hogy csak a  $Z_1$  Zener-dióda és  $R_2$  ellenállás alkotja az osztót. Legyen a 12 V-os telep feszültség-ingadozása  $\pm 0,2 \text{ V}$ . Ha 10 V-os Zener-diódát használunk, akkor — a most terheletlennek feltételezett —  $R_2$  ellenálláson  $2 \pm 0,2 \text{ V}$  feszültség lesz.



6. 4. ábra. Kapcsoló tranzisztoros akkumulátortöltő Schmitt-triggeres vezérlőszerkezettel

A 6. 4. ábrán bemutatott megoldásnál feszültségszint-detektorként Schmitt-triggeret alkalmazunk.

A bemenő feszültséget az áramkorlátozó izzón és a  $T_4$  kapcsoló tranzisztoron keresztül az akkumulátorra, illetve a fogyasztóra vezetjük. A kapcsoló tranzisztor zárását és nyitását az akkumulátoron levő fe-

Láthatjuk, hogy a Zener-diódás osztóval csak a feszültségszintet osztjuk le. Így a teljes feszültség-ingadozást a Schmitt-trigger vezérlésére fordíthatjuk. A Schmitt-triggernek két vezérlő küszöbértéke van. Ha az akkumulátor feszültsége annyira lecsökkent, hogy a Schmitt-trigger leosztott vezérlő feszültsége mindkét küszöbérték alatt van, akkor  $T_1$  lezár,  $T_2$  vezet és  $T_3$  lezár. Ekkor a  $T_4$  kapcsoló tranzisztor kinyit és tölti az akkumulátort. Egy bizonyos idő után a töltés alatt álló telep feszültsége annyira megnő, hogy a leosztott feszültség túllépi a Schmitt-trigger felső küszöbértékét. Ekkor a trigger átbillen és a  $T_3$  tranzisztorból álló fázisfordító fokozaton keresztül lezárja a kapcsoló tranzisztor, miáltal a telep töltését megszünteti. Láthatjuk, hogy a trigger aszerint nyitja, illetve zárja a soros kapcsoló tranzisztor, hogy a kimenő feszültség egy bizonyos alsó vagy felső küszöbértéknél nagyobb vagy kisebb.

Abban az esetben, amikor csak nagyon kis kimenő feszültségváltozást engedünk meg, akkor számolnunk kell azzal a ténnyel, hogy az akkumulátor töltőáramának kikap-

csolása után is nő annak feszültsége. Ilyenkor, ha a feszültség az előírt értéket túllépi, leültetett tranzisztoros kapcsolóval műterhelést kapcsolunk a telepre.

## 7. A fenti alapáramkörökből összeállított „házi mindentudó” logikai kapcsolás

A 7.1 ábrán látható áramkörünket úgy állítottuk össze, mely a bevezetőben feltett feladatokat látja el:

1.  $G_1$  vagy  $G_2$  nyomógomb rövid idejű megnyomásakor — 16 V feszültség jut az „indító áramkör” bemenetére, mely kimenetén keresztül indító impulzust ad az „időkapcsoló áramkör”  $Be_1$  bemenetére. Ekkor  $J_1$  jelfogó meghúzó és  $j_{11}$  munkaérintkezőjén keresztül a késleltetési idő lejártáig meghúzott állapotban van. A meghúzáskor  $j_{12}$  munkaérintkezője is zár. Az  $L_1$  lámpa csak sötétben gyullad ki, ha a szürkületkapcsoló  $j_{51}$  érintkezője is zárt állapotban van. A lámpa áramkörét a késleltetési idő lejárta után a  $J_1$  jelfogó  $j_{12}$  érintkezőjén keresztül megszakítja.

2.  $G_1$  vagy  $G_2$  nyomógomb hosszabb ideig történő megnyomásakor az „indítás késleltető áramkör”  $J_2$  jelfogója is meghúzó, és tartva marad  $j_{11}$  és  $j_{21}$  érintkezőn keresztül. Így az  $L_2$  lámpa áramköre zárt a  $j_{22}$  indításkésleltető és  $j_{51}$  szürkületkapcsoló érintkezőin keresztül. Így  $L_1$  és  $L_2$  lámpa is világít. A késleltetési idő lejárta után  $j_{11}$  érintkezőn keresztül a  $J_1$  és  $J_2$  jelfogó áramköre megszűnik. Így mindkét lámpa elalszik. A világítást a késleltetési idő lejárta előtt is el lehet oltani a  $G_1$  vagy  $G_2$  nyomógomb megnyomásával (lásd törlőáramkör 1. pont).

3. A villamos ajtózárat működtető áramkört csak valamelyik  $G_1$  nyomógombbal tudjuk vezérelni.

A  $G_2$  nyomógomb villamos ajtózárat működtető hatását a záróirányban bekötött  $D_{v7}$  dióddal gátoljuk meg. A  $J_3$  jelfogó csak  $G_1$  nyomógomb egy hosszú és egy rövid (— vagy —) ideig tartó megnyomása esetén húz meg. Ekkor  $j_{22}$  munkaérintkezőjén keresztül rövid időre zárja a villamos ajtózárat áramkörét és az ajtózárnál egy rugó ellenében kilöködik. Egyidejűleg  $j_{31}$  munkaérintkezőjén  $D_{v4}$  diódán keresztül meghúztatja az „időtartamváltó”  $J_4$  jelfogót, mely  $j_{11}$ ,  $j_{12}$  érintkezőkön keresztül tartó áramkört képez. Tehát  $j_{41}$  érintkezőn keresztül a rövidebb időkéleltetést adó (mely 1 percre van beállítva)  $Te_2$  termisztort kapcsolja be az

„időkapcsoló áramkörbe”. (A késleltetés 0,5—7 perc között állítható.)

A kapura felszerelt  $R$  retesz a kapu nyitásakor bont, de a riasztó áramkör  $J_6$  jelfogója nem enged el, mert  $R_{23}$  ellenálláson,  $D_{v5}$  diódán,  $J_{62}$ ,  $j_{42}$  munkaérintkezőn,  $D_{v3}$  diódán és  $j_{11}$  érintkezőn keresztül áramköre zárva van.

Kb. 1 perc idő eltelte után az időkapcsoló  $J_1$  jelfogója elenged. Így  $j_{11}$  érintkezője bontja  $J_4$  és  $J_6$  jelfogó áramkörét. Ha közben a kaput becsuktuk, akkor  $J_6$  jelfogó áramköre annak  $j_{61}$  tartóérintkezőjén,  $D_{v1}$  diódán, védővezetéken (VV) és a kapu reteszén keresztül zárva van. Így a  $J_6$  jelfogó meghúzott állapotban marad.

Láthatjuk, hogy „riasztójelzés” nélkül 1 percgig mehetünk ki a kapun. Abban az esetben, ha 1 perc idő eltelte után is nyitva van a kapu, akkor  $J_6$  jelfogó elenged. A riasztócsengő áramköre ekkor  $j_{62}$ ,  $j_{11}$  érintkezőkön keresztül zárva van. Így csengéssel jelzi kapun nyitott állapotát. A riasztó csengő áramkörét úgy tudjuk bontani, hogy előzőleg a kaput becsukjuk, és ezután valamelyik  $G_1$  nyomógomb megnyomásával  $J_6$  jelfogónak  $D_{v2}$  diódán és  $R_{23}$ ,  $C_{11}$  elemeken, ill.  $j_{61}$  érintkezőn keresztül meghúzó áramot adunk. A  $J_6$  jelfogó  $j_{61}$  munkaérintkezőjén keresztül tartóáramkört képez, ha a retesz és a védővezeték zárt állapotban van.

4. A kerítés mellett vagy felett kiépített védővezeték (VV) szakadása esetén vagy ha a kapura felszerelt  $R$  retesz a kapu nyitásakor bont, akkor  $J_6$  jelfogó  $j_{61}$  tartó érintkezőjén keresztül elenged és a riasztócsengő áramköre  $j_{62}$ ,  $j_{11}$  érintkezőn keresztül zárt állapotba kerül. Így a riasztócsengő megszólalásával jelzi az „illetéktelen vendég” behatolását. Ezzel egyidejűleg — sötétben — az  $L_2$  lámpát is működtetni tudjuk, ha a  $W$  pontokat összekötjük ( $j_{21}$  és  $j_{62}$  között).

Riasztó jelzés nélkül kulccsal úgy tudunk bemenni, hogy a  $G_2$  nyomógombot megnyomjuk. Ekkor  $J_1$  jelfogó meghúzó és sötétben kigyulladnak (rövid

gombnyomás esetén csak  $L_1$ ) a lámpák. Ezek után kulccsal ki nyithatjuk a kaput. Ekkor az  $R$  retesz bontja  $J_6$  jelfogó áramkörét és az elenged. A riasztócsengő mégsem szólal meg, mert  $J_1$  jelfogó a késleltetési idő eltelteig meghúzott állapotban van, és  $j_{11}$  nyugalmi érintkezőjén keresztül bontja a csengő áramkörét. A csengő az időkapcsoló késleltetési idejének lejárta után (1 perc) megszólal. Tehát a késleltetési idő lejárta előtt a lakás belső helyiségeiben levő valamelyik  $G_1$  nyomógombot kell megnyomnunk. Így  $J_6$  jelfogó meghúzó és  $j_{62}$  nyugalmi érintkezője bont. A nyomógomb megnyomásával egyidejűleg a világítást is kikapcsoljuk (törlő áramkör).

A  $G_2$  nyomógomb megnyomásával, ha a kaput nem nyitjuk ki, 8 perc az időkéleltetés. Kapunyitáskor a  $J_6$  jelfogó elenged és  $j_{63}$  nyugalmi érintkezőjének zárásával  $J_1$  jelfogó meghúzó. Így  $j_{41}$  érintkezőjén keresztül az 1 perces időkéleltetést adó  $Te_2$  termisztort kapcsolja be az „időkapcsoló áramkörbe”.

5. A 7.1 ábrán a 4.3 ábra szürkületkapcsolójának csak a  $j_{51}$  kontaktusát ábrázoltuk. Ugyancsak nem ábrázoltuk a függőnyomogató automatikát, melyet ugyan ez a  $J_5$  jelfogó vezérel.

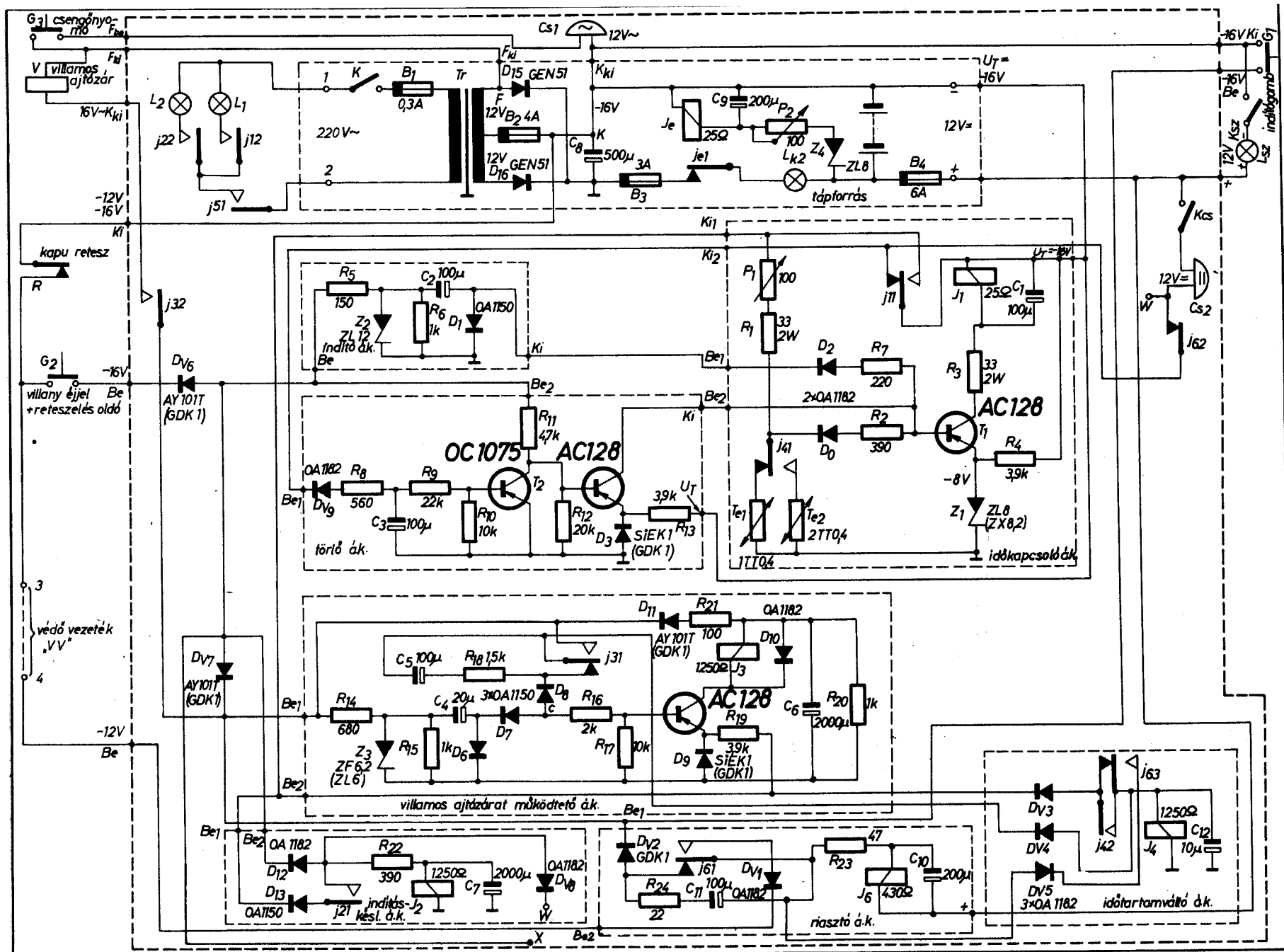
— A szükségvilágítás akkumulátorának feszültségét a 6.1 ábra kapcsolása szerint megépített töltővel tartjuk állandó értéken.

A 7.1 ábra jobb felső részében láthatjuk, hogy a lakásban, ahol csak nyomógombot akarunk elhelyezni kettő, ahová pedig a szükségvilágítást is felszereljük, oda összesen három vezetőt kell kiépíteni.

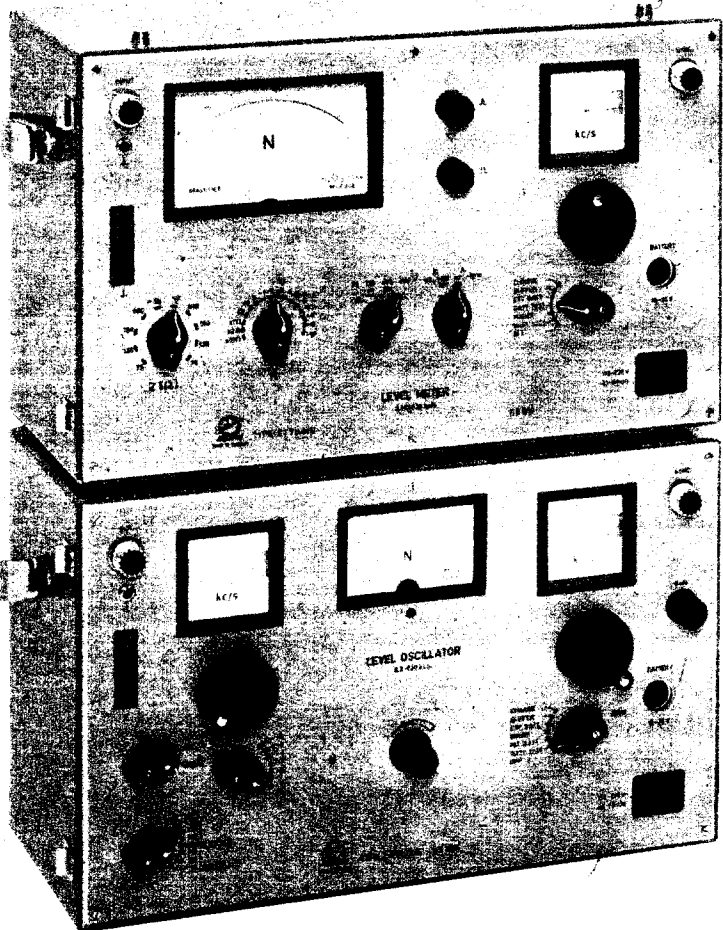
A kapu áramköreinek ellátásához (csengőnyomó, villamos ajtózárat, retesz,  $G_2$  nyomógomb, védő rövidzárlat) összesen 6 vezetőre van szükség.

A  $J_1$ ,  $J_2$  és  $J_3$  jelfogók érintkezőin keresztül kapcsoljuk a világítást. Abban az esetben, ha 220 V-os lámpákat működtetünk e jelfogókkal, akkor mind a mágnescséve és a test, mind pedig az érintkező rugók közötti villamos átütési szilárdságnak 1500 V-nak kell lennie 50 Hz eff. váltófeszültségen mérve. Így  $J_1$ ,  $J_2$  és  $J_3$  jelfogóként csak olyan típus alkalmazható, mely e biztonsági követelményt is kielégíti.

Befejezésül megemlítenénk, hogy a bemutatott alapáramkörökből — kis fantáziával — a mi saját elképzeléseinknek megfelelő logikai kapcsolásokat állíthatunk össze. —  
Ehhez kívánunk sok sikert —



7. 1. ábra. Az ismertett alapáramkörökből összeállított „házi mindentudó” logikai kapcsolás egy lehetséges megoldása



# ET-70 T/A és ET-70 T/V

## Hordozható átviteltechnikai mérőkészlet

A készlet mérőadóból és mérővevőből áll. Előnyösen használható sokcsatornás vivőfrekvenciás rendszerek berendezéseinek, közbenső erősítőinek létesítésével, karbantartásával. Váltakozó áramú hálózatról és a beépített telepekről egyaránt működtethető. Kis méretei és súlya, teljesen tranzisztoros felépítése, azonnali mérőkészsége teszi ideálissá kábelaknában történő mérésekhez és felügyelet nélküli távtáplált erősítők helyszíni méréseinek elvégzésére.

### ET-70 T/A mérőadó:

- Frekvenciatartomány: 0,3—620 kHz
- Frekvenciabizonytalanság:  $< \pm 1$
- Kimeneti szintek:  $- 7 N \dots + 1,1 N$   
(feszültség és teljesítmény szintes üzemmódok)
- Impedanciák:  $\sim 0, 75, 135, 150, 600$  ohm

### ET-70 T/V mérővevő:

- Frekvencia-tartomány: 50 Hz ... (4 kHz-től szelektívben) ... 620 kHz
- Szintmérési tartomány:  $- 12 \dots (- 7 N$  szélessávú) ...  $+ 2 N$
- Szintmérési hiba:  $< \pm 0,02 N$
- Impedancia, reflexió és szimmetria csillapítás mérési lehetőség.
- Szinkron üzemmód a mérőadóval.

**Kérjen részletes leírást, gyártmányismertetőt további készülékeinkről**

**ELEKTRONIKA**  
BUDAPEST HUNGARY



# Méretezzünk...



## 1. Ellenállást tartalmazó áramkörök számítása

Egy vezető két pontja között levő  $U$  feszültség és a két pont között folyó  $I$  áramerősség egymással arányos. (Ohm-törvény)

$$U = R I$$

ahol  $R$  arányossági tényezőt a vezető két pontja közötti szakasz ellenállásának nevezzük.

A feszültség egysége a volt [V]. Kisebbségei a millivolt [mV] és a mikrovolt [ $\mu$ V]

$$1 \text{ mV} = 10^{-3} \text{ V}, 1 \mu\text{V} = 10^{-6} \text{ V} = 10^{-9} \text{ V}$$

Az áramerősség egysége az amper [A]. Kisebbségei a milliamper [mA] és a mikroamper [ $\mu$ A].

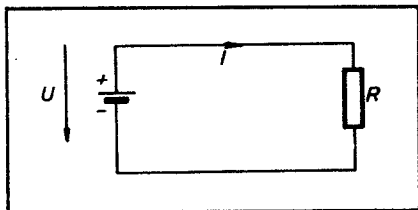
$$1 \text{ mA} = 10^{-3} \text{ A}, 1 \mu\text{A} = 10^{-6} \text{ A} = 10^{-9} \text{ A}$$

Az ellenállás egysége az ohm [ $\Omega$ ]. Nagyobb egységei a kiloohm [k $\Omega$ ] és a megaohm [M $\Omega$ ].

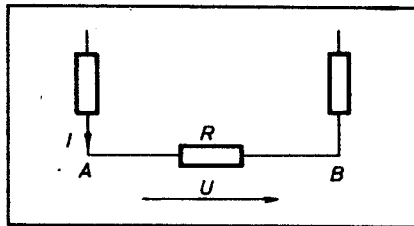
$$1 \text{ k}\Omega = 10^3 \Omega, 1 \text{ M}\Omega = 10^6 \Omega = 10^9 \text{ k}\Omega$$

Az  $U$  feszültség hatására az  $R$  ellenálláson átfolyó  $I = \frac{U}{R}$  áram

a pozitív feszültségű ponttól a negatív felé folyik. (1. ábra) Az  $R$  ellen-



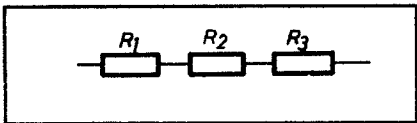
1. ábra.



2. ábra

álláson átfolyó  $I$  áram  $U = IR$  feszültségesést hoz létre, melynek iránya megegyezik az áram irányával. Ennek megfelelően a 2. ábra szerinti kapcsolásban az A-pont pozitívabb, mint a B-pont.

Sorosan kapcsolódó ellenállások eredője (3. ábra) két, ill. három ellenállás esetén



3. ábra

$R_e = R_1 + R_2$ , ill.  $R_e = R_1 + R_2 + R_3$ , a párhuzamosan kapcsolódó ellenállásoké (4. ábra)

$$R_e = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ ill. } R_e = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

Kirchhoff I. törvénye (csomóponti törvény) szerint a csomópontba befolyó és elfolyó áramok összege egyenlő. Az 5. ábra szerinti áramkörben

$$I_1 + I_2 = I_3 + I_4 + I_5$$

Kirchhoff II. törvénye (hurok-törvény) szerint zárt áramkörben a beiktatott áramforrások feszültségeinek eredője (előjel helyes összege) egyenlő a feszültségesések eredőjével. A 6. ábra szerinti áramkörben

$$U_{T1} + U_{T2} = U_1 + U_2 + U_3$$

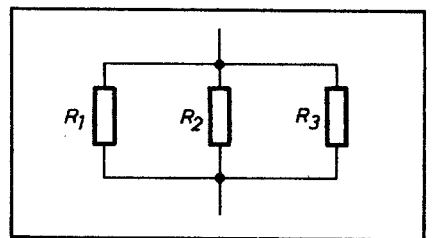
Az ellenállásokon fellépő teljesítmény (az ellenállás teljesítményfelvétele)

$$P = \frac{U^2}{R} \text{ [W] vagy } P = I^2 R \text{ [W]}$$

A teljesítmény egysége a watt [W]. Kisebbségei a milliwatt [mW] és a mikrowatt [ $\mu$ W]

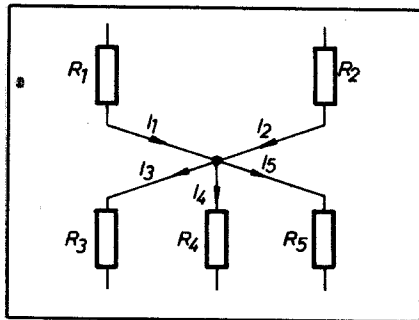
$$1 \text{ mW} = 10^{-3} \text{ W}, 1 \mu\text{W} = 10^{-6} \text{ W} = 10^{-9} \text{ W}$$

Híradástechnikai áramkörökben alkalmazott ellenállások lehetnek állandó, változtatható és változó értékűek. Az állandó értékű ellenállás lehet huzal-, réteg- vagy tömör ellenállás. Ezek főleg mint munka-, feszültségejtő, stb. ellenállásként kerülnek alkalmazásra. A változtatható



4. ábra





5. ábra

ellenállások (potenciométerek) főleg mint folyamatos feszültség szabályozók (hangerő, hangszín, stb. szabályozásához) használatosak. Az ellenállások főbb jellemző adatai: névleges érték, tűrés (%-ban) terhelhetőség (W-ban), határfeszültség (rétegellenállásoknál a max. megengedett feszültség V-ban).

**Példa**

1. Egy ECC 82 cső egyik trióda részének (7. ábra) munkapontját úgy akarjuk beállítani, hogy  $U_T = 250$  V tápfeszültség és  $R_a = 15$  kΩ munkaellenállás esetén a nyugalmi anódárama  $I_{a0} = 10$  mA legyen. Ehhez a katalógus szerint  $U_{g0} = -8,5$  V előfeszültség szükséges. Számítsuk ki mekkora katódeellenállás kell az adott előfeszültség előállításához, mekkora feszültségesés lép fel a munkaellenálláson és mekkora feszültség mérhető a cső anódja és katódja között?

Mivel a cső előfeszültségét a katódeellenálláson átfolyó áram által létrehozott feszültségeséssel akarjuk biztosítani, az ehhez szükséges katódeellenállás

$$R_k = \frac{U_{g0}}{I_{a0}} = \frac{8,5}{10 \cdot 10^{-3}} = 850 \Omega$$

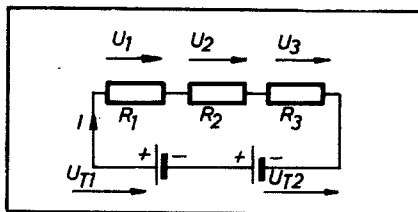
Ehhez legközelebb eső szabványérték 820 Ω. A nyugalmi anódáram hatására a munkaellenálláson

$$U_R = I_{a0} R_a = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3 = 150 \text{ V}$$

feszültség esik.

Kirchhoff II. törvénye szerint  $U_T = U_R + U_a + U_k$ , ahonnan a cső anódja és katódja közé jutó feszültség (röviden anódfeszültség)

$$U_a = U_T - U_R - U_k = 250 - 150 - 8,5 \approx 92 \text{ V}$$



6. ábra

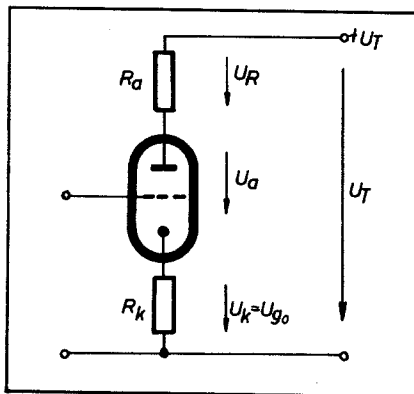
**Példa**

2. Egy pnp-tranzisztor tápfeszültsége a földhöz viszonyítva  $U_{TF} = -12$  V, a kollektorköri ellenállás  $R_C = 4,7$  kΩ, az emitterköri ellenállás  $R_E = 500$  Ω. Mekkora egyenfeszültség kerül a tranzisztorra, ha a beállított munkaponthoz tartozó nyugalmi kollektoráram  $I_{C0} = 2$  mA (8. ábra)

A feladat megoldásához rajzoljuk be az ábrába a tényleges feszültségirányokat jelző nyilakat. (A földhöz képest pozitívabb potenciálú helytől a negatívabb felé mutat!) Ennek alapján felírható (Kirchhoff II. törvénye), hogy  $U_{FT} = U_R + U_{EC0} + U_E$ . Ebből a tranzisztorra jutó feszültség

$$U_{EC0} = U_{FT} - U_R - U_E$$

A behelyettesítésnél ügyelni kell a helyes előjelekre. A feszültség irány felcserélése előjelváltozást jelent, tehát  $U_{FT} = -U_{TF} = -(-12 \text{ V}) = 12 \text{ V}$ . A kettős index használata esetén az első jelenti a felvett vonatko-



7. ábra

zási pontot, amihez a második indexszel jelzett pontot viszonyítjuk.

Figyelembe véve, hogy  $U_R = I_{C0} R_C$  és  $U_E = I_{C0} R_E$   $U_{EC0} = U_{FT} - I_{C0} R_C - I_{C0} R_E = 12 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 4,7 \cdot 10^3 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^3 = 1,6 \text{ V}$ , ill.

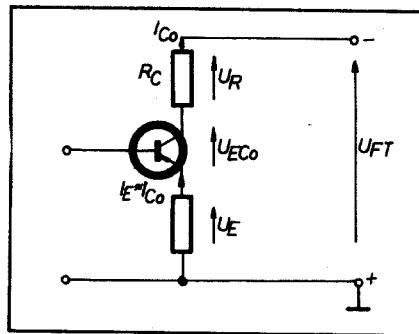
$$U_{CE0} = -1,6 \text{ V}$$

**Példa**

3. Méretezzünk bázisosztót egy BFY 46 npn nagyfrekvenciás tranzisztorhoz. A tranzisztor nyugalmi (munkaponti) bázisárama  $I_{B0} = 10 \mu\text{A}$ , a nyugalmi bázisfeszültség  $U_{BE0} = 0,6$  V, a tápfeszültség  $U_T = 10$  V (9. ábra)

Ahhoz, hogy vezérlés közben a bázisáram változása az A-pont feszültségét és ezzel a tranzisztor előfeszültségét ne befolyásolja, az osztót alkotó  $R_1$  és  $R_2$  ellenállások értékének kiszámításánál azt is figyelembe kell venni, hogy a rajtuk átfolyó és a munkapontot beállító I egyenáram sokkal nagyobb legyen a munkaponti bázisáramnál. Ehhez pl.  $\frac{I}{I_{B0}}$

$$= 10 \text{ áramviszonyt felvéve}$$



8. ábra

$$I = 10 \cdot I_{B0} = 10 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 10^{-4} \text{ A} = 100 \mu\text{A}$$

adódik. Az  $R_1$  ellenálláson  $U_T - U_{BE0} = 10 - 0,6 = 9,4 \text{ V}$  feszültségesést kell létrehozni. Ehhez a felvett

$$I = 100 \mu\text{A} \text{ áram esetén}$$

$$R_1 = \frac{U_T - U_{BE0}}{I} = \frac{9,4}{10^{-4}} = 9,4 \cdot 10^4 = 94 \cdot 10^3 \Omega = 94 \text{ k}\Omega$$

értékű ellenállás szükséges. A gyakorlatban ehhez közelebb 91 kΩ-os 5%-os (esetleg 100 kΩ-os, 10%-os) szabványértékű ellenállást célszerű választani. Az osztó alsó,  $R_2$  tagján éppen az  $U_{BE0} = 0,6 \text{ V}$  előfeszültségnek kell létrejönni, amihez

$$R_2 \sim \frac{U_{BE0}}{I} = \frac{0,6}{10^{-4}} = 6 \cdot 10^3 \Omega = 6 \text{ k}\Omega$$

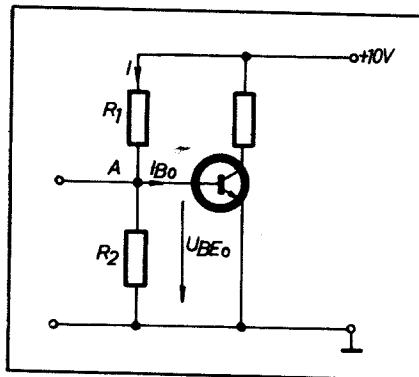
értékű ellenállás szükséges. Ehhez legközelebb eső szabványérték a 6,2 kΩ (5%-os).

Számítsuk ki, hogy a fenti szabvány-névértékű ellenállásokkal készítve az osztót, mekkora báziselőfeszültség adódik.

Ha a tranzisztor terhelő hatását nem vesszük figyelembe, az A-ponton megjelenő feszültség

$$U = U_T \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \frac{6,2}{91 + 6,2} \approx 0,64 \text{ V}$$

ami csak kismértékű eltérést jelent a kívánt 0,6 V értékhez képest. (Az



9. ábra

ellenállások értékeinek szórása miatti eltérés ennél nagyobb is lehet).

Számítsuk ki, hogy az osztót milyen terhelhetőségű ellenállásokból célszerű összeállítani. Mivel az osztó árama  $I = 100 \mu\text{A}$ , az osztó felső tagján

$$P_1 = I^2 R_1 = (10^{-4})^2 \cdot 91 \cdot 10^3 \approx 10^{-3} \text{ W} = 1 \text{ mW},$$

alsó tagján

$$P_2 = I^2 R_2 = (10^{-4})^2 \cdot 6,2 \cdot 10^3 \approx 0,07 \text{ mW}$$

teljesítmény lép fel, tehát 0,1 W terhelhetőségű ellenállások is igen megfelelnek.

#### Példa

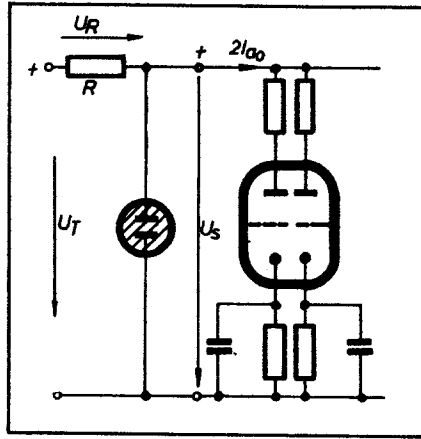
4. Egy ECC 85 kettős triódát  $U = 150 \text{ V}$  stabilizált tápfeszültségről kívánunk működtetni. A stabilizátort tápláló feszültség  $U_T = 200 \text{ V} \pm 10\%$ . A kettős trióda munkapontja úgy van beállítva ( $U_{g0} = -0,6 \text{ V}$ ), hogy 150 V-os tápfeszültség esetén a csövek anódárama külön-külön  $I_{a0} = 5 \text{ mA}$ . Határozzuk meg a szükséges stabilizátor kapcsolást.

A stabilizáláshoz VR 150 stabilizátorcsövet célszerű felhasználni, amelynek katalógusadatai a következők: gyújtófeszültség  $U_{gy} = 160 \text{ V}$ , üzemi (stabilizált) feszültség  $U_s = 150 \text{ V}$ , maximális árama  $I_M = 40 \text{ mA}$ , minimális árama  $I_m = 5 \text{ mA}$ . Mivel a kettős trióda táplálásához  $U_s = 150 \text{ V}$  kell, a tápfeszültséget le kell osztani, de úgy, hogy változó tápfeszültség esetén is mindig 150 V jusson a triódák anódköri ellenállására. Ilyen osztást valósít meg a 10. ábrán látható R előtétellenállásból és a stabilizátorcsőből álló osztó. A feladat lényegében az előtétellenállás méretezése.

Az előtétellenállás minimális értékét az határozza meg, hogy  $U_{TM}$  maximális tápfeszültség esetén is a stabilizátorcső  $I_M$  maximális áramának és az  $I_t = 2 I_{a0}$  terhelő áramnak együttesen létre kell hozni akkora  $U_R$  feszültségesést, amekkora az  $U_{TM}$  és az  $U_s$  közötti feszültség különbsége. Ennek megfelelően az előtétellenállás minimális értéke:

$$R_M = \frac{U_T + 10\% - U_s}{I_M + I_t} = \frac{200 + 20 - 150}{(40 + 10) \cdot 10^{-3}} = 1,4 \text{ k}\Omega$$

Ha a tápfeszültség értéke a maximálisnál kisebb lesz, akkor a stabilizátorcső árama és ezzel a feszültségesés automatikusan olyan értékre csökken, hogy az osztó kimeneti feszültsége továbbra is 150 V marad. Mivel a stabilizátorcsővön üzem közben a biztos működéshez legalább  $I_m = 5 \text{ mA}$ -nek kell átfolyni, az előtétellenállás maximális értékét az szabja meg, hogy ez az  $I_m$  áram az  $I_t = 2 I_{a0}$  terhelőárammal együtt akkor se hozzon létre a megengedettnél nagyobb feszültségesést az előtéten, ha a tápfeszültség minimális. Ennek alapján felírható, hogy a maximális előtétellenállás



10. ábra

$$R_M = \frac{U_T - 10\% - U_s}{I_M + I_t} = \frac{200 - 20 - 150}{(5 + 10) \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ k}\Omega$$

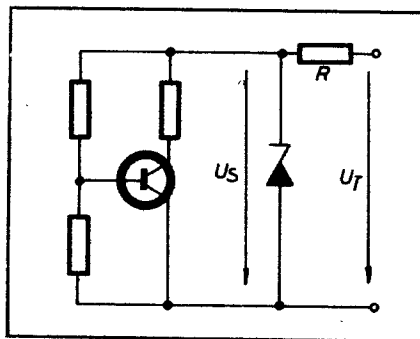
Az előzőeknek megfelelően az előtétellenállást 1,4  $\Omega$  és 2 k $\Omega$  között kell megválasztani.

Az előtétellenállás megválasztásánál a fentiekben kívül még arra is tekintettel kell lenni, hogy a stabilizátorcső biztosan be tudjon gyújtani. Ehhez az szükséges, hogy a stabilizátorcsőre jutó feszültség (a begyújtás előtt) a tápfeszültség megadott bármelyik értéke mellett legalább a gyújtófeszültség, jelen esetben 160 V, vagy annál nagyobb legyen.

Az ECC 85 kettős trióda karakterisztikájából megállapítható, hogy a

$$R_k = \frac{U_{g0}}{I_k} = \frac{0,6}{5 \cdot 10^{-3}} = 120 \Omega \text{ katódköri ellenállás és } 10 \text{ k}\Omega \text{ anódköri ellenállás esetén mekkora lesz az anódáram, ha a stabilizátorcső még nincs begyújtva és a triódák munkapontellenállására a teljes } U_{TM} \text{ maximális, vagy } U_{TM} \text{ minimális tápfeszültség rájut.}$$

Figyelembe véve az anódköri ellenállásokon fellépő feszültségesést



11. ábra

$$U_{TM} = 200 + 10\% = 220 \text{ V esetén}$$

$$I_{aM} = 7,5 \text{ mA},$$

$$U_{TM} = 200 - 10\% = 180 \text{ V esetén}$$

$$I_{aM} = 6 \text{ mA}.$$

Ennek megfelelően  $U_{TM}$  esetén

$$R_{M1} = \frac{U_T + 10\% - U_{gy}}{I_{aM}} = \frac{220 - 160}{7,5 \cdot 10^{-3}} = 8 \text{ k}\Omega,$$

$U_{TM}$  esetén

$$R_{M2} = \frac{U_T - 10\% - U_s}{I_{om}} = \frac{180 - 160}{6 \cdot 10^{-3}} = 3,3 \text{ k}\Omega.$$

Mivel a cső  $R \leq 3,3 \text{ k}\Omega$  esetén már biztosan begyújt, az előzőekben kapott 1,4 ill. 2 k $\Omega$  között felvett ellenállás értékek a stabilizátorcső begyújtási feltételeit is kielégítik. Két szabványérték az 1,5 k $\Omega$  és az 1,8 k $\Omega$  jöhet számításba, ezek közül a jobb stabilizálást (kisebb kimeneti feszültség-ingadozást) adó 1,8 k $\Omega$  értékűt célszerű felhasználni.

Az előtétellenállás által felvett teljesítmény maximálisan

$$P_M = (I_M + I_t)^2 \cdot R = (40 + 10)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 1,8 \cdot 10^3 = 4,5 \text{ W}, \text{ így } 6 \sim 10 \text{ W terhelhetőségű ellenállást kell alkalmazni.}$$

#### Példa

5. Tervezzünk Zener-diódás stabilizátort a 3. feladatban tárgyalt erősítő fokozat táplálásához. (11. ábra)

Mivel az erősítő tervezett stabilizált tápfeszültsége  $U_s = 10 \text{ V}$ , az áram felvétele  $I_t = I_{c0} + I_1 = 1 + 0,1 = 1,1 \text{ mA}$  (a tranzisztor és a bázisosztó árama) a stabilizáláshoz pl. SZ 10 dióda használható. E dióda katalógusadatai: a letörési Zener feszültség (amit a dióda stabilizál)  $U_z = 10 \text{ V}$ , maximális árama (ami még nem terheli túl a diódát!)  $I_{zM} = 25 \text{ mA}$ , a dióda minimális árama (ameddig még jól stabilizál)  $I_{zm} = 1 \text{ mA}$ . Ha a tápfeszültség  $\pm 10\%$ -kal ingadozik, a stabilizátort legalább kb.  $U_T = 12 \text{ V}$ -tal kell táplálni.

A dióda megválasztása után a feladat itt is az R előtét ellenállás értékének kiszámítása. A számítás menete lényegében ugyanaz, mint a csöves stabilizátornál volt. Ennek megfelelően az előtét ellenállás minimális értéke

$$R_M = \frac{U_T + 10\% - U_s}{I_{zm} + I_t} = \frac{13,2 - 10}{25 + 1,1} = 123 \Omega,$$

maximális értéke

$$R_M = \frac{U_T - 10\% - U_s}{I_{zM} + I_t} = \frac{10,8 - 10}{1 + 1,1} = 380 \Omega$$

Mivel a Zener-diódák azonnal stabilizálnak, ha a rájuk jutó feszültség eléri a letörési feszültséget, így a stabilizátor csövekhez hasonló „begyújtási feszültséggel” itt nem kell számolni. A stabilizálás mértéke

Zener-diódás stabilizátoroknál is  $R$ -értékével nő, ezért az előtellenállást célszerű a kiszámított határon belül eső legnagyobb szabványértékre, jelen esetben  $R = 330 \Omega$ -ra választani.

két párhuzamosan kapcsolt kondenzátoré

$$C_s = C_1 + C_2$$

**Példa**

6. Egy tranzisztoros erősítő fokozat emitterellenállás okozta erősítéscsökkenését (negatív visszacsatolás miatt) úgy kerülhetjük el, ha a hasznos váltakozó áramú jel szempontjából az emitterellenállást mintegy rövidere zárjuk „átblökkoljuk” (12. ábra). Ehhez olyan kapacitását kondenzátor szükséges, amelynek az erősítendő jel legkisebb frekvenciáján a kapacitív ellenállása jóval

kisebb ( $\frac{1}{5} \sim \frac{1}{10}$ -szerese) mint az

emitterellenállás.

Számítsuk ki milyen emitterkörü kondenzátort kell alkalmazni, ha az emitterkörüellenállás  $R_E = 220 \Omega$ , az erősítendő jelek frekvenciasávjának alsó határa  $f_a = 60 \text{ Hz}$  és a munkaponti emitteráram  $20 \text{ mA}$ . Az előzőek alapján

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f_a C} \leq \frac{R_E}{5}$$

ahonnan a szükséges kapacitás

$$C \geq \frac{5}{2 \pi f_a R_E} \sim \frac{1}{f_a R_E} = \frac{1}{60 \cdot 220} = 76 \cdot 10^{-6} = 76 \mu\text{F}$$

Ehhez legközelebb eső nagyobb szabványérték  $100 \mu\text{F}$ . Mivel az emitterellenálláson fellépő és a kondenzátorra jutó egyenfeszültség

$$U = I_E \cdot R_E = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 0,22 \cdot 10^3 = 4,4 \text{ V}$$

$100 \mu\text{F}$ -os  $6/8 \text{ V}$ -os elektrolitikus kondenzátort célszerű használni.

**Példa:**

7. Egy elektronikus generátor hangolásához  $\dot{a} = \frac{C_M}{C_m} = 4$  kapaci-

tásátfogású forgókondenzátorra lenne szükség. A rendelkezésre álló forgó azonban  $C_v = 450 \text{ pF}$  vég-, és  $C_k = 50 \text{ pF}$  kezdő kapacitású (ez  $\dot{a} = 9$  kapacitásátfogást jelent). Számítsuk ki mekkora  $C$  kapacitású fix kondenzátort kell a forgóval párhuzamosan kapcsolni, hogy a kapacitásátfogást a kívánt  $\dot{a} = 4$  értékre csökkentsük.

## 2. Kondenzátort tartalmazó áramkörök számítása

A kondenzátor két fémfelület, amelyek között a szigetelőanyag (dielektrikum) tölti ki a teret. A kondenzátor legfontosabb jellemzője a  $C$  kapacitás. A kapacitás meghatározza, hogy egy adott  $U$  feszültség mekkora  $Q$  töltést, ill. mekkora  $W$  energiát tud felhalmozni a kondenzátorban

$$Q = C \cdot U \text{ ill. } W = \frac{1}{2} C U^2$$

A kapacitás egysége a farad [F]. Kisebbségi egységei: mikrofarad [ $\mu\text{F}$ ], nanofarad [nF], picofarad [pF].  $1 \mu\text{F} = 10^{-6} \text{ F}$ ,  $1 \text{ nF} = 10^{-9} \mu\text{F}$ ,  $1 \text{ pF} = 10^{-12} \text{ F}$ . Az ideális (vesztésgmentes) kondenzátor egyenáramon végtelen,  $f$ -frekvenciájú váltakozóáramon

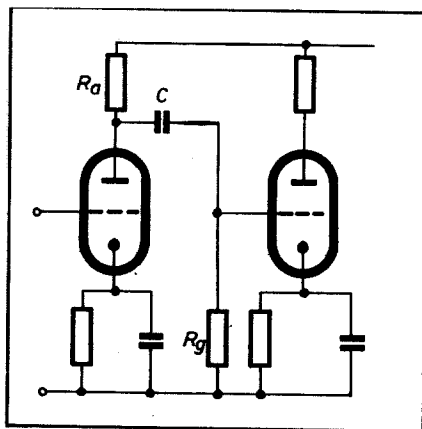
$$X_c = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \pi f C}$$

látszólagos ellenállást mutat, ahol  $\omega = 2 \pi f$ , az  $f$ -frekvenciához tartozó ún. körfrekvencia. Az  $X_c$ -ellenállást azért mondjuk látszólagosnak, mert az ohmos ellenállástól eltérően csak váltakozó áramon lép fel és értéke függ a frekvenciától. Az  $X_c$  ellenállást kapacitív ellenállásnak, vagy kapacitív reaktanciának nevezzük. Az  $X_s$  kapacitív ellenállásra váltakozóáramú körben értelmezhető Ohm-törvény

$$I = \frac{U}{X_c}$$

Az ideális kondenzátor fázisforgatása  $90^\circ$ , a feszültség késik az áramhoz képest.

A kondenzátor jellemző adata még a névleges feszültség, a kondenzá-



13. ábra

torra tartós üzemben kapcsolható max. egyenfeszültség. Elektrolitikus kondenzátoroknál emellett megadják a maximális (egy percig rákapcsolható) csúcshőfeszültség (egyen + váltó) értékét is.

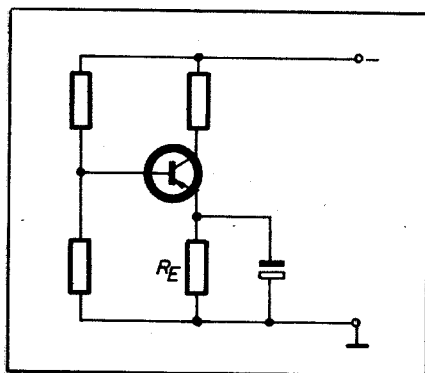
Gyakorlatban a kondenzátorok nem ideálisak, tehát van veszteségük (fogyasztanak energiát). A veszteség a  $\text{tg } \delta$  veszteségi tényezővel jellemezhető. ( $\text{tg } \delta = r \omega C$ , vagy  $\text{tg } \delta = 1/R \omega C$ , ahol  $r$  ill.  $R$  a veszteséget reprezentáló soros ill. párhuzamos ellenállás.)

A híradástechnikában alkalmazott kondenzátorokat két nagy csoportra osztjuk: állandó és változtatható kapacitásúakra. Az állandó kapacitású kondenzátorok az alkalmazott dielektrikumnak megfelelően lehetnek csillám, kerámia, stiroflex, papír és elektrolitikus kondenzátorok. Az előbbieket viszonylag kisebb kapacitásúak ( $10 \text{ pF} \dots 1 \mu\text{F}$ ) és kisebb veszteségűek ( $\text{tg } \delta = 10^{-3} \sim 10^{-4}$ ) az utóbbiak nagy kapacitásúak ( $0,5 \dots 1000 \mu\text{F}$ ), de nagy veszteségűek ( $\text{tg } \delta = 10^{-2}$ ). Az elektrolitikus kondenzátor (elko) csak olyan áramkörben használható, ahol egyenfeszültség is van, kivétel a bipoláros elektrolitikus kondenzátor.

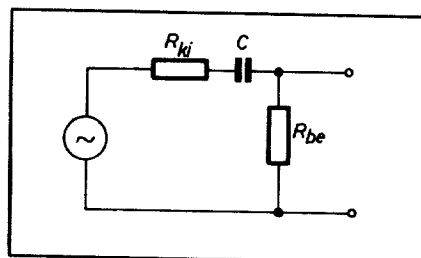
A változtatható kapacitású kondenzátorok lehetnek hangoló (forgó) és beállító (trimmer) kondenzátorok. Az előbbieket rezgőkörök hangolására, az utóbbiakat áramköri kapacitások pontos beállítására használják.

Két sorosan kapcsolt kondenzátor eredő kapacitása

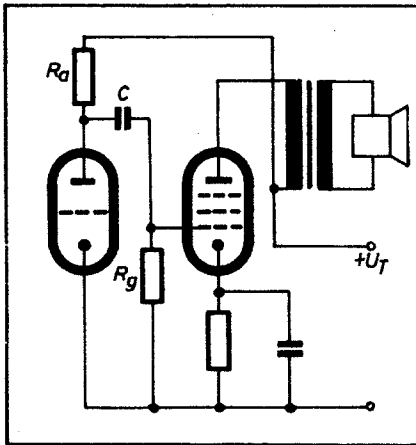
$$C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$



12. ábra



14. ábra



15. ábra

A  $C$  kondenzátor párhuzamos kapcsolásával az eredő max. kapacitás  $C_M = C_v + C$ , a minimális  $C_m = C_k + C$ , az átfogás

$$\dot{a} = \frac{C_v + C}{C_k + C}$$

A kifejezést  $C$ -re rendezve:

$$C = \frac{C_v - \dot{a} C_k}{\dot{a} - 1} = \frac{450 - 4 \cdot 50}{4 - 1} \sim 82 \text{ pF}$$

Tehát a forgó kondenzátorral 82 pF kapacitású pl. stiroflex kondenzátort kapcsolva, a kapacitás  $C_k + C = 132$  pF és  $C_v + C = 532$  pF között változtatható, ami  $\dot{a} = 4$  kapacitás átfogást ad.

#### Példa

8. Az erősítőfokozatokat egymással rendszerint csatoló-kondenzátorokon át kapcsoljuk össze. A csatoló-kondenzátor feladata az előző fokozat kimeneti körének (anód ill. kollektor kör) és a következő fokozat bemeneti körének (rács ill. báziskör) egyenáramú elválasztása, de úgy, hogy az erősítendő váltakozóáramú jelek átjutását a lehető legkisebb mértékben befolyásolja.

A 13. ábrán két elektroncsöves erősítőfokozat RC-csatolása látható. A  $C$  csatoló-kondenzátor az előző fokozat váltakozóáramú kimeneti és a következő fokozat váltakozóáramú bemeneti ellenállásával egy frekvenciafüggő feszültségosztót alkot (14. ábra). A feszültségosztás mértéke akkor a legnagyobb, amikor a kondenzátor váltakozóáramú ellenállása (reaktanciája) a legnagyobb, vagyis az erősítendő jelek frekvenciasávjának alsó határán — röviden — az alsó határfrekvencián. Az a frekvencia, ahol a jel a közepes frekvenciákhoz képest  $\sqrt{2}$ -résztére csökken

$$f = \frac{1}{2\pi(R_{ki} + R_{be})C}$$

Mivel a kisfrekvenciás jelek átjutását más tagok (katód ill. emitter-kondenzátor, segédrácskondenzátor a következő fokozat csatoló köre, stb.) is befolyásolják, ezért, ha az alsó határfrekvencián ez egész erősítőre a szokásos  $\sqrt{2}$ -szeres csökkenést engedjük meg, akkor egy csatolókörnél általában csak ennek  $\frac{1}{k} =$

$$= \frac{1}{5} \sim \frac{1}{10} \text{-szerese engedhető meg.}$$

Ennek alapján:

$$C = \frac{k}{2\pi f_a (R_{ki} + R_{be})} \sim \frac{1}{f_a (R_{ki} + R_{be})}$$

Számítsuk ki egy EABC80 cső trióda részével működő hangfrekvenciás előerősítő és egy EL 84 csővel működő végerősítő fokozat közötti csatoló-kondenzátor értékét, ha az előerősítő cső belső ellenállása  $50 \text{ k}\Omega$  munkaellenállása  $R_a = 220 \text{ k}\Omega$ , a végerősítő rácslevezető ellenállása  $R_g = 0,68 \text{ M}\Omega$ , az alsó határfrekvencia  $70 \text{ Hz}$ , tápfeszültség  $U_T = 250 \text{ V}$  (15. ábra).

Az előerősítő kimeneti ellenállása

$$R_{ki} = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b} = \frac{220 \cdot 50}{220 + 50} \sim 40 \text{ k}\Omega$$

a végerősítő bemeneti ellenállása  $R_{be} = R_g = 680 \text{ k}\Omega$ . A szükséges csatoló-kondenzátor

$$C \sim \frac{1}{f_a (R_{ki} + R_{be})} = \frac{1}{70(40 + 680)10^3} \sim$$

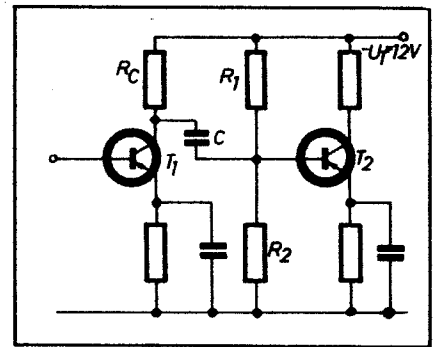
$$\sim \frac{1}{70 \cdot 0,72 \cdot 10^6} \sim 20 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

ehhez legközelebb eső nagyobb szabvány érték  $22 \text{ nF}$ . Mivel az előerősítőcső lezárásakor a teljes tápfeszültség a csatoló-kondenzátorra jut, célszerű  $U_T$ -nél nagyobb üzemi feszültségű, pl.  $500 \text{ V}$ -os stiroflex kondenzátort alkalmazni.

#### Példa

9. Számítsuk ki a 16. ábrán látható két OC 1070 tranzisztorral működő hangfrekvenciás előerősítő  $C$  csatoló kondenzátorának értékét, ha a kapcsolás és a tranzisztor adatai:  $R_c = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$ , a  $T_1$  tranzisztor kimeneti ellenállása (ez megfelel az elektroncső belső ellenállásának)  $R_b = h_{2a} = 30 \text{ k}\Omega$ , a  $T_2$  tranzisztor bemeneti ellenállása  $h_{in} = 1,5 \text{ k}\Omega$ . Az erősítendő alsóhatárfrekvencia  $f_a = 60 \text{ Hz}$ .

A fenti adatoknak megfelelően az első fokozat váltakozóáramú kimeneti ellenállása



16. ábra

$$R_{ki} = \frac{R_c \cdot R_b}{R_c + R_b} = \frac{4,7 \cdot 30}{4,7 + 30} \sim 4 \text{ k}\Omega$$

a második fokozat váltakozóáramú bemeneti ellenállása

$$R_{be} = \frac{R_1 R_2 h_{ie}}{R_1 R_2 + R_1 h_{ie} + R_2 h_{ie}} = \frac{47 \cdot 8,2 \cdot 1,5}{47 \cdot 8,2 + 47 \cdot 1,5 + 8,2 \cdot 1,5} = \frac{578}{386 + 70 + 123} = \frac{578}{479} \sim 1,2 \text{ k}\Omega$$

Az előző példában kapott összefüggés alapján

$$C \sim \frac{1}{f_a (R_{ki} + R_{be})} = \frac{1}{60(4 + 1,2)10^3} = 3,2 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

A viszonylag nagy kapacitásérték miatt elektrolitikus kondenzátort célszerű alkalmazni. Ezeknél legközelebb eső nagyobb szabványérték  $5 \mu\text{F}$ . Mivel  $T_1$  lezárása esetén az  $U_T$  tápfeszültség rájut a kondenzátorra, ajánlatos  $U_T$ -nél nagyobb üzemi feszültségű, pl.  $15/18 \text{ V}$ -os kondenzátort választani.

#### Példa

10. Számítsuk ki a párhuzamos veszteségi ellenállását egy  $1 \text{ nF}$  kapacitású papír, ill. stiroflex dielektrikumú kondenzátornak  $1 \text{ kHz}$ -en és  $1 \text{ MHz}$ -en. A veszteségi tényező  $1 \text{ kHz}$ -en papirkondenzátor esetén  $\text{tg } \delta = 200 \cdot 10^{-4} = 2 \cdot 10^{-2}$ , stiroflex kondenzátornál  $\text{tg } \delta = 10^{-4}$ .

A párhuzamos veszteségi ellenállás  $1 \text{ kHz}$ -en papír kondenzátor esetén

$$R = \frac{1}{\omega C \text{tg } \delta} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot 10^{-2}} = \frac{10^8}{12,5} = 8 \cdot 10^6 = 8 \text{ M}\Omega,$$

stiroflex esetén

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-4}} = \frac{10^{10}}{6,28} \sim 1,6 \cdot 10^9 \Omega = 1600 \text{ M}\Omega.$$

Növekvő frekvenciával a papírkondenzátor veszteségi tényezője kb.  $\sqrt[3]{f}$  szerint növekszik, így  $f_1$  frekvencián ismerve a veszteségi tényezőt ( $\text{tg } \delta_1$ ), egy nagyobb  $f_2$  frekvencián

$$\text{tg } \delta_2 = \text{tg } \delta_1 \sqrt[3]{\frac{f_2}{f_1}}$$

Ennek megfelelően a papírkondenzátor veszteségi tényezője 1 MHz-en

$$\text{tg } \delta_2 = 2 \cdot 10^{-2} \sqrt[3]{\frac{10^6}{10^3}} = 20 \cdot 10^{-2}$$

Stiroflex kondenzátorok veszteségi tényezője MHz-es tartományokban változatlan.

### 3. Tekercset tartalmazó áramkörök számítása

Ha egy tekercsre váltakozó feszültséget kapcsolunk, akkor a tekercsben folyó áram nagyságát nem annak ohmos ellenállása fogja meghatározni. A váltakozó feszültség által létrehozott váltakozó áram ugyanis a tekercsben egy váltakozó mágnesmezőt eredményez, amely magában a tekercsben egy váltakozó feszültséget kelt. Ezt a feszültséget önindukciós feszültségnek, a jelenséget magát önindukciónak nevezzük.

Az önindukciós feszültség mindig olyan irányú (Lenz-törvény), hogy az őt létrehozó áramváltozást csökkenteni igyekszik, vagyis egy látszólagos ellenállást fejt ki (azért látszólagos, mert csak változóáram esetén lép fel). A tekercsnek ezt a látszólagos ellenállását  $X_L$  induktív ellenállásnak vagy induktív reaktanciának nevezzük. Egy adott frekvenciájú váltakozóáramú körben az induktív ellenállást a tekercs jellemzőitől függő tényező, az  $L$  induktivitás határozza meg.

$X_L = 2 \pi f L$ .  
Az induktivitás egysége a henry (H). Kisebbségi egységei a millihenry [mH], a mikrohenry [ $\mu$ H] és nanohenry [nH].  
 $1 \text{ mH} = 10^{-3} \text{ H}$ ,  $1 \mu\text{H} = 10^{-6} \text{ H}$ ,  $1 \text{ nH} = 10^{-9} \text{ H}$ .

Az induktív ellenállás fogalmának bevezetése lehetővé teszi, hogy az Ohm-törvényt tekercset tartalmazó váltakozó áramkörre is alkalmazni tudjuk. Ennek alapján a tekercsre kapcsolt  $U$  feszültség hatására a tekercsben

$$I = \frac{U}{X_L}$$

áram fog folyni, de kialakulása a feszültséget csak késve, fázisban eltolva követi. Ideális tekercs (nincs ellenállása és kapacitása) esetén a fáziskésés  $90^\circ$ .

A fentieknek megfelelően 1 MHz-en a papírkondenzátor párhuzamos veszteségi ellenállása

$$R = \frac{1}{2 \pi \cdot 10^6 \cdot 10^{-9} \cdot 0,2} = \frac{10^3}{1,25} = 800 \Omega$$

a stiroflex kondenzátoroké

$$R = \frac{1}{2 \pi \cdot 10^6 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-4}} = 1,6 \text{ M}\Omega$$

Az eredményekből az a következtetés vonható le, hogy a papírkondenzátort csak hangfrekvenciás tartományban célszerű használni, míg a stiroflex kondenzátor a hang és nagyfrekvenciás tartományban egyaránt megfelel.

Sorosan kapcsolódó  $L_1$  és  $L_2$  induktivitású tekercsnek  $L_e$  eredő induktivitása  
 $L_e = L_1 + L_2$   
párhuzamosan kapcsolódó tekercseké

$$L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

feltételezve, hogy a két tekercsnek nincs közös mágneses tere, vagyis a két tekercs között nincs mágneses csatolás.

A valóságos tekercsek veszteségét  $r$  soros, vagy  $R$  párhuzamos veszteségi ellenállással vehetjük figyelembe. Hogy egy tekercs mennyire közelíti meg az ideált, azt a  $Q$  jósági tényezővel jellemezhetjük

$$Q = \frac{\omega L}{r} \text{ vagy } Q = \frac{R}{\omega L}$$

A tekercsek induktivitása megfelelő vasmag alkalmazásával növelhető. Kis frekvenciás (pl. hálózati) ill. hangfrekvenciás áramkörökben lemezel, nagyobb frekvenciákon por- vagy ferritmagos, esetleg légmagos tekercseket alkalmaznak. A ferrit-fazékmagos tekercsek hang- és nagyfrekvenciás körökben egyaránt elterjedtek. A tekercsüket főleg szűrő és rezgőköri, ritkábban csatolóelemként használják. A porvasmagos és sok esetben a ferrit-fazékmagos tekercsek hangolhatóak. Az utóbbiaknál a hangolás mértéke csak kb. 20–30%.

Egy soros, hengeres, légmagos tekercsek induktivitása:

$$L = \frac{N^2 D^2}{0,5 D + 1} 10^{-3} [\mu\text{H}]$$

vagy adott  $L$  [ $\mu$ H] induktiváshoz szükséges menetszám

$$N = \frac{aL \sqrt{(aL)^2 + 2 \cdot 10^{-3} D^3 L}}{2 D^2} \cdot 10^3$$

ahol  $N$  menetszám

$D$  tekercsetest átmérő [mm]

$a$  menetemelkedés [mm]

$l$  tekercshossz [mm]

A nagyobb induktivitású tekercsüket hang- és nagyfrekvencián célszerű ferrit-fazékmaggal készíteni. Ezeknél

$L = N^2 A_L$  [nH]

ahol  $A_L$  az adott méretű és anyagú fazékmaghoz tartozó jellemző, az egy menetre jutó induktivitás nH-ben (katalógus adat).

**Példa**

11. Mekkora áramot vesz fel az  $U = 220$  V-os hálózathoz az üresen járó (szekunder oldalán nem terhel) transzformátor, ha a primer tekercsének induktivitása  $7 \text{ H}$ ?

Az üresen járó transzformátor a hálózat felé egy tekercsként viselkedik, amelynek az induktív ellenállása a hálózati frekvencián

$X_L = 2 \pi f L = 2 \pi \cdot 50 \cdot 7 = 2200 \Omega$ .  
Így a hálózathoz felvett áram

$$I = \frac{U}{X_L} = \frac{220}{2200} = 0,1 \text{ A} = 100 \text{ mA}$$

**Példa**

12. Számítsuk ki, hogy egy  $2 \mu\text{H}$  induktivitású URH fojtótekercshez hány menet szükséges, ha  $D = 6$  mm átmérőjű csévetestre  $0,5 \text{ ZS}$  huzalból akarjuk a fojtót elkészíteni és mekkora lesz a jósági tényezője  $10 \text{ MHz}$ -en?

A  $0,5 \text{ ZS}$  huzal átmérője szigeteléssel együtt kb.  $0,6$  mm. Szorosan egymás mellé tekercselve a meneteket, a menet emelkedés  $a = 0,6$  mm.

A szükséges menetszám

$$N = \frac{aL \sqrt{(aL)^2 + 2 \cdot 10^{-3} D^3 L}}{2 D^2} \cdot 10^3 = \frac{0,6 \cdot 2}{2 \cdot 36} + \frac{\sqrt{1,44 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,22 \cdot 10^3 \cdot 2}}{2 \cdot 36} \cdot 10^3 = 38$$

A tekercseléshez szükséges huzal hossza  $ND\pi = 38 \cdot 6 \cdot 3,14 \approx 720$  mm =  $0,72$  m. A huzal keresztmetszete

$$s_{zete} = \frac{d^2 \pi}{4} = \frac{0,5^2}{4} \approx 0,2 \text{ mm}^2, \text{ így az}$$

ellenállása

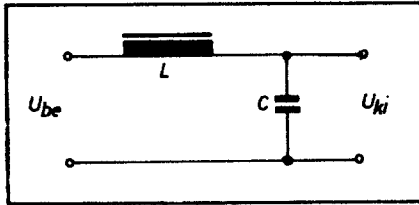
$$R = \frac{l}{\sigma A} = 1,75 \cdot 10^{-3} \frac{0,72}{0,2} = 0,063 \Omega$$

A skin-hatás miatt ez az ellenállás  $10 \text{ MHz}$ -en  $d = 0,5$  mm-es rézhuzalnál kb. 6-szorosára nő, így az ellenállás kb.  $r = 0,4 \Omega$ , a jósági tényező

$$Q = \frac{2 \pi f L}{r} = \frac{2 \cdot 10^7 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{0,4} \approx 320$$

**Példa**

13. Egy rádióvevő KF transzformátorához  $1,4 \text{ mH}$  induktivitású tekercsre van szükség. Hány menettel kell készíteni a tekercset, ha  $M 1100 18 \times 14$  mm méretű,  $0,3$



17. ábra

mm-es légrésű fazékmag áll rendelkezésre?

A táblázat adatai szerint a megadott méretű fazékmaghoz  $A_L = 160 \text{ nH}$  érték tartozik. Így a szükséges menetszám

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{1400 \cdot 10^{-6}}{0,16 \cdot 10^{-8}}} = 94$$

A rendelkezésre álló tekercselési teret figyelembevéve a tekercs 0,05—0,2 mm-es huzalból készíthető.

#### Példa

14. Tekercset és kondenzátort a 17. ábra szerinti kapcsolásban gyakran alkalmazunk szűrőként. Az  $L$ — $C$  tagok frekvenciafüggő osztóként viselkednek, amelyek egyenfeszültségen nem okoznak feszültségosztást, míg váltakozó áramú jeleket erősen leosztják. Ez a tulajdonságuk jól felhasználható arra, hogy egyenfeszültségről leválasszuk a rászuperponálódott váltakozóáramú komponenszt. (Pl. tápegységekben az egyenirányító után az egyenfeszültségről a maradék hálózati ún. bűgőfeszültséget.)

Ideálisnak tekinthető tekercs és kondenzátor esetén a váltakozó áramra a feszültségosztás:

$$U_{ki} = U_{be} \frac{X_c}{|X_c - X_L|} = U_{be} \frac{1}{\left|1 - \frac{X_L}{X_c}\right|}$$

$$= U_{be} \frac{1}{\left|1 - \frac{\omega L}{\frac{1}{\omega C}}\right|} = U_{be} \frac{1}{|1 - \omega^2 LC|}$$

A váltakozó áramú jel leosztásának mértéke

$$\frac{U_{be}}{U_{ki}} = |1 - \omega^2 LC| \approx \omega^2 LC \approx 40 f^2 LC$$

Egyutas hálózati egyenirányítás esetén  $f = 50 \text{ Hz}$ , kétutas egyenirányításnál  $f = 100 \text{ Hz}$ .

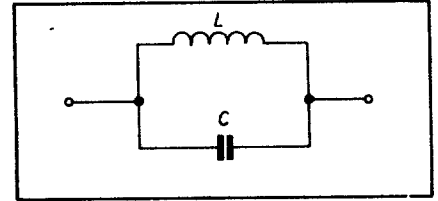
Számítsuk ki, mekkora induktivitású fojtótekercs szükséges ahhoz a hálózati  $LC$ -szűrőhöz, amellyel egy kétutas egyenirányító bűgőfeszültségét 100-ad részére akarjuk lecsökkenteni és szűrőkondenzátorként  $C = 16 \mu\text{F}$ -os elektrolitikus kondenzátort akarunk felhasználni.

Az előzőek alapján a bűgőfeszültség leosztása

$$\frac{U_{be}}{U_{ki}} = 100 \approx 40 f^2 LC,$$

ahonnan a keresett induktivitás

$$L = \frac{100}{40 f^2 C} = \frac{100}{40 \cdot 100^2 \cdot 16 \cdot 10^{-6}} = 15,6 \text{ H}.$$



19. ábra

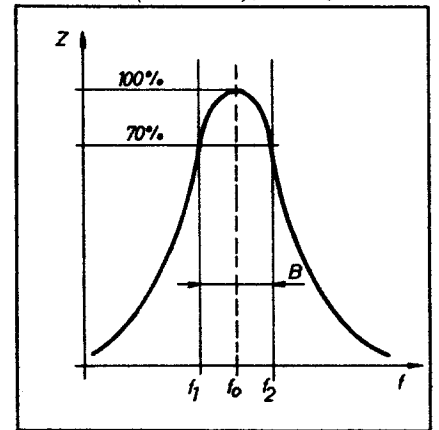
$$R = rQ_o^2 = \frac{L}{rC} = 2\pi f_o L Q_o = \frac{Q_o}{2\pi f_o C}$$

ohmos ellenállásként viselkedik.

A  $Q_o$  ismeretében meghatározható a kör sáv szélessége

$$B = \frac{f_o}{Q_o}.$$

Sáv szélesség alatt annak a két ( $f_1$  és  $f_2$ ) frekvenciának a különbségét nevezzük (20. ábra), amelyeknél a

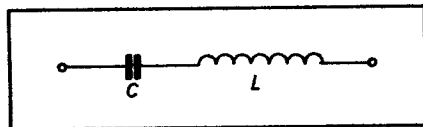


20. ábra

## 4. Rezgőkörök számítása

A rezgőkör tekercs és kondenzátor soros vagy párhuzamos kapcsolásával adódik. Rezgőkörök jellegzetes tulajdonsága a rezonancia jelenség. A soros rezgőkör 18. ábrán rezonancián minimális (ideális  $L$  és  $C$  esetén zérus), a párhuzamos rezgőkör (19. ábra) maximális (ideális  $L$  és  $C$  esetén végtelen) látszólagos ellenállást mutat. A rezonancia azon a frekvencián lép fel, amelynél a tekercs és a kondenzátor látszólagos ellenállása egyenlő nagy,  $X_L = X_C$ . Ebből adódó  $f_o$  frekvencia a rezonáns, vagy önfrekvencia az

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ [Hz]}$$



18. ábra

ún. Thomson-képlettel számítható, ahol

$L$  a kör induktivitása [H]

$C$  a kör eredő kapacitása [F]

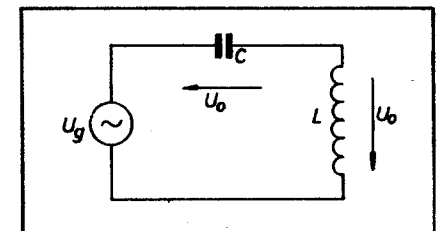
A rezgőkörön rezonancián nem lép fel fázisforgatás, a kör olyan ohmos ellenállásként viselkedik, amelynek értéke soros rezgőkörnél az  $r$  soros, párhuzamos rezgőkörnél az  $R$  párhuzamos veszteségi ellenállással egyezik meg. A soros vagy párhuzamos veszteségi ellenállás a rezgőkör

$$Q_o = \frac{Q_{oL} Q_{oC}}{Q_{oL} + Q_{oC}}$$

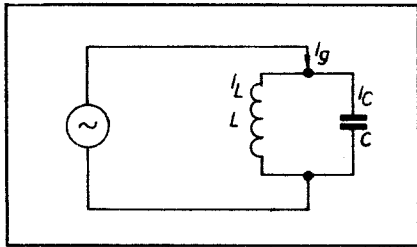
eredő jósági tényezőjének segítségével számítható, ahol  $Q_{oL}$  = a tekercs,  $Q_{oC}$  a kondenzátor jósági tényezője az  $f_o$  rezonáns frekvencián. Soros rezgőkör rezonancián.

$$r = \frac{2\pi f_o L}{Q_o} = \frac{1}{Q_o} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

értékű ohmos ellenállásként, a párhuzamos rezgőkör rezonancián



21. ábra



22. ábra

Párhuzamos rezgőkörben rezonancia esetén a tekercsen, vagy a kondenzátoron átfolyó áram  $Q_0$ -szorososa a generátorból a rezgőkörbe folyó áramnak (22. ábra).

$$I_0 = Q_0 I_g$$

Ezért a párhuzamos kör rezonanciáját áramrezonanciának is nevezük. A kondenzátoron ill. a tekercsen átfolyó áram rezonancián azonos nagyságú de ellentétes irányú.

**Példa**

15. A szuperelven működő rádióvevőknel az ún. középfrekvenciás jeleknek a készülékbe jutását az antenna és a földpontok közé kapcsolt és a középfrekvenciára hangolt soros rezgőkörrel az ún. KF-szűrővel lehet megakadályozni (23. ábra).

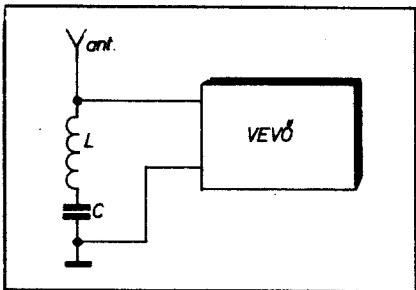
Számítsuk ki mekkora induktivitás szükséges egy vevő KF-szűrőjéhez, ha a rendelkezésre álló kondenzátor  $C = 47$  pF kapacitású és a kiszűrendő középfrekvencia 473 kHz és 0,473 MHz. A Thomson-képletből kifejezve az induktivitást

$$L = \frac{1}{(2\pi)^2 f C} = \frac{1}{40(0,473 \cdot 10^6)^2 \cdot 47 \cdot 10^{-12}} = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ H} = 2,4 \text{ mH}$$

érték adódik.

**Példa**

16. Határozzuk meg, milyen sávban hangolható egy rádióvevőnek a modulátorköre, ha  $C_k = 50$  pF kezdő,  $C_v = 450$  pF végkapacitású forgókondenzátor és egy  $L = 200$  μH induktivitású tekercs párhuzamos kapcsolásából áll.



23. ábra

A rezgőkör  $f_{om}$  maximális rezonáns frekvenciája minimális kapacitásnál (a forgó kiforgatott állásban) adódik

$$f_{om} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_k}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2 \cdot 10^{-4} \cdot 50 \cdot 10^{-12}}} = \frac{10^8}{62,8} = 1,6 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 1,6 \text{ MHz}$$

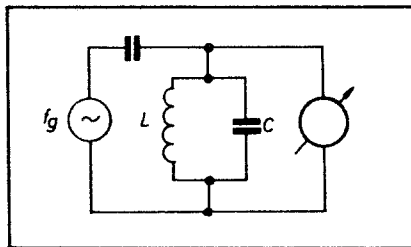
A minimális frekvenciát beforgatott forgónál kapjuk. Értéke

$$f_{om} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_v}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2 \cdot 10^{-4} \cdot 450 \cdot 10^{-12}}} = \frac{10^8}{188} = 0,53 \text{ MHz}$$

Tehát a fenti kör 0,530 és 1,6 MHz (középhullám) között hangolható, ami

$$\frac{f_{om}}{f_{om}} = \sqrt{\frac{C_v}{C_k}} = 3$$

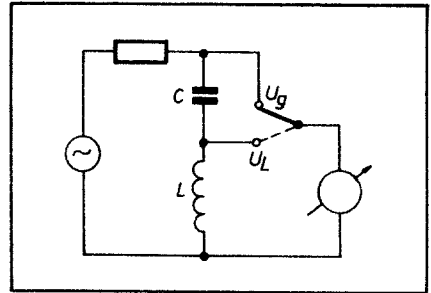
frekvenciaátfogásnak felel meg.



24. ábra

**Példa**

17. A párhuzamos rezonancia jól felhasználható kapacitás, vagy induktivitás mérésére is, a 24. ábra szerinti kapcsolásban. Ha pl. egy tekercs  $L_x$  induktivitását akarjuk lemérni, akkor egy ismert  $C$  kapacitású kondenzátorral az ábra szerinti párhuzamos rezgőkörre egészítjük ki. A rezgőkört egy kis (néhány pF) kapacitású kondenzátoron át egy generátorral tápláljuk. A kis kapacitású kondenzátor a mérési frekvencián a rezgőkör rezonancia ellenállásához képest nagy ellenállást jelent, ami biztosítja, hogy a kör  $I_0$  áramát a rezgőkör nem befolyásolja lényegesen (áramgenerátoros táplálás). Ez az állandó áram akkor hoz létre max. feszültséget a rezgőkörön, ha annak ellenállása maximális, vagyis ha rezonancia van. Ez akkor következik be, ha a generátor  $f_g$  frekvenciája éppen megegyezik a rezgőkör  $f_r$  rezonáns frekvenciájával. A feszültség maximumot, vagyis a rezonanciára állást a rezgőkörre kapcsolt nagy bemeneti ellenállású feszültségmérő (elekt-



25. ábra

ronikus feszültségmérő) maximális kitérése jelzi. Ekkor

$$f_0 = f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_x C}}$$

ahonnan a keresett induktivitás értéke

$$L_x = \frac{1}{(2\pi)^2 f_0^2 C} = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{f_0^2 C}$$

A fenti mérési módszer akkor ad megfelelő pontosságot, ha a tekercs jósági tényezője  $Q_L \geq 5 \sim 10$ , és  $C$  értéke mellett a tekercs saját kapacitása elhanyagolható.

Mekkora annak a tekercsnek az induktivitása, amellyel a  $C = 1$  nF kapacitású kondenzátort párhuzamosan kapcsolva  $f_0 = f_g = 50$  kHz-en ad rezonanciát?

Az induktivitás

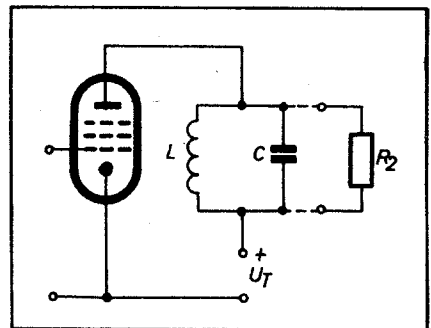
$$L_x = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{(5 \cdot 10^4)^2 \cdot 10^{-9}} = 10^{-2} \text{ H} = 10 \text{ mH}$$

**Példa**

18. A feszültségrezonancia jelensége felhasználható a rezgőkör, ill. ismert tg δ-jú kondenzátor esetén a tekercs jósági tényezőjének meghatározására.

Számítsuk ki, mekkora annak a tekercsnek a jósági tényezője, amelyenél a 25. ábra szerinti kapcsolásban rezonancián  $U_g = 10$  V-ot, ill.  $U_L = 80$  mV-ot mérünk és az alkalmazott kondenzátor veszteségi tényezője tg δ = 2 · 10<sup>-3</sup>.

A soros rezonanciát úgy állítjuk be, hogy a generátort addig hangoljuk, amíg a rezgőkör sarkain mérhető  $U_g$  feszültség értéke minimum lesz. Ekkor a fenti adatok esetén



26. ábra

$$Q_0 = \frac{U_g}{U_0} = \frac{10}{80 \cdot 10^{-3}} = 125$$

A kondenzátor jósági tényezője

$$Q_c = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} = 500$$

A rezgőkör eredő  $Q_0 = \frac{Q_{0L} \cdot Q_{0c}}{Q_{0L} + Q_{0c}}$

jósági tényezőjéből

$$Q_{0L} = \frac{Q_{0c} Q_0}{Q_{0c} - Q_0} = \frac{500 \cdot 125}{500 - 125} = 167.$$

Ha a méréshez stiroflex kondenzátort használunk ( $\operatorname{tg} \delta \approx 10^{-4}$ ), akkor annak jósági tényezője ( $\approx 10^4$ ) sokkal nagyobb lesz a tekercs jósági tényezőjénél, így  $Q_0 \approx Q_{0L}$ .

### Példa

19. Egy  $f_0 = 100$  kHz frekvencián működő zárókörös szelektív erősítőt akarunk készíteni  $B = 1$  kHz-es sáv szélességgel (26. ábra). Határozzuk meg a szükséges tekercs jellemzőit, ha a párhuzamos rezgőkörhöz  $C = 620$  pF-os kondenzátort akarunk felhasználni.

A szükséges induktivitás

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{f_0^2 C}$$

## 5. Hangfrekvenciás erősítők számítása

Tervezzünk hangfrekvenciás elő- és végerősítőfokozatot 0,1 W-os, 8  $\Omega$ -os hangszóróhoz. A meghajtó jelforrás 1 k $\Omega$ -os kimeneti ellenállásról terhelés nélkül 6 mV effektív értékű bemeneti jelfeszültséget ad, az erősítő frekvenciasáv 100 Hz – 8 kHz, a tápfeszültség 9 V. Az erősítő fokozat max. +40 °C környezeti hőmérsékletig működjön.

A feladat megoldását a végerősítő fokozat számításával kell kezdeni. A számítások egyszerűsítése miatt válasszunk A-osztályú végerősítő fokozatot. A szükséges viszonylag kis teljesítmény ezzel is biztosítható. Hátránya a hangerőtől független, állandó fogyasztás.

A végerősítő fokozathoz válasszunk AC 125 hangfrekvenciás pnp germánium tranzisztort, amelynek felső határfrekvenciája földelt emitteres kapcsolásban 17 kHz, a max. teljesítményfelvétele 500 mW.

A katalógus adatai szerint ennél a tranzisztornál a max. megengedett réteghőmérséklet  $T_{RM} = +75$  °C a hőellenállás hűtőfelület nélkül  $R_{th} = 0,3$  °C/mW, hűtőfelülettel  $R_{th} = 0,09$  °C/mW. Ennek megfelelően a megengedhető max. disszipációs teljesítmény (a tranzisztor max. megengedhető egyenáramú teljesítményfelvétele) hűtőfelület nélkül a megengedett max.  $T_{KM} = +40$  °C környezeti hőmérsékleten

$$P_{DM} = \frac{T_{RM} - T_{KM}}{R_{th}} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{(10^3)^2 \cdot 0,62 \cdot 10^{-3}} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 4 \text{ mW},$$

a szükséges jósági tényező

$$Q_0 = \frac{f_0}{B} = \frac{10^5}{10^3} = 100.$$

A rezgőkör rezonancián  $R = 2\pi f_0 L Q_0 = 6,28 \cdot 10^5 \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 10^2 = 250 \cdot 10^3 \Omega = 250 \text{ k}\Omega$  ohmos ellenállásként viselkedik.

Az elkészített tekercsről a mérés során megállapítjuk, hogy a jósági tényezője  $Q_{01} = 140$ . Ehhez azonban csak

$$B = \frac{f_0}{Q_{01}} = \frac{10^5}{1,4 \cdot 10^2} \approx 700 \text{ Hz}$$

sáv szélesség tartozik és a rezonancia ellenállása  $R_1 = 2\pi f_0 L Q_{01} = 6,28 \cdot 10^5 \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 1,4 \cdot 10^2 \approx 350 \text{ k}\Omega$ .

A kívánt 1 kHz-es sáv szélességet úgy kell biztosítani, hogy a párhuzamos rezgőkörrel olyan értékű ellenállást kapcsolunk párhuzamosan, hogy az eredő  $R = 250 \text{ k}\Omega$  legyen. Ehhez

$$R_2 = \frac{R_1 R}{R_1 - R} = \frac{350 \cdot 250}{350 - 250} = 870 \text{ k}\Omega$$

tehát pl. 820 vagy 910 k $\Omega$  szabványértékű ellenállás szükséges.

$$P_{DM} = \frac{T_{RM} - T_{KM}}{R_{th}} = \frac{75 - 40}{0,09} \approx 390 \text{ mW},$$

ami már feltehetően elegendő lesz. A hűtőfelület  $R_{th} = 0,09$  hőellenállás esetén  $\geq 12 \text{ cm}^2$  kell, hogy legyen.

Válasszuk a végerősítő fokozat számításához kiindulási alapul a 27. ábrán látható kapcsolást. Az emitter- és kollektorköri ellenállásokon eső feszültségeket figyelembevéve a munkaponti kollektorfeszültséget  $0,7 \sim 0,8 U_T$  értékre célszerű választani. Ez jelen esetben pl.  $-U_{CE0} = 7$  V nyugalmi kollektorfeszültséget jelenthet, amihez

$$-I_{C0} = \frac{P_{DM}}{-U_{CE0}} = \frac{390 \cdot 10^{-3}}{7} \approx 55 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 55 \text{ mA}$$

nyugalmi kollektoráram tartozik.

Az optimális munkaellenállás (figyelembevéve, hogy AC 125 típusnál az  $U_m$  maradékfeszültség  $U_{CE0}$  mellett elhanyagolható)

$$R_{opt} \approx \frac{-U_{CE0} - (-U_m)}{-I_{C0}} \approx \frac{-U_{CE0}}{-I_{C0}} = \frac{7}{55 \cdot 10^{-3}} \approx 127 \Omega$$

Az előzők alapján a kollektor váltakozóáram csúcsértéke maximálisan  $i_{CM} \approx (I_{C0}) = 55 \text{ mA}$ , az effek-

tív értéke max.  $i_c = \frac{i_{CM}}{\sqrt{2}} \approx 40 \text{ mA}$ ,

a kollektor váltakozófeszültség max. értéke

$U_{CM} = i_{CM} R_{opt} = 55 \cdot 10^{-3} \cdot 127 = 7 \text{ V}$ , effektív értéke

$$U_c = \frac{U_{CM}}{\sqrt{2}} = \frac{7}{1,41} \approx 5 \text{ V},$$

a max. hasznos kimeneti teljesítmény

$$P_{KIM} = u_c i_c = 5 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 200 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 200 \text{ mW}.$$

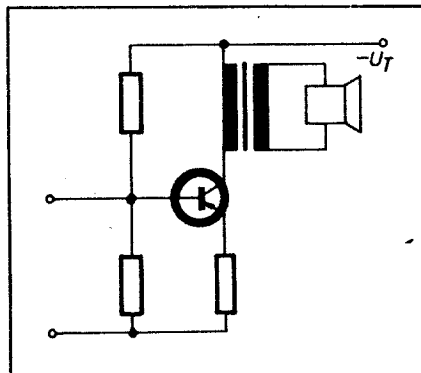
Ez a teljesítmény  $\eta = 60\%$ -os kimeneti transzformátor hatásfokot feltételezve is biztosítja a szükséges 100 mW-ot.

A katalógus adatai szerint  $-U_{CE0} \approx 5$  V és  $-I_{C0} \approx 50$  mA kollektoráram esetén az áramerősítési tényező  $\beta = 95$ , a nyugalmi bázisfeszültség  $-U_{BE0} \approx 0,4$  V. Tekintve, hogy a választott munkaponti értékek ezekhez közel esnek és a tranzisztor paraméterek szórása amúgyis viszonylag nagy, itt is számolhatunk  $\beta = 95$  és  $-U_{BE0} \approx 0,4$  V értékekkel.

A kimeneti transzformátor primer tekercsének ellenállása  $\eta = 0,6 = 60\%$ -os hatásfokot feltételezve (durva közelítéssel)

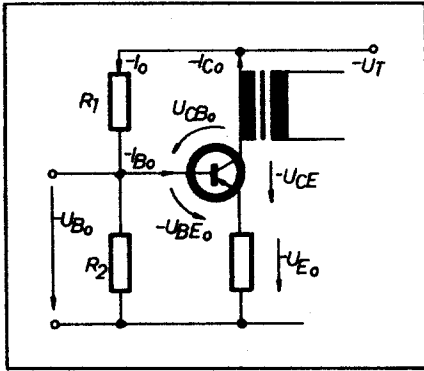
$$R_p \approx 0,5 R_{opt} (1 - \eta) = 0,5 \cdot 127 (1 - 0,6) \approx 25 \Omega,$$

amin a nyugalmi kollektor áram



27. ábra





28. ábra

— $U_p = -I_{C0} R_p = 55 \cdot 10^{-3} \cdot 25 = 1,4 \text{ V}$  feszültségesést hoz létre. Így a stabilitási célokat szolgáló emitterkörü  $R_E$  ellenállásra kb.  $-U_{E0} \approx 0,6 \text{ V}$  feszültségesést engedhetünk meg, ami  $I_{E0} \approx I_{C0}$  figyelembevételével

$$R_E = \frac{-U_{E0}}{-I_{E0}} = \frac{0,6}{55 \cdot 10^{-3}} = 11 \Omega$$

ellenállást jelent. Ehhez közel eső  $12 \Omega$  szabványértékű ellenállást választva, az emitterkörü ellenállás teljesítmény felvétele

$$P_E = I_{E0}^2 R_E = (55 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 12 = 36 \text{ mW},$$

tehát  $0,1 \sim 0,25 \text{ W}$  terhelhetőségű ellenállást használhatunk.

Az emitterkörü ellenálláson eső egyenfeszültség

$$-U_{E0} = -I_{E0} R_E = 55 \cdot 10^{-3} \cdot 12 = 660 \cdot 10^{-3} \text{ V} = 660 \text{ mV},$$

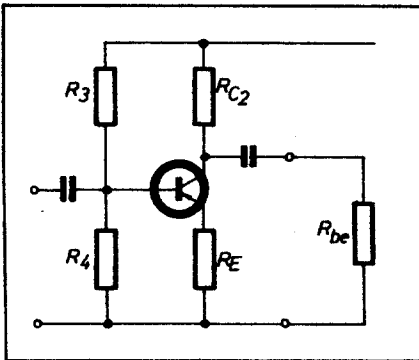
a munkaponthoz tartozó nyugalmi bázis-emitter feszültség  $-U_{BE0} \approx 0,4 \text{ V} = 400 \text{ mV}$ , így a bázis és a föld között a bázisosztóval (28. ábra)

$$-U_{B0} = -U_{E0} + (-U_{BE0}) = 660 + 400 = 1040 \text{ mV} \approx 1 \text{ V}$$

munkaponti előfeszültséget kell biztosítani.

A tranzisztor nyugalmi (munkaponti) bázisárama

$$-I_{B0} \approx \frac{-I_{C0}}{\beta} = \frac{55}{95} = 0,58 \text{ mA}.$$



29. ábra

A 3. példa indokai alapján a bázisosztó áramát  $-I_0 = 3 \text{ mA}$ -re választva, az osztó felső tagjára

$$R_1 = \frac{U_T - U_{B0}}{I_0} = \frac{9 - 1}{3 \cdot 10^{-3}} = 2,66 \cdot 10^3 \approx 2,7 \text{ k}\Omega$$

szabványos ellenállásérték adódik. Az osztó alsó tagja (itt  $I_{B0}$  értékét nem hanyagoljuk el  $I_0$  mellett)

$$R_2 = \frac{U_{B0}}{I_0 - I_{B0}} = \frac{1}{(3 - 0,6) \cdot 10^{-3}} = 0,417 \cdot 10^3 = 417 \Omega,$$

amihez közelebb  $470 \Omega$  szabványértéket választhatjuk. Az osztó tagjainak teljesítményfelvétele

$$P_1 = I_0^2 R_1 = (3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2,7 \cdot 10^3 \approx 25 \text{ mW}$$

$$P_2 = I_0^2 R_2 = (3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 0,47 \cdot 10^3 \approx 4 \text{ mW}$$

tehát az osztó  $0,1 \sim 0,25 \text{ W}$  terhelhetőségű ellenállásokkal építhető meg.

A kimeneti transzformátor áttétele

$$a = \sqrt{\frac{R_{\text{opt}}}{R_{\text{hangszóró}}}} = \sqrt{\frac{127}{8}} \approx 4$$

Katalógus szerint a tranzisztor bemeneti ellenállása emitterellenállás nélkül  $h_{11} \approx 400 \Omega$ . Emitterellenállást alkalmazva a bemeneti ellenállás (osztó nélkül)

$$R_{B0}^* = h_{11} + \beta R_E = 400 + 95 \cdot 12 = 1540 \Omega.$$

A bázisosztó váltakozóáramú szempontból

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2,7 \cdot 0,47}{2,7 + 0,47} = 0,4 \text{ k}\Omega = 400 \Omega$$

értékű eredő ellenállása a tranzisztor bemenetére,  $R_{B0}$ -al párhuzamosan kapcsolódik, tehát a végerősítő fokozat bemeneti ellenállása

$$R_{beV} = \frac{R_{B0}^* R_B}{R_{B0}^* + R_B} = \frac{1,54 \cdot 0,4}{1,54 + 0,4} \approx 0,32 \text{ k}\Omega = 320 \Omega.$$

A végerősítő tranzisztor feszültség-erősítése a bázistól a kollektorig

$$A_{uv} = \frac{u_{kl}}{u_{be}} = \frac{I_C R_{\text{opt}}}{I_B R_{beV}} = \beta \frac{R_{\text{opt}}}{R_{beV}} = 95 \frac{127}{1540} \approx 7,8.$$

A teljes kivezérléshez a szükséges max. bázisvezérlőfeszültség effektív értéke

$$u_{bv} = \frac{u_c}{A_{uv}} = \frac{5}{7,8} = 0,64 \text{ V}.$$

Mivel a végerősítő tranzisztor áramerősítése bázistól a kollektorkörig

$$A_{iv} \approx \beta = 95,$$

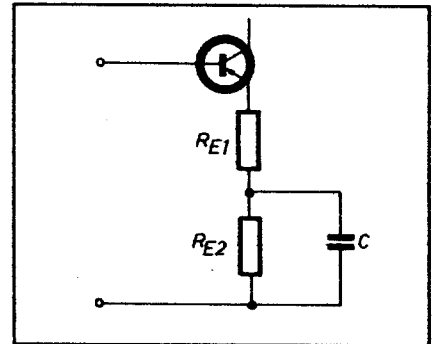
a teljesítményerősítés

$$A_{pv} = A_{av} A_{iv} = 7,8 \cdot 95 = 740.$$

Tekintve, hogy az előerősítő fokozat max.  $U_{be} = 6 \text{ mV}$  effektív értékű vezérlőfeszültséget kap, az előerősítő fokozattól legalább

$$A_{uv} = \frac{u_{bv}}{u_{be}} = \frac{640}{6} = 107$$

erősítést kell megkívánni. Ekkora erősítés, a végerősítő fokozat erős terhelő hatása miatt, egy előerősítő fokozattal nem valósítható meg, két fokozatú előerősítőre van szükség. Először a végerősítőt meghajtó 2. fokozatot tervezzük meg. Az egyszerűség kedvéért az előerősítő fokozathoz is AC 125 típusú tranzisztort választunk, de most kis áramú beállításban. A katalógus szerint e tranzisztor paraméterei  $-U_{CB0} = 5 \text{ V}$ , és  $-I_{C0} = 2 \text{ mA}$  munkaponti értékek esetén földelt emitteres kapcsolásban



30. ábra

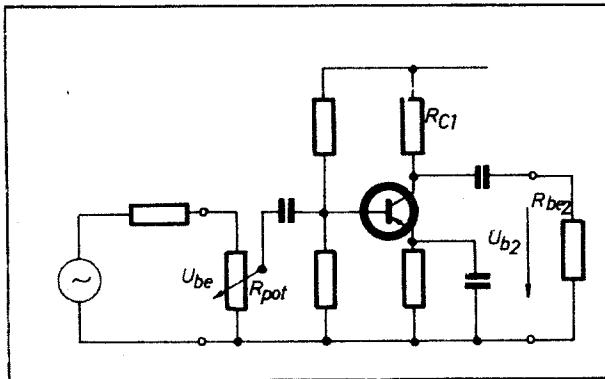
$$h_{11} = 1,7 \text{ k}\Omega, \quad h_{21} = \beta = 125, \quad h_{22} = 80 \mu\text{S}, \quad \left( \frac{1}{h_{22}} = \frac{1}{80 \cdot 10^{-6}} = 12,5 \text{ k}\Omega \right)$$

A 2. előerősítő fokozat számításához induljunk ki a 29. ábrán látható kapcsolásból és válasszuk a katalógusban szereplő  $-U_{CB0} = 5 \text{ V}$  és  $-I_{C0} = 2 \text{ mA}$ -es munkapontot.

Váltakozóáramú szempontból az előerősítő kollektor körét terheli a végerősítő fokozat  $R_{beV} = 320 \Omega$  os bemeneti ellenállása. Emellett  $R_{C2}$  vel váltakozó áramúlag a tranzisz-

tor  $\frac{1}{h_{22}} = 12,5 \text{ k}\Omega$ -os kimeneti ellen-

állása is párhuzamosan kapcsolódik, de ennek hatása az  $R_{beV} = 320 \Omega$  mellett elhanyagolható. A viszonylag kis  $R_{beV}$  érték terhelő hatása miatt a 2. fokozat  $R_C$  kollektor-ellenállását felesleges nagyra választani.  $R_{C2} = 1,5 \text{ k}\Omega$ -t választva az 2. előerősítő fokozat hatásos munkapontállása



31. ábra

$$R_{in2} = \frac{R_{C2} R_{be2}}{R_{C2} + R_{be2}} = \frac{1,5 \cdot 0,32}{1,5 + 0,32} \approx$$

$$0,27 \text{ k}\Omega = 270 \Omega$$

A 2. előerősítő fokozat egyenáramú ( $R_{C2}$ ) ellenállásán  $-U_{C0} = -I_{C0} \cdot R_{C2} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 3 \text{ V}$  egyenfeszültség esik. Mivel a választott munkapont az a katalógus szerint  $-U_{BE0} = 0,1 \text{ V}$  bázis-emitter feszültség tartozik, így a  $-U_{CB0} = 5 \text{ V}$  kollektor-bázis feszültséget figyelembevéve az emitterkörben  $-U_{E0} = -U_T - (-U_{C0}) - (-U_{CB0}) = -(-U_{BE0}) = 9 - 3 - 5 = 0,1 = 0,9 \text{ V}$  egyenfeszültségessé engedhető meg, ami

$$R_{E2} = \frac{U_{E0}}{I_{C0}} = \frac{0,9}{2 \cdot 10^{-3}} = 0,45 \cdot 10 = 450 \Omega$$

emitterellenállást jelent. Ekkora ellenállás váltakozóáramú szempontból nem engedhető meg (nagyobb, mint a hatásos munkaellenállás), mert erősen lecsökkentené az erősítést ( $A_{u2} < 1$ ). Ezért a fenti ellenállásértéket két ellenállás sorbakötésével valósítjuk meg, és az egyiket kondenzátorral váltakozóáramú szempontból rövidre zárjuk. Válasszunk pl.  $R_{E1} = 68 \Omega$  és  $R_{E2} = 390 \Omega$  ellenállásokat és az utóbbit hidaljuk át egy kondenzátorral (30. ábra). Így váltakozóáramú szempontból (erősítés, bemeneti ellenállás stb.) csak a  $68 \Omega$  lesz hatásos.

A 2. előerősítő tranzisztor bemeneti ellenállása (bázisosztó nélkül)

$$R_{be2} = h_{11} + \beta R_{E1} = 1700 + 125 \cdot 68 = 10200 \Omega \approx 10 \text{ k}\Omega$$

A 2. előerősítő fokozat feszültség-erősítése (bázistól a végfokozat bázisáig)

$$A_{u2} = \frac{u_{ki}}{u_{be2}} = \frac{i_c R_{m2}}{i_b R_{be2}} = \beta \frac{R_{m2e}}{R_{be2}} = 125 \frac{270}{40 \cdot 10^3} \approx 3,4$$

Így a hangszóró teljes kivezérésehez a 2. fokozat váltakozó bázisfeszültségének legalább

$$u_{b2} = \frac{u_{bv}}{A_{u2}} = \frac{0,64}{3,4} \approx 0,19 \text{ V} = 190 \text{ mV}$$

értékűnek kell lennie.

Az emitterkörü  $R_{E2} = 390 \Omega$ -os ellenállás „hidegtéséhez” a 6. példában közölt megfontolások alapján

$$C_E \approx \frac{1}{f_a R_{E2}} = \frac{1}{10^2 \cdot 390} \approx 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ F} = 25 \mu\text{F}$$

szabványértékű elektrolitikus kondenzátor használható. Mivel az  $R_{E2}$  ellenállásra csak  $-U_{E0} \approx 1 \text{ V}$  feszültség jut,  $3,1 \text{ V}$  névleges feszültségű kondenzátor is megfelel.

A katalógus szerint a választott ( $-U_{CB0} = 5 \text{ V}$ ,  $-I_{C0} = 2 \text{ mA}$ ) munkaponthoz  $-U_{BE0} = 100 \text{ mV}$  bázis-emitter nyugalmi feszültség és  $-I_{B0} \approx 20 \mu\text{A}$  nyugalmi bázisáram tartozik. Ennek megfelelően az előerősítő beállításához szükséges bázis-föld közötti előfeszültség

$$-U_{B0} = -U_{E0} + (-U_{BE0}) = 0,9 + 0,1 = 1 \text{ V}$$

Ha a bázisosztó áramát  $-I_{2} = 0,2 \text{ mA}$ -re választjuk, akkor az osztó felső tagja

$$R_3 = \frac{U_T - U_{B0}}{I_{02}} = \frac{9 - 1}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 40 \cdot 10 = 40 \text{ k}\Omega$$

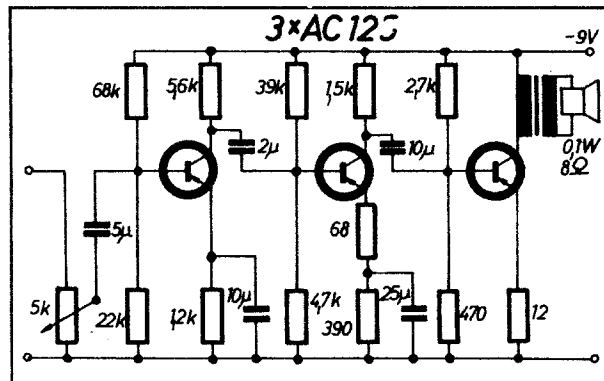
amihez legközelebb eső szabványérték 39 k $\Omega$ . Az osztó alsó tagjaként

$$R_4 \approx \frac{U_{B0}}{I_{02}} = \frac{1}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 5 \cdot 10 = 5 \text{ k}\Omega$$

ill. ehhez közelebb 4,7 k $\Omega$  szabványértékű ellenállás használható.

A bázisosztó váltakozóáramúlag

$$R_{B2} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = \frac{39 \cdot 4,7}{39 + 4,7} = 4,2 \text{ k}\Omega$$



32. ábra

ellenállása párhuzamosan kapcsolódik az előerősítő tranzisztor  $R_{be2} = 10 \text{ k}\Omega$ -os bemeneti ellenállásával, így az előerősítő fokozat bemeneti ellenállása

$$R_{be2} = \frac{R_{be2} R_{B2}}{R_{be2} + R_{B2}} = \frac{10 \cdot 4,2}{10 + 4,2} \approx 3 \text{ k}\Omega$$

A fokozat valamennyi ellenállása  $0,1 \approx 0,25 \text{ W}$  terhelhetőségű lehet.

A hangfrekvenciás erősítő első, bemeneti fokozatát is az egyszerűség kedvéért az előzőhöz hasonló felépítéssel (31. ábra) és ugyancsak AC 125 típusú tranzisztorral tervezzük.

A szükséges feszültségerősítés a bemeneti fokozat bemeneti pontjától a második fokozat bázisáig

$$A_{u1} = \frac{u_{b2}}{u_{be}} = \frac{190}{6} = 32$$

Mivel a bemeneti fokozat kollektor körének terhelése kisebb, mint a második fokozaté, és viszonylag nagy erősítésre van szükség, célszerű itt nagyobb kollektorellenállást alkalmazni. Ehhez azonban a 2. fokozat munkapont értékei itt nem felelnek meg, mert  $-I_{C0} = 2 \text{ mA}$ ,  $-U_{CB0} = 5 \text{ V}$  esetén a max.  $R_{C1}$  értékeket az így megengedhető  $-U_C = -U_T - (-U_{CB0}) - (-U_{BE0}) = 9 - 5 - 0,1 = 4 \text{ V}$  egyenfeszültségessé  $R_{C1} = \frac{U_C}{I_{C0}} = \frac{4}{2 \cdot 10^{-3}} = 2 \cdot 10^3 \Omega = 2 \text{ k}\Omega$  értékre korlátozza.

Ha  $-U_{CB0} = 2 \text{ V}$  és  $-I_{C0} = 1 \text{ mA}$  munkaponti értékeket választunk, a tranzisztor új paraméterei a katalógusban közölt diagramok alapján

$$h_{11} = 2,7 \text{ k}\Omega, h_{21} = \beta = 100, h_{22} = 100 \mu\text{S}, -U_{BE0} \approx 100 \text{ mV}$$

Ilyen munkapont beállítás mellett  $R_{C1} = 5,6 \text{ k}\Omega$  értékre is választható. Figyelembevéve a 2. fokozat  $R_{be2} = 3 \text{ k}\Omega$ -os bemeneti és a tranzisztor  $R_T = \frac{1}{h_{22}} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6}} = 10^4 \Omega = 10 \text{ k}\Omega$  kimeneti ellenállásának

$$R_t = \frac{R_{be2} R_T}{R_{be2} + R_T} = \frac{3 \cdot 10}{3 + 10} = 2,3 \text{ k}\Omega$$

értékű együttes terhelő hatását az 1. fokozat hatásos munkaelenállása

$$R_{ml} = \frac{R_t R_{C1}}{R_t + R_{C1}} = \frac{5,6 \cdot 2,3}{5,6 + 2,3} = 1,6 \text{ k}\Omega.$$

Az emitterkörü ellenállás max.

$$R_E = \frac{U_T - I_{oc} R_C - U_{CB0} - U_{Be0}}{I_{Co}} = \frac{9 - 1 \cdot 5,6 - 2 - 0,1}{1} = 1,3 \text{ k}\Omega$$

értékű. Válasszunk  $R_E = 1,2 \text{ k}\Omega$ -os szabványos értékű ellenállást, amit váltakozó áramúlag egy

$$C \approx \frac{1}{f_a R_E} = \frac{1}{10^2 \cdot 1,2 \cdot 10^3} = 0,8 \cdot 10^{-5} \text{ F} \approx 10 \mu\text{F}$$

kapacitású, 3/4 V névleges feszültségű elektrolitikus kondenzátorral áthidalunk. Így az emitterkör ellenállása váltakozó áramú szempontból zárnak vehető. Ennek figyelembevételével az 1. fokozat feszültség-erősítése az 1. fokozat bázisától a 2. fokozat bázisáig

$$A_{ul} = \beta \frac{R_{ml}}{h_{11}} = 100 \frac{1,6}{2,7} \approx 60$$

Az 1. fokozat bázisosztójával beállítandó bázis-föld előfeszültség

$$-U_{B0} = -U_{BE} + (-I_{Co})R_E = -0,1 + 1,2 = 2,2 \text{ V.}$$

A nyugalmi bázisáram  $-I_{B0} \approx 10 \mu\text{A}$ , így az osztó árama  $-I_{01} = 0,1 \text{ mA}$ -re választható. Ezzel az osztó felső tagjára

$$R_4 = \frac{U_T - U_{B0}}{I_{01}} = \frac{9 - 2,2}{0,1} = 68 \text{ k}\Omega,$$

az alsó tagra

$$R_5 = \frac{U_{B0}}{I_{01}} = \frac{2,2}{0,1} = 22 \text{ k}\Omega$$

szabvány ellenállásértékek adódnak. Váltakozóáramú szempontból ezek

$$R_{B1} = \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} = \frac{68 \cdot 22}{68 + 22} \approx 17 \text{ k}\Omega$$

értékű eredő ellenállása kapcsolódik párhuzamosan az 1. tranzisztor  $R_{be1} = h_{11} = 2,7 \text{ k}\Omega$ -os bemeneti ellenállásával, így az 1. fokozat bemeneti ellenállása

$$R_{be1} = \frac{R_{be1} \cdot R_{B1}}{R_{be1} + R_{B1}} = \frac{2,7 \cdot 17}{2,7 + 17} \approx 2,3 \text{ k}\Omega$$

A csatoló kondenzátoron keresztül váltakozóáramú szempontból ezzel párhuzamosan kapcsolódik az  $R_{pot}$  hangerőszabályozó potenciométer.  $R_{pot} = 5 \text{ k}\Omega$ -os potenciométert választva a hangfrekvenciás erősítő ellenállása a bemeneti kapcsolatokon

$$R_{be} = \frac{R_{pot} R_{be1}}{R_{pot} + R_{be1}} = \frac{5 \cdot 2,3}{5 + 2,3} \approx 1,6 \text{ k}\Omega$$

Ez a bemeneti ellenállás az erősítő tápláló jelforrás (jelképesen egy generátor)  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ -os belső ellenállásával egy osztót képez, amely a jelforrás jelét

$$k = \frac{R_{be}}{R_g + R_{be}} = \frac{1,6}{1 + 1,6} = 0,615$$

szerezésre osztja le. Ennek figyelembevételével az 1. fokozat feszültség-erősítése a bemeneti kapcsolattól a 2. fokozat bázisáig

$$A_u = k A_{u1} = 0,615 \cdot 60 = 37,$$

ami nagyobb, mint a szükséges 32-szeres erősítés, tehát megfelel.

A következőkben számítsuk ki a csatoló kondenzátorok szükséges kapacitásértékét. A 13. példában szereplő megfontolások alapján a 2. és 3. fokozat (végfokozat) között a csatoló kondenzátor (mivel itt  $R_{k12} \approx R_C$ )

$$C_3 \approx \frac{1}{f_a (R_{k12} + R_{be3})} = \frac{1}{100(1,5 + 0,32)10^3} = 0,55 \cdot 10^{-5} \text{ F,}$$

amihez a legközelebb eső nagyobb szabvány érték  $10 \mu\text{F}$ . Mivel a 2.

fokozat kollektora a földhöz képest  $-U_C = -U_T - (-U_{Co}) = 9 - 3 = 6 \text{ V}$ , a 3. fokozat bázisa a földhöz képest  $-U_{B0} = 1 \text{ V}$  feszültségen van, így a kondenzátorra  $5 \text{ V}$  egyenfeszültség jut. Ennek megfelelően  $6/8 \text{ V}$  vagy  $10/12 \text{ V}$  névleges feszültségű elektrolit kondenzátor használható.

Az 1. és 2. fokozat közötti csatoló kondenzátorra, figyelembe véve, hogy

$$R_{k1} = \frac{R_{C1} R_{t1}}{R_{C1} + R_{t1}} = \frac{5,6 \cdot 10}{5,6 + 10} = 3,6 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 \approx \frac{1}{100(3,6 + 3)10^3} = 0,15 \cdot 10^{-5} \text{ F}$$

érték adódik, tehát itt  $2 \mu\text{F}$  kapacitású  $6/8 \text{ V}$  névleges feszültségű elektrolit kondenzátor alkalmazható. A bemeneti kör csatoló kondenzátora a jelforrás  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$  ellenállását figyelembevéve

$$C_1 \approx \frac{1}{f_a (R_g + R_{be1})} = \frac{1}{100(1 + 2,3)10^3} \approx 0,3 \cdot 10^{-5} \text{ F}$$

tehát itt  $5 \mu\text{F}$  szabványértékű, és mivel a jelforrás egyenfeszültsége ismeretlen, biztonságból  $12/15 \text{ V}$  névleges feszültségű kondenzátort célszerű alkalmazni.

Az erősítő teljes kapcsolása a 32. ábrán látható. Az erősítő fogysztását úgy kapjuk meg, ha az egyes fokozatok bázisosztóinak és tranzisztorainak áramát összeadjuk és megszorozzuk a tápfeszültséggel.

Az 1. fokozat egyenáram felvétele

$$-I_1 = 0,1 + 1 = 1,1 \text{ mA,}$$

a 2. fokozaté

$$-I_2 = 0,2 + 2 = 2,2 \text{ mA}$$


a végfokozaté

$$-I_v = 3 + 55 = 58 \text{ mA.}$$

Így az erősítő által felvett egyenáramú teljesítmény


$$P_c = (I_1 + I_2 + I_v)U_T = (1,1 + 2,2 + 58) \cdot 10^{-3} \cdot 9 \approx 550 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 550 \text{ mW}$$

K. T.

KERAVILL  KERAVILL  KERAVILL  KERAVILL  KERAVILL




## AMATŐRÖK!

Rádió és  
egyéb híradástechnikai  
alkatrészek



Bp., II., Mártírok útja 35.  
Bp., IV., Bajcsy-Zs. út 23.  
Bp., VI., Lenin krt. 78.  
Bp., VIII., Üllői út 60.  
Bp., VIII., József krt. 34.  
Bp., XIX., Vöröshadsereg útja 113.

**V i d é k e** csomagküldő szolgálat:  
Budapest, V., Múzeum krt. 11.

KERAVILL  KERAVILL  KERAVILL  KERAVILL  KERAVILL

# AMATŐR MÉRETEZÉS

## Kondenzátorok hőfoktényezője, rezgőkörök hőfokkiegyenlítése

Hidvégi Tibor okl. vill. mérnök HA 5 BB

Hőmérséklet változásra a testek méreteiket változtatják. A rezgőkör elemei, induktivitás, valamint kapacitás ennek megfelelően nem lesznek állandó értékűek, hanem a hőmérséklet függvényében növekszik, vagy csökken nagyságuk. Érthető, hogy így a rezonancia frekvencia sem lesz konstans értékű, hanem az függ a környezet hőmérsékletétől.

Nézzük előbb a kapacitások hőfüggését. Meleg hatására a fegyverzetek kiterjednek, nagyobb lesz felületük, vastagságuk növekszik. Légszigetelésű kondenzátoroknál ez azt eredményezi, hogy az eredeti kapacitáshoz viszonyítva hőemelkedéskor megnő a kapacitás. Az 1° C hőmérsékletváltozás hatására bekövetkező viszonylagos értékváltozást nevezzük a kondenzátor hőfoktényezőjének, melyet a görög  $\alpha$  (alfa) jellel adnak meg. Különleges kerámiából készült dielektrikumú kapacitások a hőmérséklet növekedésének hatására csökkentik értéküket. Így vannak olyan kondenzátorok, melyek

pozitív hőfoktényezővel rendelkeznek és vannak, melyek negatív hőfoktényezőjűek. Az előbbieken említett légszigetelésű kondenzátorok általában pozitív  $\alpha$ -val rendelkeznek. Az 1. táblázatban ismertetjük a nálunk kapható kondenzátorok jellemzőit, hőfoktényezőit. Látható, hogy a hőfoktényezőre jellemző a kondenzátor színe. A barna színű kerámia kondenzátorok rezgőkörben egyáltalán nem használhatók, mivel kapacitásuk nagymértékben változik a hőmérséklettel, ugyanakkor ez a változás nem is lineáris, mint a többi kondenzátornál. Hidegítésre, alacsony frekvenciás átvezetőként használják őket.

Mivel a táblázatban pozitív és negatív hőfoktényezőjű kapacitások is szerepelnek, felvetődik a kérdés, hogy kétfajta kapacitással nem lehet-e olyan előállítani, amely már nem változtatja értékét a hő hatására. Hőmérsékletre nem reagáló kapacitást könnyen készíthetünk, ugyanakkor hőkompenzált rezgőkör

méretezése már nem könnyű feladat, mivel a tekercs és a huzalozás hőfoktényezője nem olyan könnyen meghatározható adat, mint a kapacitásoké.

### Hőkompenzált kapacitás méretezése

#### a) Párhuzamos kompenzáció

Két, párhuzamosan kapcsolt kapacitás eredő hőfoktényezője:

$$\alpha_e = \alpha_1 \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} + \alpha_2 \cdot \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

Egy előre megadott C-kapacitás-értékhez szükséges részkapacitások nagyságát a következő formulákkal határozhatjuk meg:

$$C_1 = \frac{\alpha_e - \alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} \cdot C$$

$$C_2 = \frac{\alpha_1 - \alpha_e}{\alpha_1 - \alpha_2} \cdot C$$

Példaként állítsunk össze egy C = 100 pF kapacitást, melynek eredő hőfoktényezője ( $\alpha_e$ ) zéró. Milyen értékű kondenzátorokból állítható össze, ha az egyik Izokond P, a másik pedig Izokond N.

A táblázat szerint

$$\alpha_1 = +33$$

$$\alpha_2 = -47$$

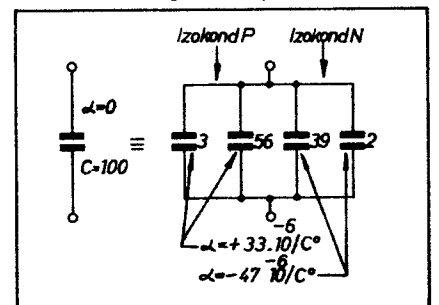
Behelyettesítve ezen értékeket:

$$C_1 = \frac{47}{80} \cdot 100 = 59 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{33}{80} \cdot 100 = 41 \text{ pF}$$

Tehát az eredő kapacitáshoz 59 pF Izokond P és 41 pF Izokond N szükséges. Mivel egyik sem szabványos érték, így a kívánt kapacitás-értéket több darabból rakjuk össze. Ha = 2 % tűrésű kondenzátort használunk fel, akkor az első kondenzátor:

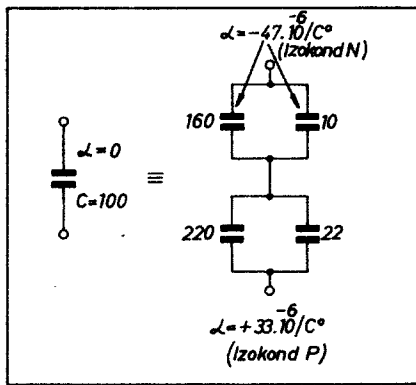
$$C_1 = 56 + 3$$



1. ábra

1. táblázat  
Rezgőkörökben alkalmazható keramikus kapacitások jellemzői  
Tárcsakondenzátorok

Anyag	Elizolit K	Tipus: TC		Izokond N	Rutikond Meagk.
		Izokond P	Izokond N		
Anyagtípus	P 120	P 33	N 47	N 750 N 1500	
(10 <sup>-6</sup> / C°)	+120	+33	-47	-750 -1500	
Színjelzés	piros	narancs	zöld	kék viola	
	0,5	Kapacitásértékek (pF)			
		1	2	3, 4, 5 6, 7, 8, 9	
Anyag	Elizolit K	Tipus: TE		Izokond N	Rutikond Megakond
		Izokond P	Izokond N		
Anyagtípus	P 120	P 33	N 47	N 750 N 1500	
(10 <sup>-6</sup> / C°)	+120	+33	-47	-750 -1500	
Színjelzés	piros	narancs	zöld	kék viola	
	0,5-5	Kapacitásértékek (pF)			
		1-10	2-30	3-50 6-90	
Anyag	Elizolit	Csőkondenzátorok		Izokond	Rutikond
		Tipus: CE			
Anyagtípus	P 120	P 33	N 47	N 750	
(10 <sup>-6</sup> / C°)	+120	+33	-47	-750	
Színjelzés	piros	narancs	zöld	kék	
	3-56	Kapacitásértékek (pF)			
		8-120	20-300	33-570	
		Tipus: CG-nél			
	30-110	80-260	180-560	300-1100	



2. ábra

A második pedig:

$$C_2 = 39 + 2$$

Az így összerakott hőkompenzált kapacitás az 1. ábrán látható.

b) Soros kompenzáció

Míg a párhuzamos kompenzációnál az eredő kapacitást mindig kisebb értékekből állítjuk össze, addig a sorosnál mindig nagyobb kapacitásokat használunk, mint a kívánt érték. Ez a kondenzátorok soros kapcsolásából ered (lásd ott!). Sorosan kapcsolt kapacitások eredő hőfoktényezője:

$$\alpha_c = \alpha_1 \cdot \frac{C_2}{C_1 + C_2} + \alpha_2 \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

A részkapacitásokat pedig a következő formulákkal határozhatjuk meg:

$$C_1 = \frac{\alpha_1 - \alpha_c}{\alpha_c - \alpha_2} \cdot C$$

$$C_2 = \frac{\alpha_1 - \alpha_c}{\alpha_1 - \alpha_c} \cdot C$$

Nézzünk erre is egy példát. Az előzőekben említett  $C = 100$  pF kapacitást ugyancsak Izokond P és Izokond N kondenzátorokból akarjuk elkészíteni, soros kompenzációval. A hőfoktényezőket behelyettesítve:

$$C_1 = \frac{80}{47} \cdot 100 = 170 \text{ pF (Izokond N)}$$

$$C_2 = \frac{80}{33} \cdot 100 = 242 \text{ pF (Izokond P)}$$

Ellenőrizve ezután az eredő kapacitást:

$$C_c = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{4120}{412} = 100 \text{ pF}$$

Tehát így valóban 100 pF-os kapacitást nyertünk. A 2. ábrán láthatjuk, hogy ezeket az értékeket hogyan valósíthatjuk meg.

Mindkét méretezésnél figyelembe kell venni azt, hogy mindig a kisebb hőfoktényezőjű kapacitás a nagyobb (a hőfoktényező abszolút értékét nézzük).

Az ismertetett módon hőmérséklettől kevésbé függő kapacitáskeresztek részletkapacitáit tudjuk meghatározni.

#### Rezgőkörök hőkompenzálása

Míg a kapacitások hőkiegyenlítésével aránylag könnyen boldogulunk, rezgőkörnél már bonyolultabb a helyzet. Egy berendezés oszcillátorának hőfüggését nemcsak az alkalmazott forgó- vagy fix kapacitás határozza meg, hanem ott van még a tekercs hőmérséklet függő önindukciója, szerelési kapacitás hőfüggése, cső-elektroda kapacitások hatása stb. Így belátható, hogy kizárólag számítással nem boldogulunk.

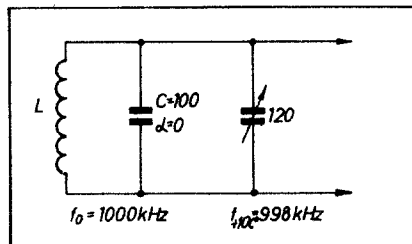
A hőkompenzáció gyakorlati végrehajtását egy példán mutatjuk be.

Építettünk egy oszcillátort, melynek rezgőköre a 3. ábra szerinti értékekkel van elkészítve. A fix kapacitás, mely a tekercsel párhuzamosan kapcsolódik, zero hőfoktényezőjű, kompenzált típus. Az üzembhelyezett rezgőkört hőkamrába tesszük, — mely végső soron lehet egy minden oldalról elzárt fa- vagy papírdoboz is, melyet belülről izzólámpával, vagy valamilyen más módon melegíteni tudunk. A dobozba helyezett oszcillátor frekvenciáját vévővel mérjük, a benne uralkodó hőmérsékletet pedig hőmérővel.

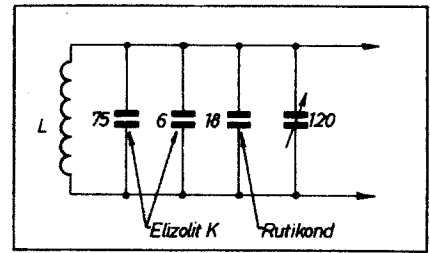
Legyen a mért frekvencia szobahőmérsékleten 1000 kHz. Bekapcsolva a melegítőt, várjuk meg, amíg a doboz hőmérséklete  $10^\circ\text{C}$ -kal emelkedik. Ekkor ismét megmérve a frekvenciát, azt tapasztaljuk, hogy az megváltozott, általában csökkenni szokott. Legyen az új frekvencia 996 kHz. Tehát rezgőkörünk frekvenciája  $10^\circ\text{C}$  hőmérsékletváltozásra  $-4$  kHz-et változott. Ebből meghatározható az oszcillátor hőfoktényezője.

$$\alpha_0 = \frac{4000}{10} = -400 \text{ Hz/C}^\circ$$

Nos, ezt a 400 Hz-es frekvencia-csökkenést kell nekünk kompenzálni, nyilván egy olyan kapacitással, mely az adott rezgőkörbe helyezve, ezt a frekvenciacsúszást kiegyenlíti. Nyilván olyan kapacitás kell, amelynek melegítés hatására csökken a



3. ábra



4. ábra

kapacitása (így növekszik majd a frekvencia). Így már eldöntöttük, hogy negatív hőfoktényezőjű kondenzátor kell.

A kiszámított frekvenciaváltozás fordítottan arányos annak a kapacitásváltozásnak a négyzetgyökével, mellyel kompenzálni akarjuk:

$$\frac{1}{\sqrt{\Delta C}} = -400 \text{ Hz}$$

Ebből a kívánt kapacitásváltozás nagysága:

$$\Delta C = -1/2 \cdot 10^{-4} = -50 \cdot 10^{-6}$$

Az eredetileg zero hőfoktényezőjű 100 pF-os kapacitás helyett tehát egy  $\alpha_c = -50 \cdot 10^{-6}$  értékűt kell alkalmazni. Párhuzamos kompenzációval alkalmazva Rutikond és Elizolit K kapacitásokat használunk. Az Izokond N nem használható jelen esetben, mivel ennek csak  $-47 \cdot 10^{-6}$  a hőfoktényezője. Behelyettesítve a párhuzamos kompenzáció képleteibe:

$$C_1 = \frac{-50 + 750}{+120 + 750} \cdot 100 = 81 \text{ pF}$$

(Elizolit K)

$$C_2 = \frac{+120 + 50}{+120 + 750} \cdot 100 = 19 \text{ pF}$$

(Rutikond)

Az így átállított rezgőkörünk a 4. ábrán látható. Fontos megjegyezni még azt, hogy az ismertetett kompenzációsi módszer csak egyetlen frekvenciára érvényes. Amennyiben a forgókondenzátor másik állásánál, más frekvencián, vagy egy bizonyos frekvenciatartományon belül kívánjuk hőkompenzálni rezgőkörünket, akkor már bonyolultabb eljárást kell alkalmazni. Ezenkívül számításainknál az alkatrészek hőfoktényezőjét lineárisnak tételeztük fel, mely például a forgókondenzátoroknál nem áll fenn. Amatőr gyakorlatban azonban — tekintettel az aránylag kis áthangolt frekvenciákra — kielégítő eredményt kapunk az ismertetett módszerrel.

## Egyrétegű légmagos tekercsek méretezése

Egyrétegű hengeres tekercset, főként adóberendezésekben használunk gyakran. A szükséges induktivitáshoz tartozó menetszám meghatározása ezeknél nem olyan könnyű, mint a porvasmagos, vagy fazékvasmagok tekercsek esetében. A különböző, közelítő jellegű képletek behelyettesítése, megoldása, sok amatőrnél bizonyos nehézséget jelent. Ezek segítségével közöljük az itt látható nomogramot, mellyel a rövidhullámú adókészülékekben használatos tekercsméretekhez könnyűszerrel meghatározható a szükséges menetszám.

A nomogram használata a következő. Először felvesszük a tekercsátmérőt. Például adók végfokozatában 6 cm átmérőjű tekercseket szoktunk használni. Legyen a kívánt induktivitás értéke:  $30 \mu\text{H}$ . Ezután a tekercshosszat vesszük fel. Ha nagy jósági tényezőt akarunk elérni, akkor a 6 cm-es tekercsátmérőhöz 5 cm tekercselési hossz tartozik. A nomogramon a 6 cm átmérőhöz tartozó görbe 5 cm tekercselési hosszhoz tartozó pontját levetítjük az „X” tengelyre. Ezután vonalzóval ezt az „X” tengelyen kapott pontot összekötjük a nomogram alján lévő mikrohenry skála 30-as pontjával. A vonalzó a menetszámskálát a 25-ös pontnál metszi. Így a szükséges menetszám:  $n = 25$ . Mindezt szagatott vonallal berajzoltuk. Ugyanitt feltüntettük még a 10 és 15 cm tekercselési hossz esetére érvényes menetszámokat is (30, 37). Látható, hogy a nagyobb tekercshosszúság esetén több menetszám kell, következésképpen a tekercsjóság is csökkenni fog.

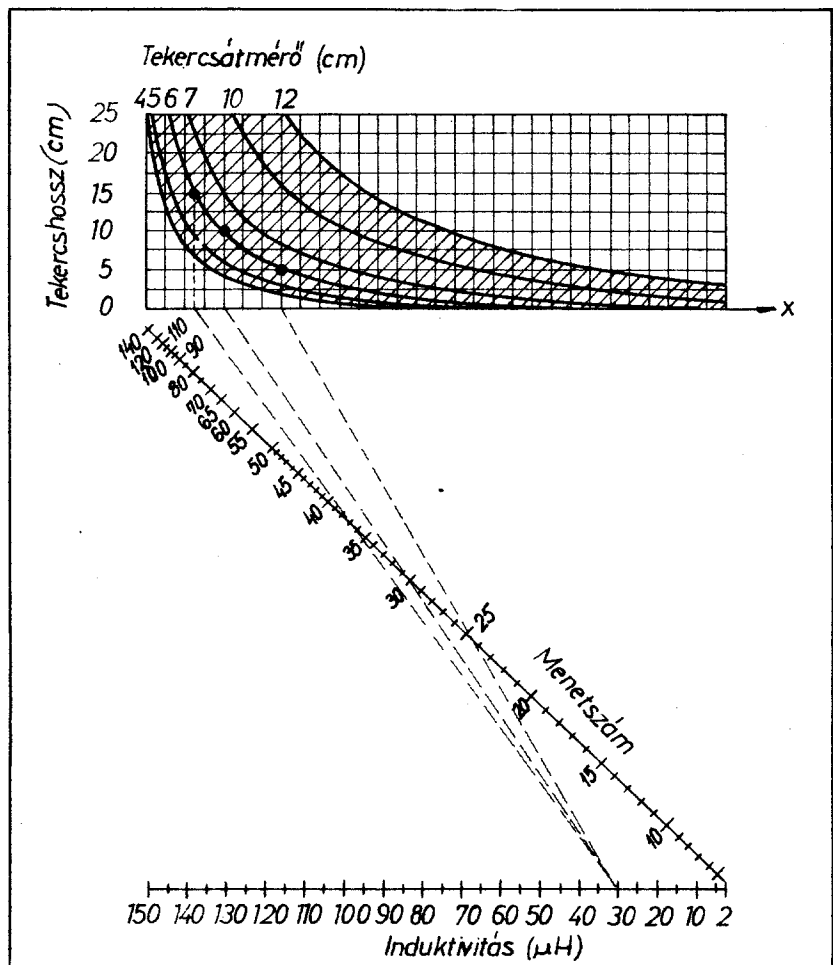
Ha meghatároztuk a menetszámot, akkor egyszerűen kiszámíthatjuk a minimális huzalátmérőt, melyből a tekercset még el lehet készíteni.

$$d = \text{tekercshossz}/\text{menetszám} = 5/25 = 0,2 \text{ cm} = 2 \text{ mm}$$

Tehát, ha 1,8 mm rézátmérőjű

huzalt használunk, akkor szoros tekercseléssel biztosítható a felvett tekercselési hossz. Ha 1 mm átmérőjű csupasz huzalt használunk, akkor 1 mm-es hézagot kell hagyni az egyes menetek között.

Nomogram egyrétegű hengeres tekercsek méretezéséhez



## Kapacitások meghatározása

Az 1. ábrán összefoglaltuk néhány, a gyakorlatban többször előforduló kapacitás kiszámításának képleteit. A legtöbb számításnál elkerülhetetlen a tizes alapú logaritmus ismerete. Mivel méretezésünk összeállításánál feltételeztük a legalább középiskolai ismereteket, így ezen a helyen nem közöljük a logaritmus táblázatát, utalunk a matematikai szakkönyvekben és egyéb segédkönyvekben megjelentekre.

Az 1. ábrán az első három, a rádiókészülékekben használatos sík és hengerkondenzátorok kapacitásának kiszámítási módját ismerteti. Az  $\epsilon_r$  relatív dielektrikus állandó mindegyik példánál, ahol a vezetőt (vezetőket) körülvevő, vagy vezetőket közt levő közeg levegő, ott közelítően 1-nek vehető. A különböző

szigetelőanyagok dielektrikus állandója megtalálható a 2. táblázatban.

Gyakorlasképpen nézzünk néhány példát:

1. Példa: 1 m hosszú koaxiális kábeldarabunk van. Méretei:  $d = 0,7 \text{ mm}$ ,  $D = 8 \text{ mm}$  és a szigetelőanyag, mely a kábel belsejét teljesen kitölti: polietilén ( $\epsilon_r = 2,3$ ).

Az 1. ábrán szereplő képletekben minden méret cm-ben van megadva, így a lement méreteket át kell számítani erre a mértékegységre. Ezek után a kapacitás nagysága:

$$C = 2,3 \cdot \frac{0,241 \cdot 100}{\log \frac{0,8}{0,07}} = \frac{55,5}{\log 11,4} =$$

$$= \frac{55,5}{1,057} = 52,5 \text{ pF}$$

2. példa: Vertikális antennánkat úgynevezett tetőkapacitással akarjuk ellátni. A kívánt tetőkapacitás nagysága:  $C = 20 \text{ pF}$ . Kérdés, hogy milyen átmérőjű koronggal tudjuk ezt biztosítani, ha az alumíniumlemez, amelyből a korongot készíteni akarjuk, 2 mm vastag?

Az 1. ábrán megkeressük a szabad térben elhelyezett tárcsa kapacitásának kiszámítási képletét. Mivel a sugárzót általában jó magasra szoktuk helyezni, így nem nagy hibát követünk el azzal, ha szabad térben, földtől távol képzeljük el a tárcsát. Mivel levegőben van a korong, így  $\epsilon_r = 1$ .

Mivel vékony alumíniumlemezzel akarjuk megoldani a tetőterhelést, így a korong átmérője mellett annak vastagsága elhanyagolható, tehát a kiszámítási képlet zárójeles részé-

2. táblázat

Szigetelőanyagok dielektrikus állandója

Anyag	$\epsilon_r$
<b>Gázok:</b>	
Hidrogén	1,000264
Levegő	1,000590
Széndioxid	1,000946
Dinitrogénoxid	1,000994
<b>Folyadékok:</b>	
Paraffinolaj	2,2
Benzol	2,3
Etiléter	4,4
Aceton	21
Etilalkohol	26
<b>Szilárd anyagok:</b>	
Paraffin	2
Polietilén	2,3
Polisztirol	2,4
Gyanta	2,6
Sellakk	2,7—3,7
Papír-bakelit	3,5—5
Kvarcüveg	3,7
Kvarc	4,6
Porcelán	5,4—6,4
Csilám	7
<b>Különleges kerámiák:</b>	
Elizolit K	6—7
Izokond P	14—18
Izokond N	35—40
Rutikond	80—85
Megakond	150—160
Terakond 2000	2000
Terakond 4000	4000

ben a tört elhagyható, így egyszerűsödik számolásunk:

$$C = \epsilon_r \cdot 0,353 \cdot D$$

Ebből pedig

$$D = \frac{C}{\epsilon_r \cdot 0,353} = \frac{20}{0,353} = 56,6 \text{ cm}$$

Ellenőrizve az így kiszámított adatokkal az  $s/D = 2/566$ , tehát valóban jogos volt elhanyagolásunk, kisebb mint 0,4% hibát követünk el elhagyásával.

3. példa: A föld felett, azzal vízszintesen kifeszített huzalantennánk hossza: 40 m. A huzal átmérője 2 mm. Kérdés, mekkora kapacitást képvisel, ha a Föld feletti magassága 10 m?

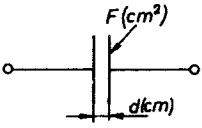
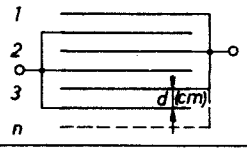
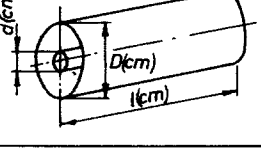
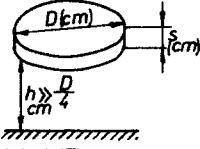
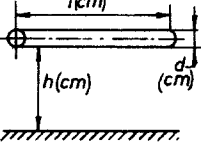
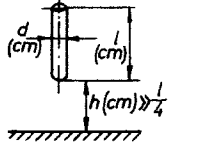
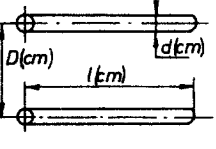
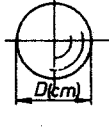
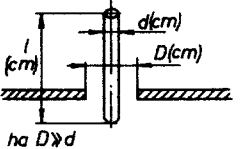
A méreteket ismét cm-ben átszámítva, a táblázat megfelelő képletébe behelyettesítve:

$$C = \frac{0,24 \cdot 4000}{\log 4000/0,2} = \frac{960}{\log 20\,000} = \frac{960}{4,3} = 223 \text{ pF}$$

4. példa: Ultrarövidhullámú vevőkészülékben átvezetőt kell méretezni, mely a nagyfrekvenciát egy árnyékoló dobozba vezeti. Az átvezető fémvázhoz mért kapacitása nem lehet nagyobb, mint 0,5 pF. Induktivitás csökkentése érdekében az átvezető huzal átmérője 2 mm és a teljes hossza csak 3 cm lehet. Kérdés: mekkora átmérőjű nyílást kell fúrni az árnyékoló dobozon?

A feladatot itt is a táblázatban található képlet átrendezésével oldjuk meg:

Mivel levegő a szigetelő jelen esetben is, így:

Sík kondenzátor	$n^{\circ}$ darabból álló kondenzátor	Hengeres kondenzátor
		
$C = \epsilon_r \cdot \frac{0,886 F}{d} \text{ (pF)}$	$C = (n-1) \cdot \epsilon_r \cdot \frac{0,886 F}{d} \text{ (pF)}$	$C = \epsilon_r \cdot \frac{0,241 \cdot l}{\log \frac{D}{d}}$
Tárcsa szabad térben	Vízszintes vezeték	Függőleges vezeték (Föld közelében)
		
$C = \epsilon_r \cdot 0,353 D \left(1 + \frac{0,64 s}{D}\right) \text{ (pF)}$	$C = \epsilon_r \cdot \frac{0,24 l}{\log \frac{4h}{d}} \text{ (pF)}$	$C = \epsilon_r \cdot \frac{0,24 l}{\log \frac{115 l}{d}} \text{ (pF)}$
Két párhuzamos vez.	Gömb szabad térben	Átvezető
		
$C = \epsilon_r \cdot \frac{0,12 \cdot l}{\log \frac{2D}{d}} \text{ (pF)}$	$C = 0,56 \cdot \epsilon_r \cdot D \text{ (pF)}$	$C = \epsilon_r \cdot \frac{0,24 \cdot l}{\log \frac{2D}{d}}$

Tehát az átvezetést 11 mm-es nyílás közepén kell végrehajtani.

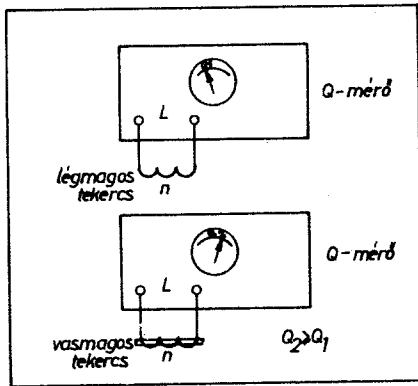
Ebből a pár példából látható, hogy a megadott kapacitászámítási képleteket jól hasznosíthatjuk közép- és rövidhullámú tartományban. Előnye egyrészt kisebb helyfoglalásában, viszonylagosan nagyobb jósági tényezőjében és könnyű hangolhatóságában keresendő. Ugyanakkor a vasmagos tekercs méretezése is egyszerűbb, mint légmagos társaié.

### Vasmagos tekercsek méretezése

Míg az adó- és vevőkészülékekben gyakoriak a légmagos tekercsek, a vevőkben manapság már majdnem minden esetben vasmagos rezgőköri tekercseket alkalmaznak a hosszú, közép- és rövidhullámú tartományban. Előnye egyrészt kisebb helyfoglalásában, viszonylagosan nagyobb jósági tényezőjében és könnyű hangolhatóságában keresendő. Ugyanakkor a vasmagos tekercs méretezése is egyszerűbb, mint légmagos társaié.

Vasmagos tekercs készítésénél az első, döntő szempont a megfelelő vasmag-anyag kiválasztása. Ugyanis a kereskedelemben kapható vas-

magok úgynevezett *határfrekvenciája* különböző. Ez értelemszerűen azt jelenti, hogy nagyobb frekvenciára készült rezgőköri tekercs hangolására nem minden vasmag alkalmas. Amatőr körökben többek között sokszor ez az oka a sikertelenségnek, mert sokan válogatás nélkül alkalmazzák a vasmagokat, holott nyilvánvaló, hogy például egy 1 MHz-es határfrekvenciájú vasmag nem alkalmazható 30 MHz-en! Az alacsonyabb frekvenciájú vasmagok permeabilitása magasabb frekvencián már kisebb, ugyanakkor a veszteség jelentős lehet, mely a tekercs jósági tényezőjét annyira leronthatja, hogy az használhatatlanná válik.



1. ábra. Hangolómagok határfrekvenciájának mérése Q-mérővel

Kérdés, hogyan dönthetjük el, megfelelő-e vasmagunk az adott frekvencián?

Nyilvánvaló, hogy az lenne a legegyszerűbb, ha kereskedelmünk már úgy árusítaná a vasmagokat, hogy azok jellemzői ott az üzletben ismertetve lennének. Reméljük, hogy ez is megvalósul egyszer, de addig is segíteni kell magunkon.

Az első — durva — meghatározás az legyen, hogy az illető vasmag alacsony, vagy magas frekvenciára készült. Az alacsonyfrekvenciás, úgynevezett MAFERRIT alapanyagú vasmagok rendszerint színjelzés nélkül kerülnek forgalomba. Ez a színjelzés a rúd alakú magok, vagy menetes magok egyik végén szokott lenni. A színjelzés nélküli vasmagok alacsonyfrekvenciásak, maximálisan — típustól függően — 0,1–1,5 MHz-ig használhatók. Színük, törési felületük mély fekele. A magasabb frekvencián is alkalmazható gyártmányok színe barnás-fekele vagy rozsdabarna. Az előző permeabilitása rendszerint nagyobb, utóbbiaké pedig kisebb.

A számszerű vizsgálathoz, tehát, hogy az illető vasmag milyen magas frekvenciákig használható, sajnos már Q-mérős vizsgálat kell. (Ilyen műszer leírása megjelent a Rádiótechnika Évkönyve 1969. kiadásában.) Készítsünk egy légmagos tekercset és az 1. ábra szerint rákötve a Q-mérőre, egy adott frekvencián beállított C-kapacitás mellett lemérjük a jósági tényezőjét. Ezután vasmagot helyezünk bele és a frekvenciát csökkentve megkeressük a rezonanciát ismét és lemérjük a jósági tényezőt most már vasmaggal. Ha ez kisebb, mint az eredeti, akkor vasmagunk nem alkalmas az adott frekvenciára, ha nagyobb, akkor mérés jó. A mérést magasabb frekven-

1. táblázat

Niferrit alapanyagú hangolómagok jellemzői

Típus	Méret (mm)	Színjelz.	Határfrekv. (MHz)	„k”-tényező		Permeabilitás ( $\mu_{eff}$ )
				Egyréteg	Méhsejt	
N200	4 × 10	zöld	2	8,5	7	3,3–4
	6 × 12	zöld	1	6	6	3–3,7
	8 × 16	zöld	2	6	4,5	2–2,7
N100	4 × 10	lila	5	9,2	7,6	3,3–4
	6 × 12	lila	5	7,2	6,2	2,7–3,5
	8 × 16	lila	5	6,5	5,5	1,9–2,3
N 50	4 × 10	szürke	10	10	8,2	2,6–2,8
	6 × 12	szürke	20	7,4	6,4	2,5–3,3
	8 × 16	szürke	20	7	6,3	1,8–2,1
N 20	4 × 10	kék	40	11	8,6	2,3–2,4
	6 × 12	kék	40	7,8	6,8	2,3–2,6
	8 × 16	kék	40	7,4	6,6	1,7–1,9
N 10	4 × 10	sárga	100	12	9,5	1,8–1,9
	6 × 12	sárga	100	8,9	7,7	1,8–2,1
	8 × 16	sárga	100	7,6	6,8	1,6–1,8

ciakon megismételve közelítő adatot nyerhetünk arra vonatkozóan, hogy milyen magas frekvenciákig használhatjuk vasmagunkat.

A hazai gyártmányok többsége már színjelzéssel van ellátva. Az 1. táblázatban összefoglaltuk a magasabb frekvenciákon is használható NIFERRIT alapanyagú hangolócavarak adatait, valamint a színjelzéseiket.

Ha kiválasztottuk a megfelelő hangolócavart, vasmagot, akkor következő lépésünk a meghatározott indukcióhoz szükséges menetszám meghatározása. Két változatot különböztetünk meg:

- egyrétegű tekercs,
- többrétegű (méhsejt) tekercs.

A vasmagon a tekercselés hosszúság egyik esetben se haladja meg a vasmag hosszának 3/4 részét. Ez azt jelenti, hogy egy 10 mm hosszú, 4 mm átmérőjű csavarnál a tekercselési hossz maximálisan 7,5 mm lehet. A táblázatban szereplő „k” tényező, melyet számításunknál fel fogunk használni, csak ilyen tekercshosszúság esetére érvényes.

A szükséges menetszám:

$$n = k \cdot \sqrt{L (\mu H)}$$

*Példa:* Meghatározandó, hogy egyrétegű tekercselés esetén hány menet szükséges 20  $\mu H$  önindukciójú tekercshez 7 MHz-es frekvenciára?

Első lépés a megfelelő vasmag kiválasztása. Az 1. táblázat szerint 7 MHz-re a NIFERRIT-50 típusú felel meg, mely szürke színjelzéssel kerül forgalomba. Ha 6 mm átmérőjű hangolómagot használunk, egyrétegű tekercselés esetében a „k” tényező a táblázat szerint 7,4.

A szükséges menetszám:

$$n = 7,4 \cdot \sqrt{10} = 7,4 \cdot 3,16 = 24 \text{ menet}$$

(A számításnál a kerekítést mindig felfelé végezzük, mert a vasmag kicsavarásával így beállítható a kívánt induktivitás.)

Ha ugyanezt az induktivitást méhsejt-tekercseléssel akarjuk megvalósítani, akkor  $k = 6,4$  a táblázat szerint, tehát:

$$n = 6,4 \cdot \sqrt{10} = 6,4 \cdot 3,16 = 21 \text{ menet}$$

Egyrétegű tekercselésnél meg kell még határozni a tekercselő huzal maximális átmérőjét is. Mivel a 6 mm-es hangolómag hossza 12 mm, így a maximális tekercshossz:

$$l = 0,75 \cdot 12 = 9 \text{ mm}$$

Ezzel a maximális huzalátmérő (szoros tekercselés esetére)

$$d = \frac{l}{n} = \frac{9}{24} = 0,37 \text{ mm}$$

Ebbe az átmérőbe a szigetelés is beleszámít.

Ha  $d = 0,3$  mm rézátmérőjű CUZS huzalt használunk, akkor biztosítottuk a feltételt.

Fazékmagos tekercsek méretezésével a múlt évi évkönyvünkben részletesen foglalkoztunk, ahol ismertettük a különböző fazékmagokhoz tartozó  $A_L$  értékeket is, tehát itt ezt nem ismételjük meg, csak utalunk rá.



# Hullámvezetők hullámellenállásának meghatározása

A nagyfrekvenciás energia szállítására hullámvezetők használata. Ezek jellemző adata az úgynevezett hullámellenállás ( $Z_0$ ). Az energia szállítása akkor történik a legkisebb veszteséggel, ha a hullámvezető két vége hullámellenállásának megfelelő ellenállással van lezárva. A helyes lezárás biztosítására nyilvánvaló, hogy ismernünk kell az alkalmazott hullámvezető, kábel hullámellenállását. Az 1. ábrán összefoglaltunk néhány, a gyakorlatban előforduló hullámvezető hullámellenállásának számítási képleteit.

Ezen számítási módok legtöbbjéről csak közelítő jellegűek, de a gyakorlat szempontjából kielégítő pontosak. A 2. ábrán pedig nomogramban ábrázoltuk a két leggyakoribb kábel — a párhuzamos vezeték és a koaxiális — hullámellenállásának alakulását, mely a  $D/d$  értékétől függ. Felhasználásával igazán minimális számítással meghatározhatók a méretek.

Nézzünk egy példát előbb a nomogram használatára. Tervezünk 600 ohm hullámellenállású légszigetelésű kábel. A 2. ábra szerint a nomogram felső részén megkeressük a

600 ohmos pontot. Innen függőlegesen lefelé haladva a szaggatott vonallal kihúzott, párhuzamos vezeték görbéjét elérve, a nomogram bal oldalán levő  $D-d$  viszonyra a következőt kapjuk:

$$D/d = 68$$

Ha a vezetékünk átmérője  $d = 2$  mm, akkor a két vezeték között tartandó a távolság:

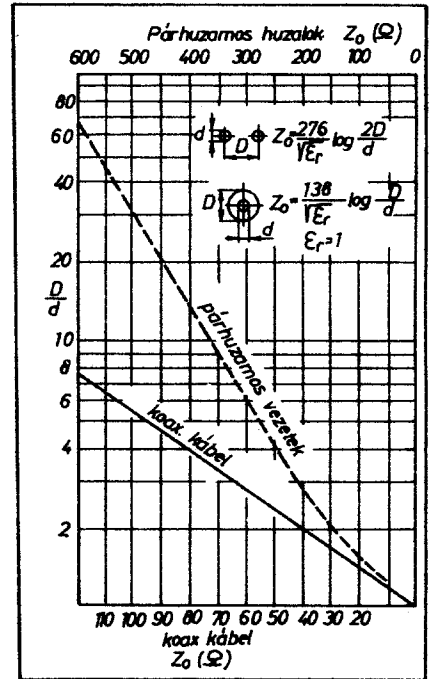
$$D = 2,68 = 136 \text{ mm}$$

Koaxiális kábel méretezendő 70 ohm impedanciára úgy, hogy a szigetelő nem levegő, hanem polietilén ( $\epsilon_r = 2,3$ ).

Mivel a nomogramon légszigetelés esetére olvashatjuk le a szükséges méreteket, ezért kiindulásként a légszigetelésre érvényes hullámellenállást kell meghatározni:

$$Z_0' = Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r} = 70 \cdot \sqrt{2,3} = 70 \cdot 1,52 = 110 \text{ ohm}$$

A diagram alsó sorában megkeressük a 110 ohmnak megfelelő függőleges vonalat, ezen felfelé haladva a koaxiális kábelnek megfelelő egyenessel a  $D/d = 6,5$  értéknél kapunk



2. ábra. Párhuzamos vezeték és koaxiális kábel hullámellenállása légszigetelés esetén

metszéspontot. Ha a belső ér átmérője  $d = 1$  mm, akkor a külső köpeny átmérője:

$$D = 6,5 \cdot 1 = 6,5 \text{ mm}$$

A nomogram használata tehát egyszerű. Ezután nézzünk egy szám példát az 1. ábra képleteinek használatára.

Állóhullám-aránymérőt készítünk 75 ohms kábelhez. A mérő vezeték két, nagy kiterjedésű fémlap között halad át. A reflexió elkerülésére ennek is 75 ohm hullámellenállásnak kell lenni. A vezeték átmérője 3 mm. Kérdés, hogy a két árnyékoló fémlap milyen távol legyen a vezetéktől?

Az 1. ábra szerint:

$$Z_0 = 138 \cdot \log_{10} \frac{4D}{\pi \cdot d} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Mivel a szigetelő ebben az esetben levegő (kitámasztókat elhanyagolva),

így az utolsó szorzó tag egységgel egyenlő. A képlet átrendezésével:

$$D = \frac{\pi \cdot d}{4} \cdot \text{num log} \frac{Z_0}{138} = \frac{3 \cdot 14 \cdot 3}{4} \cdot \text{num log} \frac{75}{138} = 2,4 \cdot 3,5 = 8,5 \text{ mm}$$

Tehát a két fémlap egymástól 8,5 mm távolságban lesz. A huzaltól pedig mindegyik lemez 2,75 mm távolságban szerelendő fel.

Vezető típusa	Hullámellenállás
<p>Párhuzamos sík lemezek</p>	$Z_0 \approx 377 \frac{a}{b} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ (ha $a \ll b$ )
<p>Párhuzamos vezeték</p>	$Z_0 \approx 276 \log \left( \frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} \right) \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ $Z_0 \approx 276 \log \frac{2D}{d} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ ha $d \ll D$
<p>Vezeték fémlap felett</p>	$Z_0 \approx 138 \log \frac{D}{d} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ ha $d \ll D$
<p>Vezeték két fémlap között</p>	$Z_0 \approx 138 \log \frac{4D}{\pi d} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ ha $d \ll D$
<p>Vezeték nyitott fémdobozban</p>	$Z_0 \approx \frac{138 \log}{\sqrt{\epsilon_r}} \left( \frac{4a \tanh \frac{\pi b}{a}}{\pi \cdot d} \right)$
<p>Koaxiális kábel</p>	$Z_0 = 138 \log \frac{D}{d} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$
<p>Négyszögletes koax.</p>	$Z_0 = 138 \log \frac{1,178 \cdot D}{d} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$

1. ábra. Különböző alakú hullámvezetők hullámellenállása

## Ultrarövidhullámú vonal-rezgőkörök méretezése

Ultrarövidhullámokon a szokásos, koncentrált elemekből álló rezgőkörök, mivel azok jóságí tényezője alacsony, nemigen használatosak. Előszerttel használják a párhuzamos vagy koaxiális tápvonalból készült rezgőköröket.

Ilyen rezonátorok méretezéséhez ad segítséget az 1. ábrán és a 2. ábrán látható diagram-sereg. Az első koaxiális rezonátorok méretezéséhez, a második pedig párhuzamos vezetékekből készült rezonátorok készítéséhez ad tájékoztatást. A 3. ábrán feltüntettük ezen rezonátorok főbb méreteit is. Ugyanakkor a 3/a ábra például mutat arra, hogy egy ellenutemű végtokozathoz hogyan kapcsolható a vonal-rezgőkör.

A diagramok használatát két példa keretében mutatjuk be.

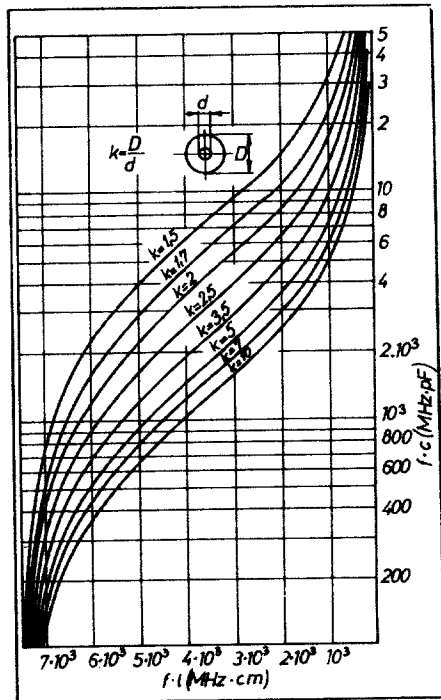
1. példa. Egy erősítőcső anódkörében a cső belső és a szerelési kapacitásokkal együtt  $C = 6$  pF kapacitás van. Méretezendő egy koaxiális rezonátor 435 MHz frekvenciára. A rendelkezésre álló két cső átmérője:  $D = 15$  mm és  $d = 6$  mm.

Először meghatározzuk a diagram függőleges tengelyén található szorzat értékét, mely a frekvencia és a kapacitás szorzata:

$$f \cdot C = 435 \cdot 6 = 2610$$

Meghatározzuk a „k” tényezőt:

$$k = 15/6 = 2,5$$



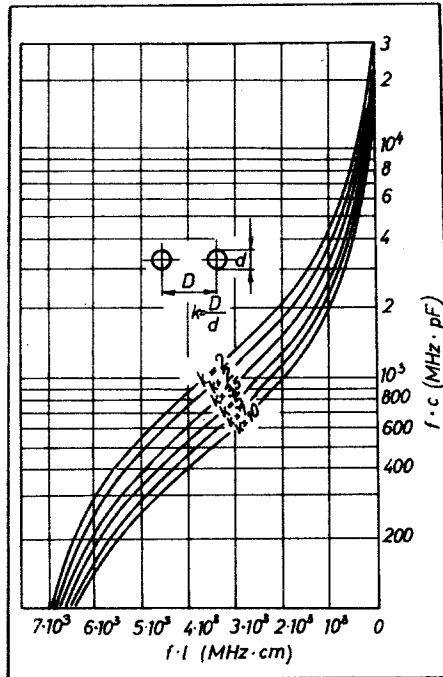
1. ábra

A nomogramon a  $k = 2,5$ -hez tartozó görbe és a kiszámított  $f \cdot C$  értékétől húzott vízszintes egyenes metszéspontját levetítjük a vízszintes tengelyre, ahol megkapjuk az  $f \cdot l$ , tehát a frekvencia-hossz szorzatot.

$$f \cdot l = 4000$$

Ebből a szükséges hosszúság:

$$l = 4000/f = 4000/435 = 9,2 \text{ cm} = 92 \text{ mm}$$



2. ábra

A pontos rezonancia-frekvenciát ezután a  $C$  kapacitással beállíthatjuk.

2. példa. Méretezendő  $l = 435$  MHz-re párhuzamos huzalokból rezonátor, ha  $C = 3$  pF és a rezonátor hossza — a rendelkezésre álló hely miatt — csak 40 mm lehet maximuman.

Kiindulásként ismét az  $f \cdot C$  szorzatot határozzuk meg:

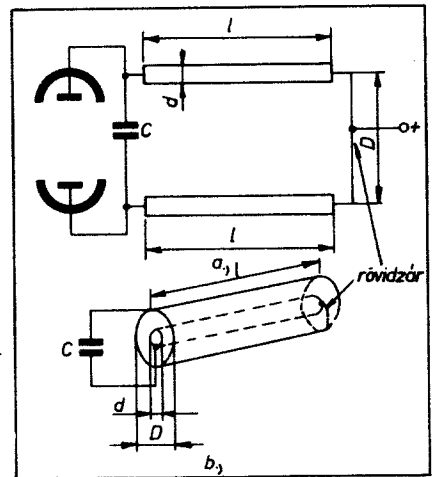
$$f \cdot C = 435 \cdot 3 = 1305$$

Ezután, mivel az „l” hosszúság szabott, az  $f \cdot l$  szorzatot számítjuk ki:

$$f \cdot l = 435 \cdot 4 = 2610$$

A 2. ábra nomogramján a két szorzatnak megfelelő vízszintes és függőleges egyenesek metszéspontja a  $k = 2,5$  görbénél találkozik, tehát

$$\frac{D}{d} = 2,5$$



3. ábra

Ha a párhuzamos vezeték  $d = 6$  mm átmérőjű vörösrézcsőből készítjük, akkor a kettő között biztosítandó távolság:

$$D = 2,5 \cdot d = 15 \text{ mm} \text{ (csőközéptől-középig)}$$

Ezzel kívánt rezonátorunk minden méretét meghatároztuk.

Fizessen elő a

## RÁDIÓTECHNIKA

című folyóíratra

Rádió-, televíziókapcsolások

Építési leírások

Hasznos tanácsok, ötletek

Amatőrkedés,

ezermesterkedés

Szerviz tanácsadó

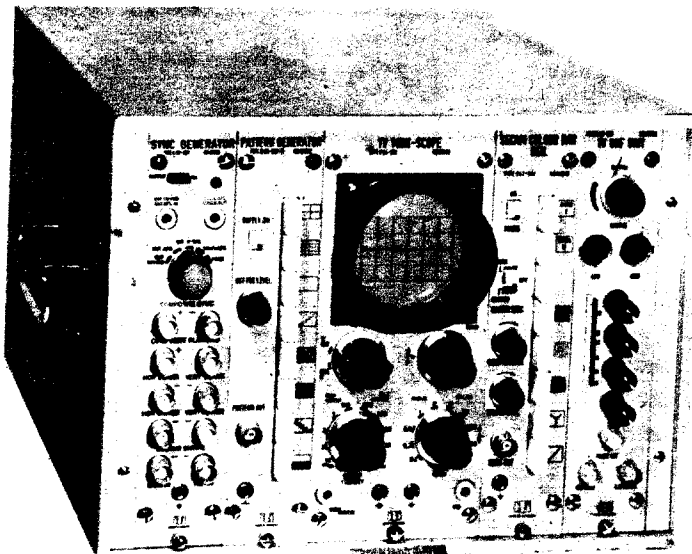
Méréstechnika

Akuszтика és hangerősítés

Lapunk előfizethető a Posta Központi Hírlap Irodánál, Budapest, V., József nádor tér 1. és bármelyik postahivatalnál. Előfizetési díj 1/4 évre 15 Ft. Egyéni előfizetők csekkszámát: 61.171, közületi előfizetők csekkszámát: 61.966. A külföldi terjesztést a Kultúra Könyv és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat (Budapest, I., Fő utca 32) végzi.

# A HÍRADÁSTECHNIKA KTSZ

## fekete-fehér és színes műszerei az 1969. évi BNV-n



A TR-0873 tít. színes TV komplex generátor

A HÍRADÁSTECHNIKA KTSZ az 1969. évi Budapesti Nemzetközi Vásáron a televíziós szerviz és stúdió műszereknek az 1968. év folyamán kifejlesztett teljes kollekciójával vett részt.

A műszerkollekció a fekete-fehér és a színes televízió program céljaiszerint szerviz, valamint stúdió és laboratóriumi használatra egyaránt alkalmas vizsgáló- és mérőműszerek területét öleli fel.

A műszerek, illetve mérőhelyek a szövetség által a nemzetközi szabványhoz alkalmazkodó, de speciális megoldásokkal kiépített modul vázszerkezetbe tolható műszeregységekből állíthatók össze, amelyek a mérési és vizsgálati céloknak megfelelően a felhasználók részére is számos változat kialakítását teszik lehetővé.

Egyes műszeregységek külön dobozba helyezve, önálló műszerként, vagy más műszeregységekkel, mint modul fiókokkal, közös vázban, illetve dobozban kerülnek forgalomba. Vannak viszont olyan műszer egységek is, amelyek csak más műszeregységekkel együttesen működtethetők.

A díszelőlapok a kezelőszervek speciális, praktikus kialakításával és elhelyezésével a műszerek esztétikai összhangjában is reprezentálják a HÍRADÁSTECHNIKA KTSZ termékét.

A műszerek belső mechanikus és elektromos felépítését a nagy szilárdság, stabilitás és precíz kidolgozás jellemzi.

Az elektromos funkciók áramkörei részben szilícium tranzistorokkal megépített kis modul kockákban, részben már integrált áramköri technológiával készülnek és térszereléssel vannak beépítve.

A műszerek a HÍRADÁSTECHNIKA KTSZ fejlesztési részlege által önálló szellemi tevékenységgel létrehozott konstrukciókkal készültek és éppen ebből folyóan számos találmányi szintű megoldást is tartalmaznak. Ezek szabadalmi oltalomra bejelentése Magyarországon és több uniós országban is megtörtént. Az elmúlt másfél év alatt bejelentett 17 találmányra ezideig már 12-re az OTH a szabadalmat is megadta.

A HÍRADÁSTECHNIKA KTSZ által a vásáron kiállított műszerek között is kiemelkedő konstrukcióval rendelkezik a színes és fekete-fehér TV vevőkészülékek, valamint monitorok laboratóriumi és stúdiószinten való vizsgálatára készült:

### TR-0873 típusú színes TV komplex generátor.

Ez a műszer a vázrendszerbe betolható 5 modul fiókból áll. A fiók egységek a következők:

- TR-0822 típusú tv szinkrogenerátor
- TR-0854 típusú tv vizsgáló ábra generátor
- TR-4351 típusú tv miniszóköp
- TR-0868-as típusú Secam tv színsávgenerátor
- TR-0872 típusú tv UHF egység

A TV szinkrogenerátor a komplett szinkron és kioltó jeleket egyetlen jelforrásból képezi. Ennek megfelelően szabványos sor- és képszinkron elő- és utókiégnyelítő jeleket, sor- és képkilóttó jeleket, ezeken felül szinkron kapujeleket állít elő a SECAM és PAL rendszerek szerint, valamint kép és sorvezérlő jeleket is szolgáltat.

A TV vizsgálóábra-generátor speciális stúdió vizsgáló jeleket állít elő, amelyek bármelyikére 4 MHz-es jel ráültethető.

Képmintái: keresztábra, hálóábra, pont-raszter, függőleges és sorirányú gradáció, sakkábra, sorfűrészjel és 50 Hz-es négyszögjel.

ATV miniszóköp függőleges erősítője 0—6 MHz-ig, vízszintes erősítője 10 Hz—1 MHz-ig terjedő frekvencia tartományban működik.

Az eltérítő jelgenerátor időalatti értéke 10  $\mu$ sec. — 10 msec-ig terjed. Ez a generátor eddig még nem alkalmazott áramköri megoldással készült.

A Secam színsávgenerátor a következő színes vizsgáló ábrákat szolgáltatja:

- vízszintes fehér, sárga, cián, zöld, piros, bíbor és kék, vagy fekete színsávok,
- külön-külön teljes frekvencia-fehér, -zöld, -piros, vagy kék jelek,
- a színsávoknak megfelelő fényességi (Y) jelek.

A színjelek előállítása kristályvezérlésű oszcillátorokkal történik.

A TV UHF egység A TV IV. és V. sávban működik és egyidejűleg a TV szabványoknak megfelelő kép- és hangvívót is biztosítja. A képvívó AM-ben, a hangvívó FM-ben van modulálva. A kép- és hangvívó közötti távolság 6,5 illetve 5,5 MHz.

A műszer állandó üzemre alkalmas és minden hálózati feszültségre kapcsolható. A csatlakozók BNC típusúak.

# HÍRADÁSTECHNIKA KTSZ

Budapest, VII., Csengery u. 28

# AMATŐR ANTENNÁK

Hidvégi Tibor okl. vill. mérnök, HASBB

A nagyfrekvenciás energia kisugárzása az antenna segítségével történik. Nem közömbös, hogy antennánk milyen hatásokkal sugároz, jó sugárzót csak annak működésének ismeretében, megfelelő méretezéssel lehet készíteni. Míg a TV-vevőantennák méretezésére a Rádiótechnikában és az Évkönyvek megelőző kiadványaiban bőven van utalás, a rövidhullámú adó- és vevőantennák készítéséhez kevés útmutatást találunk. Ismertetőmben néhány egyszerű rövidhullámú sugárzót mutatok be, megfelelően lerövidített elméleti számítással.

## 1. Negyedhullámú függőleges sugárzó

Legegyszerűbb antenna egy függőlegesen elhelyezett negyedhullám-hosszúságú huzal. A sugárzó geometriai hossza nem egyezik meg a kívánt elektromos hosszúsággal.

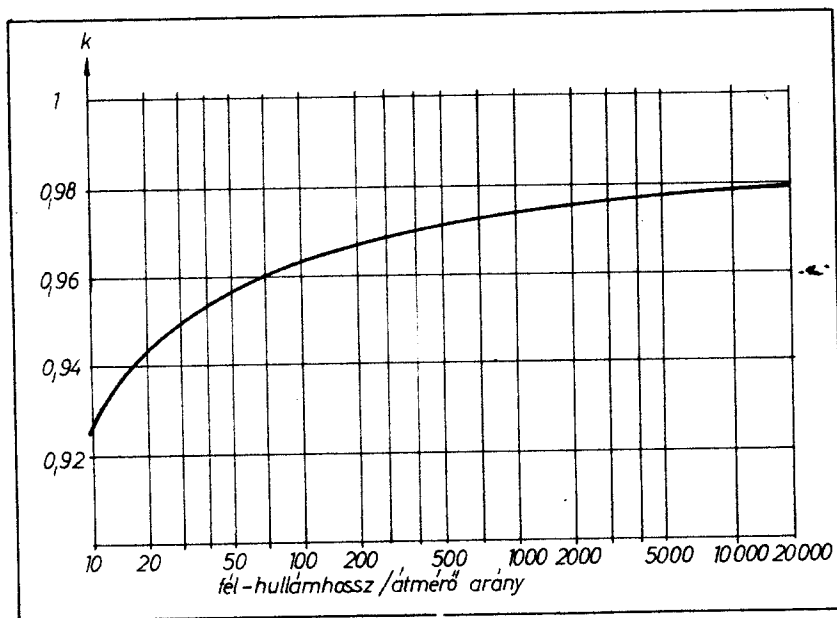
$$l = \frac{7550 \cdot k}{f}$$

ahol

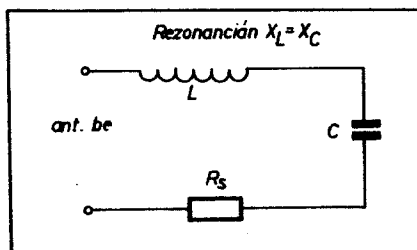
$l$  = a sugárzó hossza cm-ben  
 $f$  = a gerjesztő frekvencia MHz-ben

$k$  = az antenna átmérőjétől függő rövidülési tényező  $k < 1$ , tehát mindig kisebb az egységnél.

A  $k$ -tényezőnek a hullámhossz/huzalátmérő viszonyától függő értékeit az 1. ábrán láthatjuk. Minél nagyobb az átmérője az antennának — ugyanazon hosszúság mellett —, annál rövidebbre kell azt méretezni.



1. ábra. A rövidülési tényező értékei a fél hullámhossz/átmérő függvényében



2. ábra. Függőleges, negyedhullámú sugárzó helyettesítő képe

A függőleges, negyedhullámú sugárzó helyettesítő képe a 2. ábrán látható. Ha az antenna hosszúsága megfelel a gerjesztő frekvencia szerinti hullámhossz negyedének, akkor az  $L$  és  $C$  soros rezgőkör rezonanciát ad és a sugárzó, valamint a föld között csak az  $R_s$ -sel jelölt, úgynevezett sugárzási ellenállás jelentkezik. Ha rövidebb az antenna, akkor a  $C$  lesz domináló, tehát egy kapacitív reaktancia is jelentkezik az előbbi, tisztán ohmos komponens mellett. Hosszabb sugárzó esetén pedig induktív jellegű lesz antennánk.

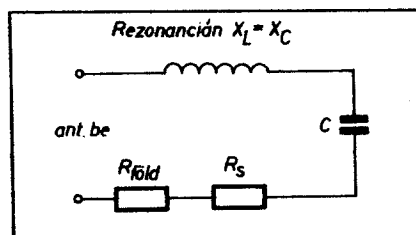
A reaktív komponensek soros  $L$  vagy  $C$  alkalmazásával kihangolhatók, de az  $R_s$  sugárzási ellenállás kimondottan az antenna méreteitől függő érték.

Még egy figyelemreméltó jelenségről kell itt említést tenni. A negyedhullámú sugárzónál a nagyfrekvenciás generátor egyik pólusa a föld. Ha ez nem jó vezető, akkor megnövekszik

a veszteség. A 3. ábrán láthatjuk ebben az esetben az antenna helyettesítő képet, ahol  $R_F$  a föld-ellenállást képviseli. Ezen ellenállásra eső teljesítmény nyilvánvalóan nem sugárzódik ki, hanem hő alakjában elvész. Minél kisebb a földellenállás az  $R_s$  sugárzási ellenálláshoz képest, annál jobb lesz antennánk hatásfoka.

A 4. ábrán a negyedhullámú, függőleges antenna sugárzási ellenállását láthatjuk a hullámhossz és antenaaátmérő függvényében. A szokásos sugárzó esetében ez kb. 30 ohm. Ha földünk nem jó vezető, például homokos talaj, akkor 20—25 ohm földellenállás is adódhat. Ez pedig már 40 %-os teljesítményvesztést jelenthet.

Legtöbbször jó vezető fém-lemezt, vagy radiálisan kifeszített huzalokat szoktak használni földelésként. A radiálók hosszúsága  $\lambda/4 - 3/4\lambda$  kö-



3. ábra. Függőleges, negyedhullámú sugárzó helyettesítő képe, ha a föld-ellenállás is számításba van véve

zött van. Jól felhasználhatók erre a célra a házak nagyobb kiterjedésű fém födém szerkezetei.

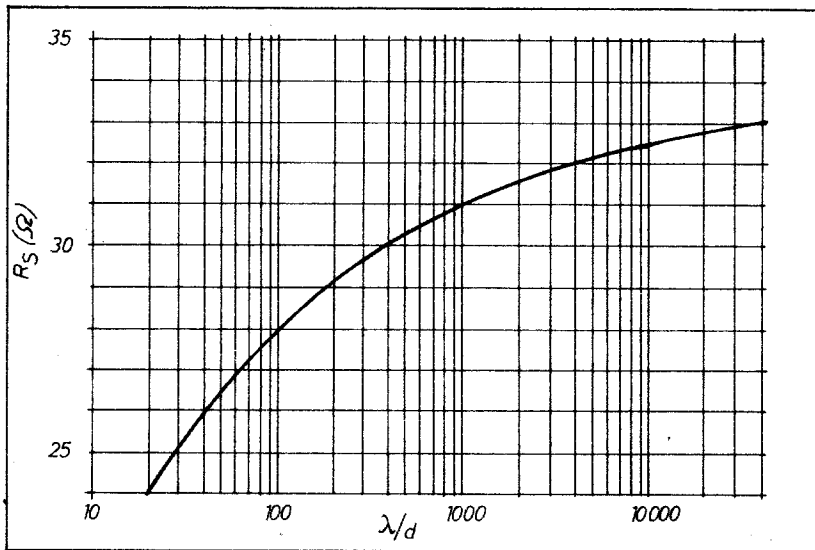
Egy másik megoldást mutat az 5. ábra. Ez a sokak által használt GP (Ground—Plane) antenna. A négy radiál negyedhullám-hosszúságú.

Az előbbieken említettük, hogy ezen antennatípus sugárzási ellenállása 36 ohm. A jó hatásfokú sugárzás másik feltétele, hogy az antenna illesztve legyen az öt nagyfrekvenciás energiával tápláló kábelhez. Ez azt jelenti jelen esetben, hogy 36 ohmos kábelt kellene használni, ilyet pedig nem gyártanak. A legalacsonyabb érték 50 ohm. Ha ilyen kábelt használunk antennánkhoz, akkor

$$r = \frac{50}{36} = 1,4 \quad (1:1,4)$$

tehát aránylag nagy állóhullám-aránnyal kell számolni. (A jó hatásfokú működéshez  $r = 1,0 - 1,2$  szükséges).

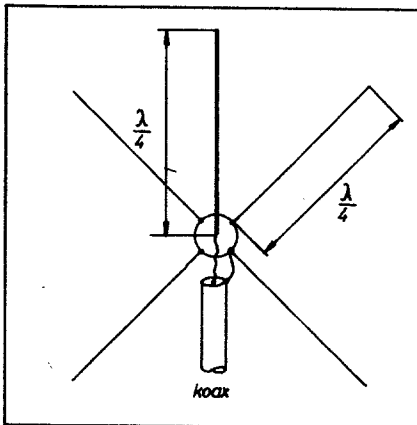
Még rosszabb a helyzet, ha csak 80 ohmos kábelünk van, mert ebben az esetben  $r = 2,2$ , ami már magas érték. A kérdés az, hogyan illeszthetjük negyedhullámú antennánkat a beszerezhető kábelekhez. A sok megoldás közül csak két egyszerűt ismertetünk.



4. ábra. Negyedhullámú sugárzó sugárzási ellenállása a hullámhossz és a huzal-átmérő függvényében. Félhullámú dipól esetében a leolvasott értékek kétszerese értendő

#### Kisebb illesztetlenség megszüntetése

A 4. ábrán az antenna sugárzási ellenállásának változását mutattuk be a sugárzó hosszának függvényében. Látható, hogy az  $l/d$  függvényében az arány 0,42 értékig növekszik a sugárzási ellenállás. Tehát, ha az antenna hosszát ( $l$ ) megnöveljük, akkor egy bizonyos határig növekszik a sugárzási ellenállás. Ha 50 ohmos kábelt akarunk használni 36 ohmos antennához, akkor az antenna hosszát 0,274-ra kell módosítani. Ugyanakkor, mivel hosszabb lett sugárzónk nem lesz tisztán ohmos bemenetű, hanem induktív reaktancia is mérhető a táplálási pontban. A reaktancia nagyságát a 5. ábráról olvashatjuk le, különböző  $l/d$ , tehát antennahossz és átmérő viszonyok esetében. Az így megállapított induktív reaktanciát soros kapacitással hangolhatjuk ki. A kapacitás adott frekvencián mérhető váltóáramú ellenállásának azonosnak kell lenni a meghatározott induktív ellenállással.



5. ábra. A GP-antenna

ahol:

$f$  = üzemi frekvencia (MHz)

$X_L$  = induktív ellenállás (ohm)

$C$  = kapacitás (pF)

Legyen például a sugárzónk hossza 5,2 m, a csőátmérő pedig 25 mm ( $l/d = 200$ ). Ekkor a 6. ábra szerint  $X_L = 37$  ohm. Ha az üzemi frekvencia 14 MHz, akkor:

$$C = \frac{10^6}{6,28 \cdot 14 \cdot 37} = 280 \text{ pF}$$

Ezzel a módszerrel tehát egyszerűen illeszthető az antenna a kábelhez. (7. ábra)

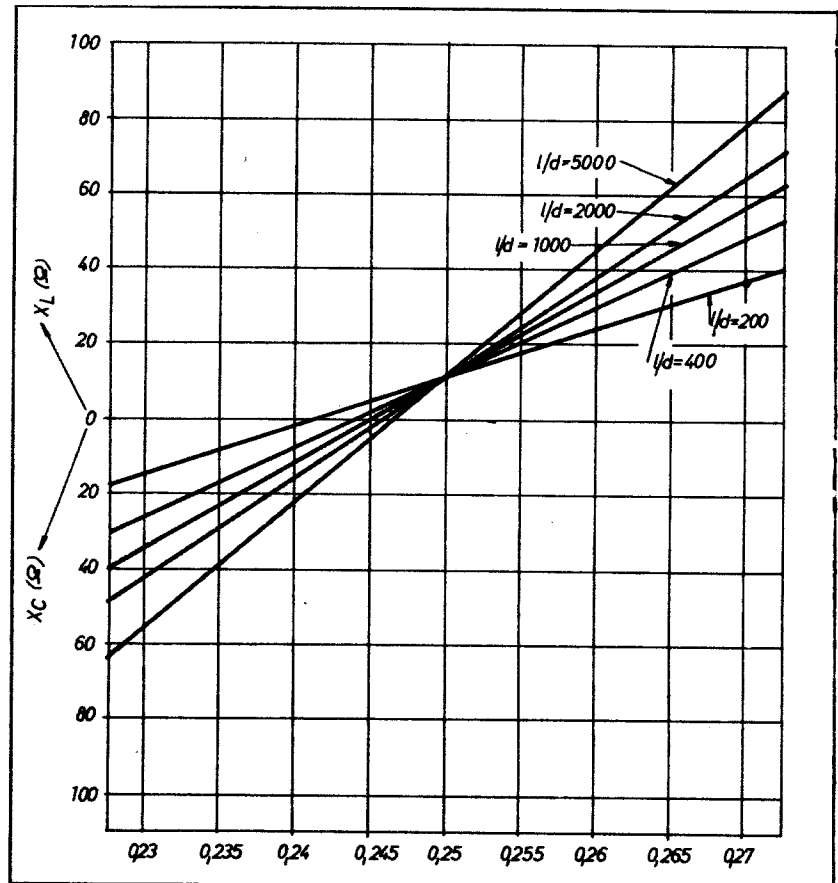
#### Nagyobb illesztetlenségek megszüntetése

Ha az antenna bemeneti impedanciája nagyon eltér a tápkábel hullámellenállásától, akkor már nem alkalmazható az előző, egyszerű módszer. Ez az eset áll fenn akkor, ha például 600 ohmos tápvezetékkel akarunk 30–40 ohmos antennát táplálni. Itt legegyszerűbb a „gamma” illesztést alkalmazni. Az illesztés ezen módjának alapelve az, hogy a talpponttól az antenna vége felé haladva (szinuszos áramellenállást feltételezve), a rezonanciára hangolt sugárzó sugárzási ellenállása növekszik:

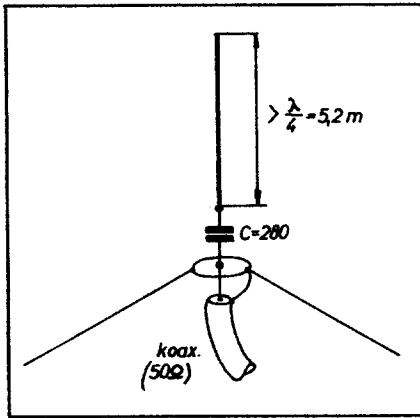
$$X_L = X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

Ebből pedig a szükséges kapacitás nagysága:

$$C = \frac{10^6}{2\pi \cdot f \cdot X_L}$$



6. ábra. Áramhasban mérhető sugárzási reaktanciák értékei



7. ábra. A GP-antenna illesztése koaxiális kábelhez

$$R_s = \frac{R_{sa}}{\sin^2 \beta l} \text{ ahol}$$

$R_s$  = az antenna egy bizonyos pontján mérhető sugárzási ellenállás (ohm)

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

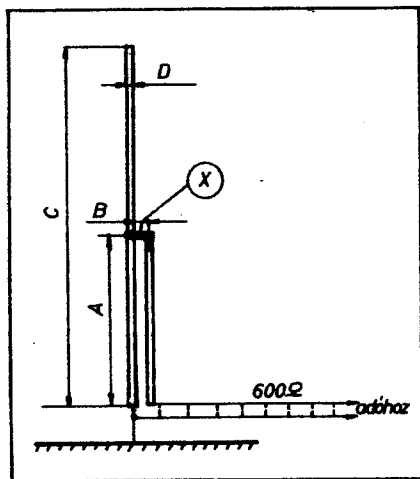
$l$  = az antenna hossza a hullámhosszhoz viszonyítva. A

talppontban  $l = \frac{\lambda}{4}$  és feljebb

haladva ez állandóan csökken.

$R_{sa}$  = az antenna talppontjában mérhető sugárzási ellenállás. Ez (negyedhullámú sugárzó esetén rezonanciánál  $R_{sa} = 36$  ohm, kis átmérőjű sugárzó esetén.)

Részletesebb számítás helyett bemutatunk egy példát negyedhullámú függőleges sugárzó illesztésére 600 ohmos párhuzamos tápvezetékhez. A 8. ábrán tüntettük fel a szükséges méreteket.



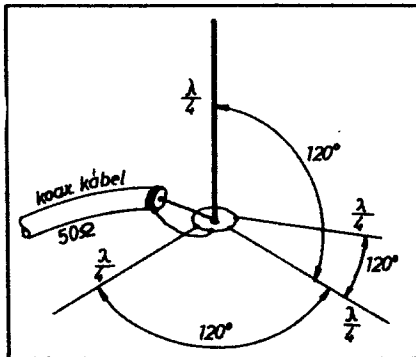
8. ábra. Negyedhullámú sugárzó illesztése 600 ohmos tápvezetékhez

Antennánkat 14,1 MHz-re tervezzük és szilárdsági okokból  $D = 40$  mm-es alumínium csőből készítjük. Először meg kell határozni a „ $k$ ” rövidülési tényező értékét. A hullámhossz:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 (\text{m/sec})}{14,1 \cdot 10^6 (\text{Hz})} = 21,3 \text{ m}$$

A félhullámhossz-sugárzó átmérő viszony:

$$\frac{\lambda}{2D} = \frac{2130 (\text{cm})}{8 (\text{cm})} = 266$$



9. ábra. A „triple-leg” antenna

Az 1. ábrán ehhez  $k = 0,97$  rövidülési tényező olvasható le.

A 8. ábra szerinti C-méret ezzel:

$$C (\text{cm}) = \frac{7550 \cdot k}{f (\text{MHz})} = \frac{7550 \cdot 0,87}{14,1} = 515 \text{ cm}$$

Az illesztő tag méreteit a következő formulákkal határozhatjuk meg:

$$A = \frac{2750}{f (\text{MHz})} = \frac{2750}{14,1} = 195 (\text{cm})$$

Az illesztő tag és sugárzó közötti távolság pedig

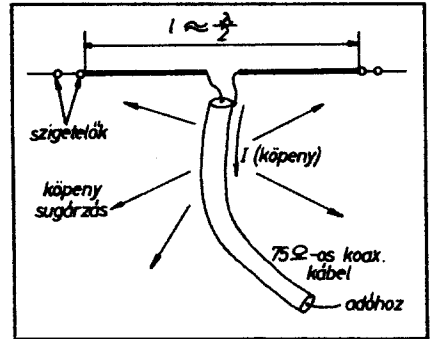
$$B = \frac{290}{f (\text{MHz})} = \frac{290}{14,1} = 20,5 \text{ cm}$$

(csőközepektől mérve)

Az így illesztett antenna sugárzójának talppontját lefedelhetjük, így villámvédelmi szempontból is előnyös megoldás. Mivel ez az antennatípus aszimmetrikus, ezért szimmetrikus kábelrel táplálva, bizonyos mértékig a tápvezeték sugároz, de ez nem olyan nagy, hogy használatától eltekintsünk.

A pontos illesztés beállítása a 8. ábrán „X”-szel jelölt csúsztható bilincs állításával valósítható meg, állóhullámaránymérő segítségével.

Felhívjuk a figyelmet arra, hogy jó föld ebben az esetben is szükséges! Ne tévesszen meg bennünket az, hogy a tápkábel az illesztő egységen keresztül „zárt” terhelést kap. A sugárzási erővonalak itt is a föld felé záródnak, tehát ennek jó vezetőnek



10. ábra. Félhullámú dipól táplálása koaxiális kábelrel. A tápvezeték kis mértékben sugároz

kell lenni! A veszteségek azonban kisebbek, mert  $R_s = 600$  ohmos pontban táplálunk!

Végül bemutatunk egy GP antennából kifejlesztett antennatípust, az úgynevezett „triple-leg” antennát, mely szintén a negyedhullámú sugárzó csoportjába tartozik. (9. ábra). A három radiál egymással is és a sugárzóval is 120°-os szöget zár be. Negyedhullám hosszúságú elemekkel az antenna bemenő ellenállása rezonanciánál:  $R_s = 50$  ohm. Ezt az ellenállás növekedést azzal érték el, hogy a radiálok nem derékszögben állnak a sugárzóra, hanem 120°-ra.

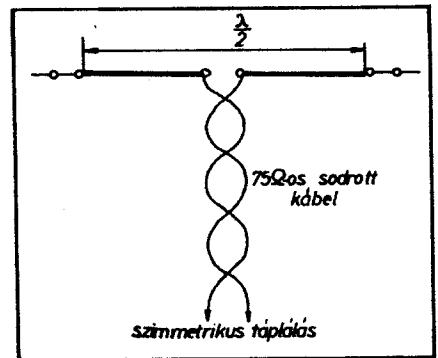
### Félhullámú dipólok

A félhullámú dipólok a negyedhullámú sugárzókból származtathatók olyan módon, hogy két negyedhullámú sugárzót helyezünk egyvonalba. A teljes dipól hosszúsága:

$$l = \frac{15100 \cdot k}{f (\text{MHz})}$$

Ebben a képletben szereplő „ $k$ ” szorzó azonos a negyedhullámú sugárzó ismertetésénél bemutatott rövidülési tényezővel.

A félhullámú dipól sugárzási ellenállása kétszerese a negyedhullámúéknak. Így a negyedhullámú sugárzó ismertetésénél közölt diagram (4. ábra) értékei kétszer veendőek. A hosszúsághoz képest kis huzalátmé-



11. ábra. Félhullámú dipól táplálása 75 ohmos sodrott vezetékkel

rővel kivitelezett félhullámú dipólnál ( $l/d \approx \infty$  esetén):

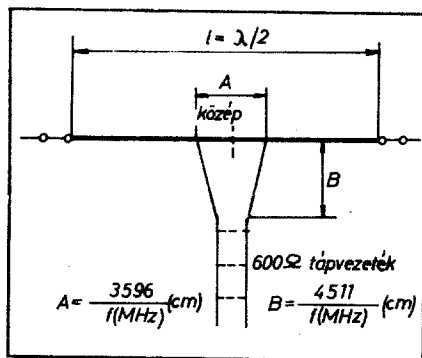
$$R_0 \approx 73,2 \text{ ohm}$$

Ez az érték természetesen csökken a huzalátmérő növelésével.

Előszeretettel használják a félhullámú sugárzót úgy, hogy 75 ohmos koaxiális kábellel táplálják. Mivel a dipól szimmetrikus sugárzó, a kábel pedig aszimmetrikus, ezért ilyen táplálási megoldás esetén mindig sugároz a koaxiális kábel külső köpenye is! (10. ábra)

A köpenysugárzás kiküszöbölésére az antenna bemenetén szimmetrizáló balunt szoktak alkalmazni, amely a szimmetrikus antenna bemenetét aszimmetrikussá alakítja át a kábel felé. Mivel a balun veszteséget okoz, így jobb megoldásnak tűnik a 11. ábrán vázolt táplálási mód. A tápvezeték itt szimmetrikus kivitelű és a gerjesztés is szimmetrikusan történik. Nálunk 75 ohmos szalagkábel nem kapható, de 240 ohmos TV-kábeltől is elkészíthető, a következő módon:

Éles késsel vagy ollóval a TV-kábel két ere között levő polietilén csíkot kivágjuk, ügyelve arra, hogy a vezető ér körüli szigetelés ne rongálódjon meg. Az így nyert, most már egyszerű vezetékét a másikkal összesodor-

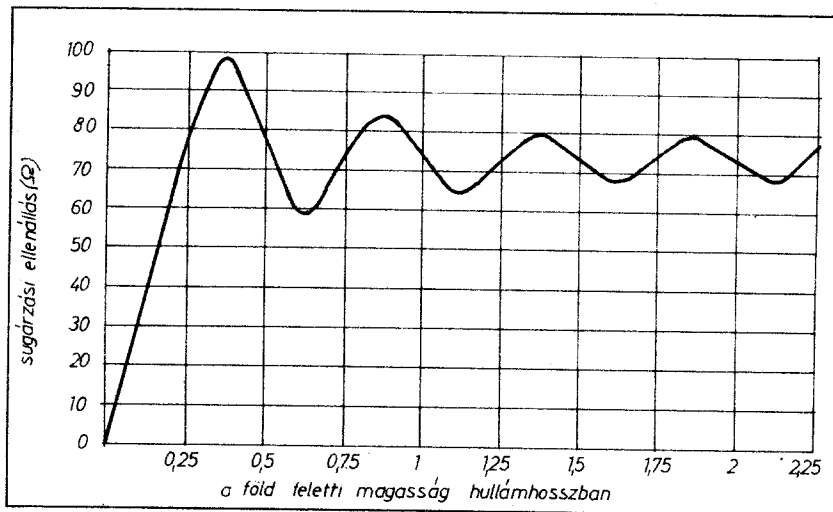


12. ábra. A félhullámú dipól illesztése „delta” illesztő taggal

juk. A külső behatások (víz, jég) elleni védelmet szolgálja még az, hogy a sodrott huzalt behúzzuk egy vastagabb, hajlékony műanyag csőbe is.

Ha a tápvezeték hullámellenállása eltér a dipól sugárzási ellenállásától, akkor vagy a negyedhullámú sugárzónál ismertetett illesztést alkalmazhatjuk, vagy pedig a szintén közkedveit „delta” illesztést (12. ábra) alkalmazzuk. Az ábrán 600 ohmos tápvezetékhez történő illesztés adatai találhatók.

Az előbbieken említettük, hogy a félhullámú dipól bemeneti ellenállása rezonancia esetén 70 ohm körüli érték. Ez csak a szabad térben elhelyezett antennára érvényes. Ha dipólunk a földhöz közelebb vagy távolabb van kifesztve, akkor a földhatás következtében bizonyos változásokkal kell számolni a bemeneti ellenállásnál. Ezt mutatja a 13. ábra, ahol feltüntettük a félhullámú dipól sugárzási ellenállását a magasság



13. ábra. A félhullámú dipól sugárzási ellenállása a föld feletti magasság függvényében

függvényében. Figyelemre méltó, hogy a földhöz közel elhelyezett antenna sugárzási ellenállása erősen lecsökken. Így, ha egy 80 méterre méretezett dipólt 10 méter magasan feszítünk ki, akkor már csak 40 ohm körül lesz annak sugárzási ellenállása. Ezt sokan figyelmen kívül hagyják! Általános elv az, hogy — illesztés szempontjából — minél nagyobb hullámhosszon akarunk sugározni, annál magasabbra kell az antennát feltenni. Ugyanakkor kerülni kell a  $0,37\lambda$  magasságú elhelyezést, mert itt erősen megnövekszik a sugárzási ellenállás (98 ohm)!

#### A negyedhullámú sugárzó és a félhullámú dipól sugárzási karakterisztikái

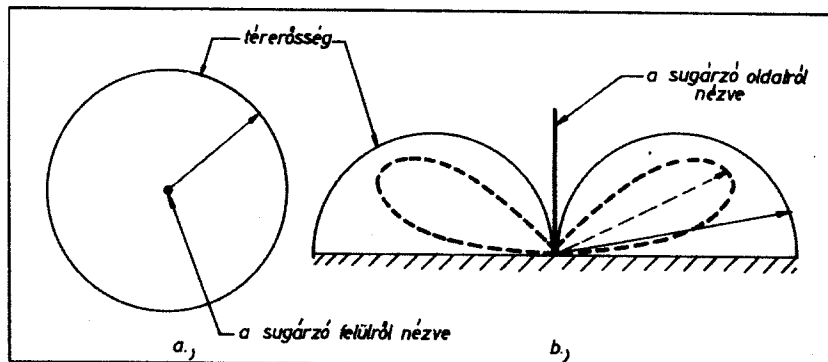
Az antenna elektromágnes sugárzása, a sugárzás vízszintes és függőleges irányú összetevője a következő tényezőktől függ:

- Az antenna típusától,
- A sugárzó elhelyezésétől, vízszintes, függőleges (föld feletti magasság stb.)
- A sugárzó gerjesztésétől (alaphullámú felharmonikus gerjesztés, stb.)
- Az antenna környezetétől.

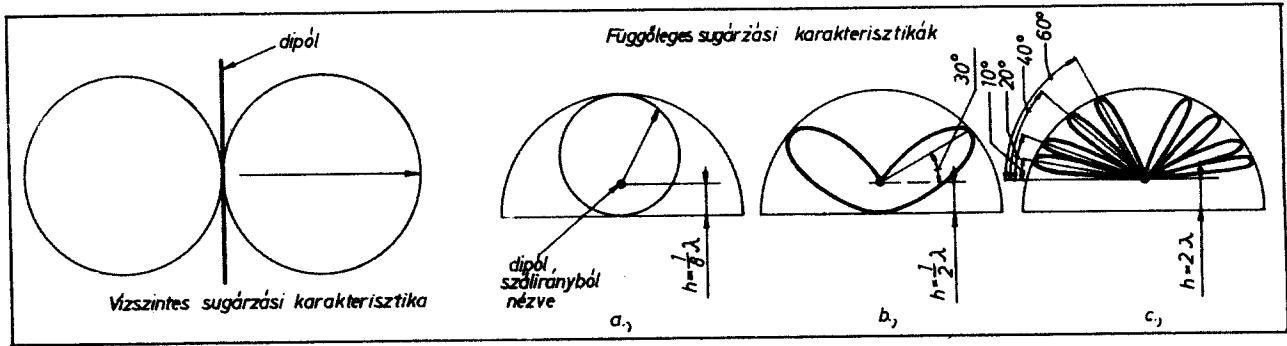
Ezeket a tényezőket figyelembe véve vizsgáljuk meg először a negyedhullámú sugárzót.

A sugárzó függőleges elhelyezése függőleges polarizációt eredményez, tehát az elektromos erővonalak merőlegesek lesznek a földre. A 14. ábrán bemutatjuk ezen antenna vízszintes- és függőleges sugárzási diagramját. Vízszintes irányban az a) ábra szerint — minden irányban egyenletesen sugároz, tehát nincsenek kitüntetett irányok. Függőleges síkban (13/b. ábra) ha jó vezető föld van az antenna környezetében, akkor a legnagyobb térerő a vízszintes-szel kis szöveget bezáró irányban van, ugyanakkor a függőleges irányban gyakorlatilag nincs sugárzás. Az ilyen sugárzási karakterisztika a nagytávolságú összeköttetésekhez nagyon alkalmas. Rossz vezetőképességű föld esetén a szaggatottan kihúzott sugárzási karakterisztikát kapjuk. Kis mértékben a térerő is csökken, ugyanakkor a legnagyobb sugárzás iránya már nagyobb szöveget zár be a vízszintessel.

A 15. ábrán a félhullámú dipól sugárzási karakterisztikái találhatók. Ha a sugárzó nagyon közel van a földhöz, akkor a vízszintessel nagy szöveget bezáró irányokban erős su-



14. ábra. Függőleges negyedhullámú antenna sugárzási karakterisztikái

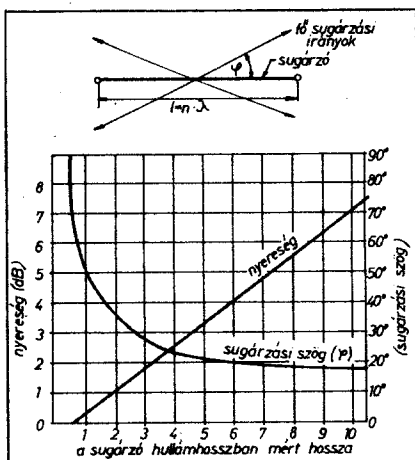


15. ábra. Félhullámú dipól sugárzási karakterisztikái

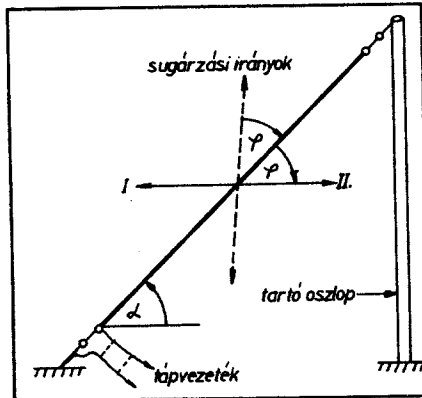
gárzás tapasztalható. Közeli összeköttetésekhez jó ez az elhelyezés. Ez a magyarázata annak, hogy 80 méteres üzennél jobban hallják a hazai partnerek azt az állomást, amelynek antennája 10 méter magas van, mint az, aki magasabbra tudja kifeszíteni sugárzóját. Ha az antenna magassága félhullám hosszúságnak megfelelő, akkor 30°-os szögben van sugárzási maximum (14/b. ábra). A magasság növelésénél a sugárzás több mellékhuokra bomlik, majd két-hullámhossz magasságban a 14/c. ábra szerinti sugárzási karakterisztikát kapjuk. Látható, hogy ebben az esetben már a nagytávolságú összeköttetésekhez szükséges 10–20°-os szögek alatt is van sugárzás.

### Hosszú huzal (long-wire) antennák

Ha az antenna-hosszúság több mint a hullámhossz fele, akkor a sugárzás maximuma nem a huzal irányára merőleges, hanem — a huzal hosszúságától függően, egyre inkább a huzal irányába esik. Ugyanakkor a fő sugárzási irányban koncentrált sugárzás miatt már elég nagy nyereséggel is rendelkezik a félhullámú dipolhoz képest. A 16. ábrán láthatjuk a legnagyobb sugárzási irányokat, valamint a nyereség alakulását a huzal hosszának függvényében. Látható, hogy a kedvező sugárzási



16. ábra. Hosszú huzalantenna sugárzási maximumai és nyeresége



17. ábra. A lejtős antenna

szög és a nagyobb nyereség 5–6 hullámhossz hosszúságú sugárzó esetén keletkezik.

A sugárzó hosszúságát a következő formulával határozhatjuk meg:

$$l = \frac{29992 (n - 0,025)}{f \text{ (MHz)}} \text{ (cm)}$$

A képletben az „n” szorzó a huzal hosszának hullámhossz szerinti többszörösét jelenti.

Példaként méretezzünk egy hosszú-huzal antennát, mely 6 hullámhossz hosszúságú ( $n = 6$ ) és az üzemi frekvencia: 14 MHz.

$$l = \frac{29992 (6 - 0,025)}{14} = \frac{29992 \cdot 5,975}{14} = 128 \cdot 10^2 \text{ cm} = 128 \text{ méter}$$

A 16. ábra szerint ezen antennának a nyeresége: 4 dB fő irányokban és ezek a huzalakkal  $\tau = 20^\circ$ -os szöget fognak bezárni.

A példából látható, hogy nagyon hosszú huzalt kell alkalmazni. Ennek kivitelezése, közbenső árbocok nélkül nagyon nehéz. A kedvező, függőleges irányban kis szögű sugárzás megvalósítható rövidebb huzallal is, ha azt ferdén feszítjük ki.

A 17. ábrán egy ilyen „lejtős” antenna rajza látható. A sugárzó hosszát és az  $\alpha$  szöget úgy kell megválasztani, hogy az ábrán I és II-vel jelölt két sugárzási nyaláb vízszintes irányba mutasson.

$$\alpha = \varphi$$

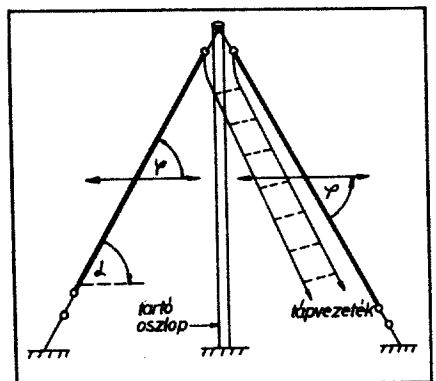
Példaként méretezzünk DX munkára lejtős antennát. A 16. ábra szerint 2 hullámhosszúságú sugárzót választva  $\varphi = 36^\circ$ , tehát  $\alpha = 36^\circ$ . Hátránya ennek a megoldásnak, hogy a fő sugárzási nyalábok közül kettő kedvezőtlen irányokba mutat, viszont előnye, hogy aránylag rövid huzallal elkészíthető egyetlen tartóoszlop segítségével.

A lejtős antenna egy újabb változata a 18. ábrán látható.

A két ferde huzal együttes hatása révén alakul ki a kedvező sugárzási szög. Méretezési elv itt is az, hogy a lejtési szög ( $\alpha$ ) azonos legyen a  $\varphi$ -vel. Ha két hosszú huzalt, melyek egymással  $\beta$ -szöget zárnak be, vízszintesen kifeszítünk és a két huzalt a végükön tápláljuk, akkor a közismert „V”-antennát kapjuk. (19. ábra.) A sugárzási irányok a két huzal szögfelezőjének irányába mutatnak. A huzalok közti szög ( $\beta$ ) függ azok hosszától. A 20. ábrán láthatunk egy méretezési diagramot. A nyereség 3–10 dB között változik.

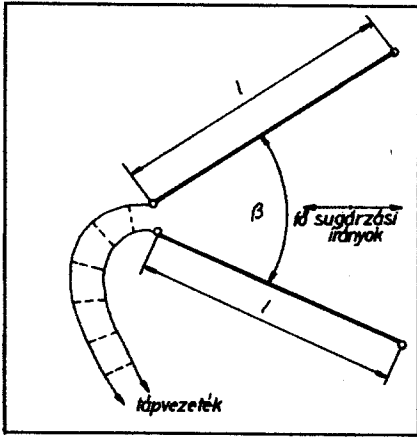
Példaképpen, ha a huzalok hosszúsága két hullámhossznyi, akkor a nyereség 4,2 dB és a két sugárzó által bezárt szög  $\beta = 75^\circ$ . (A 20. ábrán szaggatott vonalakkal jelzett értékek.)

Ahol nagy hely áll rendelkezésre, ott megvalósítható több „V” antennával a csillag „V-beam” is. Ez sugárirányban elhelyezett hosszú huzalokból áll és a tápvezetéket páronként mindig másik két sugárzóra lehet átkapcsolni aszerint, hogy milyen két főirányban akarnak dolgozni. Méretezése a „V” antennákéval azonos.



18. ábra. Kettős lejtős antenna





19. ábra. „V”-antenna

Ha vastag csőből, vagy több huzalból készült a dipól, így alacsony a

$Z_o$ -ja, akkor  $th \frac{R_s}{Z_o}$  közeledik az egységhez, tehát  $Z_{be} \approx Z_o$ .

A képletben szereplő  $Z_o$ , az antennahuzal hullámellenállását a következő formulából nyerjük:

$$Z_o = 120 \cdot \left[ \ln \frac{l}{d} - 1 - \frac{1}{2} \ln \frac{2l}{\lambda} \right]$$

ahol:

$l$  = antenna hosszúsága (m)

$d$  = huzal átmérő (m)

$\lambda$  = üzemi hullámhossz (m)

A földre merőleges sugárzó hullámellenállása:

$$Z_o' = Z_o/2$$

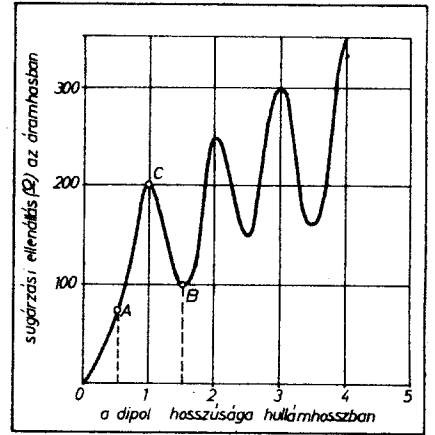
tehát fele a dipól hullámellenállásának.

Ezt a nagyobb számítástechnikai ismereteket feltételező összefüggést csak az igényesebb olvasók részére közöljük. A 23. ábrán grafikusán ábrázoltuk a félhullámú és az egészhullámú dipól hullámellenállását az  $l/\lambda$  függvényében. Függőleges sugárzónál az innen leolvasható  $Z_o$  értékek fele értendő.

A 21. és 22. ábrák segítségével az egészhullámú dipól bemenő ellenállása is meghatározható a következő közelítő formából.

$$Z_{be} = \frac{Z_o^2}{R_s}$$

Példaként határozzuk meg, hogy a 80 méterre méretezett félhullám dipól ( $l = 40$  m) bemenő impedanciája (abszolút érték) mekkora lesz, ha ugyanezt a sugárzót 40 méteren használjuk és ha a tápvezeték 75 ohmos, mekkora az állóhullámarány?



21. ábra. Hosszú dipólok áramhasra vonatkoztatott sugárzási ellenállása

Az antenna  $d = 3$  mm átmérőjű rézhuzalból készült.

$$\frac{l}{d} = \frac{40.000}{3} = 13333$$

Ennek hullámellenállása, egészhullámú sugárzót véve a 22. ábra szerint:

$$Z_o = 1000 \text{ ohm}$$

A 21. ábrából ugyancsak az egészhullámú dipólra:

$$R_s = 200 \text{ ohm}$$

Ezekből:

$$Z_{be} = \frac{1000^2}{200} = 5000 \text{ ohm}$$

Az állóhullámarány:  $r = \frac{5000}{75} = 65$

(1:65!)

Belátható, hogy ilyen nagy állóhullámarány mellett a sugárzó használhatatlan!

### Félhullámhosszúknál hosszabb sugárzók táplálása

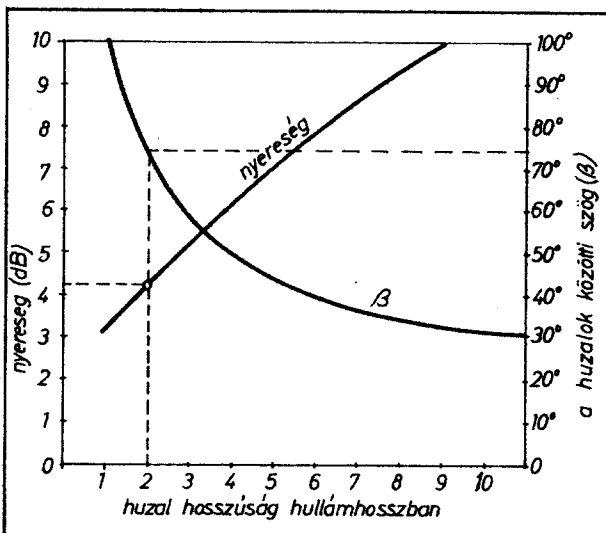
A huzalátmérőhöz képest hosszú dipólok sugárzási ellenállását mutatja a 21. ábra. Látható, hogy az árammaximumra vonatkoztatott sugárzási ellenállás növekszik a dipól hullámhosszban mért hosszúságával.

Következő feladatunk meghatározni, hogy a dipól bemenetén mekkora ellenállást „lát” a tápvezeték, így az illesztési viszonyokat is kiszámíthatjuk. Ha félhullámú a sugárzó, akkor a bemeneti impedancia:

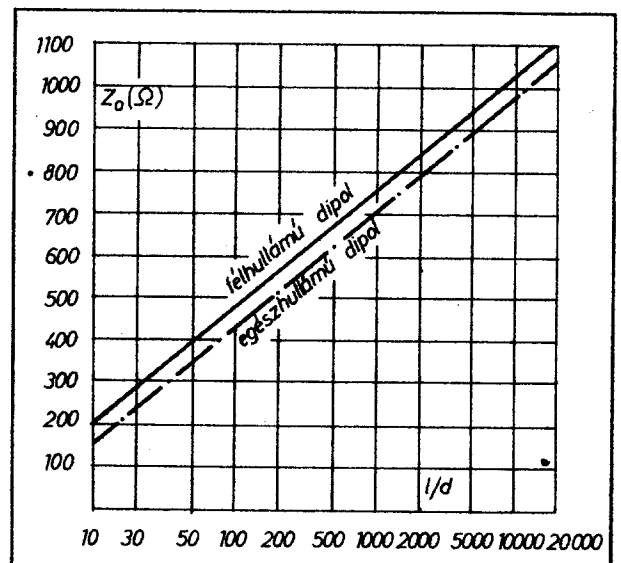
$$Z_{be} = Z_o \cdot th \frac{R_s}{Z_o}$$

Ha nagyon vékony huzalból készült antennánk, akkor az antenna hullámellenállása ( $Z_o$ ) jóval nagyobb mint a 21. ábrán látható  $R_s$  sugárzási ellenállás, így  $th \frac{R_s}{Z_o}$  helyettesíthető  $\frac{R_s}{Z_o}$ -al, így

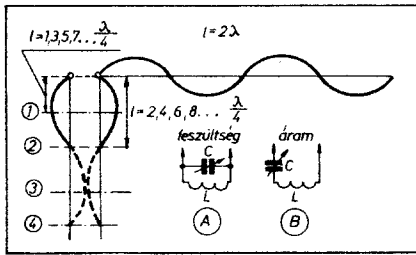
$$Z_{be} \approx R_s$$



20. ábra. Méretezési diagram „V”-antennákhoz



22. ábra. Huzalok hullámellenállása



23. ábra. „Végtáplálású” hosszú huzal antenna (Zepp)

Jobb lesz a helyzet, ha a sugárzó a félhullám páratlan számú többszöröse. ( $1,5\lambda, 2,5\lambda \dots$  stb.) Ilyenkor a táplálás árammaximumban történik és így

$$Z_{be} \sim R_e$$

Példaként nézzük meg, hogy 7 MHz-re méretezett antennánk milyen állóhullámarány mellett üzemeltethető 21 MHz-en.

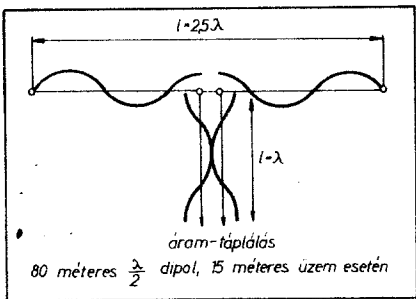
Ezen a frekvencián a dipól 1,5 hullámhosszúságú. A 21. ábrából ehhez

$$Z_{be} \sim R_e = 100 \text{ ohm}$$

adódik. Az állóhullámarány 75 ohmos kábel esetén:

$$r = \frac{100}{75} = 1,35 (1:1,35)$$

Látható, hogy ez még jól használható. Hosszú huzaloknál a táplálás a sugárzó egyik végén történik. Itt feszültség maximum van — rezonancia esetén — amely igen nagy antenna impedanciát jelent. Több ezer ohmos hullámmellenállású kábel nem készíthető, ezért az ilyen sugárzók táplálását rezonáns tápvonalakkal oldják meg, vagy pedig a hosszú huzal egyik végét közvetlen az adókészülékhez vezetik (a lejtős antennánál ez jól megoldható). A rezonáns tápvonal hosszúságát, a táplálás módját mindig az adott üzemi frekvencia szabja meg. A 23. ábrán példaképpen egy végtáplálású hosszú huzal antennát ábrázoltunk (Zepp), feltüntetve az antennán és a tápvezetéken is az áramviszonyokat. Ha a tápvezeték hossza a negyedhullámhossz páros számú többszöröse, ak-



24. ábra. A 80 méterre méretezett, félhullámú dipól árameloszlása 15 méteren

kor a tápvezeték alsó végén is feszültség maximum van (az ábrán a 2, 4 pontokban), ha pedig a negyedhullámhossz páratlan többszöröseinek megfelelő hosszú, akkor áramhasban táplálható a tápvezeték. Az adókészülék végfokozatának kimenő körét tehát a tápvezeték hosszának megfelelően kell méretezni. Több sávú üzennél felrajzolva az antennára és a tápvezetékre az áram alakulását, grafikusan is meghatározható, hogy melyik frekvencián milyen táplálás (A vagy B) alkalmazandó. Így 80—40—20 és 10 méteren is üzemelő Zepp építhető. A 15 méteres üzennel ennél az antennánál már baj van, ugyanis itt már nem alakul ki áram-minimum (feszültség maximum) a sugárzó végén. Ha a 15 méteres üzennel is számot tartunk, akkor csak középen táplált, hosszú dipól, vagy „V”-sugárzó jöhet számításba (24. ábra), vagy pedig tápvezeték nélküli „long-wire”.

A rezonáns tápvezeték hullámmellenállása nem olyan kritikus, mint a haladóhullámú táplálásnál volt. Értéke azonban a kialakult nagy áram és feszültségmaximumok miatt ne legyen kisebb, mint 300—600 ohm.

#### Több sávú antennák megszakító rezgőkörökkel

Az utóbbi időkben közkedveltek az úgynevezett „trapp” antennák. Ennek egyik képviselője a közismert W 3 DZZ antenna (25. ábra). A sugárzó 80—40—20 és 15 méteren üzemel. Előnye, hogy — kisebb reflexiókkal ugyan — 75 ohmos koaxiális kábelrel is üzemeltethető. A dipól megszakításába helyezett párhuzamos rezgőkör 7050 kHz-re van lehangolva. 80 méteren félhullámú sugárzóként működik, közel 70 ohm bemenő ellenállással. A 40 méteres üzennel a két rezgőkör nagy párhuzamos rezonancia ellenállása miatt le választja a belső dipólt, mely 40 méteren rezonál, a többi huzaltól. Tehát itt is, mint a félhullámú sugárzó üzemel, szintén 70 ohm körüli bemenő ellenállással.

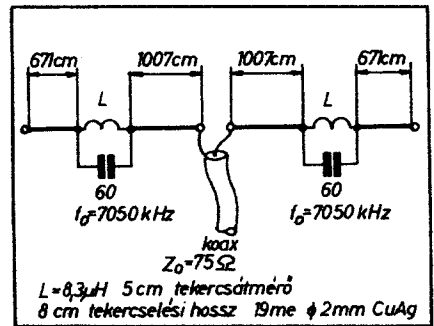
20 méteren a két rezgőkör kapacitív reaktanciája lesz a domináló, rövidíti az egész sugárzót úgy, hogy az közel 1,5 hullámhosszúságú lesz csak és a bemenő ellenállás 100—120 ohm körüli érték.

15 méteren a rezgőkörök kapacitásának rövidítő hatása már csökken és a dipól, mint közel 2,5 hullámhosszúságú sugárzó üzemel 150—200 ohm bemenő ellenállással.

10 méteren 3,5 hullámhosszúságú lesz a sugárzó, a rezgőköri tekercsek hosszabbító hatása miatt.

A sugárzási ellenállás 20—15 és 10 méteres üzennel 120 ohm körüli érték, tehát, ha ilyen hullámmellenállású szimmetrikus kábelrel tápláljuk, akkor jó illesztést valósíthatunk meg.

Ilyen elven készíthetünk több sávra negyedhullámú vertikális sugárzót is.



25. ábra. Több sávú, rezgőkörös megszakítású antenna (W 3 DZZ)

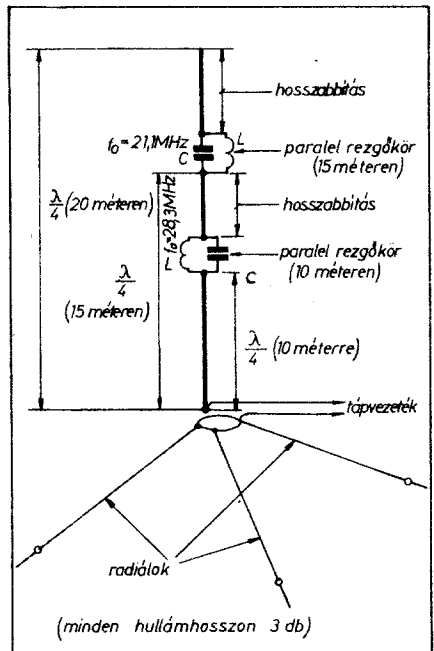
Példaként kövessük végig egy 20—15 és 10 méteren üzemelő vertikális negyedhullámú sugárzó tervezésének menetét (26. ábra).

Először — a már ismertetett módon — meghatározzuk a 28 MHz-es sugárzó hosszát. Ennek a tetejére kerül a 28 MHz-en rezonáló, párhuzamos rezgőkör. Ennek méretezésével egy kicsit részletesebben kell foglalkozni. Mivel az antenna végén (28 MHz-en a „trapp” csatlakozási pontjában) feszültség-maximum van, itt nagy impedanciát mérhetünk. A negyedhullámú sugárzó végén jelentkező impedancia közelítően:

$$Z_v = \frac{Z_0^2}{R_e}$$

Tehát ez erősen függ a sugárzó hullámmellenállásától ( $Z_0$ ). Minél vékonyabb a sugárzó a hosszúságához képest, annál nagyobb lesz a  $Z_v$ .

Ha azt akarjuk, hogy hatásosan legyen megszakítva a sugárzó ebben



26. ábra. Vertikális sugárzó, több sávú üzennel

a pontban, akkor ide olyan rezgőkört kell helyezni, melynek rezonancia-ellenállása:

$$R_{\text{rez}} = 10 \cdot Z_0$$

A sugárzó méreteiből  $Z_0$  akár számítással, akár a 22. ábrából (negyedhullámú sugárzó, tehát a félhullámú értékek felét véve) meghatározható. Az  $R_0$  pedig szintén a már ismert módon meghatározható (30–35 ohm körüli érték, mely szintén függ az  $l/d$ -től). Így az antenna végére transzformált ellenállás ( $Z_r$ ) a közölt összefüggéssel meghatározható, majd az  $R_{\text{rez}}$  is.

A rezgőkör induktivitásának nagyságát a következő formulából határozhatjuk meg:

$$L = \frac{10^6 \cdot R_{\text{rez}}}{\omega Q}$$

Ahol:

$Q$  = a tekercs jósági tényezője

$\omega$  = 6,28 f. (MHz-ben helyettesítve az  $f$ -et)

$R_{\text{rez}}$  = rezonancia ellenállás (Mohm-ban)

$L$  = induktivitás ( $\mu\text{H}$ )

Ha  $Q = 100$  tekercsjsóságot tudunk biztosítani (ez egy reális érték), akkor

$$L = 1590 \cdot \frac{R(\text{Mohm})}{f(\text{MHz})} (\mu\text{H})$$

A hozzá szükséges kapacitás nagysága pedig:

$$C = \frac{25300}{f^2 (\text{MHz}) \cdot L (\mu\text{H})} (\text{pF})$$

összefüggésből számítható ki.

Példaként határozzuk meg, hogy  $d = 2$  cm átmérőjű cső használata esetén  $f = 28,3$  MHz-re milyen rezgőköri adatok adódnak.

A félhullámhossz és átmérő arány:

$$\frac{10^3}{4} = 250$$

Ehhez az 1. ábrából  $k = 0,965$  rövidülési tényező tartozik, tehát

$$l = \frac{7550 \cdot k}{f} = \frac{7550 \cdot 0,965}{28,3} = 257 \text{ cm}$$

Az  $l/d$  — arány:  $257/2 = 128$

A 22. ábrán akkor

$$Z_0 = \frac{480}{2} = 240 \text{ ohm}$$

hullámellenállás olvasható le. A talponti sugárzási ellenállás pedig:

$$R_0 = \frac{58}{2} = 29 \text{ ohm}$$

Itt egyelőre nem törődünk az illesztéssel, ezt 50 ohmos kábel esetén a radiálók hajlásszögének megválasztásával megoldhatjuk.

$$Z_r = \frac{Z_0^2}{R_0} = \frac{240^2}{29} = \frac{5,8 \cdot 10^3}{2,9} = 2 \text{ kohm}$$

$$R_{\text{rez}} = 10 \cdot Z_r = 10 \cdot 2 = 20 \text{ kohm} = 0,02 \text{ Mohm}$$

Majd ezekből az adatokból ( $Q = 100$  feltételezéssel)

$$L = 1590 \frac{0,02}{28,3} = 1,12 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{25300}{28,3^2 \cdot 11,2} = 28 \text{ pF}$$

Látható, hogy az alkalmazandó rezgőkör adatai erősen függenek a mellette levő sugárzó geometriai méreteitől.

21 MHz-en a rezgőköri induktív reaktanciát képvisel, tehát hosszabbító hatása van. Így a 21 MHz-es sugárzó teljes hossza valamivel rövidebb lesz, mint a negyedhullámú hosszúság. A hosszabbító hatás is kiszámítható, de ez túlhaladna jelen közleményünk kereteit. Ezért csak az amatőr gyakorlatban szokásos beállítást ismertetjük.

A 28 MHz-es rezgőkör másik végéhez csatlakoztatunk egy szintén 20 mm átmérőjű csövet, melyben egy vékonyabb cső van elhelyezve. Így teleszkóp-antenna szerűen változtatható ennek hosszúsága 70 cm-től 120 cm-ig. 21 MHz-es gerjesztést adva az antenna bemenetére, állóhullámaránymérővel indikáljuk a reflexiót. Az antenna végén levő teleszkóp hosszát változtatva találunk egy minimumot. Ekkor lemérve a teleszkóp hosszát, ugyanilyen hosszúságú csövet erősítünk fel a helyébe.

Ezután a 21 MHz-es rezgőkör méretezése következik, ugyanolyan elvek szerint, mint a 28 MHz-esé. Végül 14 MHz-en gerjesztjük az antenát és kikísérletezzük az utolsó antennatag hosszát is.

A három-három negyedhullám hosszúságú radiált 120°-os szögben elhelyezve („triple-leg” módon), 50 ohmos kábelrel illeszthető az antenna.

Rövid ismertetőkben ízelítőt adunk az amatőr gyakorlatban leggyakrabban előforduló sugárzó méretezéséhez. A szűkre szabott terjedelem nem teszi lehetővé, hogy minden antennatípust részletesen elemezzünk, de reméljük, hogy e néhány méretezési útmutatással elősegítettük azt, hogy azokat hasznosítva, több energiát sugározzanak ki amatőr állomásaink.

## A GELKA

### tranzisztoros szervizei Budapesten

VI., Bajcsy-Zsilinszky út 5. Telefon: 426-193, 426-796

VIII., Népszínház u. 25. Telefon: 330-784

IX., Ráday u. 16. Telefon: 183-441, 186-696  
(Tesla magnók speciális javítása is)

XII., Krisztina krt. 23. Telefon: 151-449, 352-171

**Várjuk kedves  
ügyfeleinket!**

# Az ECR központcsalád

Rédl Gábor: okl. vill. mérnök BHG

## Alkalmazási terület

A rohamosan növekvő távbeszélő forgalom, a vidéki távbeszélő hálózatok automatizálásának egyre sürgetőbb igénye és az újabb szolgáltatások iránti érdeklődés indította arra a BHG-t, hogy kifejlessze az EC, elektronikus vezérlésű, crossbar távbeszélőközpont családot. A család tagjaival a távbeszélő technikában szokásos valamennyi általános és több különleges követelmény is kielégíthető.

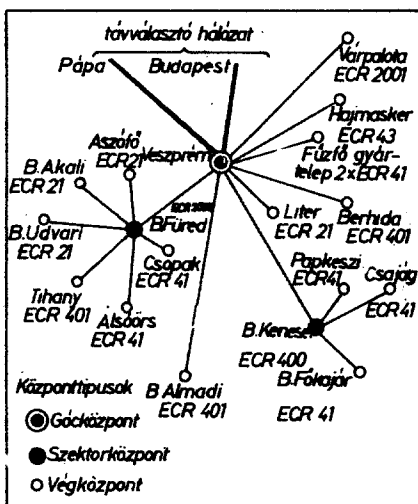
Az ECR központcsalád például vidéki, ún. rurál körzetek távbeszélő hálózatának automatizálására alkalmas. Ezeknek a körzeteknek (góckörzetek) közös jellemzője, hogy egy közigazgatási egység (egy v. két járás) területe tartozik hozzájuk és egy ún. gócközponttal rendelkeznek, amely az országos távválasztó hálózathoz kapcsolódik. A körzeten belül az előfizetők egymást 5 (esetleg 6) számjegyes hívózámmal hívhatják.

Példaként bemutatjuk a család egyes központjainak alkalmazását az észak-balatoni rurál mintahálózatban. (1. ábra)

## Központtípusok

### 1. Gócközpont

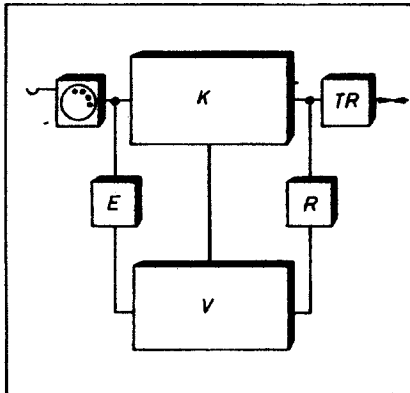
Általában már meglévő, hagyományos rendszerű (7DU) helyi központhoz kell egy ún. tranzitközpontot kapcsolni, amely képes a góckörzet központjainak egymás közötti és a távválasztó hálózat felé irányuló forgalmát közvetíteni. Ilyen tranzitközpont az ECT 500 központ, amelynek tervezése 1969-ben fejeződik be.



1. ábra

### 2. Szektorközpont

Szektorközpontok azok a központok, amelyekhez közvetlenül egynél több központ csatlakozik. A szektorközpontok saját előfizetőik forgalmának lebonyolításán kívül



2. ábra

képesek a csatlakozó központok közötti kapcsolásokra. Az ECR család szektorközpontjai az ECR 400 és ECR 2000 típusok. Az előbbi 100–500, az utóbbi 400–3000 előfizető bekapcsolására alkalmas, a többi központhoz menő vonalakon kívül.

### 3. Végközpontok

Végközpontok azok a központok, amelyekhez csak egy központ (gócközpont vagy szektorközpont) csatlakozik. Ilyen az ECR 21 (20–30 előfizető), az ECR 41 (40–100 előfizető), az ECR 43 (20–100 előfizető), az ECR 401 (100–500 előfizető) és az ECR 2001 (400–3000 előfizető kapacitású) központ.

## Általános jellemzés

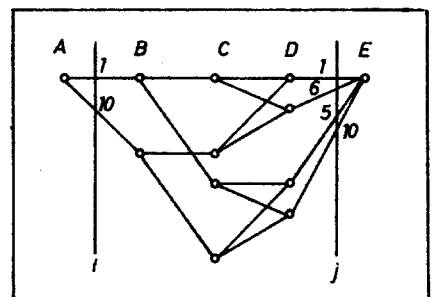
Az EC rendszerű központcsalád valamennyi tagja közös vezérlésű, regiszteres crossbar központ. Az immár hagyományosnak tekinthető crossbar rendszerekhez képest az újszerűség az elektronikus elemek fokozott alkalmazása jelenti, mind a közös áramkörökben, mind pedig néhány egyedi áramkörben. Az elektronika alkalmazása azonban nem „l'art pour l'art” történt. Annak nem lett volna értelme, hogy a gyár a hagyományos crossbar rendszereknél jól ismert jelfogós vezérlő áramkörök (markerek) elektronikus megfelelőjét fejlessze ki. Ez amell, hogy nem jelentett volna döntő műszaki előnyt, gazdaságosság tekintetében nem vehette volna fel a versenyt a jelfogós crossbar rendszerekkel. Világosan látszott, hogy olyan új vezérlési megoldást kell találni, amely kihasználja az elektronikus elemek fő jellemzőit: a működésbeli gyorsaságot és nagyobb várható élettartamot. A rendszer-

ben a beszédutak kapcsolását crossbar gépek végzik, amelyek működési idejéhez képest az elektronikus elemek működési ideje elhanyagolható. Ebből eredően a beszédutak felépítéséhez szükséges kapcsolási időt tulajdonképpen a gépek működési ideje határozza meg. Ezért a kapcsolómezőhöz közvetlenül kapcsolódó, a crossbar gépek működtetését végző áramkörökben indokolatlan az elektronikus elemek alkalmazása.

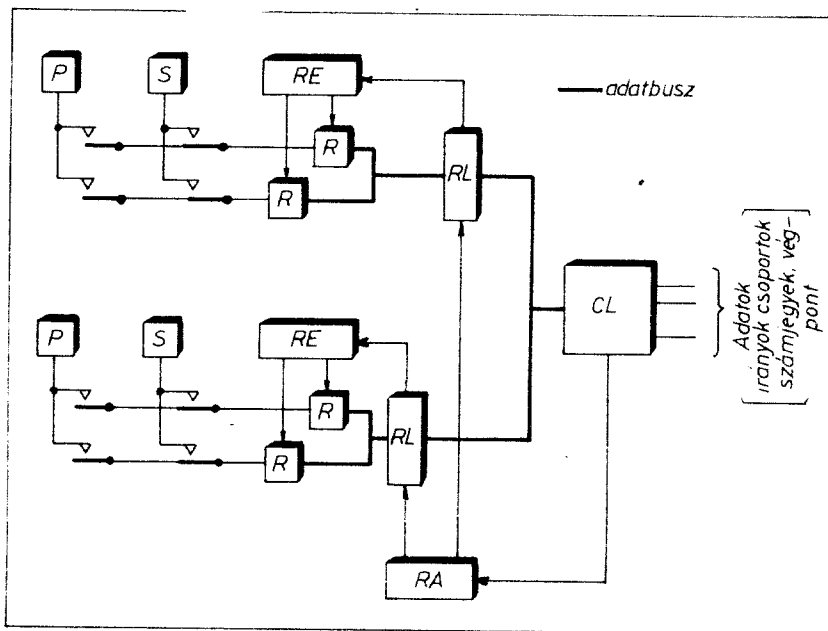
A kapcsolások felépítése során azonban igen sok logikai jellegű feladatot kell elvégezni (szabad út keresés, hívószámok kiértékelése, stb). A logikai feladatok elvégzésére az elektronikus elemek kiválóan alkalmasak és nagy működési sebességük lehetővé teszi, hogy ezeket a logikai feladatokat megfelelően kiválasztott központi helyen néhány, esetleg egyetlen közös egység végezze el. Ennek megfelelően a fejlesztők arra törekedtek, hogy az olyan áramkörökben, amelyek egy vagy több működési fázisban többnyire azonos, ismétlődő logikai műveletet végeznek, a logikai döntéseket végző szerveket kiemeljék és feladatuk ellátását közös logikai egységre bízzák.

Az EC rendszer újrszerűsége éppen ebben a vezérlési elvben, a logikai funkciók nagyfokú koncentrációjában rejlik. Ezt az elvet a központok jóformán valamennyi egységénél (markerek, regiszterek, stb.) következetesen alkalmazták és ennek eredményeképpen az elektronikus elemek használata gazdaságosnak bizonyult.

Az ECR típusú központok egyszerűsített felépítését a 2. ábra mutatja. A kapcsolómező (K) crossbar gépekből felépített kapcsolófokozatokat és konnector jellegű jelfogós áramköröket tartalmaz. Közvetlenül a kapcsolómezőhöz csatlakoznak az elektronikus megoldású vonaláramkörök (E) és a trunkáramkörök (TR). A kapcsolómezőt a vezérlő áramkör (V) állítja be az előfizetői vonaláramköröktől, a trunkáramköröktől, vagy a regiszterektől (R) nyert információk alapján. A vezérlőáramkörök vegyesen tartalmaznak elektronikus és jelfogós részeket. A regiszter áramkörök elektronikus elemekből épülnek fel. Feladatuk a számjegyek bevételezése és tárolása. Más szere-



3. ábra



1. ábra

pük nincs, minden egyéb logikai funkciót a közös vezérlő áramkör lát el.

A vezérlő áramkör, működését tekintve, több önálló egységre bontható. Ezek bizonyos mértékben egymástól függetlenül működhetnek (pl. gépfokozatok működtetése), így egy egység esetleges meghibásodása a központ egészének működését nem bénítja meg. Ezen túlmenően a nagyobb egységeket kiszolgáló közös áramkörök meleg tartalékkal vannak ellátva. Az üzemben levő és a tartalék áramkörök állandó ellenőrzés alatt állnak, bármelyik meghibásodásakor a hibátlan áramkör marad üzemben. A központ minden fontosabb egységét automatikus hibaregisztráló áramkörök figyelik, amelyek a különféle vizsálóberendezésekkel együtt a karbantartást és hibaelhárítást egyszerűsítik.

### Vezérlő áramkör

Három fő részre bontható. Ezek a kapcsolómezők beállítását végző markerek, központi logikai számítóberendezés és a számbavételezést, tárolást és kiértékelést végző regiszter-rendszer.

Ezek közül csupán az utóbbi kettővel foglalkozunk, mivel ezek működési elve jellemző az EC központcsaládra.

### Központi logikai számítóberendezés

Ha egy crossbar központnak ún. szabályos kapcsolómezője van (ez azt jelenti, hogy a kapcsolómező bármely két végpontja között azonos törvényszerűségeket szerint vezetnek az összekötő utak), akkor a szabad út kiválasztásakor mindig azonos felépítésű úthálózatban kell a keresést elvégezni, a végpontok helyétől függetlenül. Matematikailag kifejezve ez annyit jelent, hogy a szabad út keresésénél mindig ugyanazt a logikai

függvényt kell megoldani és a két adott végpont között lehetséges utak foglaltsági állapotát, mint a megoldandó logikai függvény paramétereit kell figyelembe venni. Ezt a felismerést használja ki az EC rendszer akkor, amikor a szabad út keresési feladatok megoldását egyetlen központi számítóberendezésre (OP) bízza.

A 3. ábra egy ECR 2000-es típusú központban, két tetszőleges végpont között 5 gépfokozaton (A—E) keresztül lehetséges utak sémáját, ún. gráfját tünteti fel. A kapcsolómező szerkezete olyan, hogy az első és az utolsó gépfokozatban kiválasztott egy-egy út (i és j) egyértelműen meghatározza az E—A közötti teljes utat. A központi logikai számítóberendezés feladata az i és j adatok meghatározása a kapcsolómező útjainak foglaltsági állapotát figyelembevéve. A számítóberendezés 10 i és 10 j között tud választani, ezáltal max. 100 utat tud megvizsgálni két végpont között.

Az OP berendezés a kapcsolómezővel és a markerekkel egy megfelelő buszrendszeren keresztül van kapcsolatban, amelyről mindig csak azon fokozatok foglaltsági állapotát olvassa ki, amelyeket a marker áramkörök kijelölnek, azaz amelyek a szóbanforgó két végponthoz tartoznak. A szabad út keresés logikai függvényének megoldására várakozó marker áramkörök között ugyancsak az OP számítóberendezés válogat. Tartásidője csupán néhány (maximum 20) msec.

### Regiszterrendszer

A regiszter áramkörök elvi felépítése (4. ábra) alapvetően eltér a hagyományos crossbar rendszerekben alkalmazott regiszterektől. Feladatuk azonos: a számjegyek bevételezése és tárolása.

Az ezen túlmenő összes, többnyire logikai, kiértékelési feladatot közös logikai áramkör (RL) végzi el, amelyhez a regiszte-

reket csak rövid időre (1 msec) kapcsoljuk az RE elosztó áramkör segítségével. Egy RL áramkörhöz az EC rendszerben 10 regiszter kapcsolódhat. A regiszterek alapvetően csak tárolókat tartalmaznak.

Az RL áramköröknek is sok logikai műveletet kell elvégezniük. Ezért a műveletek egy részét tovább koncentráltuk, és több RL áramkörhöz egy közös CL áramkört rendeltünk hozzá, az RE-hez hasonló RA elosztó áramkör segítségével. Ez az áramkör (CL) végzi el a hívott számok kiértékelését (pl. kimenő irány megállapítása), azért a számmezőben beálló változás esetén csak ebben az áramkörben kell változtatni és nem a sok regiszterben.

Az EC rendszerben alkalmazott regiszterek gyakorlatilag azonos felépítésűek. Különbség csak számbavételező részükben van. A HR helyi regiszterek tárcsaimpulzusok, a BR bejövő regiszterek többfrekvenciás gyorskód, az MR kezelői regiszterek pedig számbillentyűzetről egyenáramú kód alakjában kapják a száminformációt.

A regiszterekhez jelzésadó áramkörök kapcsolódhatnak. Ezek feladata az, hogy a regiszterben tárolt számokat a kimenő irányok felé a számjegyeket fogadó regiszter számára alkalmas kódba átalakítva tovább adják. ECR rendszerű központok esetében ez többfrekvenciás gyorskód és egyenáramú impulzus-sorozat lehet. Ennek megfelelően a regiszterekhez kétfajta jelzésadó berendezés kapcsolódhat (P és S).

A jelzésadó berendezések és a regiszterek együttműködését szintén a már említett RL áramkör vezérli.

Végezetül az ECR rendszer néhány érdekes új szolgáltatását említjük meg:

- Az előfizetői vonalak az előfizetői gépfokozaton tetszés szerint átrendezhetők anélkül, hogy hívószámuk megváltoztatása szükséges lenne. Ezzel biztosítható az egyenletes forgalomelosztás a további fokozatok felé.
- Az egyes előfizetői vonalak különböző (maximum 6) kategóriákba sorolhatók. Ennek révén lehet az egyes előfizetőket különböző szolgáltatások igénybevételére (pl. előfizetői távválasztás) jogosítást tenni.
- Az előfizető kérheti, hogy a számára érkező hívások a központ bármelyik másik vonalára kapcsolódjanak. Ez a szolgáltatás lehetővé teszi, hogy pl. egy előfizető két vonalát (lakás, munkahely) a napszaktól függően vegyük igénybe változatlan hívószámra érkező hívásokra. Emellett természetesen hívást bármikor lehet kezdeményezni mindkét vonalról.
- Természeti katasztrófák esetén, amikor a központ igénybevétele igen megnövekedhet, de éppen ezért működése döntő jelentőségű, egy kapcsoló átváltásával az előfizetők egy nagyobb hányada, mint hívó, kizárható a forgalomból. A forgalomban ilyenkor csak a fontosabb szerverek és az erre igényt tartó előfizetők vehetnek részt.

— A központban felépített valamennyi kapcsolás ellenőrizve van. Ha egy kapcsolás nem épül fel, vagy elbomlik amiatt, mert a felépítésében résztvevő valamelyik kapcsoló út hibás, nyomtatóberendezés rögzíti a kapcsolásra kijelölt utakat és áramköröket.

# AMATŐR ÉS TV SUGÁRVETŐ ANTENNÁK ÉS AZOK MÉRÉSE

Hidvégi Tibor okl. vill. mérnök HA 5 BB

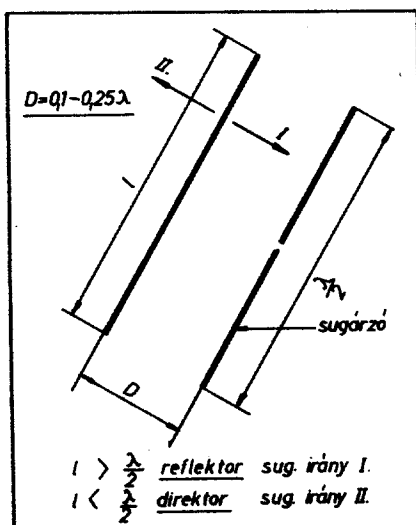
Az előzőekben ismertettük a leg-egyszerűbb amatőr antennákat, azok méretezését. Mivel az amatőr gyakorlatban és a TV vételtechnikában sűrűn alkalmaznak irányított, sugárvető antennákat, így az antenna mérések ismertetése előtt röviden vázoljuk az ilyen antennák működését, útmutatást adva azok közelítő méretezésére is.

## Sugárvető antennák passzív elemekkel

A gyakorlati életben legtöbbször olyan sugárvető — egy irányba sugárzó — antennákat használnak, melyeknél a nyalábolást úgynevezett *passzív elemekkel* érik el. Ezek jellegzetessége az, hogy külön táplálást nem kapnak a generátor felől, hanem a fő sugárzó dipól közelhatása révén kialakult elektromágneses tér által indukált energiával működnek.

Ha egy félhullámú dipólt gerjesztünk, akkor az — mint ahogy ezt láttuk, két irányban fog sugározni. A sugárzási karakterisztika szimmetrikus, úgy *előre*, mint *hátra* egyforma. Sokszor ez a jelenség nem kívánatos, különösen ha egy adott irányba akarunk csak sugározni, vagy pedig egy bizonyos irányból sugárzó adót akarunk az antennával jó hatásfokkal venni. Ilyenkor az egyik irányú sugárzást valamilyen módon elnyomjuk.

Ez történhet egy nagyméretű fémfelülettel, melyet a dipól mögé állítunk fel, attól bizonyos távolságban. Mivel a fémfelület nagysága szoros összefüggésben van a hullámhosszal, ezért ezt a megoldást — konstrukciós okok miatt — csak az igen rövid (mikro) hullámok birodalmában alkalmazzák.



1. ábra. A dipól sugárzásának irányítása parazita elemmel

Jó irányító hatást érhetünk el, ha a sugárzó mellé (mögé vagy elé) egy meghatározott hosszúságú huzalt, vagy csövet helyezünk (1. ábra). Ha ez a parazita elem a dipól frekvenciájának közelébe van méretezve, akkor energiát véve a sugárzótól, önmaga is sugározni kezd. Ez a másodlagos (szekunder) sugárzó attól függően, hogy milyen távol van a fő-sugárzótól és, hogy milyen hosszúságú, *reflektorként*, vagy *direktorként* viselkedik. Előző esetben a parazita elem *felé* legyöngül a sugárzás, ellenkező irányban pedig felerősödik, utóbbit esetben pedig fordított a helyzet. A reflektor

rendszerint *hosszabb* szokott lenni valamivel (5—6%) mint a sugárzó, ugyanakkor a *direktor pedig rövidebb* (7—8%-kal).

Az egyes elemek hosszát, ha a hossz-átmérő arány 200—400 között van és az elemek közti távolság 0,1—0,2 hullámhossz közötti érték,

a következő formulák adják:

$$\text{Sugárzó hossza (m)} = \frac{145}{f(\text{MHz})}$$

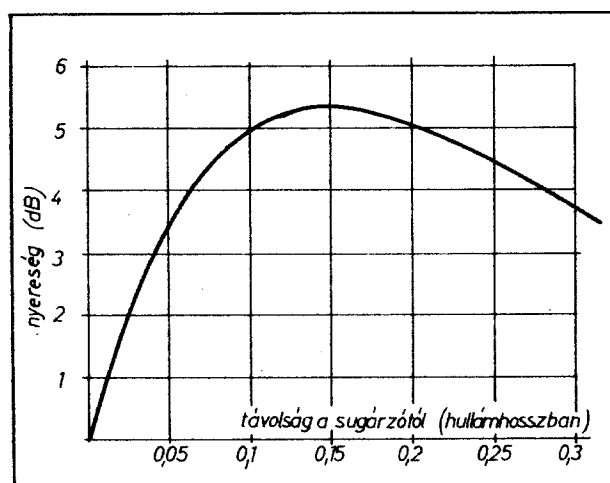
$$\text{Reflektor hossza (m)} = \frac{153}{f(\text{MHz})}$$

$$\text{Direktor hossza (m)} = \frac{139}{f(\text{MHz})}$$

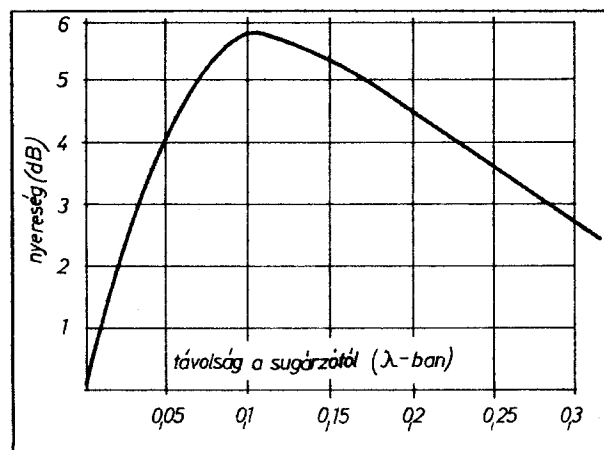
A 2. ábrán a reflektor, a 3. ábrán pedig a direktor hatására kapott nyereséget ábrázoltuk az elemek közti távolság függvényében. Reflektor esetében 0,15 hullámhossz távolságban van a legnagyobb nyereség, direktornál pedig 0,1 hullámhossznál. Látható, hogy direktorral valamivel nagyobb nyereség érhető el.

A parazita elem hatására azonban *megváltozik az antenna bemeneti ellenállása is*. A 4. ábrán tüntettük fel a reflektor és a direktor sugárzási ellenállást csökkentő hatását. Ha 0,1 hullámhossz távolságban van reflektorunk a sugárzótól, akkor már 15 ohm körüli lesz a bemeneti ellenállás, amelynek következtében nagy illesztetlenségek lépnek fel a tápvezeték és az antenna között.

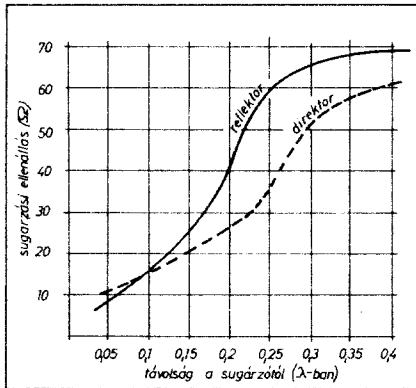
Csökkenthető az illesztetlenség azzal, hogy a reflektort vagy a direktort távolabb helyezzük el a di-



2. ábra. Nyereség alakulása reflektor esetében



3. ábra. Nyereség alakulása direktor esetében



4. ábra. Sugárzási ellenálláscsökkenés a direktor és a reflektor hatására

póltól. Negyedhullámhossz távolságban már csak 50 ohmra csökken a dipól bemenő ellenállása. Ekkor azonban a nyereség már kisebb lesz (2 és 3. ábra szerint) és ugyanakkor, mivel a parazita elem távol van a dipóltól, már nem olyan hatásos a működése, tehát az előre-hátra viszony rosszabb lesz!

A reflektort és direktort együttesen is alkalmazhatjuk. A gyakorlatban, a Yagi antennánál egy reflektor és több direktor nyert alkalmazást. Ezzel növekszik a nyereség, jobb lesz az előre-hátra viszony, de ugyanakkor a több parazita elem hatására még jobban lecsökken a bemeneti ellenállás. Ez 4-elemes antennánál már 5–7 ohm körüli érték!

Az illesztetlenség megszüntetésére előszeretettel használják a már előzőekben ismertetett *delta* illesztést, más néven T illesztés (5. ábra). Népszerűségét annak köszönheti, hogy aránylag egyszerűen elkészíthető (nem kell hajlítani, mint a hurokdipólt) és a csúsztható bilincsek segítségével könnyen leilleszthető bármilyen kábelhez.

A T-illesztés gyakorlati, közelítő adatai a következők:

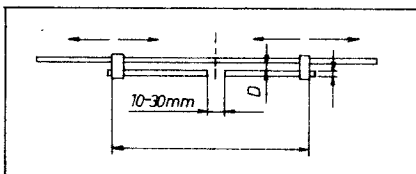
$d$  = ugyanolyan csőátmérő, mint a dipólé.

$D$  = dipól és a cső közti távolság palásttól palástig, 0,01 hullámhossz.

$l$  = a dipól hosszának 1/3-a.

A csúsztható bilincsek beállítása után az illesztőtárg csőveinek vége kiállhat, nem szükséges azokat levágni!

Az illesztőtárg két szárának egymástól való távolsága nem kritikus (10–30 mm), de ajánlatos ide műanyagdobozt helyezni, hogy a kábel-



5. ábra. A „T”-illesztés

csatlakozást az időjárás behatásaitól megóvjuk.

A háromelemes Yagi antennánál a legnagyobb nyereséget akkor kapjuk, ha:

reflektor távolság = 0,2 hullámhossz

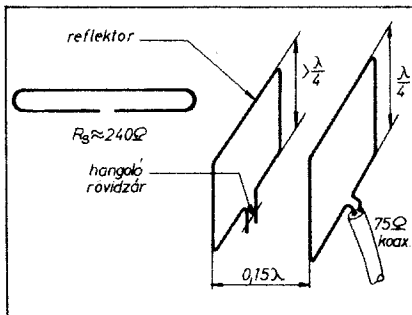
direktor távolság = 0,1 hullámhossz

reflektor hosszabbodás = a sugárzó 5%-a

direktor rövidülés = a sugárzó 7%-a.

Ugyanakkor a legkedvezőbb előre-hátra viszony más direktor távolságot kívánna meg. A gyakorlatban ezt a kérdést a bemérés során oldjuk meg, amikor a direktor-sugárzó közti távolságot mindig az optimumra állítjuk, tehát úgy, hogy az előre-hátra viszony még jó legyen (15 dB felett), ugyanakkor a nyereség is még számottevő legyen főirányban.

Televízió vevőantennánál lényeges adat még a *sávszélesség* is! A TV Yagik sávszélességét nemcsak a csőátmérő növelésével emelhetjük. A reflektor hosszának kismértékű növelése, a direktor rövidítése szélesíti a vételi sávot! Ugyanakkor az optimális méretekkel való



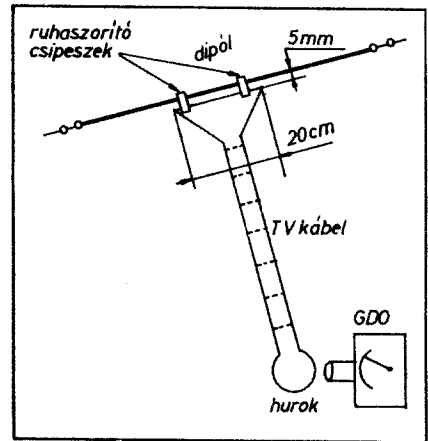
6. ábra. Hurokdipol és négyyszög-antenna-reflektorral

eltérés befolyásolja az antenna sugárzási karakterisztikáját is. Egy jó szélessávú Yagi készítése nem kis feladat és üzemszerűen is főként mérésekre támaszkodva tervezik az ilyen sugárzókat.

#### A „Quad” és a hurokdipol

Jól illeszthető antennát készíthetünk egy parazita elemmel, ha a sugárzót nem félhullámú dipólnak képezzük ki, hanem hurokdipólnak. A hurokdipól egyik változata a *négyyszög (Quad) sugárzó*, mely tulajdonságaiban azonosnak vehető az előbbivel.

Méretezésük a közönséges félhullámú dipól méretezéséből kiindulva egyszerű. A felhasznált huzal (cső) átmérőjét figyelembe véve meghatározzuk a „ $k$ ” rövidülési tényezőt, majd ezzel a félhullámú sugárzó rezonancia hosszát. Ezután ennek a hosszának kétszeresét véve megkapjuk a hurokban felhasználandó huzal



7. ábra. A sugárzó rezonancia frekvenciájának mérése

teljes hosszát (vagy a quad-antennánál a teljes huzalhosszt, melyet elosztva 4-el, kapjuk a négyzet egyik oldalának hosszát).

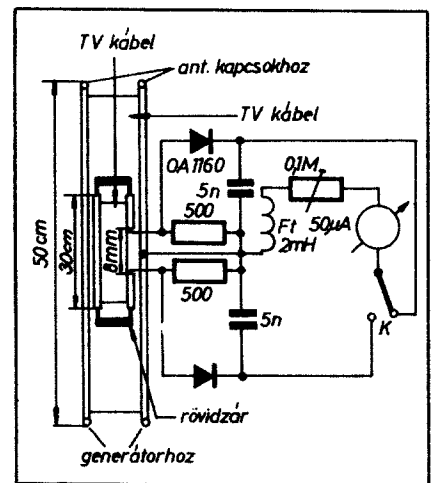
Vigyázat! Szalagkábelből is szoktak hurokdipolt készíteni, főként TV készülékekhez (Szadip)! Ennél, mivel nem levegő szigetelés van az erek között, figyelembe kell venni a kábel rövidülési tényezőt is (0,82)! Tehát a szalagkábelből készült hurokdipolok mindig *rövidebbek*, mint a közönségesek!

A hurokdipol sugárzási ellenállása:

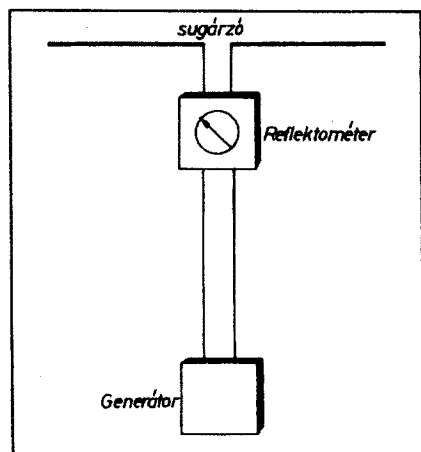
$$R_r = 4 \cdot R_s \text{ (félhullámú)}$$

Tehát, ha a hullámhossz-csőátmérő viszony szerint a félhullámú sugárzó ellenállása 60 ohm lenne, akkor a hurokdipolé: 240 ohm, mely kiválóan illeszkedik a kapható tv kábelekhez.

Ha egy ilyen hurokdipol mögé 0,15 hullámhossz távolságra egy reflektort helyezünk el, akkor a 4. ábrán leolvasott  $R_s = 20$  ohm helyett ennek négyesere, tehát  $R_s = 80$  ohm lesz az antenna beme-



8. ábra. Szimmetrikus kábelrel készült reflektométer



9. ábra. Az antenna illesztésének mérése

neti ellenállása, tehát 75 ohmos koaxiális kábelhez jól illeszthető.

Nos, ezt a megoldást használják a reflektorral ellátott Quad-antennáknál is.

Meg kell még azt is említeni, hogy a hurok (négyszög) dipolok nagyobb nyereséggel sugároznak a főirányokban, mint a közönséges félhullámú társaik, tehát alkalmazásuk ebből a szempontból előnyös. Felharmónikus sugárzóként használva őket már bonyolultabb lesz a helyzet, ebből a szempontból az egyszerű dipolok előnyösebbek. Ennek részletes tárgyalásától e helyen eltekintünk. A 6. ábrán hurokdipolt és reflektorral ellátott négyszög-antennát mutatunk be.

### Antenna mérések

A megtervezett és elkészült antennán a következő méréseket kell elvégezni:

1. A rezonancia meghatározása
2. Az illesztés ellenőrzése és beállítása
3. A sugárzási szög, nyereség leérése
4. Előre-hátva viszony beállítás!

A két utóbbi, csak a most ismertett sugárvető antennáknál szükséges.

#### 1. A sugárzó rezonanciafrekvenciájának meghatározása

Bármilyen pontosan méreteztük sugárzóinkat, előfordulhat, hogy annak hosszát kis mértékben módosítani kell. Hogy ez szükséges e, arról a rezonancia-frekvencia mérésével győződhetünk meg. A méréshez szükséges műszer egy GDO (leírása más több alkalommal is megjelent a RT-ben) és egy hiteles vevőkészülék.

A mérés elrendezése a 7. ábrán látható. A mérendő dipol középpontját — ha középtáplálású típus — rövidre zárjuk, majd két ruhacsi-

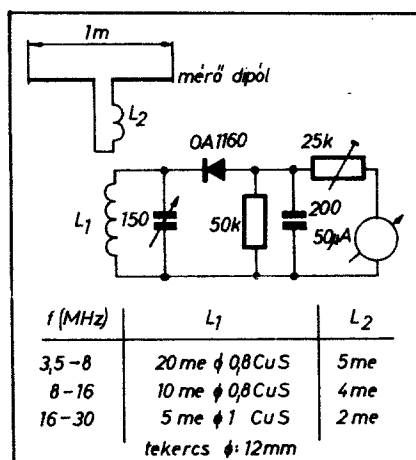
pesz segítségével felerősítjük a tv kábel végét lezáró huzalhurkot az antenna közepéhez (vagy árammaximumhoz). A kábel felerősítése után az antennát üzemi magasságban helyezük el. A tápvezeték alsó végén levő hurkot csatoljuk a GDO tekercsével, így a dip a rezonancia frekvenciát, valamint annak többszöröseit mutatja. A csatoló „link”-nek is van egy saját rezonancia-frekvenciája, melyet előzőleg lemérünk, hogy ne zavarjon meg mérés közben. Ha ez közel esik a várt rezonanciafrekvenciához, akkor a kábel hosszát változtatassuk meg úgy, hogy távolabb essen. A hiteles vevőkészüléken pontosan megállapítható az üzemi frekvencia. Ha ez alacsonyabb mint a kívánt, akkor rövidítjük, ellenkező esetben hosszabbítjuk a sugárzót. Parazita elemek esetén ezeket a helyükön hagyva, durván behangolva őket, végezzük a mérést. Ilyenkor a sugárzóra jellemző frekvencián kívül egy alacsonyabb és egy magasabb frekvenciájú dipet kell észlelnünk. Ezek jóval kisebbek a sugárzó dipjénél. Az alacsonyabb frekvencia a reflektor rezonanciáját, a magasabb pedig a direktorét jelzi. Ennél a mérésnél e két utóbbit nem vesszük figyelembe.

#### 2. Az illesztés ellenőrzése

A rezonanciára hangolt antennánál a következő, lépés a kábel illesztése az antenna bemenetéhez. Sugárvetőknél ez a lépés csak a parazita elemek megfelelő beállítása után fog következni!

A méréshez szükséges egy üzemi frekvenciát előállító generátor, mely végső soron lehet a GDO is, valamint egy reflektométer. Koaxiális kábelhez az RT Évkönyve 1968. évi kiadásában található leírást reflektométer készítéséhez. Szalagkábelhez a 8. ábrán látható berendezést készíthetjük el. A „K” kapcsolóval a mérőműszer átváltható a haladó és a visszavert feszültség mérésére. Akkor tökéletes az illesztés, ha az adó felőli hurokra kapcsolva a műszert maximális kitérést ad, ugyanakkor átváltva a másik hurokra nem jelez feszültséget. A mérőhurok tv kábelből készül, két vége rövidre zárva és a mérőkábelre van — meleg páka segítségével — ragasztva. Nagyon egyszerű és hasznos kis műszer, melynek egyedüli költséges alkatrésze az 50 mikroamperes műszer.

A mérés a 9. ábra szerint történik. Közvetlen az antenna bemenetéhez kell elhelyezni a reflektométert és az illesztőt (T, vagy gamma-illesztőt) állításával minimális reflexiót állítunk be. Az így illesztett antennára rákapcsolva a tápvezeték, ennek alsó végén sem szabad lényegesen nagyobb reflexiót mérni. Ha ez nem áll fenn, akkor biztosak lehetünk abban, hogy a tápvezeték nincs helyesen levezetve. Így nem szabad 90°-nál kisebb szög alatt vezetni a sugárzó hosszához képest. Vascsőben levezetett tv-kábel erősen megváltoztatja hullámenállását, tehát ezt



10. ábra. Térerősségmérő kapcsolása

kerüljük! Ugyanezt eredményezi az is, ha nagyobb fémtárgyakhoz vagy a falhoz túl közel vezetjük a kábelt. Esetenként, így az alsó méréssel és a kábel helyzetének változtatásával meghatározható a hibaforrás. Koaxiális kábelnél csak a merőleges levezetésre kell ügyelni.

#### 3. Sugárvetők beállítása

Sugárvetőknél előbb a megfelelő irányító-hatást kell beállítani. A meg hajtó-dipolra kábel téve gerjesztjük az antennát. A sugárzótól legalább 4-5 hullámhossz távolságra, lehetőleg ugyanolyan magasan elhelyezve, mint az antenna, felállítjuk a 10. ábrán látható térerősség mérőt. Ezután az antennát a térerősség mérő irányába fordítva maximális műszerkitérést állítunk be a reflektor hosszának változtatásával. Utána a direktorokat hangoljuk be, szintén maximális térerőre. Ezután reflektorral a térerősség mérő felé fordítjuk az antennát, tehát „háttal”. A reflektor és az első direktornak a sugárzótól való távolságát változtatva minimális hátrasugárzást állítunk be. Utána ismét fő irányba fordítva a sugárvetőt, ellenőrizzük a nyereségét. Esetleg a reflektort hangolni kell.

Mikor ezzel megvagyunk, utána következik a 2. pontban leírt illesztés-mérés. Az illesztést beállítva antennánk üzembész. A két elemes antennánál legtöbbször csak hátsó sugárzás minimumra szoktuk hangolni a reflektort.

Lényegesen pontosabb méréseket tesz lehetővé az antenna impedancia mérő használata, mely számszerűen mutatja az ohmos komponens mellett a reaktív összetevőt is, így megfelelő illesztőt tudunk választani. Mivel célunk csak az volt, hogy a legegyszerűbb méréseket ismertessük, nagyon egyszerű műszerekkel, így nem részletezzük ennek működését, csak utalunk a különböző szakkönyvekben megjelent leírásokra azok számára, akik bővebben akarnak e problémával foglalkozni.



# A „COSMOS—M” SZOVJET ZSEBRÁDIÓ

Hetényi László



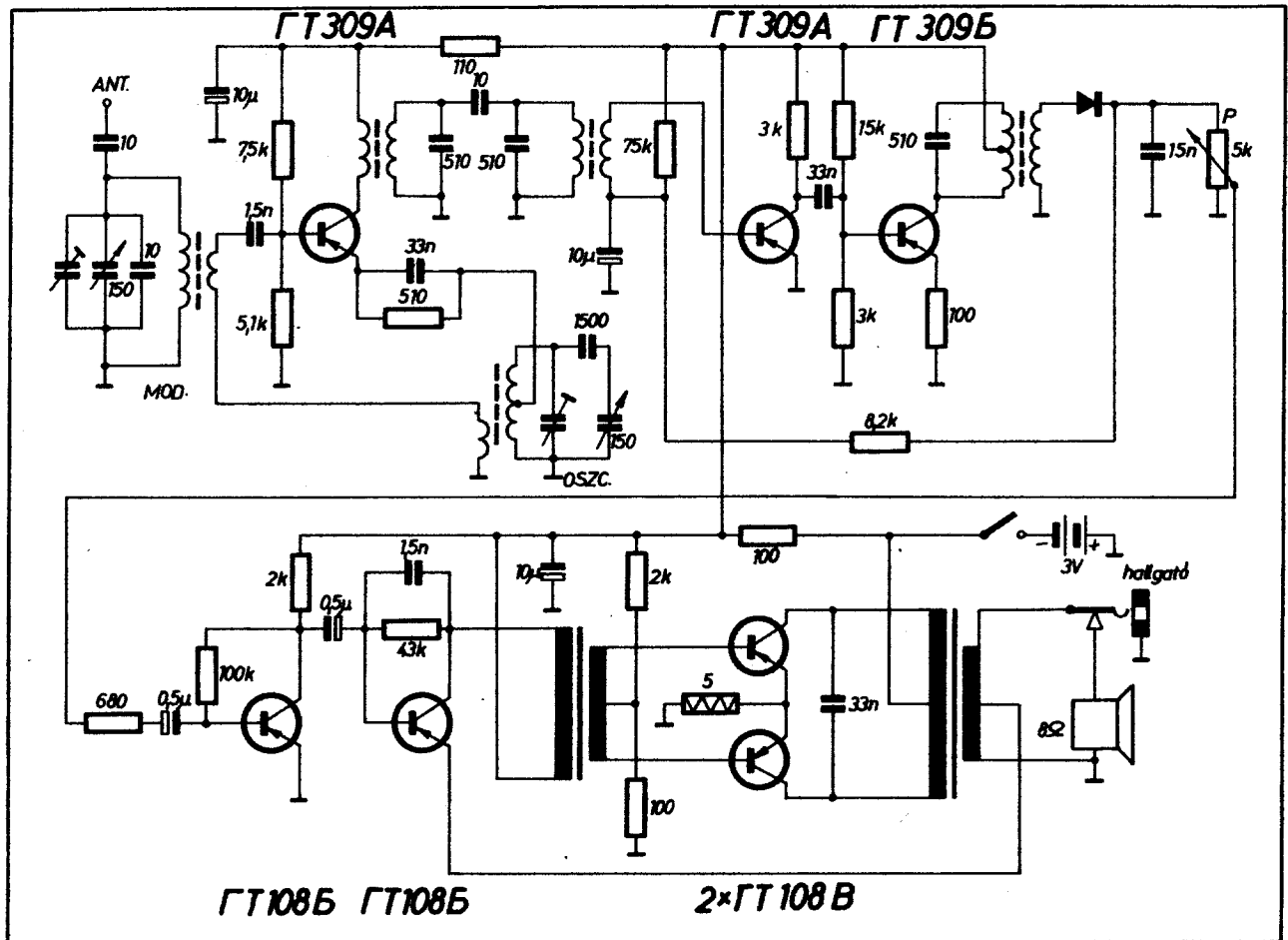
## Műszaki adatok :

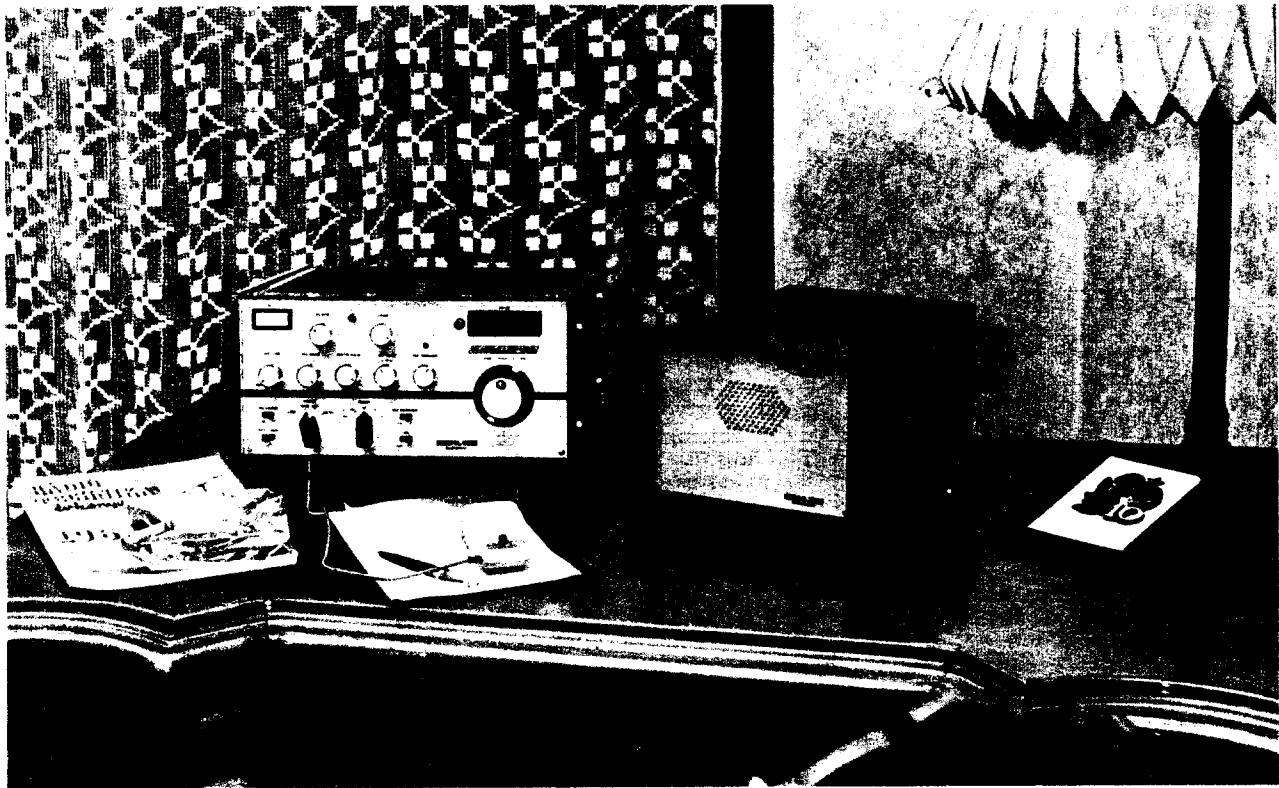
Vételi frekvencia:	530 kHz ... 1600 kHz
Középfrekvencia:	480 kHz
Kimenő teljesítmény:	60 mW
Tápfeszültség:	3 V

Minimális tápfeszültség:	1,7 V
Áramfelvétel vezérlés nélkül:	20 mA
Áramfelvétel teljes kivezérlésnél:	45 mA
A gombakkumulátor kapacitása:	100 mA/óra

Kisméretű és nagyérzékenységű héttranszistoros vevőkészülék. Méreteit a mellette álló cigarettás doboz szemlélteti. Nagy érzékenységét az új típusú tranzisztoroknak köszönheti, amelyeknek áramerősítési tényezője és határfrekvenciája sokkal nagyobb a régebbi rádiókban alkalmazott P 401 stb. típusokénál. Keverő fokozata önreggő kivitelű. A keverő és a középfrekvenciás fokozatok között kétkörös sávszűrő van, amely az oszcillátorfrekvenciára jó elválasztást ad a KF tranzisztor felé. A két középfrekvenciás erősítő tranzisztor között RC csatolást alkalmaztak. Az automatikus érzékenységszabályozás az első KF tranzisztorra határos. A második KF tranziszort szelektív transzfor-

mátor (rezgőkör) illeszti a demodulátor diódához. A demodulátor dióda és a hangfrekvenciás meghajtó tranzisztor között előerősítő fokozat van, a negatív visszacsatolásból eredő erősítéscsökkenés kompenzálására. A kimenőtranszformátor szekunder tekercséről frekvenciafüggetlen, a kollektorról a bázisra frekvenciafüggő negatív visszacsatolást alkalmaztak a meghajtó fokozatban. A végerősítő fokozat ellenütemű B-osztályú erősítő, bementén és kimenetén transzformátorokkal. Tápfeszültsége 3 V, amelyet két db gombakkumulátor szolgáltat. A készülékhez külső antenna és fejhallgató is csatlakoztatható.





# DELTA—A amatőr adó-vevő készülék

Gyenes Gyula okl. vill. mérnök

Egy adó- vagy vevőkészülék legfontosabb paramétereit meghatározó tényezők közül egyik legfontosabb az oszcillátor (vagy oszcillátorok) frekvenciájának helyes megválasztása és annak stabilitása. Tekintve, hogy a *Delta-A* adó- és vevő része is közös oszcillátorról kap vezérlést, mielőtt a két rész működését ismertetnénk, előbb nézzük meg részletesen, milyen szempontokból előnyös ez a frekvencia elosztás és milyen tervezési szempontokkal biztosítottuk az oszcillátorok kedvező tulajdonságait.

Általában a rövidhullámú készülékek egyszeres vagy kétszeres (ritkán háromszoros) transzponálásúak. Az egyszeres keverés előnyei: kevesebb keresztmodulációs és intermodulációs zavar, kevesebb tükörállomás.

A kétszeres keverés előnyei: alacsonyabb frekvenciájú KF erősítő alkalmazásának lehetősége, jobb frekvencia stabilitás (feltételezve, hogy az első keverés kristály oszcillátorról történik).

A *Delta-A*-nál egyszeres keverést alkalmazunk és olyan megoldást keresünk, amely a kétszeres keverés előnyeit is tartalmazza. Ehhez természetesen a döntő lehetőséget az SSB átvitelre kifejlesztett XF—9B (illetve a magyar megfelelője: a QS-002) típusú kristálysűrű adta, amely 9 MHz-en biztosítja a 2,4 kHz-es sávszélességet és 5 kHz-re már több mint 60 dB csillapítást ad, tehát olyan átviteli karakterisztikát, amelyet kristályok alkalmazása nélkül csak az alacsony frekvenciájú KF erősítőkkel tudnánk elérni.

A kétszeres keveréssel azonos frekvencia stabilitást azzal értük el, hogy éppen úgy egy kristály (CO) és egy folyamatos hangolású (VFO) oszcillátort alkalmazunk, és a két oszcillátor jelét egymással keverjük. A nem kívánatos frekvenciák kiszűrését megfelelő szűrővel végezzük, és az oszcillátor frekvenciát is az ilyen szempontból legkedvezőbb variációval választottuk ki.

## Folyamatos hangolású oszcillátor (VFO)

SSB üzemben egy jó minőségű készülék 10 perces összeköttetés alatt nem változtatja nagyobb mértékben a frekvenciáját, mint 20 Hz. Figyelembevéve a vételi frekvenciákat, a következő szempontok alapján ez megvalósíthatatlan lenne a hagyományos, egyszeres keveréshez szükséges oszcillátor frekvencia választással.

Egy rezgőkör elemeit úgy választjuk meg, hogy azok hőmérsékleti együttérési (Tk) kompenzálják egymást. Ennek azonban határt szab a Tk értékek hőfokfüggése, a forgókondenzátor Tk értékének változása a forgó nyitásának függvényében és végül a szériagyártás szempontjából a Tk értékek szórása. Ha csak az utóbbit vesszük figyelembe, szériagyártástól nem várhatunk  $\pm 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ -nál jobb oszcillátort, mivel a legjobb alkalmazható kondenzátorok (Rosenenthal, IA minőség) Tk értékének szórása minimum  $\pm 15 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ , ami  $\pm 0,75 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  frekvencia stabilitást enged meg. Ezt hangolható rezgőkörnél a forgókondenzátor változó

Tk-ja tovább rontja. Ha pedig körzetenként átkapcsolható oszcillátort építünk, ezen érték elérését sem teszi lehetővé a kapcsoló tökéletlen kontaktusa által okozott frekvencia változás.

$10^{-5}/^{\circ}\text{C}$  stabilitás egy 5 MHz-es oszcillátornál 50 Hz/ $^{\circ}\text{C}$ , 20—30 MHz-es oszcillátornál 200—300 Hz/ $^{\circ}\text{C}$  változást jelent.

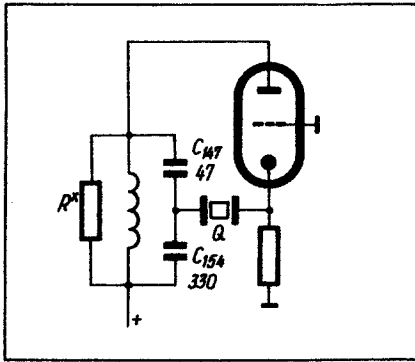
Ezek alapján belátható, ha az oszcillátor részben a) gondoskodunk a gyors hőmérséklet változások lassításáról ill. részbeni kiküszöböléséről úgynevezett „hideg termosztát” alkalmazásával és b) nem váltunk frekvenciasávot, — akkor maximálisan 5 MHz-es VFO frekvenciát választhatunk.

A fenti feltételek figyelembevételével a *Delta-A* hangolható oszcillátora 5—5,5 MHz között rezeg, mivel ezzel a két legfontosabb frekvenciasáv (80 és 20 m) közvetlenül vehető kristály oszcillátor alkalmazása nélkül.

Az oszcillátor „hideg termosztát”-ban van elhelyezve.

A tranzisztor (T22) paramétereinek nem lineáris hőmérséklet és feszültség függése miatt, a tranzisztor lazán csatoljuk a rezgőkörhöz a C146—C127 — C128 kapacitív osztón. Emellett a fokozat egyenáramú stabilitás szempontjából is gondosan van méretezve, tápfeszültség külön stabilizálva van. (D20: D814A zener diódával.)

Külön kell megemlíteni a VFO C = 64 pF-es kondenzátorát. A forgó névleges Tk értéke kb. középváltságban  $20 \pm 20 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ . Kapacitás



1. ábra

menetére  $\pm 7\%$  eltérés garantált. Ez azt jelenti, hogy az oszcillátort a skála két végén a skálához hangolva, a skála közepén kb. 800 Hz hiba léphet fel a skála és a valóságos frekvencia között. Mivel a készülék 100 kHz-enként hitelesíthető, két hitelesítő pont között a forgókondenzátor szórásából csak 200 Hz hiba adódik. A specifikáció ugyan 500 Hz-et enged meg: a hiba többletet a skálakészítési és hangolási pontatlanság okozza.

A tekercs kalit csévetestre meleg állapotban feszítve van ráhelyezve, így a tekercs elmozdulások által okozott ugrásszerű és nem reverzibilis változásokat küszöböljük ki. A tekercs rögzíthető rézmag hangolású.

Vételben szükség van gyakran az adási frekvenciától eltérni (RIT Control vagy Rx Vernier néven ismeretes). A szabályozást egy kapacitással (C132) sorbakötött varicap dióda végzi (D21: D901D) a ráadott egyenfeszültség függvényében, mely azonos adási és vételi frekvenciánál az R171, R172, R173 és R174-ből álló osztótól; az Rx Vernier tolókapcsoló és potenciométer használatakor, az osztó középső tagjait söntölő potenciométer helyzetétől függ. Miután a szándékos elhangolás és a tápfeszültség ingadozásából származó káros elhangolás viszonya e két feszültség változásának viszonyától függ, ezért kellett viszonylag nagy hangoló feszültséget használni és az ebből adódó elhangolást soros kondenzátorral beállítani a szükséges értékre.

A VFO egységben van elhelyezve még a T23 elválasztó erősítő, amely az oszcillátor jelet felerősítve az oszcillátorjel keverő fokozat ( $V_1$ ) rácsára adja, kb. 1 V-os szinten.

### Kristályoszcillátor (CO)

A 40, 15 és 10 m-es sávban szükséges kristályok frekvenciáját 4-féleképpen lehetséges kiválasztani, mivel a vevő (vagy adó)-keverő kétféle oszcillátorjellel működhet (alsó vagy felső keverés), továbbá mindkét jelet kétféleképpen tudjuk a kristályoszcillátor és a VFO jeleiből kikeverni.

Pl. a 10 m-es sávban:

Oszc. frekvencia	(28 ... 28,5) MHz	− 9 MHz	= 19 ...	19,5 MHz
vagy	(28 ... 28,5) MHz	+ 9 MHz	= 37 ...	37,5 MHz
Krist. frekvencia:	(19 ... 19,5) MHz	− (5 ... 5,5) MHz	= 14 MHz	
	(19 ... 19,5) MHz	+ (5,5 ... 5) MHz	= 24,5 MHz	
	(37 ... 37,5) MHz	− (5 ... 5,5) MHz	= 32 MHz	
	(37 ... 37,5) MHz	+ (5,5 ... 5) MHz	= 42,5 MHz	

A négy lehetőség közül azt a megoldást kellett választani, amelynél a) a CO valamint a VFO jeleket és harmonikusait minél jobban ki tudjuk szűrni az oszcillátor frekvenciára hangolt sávszűrővel (tehát ezek a jelek minél távolabb vannak a szükséges oszcillátor frekvenciától, b) a fenti jelek minél távolabb esznek a vételi és adási frekvenciáktól, hogy sem hamis vételt, sem adásban káros kisugárzást a megengedett szint felett ne okozzanak.

E szempontok alapján mindkét keverésnél a magasabb frekvenciát választottuk; tehát az oszcillátor frekvenciák:

- 40 m : 16 ... 16,5 MHz
- 15 m : 30 ... 30,5 MHz
- 10 m : 37 ... 37,5 MHz

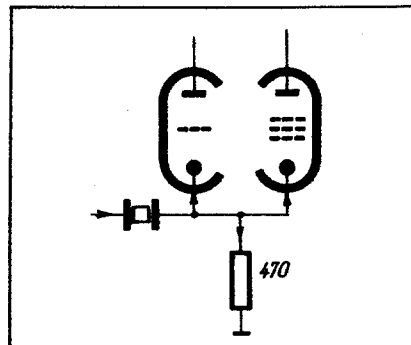
a kristály frekvenciák:

- 40 m : 21,5 MHz
- 15 m : 35,5 MHz
- 10 m : 42,5 MHz

Az oszcillátor földelt rácsú trióda ( $V_1$ : PCF 801) (1. ábra). A visszacsatolás a rezgőkör kapacitív leágazásáról történik (C147, C154). Körzetváltásnál a tekercset és a kristályt kapcsoljuk át. A legkedvezőbb rezgési szintet a tekercs melletti csillapító ellenállások cseréjével állítjuk be (R185, R186, R187).

A magas kristály frekvenciák miatt az oszcillátorokat gondosan kellett méretezni a kielégítő frekvencia stabilitás érdekében:

1. az oszcillátort hőkompenzálni kellett,
2. stabilizált anódfeszültségről kellett járnatni nemcsak az oszcillátort, hanem
3. az oszcillátorról vezérelt keverőcső ( $V_1$ : PCF 801 pentóda) segéd-rácsát is, mivel a tápfeszültségtől függő katódimpedanciák befolyásolják a rezgési frekvenciát.



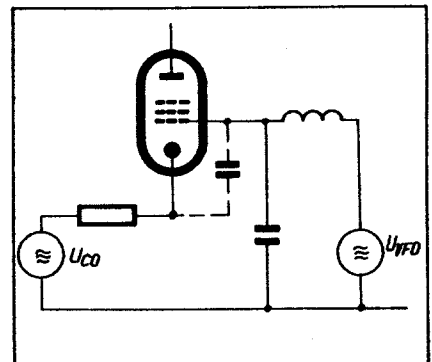
2. ábra

### Oszcillátor-jel keverő

A keverő beállításánál a következő szempontokat vettük figyelembe:

1. Mind az oszcillátor, mind a keverőfokozatnak, a kristálynak megfelelő frekvenciájú váltóárama a kristályon folyik keresztül, és ez egy adott értéket nem haladhat meg (2. ábra).

2. A két összekeverendő jel (a katódra ill. a rácsra adva) tulajdonképpen a rács-katód között hat, ezért a másik elektródának (VFO részére a katódnak, CO részére a rácsnak) a kérdéses frekvencián közel földpotenciálnak kell lenni.



3. ábra

Ebből következik, hogy

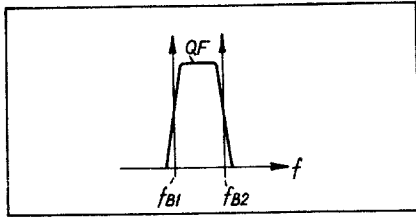
a) a katód bemenő ellenállásához képest az oszcillátor kimenetének kis impedanciát kell jelenteni, azaz a trióda áramhoz képest kis pentóda-áramot kell beállítani. Ezt célozza az alacsony segéd-rács-feszültség (100 V).

b) A fenti ok miatt célszerű a rácsra csatlakozó rezgőkör kialakítása is, mivel a  $C_{g1 \text{ katód}}$  és  $C_{g1 \text{ rács}}$  viszonya szabja meg a kristályjel hatásos vezérlését (3. ábra).

Ugyanakkor a kapcsolás biztosítja a VFO jelek legkedvezőbb átvitelét és a VFO harmonikusok csillapítását.

3. Keverésnél a kristályjelnek kell nagyobb szintűnek lenni (3 ... 4 V), mint a VFO szintje (kb. 1 V), mivel a szükségszerűen előálló harmonikusok közül a VFO harmonikusai sokkal veszélyesebbek.

A szükséges oszcillátor frekvenciák kiválasztását sávszűrők végzik el, amelyek minden frekvenciakörzeten azonos jelszintet és a szükséges sávszélességet biztosítják.



4. ábra.

80 és 20 m-en nem alkalmazunk keverést. A jel a pentódán mint erősítőn jut keresztül egy VFO-frekvenciára hangolt rezgőkörre, és arról (C152—C 153 osztóról) kerül a kevert jelekkel azonos szinten a katódkövetőre.

Mivel a később ismertetett adó- és vevő keverőkhöz alacsony impedancián kell az oszcillátorjelet adni, a sávszűrők és a keverők között egy katódkövetőt alkalmaztunk ( $V_3$ ; PC /F/ 80).

### Beat oszcillátor (BFO)

SSB üzemben az adáskor elnyomott, illetve vételkor hozzákevert vivőt a BFO szolgáltatja. A kétfajta egyoldalsávosság (LSB és USB) biztosítására két megoldás ismeretes: (egyszerűbb készülékek-nél nem lehet tetszés szerint választani a két oldalsáv közül).

1. Egy kristálysűrőt és két kristályoszcillátort (4. ábra:  $f_{B1}$  és  $f_{B2}$ ) alkalmaznak, amelyek közül az LSB vagy USB üzemműk megfelelő kristály rezeg.

2. Egy kristályoszcillátort (5. ábra:  $f_{B0}$  és az LSB vagy USB üzemműk megfelelően két kristálysűrőt ( $QF_1$  és  $QF_2$ ) használnak, amelyet az üzemműk megfelelően váltanak.

Az 1. megoldás hátránya, hogy a vivőfrekvencia az üzemmű átkapcsoláskor változik, a 2. megoldásban pedig (árkérdés miatt) mindig egyszerűbb kristálysűrőt szoktak alkalmazni, amely elsősorban vételkor a kézeli állomások kedvezőtlenebb kiszűrésében jelentkeznek.

A Delta-A készülékben az 1. megoldást alkalmaztuk. A megoldás egyetlen hátrányos tulajdonságát azzal küszöböltük ki, hogy a frekvencia hitelesítés független az üzemmű kapcsolótól, tehát mindenkor a kívánt üzemmű állásban végezhetjük a frekvencia hitelesítést.

Az XF-9B kristálysűrőhöz két rezgőkristály tartozik (9 MHz  $\pm$  1,5 kHz), amelyek az alkalmazott kapcsolásban 60 pF-os kondenzátorral rezegnek a névleges frekvencián.

Ha adásban vizsgáljuk az oldalsáv kialakulását, akkor első közelítésben azt mondhatjuk, hogy alsó oldalsáv átvitelkor (LSB) a magasabb vivőfrekvenciára ( $f_{B2}$ ) van szükségünk (USB-nél pedig  $f_{B1}$ -re). A kristálysűrőn átjutó beszédsáv frekvenciája ekkor ugyanis:  $f_{B2} - f_{hang}$ . A kimenőjel frekvenciája viszont a keveréssel alakul ki. Ha ehhez hozzáad-

juk, vagy levonjuk az oszcillátorfrekvenciát, akkor az oldalsáv helyzete nem változik.

$$(f_{B2} - \Delta f_H) \pm f_0 = (f_{B2} \pm f_0) - \Delta f_H = f_{vivő} - \Delta f_H$$

Ha viszont az oszcillátorfrekvenciából vonjuk le a fenti jelet, az oldalsáv helyzete a vivőhöz képest megfordul:

$$f_0 - (f_{B2} - \Delta f_H) = (f_0 - f_{B2}) + \Delta f_H = f_{vivő} + f_H$$

Vétel szempontjából azonos feltételek adódnak.

Mivel 80 és 20 m-en az első, a többi sávon a második keverési módot alkalmaztuk, ezért a kristályoszcillátor kiválasztása nemcsak az üzemműkapcsoló (MODE: K1b tárcsa), hanem a sávkapcsoló (BAND: K 2 g tárcsa) állásától is függ.

A készülék még két üzemműben: CW (A1) és RTTY (F1) táviró, illetve géptáviró adásra és vételre is felhasználható.

A CW üzemműben a szokásos módszerrel a fenti kristályoszcillátorok valamelyikét olyan frekvenciára hangoltuk, amely a kristálysűrő átviteli sávjába esik.

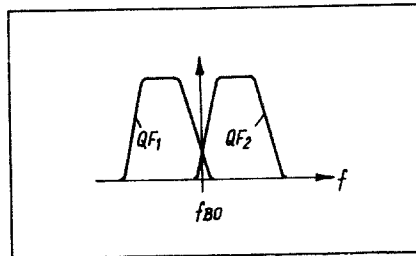
A géptáviró adáshoz két ilyen frekvenciára van szükség. Ebből kinnakozott a megoldás: mindkét oszcillátort hangoljuk el annyira, hogy azok frekvenciája a szűrő átviteli sávjába essen — és egymástól legyenek a legkedvezőbb adás-vételi tulajdonságokat biztosító, 850 Hz távolságra (6. ábra).

Általában erre a célra használt kapcsolás, az AFSK (Audio-Frequency Shift Keyer), tulajdonképpen SSB adás, amelyben a modulációt a jelnek megfelelően váltakozó két hangfrekvenciás oszcillátor jele adja. Ezzel a megoldással szemben a Delta-A-ban alkalmazott kapcsolás — a BFSK (Beat Frequency Shift Keyer, mivel a BFO közvetlenül megoldja a frekvencia elhúzást) — a két lényeges előnnyel rendelkezik:

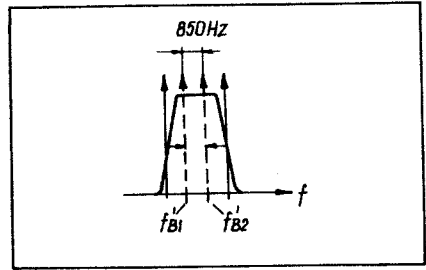
1. Nincs szükség két hangfrekvenciás oszcillátorra,

2. Az AFSK-val ellentétben nem jelenik meg sem a vivő, sem a másik oldalsáv, amely AFSK-nál, bár elnyomva, de megjelenik.

A két kristályoszcillátor (T18 és T19) a BFSK miatt egymással egyen-áramú csatlakozásban van, amely lehetővé teszi átkapcsolás után az oszcillátorok elhanyagolható rövid transzienssel történő berezégését, és eset-



5. ábra.



6. ábra.

leges bizonytalan kontaktusnál (a vezérlő jelfogónál) a jel kimaradását vagy a frekvencia ingadozását megakadályozza. A vezérlés az egyik tranzisztor lezárásával történik, amikor a másik fokozat oszcillációképes munkapontba kerül. A lezárás a tranzisztor bázisosztójának megváltoztatásával (az alsó tagot sőtölő R111 vagy R115 földelésével) történik. Ha ez a lezárás meg is szűnik (pl. a jelfogó bizonytalan érintkezése miatt), mindaddig a megfelelő fokozat rezeg, amíg ellentétes értelmű vezérlőjel nem érkezik. SSB és CW üzemműben a már tárgyalt feltételek szerint az üzemmű és a sávkapcsolóról kap vezérlést (földelést) a megfelelő tranzisztor.

Láttuk, hogy mindkét kristályoszcillátornak kétféle frekvencián kell tudni rezegni. Az egyik kristály a névlegesnél magasabb, a másikat alacsonyabb frekvencián is kell üzemeltetni. Ezt a soros kapacitás változtatásával (60 helyett 30 illetve 500 pF) érjük el. A nagyobb soros kapacitást a lezárt kapcsoló dióda (D8 és D9) nyitásával beiktatott plusz kapacitással biztosítják. A kapcsoló diódákat az üzemmű kapcsolóról (K1c és K1d tárcsák) nyitjuk.

A két oszcillátorról a C81 és C82 kondenzátorokon keresztül jut el a jel a produkt-detektorhoz és a balance modulátort meghajtó erősítőhöz.

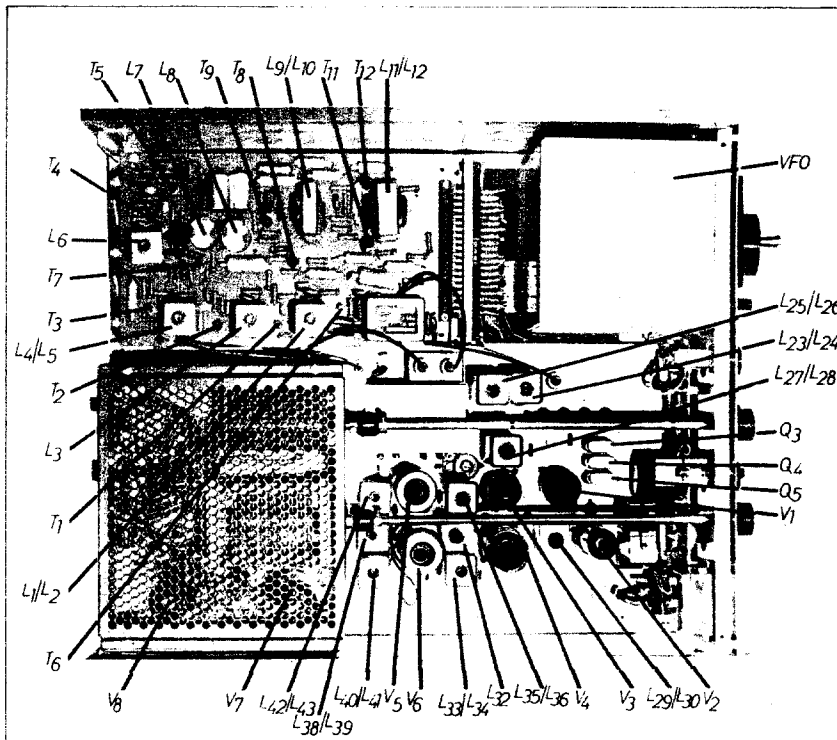
Miután az adáskor és vételkor is működő oszcillátorokat részletesen megvizsgáltuk, nézzük meg, hogyan működik a Delta-A mint vevő.

### RF előerősítő

A modern novál csövel megépített előerősítő ( $V_5$ : EF 183) biztosítja a jó jel (zaj viszonyt) — átlagosan 20—22 dB 1  $\mu$ V-os bemenőjelnél, az erősítésszabályozást, a hangolt rács- és anódkörre pedig a jó szelektivitást.

A rezgőkörök L és C értékeinek meghatározásánál döntő szempont az volt, hogy az erősítés minden sávon kb. azonos legyen. Ez állandó L/C viszonyt kívánt.

A rezgőkörök hangolása a kombinált kettős forgókondenzátorral történik. (RF TUNE) Mivel az egyes sávok nagyon különböző hangolókapacitást kívántak ( $\Delta C$ : 10 ... 150 pF között) ezt részben a kombinált forgókondenzátor, részben soros



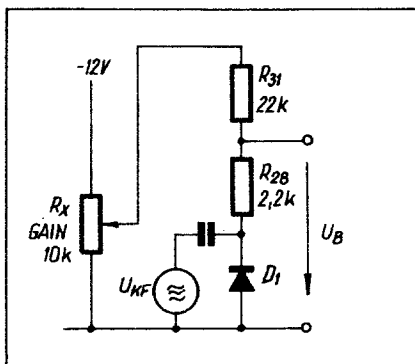
A készülék felülnézete

kondenzátorok (C181, C180, C191) alkalmazásával közelítettük meg. (Feleslegesen nagy hangolókapacitás nehezé teszi a beállítást.) Miatán mindkét rezgőkört egyszerre 4 cső anód- vagy rács kapacitása terheli, ezek különbözőségéből származó együttfutási hibát trimmerrel egyenlítettük ki.

Az azonos rezonancia ellenállásra méretezett rezgőkörök miatt állandó antenna transzformálást alkalmaztunk (L38—L39) és a szükséges induktivitást a 80 m-en beállított L38 megfelelő söntölésével értük el (L40, L41, L42, L43).

Az anódkör induktivitásai azonos értékek (L32... L36).

A szabályozófeszültséget az R209—C186 késleltető RC-tagon keresztül juttatjuk a vezérlőrácsra.



7. ábra.

### Vevő keverő

A vevő keverőrács ( $V_3$ ; P(C) F 80) a felerősített antennajelét a vezérlőrácsra, az oszcillátorjelét alacsony impedancián- az oszcillátor jel keverőnél leírt 2. szempontozhoz hasonló okok miatt — adjuk a katódra. A rácsra levő szívókör (L 31—C 175) az antennáról jövő, esetleg közép-frekvencián működő adó jelét hivatott csillapítani, mivel az egész frekvenciasávot tud zavarni (főleg a 40 m-es sáv vételekor veszélyes, mivel itt az előkörök szelekciója kevés kb. 50—60 dB — a relatív közeli 9 MHz-en).

### Kristálysűrő

A kristálysűrő a legjobb átvitel a mindkét végén alkalmazott helyes lezáróimpedancia esetén biztosítja. Ez az impedancia az alkalmazott kristálysűrőnél: 600 ohm és 30 pF parallel kapcsolása, illetve bármilyen 9 MHz-en ezzel ekvivalens impedancia. A behangolás szempontjából kedvezőbb 300 ohm + 60 pF soros ekvivalenst alkalmaztunk. A primer oldalon a PCF80 pentóda anódkörében levő rezgőkör leágazása (L29—L30), míg a szekunder-oldalon a rezgőkörön levő C13—C25 kapacitásosztó adja rezonancián a 300 ohm-os ellenállást.

### Vevő KF erősítő

A KF erősítő első fokozata (T1) az  $L_2$  csatoló tekercsel kapcsolódik a sűrűt lezáró rezgőkörhöz. A csa-

tolás laza (nincs illesztés), hogy a tranzistor beállítási változásait (szabályzás alatt, adás- és vétel között) a rezgőkör gyakorlatilag ne vegye észre, mert ez a szűrő átviteli karakterisztikáját módosítaná.

Még két erősítő fokozat következik (T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub>), amely kapacitív illesztéssel (C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>) csatlakozik a meghajtott rezgőkörhöz.

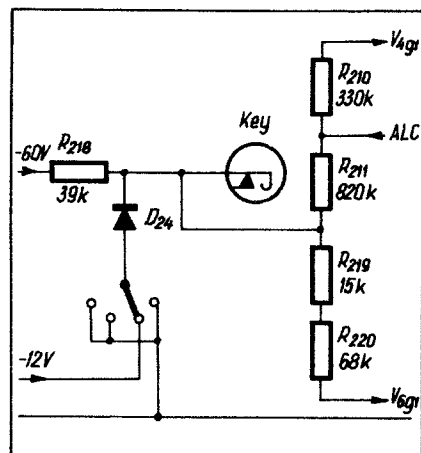
### Automatikus erősítésszabályzás (AGC, AAGC)

A Delta-A-nál alkalmazott nagyfrekvenciás erősítésszabályzás manuális és automatikus szabályzás is. Az alaperősítést ugyanis az Rx GAIN potenciométerrel határozzuk meg (például úgy, hogy az antennáról jövő külső zaj vételekor, beszéd-szünetekben ne zavarjon). Ha viszont a bejövő jel már elég nagy, automatikusan szabályzás indul meg.

A szabályzás először a KF erősítő első fokozatának (T<sub>1</sub>) áramát — ezzel erősítését — csökkenti. Kissé nagyobb szinten az AGC jelet erősítő egyenáramú erősítő fokozaton (T<sub>7</sub>) keresztül az előerősítő csőis szabályzófeszültséget kap (AAGC).

Az áramkör működése a következő (7. ábra). A szabályzott tranzisztor (T<sub>1</sub>) és az egyenáram erősítő (T<sub>7</sub>) beállítása az R31—R28 bázisosztó feszültségétől függ. Az osztó egyrészt az Rx GAIN által szabályzott negatív, másrészt a KF jelből D<sub>1</sub> által egyenirányított pozitív jelet kapja. Így látható, hogy a bázisfeszültség (ezzel az erősítés) függ az Rx GAIN helyzetéből, másrészt ha az utolsó KF rezgőkörön levő KF szint elég nagy, a D<sub>1</sub> által ebből egyenirányított feszültség automatikusan szabályozza az említett két tranzisztor áramát.

Legnagyobb alaperősítésnél (R<sub>31</sub>-re — 12 V-ot adunk), T<sub>1</sub> kb. 1 mA-re áll be, T<sub>7</sub> azonban a kollektorában alkalmazott R32 = 15 kohms ellenállás miatt telítésbe kerül és a kollektorában keletkező kb. 1 V-os előfeszültséget a V5 cső kapja nyugalmi előfeszültségként. Az antenná-



8. ábra.

ról bejövő jel növekedésekor először csak T1 árama csökken és az előerősítő V5 mindaddig teljes erősítéssel dolgozik, amíg T7 ki nem kerül a telítési állapotból, és a kollektor feszültsége negatív irányba kezd nőni. Erre a késleltetésre azért van szükség, hogy az erősítésszabályozás ne korlátozza a jel/zaj viszony javulását növekvő antenna jelnél.

A bejövőjelszint indikálását (Smtr) legkedvezőbben a D1 által egyenirányított feszültségről tudjuk megoldani (R27). Mivel az Rx GAIN kissé elhúzza a dióda nyugalmi feszültségét, ezt a hatást a ZERO potencióméterrel egyenlíthetjük ki.

### Produkt detektor

Az egyoldalsávós vételnél a vivő hozzákeverést (BFO jel) a T5 tranzisztor végzi el.

A T4 tranzisztor szerepe, hogy a BFO jelét ne engedje a KF erősítőre — az AGC detektorhoz — visszajutni.

A keverés után keletkező komponensek körül a KF jel és a BFO-jel különbségét, a hangfrekvenciás jelet választjuk ki a C21—R3—C22 szűrővel.

### Hangfrekvenciás erősítő

Az erősítő egy kis zajú előerősítőből (T8), egy fázisfordító fokozatból (T9) és egy ellenütemű végfokból (T10—T11) áll.

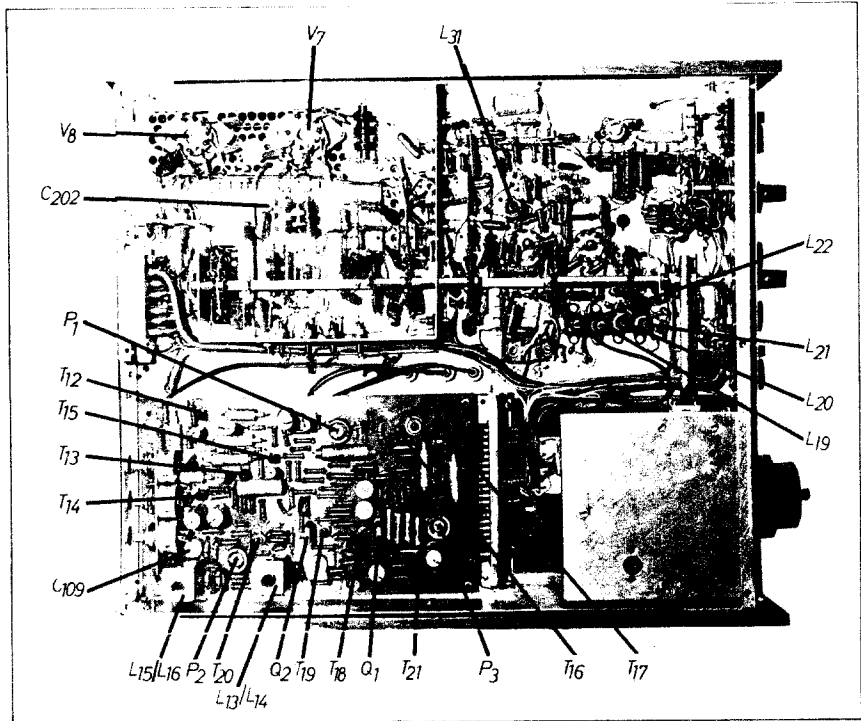
A hangszóró kimenetről jövő nagy negatív visszacsatolás (R52—R58) egyrészt a transzformátorok alacsony-frekvenciás frekvenciamenetét javítja, másrészt a kimenőellenállást igen alacsony értékre állítja. Így a 4 ohm-os hangszóróhoz tervezett kimeneten terhelés nélkül is alig változik a kimenőjel feszültség szintje és torzítása. Ez azért fontos, mivel a fejhallgató alkalmazása automatikusan leválasztja a hangszórót.

Távíró jelek vételnél a felesleges sávzélesség csökkentésével javítható a jel/zaj viszony. A bekapcsolható CW Filter kétrezgőkörös, hangfrekvenciás szűrő, 200 Hz átviteli sávzélességgel. Alkalmazása gyenge állomások vételnél 10 dB jel/zaj javulást jelent.

A blokkismából látható, hogy a vevő három első fokozata (V5, V3, T1) az adóval közös rezgőköröket használ. Mivel az erősítés iránya adásnál és vételnél ellentétes, a nem működő aktív elemek lezárásáról gondoskodni kell. Vételnél ezért az adócsöveket és két tranzisztort (V4, V6, V7, V8, T6, T20) automatikusan lezárunk: a csöveket a katód felemelésével, a tranzisztorokat pozitív bázisfeszültséggel (R177, R178), amelyeket az adás-vétel jelfogókról kapcsolunk. Adáskor a vevő három fokozatát (V5, V3, T1) zárjuk le hasonló módon.

A teljesség kedvéért: az adás-vétel jelfogókról a fentiekén kívül az antennát, a műszert és az Rx Vernier hangolását is átkapcsoljuk.

Ezek után kövessük végig a fokozatonként az adó működését.



A készülék alulnézete

### Mikrofon erősítő

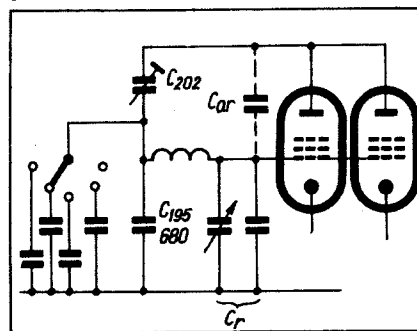
A három fokozatú (T12, T13, T14) erősítőn keresztül jut a mikrofon jele SSB üzembn a balansz modulátorra.

A bemeneten levő aluláteresztő szűrő (C63—R80—C64) az adóból származó nagyfrekvenciás jelek esetleges visszajutását akadályozza meg, mivel a tranzisztor bemenetére jutva torzítást vagy gerjedést okozhat.

Az első fokozatban alkalmazott visszacsatolás (R83, C62) biztosítja a nagy bemenőellenállást (50 kohm), hogy a nagy belsőellenállású mikrofonokat is használni lehessen. Az erősítő nagy érzékenysége (a jól lehangolt készüléknél kb. 2 mV vezérlés elég) a kisebb jelet adó, de jobb minőségű dinamikus mikrofonok alkalmazását is megengedi.

Az erősítést az XMTR GAIN kettes potencióméterrel szabályozzuk.

A harmadik fokozat (T14) emitterkövetésként dolgozik a balansz modulátor felé, amíg a kollektoráról, a VOX potencióméterről, az adás-vétel átkapcsolást vezérlő fokozatra jut a jel.



9. ábra.

### Adás-vétel átkapcsolás

A jelfogók működését a T16—T17 multivibrátor vezérli.

Vételnél (nyugalmi állapot) a T16 vezet és az R95—R98 osztón, valamint a D7-en keresztül lezárja a T17-et.

Ha a T16 bázisfeszültségét pozitív irányban elhúzzuk, a tranzisztor árama csökkenni kezd, kinyit T17 és a D7-en keresztül teljesen lezárja T16-ot (jelfogók meghúznak). A pozitív visszacsatolás a határozott átkapcsolás érdekében szükséges.

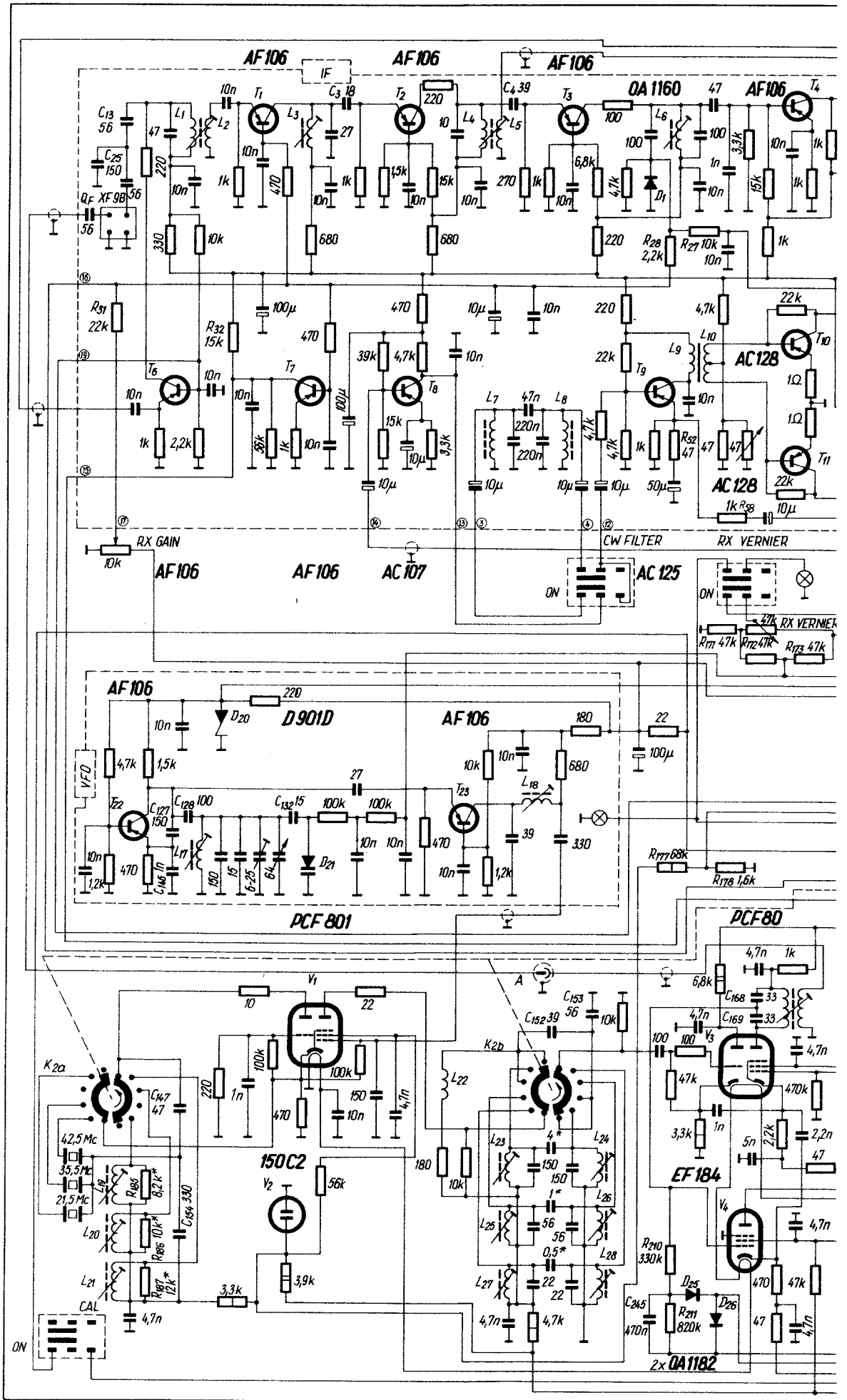
Az adásra kapcsoláshoz szükséges bázisfeszültséget kézi kapcsolásnál (PTT) minden üzemmódban a T16 bázisának földelése jelenti, amelyet a PTT—VOX kapcsoló PTT állásban a MIC vagy RTTY csatlakozón keresztül biztosítunk az adás kapcsoló működtetésével.

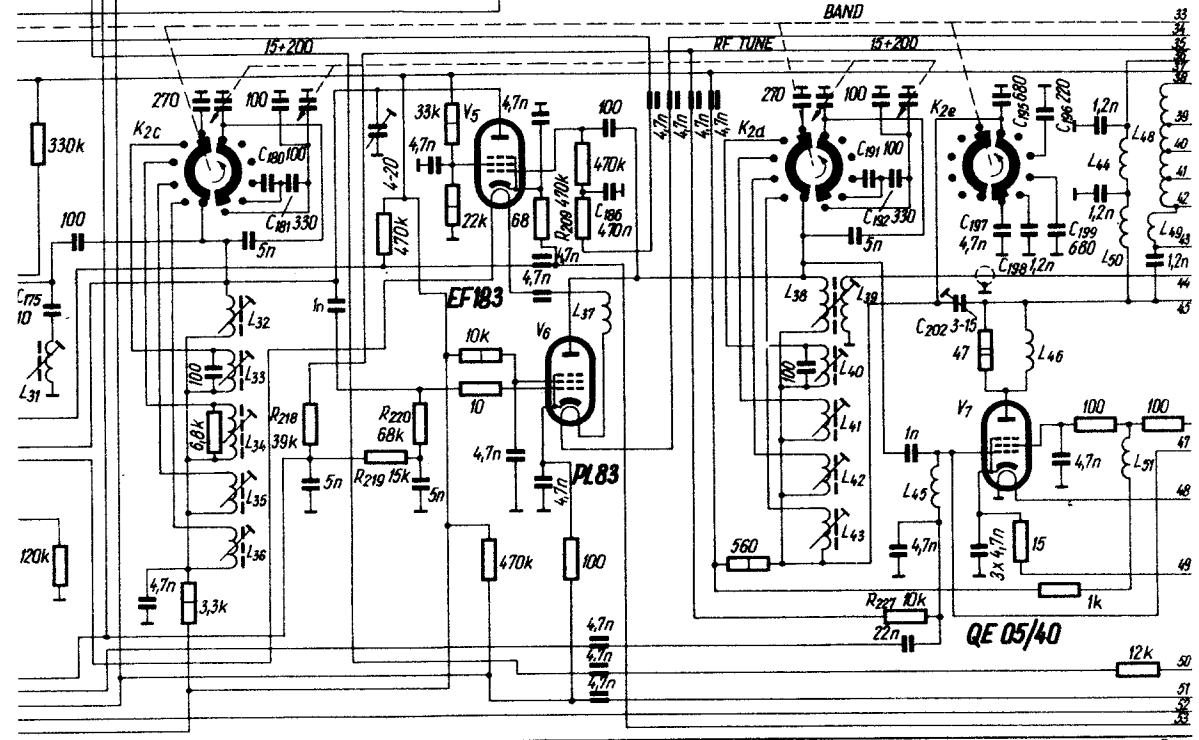
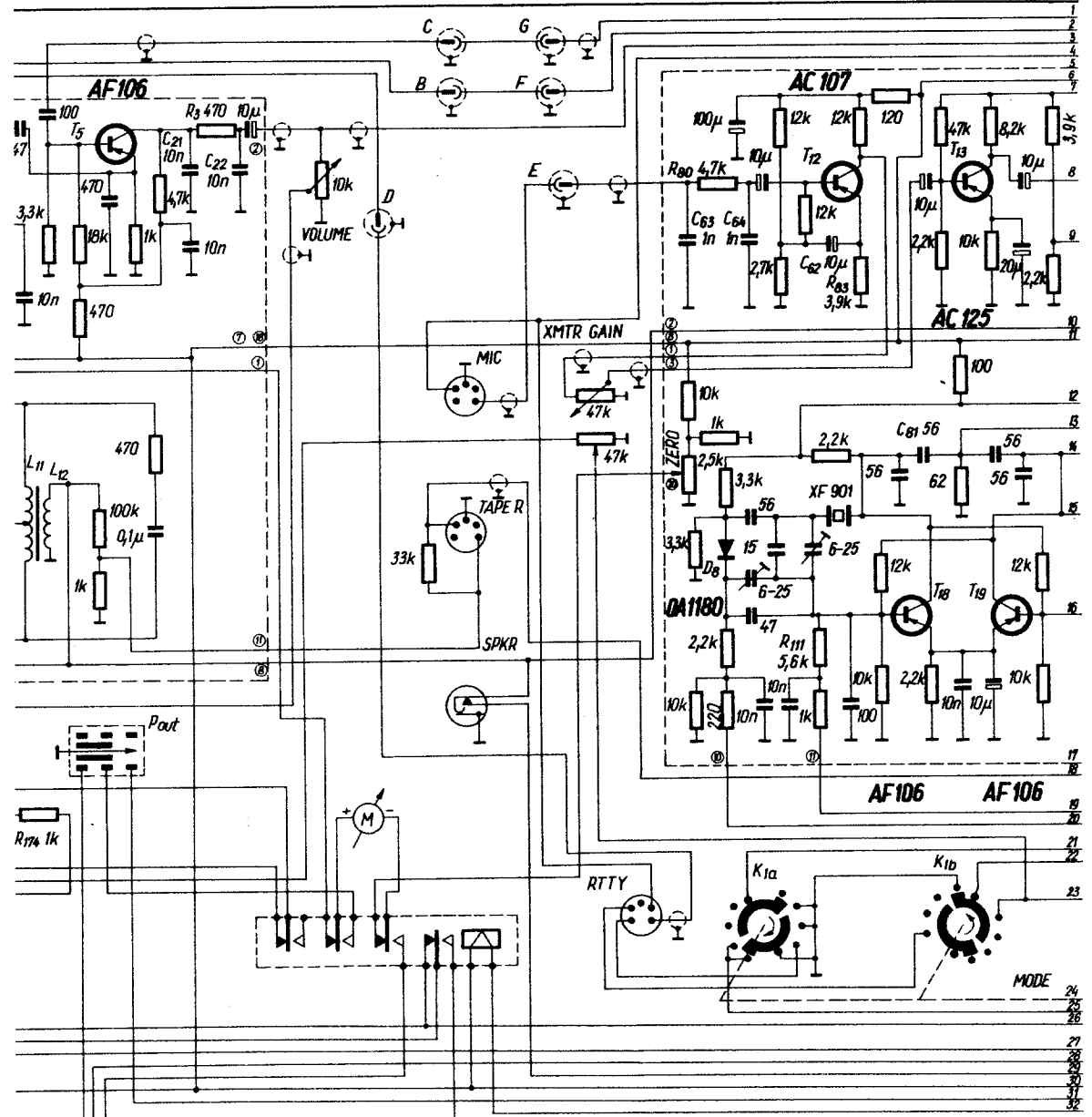
Ezenkívül SSB és CW üzembn is van automatikus adás-vételi kapcsolás.

SSB üzembn a VOX potencióméterről jövő jelet a T15-ön felerősítve egyenirányítjuk (D2, D6) és ezzel vezéreljük a multivibrátort. Az adásról való visszakapcsolás időállandóját C77 és a párhuzamosan kapcsolódó ellenállások szabják meg. (P1 potméterrel állítható az időkonstans.)

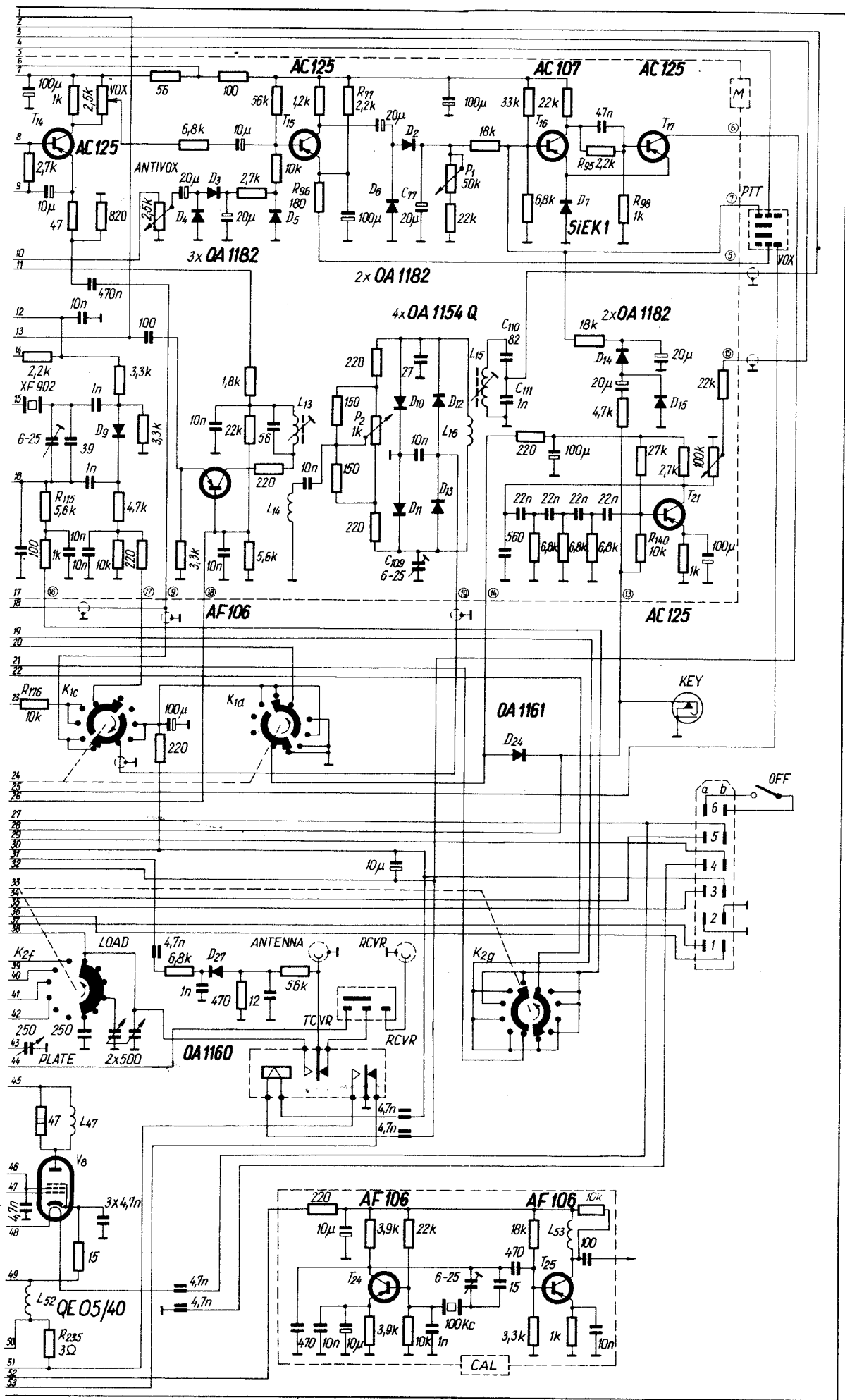
A VOX működését meg kell akadályozni: CW és RTTY üzembn, illetve PTT használatkor. Ezt a T15 lezárása biztosítja (R77), ha az emitterellenállás (R96) nincs földelve: tehát a PTT—VOX kapcsoló és az üzemmód kapcsoló (K1a) tárcsa állástól függően.

VOX használatkor viszont meg kell akadályozni, hogy a hangszóró







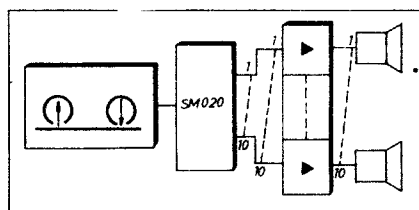


# Színházi hanghatások (hangeffektusok) elektronikus berendezései

Napjainkban a szélesvásznú-p panoráma mozikban a technikai trükkök és hanghatások egész sorával ejtik bámulatba a nézőközönséget. A színházak is lépést tartanak a mozikkal — előadásukat kiegészítik színpadi és nézőtéri hangeffektusokkal. Még azokban a színházakban is célszerűen alkalmazhatók az alábbiakban röviden ismertetett berendezések, melyekben egyébként szintemelő hangosítás nincs, mert az nem szükséges.

Itt azt a kétféle speciális vezérlő pultunkat ismertetjük, melynek szükségessége általános felmerült. A hang lánc felépítését részletesen nem írjuk le, miután ez általában ismert.

1. Az effekt hangosítás hangszórait a teremben körben helyezük el. Az SMO20 effekt pult alkalmazásával lehetővé válik különböző hangeffektusok keltése meg-



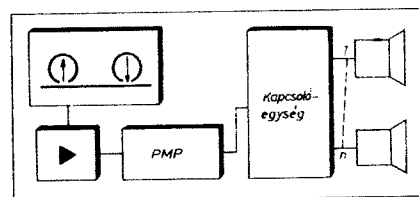
1. ábra

felelő számú hangszóróvonal alkalmazása esetén. A pult a hangosító láncban a hangforrás (magnetofonerősítő) és a hangszóró csoportokat működtető teljesítményerősítők közé lehet iktatni. (1. ábra)

A pult 10 síkszabályozót tartalmaz, mellyel a hangforrás jele külön-külön szabályozva kiadható a hangszórókra. Ezzel különböző irányból megszólaltathatók a hangszórók egyenként vagy csoportosan, de a teremben átlósan mozgó vagy más (pl. egyik oldalon vándorló) hanghatás is elérhető.

Ezenkívül tartalmaz még egy körszabályozót, melynek körbeforgásával a körbe elhelyezett hangszórók sorban, egymásután szólalnak meg, úgy, hogy a hangvándorlás folyamatos (a hangszórók változó csillapítással kapják a vezérlést). Ezzel lehetőség nyílik olyan hangeffektus előidézésére mely a hangszórókon a körbefutás hatását kelti (pl. repülőgépzaj, vonatzaj, sportesemények közvetítése stb.)

2. Hangszórók a teremben bárhol (padló, oldalfal, mennyezet). (2. ábra) Az úgyneve-



2. ábra

zet sétálóhang klaviatúránk (PM) a teremben elhelyezett hangszóróknak megfelelően — mintegy térkép-szerűen — nyomógombokat tartalmaz, melyek érintése jelfogókat működtetnek. Ezzel bármilyen irányú szabályozható hangerejű hangvándorlás előidézhető, illetve, hanghatás bármilyen irányból kelthető.

A kezelőszemélyzet begyakorlottságától függően tökéletes illúzió kelthető már ezekkel az egyszerű berendezésekkel is.

Az első pontban ismertetett elv alapján működő rendszert alkalmaznak egyes igényesebb pesti színházakban és a Szegedi Szabadtéri Játékok hangrendszerében is megtalálható. A második pontban vázolt rendszer a Moszkvai Bábszínház számára készült és speciális bábszínházi igények kielégítésére is alkalmas.

Nagy Józsefé  
Elektroakusztikai Gyár

vételi hangja a mikrofonon keresztül adásba kapcsoljon. Ezért a hangszórón levő feszültségből egyenirányított jellel (ANTIVOX potméter, D3, D4) a T15 erősítést csökkenthetjük olyan mértékben, hogy a fenti jel ne tudja a multivibrátort működtetni. Az optimális beállítás a vevő és az adó erősítésszabályozóinak állásától, a hangszóró és a mikrofon elhelyezésétől is függ. A stabil működés beállításánál ezekre is kell gondolni. Nem lehet stabil beállítást elérni, ha a mikrofon hangszintje azonos a hangszóróból felvett jel szintjével. (Például: halk beszédhang miatt, vagy ha mindkét hang túlvezérléssel az erősítőt.)

A távirózásban a billentyűn levő kb. 12 V-os feszültség billentyűzésekor keletkezett váltójelből egyenirányított (D14—D15) pozitív feszültség zárja le T16-ot és kapcsol adásba (break in).

### Balansz modulátor

A balansz modulátor feladata SSB üzemben, hogy a hangfrekvenciás jeltől és a BFO nagyfrekvenciás jeltől kétoldalsávú (DSB), elnyomott vivőjű jelet állítson elő.

A BFO felerősített jelét a T20 tranzisztor rezgőköréből illesztőtekerccsen (L13—L14) keresztül kapja a négy dióda (D10, D11, D12, D13). A jel levétel szimmetrikus kicsatoló tekerccsen (L16) keresztül történik az L15—C110—C111 rezgőkörre. Ha a balansz modulátor a hangfrekvenciás bemenetéről vezérlést nem kap, a szimmetrikus kicsatolás miatt a BFO jele a kimeneten nem jelenik meg. Ez az úgynevezett vivőelnyomás annál tökéletesebb, minél azonosabb karakterisztikájú diódákat használunk és minél azonosabb fázisú és amplitúdójú a diódák vezérlése. Ennek érdekében karakterisztikára válogatott dióda quartettet (OA 1154) használunk, illetve a meghajtás amplitúdóját és fázisát is szabályozzuk (P2, C109).

Hangfrekvenciás vezérléskor a diódák aszimmetrikusan vezérlést kapnak (vagy a D10—D12, vagy a D11—D13 tolódik nyitóirányba), emiatt a szimmetrikus csatolótekerccsen feszültség jelenik meg (DSB jel). A névleges vezérlésnél 40 dB vivőelnyomás érhető el.

A hasznos jel szintje mindkét vezérlő jellel arányos, ezért célszerűnek látszik mindkét jelet nagy szinten tartani. A hangfrekvenciás szint növelésével több hangfrekvenciás komponens jelenlétekor az ezek kombinációiból származó intermodulációs torzítás miatt maximum 100—200 mV-os hangfrekvenciás jelet engedünk meg. Bár a kristálysűrű a felhasználható sávon kívüli komponenseket kiszűri, ez a hangszin megváltozását okozza. Ezért is fontos a következő fokozatok jó működése és behangolása, mert nélkülük a hiányzó erősítést nem célszerű a modulátor túlvezérlésével biztosítani.

CW és RTTY üzemben a hasznos jel érdekében a modulátort egyenárammal vezéreljük. A hangfrekvenciás bemenet helyett (Klc) az XMTR GAIN kettős potenciómétról szabályozható egyenáramú vezérlés (R176) a hangolás megkönnyítését szolgálja.

### Adó KF erősítő

Az adó KF erősítő (T6) a kristálysűrűt lezáró rezgőkörre dolgozik. (A kristálysűrűn ellentétes irányban halad a jel, mint vételkor.) A kristálysűrű feladata a DSB jel felesleges oldalsávjának levágása. Az oldalsáv elnyomás a moduláló frekvenciától függ. Az 1 kHz-es közepes hangfrekvencián 50—60 dB elnyomás adódik. Mivel a vivő a sűrű —20 dB-es pontjára esik, a balansz modulátornál kapott vivőelnyomás 20 dB-es javul. A kristálysűrű lezárását adó rezgőkörrel kapacitív osztón (C168, C169) keresztül jut a jel az adó keverő rácsára.

### Adó keverő

Az adókeverő (V4) rácskapacitása üzem közben (adás és vétel között, illetve ALC-nél) változik, ami nem megengedhető elhangolódást okozna a kristálysűrűt lezáró rezgőkörnél. Ezért került a vezérlőrács a C168, C169 kapacitív osztóra.

A keverő az oszcillátorjelet a katódban kapja.

SSB üzemben a moduláló hangnak megfelelő egyoldalsávú 9 MHz-s jeltől és az oszcillátor jeltől a végleges adási frekvencia keveredik ki az anódkörön (azonos a vevő keverő rácskörével).

CW üzemben állandóan megkapja a cső a 9 MHz-es BFO jelet és az oszcillátor jelet, de a fokozat rácsellenállásán a billentyűzés ütemében váltakozó 0 és -12 V előfeszültség csak lenyomott billentyűállásban engedi meg a fokozat működését (8. ábra). A többi üzemmódban itt a billentyű helyzetétől függetlenül földpotenciál van (D24 és Kld).

### Meghajtó fokozat

A meghajtó cső (V6) az adó-keverő anódjáról kapja a vezérlést. Az anódköre a vevő antennakörével azonos. Figyelembe véve a végcső vezérlőjel-szükségletét (60 V<sub>ant</sub>), nagyobb teljesítményű videovégcsövet alkalmaztunk (PL 83).

CW üzemben a felemelt billentyű mellett történő kisugárzás lecsökkentése érdekében az adókeverővel azonos, billentyűzéstől függő rácselőfeszültséget kap. (8. ábra)

### Végfokozat

A párhuzamosan kapcsolt két adócső biztosítja a 180 W input csúcs teljesítményt. A nyugalmi előfeszültséget a tápegységen levő, kívülről állítható potenciómétral állítjuk be 20—20 mA vezérlés nélküli nyugalmi áramra. A két cső együttes árama az R235-ön eső feszültség mérésével indukálható.

Az anódkörben alkalmazott Collins-sűrű az optimális terhelőellenállást és a megfelelő felharmonikus elnyomást biztosítja. 60 ohm-os névleges antenna, vagy attól max. 2:1 állóhullám viszonyig eltérő impedancia esetén is beállítható a maximális teljesítmény. (Természetesen az antenna kábel veszteségei miatt az antennára jutó jel csökken növekvő állóhullám-viszonynál.)

Speciális rövidzáras tárcsa segítségével (K2f) állítjuk be a sűrű induktivitását a szükséges értékre: a laza csatolású tekeres (L48) megfelelő leágazásainak rövidzárásával. Ugyanez a tárcsa állítja be az antenna beillesztését szolgáló kapacitást is a legkedvezőbb tartományra. (Például: 80 m-en 500—1500 pF, 10 m-en 0—500 pF között szabályozható a LOAD kapacitása.)

A fokozatot a végcső rács-anód kapacitása miatt neutralizálni kell. A neutralizáló trimmer kondenzátor (C202) a meghajtó rezgőkör „hideg”-pontjára juttat vissza kompenzáló jelet. A kiegyenlítés feltétele: (9. ábra)

$$\frac{C_{ar}}{C_r} = \frac{C_{202}}{C_{195} + C_N}$$

Mivel a rezgőköri kapacitás (C<sub>r</sub>) sávonként és az RF TUNE forgó helyzetétől függően is változik, tökéletes neutralizálás csak egy ponton lehetséges. Egy sávon belül ez nem okoz hibát, ha a sáv közepén a neutralizálást beállítjuk.

Gyakorlatban a C202-öt a legkritikusabb sávon (10 m-en) állítjuk be. A többi sávon az elvileg szükséges neutralizálást a C195 mellé kapcsolódó kapacitások biztosítják (C196 ... C199).

Az antenna kapcsokon levő kimenőfeszültséget a P<sub>out</sub> gomb benyomásakor mutatja a műszer (feszültségosztón keresztül a D27 egyenirányítja a jelet).

Behangoláskor a PLATE és LOAD gombok sorozatos állításával a fenti jelet maximumra kell állítani. A gomb elengedésekor a műszer az anóddáramot méri, amely nem lehet több a behangolás után 240 mA-nál.

### Automatikus teljesítmény szabályozás (ALC)

SSB üzemben a beszédhangok csúcstértékeinél, illetve CW üzemben billentyűzések a vezérlő jelek elérhetik a végcső rácsáram tartományát. A rácsáram a rácskörben alkalmazott ellenálláson (R227) feszültségeseést okoz a vezérlőjel csúcsok alatt. Ezt a hangfrekvenciás jelet egyenirányítva (D25, D26) az R211-C245 időállandójú RC tagon keresztül az adó keverő vezérlő rácsára csatoljuk, ami erősítés csökkenést ezáltal rácsáram-csökkenést okoz.

Ez elsősorban a túlvezérléskor keletkező intermodulációs komponenseket csökkenti, amely a sáv szélességet a megadott érték fölé növelné. Szemben a balansz modulá-

toron keletkező intermodulációs komponensekkel, amelynek egy részét a kristálysűrű nem engedi át, az itt keletkező komponenseket a relatív széles nagyfrekvenciás rezgőkörök már nem tudják kiszűrni.

Még két kiegészítő fokozatot találunk a készülékben:

**Side-tone oszcillátor**

Tranzisztoros RC oszcillátor (T21) 1 kHz-es rezgési frekvenciával. Csak CW üzemben kap kollektor feszültséget. Berezgés viszont csak akkor jöhet létre, ha a bázisosztó alsó tagja (R140) földet kap, ez a billentyű lenyomásakor történik. A kimenete belül szabályozható szinten a vevő hangfrekvenciás erősítőjére csatlakozik, ezáltal a billentyűzés a saját hangszórón is kontrollálható.

**Hitelesítő (CAL)**

A 100 kHz-es kristályoszcillátor (T24) túlvezérli a T25-ös fokozatot, amely a magasabb harmonikusok kiemelését induktív terheléssel biztosítja.

A bekapcsolása bármely üzemmódban történhet a különálló CAL tolókapcsolóval. (Az antennáról jövő jeleket szükség esetén a készülék hátulján levő RCVR-TCVR kapcsoló RCVR állásba kapcsolásával lekapcsolhatjuk a kalibráció idejére.) A skála hitelesítése a hitelesítő jelre való hangolás, után a skálavonalnak a hitelesítő osztásra való állításával történik, a skála mellett levő gomb forgatásával.

**A készülék üzembehelyezése**

1. A hálózati tápegység hátoldalán levő földelő csavar alá erősítjük a védőföldelést.

2. A tápkábel 12-pólusú csatlakozóját a tápegység és az adó-vevő megfelelő csatlakozójára dugjuk.

3. Az antennakábel csatlakozóját az ANTENNA csatlakozóhoz kapcsoljuk.

4. Mielőtt a készüléket bekapcsolnánk:

a VOLUME gombot OFF helyzetbe,

a PTT-VOX kapcsolót PTT,

a CW FILTER

az RX VERNIER

és a CAL kapcsolókat kikapcsolt helyzetbe állítjuk.

5. A tápegység hálózati csatlakozóját 220 V-os hálózatra csatlakoztatjuk.

6. A készüléket a VOLUME gomb jobbra forgatásával bekapcsoljuk. A bekapcsolást a fotoskála kivilágítása is mutatja.

Tekercs	Menetszám	Huzal	Induktivitás	Tekercselés	Vasmag anyaga	
L <sub>1</sub> /L <sub>2</sub>	L <sub>1</sub> L <sub>2</sub>	1 18	0,12 ZS 0,12 ZS	3,5 μH	egyrétegű egymás mellett	N20
L <sub>3</sub> L <sub>4</sub> /L <sub>5</sub>	L <sub>3</sub> L <sub>4</sub> L <sub>5</sub>	28 28 1	0,12 ZS 0,12 ZS 0,12 ZS	6,8 μH 6,8 μH	egyrétegű egymás mellett	N20
L <sub>6</sub> L <sub>10</sub> /L <sub>11</sub>	L <sub>6</sub> L <sub>10</sub> L <sub>11</sub>	12 30 9	0,12 ZS 0,18 ZS 0,18 ZS	1,9 μH 5,3 μH	egyrétegű egymás mellett	N20
L <sub>12</sub> /L <sub>13</sub>	L <sub>12</sub> L <sub>13</sub>	25 6	0,18 ZS 0,18 ZS	4 μH μH	egyrétegű egymás mellett	N20
L <sub>16</sub> L <sub>19</sub> /L <sub>20</sub>	L <sub>16</sub> L <sub>19</sub> L <sub>20</sub>	80 40 6	0,12 ZS 0,12 ZS 0,12 ZS	26 μH 12 μH	egyrétegű egymás mellett	N20
L <sub>22</sub> /L <sub>23</sub>	L <sub>22</sub> L <sub>23</sub>	10 10	0,45 ZS 0,45 ZS	0,65 μH 0,65 μH	egyrétegű 25 mm távolságra	2 db N20
L <sub>25</sub> /L <sub>26</sub>	L <sub>25</sub> L <sub>26</sub>	6 6	0,45 ZS 0,45 ZS	0,47 μH 0,47 μH	egyrétegű 25 mm távolságra	2 db N20
L <sub>27</sub> /L <sub>28</sub>	L <sub>27</sub> L <sub>28</sub>	8 8	0,45 ZS 0,45 ZS	0,56 μH 0,56 μH	egyrétegű 25 mm távolságra	2 db N20
L <sub>29</sub> L <sub>31</sub> /L <sub>32</sub>	L <sub>29</sub> L <sub>31</sub> L <sub>32</sub>	26 26 13	0,35 ZS 0,35 ZS 0,45 ZS	3,7 μH 3 μH 1,25 μH	egyrétegű 25 mm távolságra	N20 2 db N20
L <sub>33</sub> /L <sub>34</sub>	L <sub>33</sub> L <sub>34</sub>	10 7	0,7 Z 0,7 Z	0,85 μH 0,4 μH	egyrétegű 25 mm távolságra	2 db N20
L <sub>35</sub> /L <sub>36</sub>	L <sub>35</sub> L <sub>36</sub>	26 3	0,35 ZS 0,25 ZS	3,7 μH 0,25 μH	egyrétegű egymás mellett	N20
L <sub>38</sub> /L <sub>41</sub>	L <sub>38</sub> L <sub>41</sub> L <sub>41</sub>	26 26 13	0,35 ZS 0,35 ZS 0,45 ZS	3 μH 1,25 μH	egyrétegű 25 mm távolságra	2 db N20
L <sub>43</sub> /L <sub>44</sub>	L <sub>43</sub> L <sub>44</sub>	10 7	0,7 Z 0,7 Z	0,85 μH 0,4 μH	egyrétegű 25 mm távolságra	2 db N20
L <sub>47</sub> L <sub>50</sub>	L <sub>47</sub> L <sub>50</sub>	10 7	0,6 Z 0,8 ezüstözött	1,1 μH 0,4 μH	egyrétegű	N50 N10
L <sub>51</sub>	L <sub>51</sub>	6	1,0 ezüstözött	0,28 μH	egyrétegű	N10
L <sub>53</sub> L <sub>51</sub> L <sub>17</sub>	L <sub>53</sub> L <sub>51</sub> L <sub>17</sub>	50 50 25	0,12 ZS 0,12 ZS 0,6 Z	27 μH 27 μH 3,06 μH	egyrétegű egyrétegű Ø12 × 70 egyrétegű Elizolit feszített	N50 N50 rézmag hangolás
L <sub>48</sub> L <sub>49</sub>	L <sub>48</sub> L <sub>49</sub>	13+8+4+3 5	Ø 1,6 ezüstözött 2,0 ezüstözött	9,1 μH 0,53 μH	Ø31 × 87 egyrétegű Elizolit öntartó	
<b>Fojtók adatai:</b>						
L <sub>44</sub>		3 × 100	0,2 ZS	200 μH	Ø5,5 × 25 Elektroplast	kereszt. tek.
L <sub>45</sub>		3 × 150	0,15 ZS	500 μH	Ø 5,5 × 25 Elektroplast	kereszt.
L <sub>46</sub>		3	0,8 ezüstözött		R510 47 ohm 2 W ellenálláson	egyrétegű tegű
L <sub>47</sub>		3	0,8 ezüstözött		R510 47 ohm 2 W ellenálláson	egy- rétegű
L <sub>48</sub>		170	0,25 ZS	100 μH	Ø15 × 80 Elizolit	egy- rétegű
L <sub>49</sub>		3 × 150	0,15 ZS	500 μH	Ø5,5 × 25 Elektroplast	kereszt.
L <sub>50</sub>		3 × 100	0,2 ZS	200 μH	Ø 5,5 × 25 Elektroplast	kereszt.
L <sub>53</sub>		120	0,12 ZS	60 μH	R510 10 kohm 0,5 W ellenálláson	kereszt.
<b>Hangfrekvenciás tekercsek és transzformátorok adatai:</b>						
L <sub>7</sub>		650	0,16 Z	110 mH	Ø18 × 14 A	fazékvas: M 1100
L <sub>8</sub> L <sub>9</sub> /L <sub>10</sub>	L <sub>8</sub> L <sub>9</sub> L <sub>10</sub>	650 2000 2 × 350	0,16 Z 0,08 Z 0,12 Z	110 mH	Ø18 × 14 A CsM30/7	A=250 Si.vas M30
L <sub>11</sub> /L <sub>11</sub>	L <sub>11</sub> L <sub>11</sub>	2 × 180 54	0,25 Z 0,55 Z		CsM30/11	Si. vas M30

## A vevő beállítása és hitelesítése

(2—3 perces bemelegedési idő után)

1. A kívánt frekvenciának megfelelően kapcsoljuk a BAND körzet-váltót és

2. a VFO durva hangoló gombjával a fotskálát közelítőleg beállítjuk.

3. A MODE kapcsolóval kiválasztjuk a szükséges üzemmódot. (Ha CW üzemben akarunk forgalmazni, akkor a billentyűt a KEY hüvelybe csatlakoztatjuk, különben a Side-Tone oszcillátor hangját halljuk.)

4. Az XMTR-GAIN potenciómétert le-, az RX GAIN-t ütközésig, a VOLUME-t pedig a kívánt hangfrekvenciás szintnek megfelelően csavarjuk fel. (A hangolás kezdetekor esetleg maximális erősítés kell).

5. Az RF TUNE forgatásával maximális zajra, esetleg jelre állunk.

6. A TCVR-RCVR kapcsolóval lekapcsoljuk az antennát a készülékről (RCVR állásba kapcsolunk).

7. A CAL kapcsolót ON állásba tolva beindítjuk a hitelesítő oszcillátort.

8. A hangológomb forgatásával a skálán a legközelebbi 100 kHz-es osztás közelében fűtymélypontra állunk.

9. A skála melletti „Dial adj.” gomb forgatásával a skálavonalat pontosan a 100 kHz-es osztásra állítjuk.

10. Ezzel a hitelesítést elvégeztük, ezután

a CAL kapcsolót ki,  
a TCVR-RCVR kapcsolót  
TCVR állásba toljuk,  
a hangológommbal pedig vissza-

állunk a kívánt frekvenciára.

11. Az RX GAIN potenciómétert annyira visszacsavarjuk, hogy az antennáról jövő zajok ne legyenek zavaróak.

## Az adó behangolása

1. A kézibeszélő csatlakozóját a MIC-hoz csatlakoztatjuk és a kézibeszélőn levő adás-vétel kapcsolót adás állásba toljuk.

(Ha a billentyűt előzőleg csatlakoztattuk a készülékhez, akkor a hangolás idejére célszerű kihúzni, vagy lenyomva tartani.)

2. A MODE kapcsolót CW állásba forgatjuk.

3. Az XMTR GAIN potenciómétert felcsavarjuk olyan mértékben, hogy a műszer — amely ekkor a végfok anódáramát méri — a kb. 40 mA-es alaphelyzetéből 60—80 mA-re mozduljon ki.

4. A P<sub>out</sub> gombot benyomva — ekkor a műszer antennafeszültséget mér — a PLATE gomb forgatásával maximális jelet állítunk be,

5. majd az RF TUNE gombot is a maximális jelre állítjuk. (Ha vételkor helyesen állítottuk be az RF TUNE gombot, akkor elhanyagolható utánállítás szükséges.)

6. Ezután az XMTR gombot ütközésig felcsavarjuk.

7. A P<sub>out</sub> gombot benyomva, a PLATE és LOAD gombokat néhány-szor váltakozva a maximális kimenő-jelre állítjuk. Hangolás közben vigyázni kell, hogy a gombokat — főleg a 4. pontban már közelítőleg beállított PLATE gombot — durván ne mozdítsuk el, mivel a helytelen beállítás alatt a végcsövek túlterhelődnek. Ugyancsak emiatt a hangolásnak ez a része 10—20 mp-ig tarthat.

8. A lehangolás befejeztével engedjük a P<sub>out</sub> gombot, ekkor az anódáram nem lehet több 240 mA-nél. (Ellenkező esetben vagy rosszul végeztük el a lehangolást, vagy az antenna állóhullámviszonya olyan nagy, hogy nem illeszthető le.)

9. Az XMTR GAIN potencióméterrel az erősítést annyira visszavesszük, hogy az anódáram éppen ne kezdjen csökkenni.

10. Ezzel az adót lehangoltuk és a kézibeszélőn levő kapcsolóval vételre állunk.

Az automatikus adás-vétel kapcsolás beállítása

1. A MODE kapcsolót USB vagy LSB állásba kapcsoljuk.

2. Az adás-vétel kapcsológommbal adásra kapcsolunk (az adót már előzőleg lehangoltuk).

3. A mikrofonba beszélve, az XMTR GAIN gombot úgy állítjuk be, hogy az erősebb hangoknál kapott anódáram éppen ne essen vissza a maximális értékről. (A készülékhez ajánlott mikrofon használatkor ez a potencióméter állás (azonos az adó lehangolás 9.) pontja alatti beállítással).

4. A hátlapon levő VOX és ANTI-VOX beállító potenciómétereket csavarhúzóval ütközésig lecsavarjuk.

5. A PTT-VOX kapcsolót a VOX állásba kapcsoljuk.

6. Ezután a VOX potenciómétert annyira felcsavarjuk, hogy a mikrofonba beszélve üzembiztosan adásra kapcsoljon.

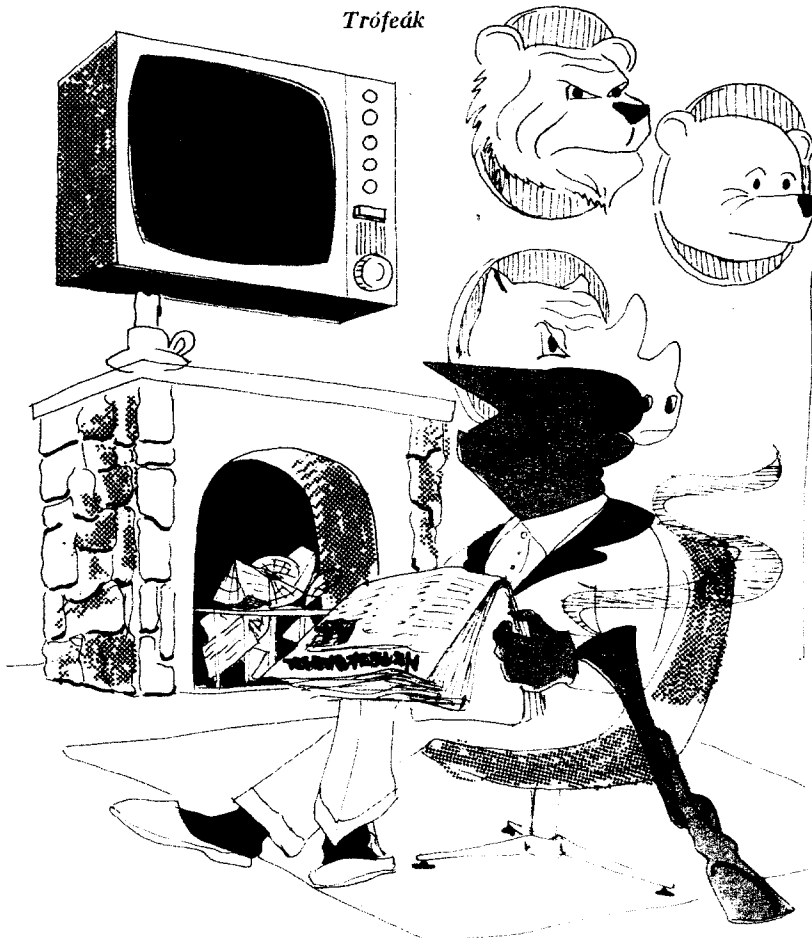
7. Egy állomásra hangoljunk és a VOLUME gommbal beállítjuk a megfelelő hangerőt. Az erősítésktől függően a készülék a vett állomás hangjára át-átkapcsol adásra. Az ANTIVOX potenciómétert annyira csavarjuk fel, hogy ez az átkapcsolgás megszűnjön.

## RX VERNIER használata

Az adás- és vétel azonos frekvencián történik, ha nem működik az RX VERNIER áramköre. Ezért a forgalmazást, állomáskeresést, soha ne kezdjük az RX VERNIER bekapcsolt állapotában. (Erre figyelmeztet az RX VERNIER gomb felett kigyulladó jelzőlámpa is.) Szükség esetén — például ha az ellenállás adója és vevője nem azonos frekvencián dolgozik, — a már meglévő összeköttetés közben kell az RX VERNIER-t használni.

CW üzemben az adónkat akkor állítjuk a vett állomás frekvenciájára, ha fűtymélypontra állunk. Hogy hallható hangot kapjunk: szükséges az RX VERNIER használata, amellyel kb. 1 kHz-re elhangoljuk a vevőt. De újabb összeköttetés keresésekor, illetve az ellenállás frekvenciájára való ráállásnál kapcsoljuk ki az RX VERNIER-t.

Tróféák



# A CSODÁLATOS JELEK

Pap János

1832. október 13-án este az Európából New Yorkba tartó „Sully” nevű hajón együtt lesték az eget Brand kapitány, Samuel Morse a festő a New York-i Nemzeti Szépművészeti Akadémia elnöke és egy fiatal amerikai asszony, akinek igen sürgős volt az útja, mert a hajó indulása előtt kapott levelet hogy apja súlyos betegen fekszik New Yorkban. Lesték az eget és várták a szelet.

— Vajon életben találok-e még apámat? — sóhajtott a fiatal asszony — miért is nem lehet, hogy az ember gyorsabban kapjon híreket, mint a hajópostával. A kapitány csak hümmögött, Morse azonban elgondolkozott.

Hirtelen eszébe jutott egy régebben olvasott újságcikk. Igyekezett visszaidézni a cikket. A Great-Western Railway mentén megépült kísérleti távíróvonalról szólt, amelyen Wheatstone és társai adtak egymásnak szövegeket mágnestű távíróval. Ám a gép jelentőségét senki sem ismerte fel, a várt siker elmaradt. S ekkor a véletlen sietett a feltaláló segítségére. A vasútvonal mentén fekvő kis faluban, ahol Wheatstone adóállomása volt felállítva, gyilkosság történt s mire a gyilkosságot felfedezték, a tettes már vonatra szállt, amely Londonba vitte. A rendőr, aki hallott a faluban működő kísérleti távíróról, Wheatstonehoz futott és érdeklődött, vajon nem lehetne a szerkezettel Londont értesíteni, hogy a vonaton utazik a gyilkos, akiről személyleírást is tudna adni.

És Wheatstone Londonba megtáviratozta a tettes leírását. Mire a vonat megérkezett, már rendőrök várták a gyilkost, aki sehogyan sem értette, hogy ért a híre előbb Londonba mint ő maga, aki pedig vasúton jött. Erről írtak a lapok, s innen tudhatta meg a világ az első távíró létezését. Valami ilyesmi kellene, de mágnestűk helyett más, jobb megoldás...

A felvetett kérdés egész este foglalkoztatta Morsét, sőt éjszaka sem hagyta nyugodni. A hajó fedélzetén sétált és a szövegek továbbbításának gondolatát latolgatta. Aztán hirtelen megállt és a hajó korlátján dobolni kezdett ujjával. A kapitány, aki már vagy egy órája figyelte a virrasztó festőt, most odalépett mellé és megkérdezte:

— Mivan művész úr? Ideges?

— Ideges? Dehogyan! Honnan veszi ezt? — kérdezte meglepetten Morse.

— Hát, hogy olyan idegesen dobol ujjával — válaszolta a kapitány.

Morse a kezére nézett, a kezére, amelyek ujjai tényleg kopogtak a korlát fáján. Aztán nevetve kérdezte a kapitányt:

— Mondja Mr. Brand, melyik a leggyakrabban használt betű az angol ABC-ben

A kapitány ijedten nézett a festőre. Alighanem meghibbant gondolta, de aztán válaszolt:

— A leggyakrabban használt betű? Azt hiszem az „e” betű.

— Akkor a jele egy pont lesz. Érti kapitány úr, egy pont egyenlő „e” betű...

A kapitány ugyan nem értett semmit, de sűrű bólogatások közben sietett vissza a hajóhídra, magára hagyva a jámbor festőt, idegesen doboló ujjával, és „e” betűt jelentő pontjaival.

Honnan is sejtette volna Mr. Brand öreg tengeri róka, a „Sully” derék kapitánya, hogy utasa, az amerikai festő a világtörténelem lapjaira viszi hajója nevét. Mert akkor éjjel a „Sully” nevű hajón született meg a távíró fejlődésének legfontosabb kelleke a betűk jelekkel, pontokkal és vonásokkal való helyettesítése: a Morse ABC.

\*

A Washington Post szerkesztősége reggel általában kihalt. A szerkesztő egyedül ül a szobájában és a postát nézi. Az egyik levélnél kicsit megáll, félreteszi, aztán bontja tovább a borítékokat. Amikor végez a postával, amelyeket különböző kupacokba osztott, újra előveszi a félretett levelet.

— Távíró bemutató 1844. május 24 — olvassa félhangosan, aztán a fali naptárra néz — ez ma van — kiált fel most már hangosabban, s kiszól a szomszéd szobába. Ám az üres, este vacsora volt Barth szenátornál, a lap mecénásánál, s a munkatársak mind részegre itták magukat. Már delet üt a szomszéd templom órája, amikor a szerkesztőség kis újonca, John Smith érkezik.

A szerkesztő azonnal kiadja a feladatot Shmithnek:

— Ide figyelj! Elmész a Legfelsőbb Bíróság épületébe, amelyeknek egyik szobájában egy Morse nevű bolond feltaláló, bemutat valami távírófélt...

— Értem Szerkesztő Úr! — vág közbe a fiatal újságíró — kis hír a technikai rovatba...

— Fenét! — kiált közbe a szerkesztő — az a gép a kutyát sem érdekli. A napokban Mr. Barth szenátor irt egy cikket a lapba, amelyikben a költségvetést támadja meg. Aztán ide jó lesz adaléknak, hogy úgy látszik Amerika úszik az aranyban, hogy egy hóbortos feltaláló kísérleteire 30 000 dollárt szavaztak meg. Botránnyt csinálunk, érted John, ehhez kellenek ügyes adalékok erről a Morséről, aztán meg, ki áll mögötte, hogy átnyomták a Kongresszuson az ügyet. Szóval ügyesen puhatóldozd!

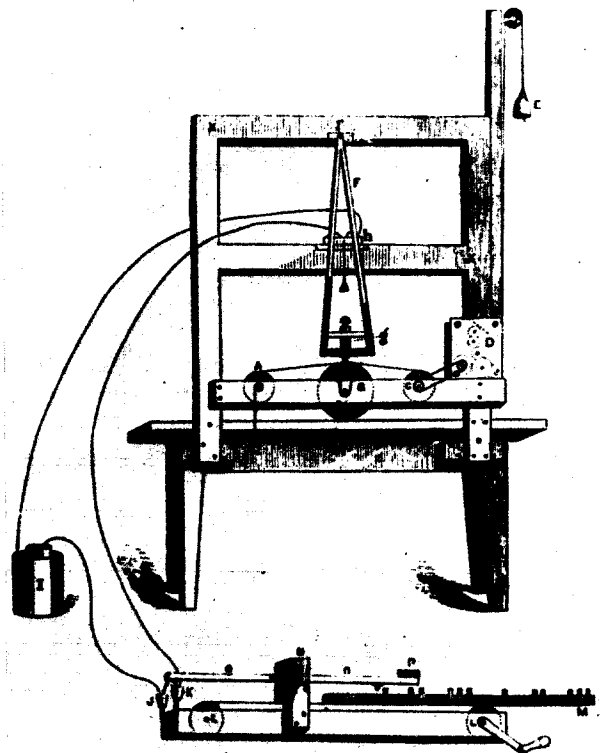
A Legfelsőbb Bíróság épülete legfelső emeletén egyik szobában ül Mr. Morse. Előtte távíróberendezése, amelynek vezetéke Baltimore-ig ér. A baltimorei állomáson Vail, Morse munkatársa ül, s várja a hívó jelet, hogy ottani készülékével adja le jelet Morsének. Dél is elmúlt már, de még egyetlen érdeklődő sem jelent meg, hogy megnézzze gépet, megismerje a távírója rendszerét, meghallgassa Vail üdvözlését Baltimoreból.

Samuel Morse tenyerébe hajtja fejét:

— Hát hídva volt a harc, hídva küzdött 12 éven át ötletéért. Nem ismerik fel távírója jelentőségét. Pedig minden újságnak küldött meghívót.

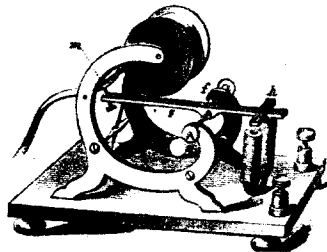
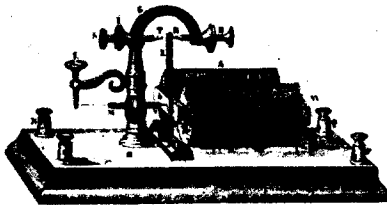
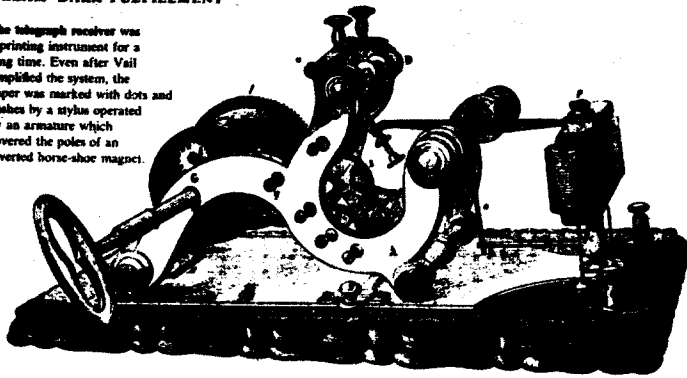
$\frac{1}{2}$  1 órakor végre halk kopogás az ajtón. John Smith jelenik meg, a Washington Post munkatársa. A bemutatkozás után Morse lelkes magyarázatba kezd.

— Rendszerem lényege, hogy a betűket jelekké alakítottam át. Minden betűnek egy-egy jel felel meg. A leggyakoribb betű az „e”



Az első kísérleti összerakás

The telegraph receiver was a printing instrument for a long time. Even after Vail simplified the system, the paper was marked with dots and dashes by a stylus operated by an armature which covered the poles of an inverted horse-shoe magnet.



Első távirógép típusok

betű, egy pont, az „M” betű például két vonal és így tovább . . . Ez itt az elektromágnes, ez pedig az áramú, amely a papírszalagot továbbítja . . . Ez pedig a találmány lényege a relé. Ezzel a billentyűvel lehet leadni a jelzéseket, amikor a leadóállomáson a billentyűt lenyomom, az áramkör bezárul, és a felvevő állomáson az elektromos mágnes belenyomja a tűt az egyenletesen mozgó papírszalagba . . .

Az újságíró láthatóan oda sem figyel. Szétnéz a szobában, aztán mintha Morse nem is magyarázna, neki szegezi a kérdést:

— Mondja Mr. Morse, mivel ápolja a szaklát, hogy ilyen fényes . . . ?

Morse egy pillanatra meghökken. Ismeri az amerikai újságírókat, akik szenzációhajászó, intim riportkérdésekkel ostromolják alanyaikat, de úgy érzi, most a találmányról kellene beszélni. Úgy tesz, mintha nem halaná a kérdést és tovább magyaráz:

— . . . amikor pedig majd Vail Baltimoreben megnyomja az adógép billentyűjét, lenyomja az „e” betű egy pontját, az egy pont itt a papírcsíkon kirajzolódik . . .

— Mondja, Mr. Morse, és ki támogatta Önt, hogy ezt a . . . készüléket itt megépíthette . . .

Morse érzi a kérdés mögötti szándékot. Megint nem válaszol, hanem a hívőjelet kopogtatja a taszteren.

— Most hívom Vailt. Figyeljen ide Szerkesztő Úr, mindjárt jelentkezik Vail Baltimoreból.

A felvevőgép óraműve lassan húzza a papírcsíkot. Vail jelei egymás után jelennek meg a szalagon.

— Nos, már itt is Vail üdvözlöte — Morse lassan, tagoltan olvasni kezdi a papírcsíkról a jeleket:

„— A baltimori — demokraták Silas Wrightot választották elnöküknek . . .”

Az újságíró eddig unott arca hirtelen felderült. Morse mögé lép, s izgatottan figyel a feltalálót:

— Hogyan mondta Mr. Morse? Baltimoreból küldi ezt az üzenetet valaki ide Washingtonba?

— Igen! Vail táviratozza . . .

— Hát ez szenzációs! — az újságíró agyán egy pillanat alatt átfut a hír jelentősége. Nyilván ő az első, aki erről tud, hiszen . . . arca egészen tüzes lesz . . .

— Mondja, Mr. Morse, és innen vissza is tud üzenni?

— Hogyne! Hiszen magyaráztam! Mit kérdeznek?

— Bővebb adatokat kérjen Wright megválasztásáról .

S már kattog a washingtoni taszter és kattog a baltimori gép. Születik a világ első távirati riportja . . .

# SERVINTERN

Villanosműnömszerektz

Budapest, VII., Landler Jenő u. 26.

Telefon: 425-932 és 227-396

Vállalja: hazai és import

**ELEKTROMOS, ELEKTRONIKUS ÉS ANALITIKAI**

**műszerek és berendezések**

garanciális és garancián túli

**javítását és karbantartását**

**Elektronikus részleg:**

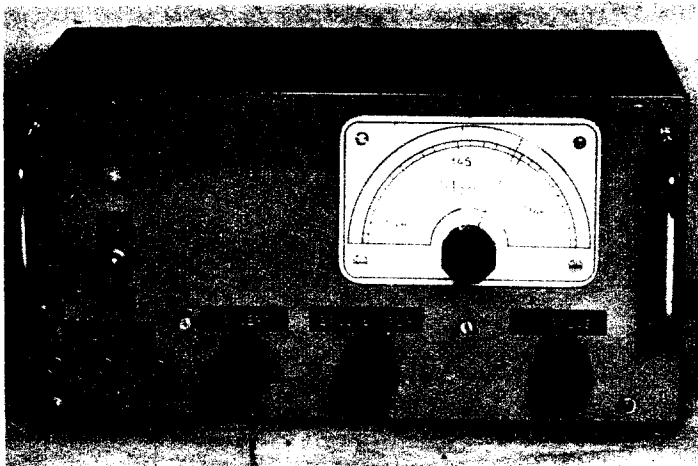
Budapest, VII., Hernád u. 40. Telefon: 424-153

**Elektromos részleg:**

Budapest, VII., Marek J. u. 28. Telefon: 425-761

# Kétszertranszponált vevő a 144 MHz-es amatőrsávra

Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 BK

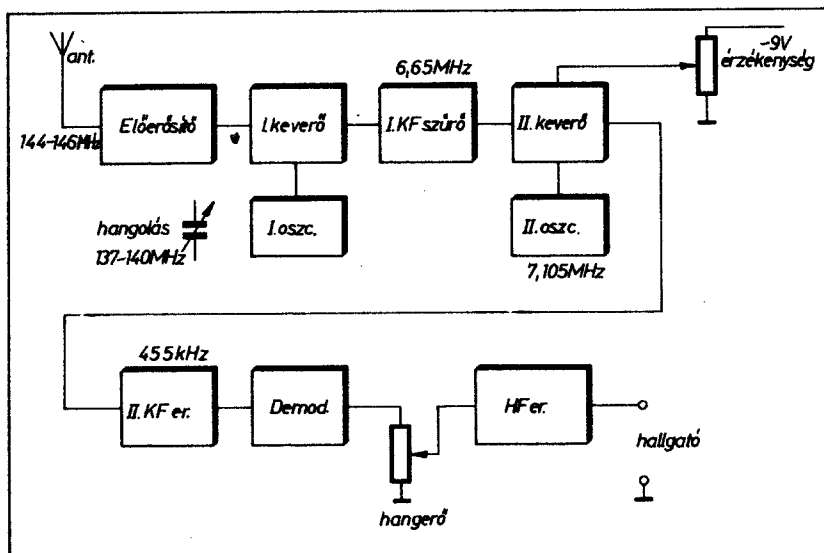


A következőkben egy csövekkel és tranzisztorokkal vegyesen felépített URH vevőt ismertetünk. A készülék elvi rendszerét az 1. ábra tartalmazza. A nagyfrekvenciás (RF) fokozatokban és az I. KF fokozatban elektroncsövek találhatók, míg a II. KF erősítő és a hangfrekvenciás fokozatok tranzisztoros kivitelűek. A készülék kapcsolási rajza a 2. ábrán látható. A kétszertranszponált rendszer nagyfokú tükörszelektivitással rendelkezik, amellett, hogy a készülék közelszelektivitása (szelektívája) is kedvező. Az aránylag magas frekvenciára (6,65 MHz) helyezett I. KF következtében a készülék tükörszelektivitása jobb mint 34 dB. Ez a tükörszelektívás-érték a bemenő rezgőkör ( $L_1$ ) valamint az előerősítő és a keverő cső között levő sávszűrő ( $L_3$  és  $L_4$ ) tükörfrekvenciás csillapításából adódik.

A készülék bemenetén egy nagymeredekségű kettőstrióda (PCC 88) erősíti a bejövő jelet kaskád kapcsolásban. Az  $L_2$  tekercs a cső belső kapacitásaival impedanciaillesztést hoz létre az első csőfél anódja és a második csőfél katódja között. A kaskád fokozat kimenete és a keverőcső rácsa között egy kéttagú, induktív csatolású sávszűrő van, amely az adott felépítésben kb. 3 MHz/6 dB-es sávzélességgel rendelkezik. A sávszűrő mechanikus felépítését a 3. ábra mutatja. A két keramikus tekercs egymástól való távolsága a panel ovális furatában állítható. A körök hangolása a tekercsben menetes orsóval mozgatható rövidzár-tuskóval történik. Természetesen kapacitív hangolás is megvalósítható trimmerekkkel.

A PCF 80 pentóda része a keverőcső, additív keverő beállításban, ugyanúgy, mint az a TV vevőknél közismert. A vett állomás jele az 5 pF-os kondenzátoron érkezik a vezérlőrácsra, míg ugyanerre a pont-ra a foglalat szórt kapacitásain jut a helyi oszcillátor jele. A PCF 80 trióda része a készülék első oszcillátora. Az állomásra való ráhangolás ennek az oszcillátornak a hangolásá-

val történik. A hangolásra egy még 10 pF-al nyújtva is van 3...10 pF-os trimmer szolgál, Jóllehet a kis forgókapacitátor (trimmer-forgó) forgórésze föld-po-

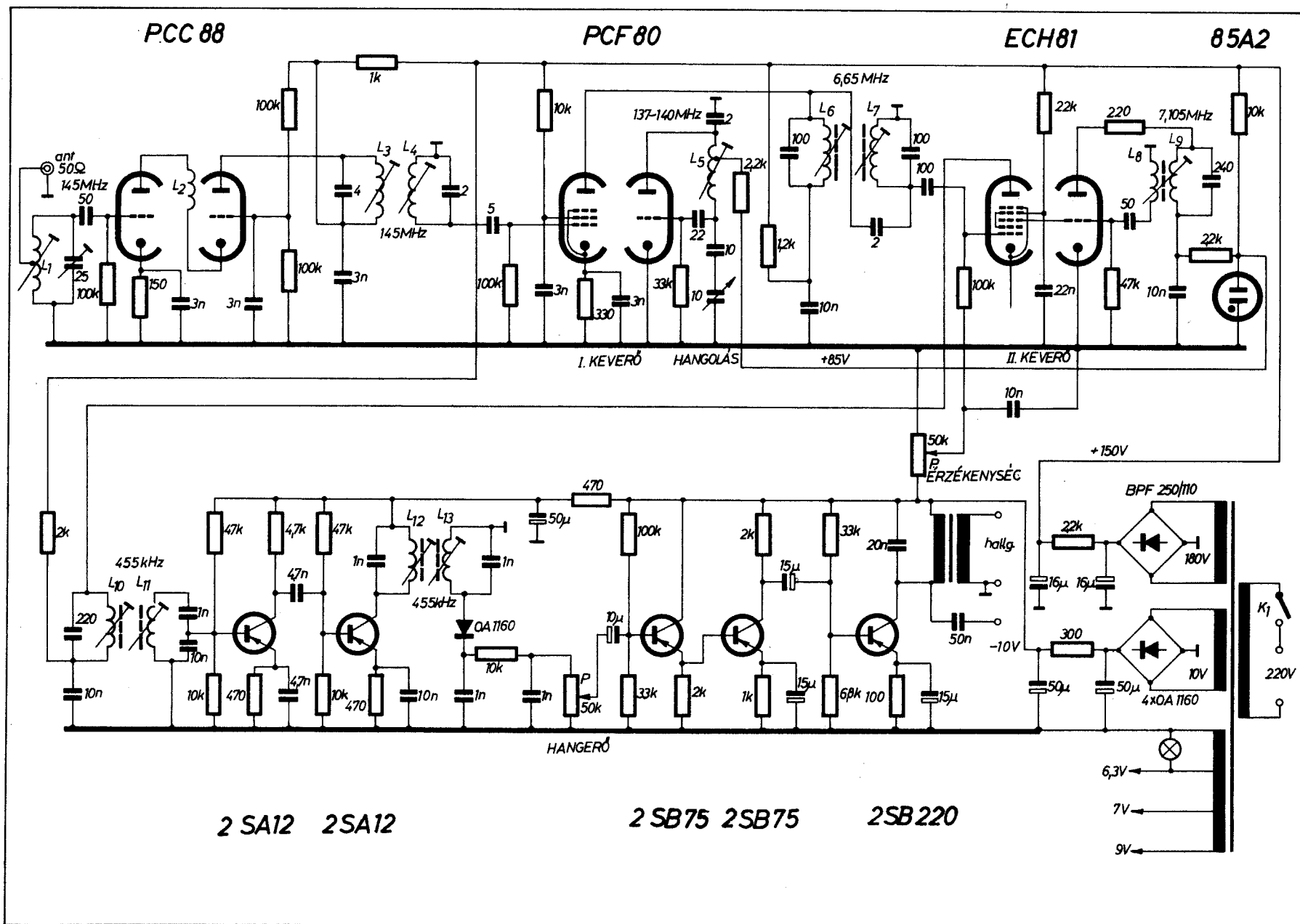


1. ábra. A készülék tömbvázlata

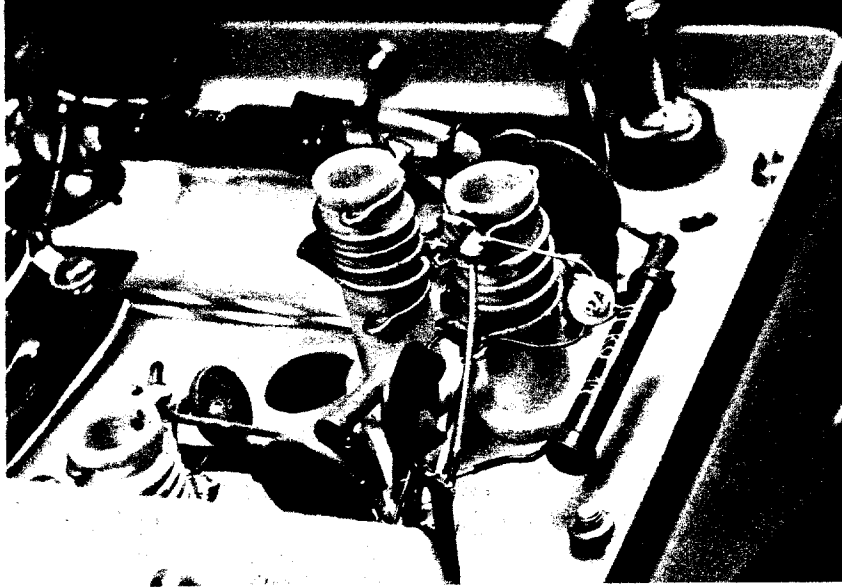
Táblázat. A nagyfrekvenciás tekercsek adatai

Tekercs	Induktivitás	Menetszám	Huzal	Megjegyzés
$L_1$	0,12 $\mu$ H	4	1 CuAg	Tek. átmérő 10 mm
$L_2$	0,25 $\mu$ H	7	0,4 CuZ	Tek. átmérő 6 mm
$L_3$	0,12 $\mu$ H	4	1 CuAg	Tek. átmérő 10 mm
$L_4$	0,12 $\mu$ H	4	1 CuAg	Tek. átmérő 10 mm
$L_5$	0,2 $\mu$ H	6	1 CuAg	Tek. átmérő 10 mm
$L_6$	5,6 $\mu$ H	11	0,3 CuZS	Ferrit fazékvas
$L_7$	5,6 $\mu$ H	11	0,3 CuZS	Ferrit fazékvas
$L_8$	2,5 $\mu$ H	4	0,3 CuZS	4 mm-es ferrit mag
$L_9$	2,5 $\mu$ H	9	0,3 CuZS	4 mm-es ferrit mag
$L_{10}$	625 $\mu$ H	130	7 $\times$ 0,1 CuZ	Méhsejt; litze
$L_{11}$	125 $\mu$ H	60	7 $\times$ 0,1 CuZ	Méhsejt; litze
$L_{12}$	125 $\mu$ H	60	7 $\times$ 0,1 CuZ	Méhsejt; litze
$L_{13}$	125 $\mu$ H	60	7 $\times$ 0,1 CuZ	Méhsejt; litze

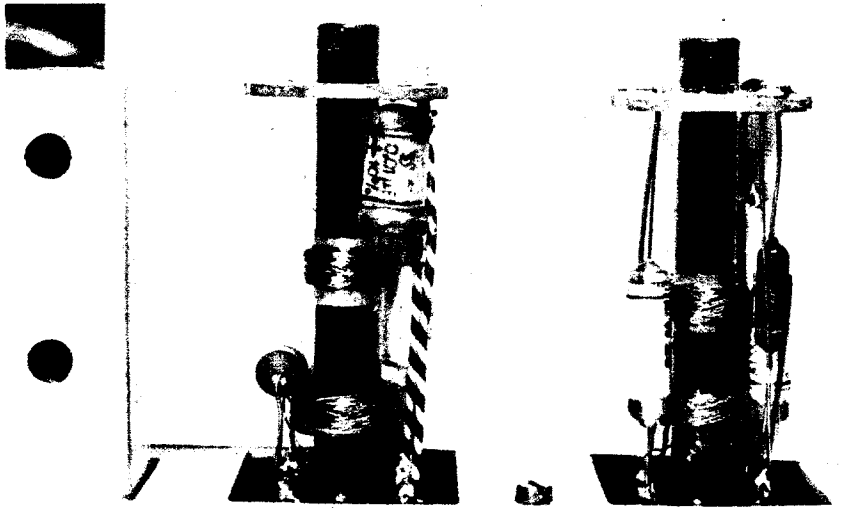




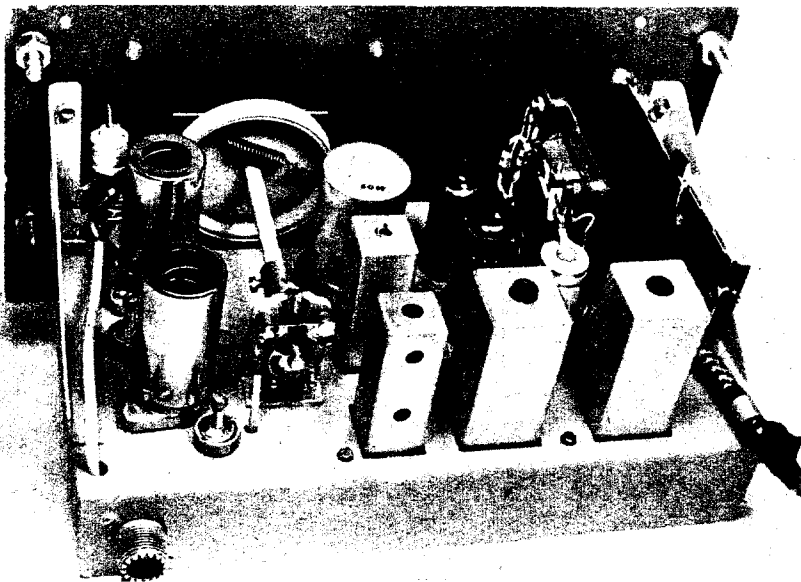
2. ábra. A készülék kapcsolási rajza.



3. ábra. A nagyfrekvenciás sávszűrő ( $L_3-L_4$ ) felépítése.



4. ábra. A 455 kHz-es sávszűrők árnyékoló serleg nélkül. A rezgőköri kondenzátorok stiroflex szigetelésűek.



5. ábra. Az alkatrészek elhelyezése a panel felett.

tenciálon van, tengelyét kalit-rúd alkotja (más egyszerűbb szigetelő is lehet) annak érdekében, hogy az előlap felőli frekvenciaelhúzás ne lépessen fel vagy a tengely csapágyszásánál fellépő kontaktus-bizonytalanság ne okozhasson sercegéseket hangolás alatt.

Az oszcillátor a megadott elemekkel 137 és 140 MHz között hangolható. A készülék kb. 20 perces bemelegedés után éri el a megközelítőleg elegendő frekvenciastabilitást, amelynél a skála kalibrációja pontosnak mondható. Bemelegedés után a frekvenciacsúszás több órán át nem lépi túl a 20 kHz-et. A frekvenciastabilitás érdekében az oszcillátorcső anódfeszültségét egy 85 A 2 típusú stabilizátorcső tartja állandó értéken.

Az első keverőfokozat anódja egy 6,65 MHz-re hangolt, felső kapacitív csatolású sávszűrőt táplál. Ez a készülék I. középfrekvenciás szűrőköre. Ennek a sávszűrőnek a 6 dB-es sáv szélessége 35 kHz, amit ferrit fazék-vasmagokon levő tekercsekkel lehet elérni az adott kisméretű árnyékolóserleg használata esetén. Az I. KF sávszűrő erősítő fokozat nélkül közvetlenül a II. keverőfokozat csövére csatlakozik. Ez egy ECH 81-es, szokásos kapcsolásban. A hexóda rész kever, a trióda rész pedig ennek helyi oszcillátoraként működik. Ez az oszcillátor fix hangolású, rezgésszámát a stabilra épített anódköri rezgőkör határozza meg. A stabilitás érdekében ez az oszcillátor is stabilizált 85 V-os feszültséggel van táplálva.

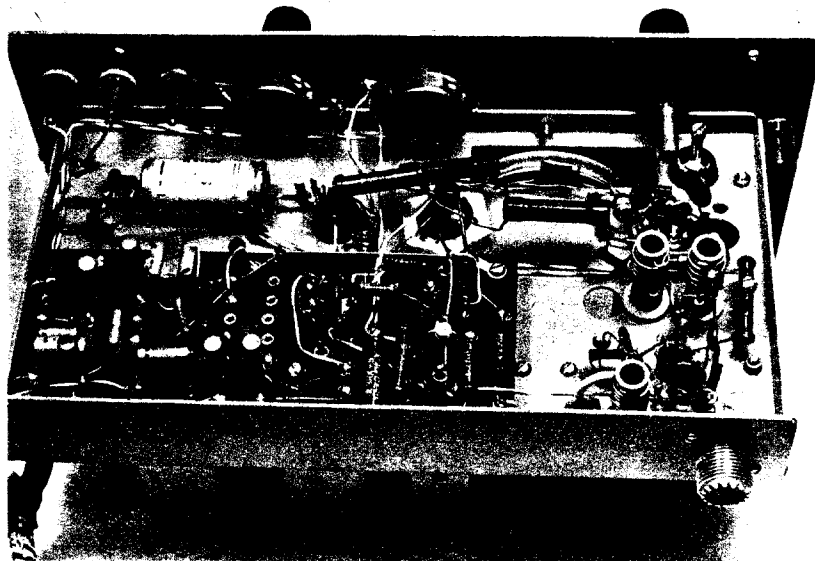
A II. oszcillátor frekvenciája nem választható meg tetszőlegesen. Ugyanis ezen oszcillátor valamelyik felharmonikusába beleeshet a vételi sávjába (144–146 MHz) és ott mint egy modulálatlan vivő észlelhető a készülék hangolásakor. Ilyen szempontból nem csak a vételi sávra kell tekintettel lenni, hanem a készülék I. keverő fokozatának tükörfrekvenciás sávjára is, amely a 6,65 MHz-es I. KF értéknél 13,3 MHz-el a vételi sáv alatt helyezkedik el. A tükörfrekvenciás sáv tehát 130,7–132,7 MHz között van. A II. oszcillátor frekvenciája 7105 kHz-re adódik 455 kHz-es II. KF rezgésszám esetén. A vételi és a tükörfrekvenciás sávokat legjobban megközelítő zavarójelek a 7105 kHz-es jel 18., 19., 20. és 21. harmonikusai, amelyek sorrendben 128 MHz, 135 MHz, 143 MHz és 150 MHz frekvenciákra esnek (közelítéssel), tehát egy sincs olyan, amely a vételi, illetve a tükör sávba kerül. Az I. KF és a II. keverő oszcillátorának frekvencia-kiválasztásánál tehát a harmonikus-zavarást kell elsősorban figyelembe venni.

A készülék érzékenységének a szabályozása a II. keverő fokozat ECH 81-es csövének rácsheszültség változtatásával van megoldva, mely

feszültség a tranzistoros rész tápfeszültségéből érkezik a szabályozó potenciométerre. Adóállomás melletti üzem esetén a készülék erősebb leszabályozása is szükségessé válhat. Ez azáltal érhető el, hogy a PCC 88 első felének 100 kohmos rácsevezető ellenállását nem a földre, hanem az érzékenység szabályozó potenciométer csúszkájára kötjük. Így az előerősítő cső is belekerül a szabályozó körbe.

A II. KF rezgésszáma 455 kHz; a közelszelektivitás érdekében két sávszűrőt tartalmaz. A sávszűrők tranzistorhoz csatlakozó körei 1 nF-os kondenzátorokkal vannak hangolva (stiroflex), míg az ECH 81-es cső anódkörében levő rezgőkör hangolókapacitása csak 200 pF a csőhöz illeszkedő nagyobb rezonanciaellenállás érdekében. A sávszűrők induktív csatolásúak, mechanikus felépítésüket a 4. ábra mutatja. A sávszűrőket egyenként — a szokásosnál nagyobb — 20 kHz sávzélességre célszerű beállítani, a vevő és egyes adók frekvencia-instabilitása hatásának lecsökkentése érdekében (nem mászik ki az állomás). A sávzélesség beállítása a tekercsek egymástól való távolságuk változtatásával lehetséges (felhelyezett serleggel ellenőrizendő). Az  $L_{10}$ — $L_{11}$  tekercsek 14 mm-re, az  $L_{12}$ — $L_{13}$  tekercsek pedig 9 mm-re vannak egymástól.

A két sávszűrő között kétfokozatú RC csatolású tranzistoros erősítő van. Az alkalmazott 2 SA 12 tranzistorok helyett jól megfelel az OC 1045-ös típus, vagy bármely más középfrekvenciás tranzistor.



6. ábra. A panel alatti szerelés. A tranzistoros rész nyomtatott áramkörtől lapra van felépítve.

A második sávszűrő szekunder köre közvetlenül táplálja a demodulátor diódát, amelynek munkaellenállása a relatív nagy ellenállású 50 kohm-os hangerőszabályozó potenciométer. A háromfokozatú hangfrekvenciás erősítő első tranzistora emitterkövető kapcsolásban dolgozik a nagy bemenő impedancia érdekében. A végerősítő tranzistor kimenő transzformátoron keresztül táplálja a kisimpedanciás fejhallgatót, vagy

50 nF-os leválasztó kondenzátoron keresztül a 2000—4000 ohmos régebbi típusú fejhallgatókat.

A készülék egy 260 × 130 mm előlapméretű és 140 mm mély alumínium dobozban van elhelyezve. A panel magassága 40 mm. Az alkatrészek panel feletti elhelyezéséről az 5. ábra, a panel alatti szerelésről a 6. ábra ad felvilágosítást. A tekercsek adatait a Táblázat tartalmazza.

**LÁTHATATLAN**  
a  
**TV**  
**MŰSOR?**

elővarázsolja a

**BVR**  
**KTSZ**

**68-68-68**

**Elektromos**

**háztartási**

**készülékek**

**javítása**

**355-562**

II., Lajos utca 37

# Tranzisztoros vevő a 80 m-es amatőr sávra

Sáska Zoltán HA3 GG/5

Kezdő amatőrök legnagyobb problémája egy jól működő vevőkészülék megépítése. Azok számára, akik a 80 méteres amatőr sávban kezdik a forgalmazást, közlünk egy jól működő vevőkészüléket.

A készülék műszaki adatai:

Érzékenység: CW-n és SSB-n:  $1,5 \mu\text{V}$

AM-tónián:  $2 \mu\text{V}$

Üzem módok: AM, CW, SSB

Tápfeszültség: 4,5 V (Zseblámpa-telep)

A készülék egy előkörrel ellátott, egyszer transzponált rendszerű. A bemenőkör földelt emitteres kapcsolásban üzemelő AF 106 tranzisztorra működik. Az antenna inductíven csatlakozik a bemenő rezgőkörhöz. Az előerősítő tranzisztor bázisa szintén inductíven, egy 4 menetes tekercs segítségével csatlakozik a bemenő rezgőkörhöz. A csatoló tekercs hideg végén található a bázisosztó. Az AF 106 kollektoráramát a bázisosztók segítségével 4-5 mA-ra állítjuk be.

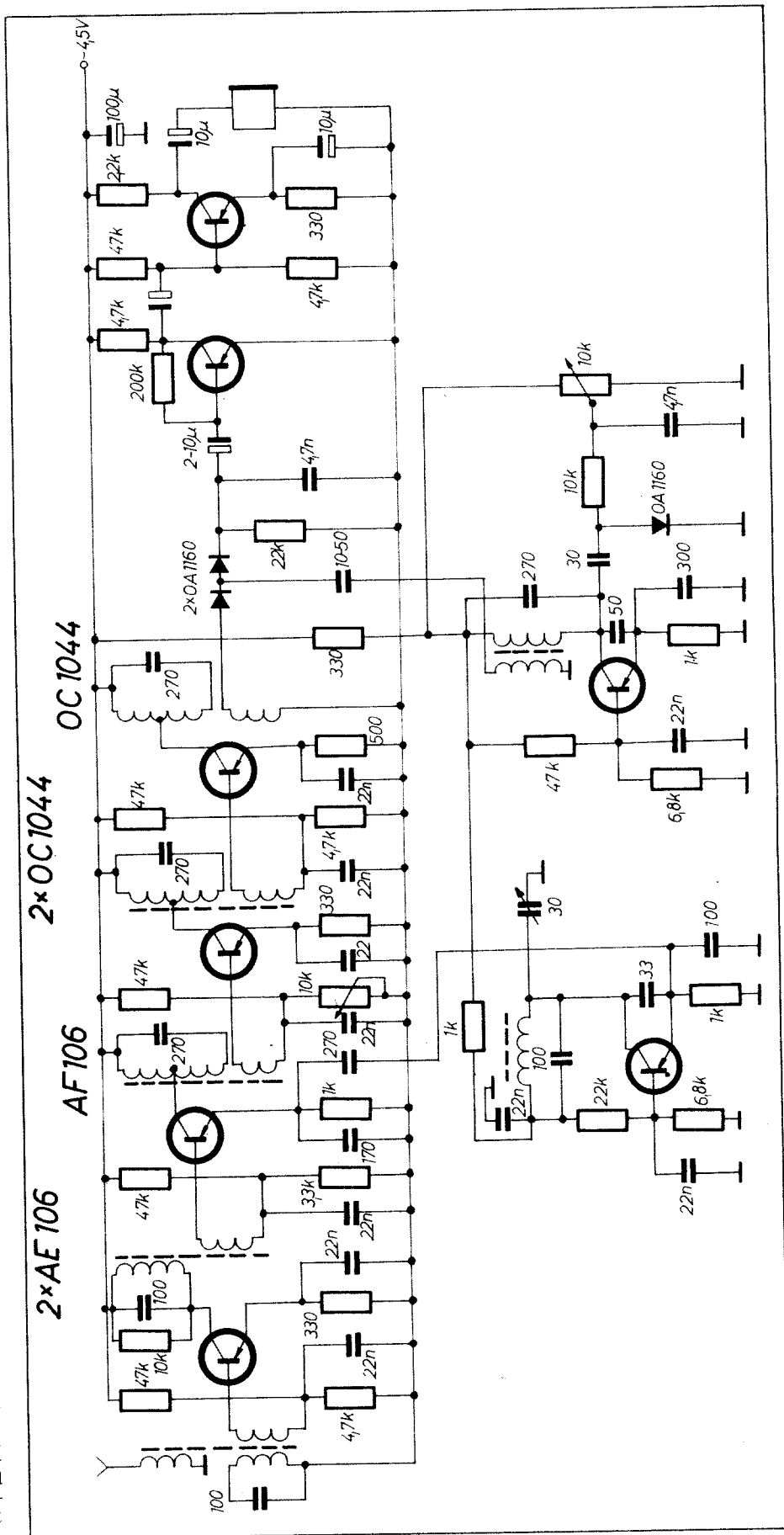
A tranzisztor kollektorkörében szintén 3,5 MHz-re hangolt rezgőkör van, melyet 10 kohmos ellenállással eszillapítunk.

Az előerősítő fokozat után, egy keverő következik, szintén AF 106 tranziszttal. Ennek emitterére adjuk megfelelő kapacitív osztás után az oszcillátor jelét. A keverő tranzisztor kollektora az 500 kHz-re hangolt középfrekvenciás transzformátor primer rezgőkörére csatlakozik.

A keveréshez nem önrezgő keverőt használtunk, rossz stabilitása miatt, hanem külön oszcillátort, szintén AF 106-al. Mivel az oszcillátor után

takarékossági szempontból — nem alkalmaztunk külön elválasztó tranzisztort, így nagy bemenő jel esetén kis értékű frekvencia-elcsúszással kell számolni, de a kis és közepes térerejű állomások vételénél ez nem tapasztalható.

Az oszcillátor földelt bázisú kapcsolásban üzemel. A hangoló forgókondenzátor jó minőségű, kotyogásmentes kivitelű legyen. A vele párhuzamosan kötött kondenzátorok összes kapacitásának értéke:  $100 \text{ pF}$ . Ezt két tagból kell összeállítani, a nagyobb kapacitás eszillám szigetelésű, a kisebb pedig zöld színű. Ezzel a megoldással hőmérséklet szempontjából az oszcillátor-rezgőkört kompenzáltuk.



A középfrekvenciás erősítő hagyományos megoldású. Automatikus érzékenységszabályozást nem alkalmaztunk a vevőben, csak kézi érzékenységszabályozást, mely az első középfrekvenciás tranzisztor bázisfeszültségének változtatásával történik. A középfrekvenciás rezgőkörök laza csatolásban vannak, így 3-4 kHz sávzsélesség érhető el.

Az üttető (beat) oszcillátor, mely szintén 500 kHz-en rezeg, felhasználható a vevő hitelesítésére is a sáv elején. Hangolása OA 1160 dióda segítségével történik.

A demodulátor két diódás product-detektor. Ez elsősorban SSB vételnél működik jól, de az AM állomások is jól vehetők vele.

#### A vevő beállítása

Az elkészült berendezésben először a hangfrekvenciás fokozatok működéséről győződünk meg. A hang-

frekvenciás előerősítő tranzisztor bázisára 1 kHz-es hangfrekvenciás jelet adunk, majd a vevő fejhallgató kimenetére váltófeszültség-mérőt kapcsolunk. Ezután a tranzisztorok bázisfeszültségét változtatva beállítjuk a legnagyobb kimenő szintet.

Azután a középfrekvenciás erősítő fokozatokat állítjuk be. Szignálgenerátorról 500 kHz-es AM modulált jelet adva a keverő bázisára, a középfrekvenciás rezgőköröket maximális kimenő hangerőre hangoljuk. Mérés alatt az érzékenység szabályozó maximális állásban legyen.

Következő lépésként kapcsoljuk be a beat-oszcillátort. Működéséről úgy győződhetünk meg, hogy mérőműszert iktatva a kollektor körébe, kézzel megérintve a rezgőkör „meleg” végét, a műszer kitérésének változni kell (általában esökken). Ha működik az oszcillátor, akkor a hangoló maggal behangoljuk 500 kHz-re, melyet úgy érzékelünk, hogy a szig-

nálgenerátor jelével interferálva, füttyöt kell hallanunk.

Ha itt minden rendben van, ezután kerülhet sor a keverő, valamint az előerősítő beállítására.

A szignálgenerátort 3,5 MHz frekvenciára állítva, rákapcsoljuk az antennabemenetre. A hangoló forgó állításával megkeressük a szignál jelét, majd az előerősítő bázis- és kollektorkörében levő rezgőköröket behangolva maximális hangerőt állítunk be.

A kis vevőkészülékkel esti órákban egy-két méteres huzaldarabbal is lehet már DX állomásokat hallani. Természetesen méretezett magas antenna használata esetén jobb vétel várható.

Megemlítjük még azt is, hogy az itt ismertetett egysávos vevő egy konverterrel, mely a többi amatőr sávot átranzponálja 3,5 MHz-re, többsávos kivételre is átalakítható.

# CQ de HA... CQ de HG... 1969

Fáber József: HA5—019. Rövidhullámú sportmester

Évkönyvünk kitűnő alkalmat nyújt arra, hogy a magyar adóamatőrök évről-évre a rádiózás, a technika és a sport iránt érdeklődő soktízezer olvasó előtt bizonyíthatassák; lépést tudnak tartani korunk rohamléptű fejlődésével mind műszaki felkészültségükkel, mind pedig sportteljesítményeikkel és, hogy világszerte sok barátja és növekvő becsülete van a HA-HG hívőjeleknek az éterben. Talán nem túlzás azt állítani, hogy lassan-lassan „Dicsőségkönyv”-nek nevezhetjük a CQ de HA... rovatot, hiszen e szűk sorokban csak a sikerek legjaváról lehet számat adni és egyre kevesebb hely jut a rádióamatőrök színes, eseményekkel teli életét bemutatni.

#### Versenyekről

Másfél évtized után végre újabb kiemelkedő eredménynek örülhetünk: HG5KDQ/P az 1968. évi Polni Den abszolút győztese! Az európa-méretű rendezvényen 565 állomást értékelték közöttük lett első a Budapesti Rádióklub kollektívája. Első helyen végeztek az 1968-as jugoszláv SRKB nemzetközi urhverseny „helyi QTH”-s csoportjában is!

Méltán gratulálhattunk HA 8 UD-nak is, aki az 1967. évi OK-DX világversenyen 853 résztvevő közül a 3-ik helyet szerezte meg.

A Zalaegerszegi HG 1 KZC is helyet kért a nemzetközi porondon: megnyerte az 1968-ban rendezett szovjet UP2-URH versenyt!

Ultrarövidhullámos amatőr-berkekben folyamatosan jegyzik — és rangot jelent az is —, hogy egy ország rádióamatőrjei hány, és milyen külföldi körzettel forgalmaztak az évek során. Nos, ezen a téren sincs okunk a szégyenkezésre, sőt! Ime, 1969-ben az év közepéig ez volt a helyzet:

#### Az első magyar-külföldi összeköttetések 145 MHz-en:

HG5KBA/P-OK3KBT/P	1955. IX. 3. EVHFC
HG5KBA/P-YU3EN	1955. IX. 3. EVHFC
HG5KBA/P-OE1EL	1955. IX. 3. EVHFC
HG5KBA/P-SP8AG/P	1956. VII. 7. PD
HG9OR-YO5LS	1958. VI. 7.
HG5KBP/P-RB5KAM	1959. V. 23. RB-HG-C.
HG5KBP/P-DL6MH	1960. IX. 2.
HG5KBP-PA/OKH	1962. VIII. 13. MS
HG5KBP-LZ1DW/P	1962. IX. 3.
HG5KBP-G5YV	1963. VI. 29. MS
HG5KBP-SM5BSZ	1963. VIII. 30. MS
HG5KBP-UA1DZ	1963. XII. 13. MS
HG2RD-I1VS	1964. III. 7. Subreg
HG5KBP-UR2BU	1964. IV. 22. MS
HG5KBP-OH2HK	1964. VIII. 12. MS
HG5KBP-UP2KAB	1964. VIII. 13. MS
HG5KBP-F8DO	1964. XI. 17. MS
HG5KBP-UC2AA	1964. XII. 12. MS
HG2RD-GW4LU/P	1965. VII. 4. PD
HG2RD-SV1AB	1965. VIII. 13. MS
HG2RD-EA4AO	1965. XII. 11. MS
HG5CJ-LX1SI	1968. VIII. 12. MS
HG5AIR-OZ9PZ	1969. V. 10. MS

#### Budapest Diploma — Budapest Napok

Kezdeményezésük helyességét az óriási nemzetközi siker igazolja, szervezésük pedig példamutató! A Bp. Awardot az MHS Budapesti Rádióklub 1963 tavaszán írta ki. Célja: nagyrányú propaganda a népek barátságának, amatőrkapcsolatának erősítése és a magyar hívőjelek ismertebbé tétele, keresettségének fokozása érdekében. Az alapdiplomát 6 év alatt 6 világrész 72 országának 1642 állomása nyerte el.

A Budapest Napok tulajdonképpen a diploma megszerzését segítik elő 1964. óta május 10—20. között minden évben. A tíz napos periódusokban a trófea II. és III. osz-

tályai szerezhették meg 1969 elejéig az összesen kiadott oklevelek száma így alakult:

Budapest I.	1642 db
Budapest II.	1625 db
Budapest III.	1117 db
<b>Összesen:</b>	<b>4384 db</b>

A budapesti állomások aktivitása az évek folyamán egyre fokozódott, és 1—11 állomás QSO-száma a 10 napos időszakban 300—200 összeköttetés között változott. Ime, egy szemléltető kimutatás a résztvevő budapesti állomásokról:

1964.:	19 állomás	8 700 QSO
1965.:	13 állomás	9 100 QSO
1966.:	36 állomás	24 700 QSO
1967.:	44 állomás	35 600 QSO
1968.:	103 állomás	73 200 QSO

A fenti adatokra bizonyára rácsófol 1969, még ha csak 50%-os lett is volna a budapesti engedélyesek működése; mivel számuk 235 volt.

Bátran mondhatjuk: világméretű mozgalommá fejlődött a Bp. Award és a Budapest Napok — céljukat pedig az eddigiekben elérték!

## Krónika

Kevesen dicsekedhetnek olyan „karrier”-rel, mint a MALÉV Rádióklub HG5AIR állomása. 1969. március 3-án adták le az első cq-t 2 m-en és 2 hónap múlva már több, mint 350 összeköttetést jegyeztek be 8 országgal az állomásnaplóba. Közöttük két meteor nyomvonalas QSO is volt: SM5BSZ (1300 km), valamint az első OZ-HG urkapcsolatot jelentő OZ9PZ (1040 km)! Ez alatt az idő alatt a HG3-as kivételével minden magyar hívójel-körzettel beszéltek és troposzférikus terjedés segítségével áthidalt legnagyobb távolságuk SP6LB/6 volt 530 km-rel! Néhány szót az állomásról, kezelőiről és a tervekről:

QRA: Ferihegyi Repülőtér, (130 m), JH46c

RX: BF244 típusú FET-tranzisztoros előerősítő + xtalkonverter

Antenna: 13 elemes Long-Yagi

Adó: QQE 06/40, input: 100 W

Az operátorok között vannak „új fiúk”, de régi ismerősök is: Bíró András (HG5CJ), Muhari István (HG5CH), Peres Ernő és Varga Lajos néhány éve még HG5KBP kezelői voltak, ahol már 1962-ben gyakorolták az MS-technikát, s hogy milyen sikerrel, azt az első külföld-magyar összeköttetések táblázata néhány sorral előbb híven igazolja! 12 éve rádióamatőrök és tele vannak tervvel: — valamennyi meteorraj-átvonulást kihasználni újabb körzetek elérése —, versenyeken eredményesen szerepelni, új módszerekkel és berendezésekkel gyarapítani a HG-amatőrök tárházát, — SSB berendezés építése esetleg másik, kisegítő frekvenciára is. Amikor e sorok megjelennek az Évkönyvben, terveikből bizonyára sok már valóra is vált!

Némi családost okozott a rövidhullám-soknak a tavasszal kulminált Napfolt-maximum. Messze elmaradt a 11 évvel előbbtől. A HA-tábornak vizsgatást jelentett az egyre jobban elterjedő SSB és RTTY-technika és a szaporodó DX-expedíciók. Tehát mégis van új a Nap alatt, hi!

Annál nagyobb volt URH-saink meglepetése, amikor május 14-én kellemes „tréfát” üzött velük a sporadikus E-réteg! (Emlékezzetek, hogy az „évszázad 2 m-es terjedése” az 1965-ös PD-n 2000 km körüli kapcsolatokat segített elő főleg Anglia és Közép-Európa között.) Ezúttal a szép tavaszi estén „csak” olasz-magyar csevegések folytak az éterben: mintegy 50 összeköttetés jött létre 2 m-en 600—700 km távolságokkal! Soha se legyen kevesebb!

## Humoros epizódok, ,

... amelyek megtörténtek, igazak és az idő múlása ellenére is még sokáig fogunk mosolyogni rajtuk:

— Hosszú huzavona után végre megalakul a VI. kerületi Gorkij Rádióklub — jelentette be HA5DG az alakuló közgyűlésen — hiszen köztudomású, hogy a Központi Rádióklub több, mint egy éve gyakorlatilag megszűnt...

— Legalább szólhattatok volna! — Dörmögött közbe halkan HA5BV, Erdősi „Joe” az utolsó padból. — *Én egész évben fizettem tagdíjat!*

Közserzetnek örvendő Frici bátyánk — HA5KFZ főoperátora — mesélte február elején: „Ragyogó terjedés volt egyik este három és fél megán! Egy tiszta frekvencián fülbemászóan szólt az ugandai 5H3KJ cq-ja, majd vételre kapcsolt... és ekkor elszabadult a poko! Fél Európa hívta szakadatlanul, vagy öt percen keresztül, míg végre nagynehezen elült a lárma. Feszült, izgalmas pillanatok következtek... vajon ki lesz az a szerencsés fickó, akinek majd válaszol?... R R R JA6AO de 5H3KJ... tehát így vagyunk! Egymás után, családottan fityűltek el a VFO-val az OZ, SM, DL, stb. állomások, de nicsak! Valaki mond valamit!... O spunky JA's... Ó fránya japánok!”

X. Y. menő amatőrünk egy laikust vezet be az amatőr rádiózás rejtelmeibe, miközben így okítja: „Nem öregem, az RTTY nem új fogamzódgátló szer, hanem a géptáviró angol rövidítése: Radio Tele Type!”

Baráti körben kritizálják házi-folyóiratunkat; a QTC-t. Kiadós vita után a szónoknak szegezem a kérdést: „És te mit teszel a QTC-ért!” Ebadta önértetes válasza: „Megveszem!”

Talán én tudnék anyagot adni a Klubhíradóba — szólt közbe egy szerény OM —, igazán közölhetnétek a házassági hirdetésemet!

HA5DM-et, mint új házast faggattuk, hogy miként sikerült rövid idő alatt megteremtene a legteljesebb harmóniát a rig és az XYL között? — Egyszerűen! — Mondta Feri. — *Miután egy-egy tábla csokival honorálom feleségemnek, ha megtalálja az új DXCC-körzeteimet a térképen. Ő kéri, hogy minél többet vadásszak a sávokban! (Igy már értethető, hogy miért költséges hobby a rádiózás! A Szerk.)*

Részletek egy 21 MHz-es SSB-QSO-ból: — HESKBP, hello Budapest, hello Hungary, here is G3...

— G3... itt HAIKBP. Kedves OM, a HE hívójelet Liechtenstein amatőrjei adták régen; mi magyarok csak a HA, vagy HG kezdetűeket használjuk...

— HASKBP, itt G3... Tudom! Én már 46 éve rdíódom! Engem nem kell tanítani! J'm not a chicken! Én nem vagyok csirke... Hm! Szóval kakas volt!

Tizennégy esztendeje történt a Polni Den-en, úgy éjjél körül... Az ügyeletes operátor a sátorban dolgozik, álmosítóan zümmögnek a morse-jelek. Kint a „csillagsátor” alatt mélyen alszik a kollektíva: köztük magam is. Csend... tücsök ciripelés... holdvilág... Egyszerre azonban felneszelek... „Au Kaa Haarmas Kaaraj Cecil Maatyas, itt van Haa Geé Ötös Kaaraj... Enyém QTH lenni Galyatető... Nagy elképedésemre göcseji tájszóval és tört magyarossággal folytatódik tovább a fónia-QSO. Álmodom mindezt? Nem, nem, hiszen rohanok a sátor felé — és a lábaim nem ölmosak — közben megbotlom egy cövekben; megütöm magam — fáj! De már bent is vagyok! Látszólag minden rendben van, csak barátom beszél változatlanul úgy, hogyha amatőr nyelv-vizsgát kellene tennie magyarból, hát biztosan megbukna. — *Mi történt veled Laci? Valami baj van?! —* kiáltom. De ő csak nyugodtan mondja szövegét tovább: átadja a szót Gyurkának Levicére, majd magyarázólag felém fordul: — *Semmi vész, csak tudod nehezen beszéli a nyelvünket, s így biztosan könnyebben megértette!*

Öt darab fuvola hangú DX-et sorsolunk ki a sikeres megfejtők között, ha kitalálják: vajon mihez kellett HA5BE-nek a 3 mm-es sodrott bronz-huzal: — antennának, vagy basszus-drótnak az elektromos orgonába?

Vidám rókavadászokkal robog a teherautó a hegyek felé. Domi bácsi vezeti. (Pont ehhez ne értene?) Gabi is (HASAR) mellette ül a vezetőfülkében és egyszerre csak nevetve kérdi:

— Domi bácsi! Kié lehet ott előttünk az a guruló kerék?

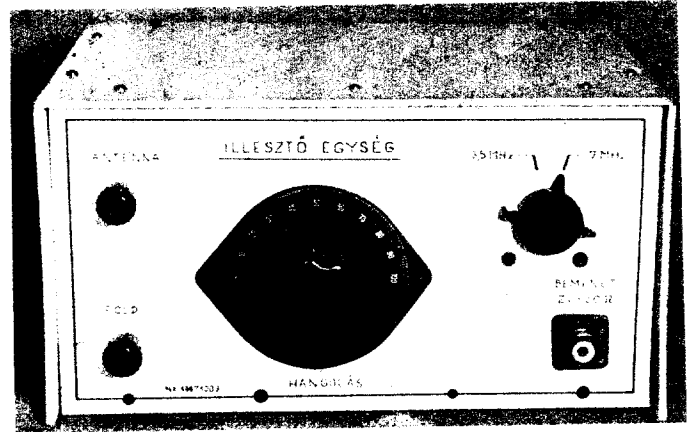
Végtelenül szomorúan, de nyugodtan hangzik a válasz:

— Kapaszkodj meg Gabikám jól! Ez a miénk!

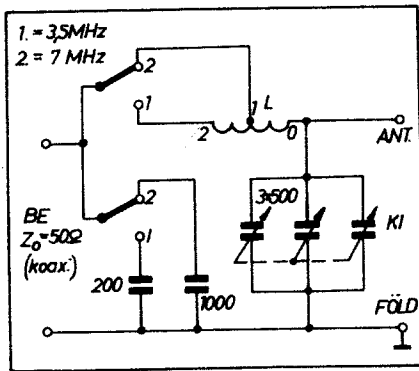
**Fizessen elő**  
a  
**Rádiótechnikára**  
a Posta  
**Központi Hírlapirodnánál**  
**Bp., V., József nádor tér 1.**  
**Csekk számla: 61171**

# Antennaillesztő egység a 3,5 MHz-es és a 7 MHz-es amatőrsávra

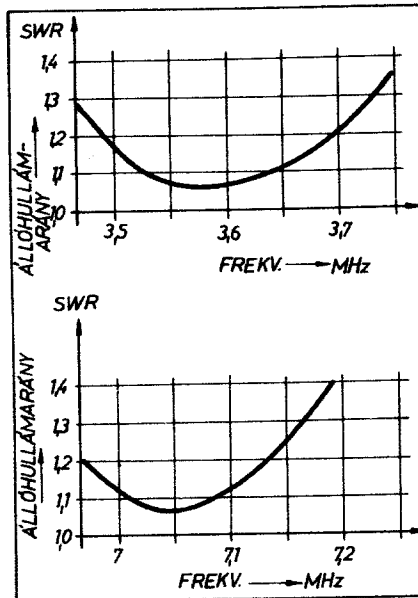
Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 BK



A városban lakó amatőrök közül csak kevésnek van lehetősége arra, hogy méretezett antennát építsen adójához. Különösen a 3,5 MHz-es és a 7 MHz-es sávban jelent ez gondot, mert itt az antennák méretei nagyok. Egy 3,5 MHz-re készült dipól hossza kb. 40 méter. Ekkora, vagy ennél nagyobb megfelelő szabad terület ritkán áll rendelkezésre. Lehetőség-

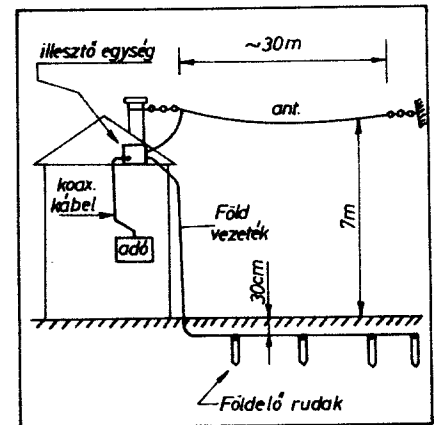


1. ábra. Az antennaillesztő egység kapcsolási rajza



2. ábra. Az állóhullám-arány alakulása a 3,5 MHz-es és a 7 MHz-es amatőrsávokon a leírásban megadott antenna esetén

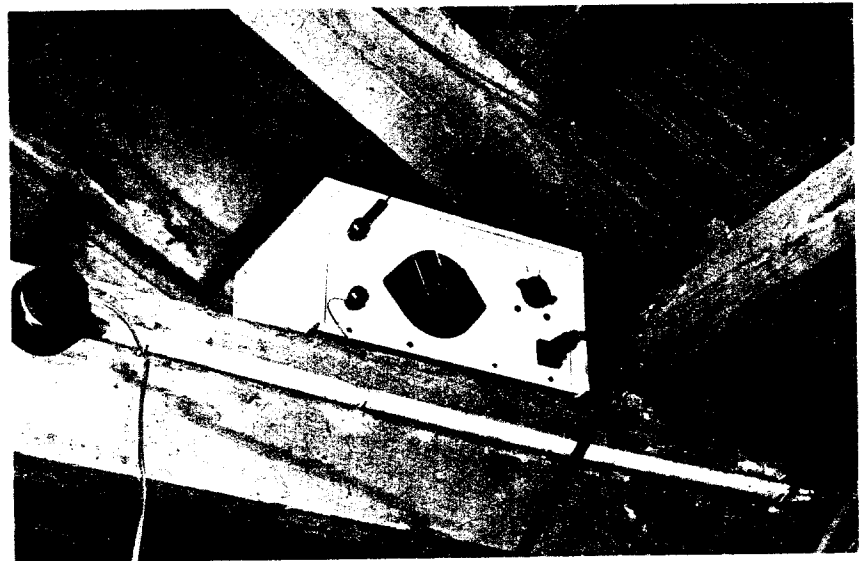
hosszú antenna) 100 -150 W antennateljesítményt engedhetünk meg. Az illesztő egység akkor van ideálisan beállítva, ha a koaxiális kábel felőli bemeneten az állóhullám-arány (SWR) eléri, vagy megközelíti az 1 : 1 értéket



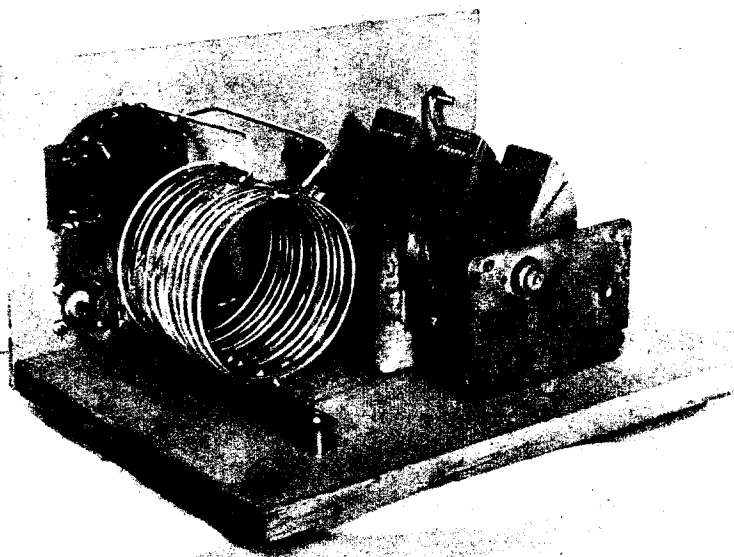
3. ábra. Az illesztő egység elhelyezése és a földvezeték célszerű megoldása. A földelő vezeték lehetőleg az antenna alatt, annak irányában helyezendő el

ként marad a „long-wire” (hosszú drót) antenna, amely inkább „short-wire” a szomszéd házak közelsége miatt. Ilyen esetben az antenna nem illeszthető közvetlenül a szalagkábelhez, vagy koaxiális kábelhez. A következőkben egy olyan illesztő egységet ismertetünk, amely csatlakozást biztosít egy gyakorlatilag teljeszöveges hosszúságú antenna és egy 50 ohm hullámellenállású koaxiális kábel között.

Az illesztő egység kapcsolási rajzát az 1. ábra mutatja. Lényege egy olyan  $\pi$  (Pi) szűrő, másnéven „Collins szűrő” amely a két sávnak megfelelően áthangolható, illetve átkapcsolható elemeket tartalmaz. A szűrő a  $3 \times 500$  pF-os forgókapacitátorral hangolható finoman. A párhuzamos kapcsolás következtében ennek kapacitása 1500 pF. Erre a helyre olyan régi típusú forgókapacitátort alkalmazunk, amelynek lemezei között legalább 0,8 - 1 mm-es légrév van. Ilyen légrévű kondenzátorral a legkedvezőtlenebb esetben (végéntáplált kb. félhullám-



4. ábra. Az illesztő egység elhelyezése a tetőszerkezet alatt



5. ábra. A készülék belső felépítése. A nagyméretű tekercs önhordó kivitelű. A menetemelkedés tartására alul egy forrléchez vannak forrasztva a menetek.

Táblázat. Az illesztő egység tekercsének adatai

Tekercs	Induktivitá	Menetszám	Huzal	Tekercs átmérő
0-1	3 $\mu$ H	6	1,5 CuAg	75 mm
0-2	7 $\mu$ H	11	1,5 CuAg	75 mm

Az antenna hosszától, magasságától és huzalának átmérőjétől függően az illesztő egység tagjainak más és más értékeknek kell lenni. Az 1. ábrán megadott kapacitás és induktivitás értékek olyan 30 méter hosszú antennára vonatkoznak, amelyek földtől való magassága 7 méter, huzalának átmérője 3 mm. Kisebb eltérések esetén a  $3 \times 500$  pF-os for-

gókkondenzátorral és a tekercs induktivitásának változtatásával lehetséges az 1 : 1 körüli állóhullámarány beállítása. Ha az antenna megközelíti a hullámhossz felét, vagy negyedét akkor az 50 ohmos oldalon levő kondenzátort is változtatni kell.

Az illesztő egység elemeinek beállítása állóhullámarány mérésel történik. Addig kell változtatni kettő

vagy esetleg mind a három tagot míg az állóhullám arány az illető amatőrsávban minimális értéket el nem ér. A beállított minimális érték lehetőleg ne legyen 1 : 1,5-nél nagyobb. A kihangolást végezzük el a sáv közepén. Gondosan beállítva 1:1,1 érték is elérhető és a sáv szélein sem növekszik 1 : 1,5 fölé. Az illesztő egység bemeneti állóhullámaránya a saját antennájával a 2. ábra szerint alakul a 3,5 MHz-es és a 7 MHz-es sávokban.

Az illesztő egységgel ellátott antenna sávzélessége kisebb lesz, mint az antenna saját sávzélessége, mert az illesztő egység maga is rezgőkör lévén, sávszűrőt alkot a rezonáns antennával. Az illesztő egység az antenna előtt veszteséget okoz és az adóteljesítmény néhány százaléka hővé alakul rajta. Annak érdekében, hogy minél kisebb legyen az elvesző teljesítmény, az illesztő egység jóságátényezőjét alacsonyra kell megválasztani ( $Q = 10-20$ ). Ezt azáltal érjük el, hogy a minimális állóhullámarányt lehetőleg nagy induktivitással és kicsiny értékű antenna oldali kapacitással igyekezzünk beállítani. Az egység rezonáns tulajdonsága miatt jelentős, kb. 20 dB-nyi csillapítást ad a harmónikusokra. Alkalmazása már ezért is előnyös.

Az illesztő egységet lehetőleg az antenna magasságában, célszerűen a padláson lehet elhelyezni. A kimenei oldal „föld” kapcsához kis induktivitású föld vezetékkel kell csatlakoztatni (3. ábra). Ez a föld vezeték lehetőleg egyenesen menjen a föld felé és huzalának keresztmetszete többszöröse legyen az antenna keresztmetszetének. Előnyös megoldás, ha egyszerre több irányból több földvezetékkel közelítjük meg az illesztő egység föld csatlakozását. A 4. ábra a készüléket rendeltetési helyén a tetőszerkezet alatt ábrázolja. Az 5. ábra a készülék belső felépítését mutatja. A tekercs adatai a táblázatban találhatóak.

## Két ferrerezonanciás hálózati feszültségstabilizátor

Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 BK

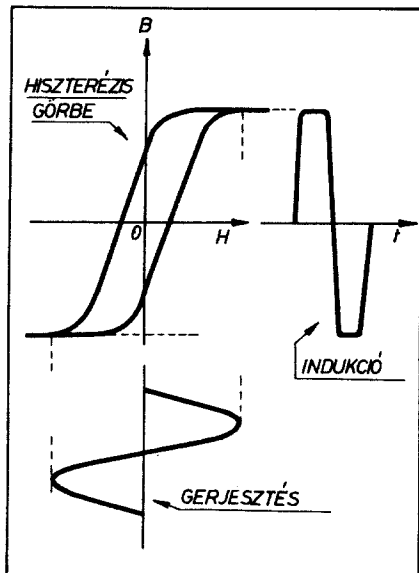
Rádióamatőröknek, szakembereknek egyaránt szükségük lehet a hálózattól független stabil váltó vagy egyenfeszültségre. Az elterjedt stabilizátorok általában elektronikus elemeket tartalmaznak, de mi most itt két olyan kapcsolást adunk közre, amely csak kondenzátort és vasmagos tekercset tartalmaz — illetve egyenirányítás esetén még diódákat is. A ferrerezonanciás stabilizátorok működése az alkalmazott vasmag mágnesezési görbéjének telítést mutató jellegén alapul.

Egy, a hálózati transzformátoroknál megszokott gerjesztéshez képest sokkal nagyobb mágneses gerjesztéssel a vasmagot telítésbe visszük. Ennek hatására a vasban keletkezett mágneses indukció ( $B = \text{Gauss}$ ) maximális értékét már nem a tekercsre kapcsolt váltófeszültség amplitúdója határozza meg, hanem a vasanyag hiszterézisgörbéjének telítési indukciója (1. ábra). Ez a telítési indukció a szokásos szilíciumos vasaknál 14 000 ... 16 000 Gauss-nál van, míg a modern texturált Hiper-

sil vasaknál a 20 000 ... 22 000 Gauss értéket is eléri. A túlgerjesztett vasmagokban a mágneses indukció időben lefolyása közel négyszög hullám alakú és így ezen vasmagokon levő tekercsekről elvezetett stabil feszültség is a szabályos szinusztól erősen eltér. (2. ábra). A stabilizált feszültségnek ezen torzítása a fogyasztó készülékeknél általában semmi következménnyel nem jár.

A stabilizáció érdekében telítésig kivezértelt vasak hiszterézis-vesztességüknel fogva erősebben meleg-





1. ábra. A vasmag túlgerjesztése esetén a mágneses indukció határolást szenved a hiszterézis-görbén

szenek, mint az alágerjesztett hálózati transzformátorok. Ezekben a túlgerjesztett kapcsolásokban kedvezően használhatók a tekercselt Hipersil vasmagú transzformátorok, mert ezek hiszterézis-vesztése csak  $1/2 \dots 1/4$  része a szokásos E1 vagy M maglapokból összerakott szilícium vasak vesztésének. Ennek következtében a vasmag melegezése lényegesen kisebb mértékű.

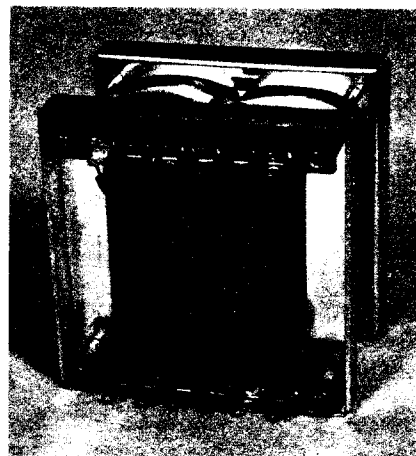
Kapcsolásainkban hazai gyártmányú tekercselt Hipersil vasmagú transzformátorokat és fojtókat alkalmaztunk. Bár ezek a vasmagok még nem kerültek üzleti forgalomba, azért bízunk benne, hogy a modern elektronikus berendezések kiképzésük ezek elterjedését. A 3. és 4. ábrán egy Hipersil vasmagú transzformátor látható összeszerelt állapotban és vasmagolás előtt.

A jel alakjának nagyfokú torzítottsága miatt a stabilizált feszültség pontos méréséhez nem használhatjuk azokat az egyenirányítós műszereket, amelyek csúcsfeszültséget mérnek és effektív értékben vannak kalibrálva. Ugyanis ezek a műszerek (Univéka stb.) csak színvonalos időbeni lefolyású feszültség esetén adják meg a pontos effektív értéket. Az effektív érték pontos méréséhez csak lágyvasas, vagy elektrodinamikus műszereket használhatunk, mert ezek a jel alakjától függetlenül az effektív értéket mutatják.

#### 45 W-os hálózati stabilizátor

Az 3. ábrán egy olyan stabilizátor kapcsolása látható, amely a kimenetén 220 V váltófeszültséget szolgáltat. A kapcsolás két vasmagos transzformátort tartalmaz, amelyek közül a rajzban függőleges — 900 menetes — autotranszformátor vasmagja van telítésbe vite. Ez az autotranszformátor szolgáltatja a tulajdonképpeni stabilizált feszültséget. A vasmagot a tekercsen átfolyó áram viszi telítésbe. A nagy gerjesztőáram azáltal alakul ki, hogy a 0—750 menetek közötti tekercs-szakasz — mint induktivitás — a 10  $\mu\text{F}$ -os kondenzátorral 50 Hz-re hangolt rezgőkört alkot. Ismeretes, hogy a rezgőkörben folyó köráram sokszorososa (Q-szorosa) a körbe befolyó áramerősségnek. Ennek a körnek a rezonanciagörbéje meglehetősen lapos a veszteségek következtében és néhány Hz-es frekvenciaeltérésre a kapcsolás nem érzékeny.

A túlgerjesztett rezgőkört egy fojtótekercsen keresztül táplálja a hálózat. A kapcsolási rajzon ez a fojtótekercs tulajdonképpen egy transzformátor, mégis szerepét tekintve primér tekercse egyszerű fojtótekercsként kezelendő. A jó működés érdekében szükséges, hogy ez a fojtótekercs lineáris működésű legyen, azaz vasmagja ne mutasson

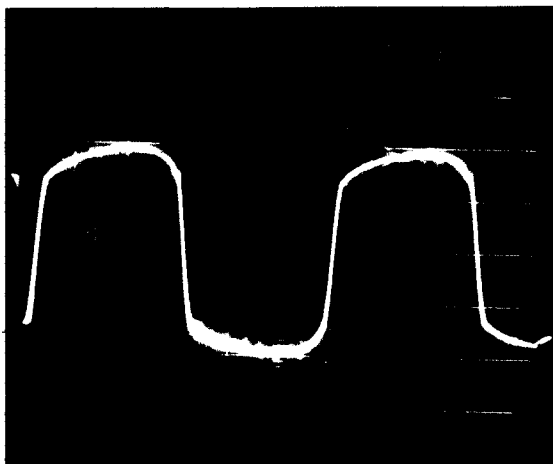


3. ábra. Tekercselt Hipersil vasmagú transzformátor. (Az Elektromechanikai Vállalat EMV transzformátorszerelvényei)

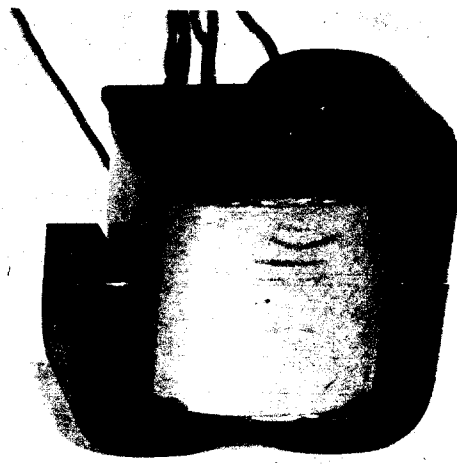
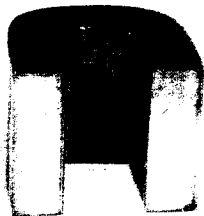
nonlineáris, vagy telítési jellegűt. Tulajdonképpen erre a helyre légmagos fojtótekercs volna ideális. Annak érdekében, hogy ezen tekercs (1200 menet) vasmagjának telítése elkerülhető legyen, a vasmagban légrést kell alkalmazni.

A fojtótekercs-transzformátor szekunder tekercse sorba van kapcsolva a kimenő feszültséggel. Megfelelő menetirányú bekötés mellett ennek a tekercsnek a hatására a stabilizátor belső ellenállása nullává tehető, illetve alacsony bemenő feszültségeknél negatívvá is válhat. A kapcsolásban a bemenettel párhuzamosan kapcsolt 4  $\mu\text{F}$ -os kondenzátor a stabilizátor közvetlen működésében nem vesz részt, csupán a bemeneti oldalon a teljesítménytényezőt ( $\cos \varphi$ -t) javítja.

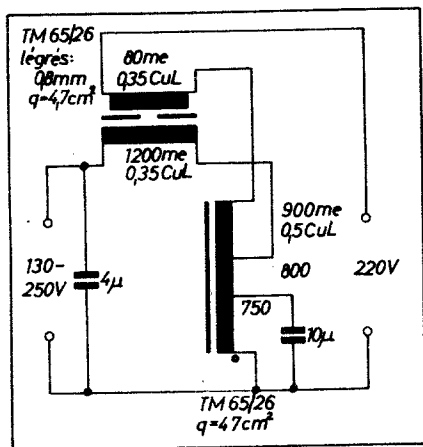
A 45 W-os stabilizátor kimenő feszültségét mutatja a 6. ábra a bemenő feszültség függvényében. A két görbe az üresjárathoz, illetve a 45 W-os terheléshez tartozik. A gör-



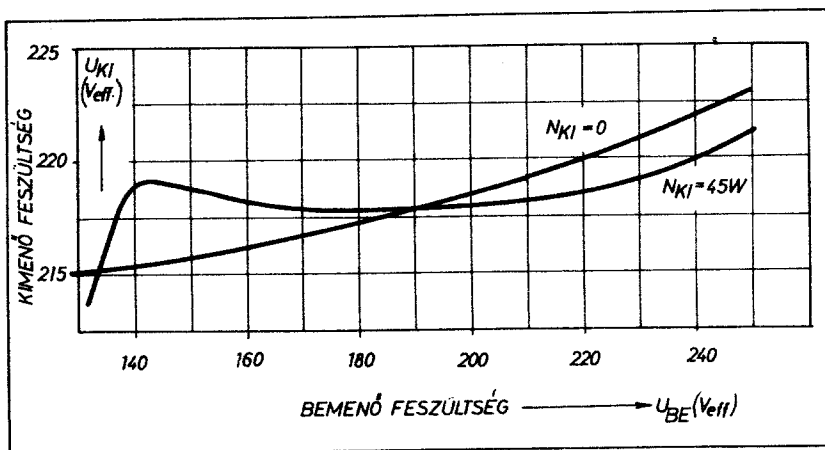
2. ábra. Telítésig gerjesztett vasmagon levő tekercsben indukálódott feszültség alakja



4. ábra. Hipersil transzformátor összeszerelés előtt



5. ábra. 45 W-os hálózati stabilizátor kapcsolási rajza



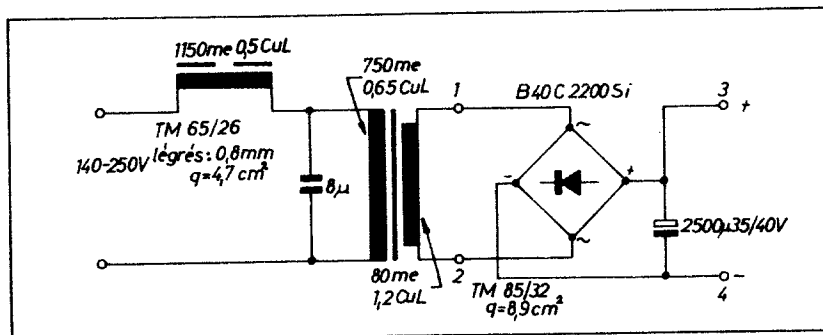
6. ábra. A 45 W-os stabilizátor kimenő feszültsége a bemenő feszültség függvényében

ből látható, hogy 190 V bemenő feszültségnél a stabilizátor belső ellenállása pontosan nulla ohm. Ennél alacsonyabb bemenő feszültségeknél a belső ellenállás negatívvá válik. A bemenő feszültség 140 ... 250 V között való ingadozása ellenére a kimenő 220 V kevesebbet változik, mint +2%.

A 45 W-os stabilizátor hatásfokát mutatja a 7. ábra. A hatásfok a teljes terhelésnél 60% és 80% között változik a bemenő feszültség függvényében.

### 90 W-os váltó- és egyenfeszültségű stabilizátor

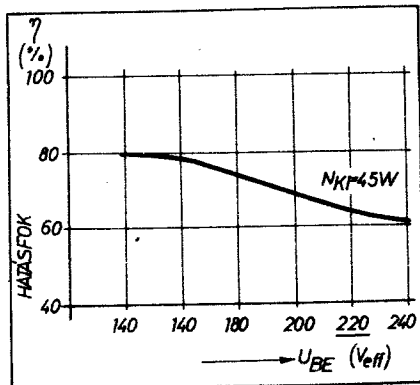
A 8. ábrán egy egyszerűbb kapcsolási stabilizátor látható. A telítésbe vitt transzformátor primer tekerése a 8 μF-os kondenzátorral alkot rezgőkört. A 80 menetes szekunder tekerésről kb. 30 V-os váltófeszültséget vehetünk le az 1. és 2. jelű kapesokon. Az előbbihez nagyobb, 90 W-os teljesítmény miatt a transzformátor vasmagja TM 85/32 típusú. A stabilizátor lényképét a 9. ábra mutatja. Az 1. és 2. kapesok-ról levezetett stabilizált váltófeszültség a bemenő feszültség függvényében



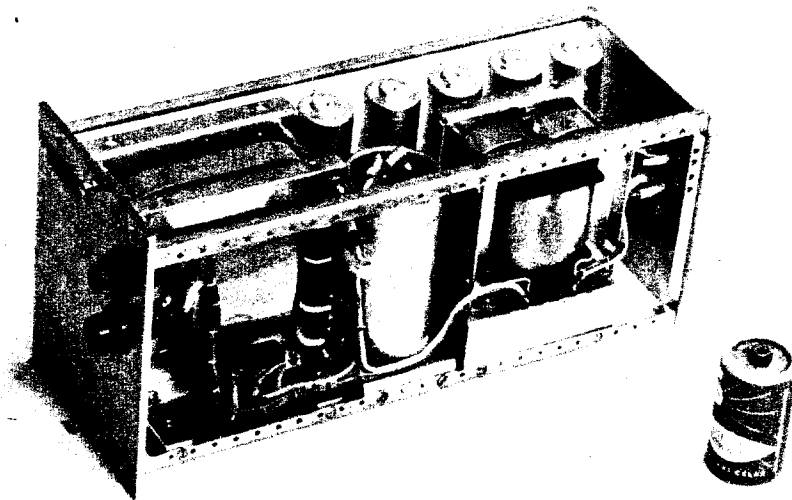
8. ábra. 90 W-os hálózati stabilizátor kapcsolási rajza

ben a 10. ábra diagramja szerint alakul. Mivel ennél a kapcsolásnál nem alkalmaztunk a légréses fojtóteker-csoszkekszekunder tekeréset, azért ennek a stabilizátornak a belső ellenállása nem tehető negatívvá. Ennek ellenére a bemenő feszültség 140 ... 250 V között való ingadozása ese-

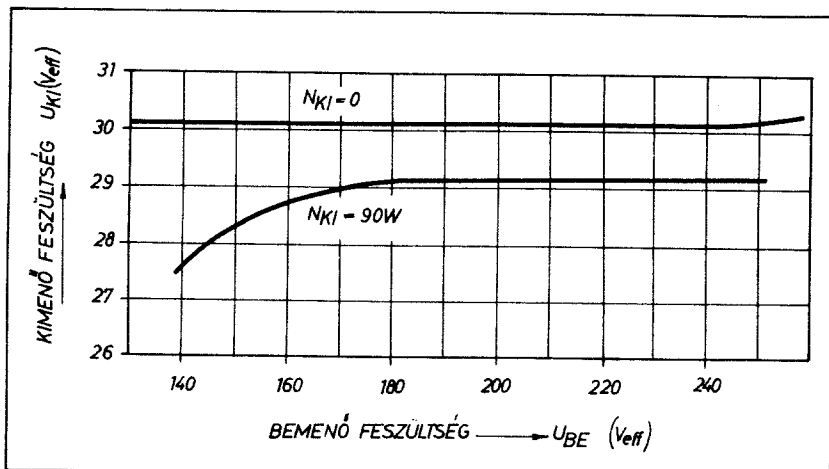
lén a kimenő feszültség változása nem nagyobb +4,5%-nál. A kapcsolásnak, mint váltóáramú stabilizátornak a hatásfokát mutatja a 11. ábra, természetesen teljes terhelésnél. Látható, hogy 240 V bemenő feszültségig a hatásfok nem süllyed 75% alá.



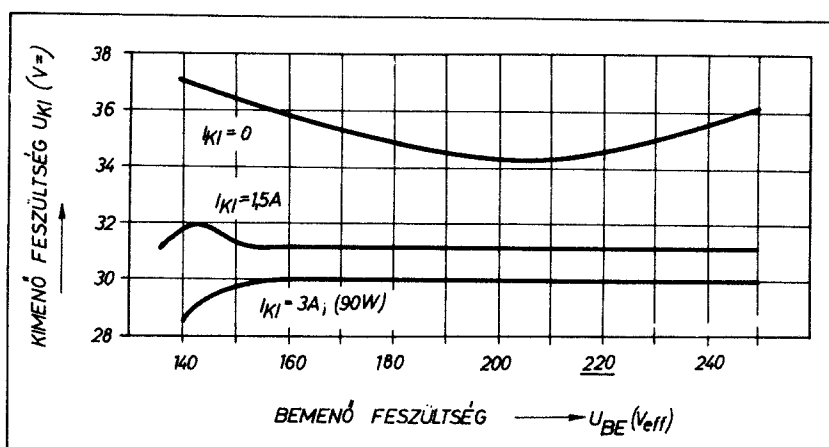
7. ábra. A 45 W-os stabilizátor hatásfoka a bemenő feszültség függvényében teljes terhelésnél



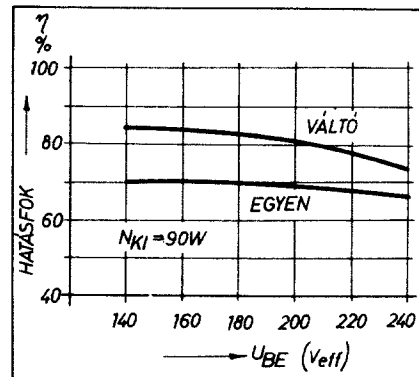
9. ábra. A 90 W-os, egyenfeszültséget szolgáltató stabilizátor fényképe. (EMV kísérteti laborpéldány)



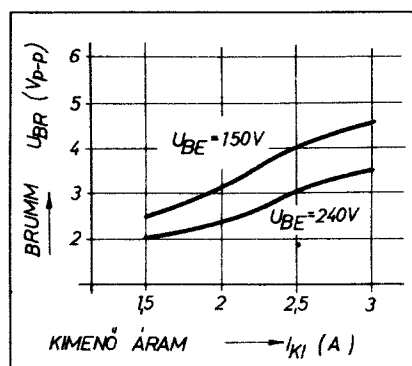
10. ábra. A 90 W-os hálózati stabilizátor váltófeszültségű kimenete a bemenő feszültség függvényében



12. ábra. A 90 W-os stabilizátor egyenáramú kimenő feszültsége a bemenő feszültség függvényében



11. ábra. A 90 W-os stabilizátor hatásfoka a váltófeszültségű és az egyenfeszültségű kimeneten



13. ábra. Brummfeszültség a 2500 µF-os kondenzátoron

A váltóáramú kimeneti kapesokra hídkapcsolású (Graetz) egyenirányítót kapcsolva egyenáramú kimenettel rendelkező stabilizátort kapunk. Egy ilyen stabilizátor nagyon előnyösen alkalmazható tranzisztoros hangerősítők táplálására olyan helyeken, ahol a hálózati feszültség nagyfokú ingadozásával lehet számolni. Ezenkívül stabil feszültséget igénylő mérőműszerek táplálására is alkalmazható.

Az egyenirányítás következtében a 2500 µF-os kondenzátor csúcsfeszültségre töltődik fel terheletlen állapotban, de ez a csúcsfeszültség az effektív értéknek kevesebb mint

1,41-szerese a jelalak torzulása miatt. A stabilizátor egyenáramú kimenő feszültségét mutatja a 12. ábra, amely feszültséget a 3. és 4. kapesokról – a szűrőkondenzátorról lehet levenni. A görbéből látható, hogy 1,5 ... 3 A-es terheléseknél (90 W) a kimenő feszültség ingadozása a hálózat függvényében nagyon kicsiny és állandó terhelés mellett nem éri el a 1,5%-ot. A csúcs egyenirányítás következtében a terheléssel szemben a belső ellenállás megnövekedett és a terheletlen állapothoz képest – a legrosszabb esetben – 8 V változás is felléphet. Állandó ter-

helés mellett azonban kb. 0,5 A-tól felfelé a feszültség-ingadozás csak 2 V körül van, 1,5 A-es terhelés esetén a stabilizátor belső ellenállása 0,7 ohm.

Az egyenirányítóval együtt mérhető hatásfok a 11. ábrából olvasható le és értéke nem csökken 65% alá. A 2500 µF-os szűrőkondenzátoron a terhelés függvényében egy brummfeszültség is megjelenik amit további szűrő elemekkel – esetleg tranzisztorral – távol kell tartani a táplálандó készüléktől. A brummfeszültség csúcsig mért amplitudóját mutatja a 13. ábra a terhelés függvényében.

# KF HANGOLÓ GENERÁTOR

Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 BK

Keskenysávú vevőkészülékek, szűrőkörök stb. átviteli karakterisztikáját csak olyan szignálgenerátorral lehet hitelesen megmérni, amelynek skálája nagyon finom beosztású. A legalább kHz-enkénti beosztás megvalósítása egy átlagos szignálgenerátornál már a 100 kHz-es tartományban is nehézségbe ütközik, és egy ilyen sűrűségű kalibráció a MHz-ek tartományában egyáltalán megvalósíthatatlan.

Ezen leírásban szereplő „KF hangoló generátor” egy olyan szignálgenerátor, amely csak szűk frekvenciasávokban működik ugyan, de ezekben a sávokban skálája erősen nyújtott a pontos leolvashatóság érdekében. A kapcsolóval kiválasztható 5 frekvenciasáv közül 4 úgy van megválasztva, hogy közepes frekvenciaértéke egy-egy elterjedt középfrekvenciás rezgésszám névleges értékéhez közel álljon (100 kHz; 120 kHz; 455 kHz; 475 kHz). Az 5. sáv a középhullámú sávba esik, frekvenciája 1 MHz. Ez a frekvencia közvetlen mérést tesz lehetővé a középhullámú gépeken. A közepes frekvenciához képest az elhangolhatóság a 100 és a 120 kHz-es sávban  $\pm 10$  kHz, a többi sávokban  $\pm 20$  kHz. A skálamutató 180°-os elfordulása tehát 20 kHz-es, illetve 40 kHz-es tartomány áthangolását jelenti. Ilyen nagyfokú frekvencianyújtás esetén az 1 kHz-es eltéréseknek egy-egy skálaosztás felel meg, de még a 0,2–0,5 kHz-es különbségek is jól megbecsülhetők.

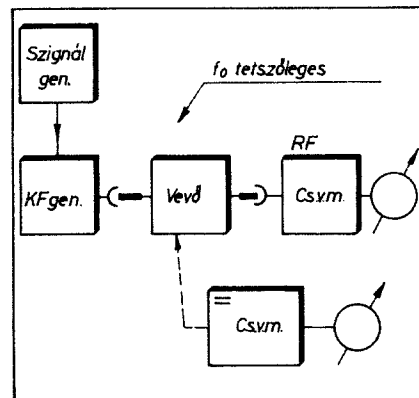
A KF generátor 50 ohmos kimenetén megjelenő jel szintje maximálisan 0,4–0,5 V<sub>eff</sub> moduláció nélkül. Ez az aránylag nagyszintű jel lehetővé teszi passzív — erősítőt nem tartalmazó — szűrőkörök mérését saját áramkörüktől függetlenül is. A maximálisan 0,5 V-os jelszint 20 dB-es lépésekben „durván” leosztható — 60 dB-es értékig, ami 0,5 mV kimenő feszültségnek felel meg.

A folyamatos (potencióméteres) szabályozás ehhez még — 20 dB-es csillapítást ad, tehát a legkisebb kimenő jelszint — 80 dB a 0,5 V-hoz képest és ez megfelel 50  $\mu$ V-nak.

A generátor belső ellenállása 50 ohm és így illesztett csatlakozást ad az 50 ohm hullámellenállású koaxiális mérőkábelhez, illetve az ilyen bemenő impedanciát mutató készülékek, szűrők felé.

A KF generátor felépítése olyan, hogy másik generátorból érkező idegen jel bekeverésére is alkalmas. Ezzel a külső jellel bármelyik nyújtott sáv tetszőleges frekvenciára áttranszponálható és ezáltal kb. 30 MHz-ig bármilyen frekvenciájú vevőkészülék átviteli karakterisztikája felvehető.

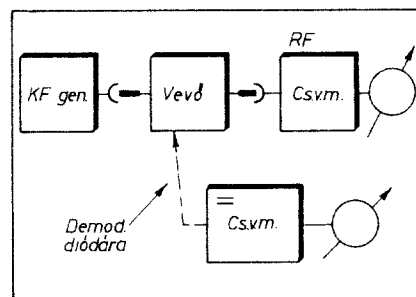
A készülék elektromos felépítése az 1. ábrán látható tömbvázlat szerinti, míg a kapcsolási rajzot a 2. ábra mutatja. Az oszcillátor fokozatban egy miniatűr 6 BE 6 típusú cső van alkalmazva, amely a jel előállításán kívül egyben keverőcsőként is szolgál. Az oszcillátor ECO (elektron



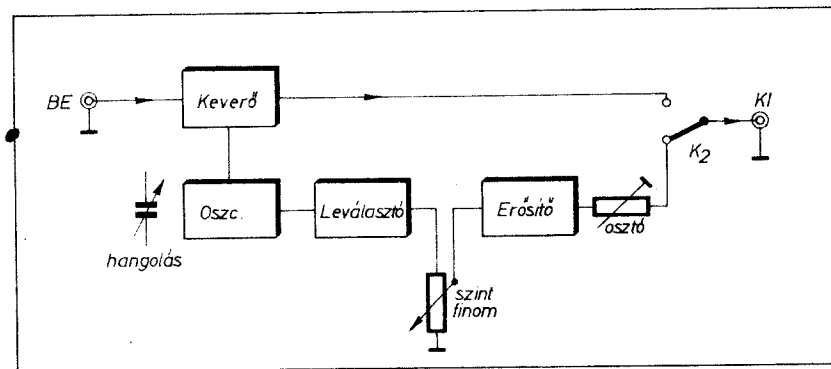
4. ábra. Átviteli karakterisztika felvétele transzponált jellel. Egy másik generátor segítségével a KF generátor jele tetszőleges frekvenciára transzponálható

esatolástú oszc.) kapcsolásban működik. Erre jellemző a katódkörből történő visszacsatolás. A cső rács — katód körében levő rezgőkörök a sávoknak megfelelően tárcsás fokozatkapcsolóval válthatók. Az éppen üzemben levő sávnál eggyel alacsonyabb frekvenciájú sáv rezgőkörét a kapcsoló rövidre zárja az esetleges elszívás megakadályozása érdekében. Hangolásra kettősforgó szolgál, amelynek egyik szektora az 1–4 sávok hangolását látja el, míg a másik szektor az 1 MHz-es 5. sávot hangolja a rezgőköri tekercs megcsapolási pontján.

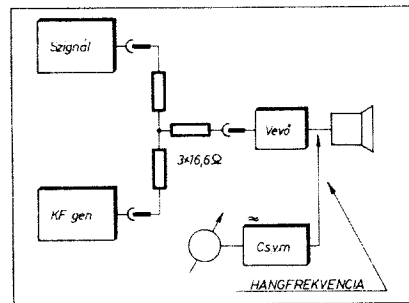
A rezgőköri tekercsek megcsapolási pontjairól van elvezetve a nagyfrekvenciás jel. A jel amplitudója kb. 0,3 V<sub>eff</sub>, egy tranzisztoros leválasztó fokozaton (emitterkövető) keresztül táplálja a folyamatos szabályozást szolgáló 470 ohmos potenciómétert. A leválasztó fokozat alkalmazása azért szükséges, mert így az



3. ábra. Átviteli karakterisztika felvétele egyjeles méréssel. A felvett görbe torzítottabb mint a valóság a demodulátor nonlinearitása miatt



1. ábra. A „KF hangoló generátor” elvi felépítése



5. ábra. Átviteli karakterisztika mérése két jellel. A két jelet ohmos összeadón keresztül adjuk a készülékbe. Az indikálás a hangfrekvenciás kimeneten történik

árnyékolt vezetékek kapacitása következtében a potenciométer forgatásakor létrejövő reaktancia-változás nem hat vissza az oszcillátorra és nem húzza el annak frekvenciáját. A szintszabályozásból eredő frekvenciaelhúzás az 1 MHz-es 5. sávban a legnagyobb mérvű, de itt sem haladja meg a 10 Hz-et. A BFY 34 tranzisztor bázisfeszültségét a 6 BE 6 cső katódja szolgáltatja, kollektorfeszültsége (+5 V) a tápfeszültségből van leosztva.

A 6 AU 6 elektroncső A-osztályú erősítőként dolgozik. Anódkörében nagyfrekvenciás szélesávú kimenő-transzformátor van, a cső anódjának az alacsony kimeneti impedanciához való illesztése érdekében. Ennek a fokozatnak a 100 kHz – 1 MHz-es sávban 10 mW teljesítményt kell leadnia lehetőleg torzítás nélkül. A transzformátor ( $L_6$ ;  $L_7$ ) a kimeneti oldalon levő 25 ohmos impedanciát 1–2 kohm nagyságrendűre-transzformálja.

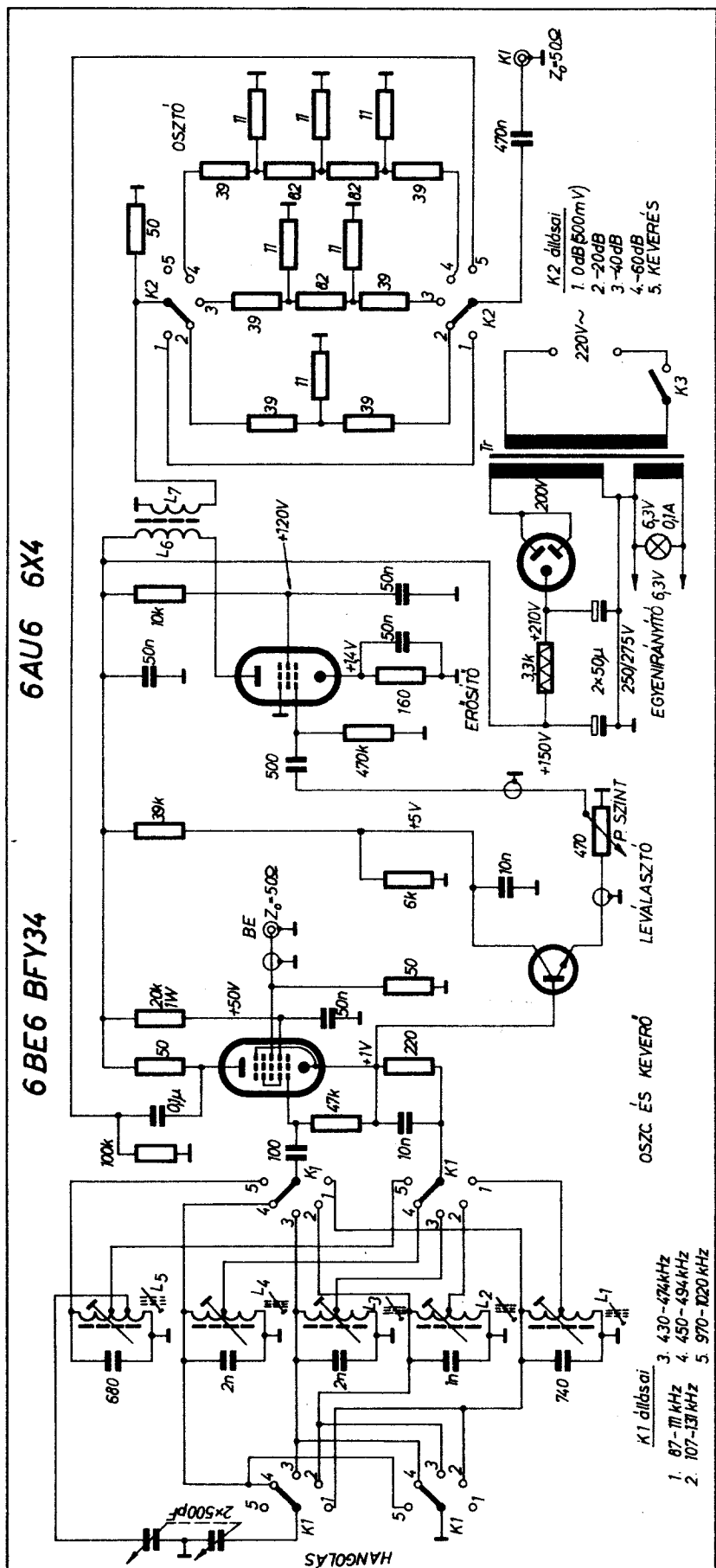
A nagyfrekvenciás kimenő transzformátor szekunder tekerése és az illesztett kimenet között egy feszültségosztó van. 0–20–40–60 dB-es csillapítás értékekkel. Ezeket a frekvenciákon (1 MHz-ig) az osztó ellenállásai egyszerűen a kapcsoló tárcsára vannak forrasztva lehetőleg rövid vezetékekkel. Az egyes tagokat sem kell egymástól elárnyékolni. Ellenállásként Remix 0,125 W-os fémréteg ellenállásokat célszerű alkalmazni, mert ezek indukciója aránylag kicsiny. A kimeneti kapcsalon levő 470 nF-os kondenzátor az osztót védi egy esetleges egyenáramú „tévés kapcsolástól”.

Keverő üzemmód esetén a másik szignálgenerátor jele a 6 BE 6 keverőcső harmadik rácsára van vezetve. Ezen a ponton a bemenő impedancia 50 ohm és így illesztve zárja le a csatlakozó generátort. Erre a pontra max. 100 mV-ig terjedő amplitudójú jel kapcsolható. A két generátor jel-frekvenciájának összege, vagy különbsége a kimeneti csatlakozóról vehető le, de ilyen esetben az osztó nincs üzemben. A kevert jel kimenő szintjét a másik generátor osztójával kell beállítani. A finom frekvencia-változtatás természetesen a KF generátor skáláján állítandó be, illetve olvasható le.

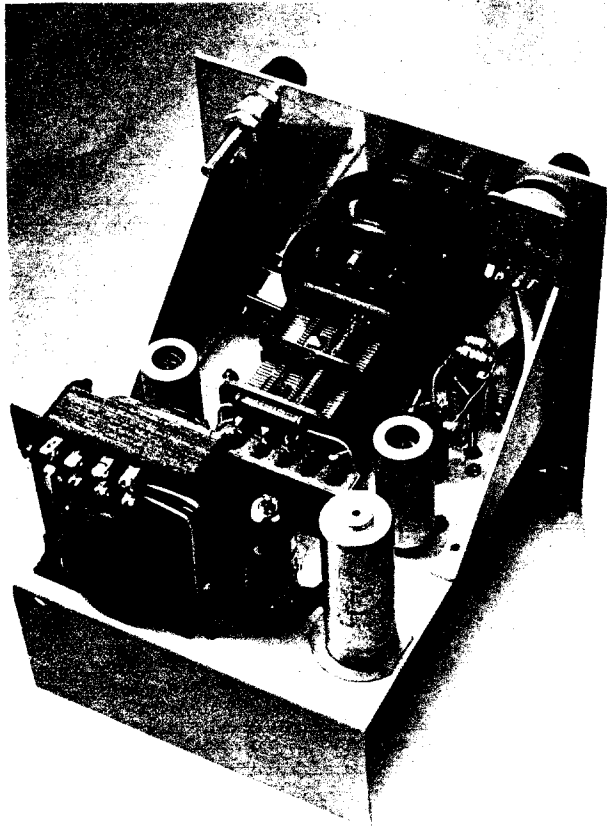
A KF hangoló generátort a következő fontosabb mérésekhez használhatjuk:

**Átviteli karakterisztika mérése közvetlenül**  
(Egy-jeles mérés)

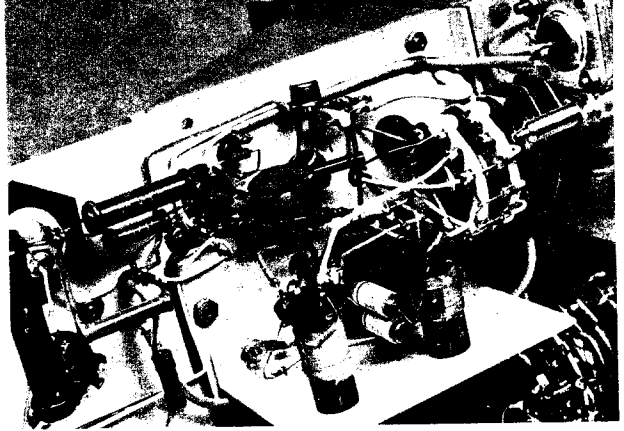
Azon készülékek és szűrők, amelyeknek átviteli sávjába esik a KF generátor valamelyik sávja, közvetlenül mérhetők a 3. ábra útmutatása szerint. A KF generátorból jelet adunk a mérendő készülékre és a kimenetén mérjük a jelszintet nagyfrekvenciás csővoltmérővel. Vevőkészülékeknel egyenáramú csővoltmérő is megfelelő, mert a demodulátor dióda egyben mérő-diódaként is szerepelhet. A mérésnél figyelembe



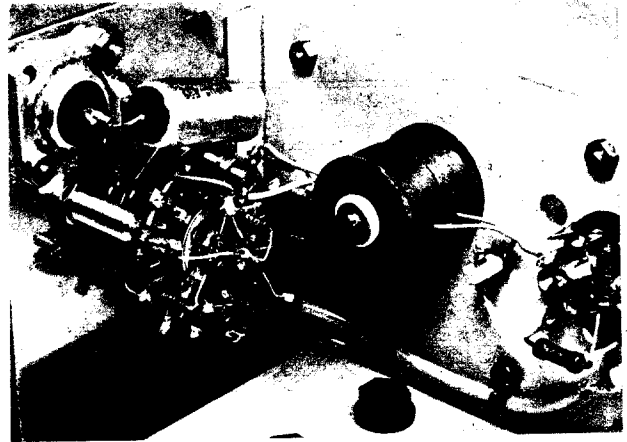
2. ábra. A „KF hangoló generátor” kapcsolási rajza



6. ábra. A készülék belső felépítése



7. ábra. Az alkatrészek elhelyezése a panel alatt. A 100 kHz-es, 455 kHz-es és 1 MHz-es sávok tekercsei itt vannak elhelyezve



8. ábra. A nagyfrekvenciás kimenő transzformátor és a kimeneti osztó

kell venni, hogy a kapott karakterisztika a szelektív rész és a demodulátor dióda együttes átvitele és így a dióda torzítása kis jeleknél módosítja a görbe alakját. Kalibrált nagyfrekvenciás csővoltmérővel való mérés esetén a demodulátor torzító hatása nem jelentkezik.

*Átviteli karakterisztika mérése közvetlenül, transzponált jellel*

Ha a mérendő egység — rendszerint vevőkészülék — vételi sávján nem esik egybe a KF generátor kimeneti sávjának valamelyikével, akkor egy másik generátor (szignál) alkalmazásával a KF generátor finoman hangolható jelét át kell transzponálni a kívánt frekvenciára. A 4. ábra szerint az „idegen” szignálgenerátort a keverőcső harmadik rácsára (bemenet) kell csatlakoztatni és az osztó kapcsolóját (K 2) „keverés” állásba hozni. A két generátor jelének különbségi, vagy összegfrekvenciáját használhatjuk a méréshez, amely ugyanúgy folyik le, mintha csak a KF generátort használnánk.

*Átviteli karakterisztika mérése két jellel*

Ez a mérés kimondottan a vevőkészülékek szelektivitás-tulajdonságainak meghatározására szolgál, mert egyidejűleg két jelet beadva a

készülékre az üzemszerű viszonyokat állítja elő. Az 5. ábra szerint a KF generátor mellett még egy szignálgenerátor használata is szükséges. Ennél a mérésnél szükséges, hogy a vevőkészülék vételi sávjára és a KF generátor valamelyik sávjára közös legyen (pl. vevőkészülékek KF-jeinek mérése). A szignálgenerátor és a KF generátor jelét egy ohmos

összeadó tagon additíve összeadjuk ( $3 \times 16,6$  ohm). Mindkét jelet bevezetjük a mérendő készülékbe. A szignálgenerátor jelét beállítjuk az átviteli sáv közepére és akkora jelet adunk a készülékre, hogy az a kimeneten egy normál adónak megfelelő diódafeszültséget adjon (varázsszem!). Ehhez a jelhez hozzáadjuk a KF generátor jelét kb. a

Táblázat. Nagyfrekvenciás tekercsek adatai

Tekercs	Induktivitás	Menetszám	Huzal	Leágazás	Megjegyzés
L <sub>1</sub>	—	—	—	—	Méhsejt két részre osztva 150 + 200
L <sub>2</sub>	1,7 mH	26	0,12 CuZS	35	Méhsejt két részre osztva 100 + 165
L <sub>3</sub>	53 μH	50	0,3 CuZS	9	Kétsoros tekercs
L <sub>4</sub>	50 μH	50	0,3 CuZS	9	Kétsoros tekercs
L <sub>5</sub>	32 μH	40	0,3 CuZS	8; 17	Kétsoros tekercs
L <sub>6</sub>	5 mH	300	0,1 CuZS	—	Ferrit fazékvas Ø 22 mm
L <sub>7</sub>	—	30	0,15 CuZS	—	—

szignál szintjének 0,1 szeresét. A két generátor jelének különbsége a demodulátor diódán hangfrekvenciaként jelentkezik és ez a hangfrekvencia átjut a hangfrekvenciás fokozatokon is. A hangszóró (hallgató) kapcsain mérjük a hangfrekvenciás jel amplitudóját a KF generátor elhangolásának függvényében és felrajzoljuk az egész készülékre vonat-

kozó átviteli karakterisztikát, amely most már a hangfrekvenciás fokozatok átviteli tulajdonságát is tartalmazza. Ugyanez a mérés még egy szignál igénybevételével megismételhető a transzponált sávokon is.

#### A készülék mechanikus felépítése

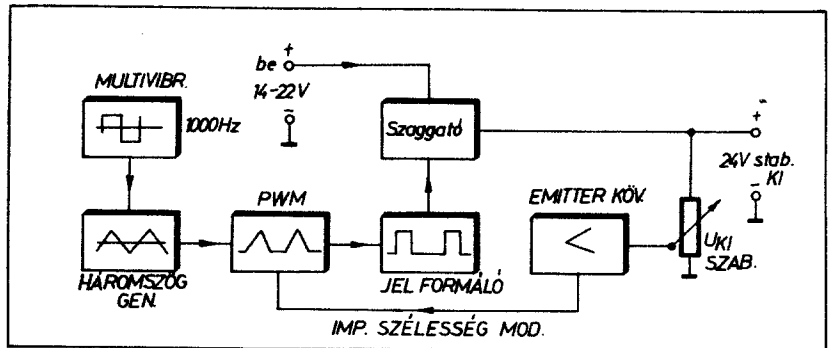
A készülék egy 165 × 185 mm előlapméretű, 180 mm mély alumínium

dobozban van elhelyezve. A vízszintes panel magassága 70 mm. A doboz, az előlap és a panel vastagsága 2 mm, anyaga félkemény alumínium lemez. A 6. ábra a készülék belső felépítését mutatja. A 7. és 8. ábra a panel alatti szerelvények elhelyezésére ad tájékoztatást. A tekercsek adatai a táblázatban találhatóak.

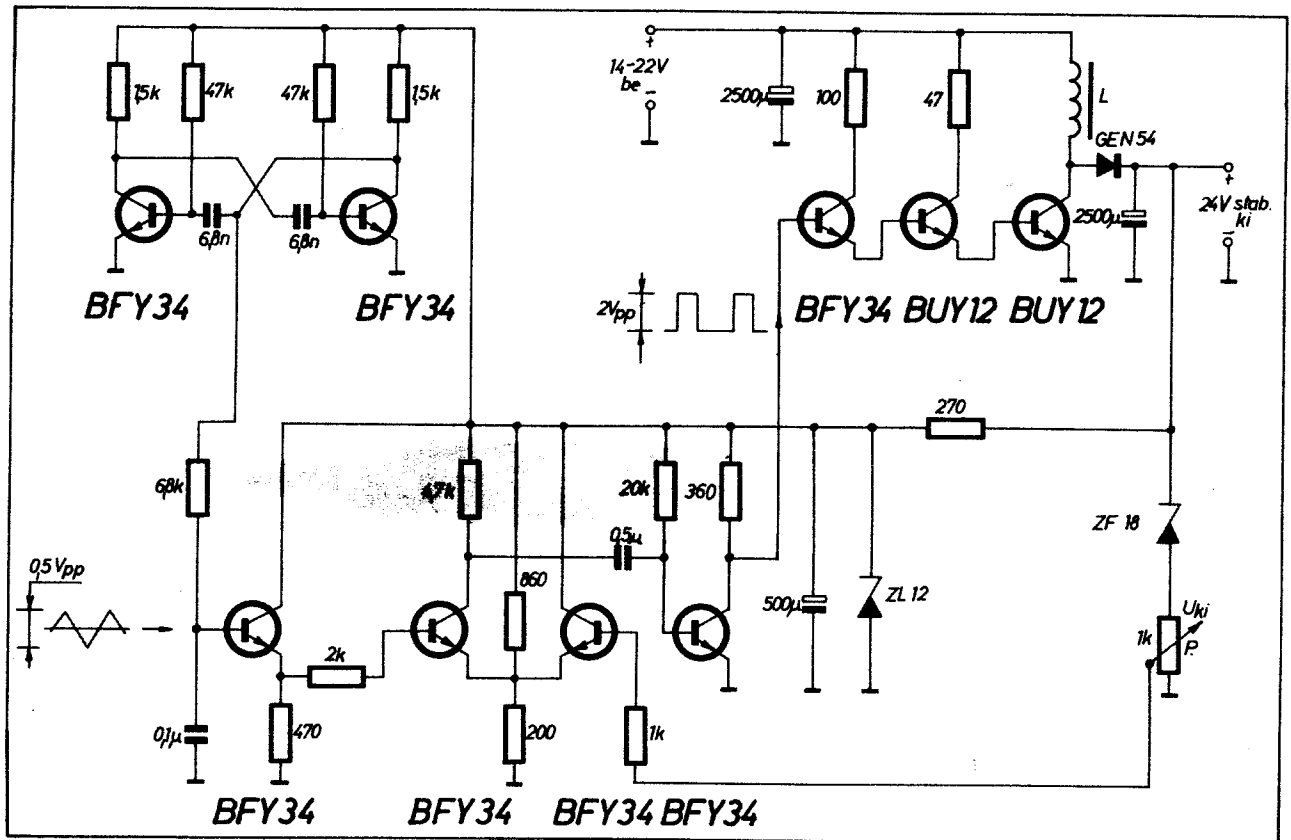
## Impulzus-rendszerű feszültségstabilizátor

Hetényi László okl. vill. mérnök

Tranzisztoros adóberendezések, hangerősítők stb. akkumulátorral való üzemeltetése esetén szükségessé válhat feszültségstabilizátor használata. Akkumulátoros üzennél az egyébként elterjedt áteresztő-tranzisztoros stabilizálás nem előnyös, mert hatásfoka csak kb. 70%; 20%-os bemeneti feszültség-ingadozás esetén. Helyette előnyösebb impulzusvezérelt feszültségviszanyerő stabilizátort alkalmazni. Ez a megoldás több tranzisztort és alkatrészt tartalmaz ugyan, de hatásfoka lé-



1. ábra. A készülék tömbvázlata

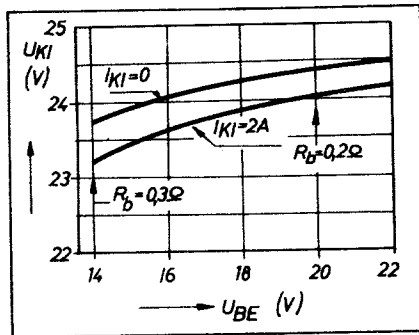


2. ábra. A stabilizátor kapcsolási rajza

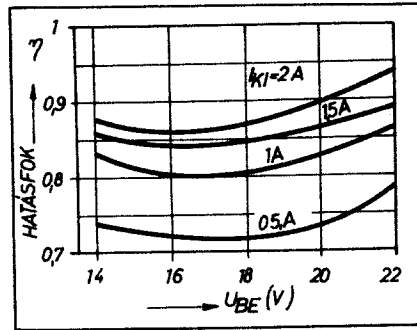
nyegesen jobb, elérheti a 95%-ot is. Az itt leírt kapcsolásnak jellemzője, az, hogy az áteresztő-tranzistoros stabilizátorokkal szemben a bemenő feszültség csak alacsonyabb lehet, mint a stabilizált kimenő feszültség.

A 24 V kimenő feszültséget szolgáltató stabilizátor tömbvázlatát az 1. ábra mutatja, kapcsolási rajza a 2. ábrán látható. A készülék lényege egy tranzistoros szaggató áramkör (idegen nevén: Chopper), amely a bejövő egyenfeszültséget impulzusokká alakítja át és ezekkel az impulzusokkal egy vasmagos tekercset (L) periódikusan feltölt. Az impulzus időtartama alatt a tekercsbe betáplált energiát az impulzus szüneteiben egy dióda (GEN 54) a kimenet felé irányítja és ez az energia mint többlet-feszültség hozzáadódik a bejövő kisebb szintű feszültséghez. Attól függően, hogy a tekercsben mennyi energia tárolódik az impulzus időtartama alatt, aszerint lesz a kimenő feszültség más és más értékű. Egy periódus alatt a tekercsben tárolt energia nagysága az egyéb tényezőknél kívül a töltő impulzus szélességétől — időtartamától — függ.

A kimenő feszültség szabályozása (stabilizálása) a szaggatót vezérlő impulzusok szélességének változta-



3. ábra. A kimenő feszültség változása a bemenő feszültség és a terhelés függvényében



4. ábra. A stabilizátor hatásfoka különböző terheléseknél

tásával történik. A szaggató impulzusok egy astabil (önjáró) multivibrátor jeléből vannak előállítva. A multivibrátor szimmetrikus négy-szögjel sorozatot állít elő 1000 Hz ismétlődési frekvenciával. Ebből a négy-szögjelből egy egyszerű RC tag — mint háromszög-jel generátor — háromszög jelet állít elő. Ez a háromszögjel az „impulzus-szélesség modulátorba” (PWM = pulse width mod.) kerül, ahol a vágó áramkör szintjének tologatásával más és más szünet-jel arányú impulzusokat kapunk. Az impulzusok szélessége 0-tól 1 : 1 értékű szünet/jel arányig változtatható.

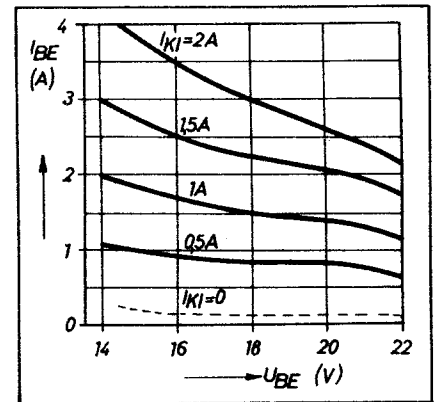
Az impulzus-szélesség modulátorból impulzusokat egy jelformáló áramkör vágás útján négy-szögessíti és ezzel a jellel vezérli a három tranzistorból (BFY 34,  $2 \times$  BUY 12) álló szaggató — Chopper — fokozatot. Az utolsó BUY 12 tranzistor kollektorában levő tekercs TM 55/20 típusú tekercselt Hipersil vasmagra készült. Menetszáma 150, huzala 1,2 mm-es CuZ. A vasmag légrés nélkül van összerakva.

A stabilan tartandó kimenő jel szintjének változását egy emitterkövető az impulzus-szélesség modulátorra visszaviszi. A kimenő feszült-

ség az 1 kohmos potencióméterrel változtatható.

A kimenő feszültség stabilitására jellemző karakterisztika a 3. ábrán látható. 14–22 V közötti bemenő feszültségváltozás esetén a kimenő 24 V-os feszültség ingadozása kisebb mint  $\pm 2,5\%$ . A rendszer belső ellenállása nem több mint 0,3 ohm. A maximális terhelhetőség 2 A, azaz 24 V mellett 48 W. A 4. ábra a stabilizátor hatásfokát mutatja különböző terhelő áramoknál a bemenő feszültség függvényében. Maximális terhelésnél a hatásfok nem csökken 85% alá. Az 5. ábra a bemenő oldali áramfelvételt mutatja különböző terheléseknél.

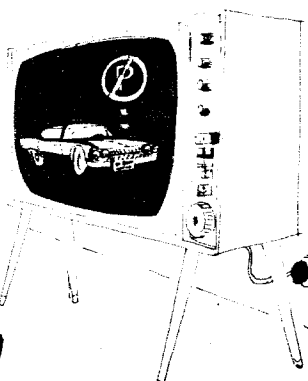
Ezt a berendezést legelőnyösebb 18 V-os ólom-akkumulátorral üzemeltetni. A 18 V-os telep 3 db 6 V-os egység sorbakapcsolásából állítható össze. A cellák száma 9, mert egy cella névleges feszültsége 2 V. A cellák üzemi feszültsége a feltöltött állapothoz tartozó 2,4 V és a kisütött 1,8 V között változhat, amely ingadozás 9 cella esetén 21,5 V és 16,2 V feszültséghatárokat jelent.



5. ábra. A bemenő oldali áramfelvétel a terhelés és a bemenő feszültség függvényében



Szokáshatalma



Nézd mama, színes tv...



# Újfajta REMIX alkatrészek

A Rádiótechnika Évkönyv 1969. évi számában közöltük az évkönyv olvasóival, hogy a REMIX RÁDIÓTECHNIKAI VÁLLALAT megkezdte a moduláramkörök kísérleti, illetőleg sorozatgyártását.

A híradástechnikai ipari szakemberei azonnal észrevették a moduláramkörök alkalmazásának műszaki és gazdasági előnyeit. A nagy érdeklődés eredményeként az elmúlt évben mintegy 200 áramkör került kifejlesztésre, kísérleti gyártásra és sorozatgyártásra. Az igények gyors növekedésének kielégítésére bevezették az úgynevezett gyorsított fejlesztést, ami azt jelenti, hogy a konkrét igény felmerülésétől számított rövid időn belül kísérleti mintákat szállít a REMIX és elindítja a sorozatgyártást. Az elmúlt időszakban főleg a rendelő vállalatok speciális igényeit kielégítő áramköröket gyártották, ebben az évben viszont a speciális igények további kielégítése mellett univerzális, kereskedelmi forgalomba is hozható áramkörök konstrukciós kialakítását is megkezdtek.

**Jellemző termékcsoportok:** csillapító tagok, RC kombinációk, logikai áramkörök, analóg áramkörök.

A korszerűség, megbízhatóság és további méretcsökkentés érdekében a jövőben vékony vagy vastagréteg technológiával készített ellenállás-kondenzátor kombinációkat, valamint hibrid áramkörök is fognak készülni.

A híradástechnikai és műszeripari jogos igényét kívánta a REMIX kielégíteni azzal, hogy az alkatrészgyártó bázison belül alakította ki az áramköri építőelemek, illetőleg moduláramkörök gyártását, mivel a 90%-ban saját gyártású alkatrészek biztosítják az olcsó árat. A felhasználók pedig alkatrészek helyett bemért, jól működő áramkörök alkalmazásával biztosítani tudják a tervezési, szerelési és szervizidők csökkentését.

Szintén a tavalyi Rádiótechnika Évkönyvben már jeleztük, hogy rövidesen piacra kerül az újfejlesztésű poliészterfóliás szélessávú zavaroszűrő kondenzátor család.

Az 1969. végén megjelent **C216 típusú zavaroszűrő kondenzátoroknak** poliészterfólia a dielektrikum, fémfólia fegyverzetűek, kábelkivezetőjú szigetelt és hajlékony, hengeres fémcsőbe szereltek és műgyantával vannak lezárva. Az erős-

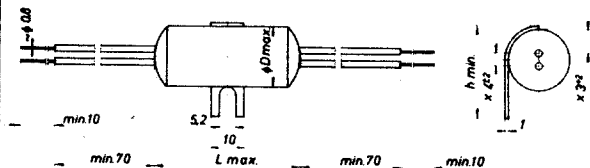
áramú villamos hálózattal összekapcsolt berendezések (villanymotorok, melegítők, világítótestek) kapcsológ, nagyfrekvenciás berendezések, stb., hosszú-, közép-, rövid-, valamint ultrarövidhullámú tartományban (0,1–200 MHz) keltett rádiófrekvenciás zavarfeszültségek szűrésére ajánlható

## Főbb műszaki és geometriai paraméterek:

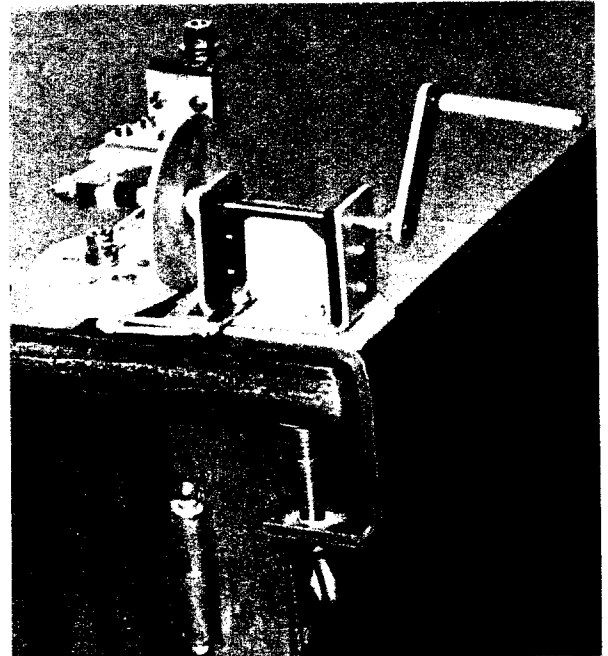
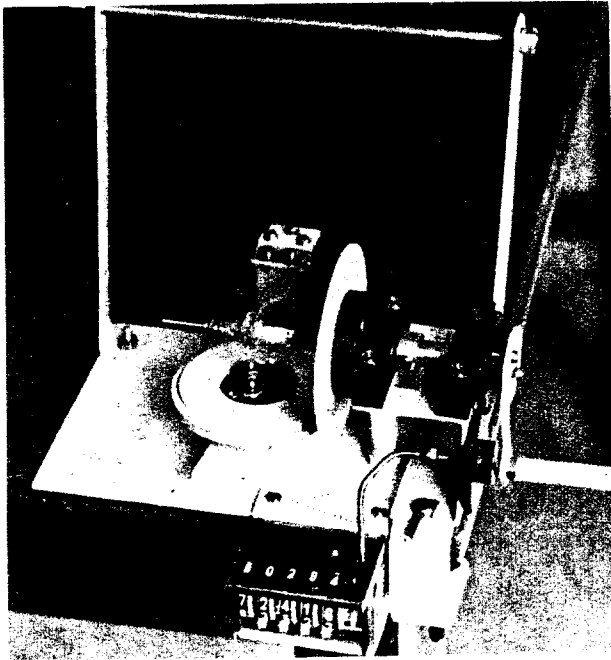
Veszteségi tényező max.  $100 \cdot 10^{-4}$   
Szigetelési ellenállás min. 30 Gohm  
Klímaállósági kulcsszám 55/085/21

Névleges feszültség	Névleges kapacitás	Méret D × L mm
250 V—	25 nF	11 × 23
110 V—	50 nF	11 × 23
250 V	2 × 100 nF	22 × 25
250 V	2 × 2,5 nF	15 × 35
250 V	20 + 2 × 2,5 nF	18 × 35
250 V	100 + 2 × 2,5 nF	22 × 45
250 V	2 × 10 + 10 nF	18 × 45
250 V	100 nF + 100 ohm	22 × 45
250 V	100 nF	22 × 55

kivételük az alábbi ábra szerint:



A kondenzátorok szerelését az MSZ 91. sz. kötelező országos szabvány, valamint az élet- és balesetvédelmi előírások fontos betartása mellett és ezenfelül a Posta illetékes szerveinek előírásait betartva kell végezni. A zavaroszűrő kondenzátorok szakszerűtlen felszereléséből, rendeltetéstől eltérő használatából eredő károkért, valamint balesetekért a REMIX Rádiótechnikai Vállalat semmiféle felelősséget nem vállal.



## Új megoldású kereszttekerceselő-gép

Füvesi Gyula

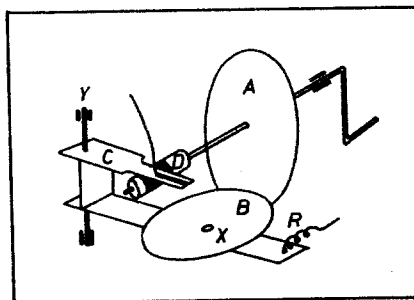
A Rádiótechnika 1968 novemberi számában már ismertettem új megoldású kereszttekerceselőgépet. Annak, hogy most ismét erről írok, két oka is van. Az egyik, hogy az azóta eltelt idő alatt a fiatal amatőrök újabb rajjai juthattak el odáig, hogy szükségét érzik egy tekerceselőgépnek, a másik ok pedig, hogy időközben szerzett tapasztalatok felhasználásával a gyakorlati kivitelezésben több módosítást is végeztem, amelyek esetleg azokat is érdeklik, akik az első leírást olvasták.

Amikor az új elven, először sikerült működő és használható kereszttekerceselőgépet készítenem, mindjárt ismertettem is. Első készülékemnél főleg az egyszerűsége törekedtem arra, hogy amatőr eszközökkel is el lehessen készíteni. A későbbi típusoknál viszont figyelembe vettem, hogy ma már nálunk sok ember számára egy-egy esztorgályozott alkatrész elkészítése nem okoz leküzdhetetlen akadályt.

Most két újabb, módosított kivitelezést mutatok be: egy fokozottabb igényeket is kielégítő nagyobb és egy kisebbet, egyszerűbbet, de a célnak még mindig megfelelő típust. Elvileg mind a kettő megegyezik az elsővel, de gyakorlati megoldásukban és kivitelezésükben több eltérés is található.

### Az elvi megoldás

A kereszttekerceselő elvi működését az 1. ábra mutatja. Ebből látható, hogy a tekerceselő gép lényegében két, egymással sűrűlő kapcsolatban levő tárcsából ( $A$  és  $B$ ), valamint kissé a  $H$  betűre hasonlító ( $C$ ) huzalvezető idomból áll. Ez az idom az  $y$  tengely körül elfordulva ide-oda mozgást tud végezni. Az  $A$  és  $B$  tárcsát az  $R$  spirálrugó szorítja egymáshoz. Ha az  $A$  tárcsát forgatjuk, a  $B$  tárcsa is forog, de mivel az  $x$  tengely a  $B$  tárcsának nem a középpontjában, hanem excentrikusan van elhelyezve, forgás közben a  $C$  huzalvezető s vele a huzal is ide-oda mozog. Az



1. ábra. Az új megoldású kereszttekerceselő-gép működési vázlatja

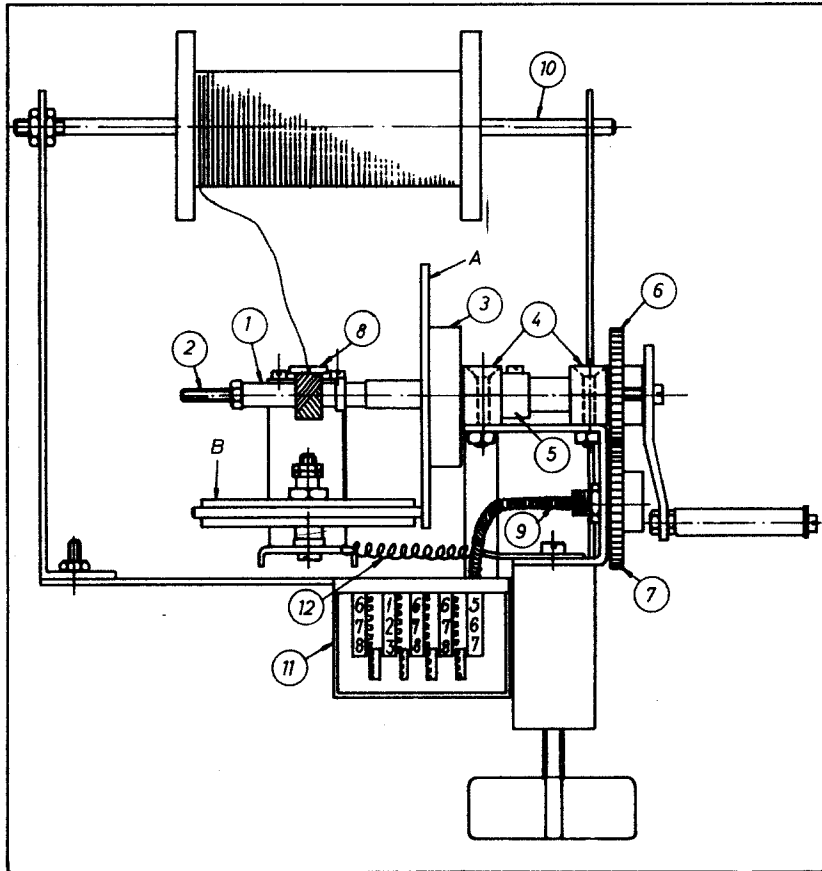
$A$  és  $B$  tárcsa közt az áttétel nem 1:1, s így a  $D$  tekercestesten a menetek egyrészt egymás mellé kerülnek, másrészt a később felkerülők az előző meneteket kereszttekeresztik.

Szerkezetünkben az az új, hogy benne a hagyományos tekerceselőgépek excenterét a  $B$  tárcsa helyettesíti. Ez a tárcsa a kettős szerepet, az áttételezést és a huzal ide-oda mozgását jól betölti, így a külön excenter és az azt mozgó alkatrészek elmaradhatnak.

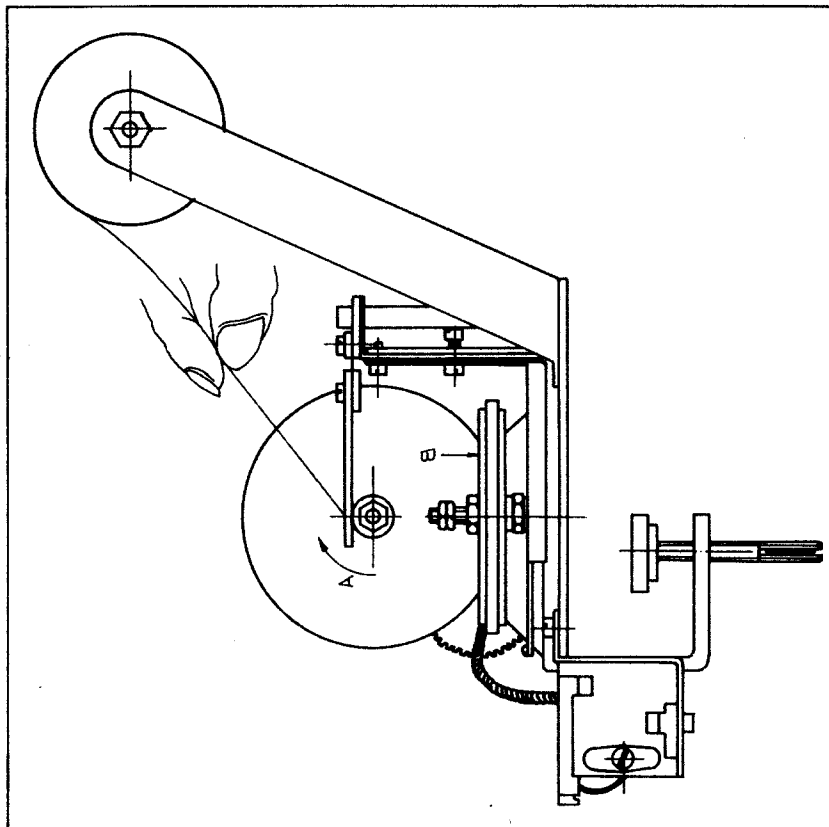
### A nagyobb kereszttekerceselő-gép

Ez a készülék csak annyival nagyobb az elsőként ismertetett típusnál, hogy több alkatrészrel kiegészítettem. Ennek megfelelően többet is nyújt és a használata is kényelmesebb. Így pl.:

1. Egy szárnyas csavar segítségével az asztalra erősíthető.
2. Külön csévetartója van.
3. El van látva fordulatszámállítóval, amiről a menetszámot leolvashatjuk.
4. A tengely, amire a tekercestest feltehető, tengelyirányban eltolható és különböző helyzetben rögzíthető. Ez lehetővé teszi, hogy a készülékkel nagyobb menetszámú kapacitásgépjénnyel oszított tekerceseket (fojtótekerceseket) készíthessünk.



2. ábra. A nagyobb kereszttekereselő-gép előlnézetben



3. ábra. A nagyobb tekereselő-gép oldalról nézve

5. Viszonylag egyszerűen állítható az A és B tárcsa között az átétel. Az első kivételnél ez körülmenyesebb volt.

A tekereselőgépet előlnézetben a 2. oldalnézetben a 3. felülnézetben a 4. ábra mutatja. A 2. ábrán néhány alkatrészt számjelöléssel láttunk el.

Ezek:

1. Tekercstest
2. Tekercstartó tengely.
3. Az „A” tárcsával összeerősített bakelitkorong.
4. Bakelitcsapágók, amelyek két-két félrészből állanak. Amint ezt szaggatott vonallal be is rajzoltuk, a félesapágókat 2-2 sülyesztett fejű anyáscsavar fogja össze és rögzíti az U alakú csapágytartó lemezhez.
5. Fémgyűrű. A rajta keresztülmenő csavarral rögzítjük, illetve oldjuk a tekerestartó tengelyt. Az oldott tengely előre-hátra (tengelyirányban) eltolható, majd a csavarral rögzíthető.
- 6., 7. Fogaskerekek a fordulatszámoló meghajtására.
8. Huzalvezető kar.
9. Spirálrugó a (7) fogaskerék és a fordulatszámoló közötti kapcsolat biztosítására.
10. Csévetartó.
11. Fordulatszámoló.
12. Spirálrugó, amely a B tárcsát az A tárcsához szorítja.

Pontos méretek megadása az elkészítők számára nem annyira segítséget, mint inkább felesleges megköltést jelentene. Ezzel szemben viszont egy pár tájékoztató méret minden bizonnyal hasznos lehet. Tekintve, hogy a rajzok méretarányosak, az itt felsorolt méretekből a többi alkatrész nagyságára is lehet következtetni:

a) Az alaplemez 2 mm vastag,  $100 \times 150$  mm nagyságú. Én alumíniumból készítettem, de természetesen készíthető más fémből is.

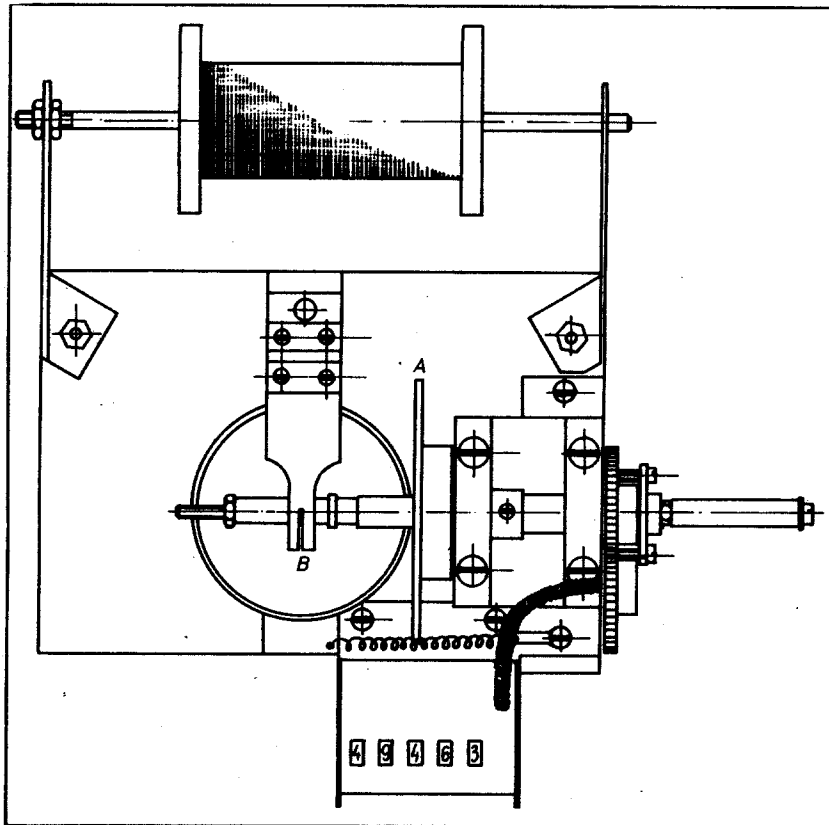
b) Az A tárcsa 70 mm átmérőjű, 2 mm vastag alumínium korong, amelyet csavarokkal erősítettem egy 40 mm átmérőjű, 8 mm vastag bakelit koronghoz; így növeltem meg a tárcsa mechanikai szilárdságát.

c) A B tárcsa 62 mm átmérőjű, 5 mm vastag gumi karika, amelyet két db 56 mm átmérőjű, 2 mm vastag alumínium tárcsa közé szorítottam és több szegeccsel összeerősítettem.

d) A fogaskerekek mérete közömbös, csak a fogszámuk legyen egyforma; a mintakészülékben két db 35 mm átmérőjű, 70 fogszámú fogaskereket használtam fel (ez volt!).

#### Gyakorlati szempontok

Az eddigi ábrákat még két rajzzal feltétlenül szükséges kiegészíteni. Az 5. ábrán a C huzalvezető idom látható. Tekintsük át ezt a rajzot a számjelzések szerint. A (2) jelzésű U alakú idom az 1) tengely körül tud elfordulni. Ezt az idomot a (7)



4. ábra. A nagyobb kereszttekereslőgép felülnézetben

huzalvezetővel egy lemezrugó — talán helyesebb rugalmas fémlémez mondani — kapcsolja össze, így a huzalvezető állandóan rugalmasan fekszik rá a készülő tekercsre.

Az A és B tárcsa között áttétel változtatása a következőképpen történik:

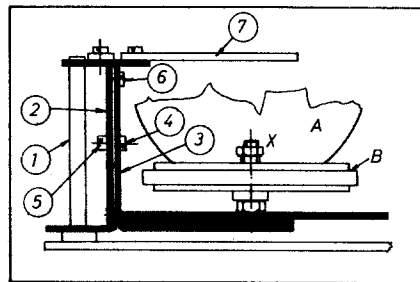
A B tárcsa a (3) jelzésű, L alakú fémidomra van excentrikusan elfor-

gatható módon ( $x$  tengely) felerősítve. A (2) és (3) idomokat a (6) csavar rögzíti egymáshoz. Az L alakú idom függőleges szárát az U alakú idom függőleges szárához képest a (4) és (5) jelzésű csavarokkal tudjuk szét-nyitni vagy összecsuksni és ezáltal az A és B tárcsa között az áttételt állítani. A kivitelezés olyan, hogy a (4)

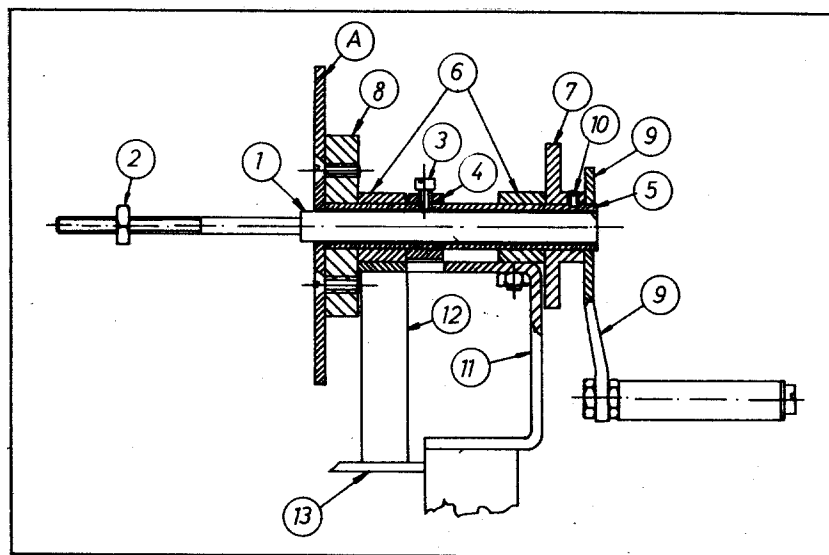
csavarok (ezekből a (4) csavartól jobbra és balra egy-egy, összesen kettő van) széjjel feszítik; ezzel a három csavarral tehát az L idom helyzetét bármely beállításban rögzíteni tudjuk.

A működés szempontjából döntően fontos, hogy az A és B tárcsa között megfelelő áttétel legyen (a B tárcsa kb 10–15°-ot késsen az A tárcsához képest) és hogy ez az áttétel menetközben gyakorlatilag ne változzék. Ezért ügyeljünk arra, hogy a (2) U alakú idomnak a tengelyen holt játéka ne legyen, az L alakú (3) idomot pedig megfelelő szilárdságúra készítsük, nehogy a rugalmas elhajlás miatt a B tárcsa menet közben le s fel mozogni tudjon.

Az is fontos, hogy az A tárcsa felülete, ott, ahol a B tárcsával érintkezik, ne síma, hanem kissé érdes legyen. Különböző módon érhetjük el célunkat. Ha pl. az A tárcsát alumíniumból készítjük, trisóoldatban való maratással megfelelő felületet kaphatunk és akkor a tárcsa nemcsak jó de szebb is lesz. Eljárás: 15–20%-os trisóoldatot zománcos edénybe teszünk és ebben 25–30 percig főzzük a tárcsát. *Figyelem!* Ezt a műveletet csak nyitott ablaknál szabad végezni; a főzésnél ugyanis gyúlékony, robbanásra hajlamos, veszélyes gáz keletkezik.



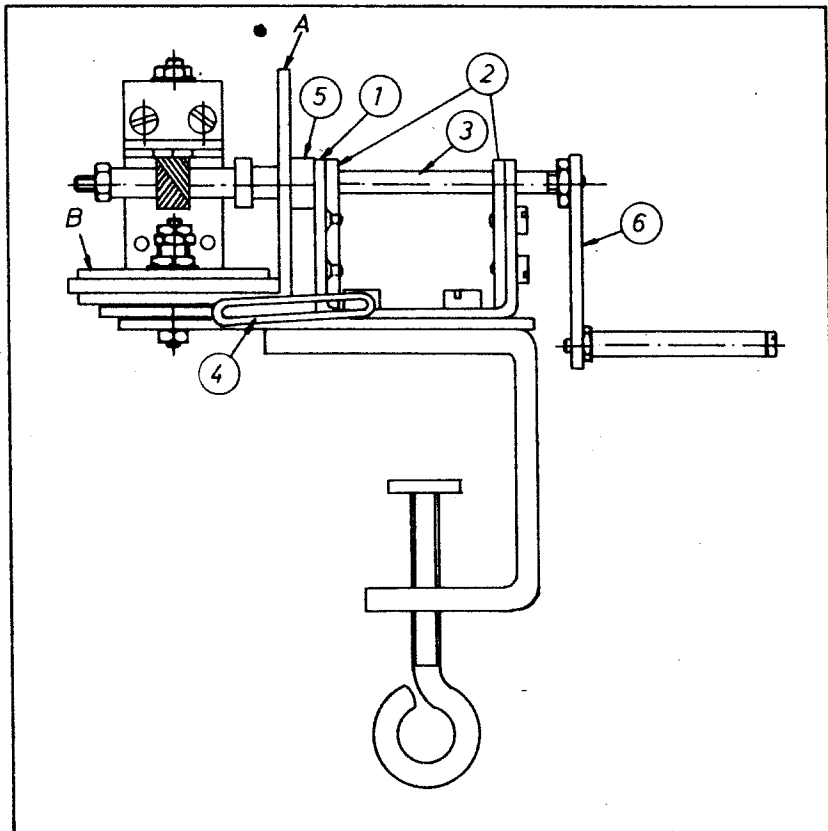
5. ábra. Az A és B tárcsa közt az áttételt a (4) és (5) jelzésű csavarokkal változtathatjuk meg. E csavarok segítségével a (2) és (3) részekből álló huzalvezető idom függőleges szárait a megkívánt mértékben összehúzhatjuk vagy szétnyithatjuk



6. ábra. A nagyobb kereszttekereslőgéppel osztott tekercseket is készíthetünk. Erre az ad lehetőséget, hogy az (1) tekercestartó tengelyt a (3) csavarral különböző helyzetekben tudjuk rögzíteni

Az osztott tekercs készítésére két mód is mutatkozik: vagy a huzalvezetőt, vagy pedig a tekercstest tartó tengelyét kell tengelyirányban úgy elmozdíthatóvá tennünk, hogy a tekercstest különböző helyeire lehessen tekercset felcsévélni. Én az utóbbi, a 6. ábrán látható megoldást választottam.

A tekercstestet az (1) tengelyre helyezzük és a (2) anyacsavarral rögzítjük. Ha a (4) gyűrűn átmenő (3) csavart oldjuk, az (1) tengelyt az (5) csőben előre-hátra eltolhatjuk, akár ki is vehetjük. Az osztott tekercs készítésének az a módja, hogy amikor a testre egy tekercset már felcsévéltünk, a tengelyt — tekercstesttel együtt — 10–12 mm-rel tengely-



7. ábra. A kisebb kereszttekereslőgép előlnézetben

hajtókart is csavarok rögzítik a (7) fogaskerekhez.

A csapágyak a (11) U alakú csapágytartóra vannak erősítve. Ennek szilárd helyzetét biztosítja a (12) rögzítő rúd, amelyet alulról csavarral a (13) alapelemhez erősítünk.

A (4) gyűrűn átmenő (3) csavar forgás közben neki ütközne a csapágytartónak, azért ebben ott, ahol a csavar számára helyre van szükség, nyílást vágunk.

#### A kisebb kereszttekereslőgép

Ennél a típusnál az egyszerűség mellett célul tűzttem ki a kis méretet is. A méretcsökkentésnek nyilvánvalóan megvannak a korlátai, amelyek túlmenni értelmetlen volna. Mindenesetre bizonyos, hogy az új megoldás elvének felhasználásával lehet az itt bemutatottnál kisebb és még mindig jól használható kereszttekereslőgépet készíteni.

A 7. ábra előlnézetben mutatja az általam készített kisebb készüléket. Az egész szerkezetet egy, a lombfűrészeléshez is használt szorítóvasra szereltem; azt hiszem, így lehet a legegyszerűbben és legolcsóbban megvalósítani az asztalra szerelhetőséget.

Az A tárcsa átmérője 45 mm, a B tárcsa gumikarikájáé 43 mm. A tárcsák kis mérete miatt a tengely túl alacsonyra kerül és így forgatáskor a (6) hajtókar az asztalra ütközne, ezért olyan elrendezést választottam, hogy a hajtókar forgási síkja az asztalon kívülre essék.

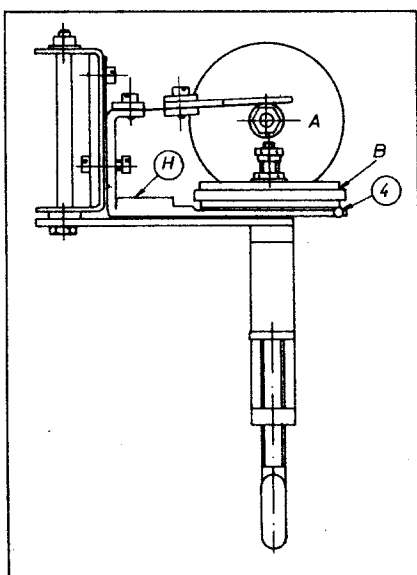
Az A tárcsába beleszegeztem az (5) jelzésű hengeres fémdarabot s így együtt az A tárcsába szorosan illesztve beleütöttem a (3) tengelyt. A tengely 4 mm átmérőjű vasszegeből van, amelynek az A tárcsán kívül eső, kb. 42 mm hosszú darabját

(Folytatása 164. oldalon)

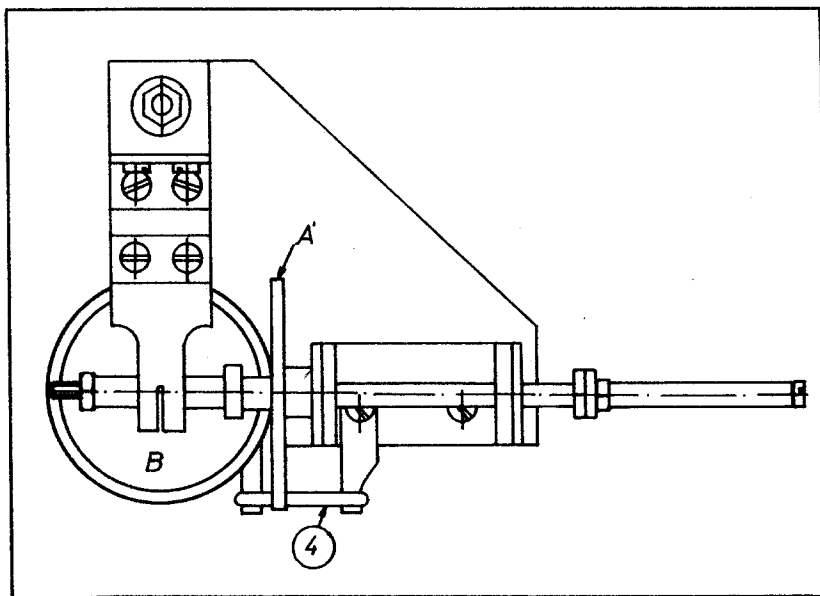
irányban eltoltt helyzetben ismét rögzítjük és a huzal elvágása nélkül kezdünk hozzá a következő tekerés készítéséhez.

Az (5) cső — valójában ez is tengely — a (6) jelzésű bakelit csapágyakban forgatható. Tekercseléskor a (9) karral egyidejűleg forgatjuk az (1) tengelyt, az A tárcsát, a (8) bakelit-

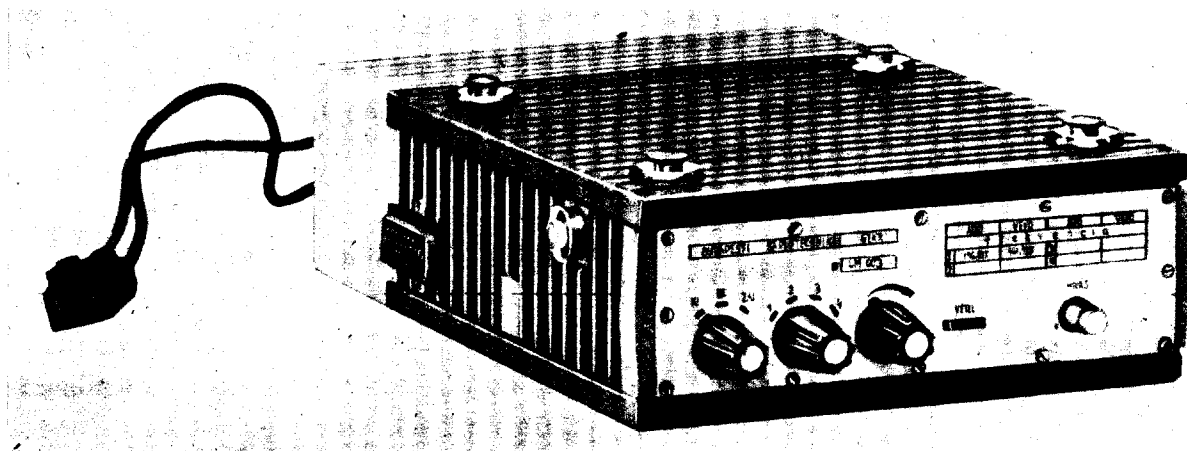
korongot, a (4) fémgyűrűt és a (7) fogaskereket. Én az (5) cső végét a (8) bakelitkorongba szorosan illesztve beütöttem, így külön csavarkötésre szükség nem volt. A (7) fogaskereket viszont a (10) hernyócsavarral erősítjük a fémcső végére. Azt pedig csak szóval mondjuk, mert a 6. ábrából nem tűnik ki, hogy a (9)



8. ábra. A kisebb kereszttekereslőgép oldalnézetben



9. ábra. A kisebb kereszttekereslőgép felülről nézve



## Új típusú tranzistorizált URH rádiótelefonok

Az ultrarövidhullámú rádiótelefonok üzemeltetése során súlyponti problémaként jelentkeznek — főként mozgó állomásoknál — a berendezések lehető csekély villamosenergia igénye.

Az új típusú tranzistorizált URH rádiótelefon gyártmánycsalád készülékei részint az előbbi szempont teljesülése, részint a maximális üzembiztosság elérése érdekében teljesen tranzistorizált áramkörökből épülnek fel. E körülményből adódóan a készülékek fogyasztása — a korábbi csöves, vagy csak részlegesen tranzistorizált, azonos kategóriájú típusokhoz képest — lényegesen alacsonyabb. Ezáltal a járműbe épített rádiótelefon-állomások a gépkocsi saját akkumulátoráról még álló motor mellett is huzamos időn keresztül üzemeltethetők. A korszerű áramköri technika, megfelelő alkatrész készlet megválasztás és átgondolt mechanikai konstrukció folytán a fenti rádiótelefon-család készülékei kis méretűek, súlyuk csekély. A célszerű mechanikai felépítés következtében a készülékek nagymértékben ellenállnak a külső mechanikai igénybevételeknek,

így elsősorban a járművekben történő üzemeltetés közbeni mechanikai rázásnak.

A Budapesti Rádiótechnikai Gyárban gyártott teljesen tranzistorizált URH rádiótelefon-család 0,5 W, 2 W és 10 W adóteljesítményű készülékei azonos áramköri szerkezeti elemekből épülnek fel, optimálisan megvalósítva ezzel a korszerű gyártmánycsalád elvet.

A készülékek — szemben a korábbi típusok maximálisan 8 csatornájával — 12 átkapcsolható nagyfrekvenciás csatornával rendelkeznek. Ez a csatornaszám még a legbonyolultabb hírhálózatokban történő alkalmazás esetén is elegendő. A különböző teljesítménylépcsőjű adó-vevő készülékek mind külső, mind beépített kezelőegységgel készülhetnek, a felhasználó helyi körülményeiből adódó igényektől függően.

A készülékek öntött könnyűfémházban, víztől védett, zárt kivitelben készülnek. A készülékekben felszabaduló hőmennyiség jó lesugárzását az öntött ház bordázása biztosítja. Ily módon a készülékek igen széles hőmérséklet-tartományban üzemeltethetők.

Az új típusú tranzisztorizált URH rádiótelefon készülékek az utóbbi években gyártott hasonló rendeltetésű hazai készülékekkel nehézség nélkül együttműködtethetők. E korszerű készülékekkel tehát a különböző felhasználók korábbi hírhálózataikat folyamatosan bővíthetik.

### Az új típusú rádiótelefonok főbb műszaki adatai:

Adóteljesítmény (rendelés szerint):	0,5; 2; 10 W
Vevőérzékenység (20 dB jel-zaj viszonynál)	jobb mint 0,4 $\mu$ V
Csatornák száma:	maximum 12
Csatornatávolság:	25/20 kHz
Frekvenciasáv:	136 . . . 174 MHz
(kívánságra a)	40; 80; 104; 300 és 450 MHz sávok)

### Fogyasztás:

vétel-üzem 4,2 W

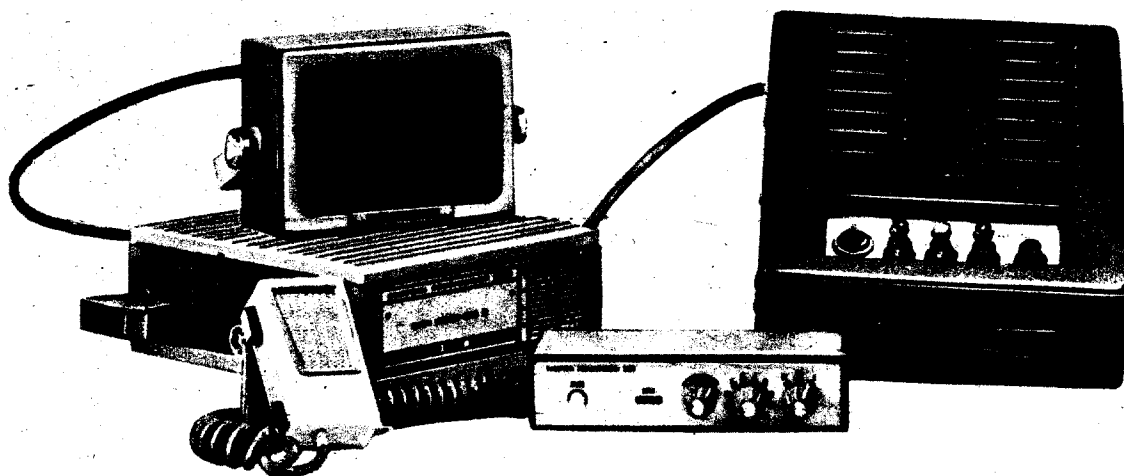
adás-üzem (10 W-nál) 54 W

Méret és súly: 200  $\times$  270  $\times$  800 mm

5,8 kp

Összegezve a Budapesti Rádiótechnikai Gyárban gyártott új típusú URH rádiótelefon-család műszaki és üzemeltetési jellemzőit, megállapítható, hogy a család készülékei mindenben teljesítik a műszaki élvonalba tartozó berendezésektől elvártakat.

Ezen URH rádiótelefon-család kereskedelmi forgalomba kerülésével ismét lehetővé válik különböző országos szervek, intézmények tőkés relációjú importjának csökkentése; mivel a típuscsalád az import szempontjából számításba vehető legkorszerűbb külföldi típusokkal is egyenértékű.



Új típusú rádiótelefon tápegységgel

(Folytatás a 162. oldalról)

3 mm-re esztergáltam le s ennek megközelítőleg fele hosszára M3-as menetet vágtam. A tengely másik végén kb. 10 mm hosszan M4-es menetet van a (6) hajtókar felerősítésére.

Az (1) csapágytartó anyaga 2 mm vastag félkemény (esetleg lágy) alumínium lemez. Mivel az alumínium csapágyának nem alkalmas, két oldalt rá 3 mm vastag (2) bakelit lapot csavaroztam; a csapágy szerepét ezek töltik be.

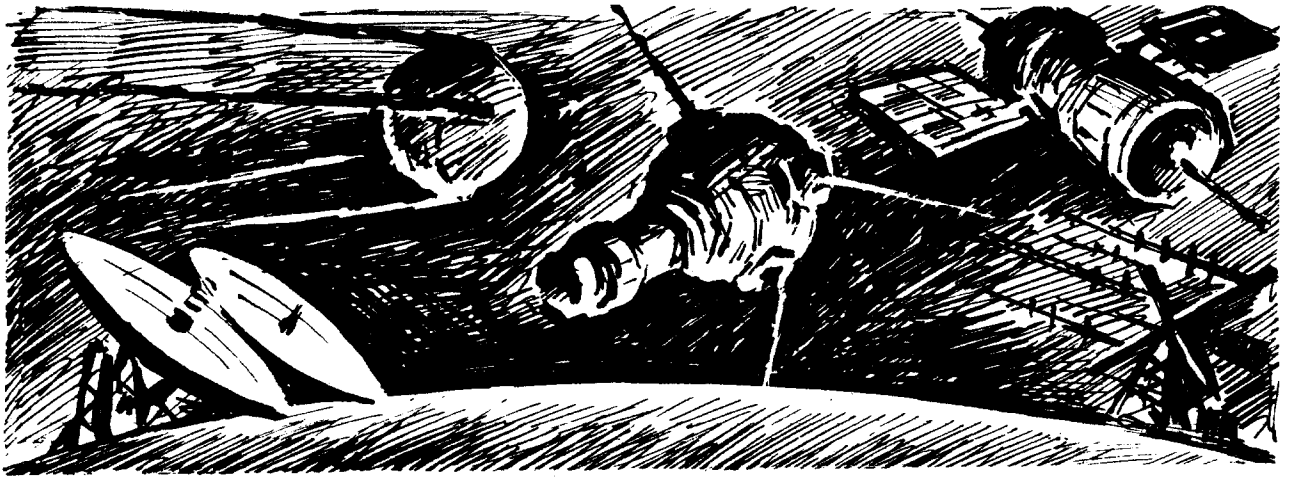
Ennél a készüléknél a B tárcsát az A tárcsához nem spirálrugóval, hanem (4) közönséges befűzési gumival szorítottam. Ezt a gumit — ha

a tekercselőgépet nem használjuk — vegyük le, mert ha a B tárcsát tartósan nyomjuk az A tárcsára, a B tárcsa gumi felülete deformálódik: lapot kap. Az ilyen tekercselőgép járása nem síma, hanem bicegő. Éppen ezért ezt a tanácsot minden gumitárcsás tekercselőgép esetében jó betartani.

A 8. ábra kis kereszttekercselőgéppünket oldalnézetben mutatja. Az ábrán látható H-val jelzett huzalvezető idom anyaga 2 mm vastag félkemény alumínium. Homloklapját (a rajzon a függőleges lemez) 1 mm-es kemény alumínium lemezhez szegeceltem. A rajzon láthatók a csava-

rok, amelyekkel az A és B tárcsa közti áttélelt változtatni tudjuk. A (H) huzalvezető idom egy darabját a két végén derékszögben meghajlítjuk, így fokozzuk a merevségét. A huzalvezető idom végén látható a tárcsákat összeszorító (4) gumi.

A 9. ábra a kis tekercselőgép felülnézete. Ezen látható, hogy az alaplemez egy olyan derékszögű háromszöghöz hasonlít, amelynek hegyes-szögű csúcsait levágtuk. Az alaplemezről a B tárcsa alatti helyén ajánlatos egy darabot ugyancsak kivágni, nehogy a B tárcsa tengelyét képező csavar feje az alaplemezrel súrlódni tudjon.



## HÍRKÖZLÉS MESTERSÉGES HOLDAKKAL

Dr. Gschwindt András okl. vill. mérnök

Az utóbbi években megszokottá vált, hogy nagy távolságokból is közvetlen, élő televíziós képeket kapjunk és otthon kényelmesen lássunk olyan eseményeket, amelyekről néhány évtizeddel ezelőtt legfeljebb csak szóban értesülhettünk volna.

Mind ezt a hírközlés nagymértékű fejlődésének köszönhetjük. Az űrkutatás új lehetőséget tárt fel a hírközlő rendszerek fejlesztése területén is.

Röviden tekintsük át azokat a lépéseket, amelyeket a hírközlés az elmúlt 10—15 évben megtett és várhatóan milyen változásokra számíthatunk, melyeket egy átlag néző vagy hallgató a közeljövőben tapasztalhat.

Az első műhold 1957-es startja megnyitotta az utat a különböző célú és súlyú, általában az emberi kutatás, megismerés vágyát segítő műholdak előtt.

Minden műhold egy-egy hírközlő berendezést visz magával. A műszer által mért adatokat rádió adókkal továbbítja a Földre. A Földről kapott utasításokat a műholdon levő vevő-készülékek veszik, melyek hatására különböző helyzet és pálya módosításokat, ki- és bekapcsolást stb. végezhet.

Az ember egyre mélyebben hatol be a világűrbe. A nagy távolságok (több száz millió kilométer!) áthidalásához nagyérzékenyű vevőkészülékek, nagyteljesítményű földi adóberendezések, hatalmas antennák szükségesek. Ezzel a területtel nem kívánok részletesen foglalkozni. Nézzük meg hogyan alakult, fejlődött a földi hírközlés a mesterséges holdak korszakában!!

A nagymennyiségű információ átvitelére egymástól tengerrel elválasztott kontinensek esetében szinte kizárólag csak tenger alatti kábelekkal történt. A kábeleken azonban legfeljebb lassan (képtáviró) vihetünk át képeket TV átvitel szóba se jöhet! Az eseményekről csak filmről, később értesülhetünk ami lényegesen kisebb élményt jelent mint az élő adás.

Kontinenseken belül, szárazföldön a mikrohullámok felhasználásával a földi reláln-

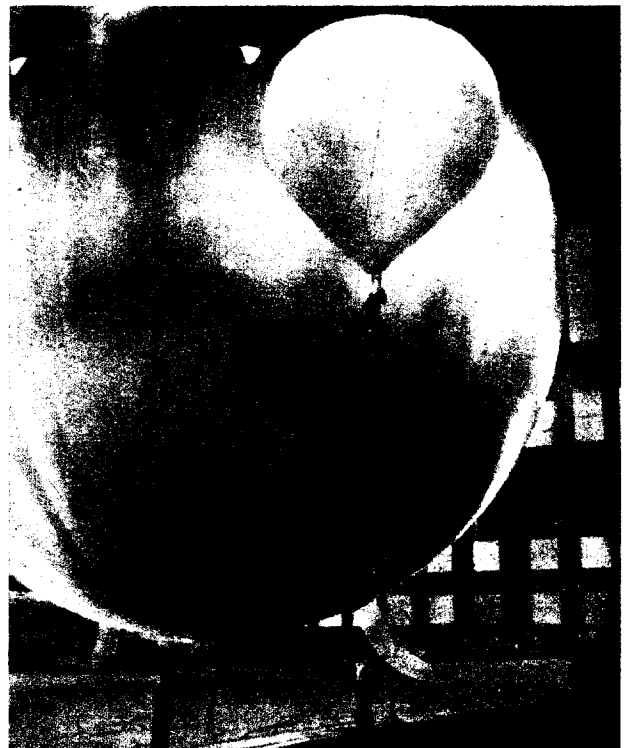
cok, amelyek átszelik a kontinenseket, képek nagymennyiségű kép és hang információ átvitelére. Az egymástól 40—60 km-re telepített állomások akár 2500—3000 km-re is jóminőségű képet továbbítanak.

A kontinensek közötti hírátvitelre a rádióhullámok közül a rövidhullámok alkalmasak. Az ionoszféra reflexiós tulajdonságait felhasználva a tenger alatti kábelekhöz hasonlóan, bár kisebb megbízhatósággal, biztosítani lehet beszéd, vagy lassú képátvitelt.

Hasonló eredményt érhetünk el, ha mikrohullámokat használunk hírátvitelre és a közbenes reflektáló közegnek a természetes

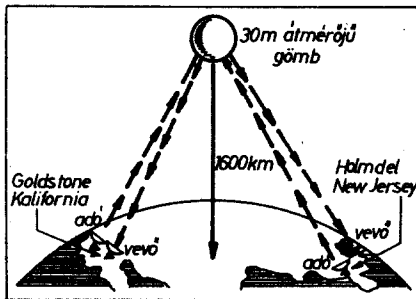
Holdat használjuk fel. Az összeköttetés mondjuk Európa és az USA között úgy jön létre, hogy az Európában levő adó a Hold irányába sugározza jeleit majd az onnan reflektált jelet veszi az USA-ban elhelyezett vevőkészülék.

Az előző elrendezést felhasználva még napjainkban is működik hírközlő rendszer az USA-ban és Angliában. Általában nagy adóteljesítmény és érzékeny vevőkészülék szükséges a megbízható átvitelhez. 4—6 csatornás géptáviró üzemet használnak leggyakrabban, bár beszéd átvitel is megvalósítható.



1. ábra Az Echo 2 passzív műhold. Az előtérben egy termikus kis léggömbön ellenőrzik a felfűjt ballont





2. ábra. Az Echo típusú műholdakkal történő hírvitel az USA-ban

A legnagyobb baj az, hogy a Hold felülete nem nevezhető jó reflektornak. A hasznos felülete a geometria felületének (a geometria felület alatt a Hold főkörének területét, értjük, hiszen ez reflektál!) mindössze néhány százaléka!

Logikusnak látszott a gondolat, amely szerint a Föld körül mesterséges reflektáló felületet kell elhelyezni, amely kedvezőbb reflexiós tulajdonságokkal rendelkezik mint a Hold.

### 1. Mesterséges reflektáló felületek Ballon holdak.

Az első mesterséges reflektáló felületet 1960-ban lötték Földünk köré mintegy 1000 km-es kör alakú pályára. Neve Echo 1. volt, alakja gömb, átmérője kb. 30 m. A jó reflektáló tulajdonságot úgy biztosították, hogy az egész ballont alumínium fóliából készítették. Az első ballon műhold egyrétegű, a második amelynek fényképe az 1. ábrán látható, többretegű volt. Alumínium és műanyag rétegek felváltva követik egymást.

A ballon holdak szabad szemmel is jól megfigyelhetők voltak, nagy átmérőjük és jó fényvisszaverő tulajdonságuk miatt.

Sok kísérletből álló sorozatot végeztek, köztük az USA és Európa közötti átvitelt is

sikerült megvalósítani. A kis reflektáló felület miatt az adó és vételoldalon nagy teljesítmény illetve nagyon kis zajú vevőkészülék kellett. Az átvitt információ mennyisége kicsi volt, legfeljebb egy beszédcsatornát tudtak jó jel-zaj viszonytal átvenni.

Az előző nem nagyon kedvező elektromos tulajdonságai ellenére mégis sokan nagy reményeket fűztek a passzív műholdas kísérletekhez. Ennek oka a ballon hosszú, megbízható élettartamában és túlterhelhetlenségében rejlett.

Miután sikerült pályára állítani, nem kellett energia ellátásáról gondoskodni. Bármennyi földi állomás használhatta egyidejűleg, az állomások nem zavarták egymást. Sávszélessége rendkívül nagy volt, gyakorlatilag néhány száz MHz-től több 1000 MHz-ig jól használható reflektáló felületet adott.

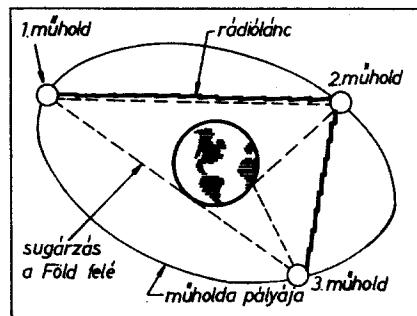
A 2. ábra mutatja, hogyan történt az információ csere az USA keleti és nyugati pontja között az Echo műholdak felhasználásával.

A 2. ábrából az is jól látszik, hogy a két állomás között csak akkor jöhet létre összeköttetés, ha egyidejűleg mindkét állomás „látja” a műholdat. Erre URH és mikrohullámok egyenesvonalú terjedése miatt van szükség.

Ha a műhold alacsony pályán mozog, csupán néhány ezer km az a maximális távolság, ahol legalább 1—2 percig létrehozható az összeköttetés. Előnyösebb a magasabb pálya, akkor a földi észlelő lassúbnak látja a mozgást, tovább tartózkodik a műhold a két állomás közös rádióhorizontja fölött.

Az 1—2 ezer km-es pályamagassághoz legkedvezőbb átvonuláskor (a megfigyelő fölött halad át a pálya) 15—20 percig látható a műhold. Ennyi idő alatt az adó antennának teljes 180°-ot kell a műhold után fordulni másszóval az összeköttetés jó minőségének biztosításához bonyolult követő, antennamozgató berendezésre van szükség.

Ezen a nehézségen kívánt segíteni a több millió dipólusból álló, Földünket gyűrű alakban körülvevő réteg, amelyet szintén a passzív mesterségesen létrehozott reflektáló felületek közé sorolhatjuk.



4. ábra. A. C. Clark elképzelése 1945-ben a szinkronholdakra épülő világ hírközlő hálózatról

A félhullámú dipólusokból álló övezet legkedvezőbb reflektáló tulajdonságát 8 GHz környezetében fejtette ki. Mivel széles és vastag rétegben elterülő dipól rétegről volt szó, nem kellett az adó és vevőantennát mozgatni, csak a réteg azonos pontjára kellett hogy nézzenek.

A dipól gyűrű se hozta meg a várt eredményt. A Nap sugárnyomása miatt a kis, rendkívül könnyű dipolók nagytávolságra szétszóródtak és kedvezőtlen reflektáló tulajdonságú inhomogén réteget alkottak.

A passzív műholdak tehát csak kis csatornaszámú információ átvitelére alkalmasak. Rendkívül nagy előnyük ezzel szemben a nagy megbízhatóság.

Kedvezőbb tulajdonságokkal rendelkeznek az aktív mesterséges holdak. Vizsgáljuk meg ezen holdak felépítését kissé részletesebben.

### 2. Aktív hírközlő mesterséges holdak

Az első passzív holdakkal végzett kísérleteket megelőzve 1958-ban végezték az első aktív műholdas hírviteli kísérletet az USA-ban.

Egészen röviden úgy foglalhatnánk össze az aktív műhold felépítését, hogy ez nem más mint a Föld köré juttatott mikrohullámú reléállomás. Alapvető funkciói ugyanis megegyeznek a mikrohullámú reléállomásokkal. A földről érkező jeleket a műholdon elhelyezett vevőkészülék veszi majd erősíti és a vételtől eltérő frekvencián sugározza vissza a Földre.

#### 2. 1. Aktív hírközlő műholdak pályái

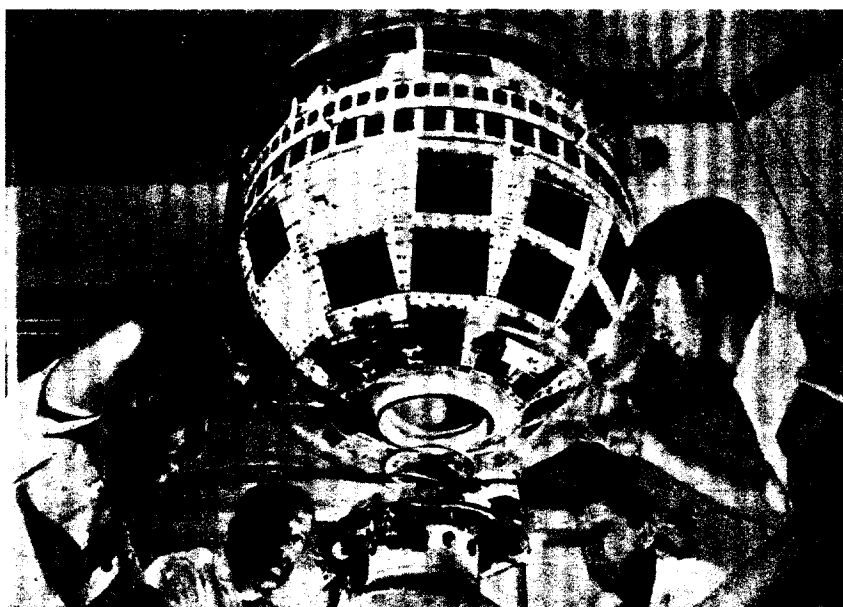
A műholdak felépítésének vizsgálata előtt szólni kell a pályákról is amelyeken a hírközlő műholdak mozognak.

Az első kísérleteknél (pl. Telstar) néhány ezer km magas pályára helyezték a műholdakat. Ebben az esetben a Földön elhelyezkedő állomások gyakran csak napi 20—40 percre tudták igénybevenni a nagytávolságú hírvitelt mert csak ennyi időt biztosítottak a láthatósági viszonyok.

Ezekben a kísérletekben még hosszabb műsorok közvetítésére nem kerülhetett sor. Az Európa — USA közötti közvetítés ideje legfeljebb 15—20 perc volt.

A Telstar kísérlet egy érdekes fázisát mutatja a 3. ábra fényképe. A startra kész műholdat a Thor-Delta hordozórakéta orrába erősítik. A műhold súlya kb. 70 kg, magassága 80 cm volt.

Lényegesen kedvezőbb tulajdonságokkal rendelkezik a szinkron pálya. A pályája síkja



3. ábra. A Telstar műholdat fellövés előtt a hordozó rakétára erősítik

ebben az esetben megegyezik az egyenlítő síkjával, köralkú, magassága 36 ezer km. Ebben a magasságban a műhold a földdel szinkron forog, azaz kirezgési ideje 24 óra.

A Földről nézve úgy tűnik, mintha a megfigyelőhöz viszonyítva mozdulatlanul, mintegy az égboltra lenne „szögezve”.

A szinkron pályán elhelyezkedő műholdra a földi adó és vevőberendezések antennáit csak egyszer kell beállítani, tehát elmarad a hatalmas antennák mozgásánál, a műhold követésénél jelentkező nehézség. További előny, hogy két pont között napi 24 órás átvitel valósítható meg.

Természetesen a magas pályához nagyobb hordozó rakétára van szükség. Az egyszer „szinkronizált” műhold nem marad mozdulatlan. Hatnak rá a környező égitestek Nap, Hold, a Föld inhomogén tömegelosztása, amelyek mind igyekeznek kimozdítani a szinkron helyéről. A műhold fedélzetén kis rakéta hajtóműveket kell elhelyezni, amelyeket földi parancsra bekapcsolva időnként újra megfelelően szinkronizálni lehet a műhold mozgását.

36 ezer km-es magasságból Földünk jelentős területét látni lehet. Három szinkron pályán levő műholddal megvalósítható földünk felszínének nagyrészen a műholdas hírközlés. Érdekesként ezt már egy 1945-ben ismertett cikk illusztrációjaként megjelent ábrán nagyon jól áttekinthetjük (4. ábra). A „nagy jó” aki már akkor látta a műholdas hírközlés jövőjét A. C. Clark angol csillagász volt, akinek „A jövő körvonalai” című könyve nemrég nálunk is megjelent.

Természetesen a teljes világhálózat megvalósításához fel kell tételezni, hogy a műholdak egymás között is tudnak jeleket továbbítani. Erre a jelenleg polgári forgalomban levő műholdaknál még nincs példa.

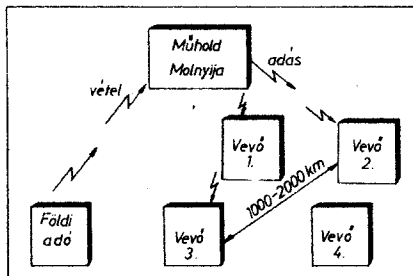
A szinkron pályára épülő hírközlő hálózatot a nyugati országok használják, amelyek az Intersat nevű szervezetbe tömörülve a világ legmodernebb hírközlő hálózatát üzemeltetik. Ezen hírközlő hálózat segítségével láthattuk például a Mexikói Olimpiáról az egyenes közvetítések egy részét.

Teljesen eltérő pálya rendszerre épül a Szovjetunió belső, országban belüli hírvitelre szolgáló műhold rendszere. Mivel a Szovjetunió az északi féltekén helyezkeik el, nem lenne célszerű szinkron pályán levő műholdak rendszerével létrehozni a belső hírközlő hálózatot. Ekkor ugyanis az északi részek pl. Leningrád, nagyon kis szög alatt venné a jeleket, amely rossz vételt eredményezne.

Kedvezőbb a 63°-os dőlési szögű hosszán elnyújtott ellipszis pálya használata, amelynek földhöz legközelebbi pontja néhány száz, legtávolabbi 30—40 ezer km-re van a Földtől. A pályára úgy állítják a műholdat, hogy a legtávolabbi pontjára mindig a Szovjetunió fölött érjen. Ekkor a teljes keringési idő nagyrészt az ország területéről jól látható pályaszakazon tölti a műhold és napi 8—10 órás üzemre is alkalmassá válik.

Az Orbit nevű hálózatba tartozó állomások között az állomások többségénél egyutas átvitel van. Ekkor a műhold tulajdonképpen országos műsorellátást végez. Ezen az úton el lehet látni az egymástól távol levő TV relé állomásokat műsorról. (5. ábra)

Hasonló belső célú (nem kontinensek között) hírközlő rendszer kiépítését tervezi az USA, Kanada és az Euróvízióba tömörült országok is.



5. ábra. A szovjet Orbit hálózatba tartozó egyetlen műhold sok földi TV relé-állomást lát el műsorról

### 3. Hírközlő műholdak felépítése

Csak egész röviden tudjuk áttekinteni azokat a problémákat, amelyek a műholdak tervezése, üzemeltetése felvet. Rövid ismeretéseinket a következő témák köré csoportosítjuk:

- Az átvitel rendszere
- Áramköri felépítés
- Energia ellátás
- Antennarendszer

#### a) Az átvitel rendszere

A műholdak üzeme akkor gazdaságos, ha minél jobb kihasználással dolgoznak. Legkifizetődőbb tehát a napi 24 órás üzem és a lehető legnagyobb számú telefon vagy TV csatorna átvitele.

Ez a célkitűzés csak részben teljesíthető. A nagy csatorna-számnak határt szab a műhold adóberendezésének teljesítménye és a földi vevőberendezések érzékenysége. A ma legmodernebbek tekinthető műhold 4 TV csatorna vagy 1200 telefon csatorna egyidejű átvitelére alkalmas.

Fontos még az is, hogy lehetőleg egy időben ne csak két földi állomás tudja használni hírvitelre, hanem több helyről lehessen „belépni” a hírvitel rendszerébe.

A földi illetve fedélzeti adóberendezések frekvenciamodulált üzemmódot használnak. Az újabb, kísérleti műholdakban a Föld-műhold vonalon egyoldalsávú amplitúdó modulációt (SSB) használnak, amely megkönnyíti több állomás egyidejű üzemét.

A műholdak adóberendezéseinek teljesítménye 1—10 W, a Föld-műhold útvonalon a 600 MHz-es hullámsávot a műhold-Föld útvonalon a 400 MHz-es sávot használják adásra. A földön levő vevőkészülékek tehát a 400 MHz-es sávban vesznek.

#### b) Áramköri felépítés

A megbízhatóság növelésére a fedélzeti berendezések általában csak az adóberendezés végfokozatában használnak elektroncsövet (haladóhullámú erősítő cső). Ebből és a legnagyobb igénybevételnek kitett alkatrészekből két azonos áramkört építenek be tartaléknak.

Az átlagos élettartam 5 év. Ha figyelembe vesszük, hogy az áramkörök több ezer félvezető elemet tartalmaznak, a hosszú élettartam rendkívül jó alkatrészek megbízhatóságát követeli. A mai fejlett mikroelektronika mellett ez azonban nem számít extrém követelménynek, sőt már az is előfordult, hogy a műhold jóval túlélte a remélt élettartamát.

Természetesen a fedélzeti berendezésekhez nem csak a hírközlő berendezések tartoznak. A műhold helyzetét stabilizáló be-

rendezések, azok irányítását, vezérlését végző áramkörök, az automatikus hőmérséklet szabályozó áramkörök stb. amelyek együttes hibátlan működése biztosítja csak a kifogástalan üzemét.

#### c) Energiaellátás

A világűrben legegyszerűbb a Nap sugárát felhasználni energia forrásként. A teljes fogyasztás legfeljebb néhány száz watt, amelyet néhány m<sup>2</sup> felületű napelemmel elő lehet állítani. A napelemeket kis cellákra osztva erősítik a műhold felületére, vagy külön szárnyakra mint pl. a szovjet Molnyija sorozat tagjain.

A napelemek a kemény kozmikus sugárzás hatására öregednek. A teljes használható felület az 5 éves átlagos élettartam alatt kb. felére csökkenti a levehető teljesítményt.

Újabb kísérleteznek a kisméretű atomreaktorok felhasználásával energiaforrásként. Jelenleg még nem üzemel hírközlő műhold ezzel a megoldással.

#### d) Antennarendszer

Szinte a legnehezebb konstrukciós kérdés a fedélzeti antenna megvalósítása.

Az antenna nyereségének növelésével csökkenthető az adó teljesítmény a műholdon, vagy egyszerűbb földi állomás használható. A szinkron pályáról (36 ezer kilométer) a Föld kb. 17°-os szög alatt látszik. Ha a teljes (a pályáról látható) felületet le kívánják sugározni, akkor ennél kisebb sugárzási szöget nem alkalmazhatnak.

A sugárzási szög csökkentésének (ami az adó antenna nyereségének növekedését jelenti) nem csak a Föld látószöge szab határt. A pontosabb irányítás elengedhetetlen feltétele a műhold helyzetének nagyon pontos stabilizálására. Különben a sugárnyaláb lecsúszik a Föld felületéről és az átvitel megszűnik.

A helyzet stabilizálást a műhold pörgetésével oldják meg. A hosszanti tengely körül percnként 60—100-at fordul. A pörgetés azonban az antenna sugárzási iránya is változna. Ezen csak úgy lehet segíteni, ha ellenkező irányban pörgetik a fedélzeti antennát. Így a sugárzási iránya azonos marad.

Az antennapörgetést a jelenleg üzemben levő műholdaknál mechanikusan vagy elektromosan oldják meg. A mechanikus mozgatósnál kis motort építenek be, amelynek fordulatszámát egy automata áramkör úgy változtatja, hogy az antenna a műhold fordulatszámával azonos, de ellenkező irányú forgást végezzen.

Ha az antenna rendszer több sugárzóból áll, akkor nem szükséges az egészet forgatni, elegendő az egyes sugárzók gerjesztésének relatív fázisát változtatni. Mindkét megoldást alkalmazzák az üzemben levő műholdaknál.

A 6. ábra fényképén jól követhető a műholdak fejlődése. Az első részén a Sincom (az elsőszinkronpályás műhold) fényképe látható, míg a sorban a legutolsó az egyik legújabb ATS sorozatú műhold. A felületük napelemek borítják, méreteiket jól érzékelteti a mellettük álló ember.

#### 4. Katonai célú hírközlő műholdak

A nagy megbízhatóságot a műholdak egyszerűbb felépítésével is biztosítani lehet. Az elektromos felépítésben lényegesen egyszerűsítést nem lehet elérni. Lemondhatunk azonban a szinkronpályáról, amellyel elmarad a hely és helyzetstabilizálás nehéz, bonyolult problémája.

Az USA egyik katonai hírközlő hálózata a 25—30 ezer km-es egyenlítő síkjában levő műhold pályákra épül. Ebben a magasságban a műholdak lassan sodródnak. Keringési idejük 10—20 óra is lehet.

Ha több (15—20 db) hírközlő holdat állítanak pályára, amelyek véletlenszerű elosztásban helyezkednek el, akkor elég nagy valószínűséggel mindig található olyan műhold, amely két földi állomás között használható átvitelre. A költségek csökkentésére egy hordozórakétával 8 műholdat állítottak pályára.

Egy műhold meghibásodása a teljes rendszer használhatóságát csak kis mértékben csökkenti. Mivel a fedélzeti antennák egyszerűek, az adók teljesítménye viszonylag kicsi és a földi állomásnál egyszerű berendezések használata a célszerű (rugalmasság!) az átvitt beszédcsatornák száma elég kicsi. Az üzemi frekvenciájuk a 7000 MHz-es sávban van.

A hosszú élettartam biztosítása nem tartalmaznak akkumulátorokat, közvetlenül napemlekből üzemelnek. Katonai vonalon az URH sáv felhasználása is előtérbe került. A LES-5 nevű amerikai műhold egyszerű földi állomással néhány beszédcsatornás átvitelt biztosít.

Az újabb nagykapacitású katonai műholdak már a polgári célú műholdakhoz hasonlóan szinkron pályán helyezkednek el. A kisebb minőségi követelmények miatt az átvitt beszédcsatornák száma általában jóval több mint a hasonló felépítésű polgári célú műholdaké.

#### Hírközlő műholdak földi állomásai

A műholdak javíthatóságának megvalósítása a közeljövőben nem várható. Célszerű a hosszú élettartam miatt kis terheléssel járni a műholdakat és inkább a földi vevőrendszerek érzékenységét fokozni.

Természetesen itt is van hatar! A parabola antennák mérete 25—30 méter fölé a mechanikus nehézségek miatt nem emelhető. Így is a nagy antennák súlya több száz tonna! Nagyobb földi állomások vevőantennája 20 méter körüli átmérővel rendelkezik. A földi vevőantennára mutat egy példát a 7. ábra.

A nagy nyereségű vevőantenna mellett fontos a kiszájt vevőkészülék is. A bemenő fokozatok általában alacsony hőmérsékleten üzemelő parametrikus erősítőt tartalmaznak.

A molekuláris erősítőket felépítésük és nehézkes kezelésük miatt nem alkalmazzák az erősítő fokozatokban.

Adásra és vételre ugyanazt az antennát használják. Az adóberendezések teljesítménye 1—10 kW között változik a továbbított beszédjel csatornák számától függően.

A vevő illetve adóállomásokat a nagyfórmál, nagy elektromos zajú városoktól messze, kedvező rádiós horizontú helyeken telepítik. A városi telefon, TV központra mikrohullámú relével, esetleg kábelrel (telefon átvitelnél!) csatlakoznak.

Mivel az üzemben levő hírközlő műholdak nagyrésze szinkron pályán kering, rendkívül leegyszerűsödik a földi antennák mozgása.

Nem szükséges automatikus követő rendszer, elegendő a kézi vezérlés, amellyel a maximális jel irányába állítják a vevőantennát.

#### A hírközlő műholdak felhasználása egyéb célokra

Az új kísérleti műholdakon (pl. az USA ATS sorozata) nemcsak a mikrohullámú sávban dolgozó rádió relét helyezték el.

A mikrohullámú részről teljesen függetlenül működik az URH sávú relé. Ez 149 MHz-en veszi a földi állomás jelét és 135 MHz-en adja vissza a földre. Evvel a relével több kísérletet végeztek illetve végeznek.

A világ meteorológusainak munkáját könnyítik meg azzal, hogy a Föld nagyrésztét magában foglaló területekre megadják a felhőtakaró képét. Ezt úgy valósítják meg, hogy a meteorológia műholdak (Nimbus, ESSA) felhőképeit összegyűjtik, kiértékelik, majd az így előkészített, kidolgozott felvételeket továbbítják az URH relén keresztül.

A meteorológiai obszervatóriumok nagy része ma már rendelkezik olyan vevőállomással, amellyel ezeket a képeket venni tudják.

Ugyan ezen URH rádió relét a repülés biztonságának növelésére is fel kívánják használni. A lakatlan területek felett repülő gép közvetlen kapcsolatot tarthat fenn a nagytávolságra levő repülőterekkel.

1968 augusztusában az ATS-3 nevű műhold URH reléjének segítségével sikerült létrehozni az első műholdas összeköttetést hazánk és az USA között. A szinkron műholdon elhelyezett kamerával nagy terület felhőviszonyait lehet állandóan figyelemmel kísérni.

Az előzőek néhány lehetőséget mutattak be a műholdak további felhasználására. Az átlagos hallgató azonban talán még a 70-es évek első felében egysokkal nagyobb élményben részesülhet — a műholdas rádió és TV műsor ellátásban.



7. ábra. Földi állomás antennája

#### Rádió és TV műsorszórás műholdak segítségével

Nagy területek műsorellátását az URH tartományban addig sok egymástól 80—100 km-re levő reléállomásokkal oldották meg. A műholdak felhasználása itt is újabb lehetőséget kínál!

Szinkron pályára helyezett nagyteljesítményű rádió adóberendezéseket használva a földi műsorok (TV és rádió) nagyterületre juttathatók.

A megvalósításhoz el kell érni, hogy 100 kW nagyságrendű adóállomást üzemeltessenek a Földtől 36 ezer km távolságra. A legnagyobb nehézségek közé a tápellátás tartozik. Energiaforrásként elvileg nagy felületű napemle táblákat is lehetne használni, de realitásabbnak tűnik az atomreaktorok használata elektromos energia előállítására.

Mivel a műhold nagy távolságra van a Földtől és alapvető feltétel az egyszerű földi vevőkészülék használata, az adó antenna nyereségének is nagyoknak kell lenni.

A felhasználni kívánt frekvencia 700—800 MHz. Vevőoldalon a vevőkészülék zajtényezőjének csökkentése a cél. Elképzelések szerint a vevőantennával szervesen a kis zajú tranzistoros előerősítőt, amely a vevőkészülék érzékenységét is megnövelné. A szinkron pályán levő műholdra a földi antennát csak egyszer kellene beállítani.

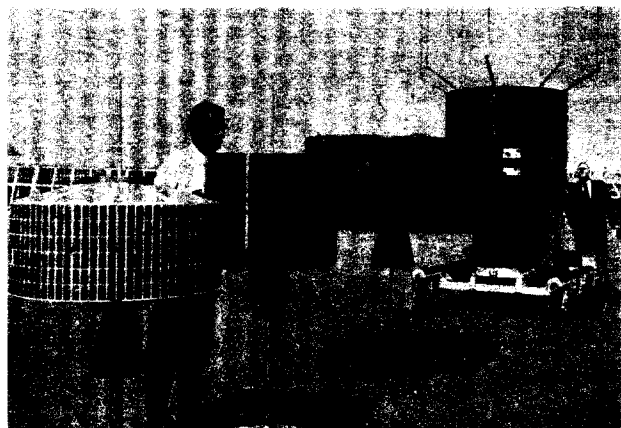
Nem cél azonban a teljes szinkron pályáról látható, Földfelület besugárzása. További antenna sugárzási szög csökkentéssel elérhető, hogy csak kisebb területeket sugározzon be a műhold (pl. Európa, USA, Kanada).

További nehézségeket jelent a viszonylag nagy terület besugárzása miatt a frekvencia foglaltságban az, hogy a műhold által felhasznált csatornán más földi állomás nem dolgozhat. Ma 200—300 km-ként dolgozhatnak TV és URH adók ugyanazon a csatornán!

A politikai és nyelvi kérdés is nyitott még. A képet a többnyelvű területeken egyértelműen megértik, a kísérő hangot viszont több nyelven kellene biztosítani.

A nagyteljesítményű „égi” adóállomások időszakos javítása, ellenőrzése ma még szükséges lehet. Ezért úgy szeretnék megvalósítani az adóállomások üzemét, hogy több állomást (esetleg más célú is!) egyhelyre telepítsenek. Az így kialakított nagy hírközpont gazdaságosabban, jobb hatásokkal üzemeltethető.

Röviden az előzőekben foglalható össze a nagy embertömegeket érintő hírközlés pillanatnyi helyzete és várható fejlődési iránya.



6. ábra. Az USA-ban készült hírközlő műhold család. A sorrend előtérben a Sincom, majd az Early Bird, Intersat 2, ATS-1 követezik

# ÖTLETEK innen-onnan

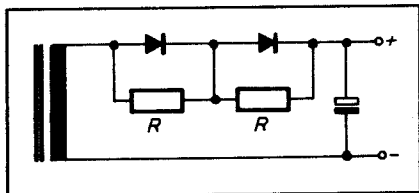
Martinovich Tamás okl. vill. mérnök

Otthoni barkácsolás, vagy „hivatalos” munka közben gyakran kerülünk olyan helyzetbe, hogy egy-egy jó ötlet igencsak egyszerűsíthetné munkánkat, esetleg segítené valamilyen hiba elhárítását.

Ilyen ötletekből mutatunk be most egy csokorralalót:

## 1. Nagyfeszültség előállítása kisfeszültségű diódákkal

Ismeretes, hogy a félvezető diódák sorbakapcsolásával nagyobb zárófeszültségű „eredő” diódához jutunk. Ilyenkor azonban az egyes diódák eltérő paramétereinek hatását külső elemek segítségével kell kiegyenlíteni.

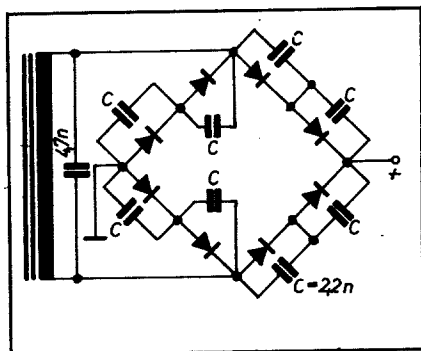


1.1. ábra

A leggyakrabban alkalmazott megoldás a párhuzamos ellenállás (1.1. ábra). A megbízható működéshez az ellenállások értékét az alábbi képletből számíthatjuk:

$$R \leq \frac{U_{\text{Resztes}}}{10 \cdot I_{\text{Rmax}} (U_{\text{Rmax}}; T_{\text{jmax}})}$$

ahol az R index az egyes diódák

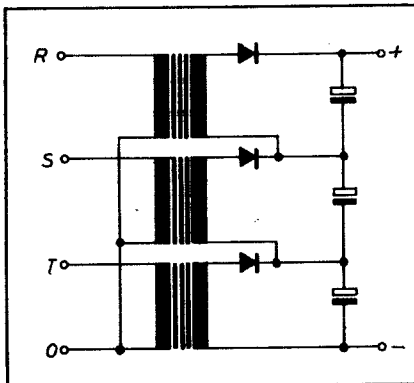


1.2. ábra

záróirányú igénybevételére utal. Pl. a SIEK 7-nél  $U_{\text{Res}} = U_{\text{Rmax}} = 700$  V zárófeszültség és  $T_{\text{jmax}} = 100^\circ \text{C}$  megengedett réteghőmérséklet esetén az  $I_{\text{Rmax}} = 10 \mu\text{A}$  visszarámból adódik, hogy  $R = 7$  Mohm.

Megoldható azonban a kiegyenlítés párhuzamos kapacitásokkal is (1.2. ábra). Ekkor az azonos értékű kapacitások a diódák ún. záróirányú feledési időinek szórását egyenlítik ki. Tehát, amikor a diódasor a nyitástól átvált zárásba, valamennyi diódán egyszerre alakul ki a nagy záróellenállás. (Ui. az félvezetődiódák nyitástól zárásba vezérléskor csak bizonyosidő elteltével „élednek fel”: a kristályban felhalmozódott töltéshordozóknak előbb rekombinálnodni kell, mintegy „el kell tűnniük”.)

Az 1.2. ábrán látható Grätz-egyenirányítóban a 2,2 nF-os kapacitások már elegendőek a kiegyenlí-



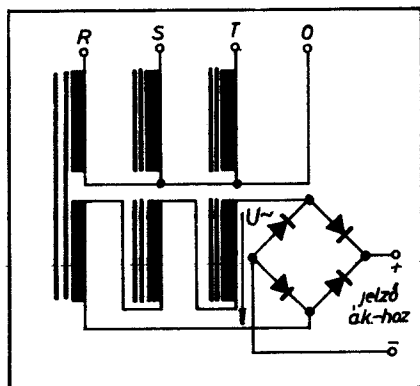
1.3. ábra

téshez. A transzformátor szekunder tekercsével párhuzamosan kapcsolt 4,7 nF a hálózat felől érkező feszültségugrásokat, „tűket” zárja rövidre. (Funkschau 1963. 18. sz. 506. o.)

Ahol lehetőség van a háromfázisú hálózat használatára, ott az 1.3. ábra szerinti megoldás is alkalmazható (150.692 sz. magyar szabadalom). Az ábrából látható, hogy tulajdonképpen az egyes fázisokból egyenirányított egyenfeszültséget

kapcsoltuk sorba. Természetesen lehetséges kétutas egyenirányítást is alkalmazni.

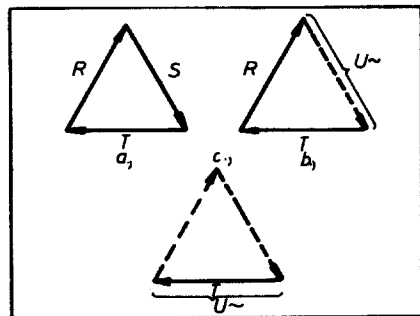
Nagy előny, hogy nemcsak a diódákra, hanem a pufferkondenzátorokra is csak a teljes feszültség-igénybevétel 1/3-a jut. Ezenkívül a megjelenő bűgőfeszültség is 150 Hz-s (ill. a kétutas változatnál 300 Hz-s), ami a további szűrést könnyíti meg. Hátrány viszont, hogy az egyes szekunder-tekercseket a teljes egyenfeszültség + a váltófeszültség csúcspanak összegére kell szigetelni!



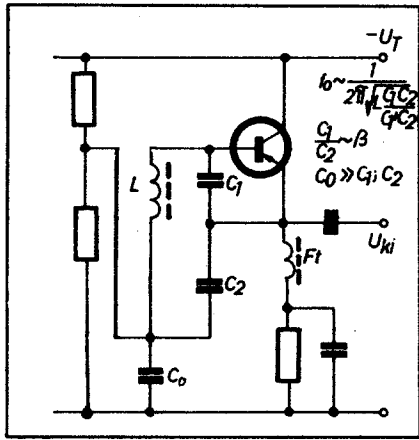
2.1. ábra

## 2. Fáziskiesés jelzése háromfázisú tápegységeknél

A 2.1 ábrán látható megoldás egy, vagy két fázis kiesésekor jelző- és riasztóáramköröket működtet. A működés elve az, hogy a Grätz-egyenirányító csak akkor kap váltófe-



2.2. ábra



3.1. ábra

szültséget, ha egy, vagy két fázis kimarad.

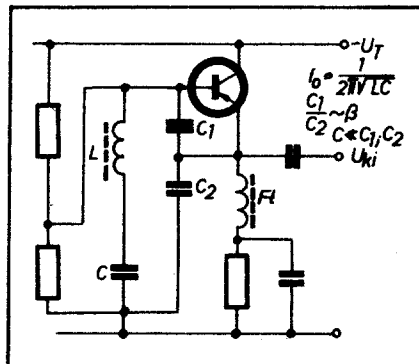
Ugyanis, ha mindhárom fázis megvan, az egyes feszültségek a 2.2.a ábra szerint adódnak össze (zárt vektorsokszög!), tehát feszültségkülönbség nincs, az egyes fázisfeszültségek összege 0. Bármelyik fázis kimaradásakor (pl. a 2.2.b ábrán az S fázis hiányzik) felborul az egyensúly, feszültségkülönbség lép fel, ami működteti az egyenáramú beállítót. A két fázis kiesésekor előálló helyzet a 2.2.c ábrán látható.

### 3. Tranzisztoros oszcillátorok egyenáramú beállítása

Az oszcillátorok méretezését lényegesen megkönnyíti és a méretezést egyszerűsíti, ha a tranzisztor egyenáramú beállítását függetleníteni lehet a váltóáramú hálózattól. Erre mutatunk be néhány lehetőséget.

A 3.1. ábrán Colpitts-oszcillátor látható. A bázisosztó leágazása váltóáramúlag hideg ponton van, tehát nem terheli az L—C<sub>1</sub>—C<sub>2</sub> párhuzamos rezgőkört, nem rontja annak jósági tényezőjét.

A 3.2. ábrán viszont Clapp-oszcillátort láthatunk. Mivel itt a rezgőkör az L—C soros kör, amely rezonancián igen kis ellenállást jelent, a vele párhuzamosan kapcsolt bázisosztó nem jelent lényeges váltóáramú terhelést.

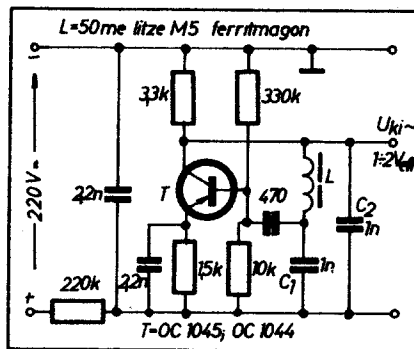


3.2. ábra

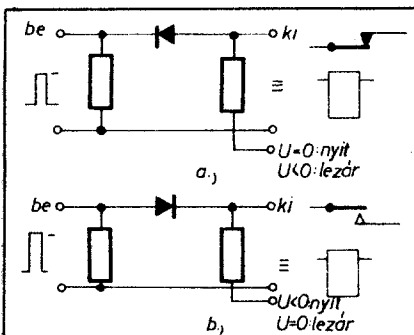
Váltóáramú szempontból mindkét megoldásnál előnyös a nagy induktivitású — kis kapacitású rezgőkör. A rezonanciafrekvencia és a stabil rezgés feltételének közelítő képletei az ábrákon láthatók.

Az itt is szereplő Clapp-oszcillátor legnagyobb előnye a meglehetősen nagy frekvenciastabilitás, amit gyakorlatilag a soros L—C kör határoz meg. (Így pl. igen alkalmas a soros rezonancián gerjesztett kvarcoszcillátorok céljára.) Az Ft fojtó szerepe csak az, hogy a rezgés frekvenciáján nagy váltóáramú ellenállást (50—100 kohm) valósítson meg. A részletes méretezés megtalálható a *Radio und Fernsehen* 1967. 23. szám 727. oldalán.

Egy megépített kapcsolás látható a 3.3. ábrán. A kapacitiv-



3.3. ábra

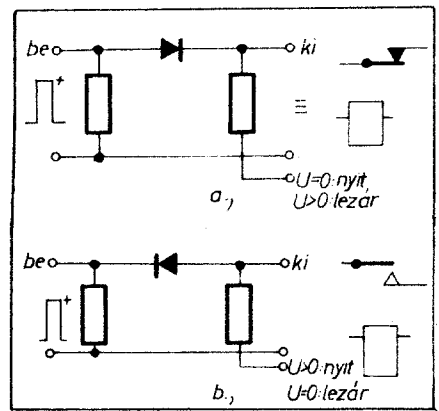


4.1. ábra

hárompont-kapcsolású oszcillátor 1 MHz-n rezeg. Fogyasztása és helyigénye elég kicsi, kimenőjele pedig elég nagy ahhoz, hogy TV-vevők „kétnormásításához” lehessen használni. A hőmérsékletváltozás frekvencia-elhúzó hatását úgy csökkenthetjük, hogy az egész áramkört jól szellőző helyre szereljük és a pontos hangolást bemelegedett készülékben végezzük el.

### 4. Előfeszített diódás kapuáramkörök

Logikai kapcsolásoknál igen sok feladat megoldását könnyítik meg az alábbi áramkörök. Szerepük tulajdonképpen az impulzus-sorozatok



4.2. ábra

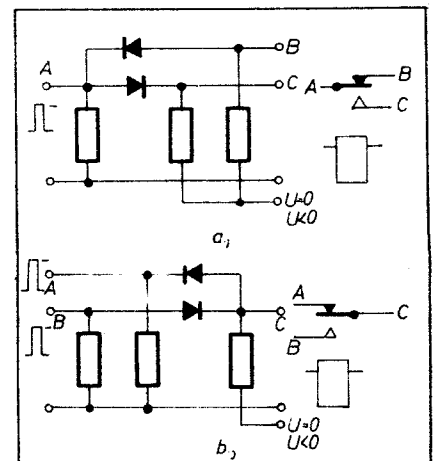
„terelése” a megfelelő vonalakra. Ilyen szempontból a relés áramkörök félvezetős változatának is tekinthetők.

Negatív impulzus-sorozat esetében a 4.1. ábra, pozitív impulzusokhoz pedig a 4.2. ábra a megfelelő. Előbbi a pnp-transzisztorokkal, utóbbi az npn-transzisztorokkal felépített kapcsolásokhoz használható előnyösen.

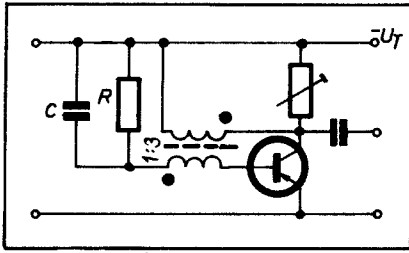
Az egyes áramkörök mellett láthatók a relés logika megfelelő alapáramkörei. A 4.3. ábra azt mutatja, hogyan lehet a 4.1. ábra elemeiből kétféle „morze-érintkezőt” csinálni. Ugyanilyen áramkörök építhetők a 4.2. ábra egységeiből is.

Az áramkörök méretezésekor alapvető szempont, hogy a 4.1.a és 4.2.a ábrák áramköreihez — és így természetesen a 4.3. ábrához is — nagyobb kapuzófeszültség szükséges, mint amekkora az impulzusok amplitúdója!

Igaz ugyan, hogy ezekhez az áramkörökhöz több alkatrész szükséges, viszont működési sebességük lényegesen nagyobb (OA 1150, vagy OA 1180 diódákkal kb. 100—500 kHz), fogyasztásuk és helyigényük viszont sokkal kisebb, mint a relés áramköröké.



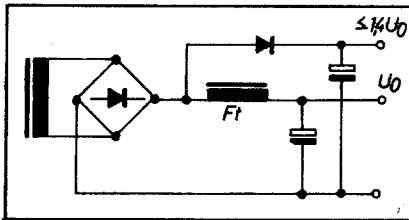
4.3. ábra



5.1. ábra

### 5. Laza csatolású blocking-oszcillátor

A blocking-oszcillátoroknál általában ajánlott — sokszor a működés feltétele — a szoros induktív visszacsatolás. Az 5.1. ábrán látható kapcsolás azonban viszonylag laza csatolással is működőképes. Az ismétlődési frekvenciát a párhuzamos R—C tag határozza meg, de a kollektorköri potenciométerrel finomhangolás is lehetséges.



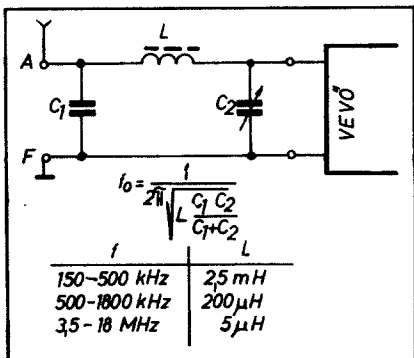
6.1. ábra

### 6. Kettős teljesítményforrás

A hálózati feszültség egyenirányításakor fellépő lüktető egyenfeszültség felhasználható két különböző feszültség előállítására (3.053 991 sz. USA-szabadalom). A 6.1. ábrán látható kapcsolás esetében az ún. lengőfójtó bemenetén jelentkező feszültségcsúcsok felhasználhatók egy nagyobb feszültséget, de kisebb áramot igénylő terhelés táplálására.

### 7. Szelektivebb AM-vétel hangolt antennakörrel

Az AM-műsorvevő rádiók szelektivitása lényegesen megnövelhető,



7.1. ábra

ha az önrezgő-keverő fokozat előtt az antennakört is hangoljuk. Erre mutat példát a 7.1. ábra.

A hangolás a  $\pi$ -kör kimenetén történik, a soros induktivitás átkapcsolásával mindhárom AM-sáv átfogható. Lényeges feltétel, hogy az átkapcsolásos változat esetén az egyes induktivitások ne szórjanak egymásra (árnyékolás!).

### 8. Diódás forgásirányváltó egyenáramú motorokhoz

Az egyenáramú motorok forgásirányát úgy lehet megváltoztatni, ha pl. a gerjesztőtekercs áramának irányát megváltoztatjuk, mialatt a forgórész áramának iránya változatlan marad. Ugyanez a hatás érhető el akkor is, ha az állórész áramiránya marad állandó és a forgórész árama fordul meg.

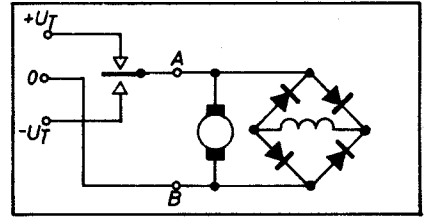
Erre a célra szolgál a 8.1. ábra kapcsolása sönt-tekercses, a 8.2. ábráé pedig a soros motorok esetére. A hídba kapcsolt diódák mindig azonos polaritással feszültséget adnak a gerjesztőtekercsre. A diódákon eső feszültség természetesen kissé rontja az eredő hatásfokot.

A tápfeszültség polaritásának átkapcsolása megoldható teljesen elektronikusan is, pl. a 8.3. ábra szerint. A bistabil multivibrátorként kialakított vezérlőkör ( $T_1$  és  $T_2$ ) minden bejövő negatív impulzus hatására megváltoztatja a motor forgásirányát: vagy a  $T_3$ — $T_6$ , vagy a  $T_5$ — $T_6$  tranzisztorpárt kapcsolja be, s így a motor A—B kapcsaira más-más polaritású feszültség jut. Az  $R_E$  ellenálláson eső néhány tized volt feszültség a  $T_3$ ... $T_6$  tranzisztorok közül az éppen nem vezérelt kettő üzembiztos lezárásához szükséges.

A félvezetők használata különösen a modellező amatőrök számára jelentős, mert pl. a hajómodelleknél megtakarítható egy viszonylag súlyos relé!

### 9. Vágókapcsolás beszéderősítőkhöz

Az amatőr adókészülékek amplitúdómodulációjánál — különösen a nagytávolságú összeköttetések megteremtésekor — előnyös lehet, ha a modulátor-végfokozatot be-

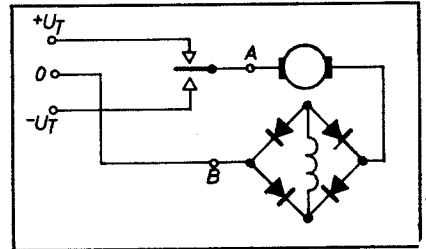


8.1. ábra

széd-átvitel esetén is közel állandó teljesítménnyel üzemeltetjük.

A beszédhangok igen sok nagy amplitúdójú „beütést” tartalmaznak, amelyek levágása nem rontja észrevehetően az érthetőséget.

Erre a vágásra alkalmas erősítőfokozat látható a 9.1. ábrán (Radio und Fernsehen 1967. 12. sz. 354. o.). A működés elve a diódák jellegéből adódó nemlineáris visszacsatolás. Ennek értéke a kollektor-munkaellenállásként használt potenciométerrel szabályozható. Maximális visszacsatolás esetén a határolás kb.

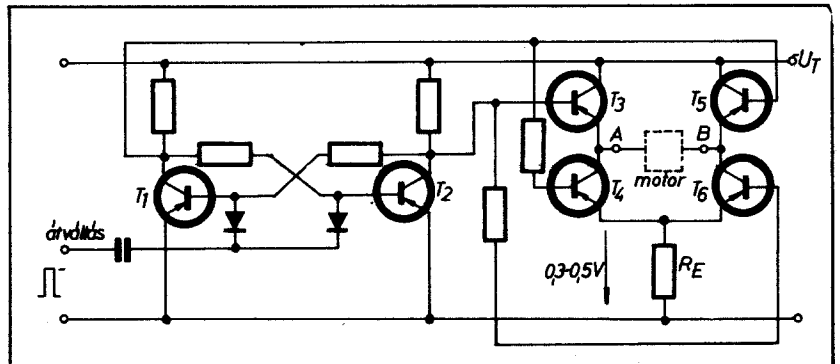


8.2. ábra

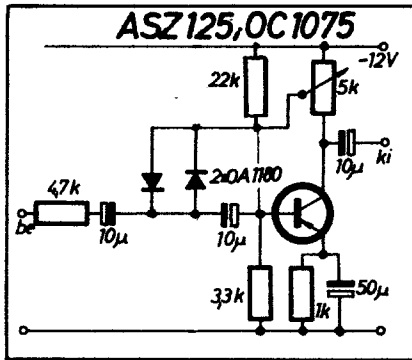
1  $V_{cs-cs}$  kimenőfeszültségnél kezdődik. Ha ui. a kimenőfeszültség amplitúdója eléri a diódák nyitófeszültségének értékét, a diódák kinyitnak és a kis nyitóellenálláson át igen erős negatív visszacsatolást valószínűsítanak meg. Így a kimenőszint csak kismértékben növekszik: a jel tetejét „benyomtuk”.

### 10. 100% AM két tranzisztorral

Amplitúdómodulációt nem csak a nagyfrekvenciás tartományban használunk. Ilyen pl. az elektroni-



8.3. ábra

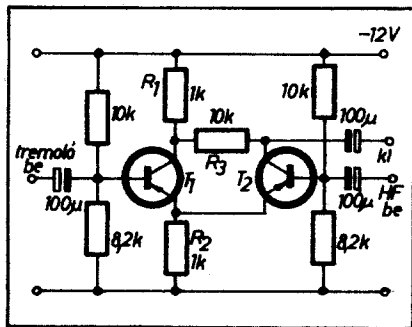


9.1. ábra

kus hangszerek „tremolo”-üzem-módja is, ahol a hangfrekvenciát 5—7 Hz-s jellel moduláljuk.

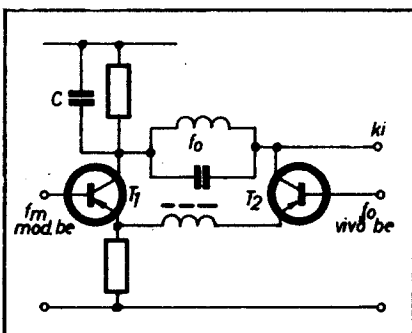
A 10.1. és 10.2. ábra egy-egy példát mutat a fentiekre. (Electronics 1967. 12. sz. 104. o.) Mindkét kapcsolás a tápfeszültség-moduláció elvén alapszik.

Nézzük a működést a 10.1. ábrán. A  $T_1$  tranzisztor a moduláló generátor — jelen esetben pl. a tremolo-



10.1. ábra

oszcillátor — jelét két, egymástól 180°-kal eltoltt fázisban adja a  $T_2$  tranzisztorra és annak  $R_3$  terhelésére. Ez a két különböző fázisú jel szolgáltatja tehát a  $T_2$  tápfeszültségét. A  $T_2$  bemenetére kerül a modulálandó jel, esetünkben az előző áramkörökben előállított hangfrekvencia. A változó tápfeszültség eredményeképpen a  $T_2$  kollektorán



10.2. ábra

megjelenik a változó amplitúdójú hangfrekvenciás jel. A  $T_1$  bemenetére adott feszültség nagyságával szabályozható a moduláció mélysége.

A helyes működés feltétele, hogy  $R_3$  nagyobb legyen, mint  $R_1$  ill.  $R_2$ .

Ugyanezt a kapcsolást nagyfrekvenciára átalakítva láthatjuk a 11.2. ábrán. Itt csak a váltóáramú szempontból lényeges elemeket tüntettük fel.

A  $T_2$  tranzisztor most nagyfrekvenciás típus, amely az  $f_0$  vívőfrekvenciát megfelelően erősíteni tudja. Kollektorában az  $f_0$ -ra hangolt párhuzamos rezgőkör képviseli az  $R_3$  munkaellenállást. A  $C$  kondenzátor  $f_0$ -n hidegíti a  $T_1$  kollektorát, az  $Ff$  fojtó pedig nagyfrekvenciásan szétválasztja a két tranziszort.

### 11. Emitterkövető igen kis kimenőellenállással

A pnp-npn tranzisztorpárral összeállítható kapcsolások közül a 11.1. ábrán látható változat érdekessége az igen kis kimenőellenállás:  $\leq 1$  Ohm (Radio und Fernsehen 1967. 18. sz. 546. o.).

Működése a következő: a  $T_1$  az ismert emitterkövető kapcsolásban dolgozik, de a szükséges nagy kimenőáramot  $T_2$  szállítja. A  $T_2$  vezérlőjelét a  $T_1$  kollektoráról kapja. Ez a vezérlőjel arányos a bemenő és kimenőfeszültség különbségével. Ha pl. a kimenőfeszültség — állandó bemenőfeszültség mellett — a terhelés megváltozása miatt csökken, a  $T_1$  kollektorán a korábbinál nagyobb különbségi jel alakul ki, ami  $T_2$  vezérlésén keresztül visszszabályoz az eredeti értékre ( $T_2$  fázist forgat!).

Az 1 nF-os kondenzátor az esetleges gerjedékenységet csökkenti.

A kapcsolást elsősorban mérőáramköröknél használhatjuk előnyösen, ahol a kis generátorellenállás a mérés lényeges követelménye lehet.

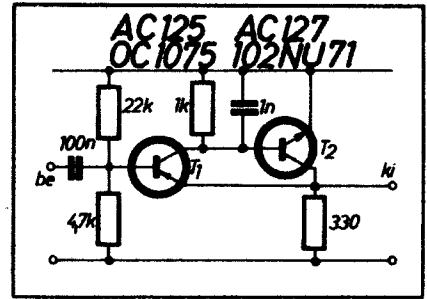
### 12. Elektronikusan változtatható kapacitás

Ugyancsak komplementer tranzisztorokkal építhető meg a 12.1. ábrán látható kapcsolás, amely 1 : 1000 nagyságú kapacitásátfogást tesz lehetővé (Funkschau 1968. 5. sz. 146. o.).

Működése azon alapul, hogy a  $T_1$ — $T_2$  tranzisztorokon keresztül vezérelt  $T_3$  és  $T_4$  a  $C$  kapacitásnak a bemenettel ellentétes végét váltóáramúlag „mozgatja”, így az eredő kapacitást csökkenti.

A kapacitásváltozás —  $C$  névleges értékének csökkenése — a 12.2. ábrából érhető meg. Adott frekvencián a  $C$  kapacitás valós  $R_c$  ellenállásként viselkedik. Rajta az átfolyó áram az  $U_1$  és az  $U_2$  generátorokból származik, azok különbségéből számolható. Ugyanis, ha pl.

$$U_2 = 0, \text{ az áram}$$



11.1. ábra

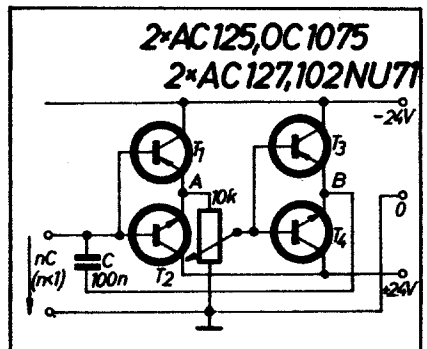
$$I_c = \frac{U_1}{R_c}$$

Ha viszont  $U_1 = 0$

— és tegyük fel, hogy  $U_2$  önállóan létezik — akkor

$$I_c = - \frac{U_2}{R_c}$$

A negatív előjel azt mutatja, hogy ha a két generátor feszültsége azonos fázisú — amint az a kapcsolás

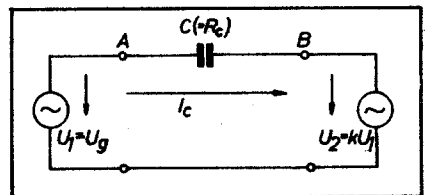


12.1. ábra

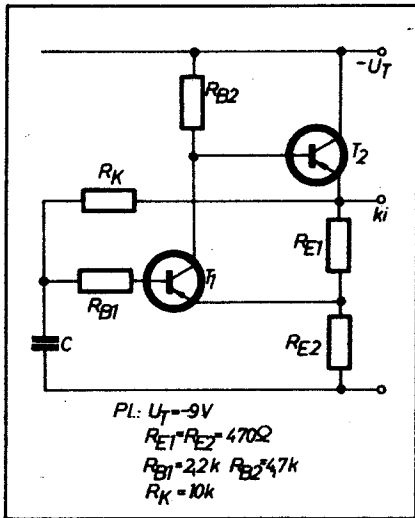
két emitterkövetőjén át, amelyek nem fordítanak fázist, ténylegesen fennáll — az  $I_c$  az  $I_c$ -vel ellentétes irányban folyik. Az eredő áram értéke tehát

$$I_c = I_c + I_c = \frac{U_1 - U_2}{R_c}$$

Ha most „az  $U_1$  generátorból nézzük a világot”, azt tapasztaljuk, hogy  $U_2 > 0$  esetében kisebb áram folyik át a bemenőkapcsokon, mintha  $U_2 = 0$  lenne. Ez az  $U_1$  generátor számára terheléscsökkenést, azaz impedancianövekedést jelent. Mivel pedig a kondenzátor



12.2. ábra



13.1. ábra

váltóáramú ellenállása a kapacitásával fordítottan arányos, az  $U_e$  meghajtógenerátor végeredményben kapacitáscsökkenést „tapasztal”.

A vezérlés nagysága, tehát a látszólagos kapacitás értéke a potméterrel szabályozható: a kapacitásminimum a csúszka A pont felőli szélső állásában van. A változtatás lehetősége nyilvánvaló, hiszen  $U_2$  értéke a potenciómter beiktatása miatt arányos  $U_1$ -el. Az is nyilvánvaló, hogy végtelen kis kapacitás nem érhető el, mert az emitterkövető feszültség erősítése kisebb egynél, tehát

$$k < 1$$

marad minden esetben.

A fentiekből az is látszik, hogy a kapcsolás a felhasznált tranzisztorok  $f_T$  határfrekvenciájának csak néhány százalékáig használható nagy kapacitásváltoztatás elérésére (pl.  $f_T = 60$  MHz esetén  $f = 0,5-1$  MHz-ig), másrészt előnyös a nagy  $\beta$ , mert az emitterkövető átvitelét ilyenkor közelíti meg erősen az egységet.

### 13. Multivibrátor egy kapacitással

Az általánosan használt multivibrátorok rezgési frekvenciáját mindkét visszacsatoló kondenzátor kapacitása befolyásolja.

Az alábbiakban bemutatott változat — 13.1. ábra — csak egy kapacitást tartalmaz, tehát pl. könnyen hangolható. (*Radio-Fernsehen-Elektronik* — azelőtt *Radio und Fernsehen* — 1968. 4. sz. 100. o.)

Az áramkör működése a következő:

A bekapcsolás pillanatában C-n nincs feszültség, ezért  $T_1$  bázisa  $R_{B1}$ -n keresztül földpotenciálra van — így a  $T_2$  az  $R_{B2}$ -n át nyitóáramot kap és leül: a kimenőpont közel telepfeszültségre kerül. A C az  $R_K$ -n át töltődik és amikor feszültsége eléri az  $R_{B1}-R_{B2}$  osztó leágazásán meglévő feszültséget,  $T_1$  kinyit és leül. A  $T_1$  leülése következtében megszűnik  $T_2$  vezérlése, tehát lezár és mindaddig lezárva marad, amíg C az  $R_{B1}-T_1-R_{B2}$  láncon át ki nem sül. A  $T_1$  akkor zár le, amikor C feszültségének csökkenése eléri az  $R_{B2}-R_{B2}$  osztó feszültségét. A  $T_1$  lezárásakor  $T_2$  ismét kinyit és a folyamat előlről kezdődik.

A kimenőjel kitöltési aránya adott kapacitás esetén az  $R_K$  és  $R_{B1}$  értékével állítható be, feltéve, hogy  $R_{B2}$ ,  $R_{B1}$  és  $R_{B2}$  állandó marad. Az ismétlődési frekvencia a C kondenzátorral változtatható (fordított arányosság!), tehát pl. a 12. pontban tárgyalt kapacitásmegoldással igen széles frekvenciatartományban egyszerűen hangolható áramkör állítható össze.

### 14. Nagyszelektívitású vágószűrő

A nagyfrekvenciás szűrők esetében gyakran követelmény a jó szelektivitás. Ennek elérése azonban általában igen nehéz. Egy viszonylag egyszerű, mégis igen szelektív áramkör látható a 14.1. ábrán. (*Proc. IEEE 1968. 3. sz. 327. o.*)

A rezonanciafrekvenciát a szekunder körben levő  $L_1-R_1-C_1$  soros kör határozza meg, ahol  $R_1$  a kör teljes veszteségi ellenállása (gyakorlatilag az  $L_1$  ohmos ellenállása). A rendszer kiegyenlítési feltétele:

$$R_2 = R_1$$

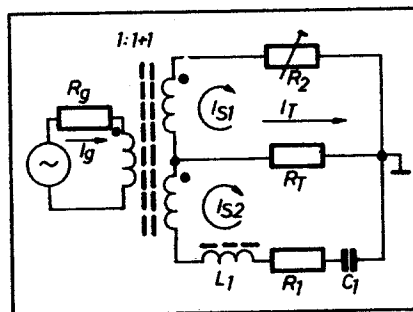
a csillapítás itt a legnagyobb.

A helyzet ui. a következő: a szimmetrikus szekunderoldali tekercselés következtében az  $R_T$  terhelésen egymással szembe folyik a két szekunderáram,  $I_{S1}$  és  $I_{S2}$ . Ezek értékét a két féltékercs feszültsége és az  $R_1$ , ill.  $R_2$  ellenállások határozzák meg. Ha  $R_1 = R_2$ , az  $R_T$ -n átfolyó áramok „kioltják” egymást.

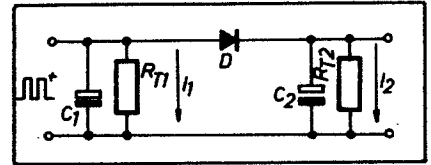
A frekvenciaátvitel képlete:

$$\frac{I_T}{I_e} = \frac{R_2 - Z_1}{R_2 + Z_1 + 4R_T}$$

ahol  $Z_1$  az  $L_1-R_1-C_1$  soros kör



14.1. ábra



15.1. ábra

váltóáramú ellenállása. Az  $f_0$  rezonanciafrekvencián

$$Z_1 = R_1$$

A kapcsolás előnyei:

az  $R_e$  és  $R_T$  ellenállások nem csillapítják a rezgőkört, tehát értékük tetszőleges, pl. 50 ohm is lehet. A transzformátor esetleges aszimmetriája  $R_2$ -vel szintén kiegyenlíthető. A soros L-C kör alkalmazása lehetővé teszi kvarc-szűrő építését egyetlen kristállyal, annak soros rezonanciáján. Így igen nagyfokú hőmérséklet-függetlenség érhető el!

### 15. Tápfeszültség szűrése dióddal

A tápfeszültségek szűrésekor előnyös, ha a szűrőkörön csak kis feszültség esik. Ilyen megoldás látható a 15.1. ábrán (*Electronics 1967. 21. sz. 95. o.*).

A kapcsolás működése a következő:

Az egyenirányítóból jövő lüktető egyenfeszültséget a  $C_1$  pufferkondenzátor „simitja”. Mivel azonban a  $C_1$  töltése a terhelésen átfolyó  $I_1$  áram miatt állandóan fogy, a rajta levő feszültség nem lesz állandó: „brummos” marad.

A  $C_2$  kondenzátor a D diódán át ugyancsak feltöltődik a  $C_1$ -n megjelenő csúcspeszültség értéke közelébe, de a  $C_1$  kisülése alatt nem folyik belőle vissza a töltés egy része, mert ezt az ekkor lezáró D dióda megakadályozza. A  $C_2$  töltése így csak az  $R_{T2}$ -n át sül ki, tehát a rajta levő feszültség is tartalmaz váltókomponenst, amelynek nagysága az  $I_2$  áramtól függ. Ezért a jó szűrés feltétele

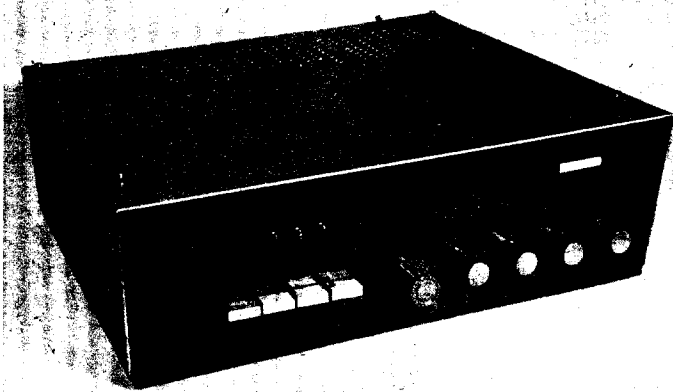
$$I_2 < I_1$$

A D dióddal szemben támasztott követelmények:

bekapcsoláskor bírnia kell  $C_2$  töltőáramát, amit csak az egyenirányító belső ellenállása korlátoz,

kikapcsoláskor pedig el kell viselnie a  $C_1$  és  $C_2$  különböző idejű kisülése miatt fellépő zárófeszültséget. Az  $R_{T1}-C_1$  és  $R_{T2}-C_2$  időállandókat közel azonosra választva az utóbbi igénybevételét csökkenthetők!





# 2x14 W-os „Hi-Fi” sztereo erősítő

Mocsáry Gábor üzemmérnök

## Műszaki adatok:

Kimenőtjeljesítmény:	2 × 14 W	Magnetofon	250 mV
Kimenőimpedancia:	15 ohm	Mikrofon	6 mV
Frekvenciaátvitel: ±0,5 dB	20 Hz—20 kHz		
Harmonikus torzítás:	20 Hz 0,6 %	Korrekció:	
lineáris frekvenciamenet a névleges	100 Hz 0,65 %	Mágneses PU	100 Hz +10 dB
terhelésnél (10 V a kimeneti kapcsolokon)	1 kHz 0,4 %		10 kHz— 7 dB
	5 kHz 0,38 %	Jel/zaj viszony:	—75 dB
	10 kHz 0,5 %	Áthallás csillapítás:	—40 dB
	15 kHz 0,5 %	Hangszínszabályozás:	100 Hz ±16 dB
Intermodulációs torzítás: 50 Hz/6 kHz (1:4)	20 kHz 0,65 %		15 kHz ±16 dB
	1,2 %	Balansz szabályozó átfogása:	10 dB
Bemenetek:		Stabilitás:	1 kHz < 2 dB
Kristályhangszedő	250 mV	Fázis eltérés:	< 3°
Mágneses hangszedő	6 mV	Futási idő:	elhanyagolhatóan kicsi

A világon mindenütt, így hazánkban is, egyre jobban elterjed a térhatású hangvisszaadás, a sztereo. Előnye a hagyományos mono-hangvisszaadással szemben, hogy a különleges technikával rögzített hangfrekvenciás információt a valóságot megközelítően, térhatást keltve adja vissza. Az egycsatornás, mono-hangfrekvenciás átviteli rendszereknek súlyos fogyatékosága, hogy az eredeti hangkép térbeli jellegét, a mindenkori hangforrás helyzetét, kiterjedését nem érzékelteti. Egy hangszóró vagy egysíkú sugárzórendszer csak egy pontból képes hangképet adni, mely lehet igen jó minőségű, de az eredeti, tehát az élő zene hatását, messzemenően nem éri el.

A térhatás biztosításához legalább két, egymástól független átviteli csatorna szükséges. A ma már számos helyen ismertett sztereo elvnek megfelelően, jó minőségű Hi-Fi sztereo erősítővel plasztikussá, térben érzékelhetővé tudjuk tenni a hagyományos mono-hangot. Ez nem jelenti azt, hogy a mono-információ minden további átalakítás nélkül a sztereo erősítő bemenetére kapcsolva térhatásúvá válik. Az itt ismertetett sztereo erősítő kizárólag X—Y rendszerű sztereo információ átvitelére alkalmas, mivel ez a rendszer a legelterjedtebb, hanglemezre csak ez rögzíthető, így minden igényt kielégít.

Mono-információ az úgynevezett álsztereo, vagy másnéven pszeudo-sztereofonikus rendszerek segítségével némiképpen térhatásúvá válik fázistoló hidak alkalmazásával. Azonban a rendszer bonyolultsága és számtalan fogyatékosága nem teszi életképpessé azt. Ma már az egyre gyakoribb URH sztereo adások, valamint a sztereo hanglemezek tömeges elterjedése, a négysávos magnetofonok forgalomba hozatala indokoltá teszi a fonoamator számára a házi sztereo berendezés elkészítését. A kellő gondossággal elkészített berendezés azonkívül, hogy igen magas színvonalú zenei élményt nyújt, még lehet a lakás díszé is.

A leírásban igyekeztem mindenre kiterjedő aprólékosággal leírni mindazt, amely elegendő a berendezés tökéletes megépítéséhez. Kérültem az elvi magyarázatot, a fő hangsúlyt a gyakorlati megvalósításra helyeztem. Akit a működés elvi oldala érdekel, módot talál majd érdeklődése kielégítésére.

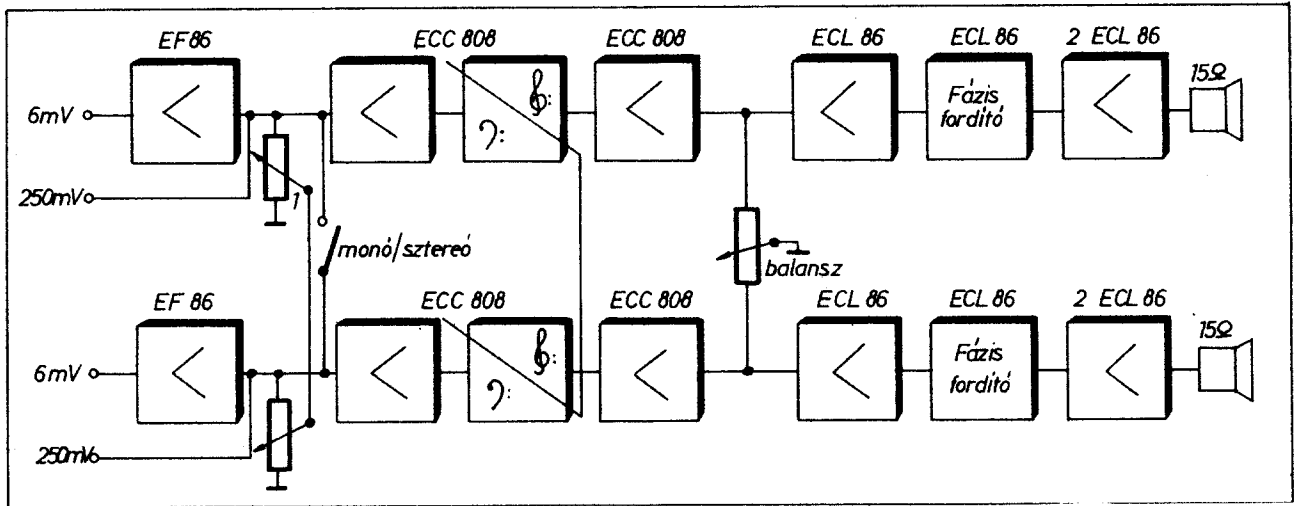
### Követelmények a sztereo erősítővel szemben

Az erősítő teljesítményét meghatározza alkalmazási területe. Kiindulva a sztereo alapelvéből, mely a térszerű hangvisszaadás lehetőségét jelenti, minden vonatkozásban teljesíteni kell a valósághoz leghűbb

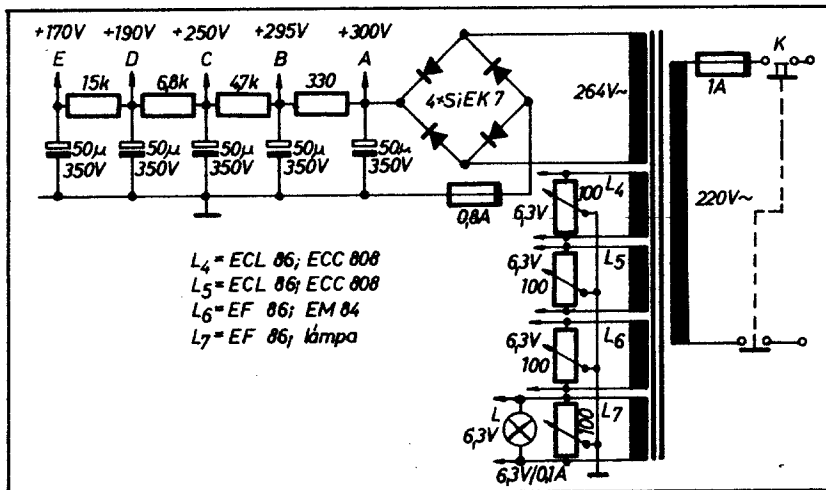
körülményeket. A szokásos szobahangerőnél nagyobb teljesítményre van szükség.

A nagy zenekar dinamikája eléri a 70 dB-t is. Ez a tény kizárja az 1—2 W kimenőtjeljesítményt. Egy átlagos lakószoba hangosításához elegendő ugyan, a dinamika kellő mértékéhez azonban szükséges a nagyobb teljesítmény. A másik, nem elhanyagolható tény, hogy a torzítás mértéke minimális az esetben, ha egy nagy teljesítményű vég-erősítő fokozatot nem vezérelünk ki maximálisan.

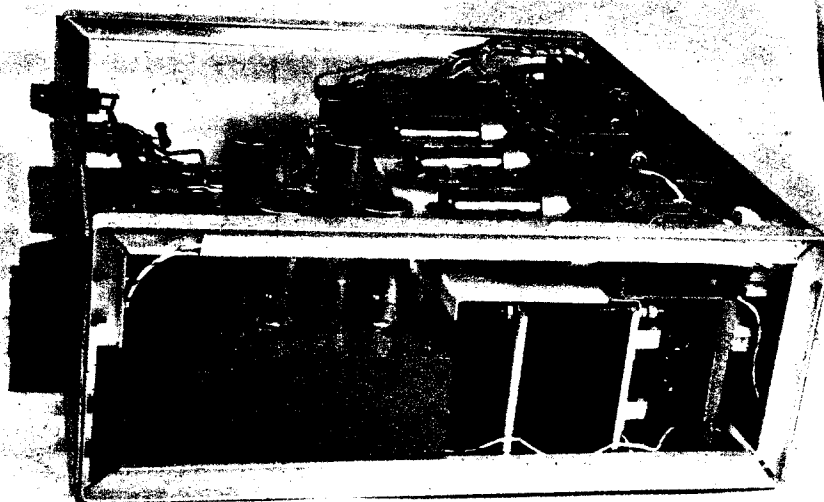
A sztereo erősítőlánc felépítése (1. ábra) megegyezik az egycsatornás erősítő rendszerével, természetesen a lánc minden tagjával szemben alapvető követelmény, hogy két, független információ továbbítására legyen alkalmas. Igen fontos követelmény a szimmetria, melynek szükségessége rögtön az előerősítő fokozatokban mutatkozik. Nagy százalékban eltérő értékű alkatrészek nem használhatók, törekedni kell a minél kisebb túrúsú alkatrészek beépítésére, a szimmetria stabilitása érdekében. A két csatorna elektromos jellemzőinek eltérése igen kicsi lehet, 1—2 dB már meghamisítja az eredeti irányt. Sztereo átvitelnél a szükséges szabályzó szervek száma megnö. A hangerő és a hangszínszabályozó mellé olyan szervek kerülnek, amelyekkel a térha-



1. ábra: Az erősítő blokk-sémája



3. ábra: A tápegység kapcsolása



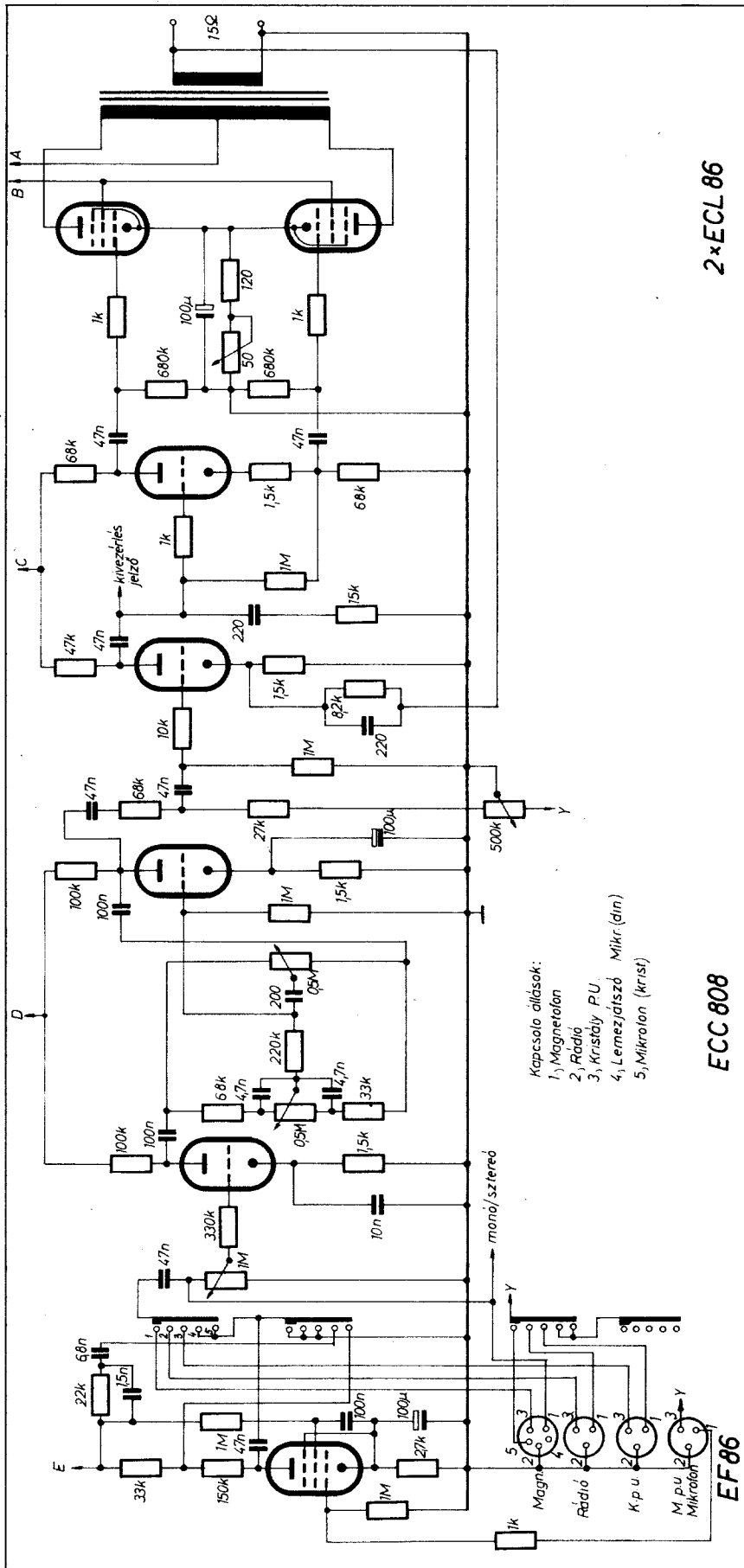
4. ábra: Az erősítő elrendezési képe

tással kapcsolatos jellemzőket lehet változtatni. A hangerő és a hangszínszabályozás csak szimmetrikus csatorna elrendezésben lehetséges. Követelmény az egyes szabályozók együttfutása. A gyakorlatban közös tengelyű potenciométereket használnak. Jelen erősítőben is közös tengelyű, úgynevezett tandem potenciométerek kerültek beépítésre. Költségesebb és helyigényesebb megoldás a fokozatkapcsoló, melynek nagy előnye, hogy az együttfutás igen nagy pontosságán kívül a potenciométer előregedésével járó zörzések, zajok kiküszöbölődnek. Az egész erősítőláncsal szemben támasztott legfontosabb követelmény az áthalláscsillapítás kellő értéke.

Az áthallás tulajdonképpen az egyik csatornába szánt hangfrekvenciás információk nemkívánatos átjutása a másik csatornába. Ez a jelenség a hangszóróban történő visszaadásnál a lokalizáció megváltozását eredményezi, ami az eredeti hangképet is megváltoztatja.

Athallás jön létre közvetlenül a felvételi eljárásnál, ennek értéke azonban elhanyagolhatóan kicsi ahhoz, hogy zavarokat okozzon. Sokkal lényegesebb az áthallásnak az a része, amely a csatornák tökéletlen szétválasztása és az esetleges fáziseltérések folytán lép fel.

A magában az erősítőben létrejövő áthallásnak a forrásai az alkatrészek közötti csatolás, a szórt kapacitások, a csatornaszimmetriák, minden közös impedancia (pl.: magának a tápegységnek az impedanciája). Ezen hatás csökkentésének érdekében az anódegyenfeszültség szűrésére nagy gondot kell fordítani. Ha pl. a megadott áthallás  $-40 \text{ dB}$ , ez azt jelenti, hogy az X csatornába jutó jelhez bejuthat még az Y csatorna jelének  $0,01$ -ad része és fódítva. Vagyis az eredeti viszonyok, ha kis mértékben is, de megváltoztak, mert míg a valóságban  $X = X; Y = 0$  volt, a kimeneten



2 × ECC 86

ECC 808

2. ábra: Az erősítő kapcsolási rajza

észlelt jel  $X = X$ ;  $Y = 0,01 X$ . Az áthallásnak azon része, melyet a csatornák közötti aszimmetriák és szórt kapacitások okoznak, gondos szereléssel, a „veszélyes” helyek árnyékolásával (különös tekintettel a nagy impedancia részekre), kis-mértékűre csökkenthető.

A jó minőségű sztereo hangvisszaadás érdekében az egyik alapkövetelmény az, hogy a két mikrofon jelét (összegét és különbségét) azonos fázissal továbbítsuk. Elvileg szimmetrikus felépítés esetében — mint már említettük — aszimmetriát az áramköri elemek hoznak be. Ez a két csatornát tekintve erősítés és fáziskülönbséget eredményez. Mérésekkel kimutatható, hogy a zavaró és hasznos jel viszonya a fáziskülönbségek felének tangensével négyzetesen arányos. Az arányossági tényező jó közelítéssel egynek vehető. Általában max.  $35^\circ$  az, ami már nem megengedhető ( $20$  dB-es) zavaró áthallást okoz, ha az áthallás tisztán a fáziskülönbségek miatt jött létre.

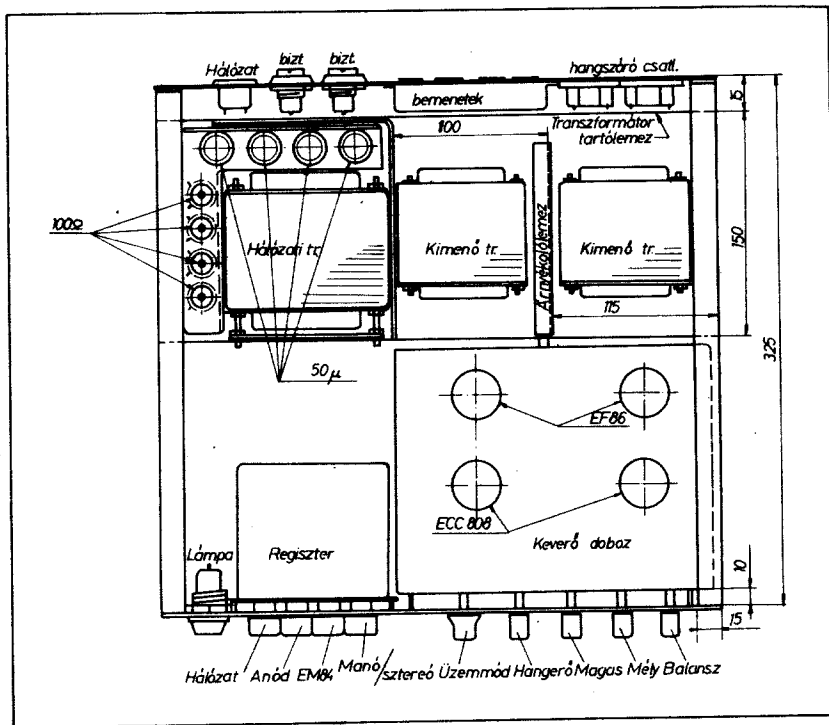
Például: ha a megengedett áthallás  $-40$  dB ( $0,01$ ) és az áthallás csak a két csatorna fázismenetének eltéréséből adódik, akkor az ehhez tartozó fáziseltérés  $12^\circ$ , vagyis  $12^\circ$  a maximálisan megengedhető fázistolás a két csatorna fázismenetében abban az esetben, ha az egész  $40$  dB áthallás csupán a fázismenetek különbsége miatt jött létre. Mivel az áthallást túlnyomórészt nem a fázismenetek különbsége adja, így a gyakorlatban a fáziseltérés jóval  $12^\circ$  alatt kell, hogy maradjon (max.  $8^\circ$ ).

Torzítás, valamint frekvencia-menet szempontjából is, természetesen az erősítőnek maradéktalanul ki kell elégítenie a Hi-Fi minőségi követelményeket.

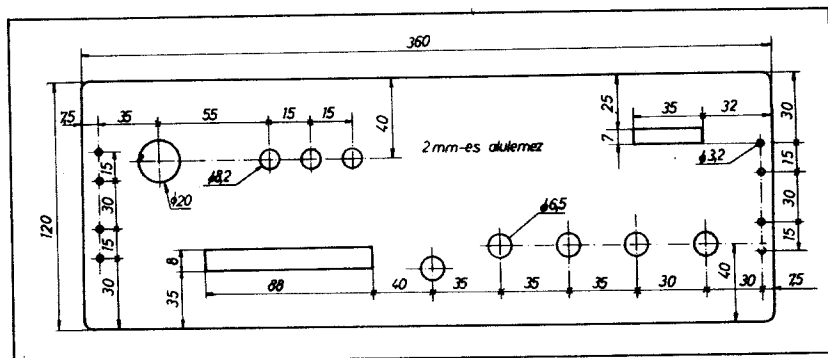
### Az erősítő elvi működése

A bevezetőben már említettük, hogy a sztereo erősítő a mono, egy-csatornás erősítőtől főleg abban tér el, hogy itt tulajdonképpen két mono-erősítő van „párhuzamosan”, igen szoros hasonlósági követelményekkel.

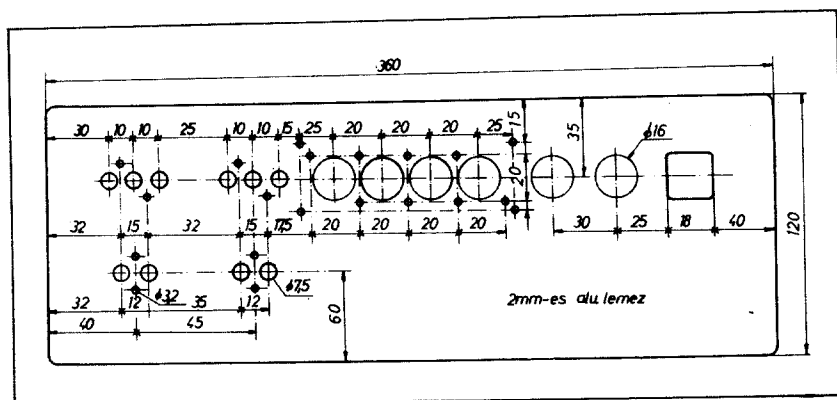
Az előerősítő fokozat (2. ábra) EF 86-os hangfrekvenciás pentódával működik, mely biztosítja az alacsony szintű bemenetet, mikrofon és mágneses pu. üzemeltetéséhez. A fokozat tápfeszültsége gondosan szűrve van a minimális bűgás céljából. Külön fűtőtekercs, valamint közepelő potencióméter gondoskodik a bűgás kompenzálásáról. Az EF 86 anódkörében a szabvány-nak megfelelő korrekció van mikrofon és a mágneses pu. üzemmódban, mely a választókapcsoló megfelelő állásában érvényesül. A választókapcsoló kéttárcsás, négy áramkörös, tíz állású fokozatkapcsoló, mely öt állásra van arretálva. A köz-benső fokozatokat a kapcsolás alatti, esetleges kettős érintkezés megakadályozása végett, szabadon hagyjuk.



5. ábra: Az erősítő elrendezési rajza



6. ábra: Előlaprajz



7. ábra: Hátlaprajz

A választókapcsolóval a négy független bemenet csatlakoztatható az erősítőre. Minden bemenet összekötődik a magnetofon csatlakozóval, így minden állásban készíthető felvétel, külön dugaszolás nélkül.

A választókapcsoló csúszóérintkezőjéről csatoló kondenzátoron keresztül jut a jel a hangerőszabályozó kettős potencióméterére. A hangerőszabályozó potencióméter csúszkájára csatlakozik a „mono-sztereó” üzemmód kapcsoló.

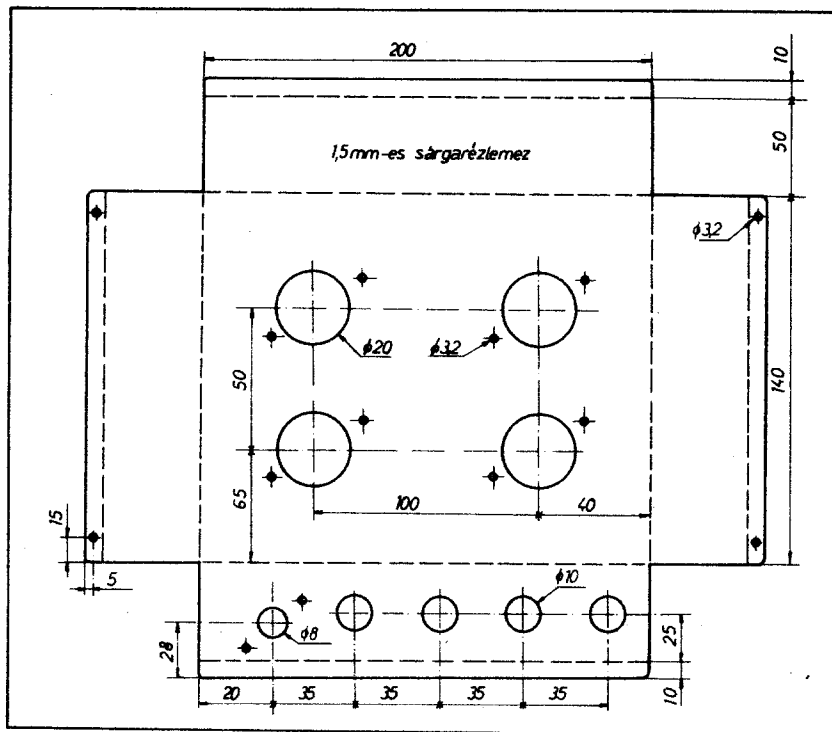
Regiszter kapcsolós megoldása egyben kijelzést is biztosít az üzemmód mindenkor megállapításához.

A hangszínszabályozó fokozat ECC 808 típusú hangfrekvenciás kettős triódával működik. E cső-típus előnye az alacsony bűgásszint, a kis zaj, az árnyékolt rendszerek, valamint a kis mértékű mikrofónia. A hagyományos ECC 83 típusal megegyezik, annak egy továbbfejlesztett típusa.

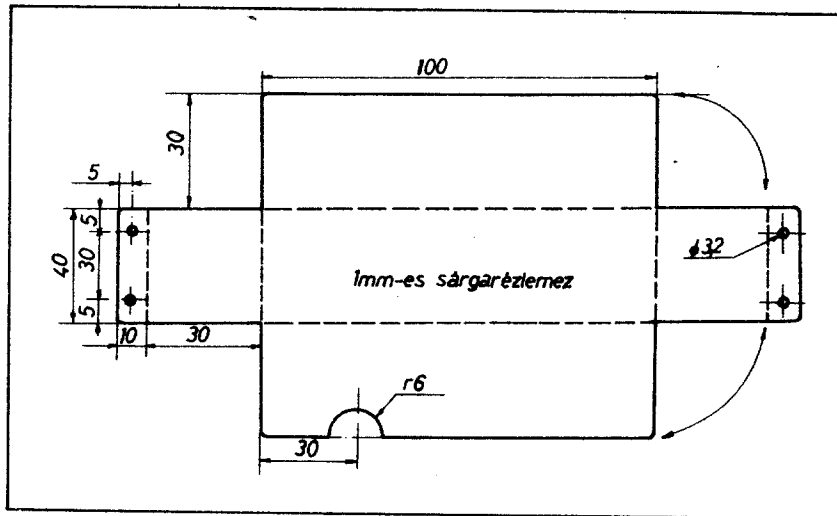
A két szintemelő fokozat között helyezkedik el a lepkekorrektor. Megoldása eltér a hagyományos „lepke” hangszínszabályozótól. A hatékonyabb szabályozás végett a korrektor talpontja a második fokozat anódkörébe (leválasztva) kapcsolódik, mely visszacsatolás eredménye a fokozat korrekciós tényezőinek javulása.

A korrektor után a csatornaszimmetriák beállítását biztosító frekvencia-független osztó, a balansz szabályozó fokozat következik. Ez a fokozat mint passzív lánc üzemel, így a szükséges szintemelést a végfokozat ECL 86-os csővének egyik triódája biztosítja, melynek katódkörében frekvenciafüggő negatív visszacsatolás van, az egyenletes frekvencia átvitel érdekében. A végfokozat másik ECL 86-os csővének triódája a fázisfordító szerepét tölti be.

A végerősítő fokozat két darab ECL 86-os pentódával működő ellenütemű B-osztályú erősítő. A katódkörben levő potencióméter az előfeszültség beállítására szolgál. Nagy jóságú, szimmetrikus kimenőtranszformátor, kis szórt kapacitás és szórt induktivitás biztosítja a kívánt minőséget. A terhelő impedancia 15 ohm. A gondos tápfeszültség, szűrés és brummkompenzálás (3. ábra) nem másodlagos tényező. A szűrőlánc, valamint az alkalmazott brummkompenzálási mód teljesen kielégítőnek mutatkozott. Bonyolultabb tápfeszültség szűrés és esetleg az erősítő egyenfeszültségről történő fűtése nem hoz nagymértékű javulást. Elmaradt a hagyományos egyenirányítócső, melynek fűtése külön gondot jelent. Helyette 4 db SiEK-7 típusú szilíciumdióda Graetz kapcsolásban látja el az egyenirányító szerepét. Az egyenirányítócső elhagyásával kisebb hőmérséklet és hosszabb élettartam biztosítható a tápegységben. A maximális anódáramnál sem szükséges a diódák hűtése.

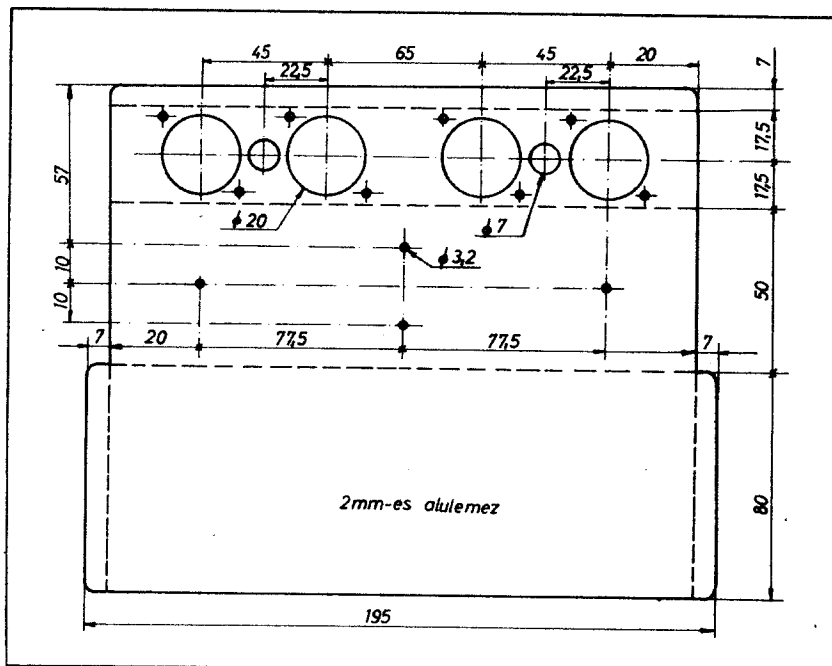


8. ábra: A keverő doboz műhelyrajza



9. ábra: A bemeneti árnyékoló doboz rajza

10. ábra: A végerősítő tartó lemez

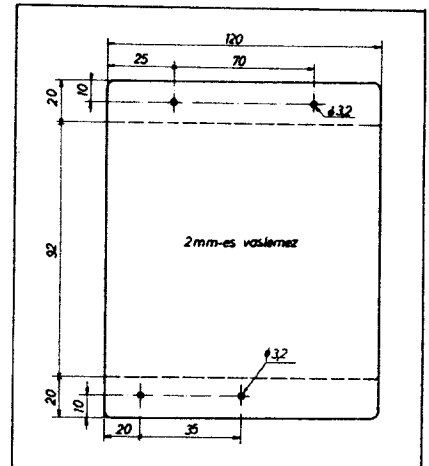


### Építési leírás

Az előerősítő, valamint a hangerő-szabályozó a választókapcsoló és a hangszinkorrektor fokozat a balansz szabályozóval egy külön, mechanikusan elválasztott, gondosan árnyékolott egységet képez (4. ábra).

Az 1,5 mm-es sárgaréz dobozba beépített egységek árnyékoló vezetékborítással csatlakoznak az erősítő hátlapján levő öt-pólusú tuchel csatlakozó-aljzatokhoz, melyek úgyszintén egy zárt, árnyékoló dobozban nyertek elhelyezést. Nem túlzott óvatosságból történt mindez, de a gyakorlat bizonyította szükségességét. Kerüljük a belső szerelések közben a feleslegesen hosszú, árnyékoló vezetékeket. Minden centiméterük csak növeli a bemenőkapacitást, mely a magas hangok átvitelét rontja.

Az előerősítő, beleértve a balansz szabályozóig minden fokozatot, szimmetrikus szereléssel lett beépítve az árnyékoló dobozba. A doboz szükségességét a következő tények bizonyítják: elhagyhatók az egyes fokozatok csatlakoztatásánál az árnyé-

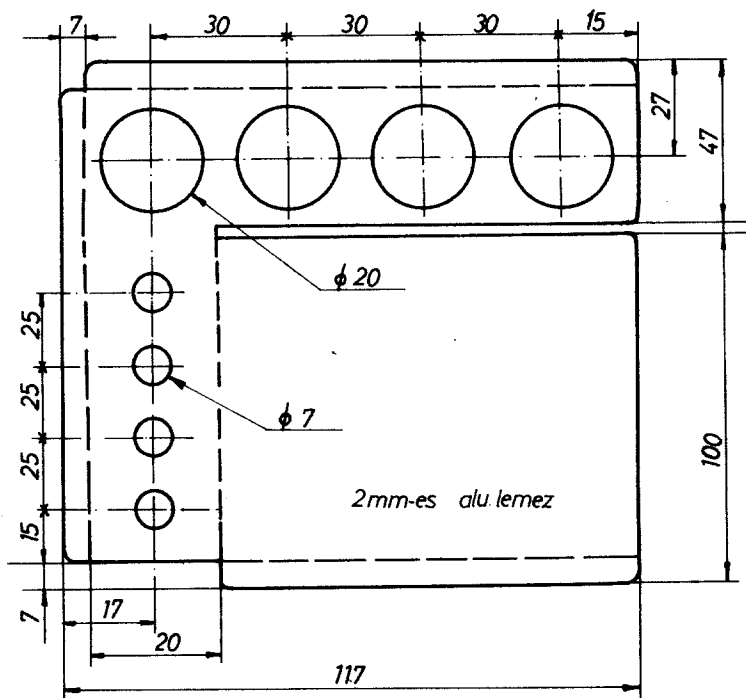


11. ábra: A kimenő transzformátorok közötti árnyékoló lemez

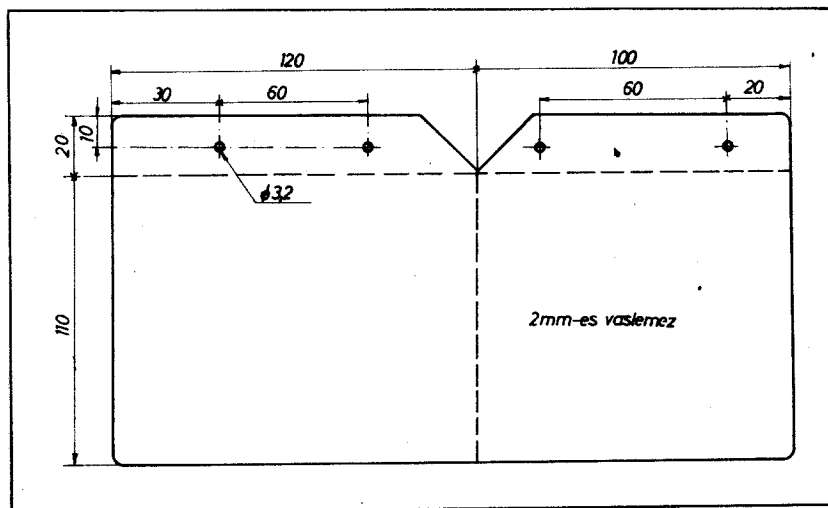
kolt vezetékek, melyek a káros kapacitások bevétele mellett földhurok kialakulását is elősegíthetik. A káros áthallások elkerülése céljából elválasztó rézlemezeket építettem be az egyes fokozatok közé, mely jól forrasztható, így a földprobléma kiküszöbölődött.

A szerelés földszines megoldású, mely a bűgőfeszültség mérések folyamán kialakult optimális pontban kapcsolódik az árnyékoló dobozhoz. Ez az egység az erősítő legkényesebb része. Igen sok zavar forrása lehet, ha nem kellő precizitással és körültekintéssel szereljük.

Mindig tartuk szem előtt a minőségi követelményeket, a felhasznált ellenállások TRK-2 típusú, 1%-os 0,25 W-os, Remix gyártmányúak. A kondenzátorok 5%-on belüli válogatott fémházas, metálpapír kivitelűek, feszültségük 400 V. A foko-

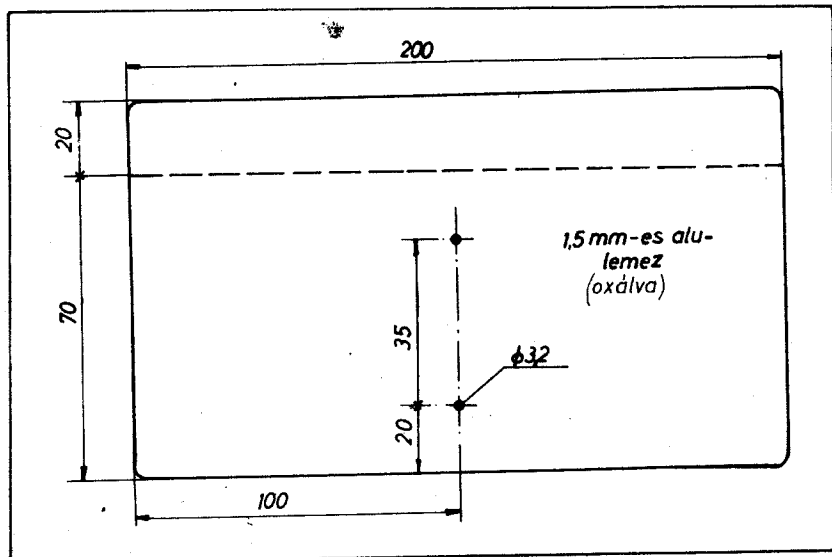


12. ábra: A tápegység tartólemeze



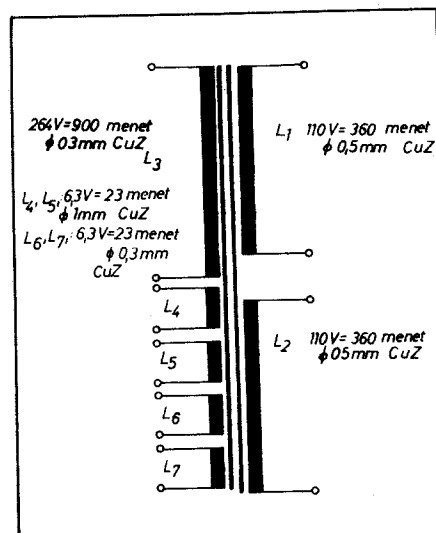
13. ábra: A hálózati transzformátor árnyékoló lemeze

14. ábra: Hűtőlemez a végcsövek és a kimenő transzformátorok között



zatok csöveit válogatni nem szükséges. (Kiugró példányokat azért ne használjunk.)

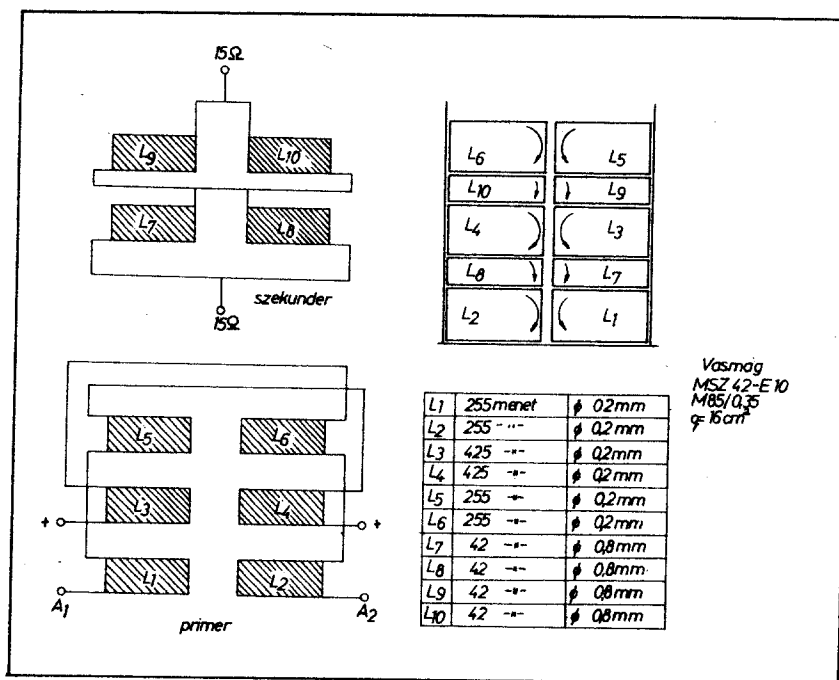
Az erősítő hátsó részében helyezkedik el a két végerősítő fokozat. A két oldalsó alumínium profi keretet az előlapon és a hátlapon kívül a transzformátorokat tartó, 4 mm-es alumínium lemez fogja össze. A viszonylag kis helyen megépített fokozatok mágneses árnyékolólemezzel vannak elválasztva. Erre a célra alkalmas a 1,5 mm-es vaslemez, mely egybe tartja az RC elemek szerelőlemezt is, mely közvetlenül az erősítő borítólemeze alatt helyezkedik el. A nagy hőmérsékletű végerősítő csövek fekvő helyzetben közvetlenül a borítólemez perforációja alatt vannak, így kedvező hűtésben részesülnek. A kimenőtranszformátorok melegezését egy eloxált hővisszaverő lemez akadályozza meg. A borítólemez levétele után könnyen hozzáférhetővé válik minden alkatrész.



15. ábra: A hálózati transzformátor adatai

A tápegység a szűrőlánccal, hálózati transzformátorral és a brummkompenzáló potencióméterekkel egy külön egységet képez. A 2 mm-es vaslemez gondoskodik a kellő árnyékolásról. A hálózati transzformátor szórt mágneses tere gyakran zavar, ez a tény tette szükségessé árnyékolását. Egyben helynyerés szempontjából is kedvező körülmények alakultak ki. A szűrő elektrolitkondenzátorok az R elemekkel oly módon helyezkednek el, hogy a tápfeszültségek mindenkor ellenőrzése nehézségek nélkül lehetséges.

Az erősítő hátlapján található a föld-érintkező hálózati csatlakozó aljzat, a hálózati biztosíték, valamint az anód biztosíték. Itt helyezkednek el a hangszórócsatlakozók és a bemenetek. A hátlap, valamint az előlap és a belső szerelőlap az elvá-



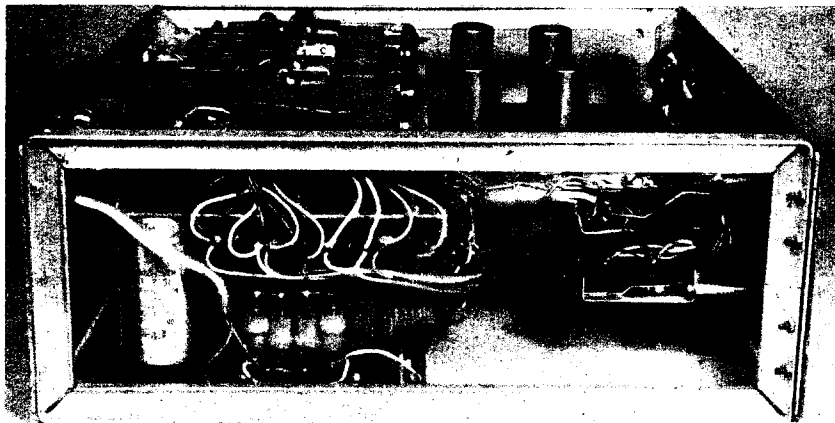
16. ábra: A kimenő transzformátor adatai

lasztó és tartólemezek szürke nitrolakk bevonatot kaptak. Maga az erősítő borítólemeze ezüstszürke kapácsolókkal tetszetős kiviteletű nyert. A kivezérlésjelző EM 84-es cső előlapon történt elhelyezése esztétikai szempontból igen előnyösnek bizonyult. A szükséges RC elemek közvetlenül a foglalatra vannak forrasztva, melyet egy rugó szorít az előlaphoz.

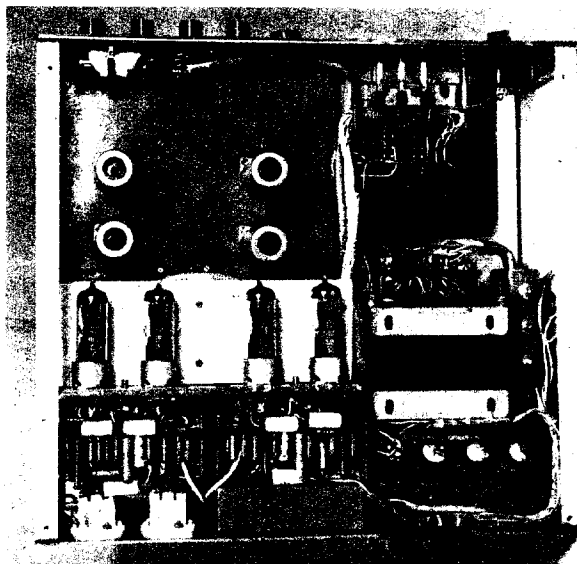
A hálózati és az anódfeszültség kapcsolását, a mono-sztereo üzemmód váltását az AT 550-es regiszterkapcsoló végzi. A regiszterkapcsoló szabadon maradt 4. érintkezőpárjával a kivezérlést jelző tápfeszültsége kapcsolható kényelmi szempontokból. A hálózati feszültség bekapcsolt állapotát zöld fényű lámpa jelzi. Felfűtés után az anódfeszültség jelenlétét a mono-sztereo jelzés glimmlámpái mutatják. A szabályzó szervek gombjai hengeres formájukkal és a regiszter kapcsoló, modern, tetszetős külsőt adnak az erősítőnek.

A kezelőszervek gombjai ∅ 20 mm-es alumínium anyagból készültek, 6 mm-es centrikus furattal, a potencióméterek tengelyeinek megfelelően.

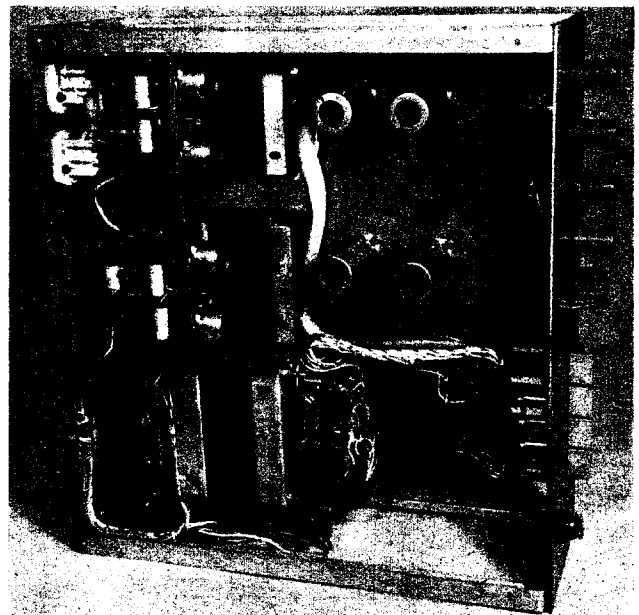
Az erősítő elrendezési rajzai és az egyes műhelyrajzok az 5—14. ábrákon láthatók. A transzformátor tartólemeze 4 mm-es alu. lemez 140 × 360-as méretben. A transzformátorok adatait a 15—16. ábrákon mutatjuk be. Az elrendezést illusztrálják a 17—18. ábrákon látható fényképek. Az erősítő dobozának borítólemeze a 21. ábra szerint készült.



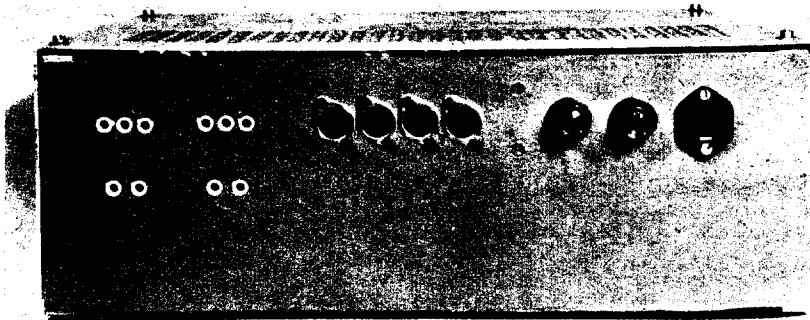
17. ábra: Az erősítő képe a tápegység felől



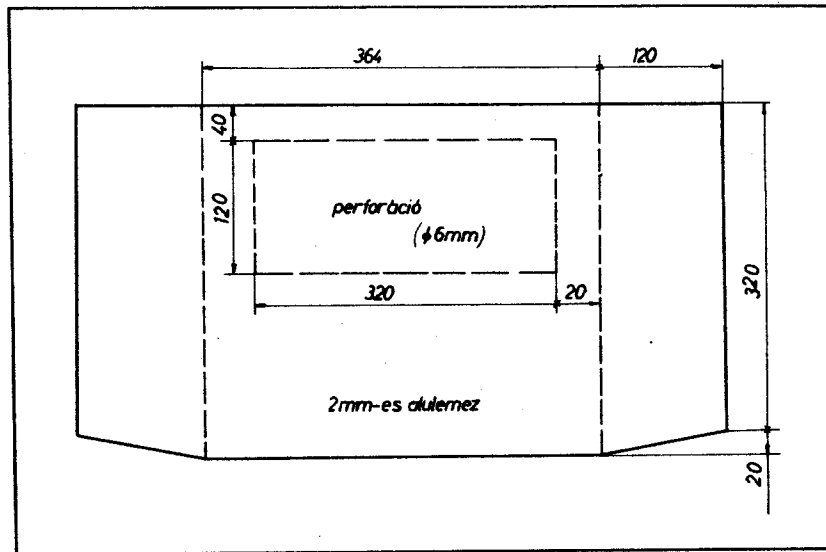
18. ábra: Felülnézeti kép



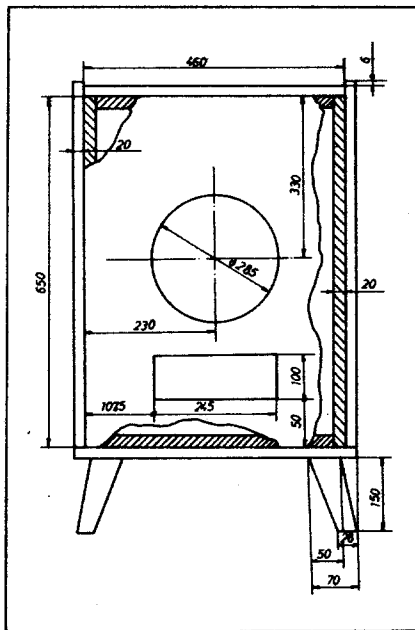
19. ábra: Felülnézet a hűtőlemez eltávolításakor



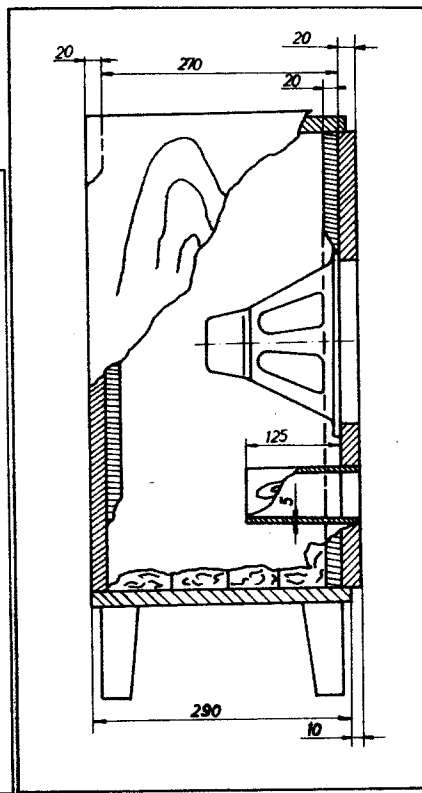
20. ábra: Az erősítő képe a hátoldal felől



21. ábra: A készülékdoboz borítólemeze



22. ábra: A bass-reflex doboz műhelyrajza



23. ábra: A reflex-doboz belső felépítése

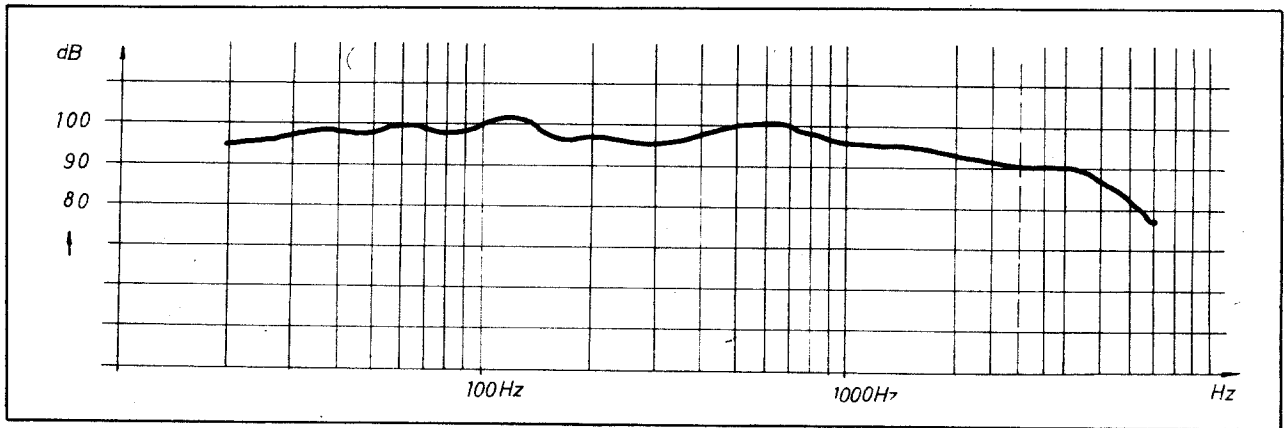
### Az erősítő beállítása

Miután a kapcsolási rajz szerint és a szerelési vázlatok alapján összeállítottuk az erősítőt, következhet a bekapcsolás. Először győződjünk meg még egyszer, nincs-e durva elköltés, mely a bekapcsoláskor maradó sérülést okozhat. Csövek nélkül, a hálózat bekapcsolása után a fűtések ellenőrizzük, majd az anód puffer elektrolitkondenzátoron mérünk feszültséget. Terheletlenül 300 V-nál valamivel nagyobb értéknek kell itt lenni. Rövid bekapcsolás után, ha nem jelentkezik hiba (pl. a hálózati transzformátor melegeése, elektrolitkondenzátorok melegeése stb.), a csöveket a helyükre dugaszoljuk.

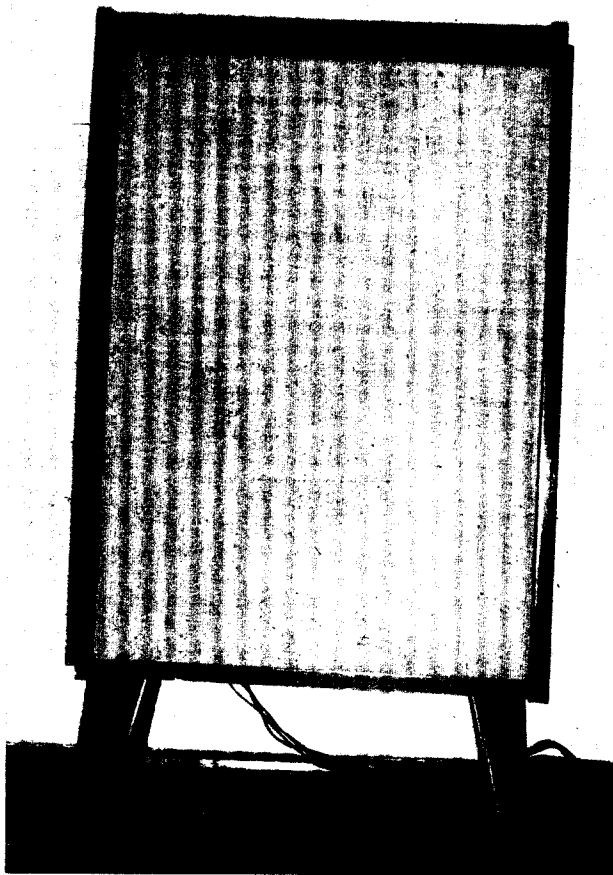
Ajánlatos az erősítő kimenetére hangszóró helyett műterhelést csatlakoztatni, mert egy esetleges gerjedés tönkre teheti hangszórónkat, nem szólva a kellemetlen hangjelenségekről, mellyel a bemérés jár. A végerősítőcsövek előfeszítés beállító potenciómétereit maximumra állítjuk, majd bekapcsoljuk az erősítőt. Ellenőrizzük a fokozatok tápfeszültségét. Csatornánként meggyőződjünk, hogy helyes-e a visszacsatolás. Amennyiben füttyülő gerjedést tapasztalunk, a kimenőtranszformátor szekunder tekercsének végeit felcseréljük, hogy a visszacsatolás negatív legyen. Ezután beállítjuk a két végerősítő pentóda közös katódján a szükséges 9 V-ot. Amennyiben a tápfeszültségek minden fokozatban rendben vannak és gerjedés nem áll fenn, következhet az erősítő brummkompenzálása. A hangerőszabályozót minimumra csavarva, műszert helyezünk a műterhelésre és a megfelelő fűtésközeplő potencióméterekkel minimumot állítunk be. Ezt a műveletet csatornánként végezzük el. (Csőcsere esetén meg kell ismételni.) Az előerősítőfokozat brummkompenzálása a következőképpen történik. Az erősítő alacsony szintű bemenetét a földre zárjuk, a hangerőszabályozót, valamint a két hangszínszabályozót maximumra állítva minimumot állítunk be a kimeneten levő műszeren. (Természetesen ez mindkét csatornára értendő.) Ha az erősítő bemérésére műszerek állnak rendelkezésre, ellenőrizzük a közölt frekvenciaátviteli és torzítási adatokat.

Fontos meggyőződjünk a megfelelő áthallás-csillapításról. HF csővoltage mérővel és egy hanggenerátorral történhet a mérés. Az egész hangfrekvenciás tartományban lépésenként az X-csatorna bemenetére akkora jelet adunk, hogy kimeneten levő műszer mutatója a 100 V-os állásban a dB skála 0-pontjára álljon. Ezután a műszert az Y-csatorna kimenetére téve, a méréshatárkapcsoló 10 dB-es osztásaival, valamint mutatott érték leolvasásával a dB skálán meghatározhatjuk a pontos értéket. A mérést a két csatorna felcserélésével meg kell ismételni. Az erősítő hangerőszabályozóját maximumra állítjuk, a korrekció lineáris

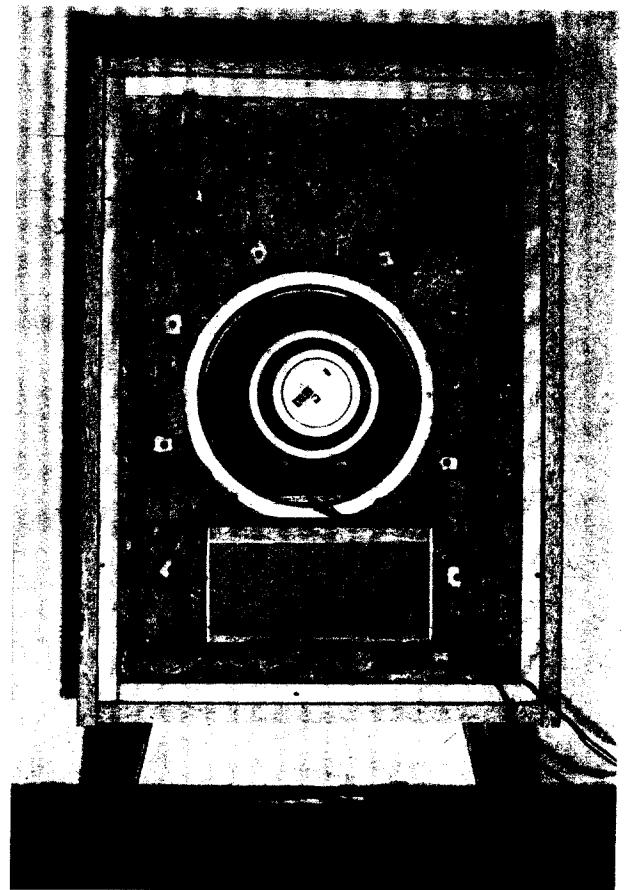




24. ábra: A reflex-doboz frekvenciamenete



25. ábra: A reflex-doboz előlnézete



26. ábra: A reflex-doboz belseje

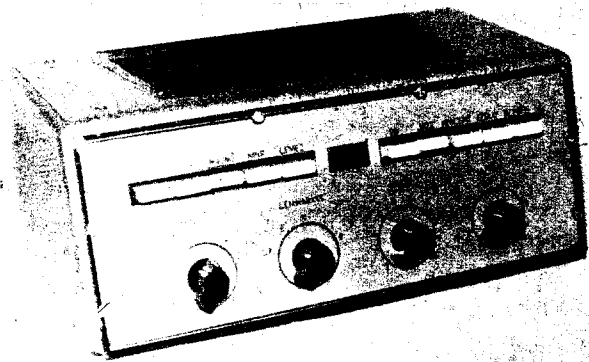
frekvenciamenetre, a balans szabályozó pedig a középhelyzetnek megfelelően legyen beállítva.

Ha minden rendben van és az erősítő kifogástalanul működik, akkor egy jó minőségű Hi-Fi sztereo erősítő birtokosai lettünk, mely az

elkövetkezendőkben sok kellemes szórakozást fog biztosítani számunkra.

Az erősítőhöz csatornánként egy-egy bassz-reflexdoboz, valamint csatornánként 4—4 db magassugárzó tartozik (22—26. ábra).

A mélysugárzók HX 403 típusú, a magassugárzók HC 10/10 típusú hangszórók. A bassz-reflexdoboz készítésénél előtérbe került a mechanikai stabilitás, valamint a tetszetős kivitel, természetesen a műszaki paraméterek romlása nélkül.



# 12 W-os Hi-Fi erősítő

Dercsényi Tamás híradástechnikus

Az itt közölt erősítő felepítése (kiegészítve a minőséget javító és a kényelmet szolgáló szervekkel) főbb vonalaiban megegyezik azon kapcsolásokkal, melyek a szakirodalomban ismertetésre kerültek. Az eddig ismertett erősítőknél azonban hiányként azt lehet felhozni, hogy nem voltak elég részletesen, gyakorlatiasan leírva. A kevesebb gyakorlattal rendelkező megépítő gyakran törte a fejét, hogy most merre tovább? Elvi kapcsolás, mind a hazai irodalomban, mind a külföldi szaklapokban kellő számban áll rendelkezésre, de olyan leírás, mely pl. a kimenőtrafó elkészítését (a rendelkezésre álló anyagokat is figyelembe véve) teljes részletességgel leírja, igen kevés akad. A leírt kimenőtrafók legnagyobb része sok tekeresből áll, melyeket igen komplikáltan lehet csak sorrendhelyesen bekötni, és a legtöbbször ezért riadnak vissza ennek házi elkészítésétől. A most ismertetésre kerülő erősítő kimenőtranszformátora mindössze négy primer és négy+kettő szekunder tekeressel készült, és amint azt a későbbiekben látni fogjuk, viszonylag egyszerűen elkészíthető. A jó kimenőtrafó az előfeltétele annak, hogy erősítőnk a „Hi-Fi” elnevezést kiérdemelje. A mérések szerint ezt el is értük, mert a végfokozat frekvenciamenete 20 Hz-től 50 kHz-ig 3 dB-en belül van, torzítása 10 W kimenő-

teljesítménynél, 1000 Hz-en 0,4% alatt van. Az erősítő intermodulációs torzítása is jóval 1% alatti. Az építési leírásban és a kapcsolási, valamint az elrendezési rajzokon minden olyan részletes adat fel van tüntetve, illetve meg van adva, melynek betartása a fenti eredmény elérését lehetővé teszi. Reméljük, hogy építési leírásunkkal többeknek segítséget nyújtunk abban, hogy házi stúdiójukat egy jó minőségű hangosító-berendezéssel szereljék fel.

## Az erősítő működése

Az erősítő bloksémája az 1. ábrán látható. Az ismertetést az üzemmód-kapcsolótól kiindulva kezdjük, ehhez kapcsolódnak a bemenőpontok, melyek lehetővé teszik különböző készülékek (magnó, rádió, diódás-detektoros helyi vevő és lemezjátszó) csatlakoztatását, ill. az ezek által szolgáltatott jelek felerősítését. A lemezjátszó csatlakozáshoz egy előerősítő fokozat, és egy lemezkarakterisztika kiegyenlítő, ún. „ekvalizer” tartozik. Ezt követi a közös hangerőszabályozó, majd az 1. HF erősítő. Az 1. és 2. HF erősítő között van az ötfokozatú hangregiszter, (mely mint fentebb említettük, a kényelmet szolgáló kezelőszerv), és a magas-mély hangszínszabályozó. A következő a fázisfordító fokozat, mely a végesővek számára szolgál-

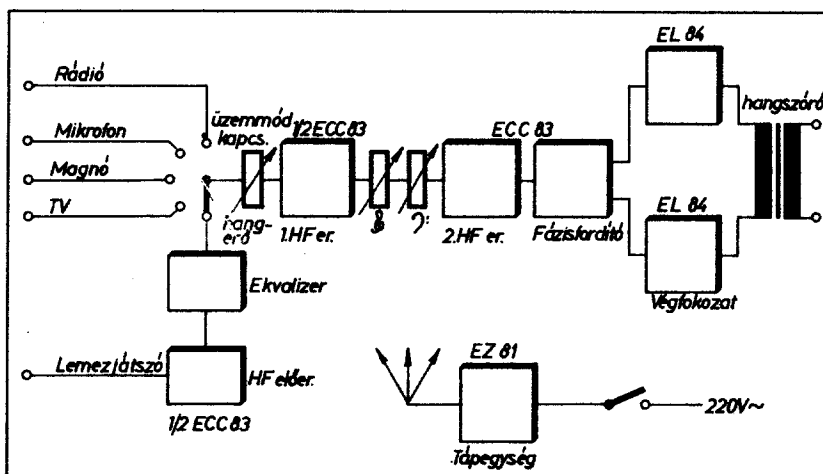
tatja az ellenütemű vezérlő jelet, melyet felerősítve a kimenőtrafóról vehetünk le a hangszóró részére. A berendezéshez tartozik még a hálózati rész, mely a működéshez szükséges tápfeszültségeket szolgáltatja. Az erősítő teljes kapcsolási rajza a 2. ábrán látható. A blokséma után rátérünk az erősítő egyes fokozatainak részletes ismertetésére.

## A végfokozat és a fázisfordító

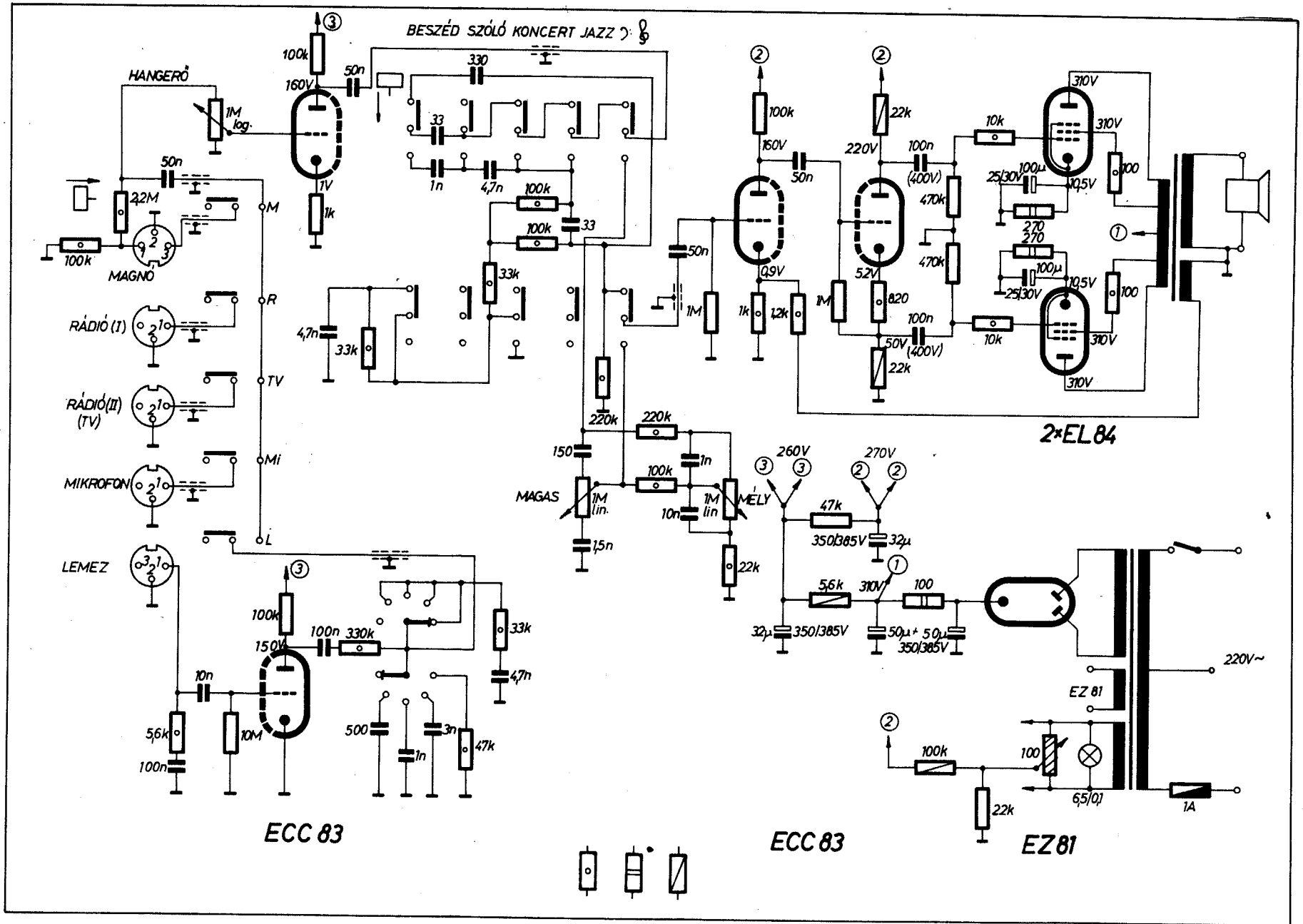
A végfokozat csövei (2 × EL 84) ellenütemű AB osztályú beállításban üzemelnek. A csövek segédtrácsi a kimenőtrafó leágazására csatlakoznak. Ennek előnye röviden a következők.

Mint ismeretes, a pentóda karakterisztikája harmadfokú görbe, a triódáé viszont másodfokú. Ennek következtében a pentóda páratlan (főleg 3.) míg a trióda páros (főleg 2.) harmonikus „termel”. Az ellenütembe kapcsolt triódák a 2. harmonikus kioltják, a pentódáknál azonban ugyanez a 3. harmonikusra nem áll. Tehát két ellenütembe kapcsolt trióda torzítás szempontjából többet nyújt, mint két pentóda. A trióda hatásfoka viszont csak fele a pentódáé, ezért végerősítő fokozatokban újabban pentódákat alkalmaznak. Ha megfigyeljük a kapcsolási rajzot, a következőket láthatjuk; ha a segédtrácsok a (+) pontra lennének kötve, a csövek pentódaként üzemelnének, ha viszont a tekeres végeire kötnénk a segédtrácsokat, a csöveket triódának kapcsolnánk. Kézenfekvő tehát a segédtrácsot a kettő közé, egy leágazásra kötni, egy olyan pontra, ahol a hatásfok még nem romlik számottevően, de a torzítás a segédtrácsfeszültség változás okozta negatív visszacsatolás miatt jelentősen csökken. Ez a pont gyakorlatilag a menetek felénél van (a fél primer tekeresre vonatkoztatva). Erősítőnkben is alkalmaztuk ezt, és így volt elérhető, hogy magáról a végfokozatról (csak a segédtrács visszacsatolásával) igen jó frekvenciamenetet és torzítást kaptunk.

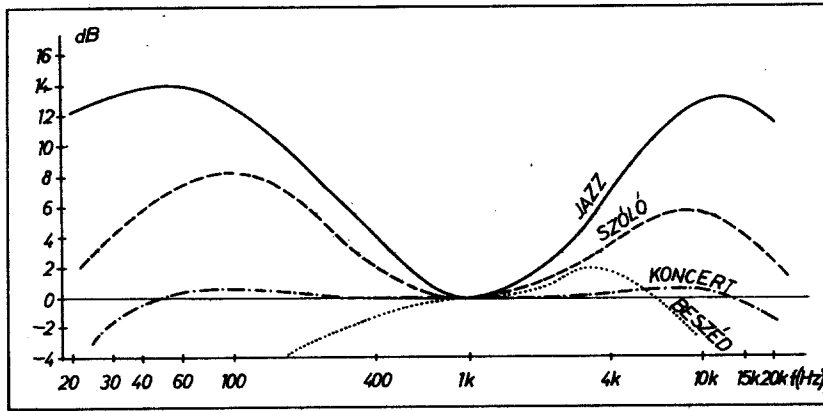
A segédtrácsban, valamint a vezérlőtrácsban levő csillapítóellenállások a csövek ultragerjedését hivatottak megakadályozni, ezért ezeket



1. ábra. Az erősítő bloksémája



2. ábra. Az erősítő kapcsolási rajza



3. ábra. A hangregiszterrel megvalósított karakterisztikák

közvetlen a csőlábra kell forrasztani, minél rövidebb kivezetéssel.

A csövek előfeszültségét katódellenállással állítjuk elő. A csövenkénti külön katódelenállás mellett döntöttünk, mert így a csövek közti szórás kevésbé befolyásolja a szimmetriát.

A meredek végcsövek kivezéréhez szükséges, viszonylag kis feszültséget a legegyszerűbb, de ide tökéletesen megfelelő „katodin” fázisfordító fokozat állítja elő.

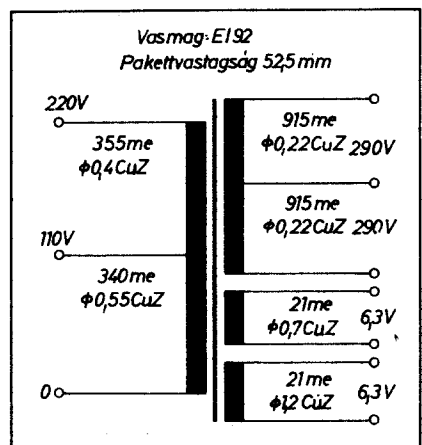
A cső anódjában és katódjában levő azonos értékű ellenállásokon azonos nagyságú, de fázisban egymástól 180°-kal eltolt feszültséget nyerünk (természetesen bizonyos határok és terhelési viszonyok között). A fázisfordító cső rácsele-feszültségét a katódkörébe beiktatott 820 ohmos ellenálláson állítjuk elő. (E fokozat nem erősít.)

A fázisfordító előtt a 2. HF erősítő fokozat van, ez az ECC 83 cső egyik fele (a másik csőfél a fázisfordítást végzi). A cső katódkörébe, a kimenőtrafón az e célt szolgáló külön tekercsről egy feszültségosztón keresztül negatív visszacsatolást létesítünk. Mivel a visszacsatoló lánc csak ohmos ellenállást tartalmaz, ezért a negatív visszacsatolás gyakorlatilag frekvenciafüggetlen.

### Hangszínszabályozó és hangregiszter

Az 1. és 2. HF erősítő fokozat közé iktattuk be a hangregiszterrel kombinált magas és mély hangszínszabályozót. A hangszínszabályozó a szakirodalomból jól ismert, jól bevált, általánosan használt pilleszabályozó. Felcsavart potenciométer állásban kb. 16–18 dB kiemelés, míg lecsavart potenciométer állásban ugyanennyi vágás érhető el vele. E részt egészíti ki a kényelmi szempontokat szolgáló, nyomógombos hangregiszter. Első állásában a pilleszabályozót kapcsolja be, ilyenkor tetszés szerinti átviteli karakterisztika állítható elő a hangszínszabályozó potenciométerekkel. A többi állás sorrendben: *JAZZ*, *KONCERT SZÓLÓ*, *BESZÉD*. A hangregiszter ezen állásaiban a pilleszabályozó nem működik, a hangfrekvenciás átvitelt fix karakterisztika szabja meg. A hangfrekvenciás átvitelt a hangregiszter egyes állásaiban a 3. ábra szemlélteti. A *JAZZ* állás megfelel a pilleszabályozó „magas-mély emelt” állásának, a *KONCERT* állás teljesen lineáris átvitelt biztosít. *SZÓLÓ*-nál kismértékű magas- és mélyhang emelés áll elő, míg *BESZÉD*-nél az érthetőséget szem előtt tartva, egyidejű magas- és mélyhang vágás történik. A fenti karakterisz-

tikák beállíthatók a pilleszabályozóval is, azonban a megfelelő hangszínezet beállítása időt vesz igénybe, hangregiszterrel ez a megfelelő gomb benyomásával idővesztés nélkül megoldható. Esetleg egy hosszabb műsor közben, a zene jellegétől függetlenül változtatni lehet vele a frekvenciaátvitelt. Az érzékenységek úgy vannak beállítva, hogy a „hangerőérzet” a hangregiszter minden állásában azonos, vagyis váltáskor a műsor hangereje nem erősödik, vagy gyengül a fül számára. Hangsúlyozzuk, a hangregiszter kizárólag kényelmi célokat szolgál, elhagyásával az erősítő jellemzői nem lesznek rosszabbak. Megfelelő nyomógomb hiányában, vagy egyéb okból (egyszerűsítés) nem szükséges tehát építeni, ez esetben a hangszínszabályozót a hangregiszter 1. állásának megfelelően fixen be kell kötni.

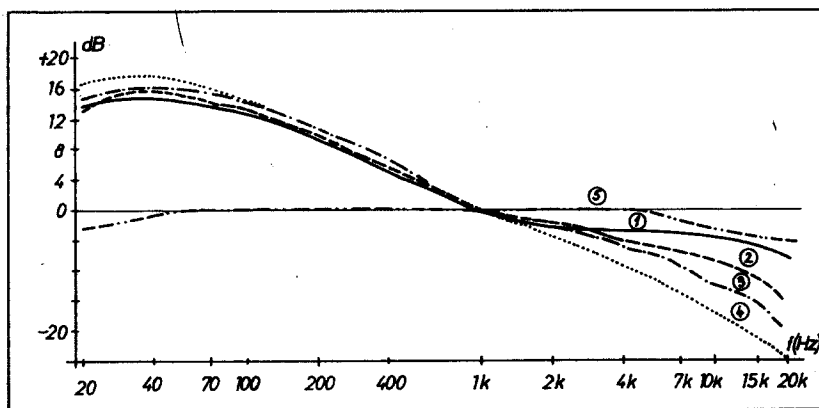


5. ábra. Hálózati transzformátor

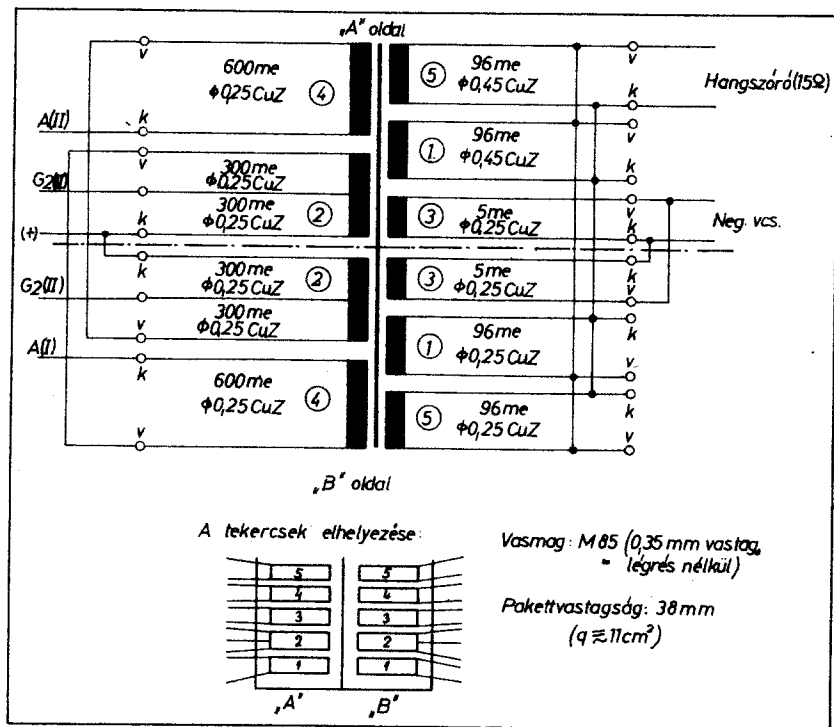
### Hangerőszabályozó és üzemmód kapcsoló

A hangerőszabályozó potenciométer galvanikusan kapcsolódik az 1. HF erősítő cső (ECC 83) rácására. Ezt a megoldást minőségi szempontból választottuk, de felhívjuk a figyelmet arra, hogy csak kiváló minőségű potenciométer esetében alkalmazható. Ha ilyen nem rendelkezünk, úgy a potenciométer kart egy 100 nF-os kondenzátorral leválasztjuk és a cső rácására 1 Mohm-os rácselevezető ellenállást iktatunk be.

A hangerőszabályozó az üzemmódkapcsolóra csatlakozik. Az üzemmód kapcsolóval választhatjuk ki a hangosítási kívánt jelet szolgáltató berendezést. Ez lehet *RÁDIO*, *MAGNÓ* (esetleg *TV*), a megépített berendezésben két rádió bemenet van: *AM* és *FM* előtét csatlakoztatására), diódás (detektoros) helyi vevő, *MIKROFON*, valamint *LÉMEZJÁT SZÓ* csatlakoztatására. Az üzemmód kiválasztása 5 állású nyomógombos kapcsolóval történik. A kapcsoló az előlapon van, szimmetrikusan elhelyezve a hangregiszterrel.



4. ábra. Az ekvalizer görbái



6. ábra. Kimenő transzformátor

lépésben a cső után beiktatott 5 állású kapcsolóval működtetett, RC tagokból felépített áramkör végzi. Az elérhető magashang vágás, ill. mélyhang emelés karakterisztikáit a 4. ábra tünteti fel. A számszerű értékek az 1. táblázatban találhatóak. Az „ekvalizer” 5. állásában az átvitel lineáris, az erősítésvesztés a kapcsoló állásától függően 18–20 dB (1000 Hz-en!)

A magnó csatlakozás a nálunk is szabványosított DIN előírás szerinti megoldással készült. A tuchel 3-as pontján a magnó jele csatlakozik az erősítőhöz, míg az 1-es ponton mindig az erősítőn éppen hangosított üzemmód jele vehető le, megfelelő leosztás után. Így lehetőség nyílik arra, hogy az erősítő hangerő- és hangszínszabályozójának állásától függetlenül készíthessünk magnófelvételt. Az erősítő keverőbemenet nem tartalmaz, így két vagy több műsor egyidejű hallgatására nincs lehetőség.

### Tápegység

A tápegység a szokásos megoldású. Az egyenirányítást az EZ 81 cső végzi, kétutas kapcsolásban, az egyenirányított feszültséget RC elemekből felépített lánc szűri. A hálózati transzformátort külön e célra tekercseltük, adatai az 5. ábrán láthatók. Természetesen megfelel egy más kivitelű hálózati transzformátor is, mely a megfelelő feszültségeket és áramokat tudja szolgáltatni. (2 × 300 V, 110 mA; 6,3 V, 3 A; 6,3 V 1 A.)

### A kimenő transzformátor

Külön kell szólni a kimenő trafóról, melynek jóságától — mint már említettük — függ az erősítő min-

Amennyiben a hangregisztert mellőzzük, úgy üzemmód kapcsolónak sem szükséges nyomógombot alkalmazni, egy Yaxley kapcsoló is megteszi. A csatlakozók a magnóknál szabványosított, 3 pólusú tuchelek, melyek a sasszi hátulján nyertek elhelyezést és árnyékoló vezetékek kötik össze az üzemmód kapcsolóval. Itt jegyezzük meg, hogy a MIKROFON feliratú hüvelyről az érzékenység kb. 40 mV (10 W-ra), így csak olyan mikrofon alkalmas, mely ezt a jelet le tudja adni (esetleg előerősítővel).

### Lemezjátszó előerősítő és lemez-karakterisztika kiegyenlítő

Az üzemmód kapcsoló „LEMEZ” állásához kapcsolódik a lemezjátszó előerősítő, és a lemez-karakterisztika kiegyenlítő. Erre azért van szükség, mert a mikrobarázdás lemezekben a vágás különböző magashang emelés és egyidejű mélyhang vágás mellett történik. Erre most részletesen nem térünk ki, csak annyit közlünk, hogy ez a +20, illetve -20 dB-t is eléri, a gyártó cég előírásaitól függően. (A régebbi kiadású mikrolemezek ezen a téren elég nagy szórást mutatnak.)

Ezt a vágásnál történt eltérést a lejátszáskor kell korrigálni. Ez történhetne a pilleszabályozóval is, így azonban fennáll az a veszély, hogy egyes, igen nagy magas emeléssel vágott (ún. „ultra Hi-Fi”) lemezeknél az első fokozat (vagy fokozatok) túlvezérlődnek, és a hangszínszabályozóval ezt a torzított jelet korrigáljuk. Így a kimeneten (a hangszórón) a csilingelő Hi-Fi hang helyett

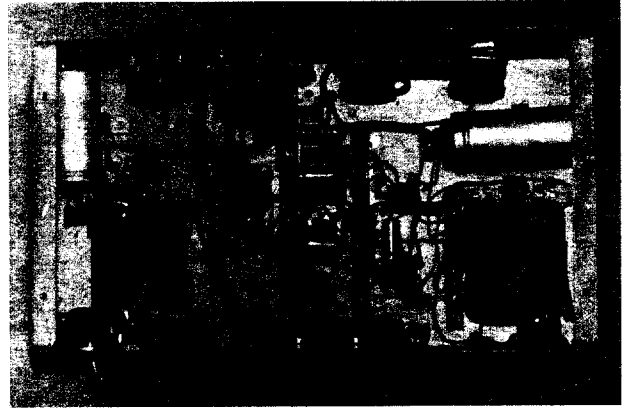
valami kellemetlen, kásás, sziszegő hangot hallunk. A modernebb kristály hangszedők már ezek figyelembevételével készülnek, azonban ez sem jelent végleges megoldást, ez csak egy több fokozatú lemez-karakterisztika-kiegyenlítővel valósítható meg. Így már az első fokozat után a megfelelően korrigált jel kerül továbberősítésre. A kiegyenlítést (= ekvalizálás) első lépésben a lemezjátszó bemenetén levő soros 5,6 kohm—100 nF RC tag, második

1. táblázat

f (Hz)	Kapcsolóállás					dB
	1.	2.	3.	4.	5.	
20	+14	+14	+15	+17	-2	dB
40	+14	+16	+16	+18	-0,5	
70	+14	+15	+15	+17	0	
100	+13	+14	+14	+15	0	
200	+10	+10	+11	+11	0	
400	+5	+5	+6	+6	0	
1 000	0	0	0	0	0	
2 000	-2	-2	-2,5	-3	0	
4 000	-3	-4	-5	-8	0	
7 000	-3	-6	-7	-12	-0,5	
10 000	-4	-7	-10	-15	-1,5	
15 000	-5	-9	-13	-18	-3	
20 000	-6	-12	-15	-20	-4	
Csilapítás 1 000 Hz-en	18	19	20	22	18	



7. ábra. Az alkatrészek elhelyezése (felülnézet)



8. ábra. Az alkatrészek elhelyezése (alulnézet)

sége. A jó kimenőtrafó az előfeltétele, hogy az erősítőt „Hi-Fi” jelzővel illessük. A jó frekvenciaátvitel mellett követelmény a jó hatásfok, és a kis torzítás is. A hatásfokot az alkalmazott vas mérete, a mélyhang átvitelt a vasméret és a primer menetszám, míg a magashang átvitelt a szórt inuktivitás határozza meg. Az előbbi kettőt a vasmag és a primermenetszám megfelelő megválasztásával sikerült elérni, a szóráscsökkentését pedig az osztott tekercselés tette lehetővé. A trafó rajza és a tekercselés elhelyezése a 6. ábrán látható. A trafó M 85-ös, 0,35 mm-es légrés nélküli vasmagra készült, 38 mm-es pakettvastagsággal. A csévetest tekercselési tere egy elválasztó lemezzel két egyenlő részre van osztva. A tekercselésnél lesz egy kis komplikáció, ugyanis a jobb szimmetria elérése céljából a „B” oldal primer tekercsének tekercselésekor a csévetestet 180°-kal meg kell fordítani. Csak így biztosítható, hogy azonos kivezetések kerüljenek azonos pontokra (pl. a 2-es tekercsek kezdete kerüljön a tápfeszültségre, azonos tekercselés mellett a „B” oldal 2-es tekercsének végét kellene összekötni, az „A” oldal 2-es tekercsével, különben bifiláris tekercset kapnánk.) Így biztosítható a — viszonylag — minimális szóráscsökkentés, tehát a jó magashang átvitel. (Jellemzésére csak annyit: 50 kHz-en még ki lehetett venni 10 W-ot a végfokozatból, számottevő — oszcilloszkóppal vizsgált — torzítás nélkül!) A tekercsek közötti (szórt-) kapacitás elhanyagolható, bár mint azt a későbbiekben látni fogjuk, kis be-

folyása azért van az erősítő működésére.

A tekercselési sorrend tehát a következőképpen alakul: kezd, A-1, B-1, A-2, 180°-ot fordít, B-2, visszafordít, A-3, B-3, A-4, 180°-ot fordít, B-4, visszafordít, A-5, B-5. Ha jól átgondoljuk a tekercselést, látható, hogy B-2 és B-4 tekercseknél a csévetestet a tekercselőgépen 180°-kal el kell fordítani, míg a többi tekercs tekercselése a kezdő tekercsnek megfelelő helyzetben történik. Tehát a B-2 és B-4 tekercs nem ellentétes menetirányú, csak a kivezetéseik vannak geometriailag azonos helyen. Ezzel biztosítható, hogy a tekercseket szimmetrikusan köthessük be. Célszerű, ha a csévetest két oldalán a kivezetések részére (a kitéléstől függő emelkedéssel) szimmetrikus furatsorozatokat készítünk, így a két oldal kivezetéseit szimmetrikusan hozhatjuk ki. Ez a tekercsek kivezetéseinek összekötését megkönnyíti, kevésbé lehet eltéveszteni azt. A tekercsek között feltétlenül jó szigetelést alkalmazunk, mert a primer tekercseken bizonyos esetekben elég tekintélyes feszültség van. Erre a célra elsősorban Warnisch vászon vagy vékony prespán jöhet számításba. A tekercseket soronként is szigeteljük, vékony, ún. kondenzátor papírral.

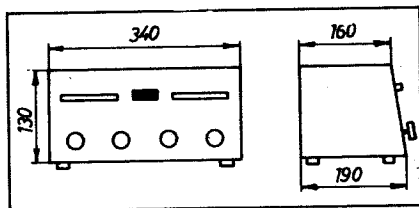
A 6. ábráról látható, hogy a primer tekercsek sorba (és keresztbe), míg az összes szekunder tekercsek párhuzamosan vannak kapcsolva. Külön felhívjuk a figyelmet, hogy a szekunder tekercsek menetszámát ez okból kifolyólag igen pontosan be kell tartani! A 6. ábrán megadott menetszámok 15 ohmos illesztésre vonatkoznak. Az ettől eltérő illesztő-ellenálláshoz tartozó szekunder menetszámok az alábbiak:

- 2,5 ohm: 4 × 38 me Ø 0,6 Cu-Z
- 4 ohm: 4 × 48 me Ø 0,6 Cu-Z
- 5 ohm: 4 × 55 me Ø 0,5 Cu-Z
- 8 ohm: 4 × 69 me Ø 0,45 Cu-Z

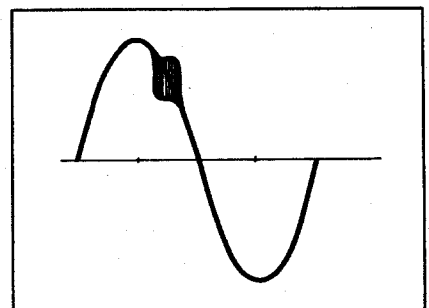
A kimenő trafó tekercseit célszerű beéptítés előtt (természetesen be-

vasalt állapotban) összekötni és mérésel ellenőrizni. Ez az alábbiak szerint történhet.

Mivel feltehetőleg váltófeszültség mérésére alkalmas műszere minden amatőrnek van, akár univerzális, akár csővoltmérő) továbbá 1 V körüli 50 Hz-es feszültség is rendelkezésre áll, ezzel végezzük el az ellenőrzést. Tehát 1 V-os 50 Hz-es feszültséget kapcsolunk valamelyik szekunder tekercsre, a többi tekercsvég szabadon van. A műszerrel ellenőrizzük, hogy a primer tekercseken megvannak-e hozzáférhetőleg a menetszámok arányában a feszültségek. Ezután az A-2 és B-2 (lásd a 6. ábrát) tekercsek kezdetét összekötjük és megkülönböztető jellel látjuk el. Ez fog a pozitív tápfeszültségre csatlakozni. A segéd-rácsokra csatlakozó kivezetéseket könnyű megtalálni. A 2-es jelű tekercsek végei az átelles oldal 4-es tekercseinek végeivel vannak összekötve. Itt kell az összekötéssel vigyázni, de a feszültségmérővel megállapítható a helyes kötés. Tehát pl. az A-2 tekercs vége a B-4 tekercs végével van összekötve, és B-4 kezdete csatlakozik a cső anódjára. Itt nagyon kell vigyázni, nehogy „keresztbe kössük” a segéd-rácsokat! Az összekötést megegyezően ellenőrizzük; a középtől kiindulva a két féloldalt, majd a két szélső pont között is megmérjük a feszültséget („anódtól — anódig”). Ezután a szekunder tekercseket köt-



9. ábra. Az erősítő külső méretei



10. ábra. Belengés a kimenőjelen

jük paralel: kezdet-kezdettel, vég-véggel kerül kapcsolatba. A negatív visszacsatolás kis menetszámú tekercseit szintén paralel kötjük. Mindez a 6. ábrán egyértelműen fel van tüntetve.

### Építési utasítás

Az alkatrészek elrendezése a 7. ábrán (felülnézet) és a 8. ábrán (alulnézet) láthatók. Az ábrákon jól ki-vehetők a főbb alkatrészek, így ez bővebb magyarázatra nem szorul. Ha a nyomógombok alkalmazásától eltekintünk, úgy az előlap lényege-sen leegyszerűsödik. Ebben az eset-ben az üzemmód kapcsolót Yaxley tárcsával oldhatjuk meg, ezt cél-szerű a többi kezelőszervvel (lemez-karakterisztika kiegyenlítő- és hang-szinszabályozó potenciométerek) egy vonalban elhelyezni, így esztétikai-lag is kedvező elrendezés adódik. Az erősítőt fémdobozba építettük be, főbb méreteit a 9. ábra szemlélteti. A kissé döntött előlap a kezelést kényelmessé teszi. A két végcső és az egyenirányító cső, valamint a há-lózati trafó elég sok hőt „termel”, ennek elvezetésére a doboz tetején kivágás van, melyet expandált sárga-réz lemez takar. A légáramlás folya-matosságának biztosítására a fenéklap sűrűn,  $\varnothing$  4 mm-es furatokkal van ellátva.

A hálózati trafó melletti forrlécen van elhelyezve a *brummpotencio-méter*, ennek esetleges utánállítása a fenéklap megfelelő kivágásán keresz-tül eszközölhető. A többi alkatrész elrendezése (forrlécek) a 8. ábrán világosan látható. Az árnyékolandó meleg vezetékek a kapcsolási rajzon jelölve vannak. Igen kényes a lemez-játszó üzemmódban bekapcsolódó első cső és áramköre, főleg brummra. Ha azonban a fűtés vezetékait össze-sodorva vezetjük, és ügyelünk, hogy a rácspontoktól néhány cm távol-ságban legyenek, a brumm megfelelő szint alatt marad. Brummsökkentés célját szolgálja az az osztó, mely a csövek fűtőszálát a sasszihoz képest +50—60 V-ra emeli. Ugyanis, ha a fűtőszál negatívabb a rácsnál, ez emittálhat néhány elektront a rác-sra, mely érzékeny bemenőfokozatok-nál érzéti hatását. A fűtőszál pozí-tív feszültségre való emelése ezt a jelenséget megszünteti. Az ellenállá-sok watt-értékei, a kapcsolási rajz-ról egyértelműen leolvashatók. A kondenzátorok vizsgálati feszültsége, ahol nincs külön feltüntetve, tetsző-leges lehet. Amennyiben mód van rá, ajánlatos jó minőségű alkatrészeket beépíteni, vonatkozik ez pl. a cső-foglalatokra is. Az erősítőt a fémdoboz (a modell 1 mm-es vaslemez-ből készült) minden külső elektromos és mechanikus behatástól megvédi.

### Üzembehelyezés, bemérés

Ha a szerelésnél és huzalozásnál körültekintően jártunk el (elkötés nem történt), valamint a beépített alkatrészek hibátlanok, a készülék

első bekapcsolásra üzemképes lesz. Az első bekapcsolást megelőzően a negatív visszacsatolás külön teker-csét szakítsuk meg. A helyes bekö-tést próbával állapítjuk meg: gerje-dés esetén a tekercs végeit fel kell cserélni. Ezt azonban csak akkor hajtsuk végre, ha az erősítő többi része (különösen a végcsövek nyu-galmi áramfelvétele) már rendben van. Bekapcsolás után közvetlenül az egyenfeszültségeket ellenőrizzük, majd a végcsövek nyugalmi ára-mát. Ez legkönnyebben a katód-ellenállásokon mérhető: kb. 10,5 V-ot kell kapni, néhány tized volt eltérés nem befolyásolja a kapcsolat szim-metriáját. *Külön fel kell hívni a fi-gyelmet arra, hogy az erősítőt ne hogy terheletlen kimenőtrafóval kapcsoljuk be!* Ilyenkor elég egy feszültség-impulzus az érzékeny pontok vala-melyikére, és vagy a kimenőtrafó, vagy a csőfoglalat, az anódkiveze-tésnél áthúzó, átüt! Tehát vagy a hangszóró impedanciának megfelelő értékű — és terhelésű — ohmos ellen-állást („műterhelés”), vagy hang-szórót feltétlenül kapcsoljunk a ki-menőtrafó szekunder tekercsére. Ha a negatív visszacsatolás tekercsének helyes polaritását már kikísérletez-tük és a tekercs be van kötve, akkor ilyen veszély nem áll fenn.

Az erősítő „dinamikus” bemérése leegyszerűbben hanggenerátor, cső-voltmérő (és oszcilloszkóp) segítsé-gével történhet. Az érzékenységek hozzávetőleg a következőképpen ala-kulnak (10 W kimenőteljesítményre vonatkoztatva):

- 2. HF erősítő rácscról: 90—100 mV
- 1. HF erősítő rácscról: 35— 40 mV
- HF előerősítő rácscról (lemezjátszó bem.): 15—20 mV

Az érzékenységek tájékoztató jel-legűek, mérésnél a magas és mély hangszin szabályzók „kiemelt” állás-ban vannak.

A kimenőteljesítményt lehetőleg műterhelésen mérjük. Ez 15 ohmos illesztésnél 12 W-ra: 13,4 V a hang-szóró kapcsokon. Oszcilloszkópon vizsgálva a jelet, szemmel torzítást észlelni nem szabad.

Ha az erősítő áramköreinek üzem-képességéről a fent leírt vizsgálatok-kal meggyőződünk, következő lé-pésként a bűgófeszültség minimális értékre való csökkentése követke-zik. A „brummpotenciométerrel” bűgásminimumra állunk. Ha a le-csavart hangerőpotenciométer állás-hoz képest felcsavart állásban ugrás-szerűen megnő a brumm, úgy azt a hiányos árnyékolás, és a huzalozás nem megfelelő kivitelezése okozza. Itt lépésről-lépésre kell felderíteni az érzékeny pontokat. Egy kis türe-llemmel azonban ezen is sikerrel túl lehet jutni.

Szólni kell még egy jelenségről, melyet a kimenőtrafó ismertetésénél vetettünk fel. Ez a 10. ábrán látható jelalakot eredményezi és többé-kevésbé a kimenőtrafó szórt kapacitása

által okozott belengési jelenség, mely a 100 Hz alatti frekvenciákon, a vég-teljesítmény közelében áll elő. Minél mélyebb a vezérlőjel frekvenciája, annál „kövérebb” a szinuszejre szuperponálódott nagyfrekvenciás belengés. Ez úgy szüntethető meg, hogy egy 20—50 pF-os kondenzátort forrasztunk a fázisfordító cső katód-, vagy anódelőállításával párhuzamo-san. Arra a pontra kell forrasztani, ahol hatásosabban csillapít. Az erő-sítő jellemzőiben ez semmi romlást nem idéz elő.

Az erősítő ismertetését ezzel be is fejeztük. Remélhetőleg a részletes ismertetés, rajzok és fényképek alap-ján nem okoz nagy nehézséget (az anyagbeszerzést nem számítva) az eddig már több példányban megépít-tett erősítő reprodukálása.

### Műszaki adatok:

Kimenőteljesítmény: 14 W (k=10%)	
Torzítás (12 W-nál mérve)	
60 Hz-en:	0,5 %
1 000 Hz-en:	0,3 %
10 000 Hz-en:	0,45 %
Érzékenység: (12W-ra)	
Rádió-magnó	
bemenetről:	< 50 mV
Lemezjátszó	
bemenetről:	< 15 mV
Hangfrekvenciás	
átvitel:	20—20 000 Hz
(— 3 dB-re, korrekció nélkül)	
Magas és mélyhang	
emelés:	+16 dB
Magas és mélyhang	
vágás:	—14, illetve —16 dB
Illesztellenállás:	15 (kivánságra 2,5 vagy 5)ohm
Teljesítményfelvétel:	80 VA
(hálózathól)	

## Szerkesztőségünk

címe:

Budapest, V. kerület

Beloianisz u. 16

Telefon: 313-545

121-700

121-684

# 8 W-os Hi-Fi erősítő

Dercsényi Tamás híradástechnikus

A fenti címmel megnevezett erősítő, mint azt a későbbiekben látni fogjuk, felépítését tekintve hasonló az Évkönyv 183. oldalán ismertetett 12 W-os erősítővel. Méretei azonban jóval kisebbek (laposabb), ezáltal mozgathatósága jobb, szállítása akár aktatáskában is történhet, ugyanakkor mégis „sokat tud”. Jelen ismertetésünkben nem akarunk ismétlésekbe bocsátkozni, ezért csak az eltérésekkel foglalkozunk részletesebben. Nem árt tehát a 12 W-os erősítő leírását elolvasni, mielőtt az olvasó a 8 W-os erősítővel foglalkozna.

## Az erősítő működése

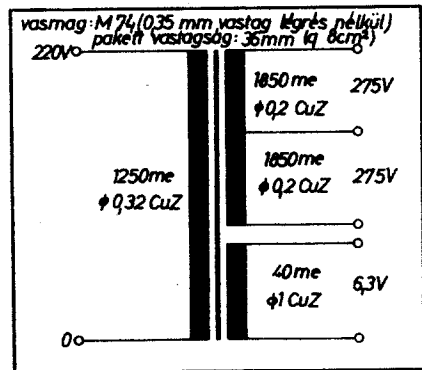
A berendezés — az egyenirányító csövet is beleértve — mindössze négy csövet tartalmaz, fokozatainak száma azonban megegyezik 12 W-os társával. Ezt összetett csövek alkalmazása tette lehetővé. A csövek: 2 × ECL 82, ECC 83, EZ 80. Az erősítő blokkisméjáját az 1. ábra szemlélteti. Az üzemmód kapcsolótól kiindulva az egyes fokozatoknak következő a szerepük (lásd még a 2. ábrán a kapcsolási rajzt).

Az üzemmód kapcsoló egy hármass nyomógomb. Használatával lemez, magnó és rádió csatlakoztatása lehetséges egymástól függetlenül (keverni a műsorokat nem lehet). „LEMEZ” állásban az ECC 83 egyik triódájával megvalósított előerősítő fokozat kapcsolódik be, melyet egy háromállású, egyszerű, RC elemekből összeállított lemezkaraktisztika kiegyenlítő követ. A lemezkaraktisztika kiegyenlítő állásai: 1. állásban nagy mély emelés és magas vágás; 2. állásban közepes mély emelés és magas vágás, 3. állásban közelítőleg lineáris átvitel van (a fokozatra vonatkoztatva). Az üzemmódkapcsolót a hangerőszabályzó

potenciométer követi. A kapcsolási rajzon látható megoldás csak kiváló minőségű potenciométer használata esetén alkalmazható. Ilyen alkatrész hiányában 1 Mohmos rácslevezető ellenállást és 50 nF-os csatolókonkondenzátort alkalmazunk. Az ECC 83 második csőfele az 1. HF. erősítő, mely a szokásos megoldású pilleszabályzóra csatlakozik. A magasmély emelés kb. 14-14 dB, míg a vágás ugyanennyi, a csúcsokra vonatkoztatva. A következő fokozat az 1. ECL 82 cső triódájával üzemelő 2. HF erősítő, míg a 2. ECL 82 triódája a fázisfordítást végzi, katodyn kapcsolásban. Az általa szolgáltatott jel az AB osztályú beállításban működő végcsöveket vezérli. A végcsövek anódkörében van az osztott kimenőtrafó, melynek elkészítésére ismertetésünk folyamán még visszatérünk. A kimenőtrafó szekunder tekercséből negatív visszacsatolást vezetünk a 2. HF. erősítő cső katódkörébe. Az erősítő részére az üzemi feszültségeket a tápegység szolgáltatja. A hálózati trafó adatai a 3. ábrán láthatók.

## Építési utasítás

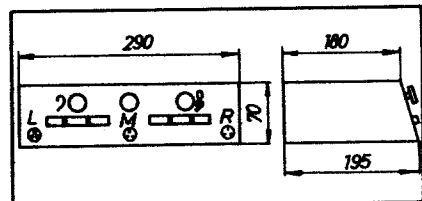
Az erősítő dobozának méreteit a 4. ábra szemlélteti. Szembetűnő a kis magasság. Ennek megfelelően alakult az elrendezés is. Mind a hálózati, mind a kimenőtrafó viszonylag kisméretű, M 74-es vasmagon van, a csövek vízszintes helyzetben vannak, részint a sasszi alatt (2 × ECL 82, ECC 83), részint felette, szegletekre felerősítve (EZ 80 és a szűrőelők). A főbb alkatrészek elrendezését az 5. ábrán (alulnézet) és 6. ábrán (felülnézet) láthatjuk. A trafók, mint az a fényképeken látható, részben a sasszi szintje alá vannak süllyesztve, így



3. ábra. Hálózati transzformátor

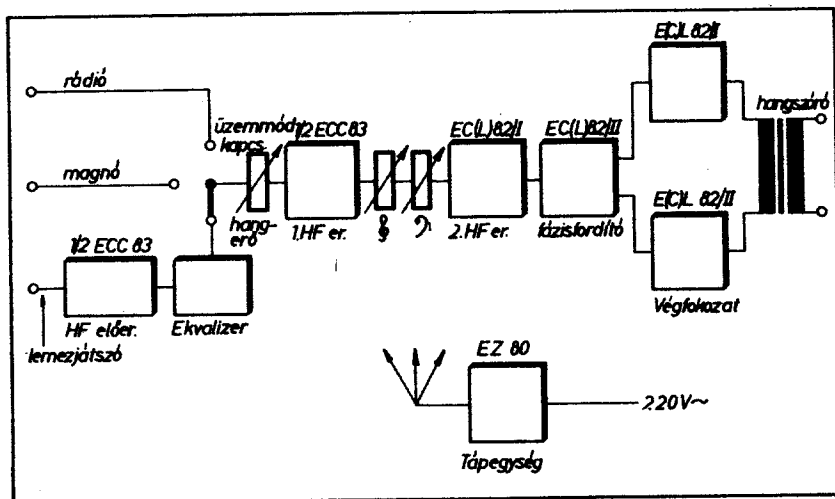
elérhető volt a minimális magassági méret. A nyomógombos kapcsolók használatát a készülék esztétikai megjelenésének javítása indokolta, természetesen Yaxley kapcsoló is alkalmazható. Aki pedig egy bemenet (műsor) hangosítására használja az erősítőt vagy ritkábban vált üzemmódot, az akár el is hagyhatja a kapcsolókat, az üzemmód változtatása a csatlakoztatni kívánt készülék zsinórjának át dugaszolásával történhet. Ezt ki-ki egyéni ízlésének megfelelően mérlegelje, mert a készülék elektromos jellemzőire nincs befolyással. Az előlap rajzát a 7. ábra szemlélteti.

Az elrendezés és huzalozás, mint már említettük, az 5., illetve 6. ábráról egyértelműen leolvasható. Egyebekben ugyanazok az elvi megfontolások érvényesek, melyeket a 12 W-os erősítő ismertetésénél kifejtettünk.



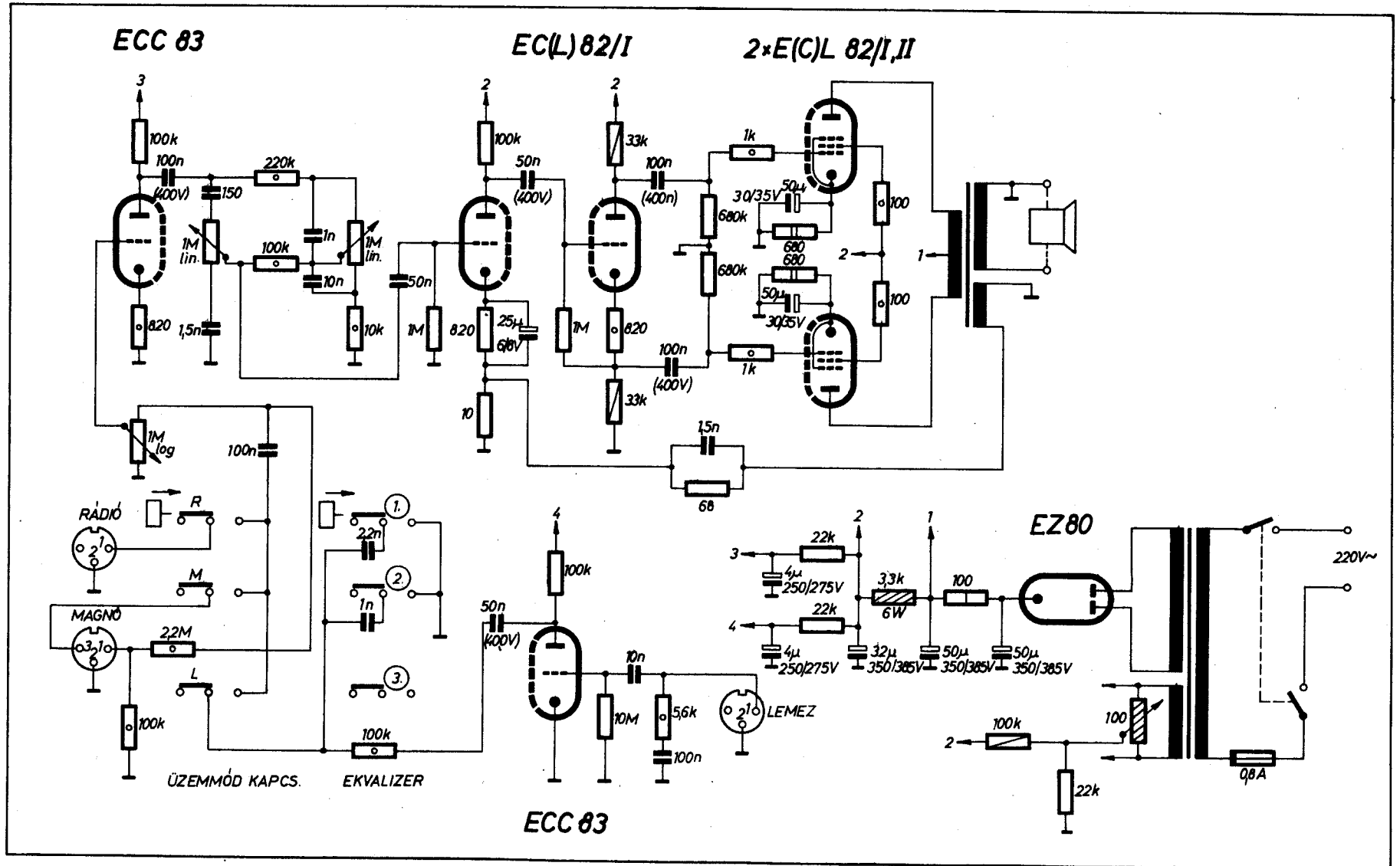
4. ábra. A doboz méretei

A hálózati trafó készítésénél oldal-lapos csövetestet alkalmazunk és a tekercselést különös gonddal végzük, mert (a kis méretek miatt) a huzal másképpen nem fog elférni. Ügyeljünk arra is, hogy a szellőzés, különösen a végcsövek környezetében tökéletes legyen. A mintakészüléken a doboz tetején kivágás van, melyet expandált sárgaréz lemez takar. Az expandált lemez alig állja útját a levegőnek. A fenéklapon  $\varnothing 4$  mm-es furatok vannak (megfelelő számban) a kérdéses helyeken, így a légáramlás biztosított. Erre feltétlenül szükség van, különben a kisméretű dobozban a környezeti hőmérséklet meghaladhatja az alkatrészekre előírt értéket, és a végcsövek is túlmelegsznek.

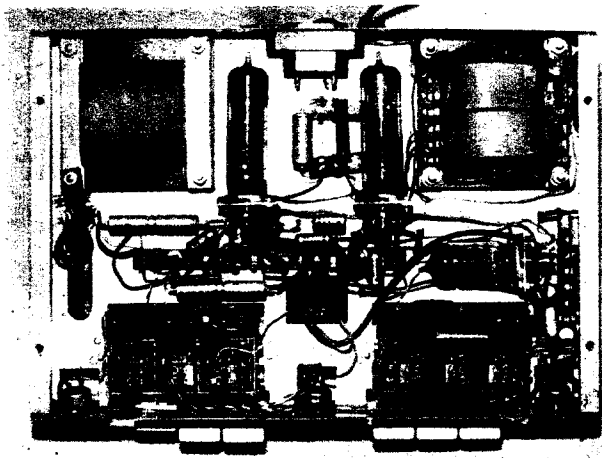


1. ábra. Az erősítő blokkisméjája

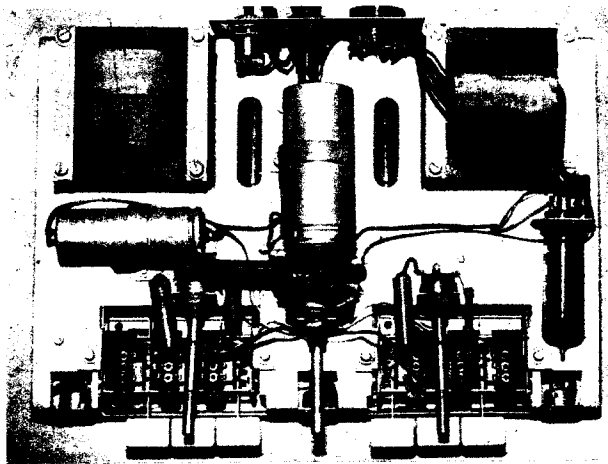




2. ábra. Az erősítő kapcsolási rajza



5. ábra. Az erősítő alulnézetben



6. ábra. Az erősítő felülnézetben

A felhasznált ellenállások terhelhetősége, valamint a kondenzátorok feszültsége a kapcsolási rajzról leolvasható.

#### A kimenőtrafó

Külön kell szólnunk itt is, akár csak a 12 W-os erősítőnél a kimenőtrafóról és annak elkészítéséről. A tekercselés osztott, mint ahogy az a 8. ábrán látható. Négy primer és ugyanannyi szekunder tekercsből, valamint a negatív visszacsatolás részére két további tekercsből áll. Itt is nagy gondot kell fordítani a tekercselésnél a „csévetest” forgásirányára, mert a primer tekercsekénél csak így biztosítható a szimmetria. A rajzon jól látható, hogy a primer oldalon a tekercsek sorba és „keresztbe” míg a szekunder oldalon párhuzamosan vannak kötve. Emiatt a szekunder tekercsek menetszámát igen pontosan be kell tartani (különben kiegyenlítő áramok folynának a tekercsek között.). A 8. ábráról a tekercsek bekötése egyértelműen leolvasható.

A tekercselésnél, két tekercs, a „B” oldal 2. és 4. tekercsének elkészítése előtt a csévetestet 180°-kal el kell fordítani. **Vigyázat!** Ez nem jelent ellenkező menetirányt, csak a kivezetések bekötésénél teljes szimmetria érhető el az „A” oldallal. Az eltévesztés elkerülésére közöljük a tekercselési sorrendet. A csévetesten a tekercselési teret egy elválasztó lappal két egyenlő részre osztjuk. A tekercselési sorrend: kezd A-1, B-1, A-2, 180°-kal fordít, B-2, visszafordít, A-3, B-3. A-4, 180°-kal fordít, B-4, visszafordít, A-5, B-5. A teker-

cesk között jó szigetelést kell biztosítani, erre a célra számításba jöhet Warnisch vászon, vagy vékony prespán. A tekercsüket soronként is szigeteljük, vékony, ún. kondenzátorpapírral.

Az elkészült csévet (bevasalás után) célszerű beépítés előtt bemérni, ill. a megfelelő kivezetéseket összekötni. (Ezt a 12 W-os erősítőnél már részletesen ismertettük, ugyanazon elv alapján járunk el itt is.) Egyebekben útbaigazítást a 8. ábra nyújt.

A kimenőtrafóhoz a 8. ábrán megadott menetszámokkal 5 ohmos

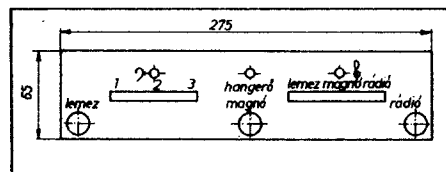
hangszóró csatlakoztatható. Ettől eltérő impedanciájú hangszóró használata esetén az alábbi szekunder menetszámok szükségesek:

2,5 ohm-ra:  $4 \times 18$  me  $\varnothing 0,5$  Cu-Z  
15 ohm-ra:  $4 \times 118$  me  $\varnothing 0,4$  Cu-Z

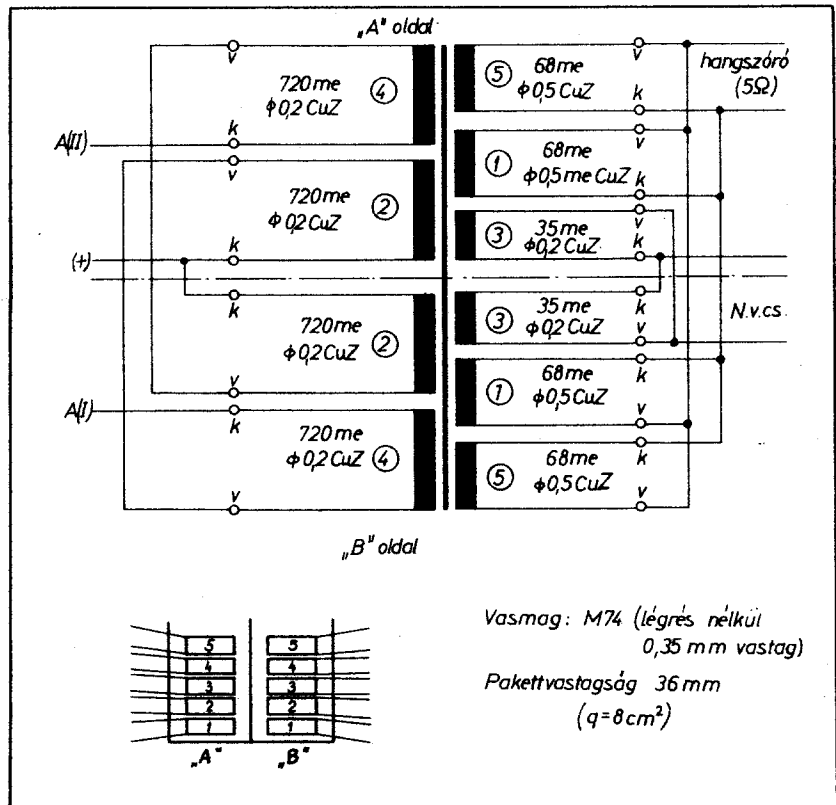
#### Bemérés, beállítás

Ha a szerelésnél elkötés nem történt, valamint hibás alkatrész nem került beépítésre, úgy a bekapcsolás után erősítőnk üzemképes. **Vigyázat!** Az erősítőt csak úgy kapcsoljuk be, ha a kimenetére hangszórót vagy a hang-

(Folytatás a 215. oldalon)



7. ábra. Az előlapp



Vasmag: M74 (légrés nélküli  
0,35 mm vastag)  
Pakettvastagság 36 mm  
( $q=8\text{ cm}^2$ )

8. ábra. Kimenő transzformátor



# RÁDIÓÉPÍTÉS

## Műsorvevő rádiókészülékek építése

Rózsa Sándor okl. vill. mérnök

*A rádió vevőkészülék építés mint amatőr tevékenység annak ellenére, hogy a rádiózást a televíziózás háttérbe szorítja és igen nagy a készülék-kínálat, nem veszített jelentőségéből. A szakmai ismeretek megszerzésének legjobb iskolája a fokról-fokra bonyolultabb rádiókészülékek megépítése. E téren a haladás könnyen lemérhető, mert a forgalomban levő megszámlálhatatlan változatú bel- és külföldi rádióvevőkészülék állandó összehasonlítási alapul szolgál. A rádióvevőkészülékekben megismert áramkörök sokrétűsége jó alapokat nyújt más területek megismerésére is. A felmerülő problémák megoldása pedig tág teret biztosít a rádióamatőrök alkotó kedvének.*

A Rádiótechnika 1968-as évkönyvében két összeállítás: „Elektroncsöves rádióvevőkészülékek építése” — „Válogatott tranzistoros zseb- és táskarádió kapcsolások” foglalkozott műsorvevő rádióvevőkészülékek építésével. Jelen válogatásunk kiegészíti a már megjelent leírásokat. A bemutatott készülékek működésének ismeretét feltételezzük, a leírásokban inkább a kapcsolások érdekességeire, előnyeire kívánunk rámutatni. A csatolt gyakorlati adatokkal segítséget kívánunk nyújtani a nehezen beszerezhető alkatrészek elkészítéséhez. A válogatásba felvett készülékek mindegyike megépült, között adataikat működő modelleken mértük.

### Tranzistoros vevőkészülékek

Műszeres behangolás nélkül is jó eredményeket lehet elérni egy gondosan megszerkesztett egyenes vevő megépítésével. A rádióamatőr folyóiratokban ismertett készülékeknek több mint 90%-a teljesen azonos felépítésű. Az alkatrész adatok szórásából vagy variálásából adódóan egyik vagy másik lényegesen jobbnak tűnik a hasonlóknál. A jó készülék

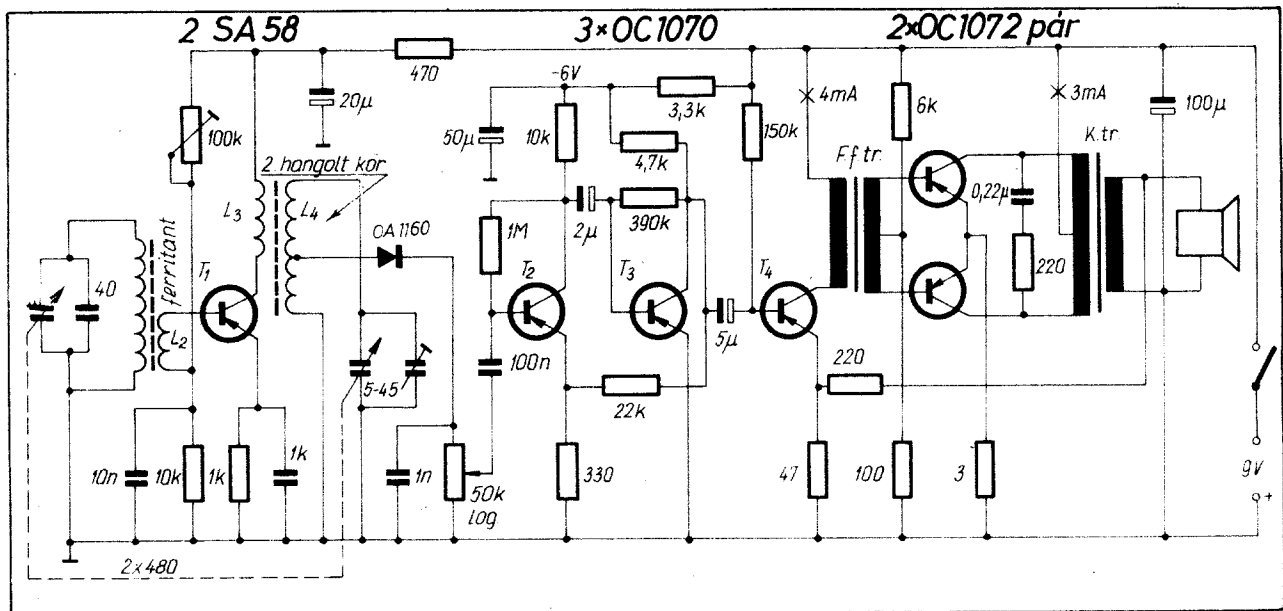
építésének titka azonban nem az alkatrész adatok megválasztásában rejlik. Az a néhány százaléknyi építési leírás, mely 2 ferrit antenna, nagyimpedanciás demodulálás, két-hangoltkör, két fokozatú nagyfrekvenciás erősítő vagy egyéb műkapcsolás alkalmazására épül, szolgáltat biztosabb és jobb eredményeket. Ezen készülékek mögött az a világos felismerés áll, hogy az egyenes vevők érzékenységét és vételi jellemzőit nem a hangfrekvenciás erősítés fokozásával, hanem a nagyfrekvenciás fokozat célszerű és helyes kialakításával lehet javítani. A bemutatott néhány készülék-variációnk is ebből a készülékcsoportból származik.

Az 1. ábrán bemutatott öttranzistoros reflexvevő érdekessége a nagyimpedanciás detektálás. A  $T_1$  tranzistor által a fojtótekercs munkaellenálláson felerősített nagyfrekvenciás jeleket a dióda 100 kohm munkaellenállással detektálja a szokásos néhány kohm helyett. A demodulátor kört ilyen esetben nem szabad leterhelni kis ellenállással, ezért működik a reflex fokozat nagyfrekvenciás útja emitterkövetőként.

Ez a megoldás egyrészt nagyobb nagyfrekvenciás erősítést biztosít (mert nagyobb értékű a munkaellenállás) másrészt a dióda demodulálási küszöbertéke alacsonyabbá válik. Számszerűen tekintve a fokozat működését, megállapítottuk, hogy az erősítés 2-3-szor nagyobb, a demodulálási küszöb pedig  $1/3-1/4$  része az alacsony impedanciás fokozatának. A két tényező együttesen hat, ezért a készülékünk 10-szer kisebb jelek vételére alkalmas mint egy hasonló 5 tranzistoros vevő. A szokásos kapcsolások demodulátor fokozata ugyanis 30–50 mV nagyfrekvenciás jelnél indul, a mi kapcsolásunk pedig 10 mV-nál. A készülék érzékenységét pozitív visszacsatolás fokozza.

A készülék hangfrekvenciás része  $T_2-T_5$  illeszkedik a bemenő fokozathoz. Az erősítés feleslegét a készülék hangminőségének javítására fordítjuk, erre szolgál a végerősítő fokozatban alkalmazott negatív visszacsatolás. A ferritantenna műhelyrajza az 5/a, a fojtótekercs az 5/d ábrán látható. Bár hangfrekvenciás transzformátorok beszerezhetők, egyszerűségük miatt elkészítésüket





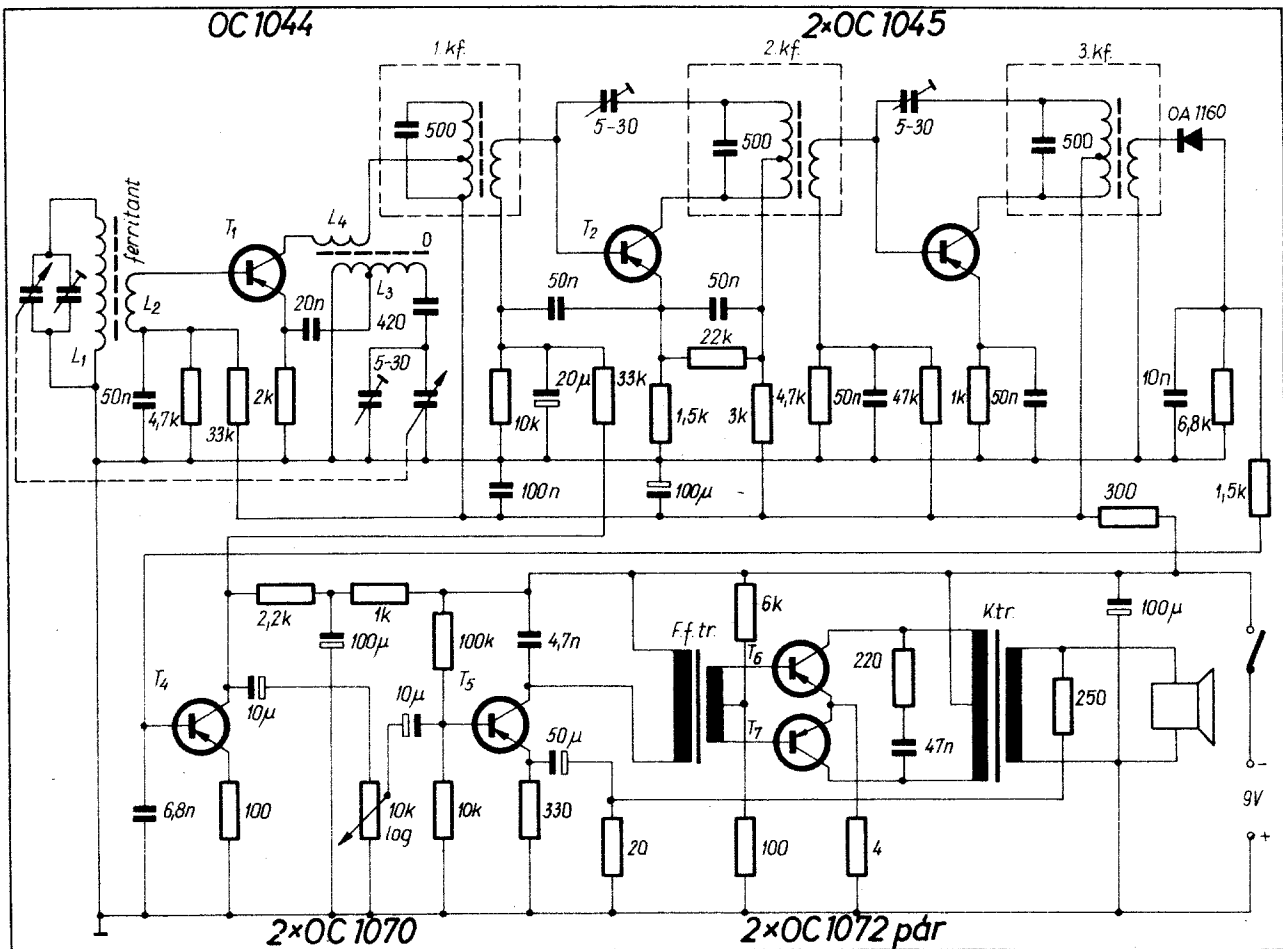
3. ábra. Hattranszistoros kéthangoltkörös rádióvevőkészülék kapcsolási rajza

erősítő nagy bemenőállását pedig a  $T_2$ – $T_3$  fokozatban alkalmazott negatív visszacsatolás biztosítja. A végfokozat igen jó hangminőségét ugyancsak negatív visszacsatolással segítjük elő. Ez a készüléktípus az, ami gondos megépítés mellett többet nyújthat, mint egy rosszul összehan-

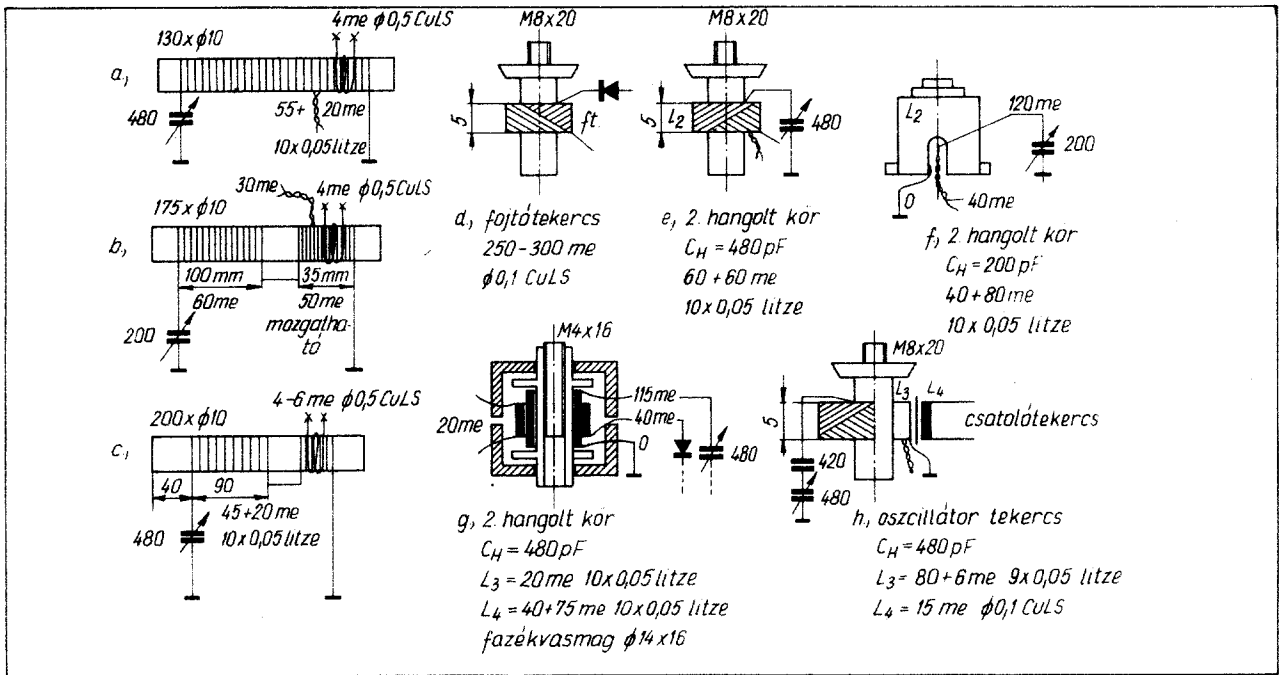
golt szupervevőkészülék. Tekercsadatai az 5/c és 5/g ábrán láthatók. Transzformátoradataikat a 6. ábra szolgáltat. Mintakészülékünk az 500 mW-os kivitelnek felel meg. 200–300 mW-nál a két végerősítő tranzisztor kollektorait összekötő RC lánc 400 ohm – 100 nF-ra módosul.

#### Tranzisztoros szupervevő

A standard felépítésű 7 tranzisztoros szuperkészülékeknel valamivel többet nyújt a 4. ábrán látható kapcsolásunk bár fokozatainak elrendezése azonos. A keverőfokozat kapcsolása típusmegoldás. A  $T_2$ – $T_3$  KF



4. ábra. Középhullámú táskaszuper kapcsolási rajza



5. ábra. Tranzisztoros vevőkészülék nagyfrekvenciás tekereseinek műhelyrajzai

erősítő KF rezgőköröknek neutralizálása a választott módon egyértelműen és könnyen végrehajtható. Az 500 pF-el hangolt KF rezgőkörök 30%—40%-a kerül a kollektorkörbe. 120 menet alapértéknél 40 menetenél lehet a leágazás. A csatolótekeresek tranzisztornál 12 menetesek, diódánál 20 menetes. A ferritantenna rajza az 5/c, az oszcillátortekerese pedig az 5/h ábrán látható. KF transzformátor 16—18 mm átmérőjű ferrit fazékvasmagokból készíthető.

A hangfrekvenciás rész első tranzisztora egyenáramú erősítőként csatlakozik a demodulátorhoz. A  $T_2$  tranzisztor szabályozott nyitófeszültségét a  $T_1$  kollektorköréből vesszük. Nagyobb bejövő jelel nagyobb feszültség keletkezik a dióda munkaellenálláson a  $T_4$  egyre jobban kinyílik. Az egyre növekvő kollektoráram nagyobb feszültségesést hoz létre a munkaellenálláson, ami a  $T_2$  bázisosztóján keresztül a  $T_2$  lezárásához vezet. A szabályozás meredekebb lefutása érdekében a  $T_2$  emitterfeszültségét ellenállásosztóval stabilizáljuk.

Készülékünk említett előnyeinek egyike éppen a fent leírt meredek szabályozás, melynek alkalmazásával alig hallható hangerőkülönbség a vett állomások között. A készülék hangteljesítménye 500 mW. A hangvisszaadás jóságát a végfokozat negatív visszacsatolása biztosítja. Transzformátorok a 6. ábra alapján készíthetők.

Megfelelő hangolási lehetőség birtokában a 7 tranzisztoros szupervevő igen kedvező vételi tulajdonságokkal rendelkezik, érzékenysége a ferritrezgőkör kapacitairól 50  $\mu$ V. Táskarádió formában történő megépítése a gyári készülékekkel egyenrangú lehet. Az Ezeremester Boltokban gyakran lehet kapni táskarádiódobozokat, amelyek alkalmazása a

külső formát is előnyössé teheti. Ez az egyetlen terület — műanyag kávék készítése — ahol az amatőr nem versenyezhet a rádiógyárakkal.

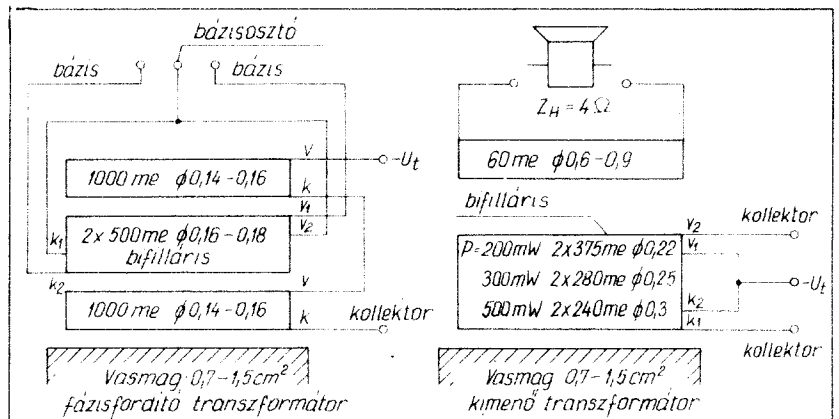
#### Elektronesőves vevőkészülékek

Egy kis és egy középszuper kategóriába tartozó vevőkészülék ismertetésével bővítjük kapcsolásaink körét. A 7. ábrán a kis szuper kapcsolása látható. Legnagyobb előnye a rendkívüli egyszerűségében, takarékműködésében rejlik. A 3 modern ikereső segítségével teljes értékű vevőkészülék építhető. A készülék szelen egyenirányítóval előállított anódfeszültségét a szokásosnál alacsonyabban választottuk. A végerősítőcsőre jutó tényleges, mintegy 170 volt anódfeszültséggel 1—1,5 watt hangteljesítmény könnyen elérhető. Ez a hangerő egy  $\varnothing 130$ —160 mm permanens dinamikus hangszóróval bőven elegendő normál lakoszobában. A közép-rövidhullámú

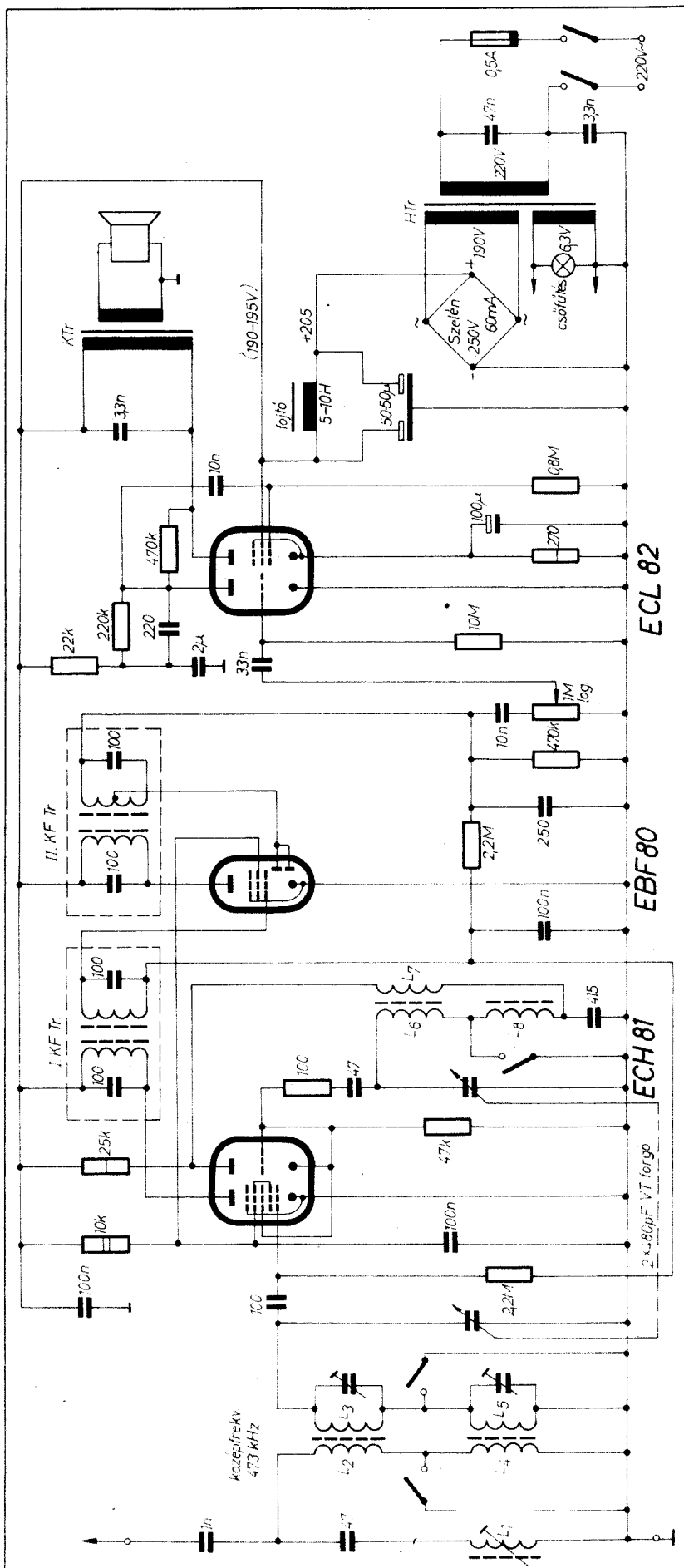
átkapcsolást 3 pont földeléssel oldjuk meg. A középfrekvencia transzformátorok VT v. Orion típusúak. A második helyen előnyösebb a csatolt KF alkalmazása.

A demodulálás 1 diódás, késleltetés nélküli. Az ECL 82-vel megvalósított kétfokozatú hangfrekvenciás erősítő negatív visszacsatolt. A mintakészülékünk átlagos érzékenysége 10—15  $\mu$ V. A hangszórón mérhető zúgó feszültség lecsavart potencióméternél 3 mV. A készülék össz-fogyasztása kisebb mint 20 watt. A készülék előnyösen alkalmazható mint másodkészülék. Tekercs és kimenőtranszformátor adatok a 9—10. ábrán találhatóak. A hálózati transzformátort is el kell készíteni, mert ilyen típus a kereskedelemben nem kapható. Adatai 7,5 cm<sup>2</sup> (3×2,5) vasmagkeresztmetszetre:

Primer: 220 V 1430 me  $\varnothing 0,22$  mm CuL



6. ábra. Tranzisztoros vevőkészülékek hangfrekvenciás transzformátorainak műhelyrajzai



7. ábra. Takaréktüzemű kisszuper kapcsolási rajza

Szek.: 190 V 1260 me Ø0,16—  
0,18 mm CuL  
6,3 V 43 me Ø0,9—  
1 mm CuL

A 8. ábrán 3 hullámsávú közepszuper kapcsolási vázlata látható. A hullámváltást 4 áramkörös 3 állású kapcsoló végzi. A rövidhullámú sáv kétféle osztása lehetővé teszi a teljes átfogást. Nem alkalmazunk soros nyújtó elemeket, hanem a kiegyenlítő kondenzátorok segítségével szűkítjük az egyes sávok átfogását. A KF erősítő és a demodulátor szokásos megoldású. A demodulátorhoz EM 80 hangolásijelző csatlakozik.

A készülék hangfrekvenciás része 2 pentódával működik. Az elérhető erősítés több mint a szükséges, ezért bőven alkalmazhatunk negatív visszacsatolást. A hangkorrekciót is a negatív visszacsatolás segítségével oldottuk meg. A K kapcsoló zárása és nyitása az ún. beszéd—zene kapcsoló. Beszéd állásban a mélyátvitel egyenes, zene állásban pedig emelt. Az emelés mértéke 80 Hz-en +14 dB. Az 500 kohmos lineáris potencióméterrel magas emelést (4 kHz-en +12 dB) és vágást (—6 dB) lehet eszközölni. A hangfrekvenciás kimenő teljesítmény több mint 2 watt. Ekkor a vezérlőfeszültség szükséglet kb. 1 volt. A hangfrekvenciás érzékenység 150 mV nagyságrendű.

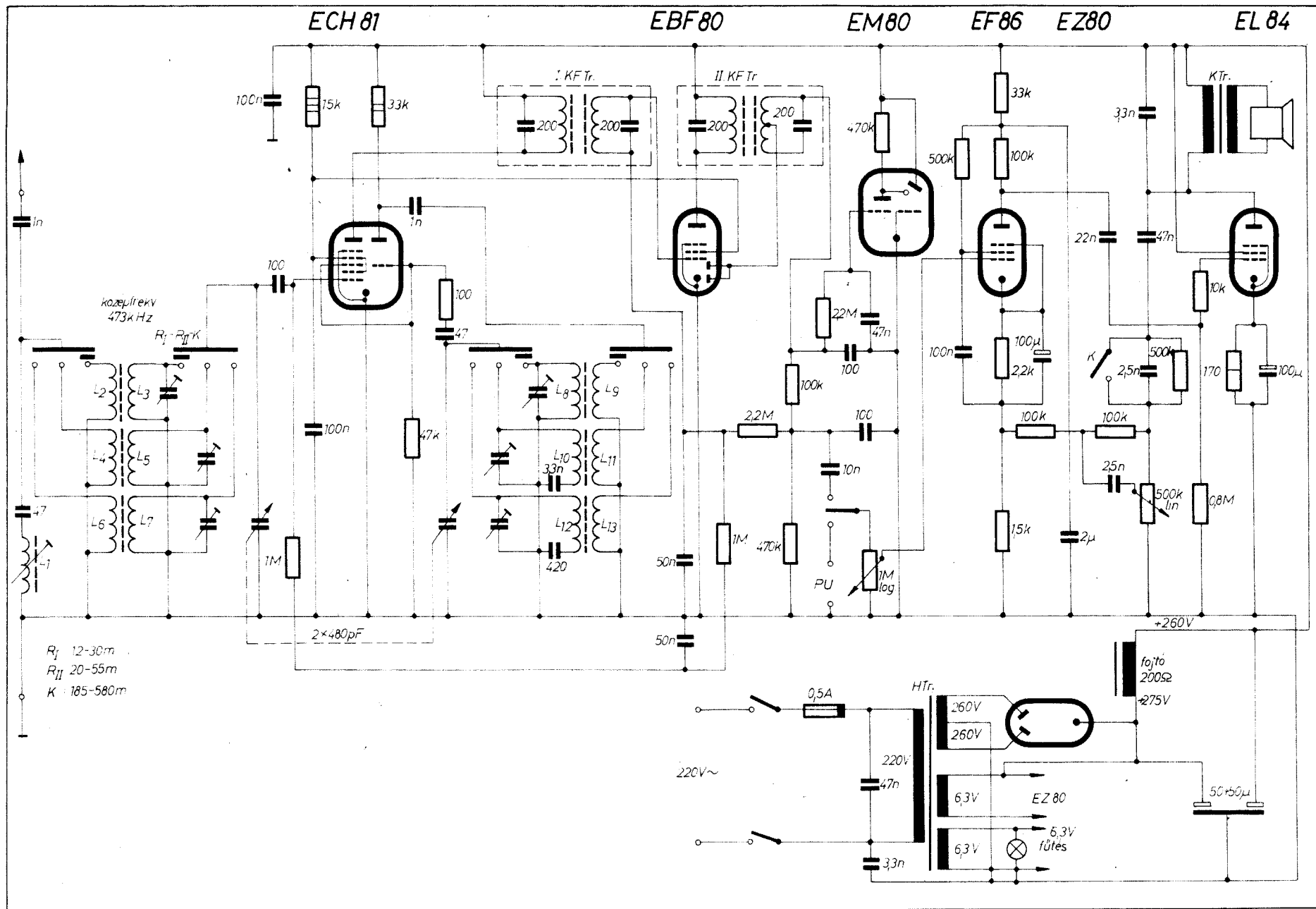
A készülék nagyfrekvenciás érzékenységi 15 mikrovolt. Megfelelő felépítés mellett bármelyik hasonló gyári készülékkel egyenértékű. Tekercs adatok a 9. ábrán találhatóak. Mechanikus kivitelezése történhet készen kapható modernebb kávéban vagy egy nagyon olcsó, használt vevő készülék átépítésével. Az utóbbi, egyébként a könnyebben járható út, mert ez esetben forgó, skálaüveg, skálameghajtás, fémváz, KF-ek, kimenő transzfórmátor, esetleg hálózati is adódik.

### AM-FM nagyszuper

Rádióvevőkészülék összeállításunk záró leírása nagyszuper építését ismerteti. Érdekességét fokozza az a tény, hogy a hazai rádiógyárak ebben a kategóriában nem hoznak ki készülékeket. Vevőkészülékünk az NDK-ból származó Beethoven készülékhez hasonlítható leginkább, bár az még magasabb készülékosztályba tartozik. Megépítését képzetesebb rádióamatőrök részére ajánljuk.

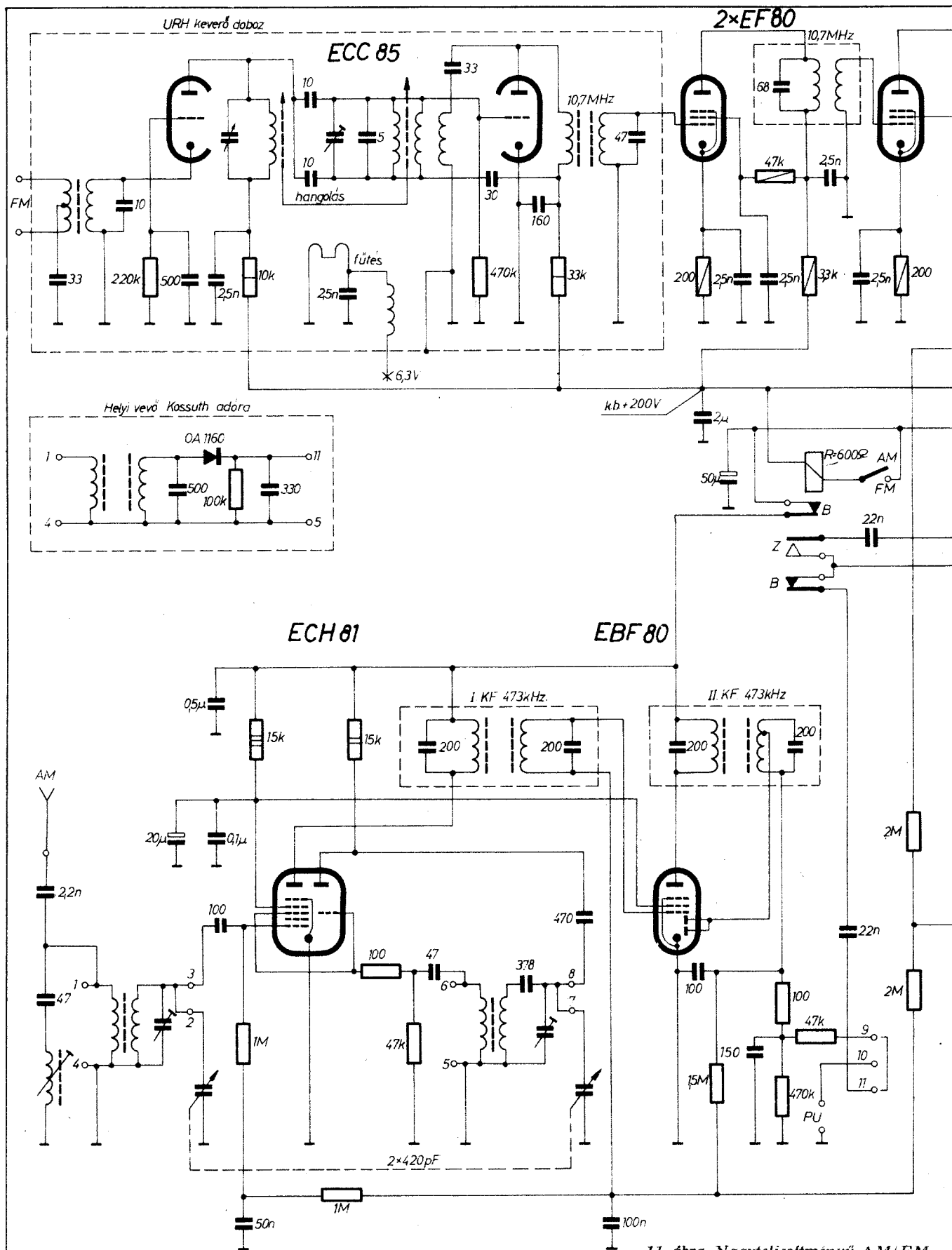
Nagyszuper készülékünk tervezésénél az volt a célunk, hogy gyári alkatrészekből egyszerű felépítés mellett létrehozzunk egy minden igényt kielégítő vevőkészülék típust. Minden igény alatt a következők értendők:

- Nagyérzékenységű, jó zajhatárolt URH vétel.
- Több sávú érzékeny AM vétel
- Helyi adó vétele

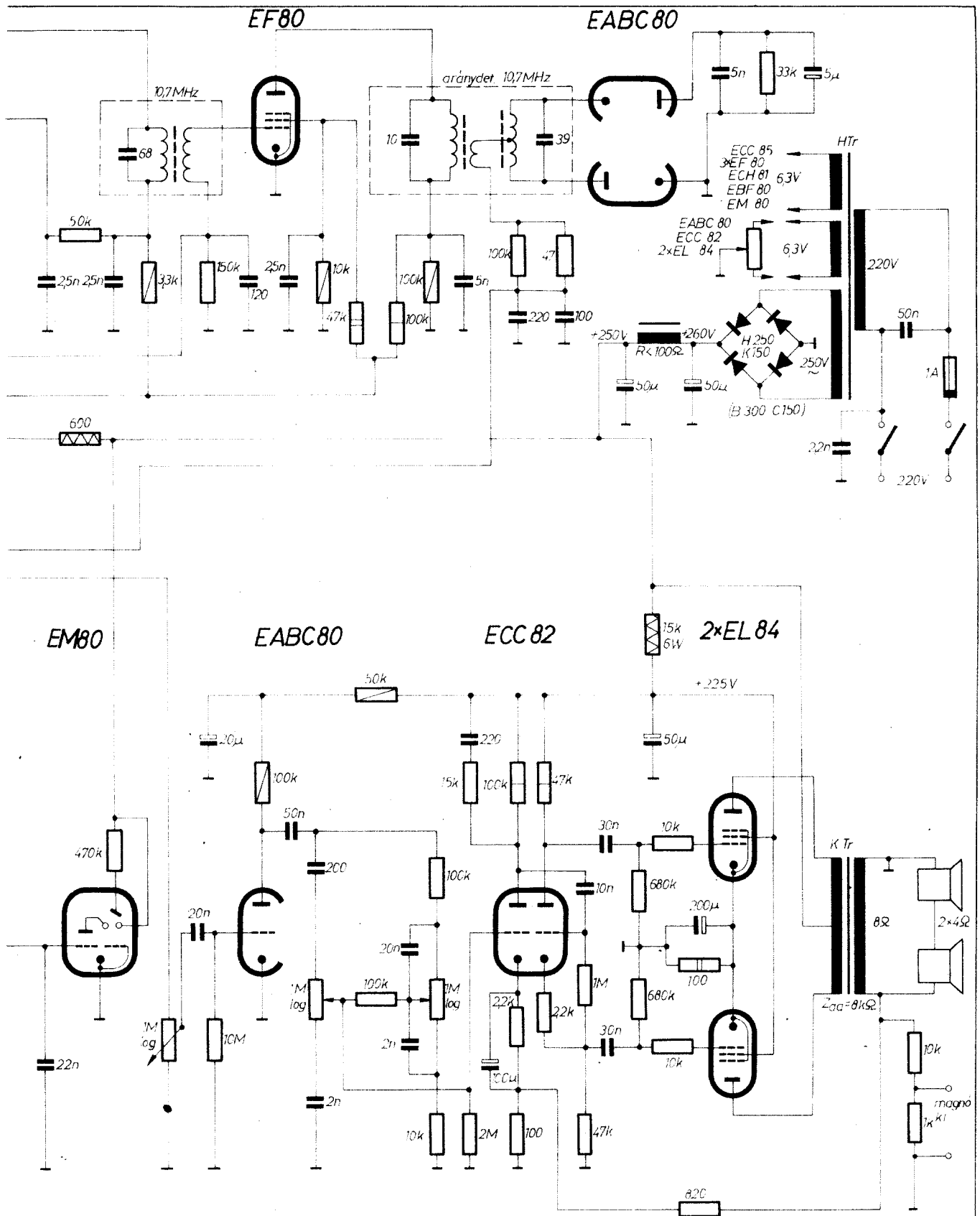


8. ábra. 4+2 csöves közepszuper kapcsolási rajza

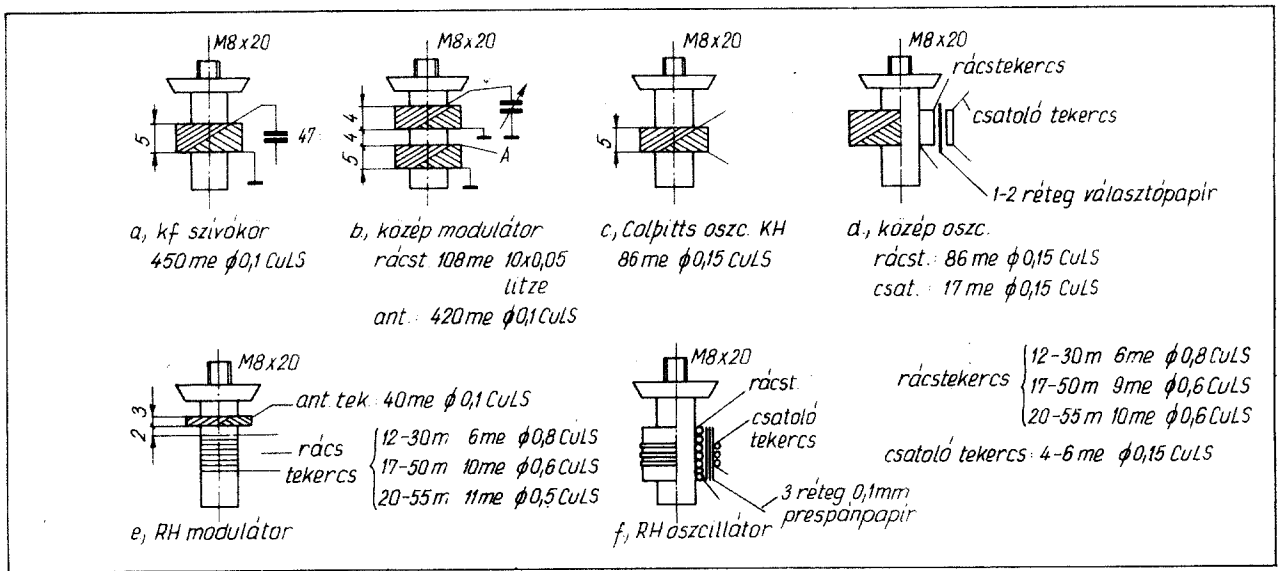




11. ábra. Nagyteljesítményű AM/FM



rádióvevő kapcsolási vázlata



9. ábra. A kis és a középsuper vevőkészülék nagyfrekvenciás tekercsének adatai és műhelyrajzai

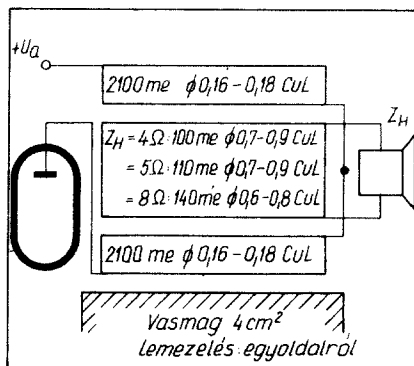
**Lemezjátszó erősítő**

Széles határok közötti hangkorrekció

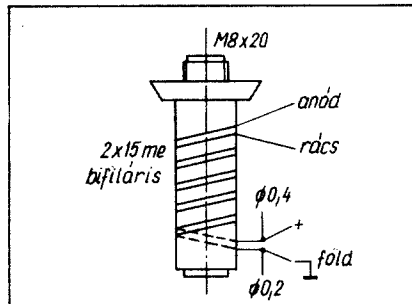
Nagyteljesítményű minőségi végfokozat 8–10 watt teljesítménnyel.

A felsorolt igények kielégítésére tervezett és a gyakorlatban is elkészített vevőkészülékünk kapcsolási vázlatát a 11. ábrán látható. Az FM vételre kitűzött követelmény miatt és részben az egyszerűbb felépítés miatt is az URH rész független 3 fokozatú KF erősítővel működik. Ez a megoldás előnyös, mert az AM/FM átkapcsolás erősen leegyszerűsíthető, az egyes fokozatok optimálisra való beállítását nem zavarja a kombinált felépítés.

Az 5 hullámsávú AM vevőrész szokásos megoldású, újdonsága a független diódás helyi vevő. Az AM/FM átkapcsolást párszáz ohm ellenállású jelgógó végzi, melynek működtetésére bárhol elhelyezhető, bármilyen kivitelű billenőkapcsoló megfelelő. E kapcsoló bekapcsolás helyzetében az FM rész mintegy 25–30 mA-nyi anóddárama átfolyik a jelgógón és behúzott állapotban



10. ábra. A kis és a középsuper vevőkészülék kimenőtranszformátorának műhelyrajza



12. ábra. 10,7 MHz-es záróköri elkészítési rajza

tartja. A behúzott jelgógó lekapcsolja az AM rész anódfeszültségét és átkapcsolja a hangkimeneteket. A jelgógón tehát két bontó és egy zárókontaktusnak kell lenni.

A hangfrekvenciás egység megüti a 10 wattos minőségi erősítők jellemzőit. A lepkeszabályozóval kivitelezett hangkorrekció széles határok között használható mind mély, mind magas hangok kiemelésére vagy elnyomására. Használata rendkívül előnyös az FM-vételnél, a helyi adó vételénél és a lemezjátszó üzemenél. Az ellenütemű végfokozat kimenőteljesítménye 9–10 watt, melyet igazán csak külön hangszóró alkalmazásával lehet kihasználni. A rövid áttekintés után nézzük meg az egyes fokozatok érszletesebb felépítését.

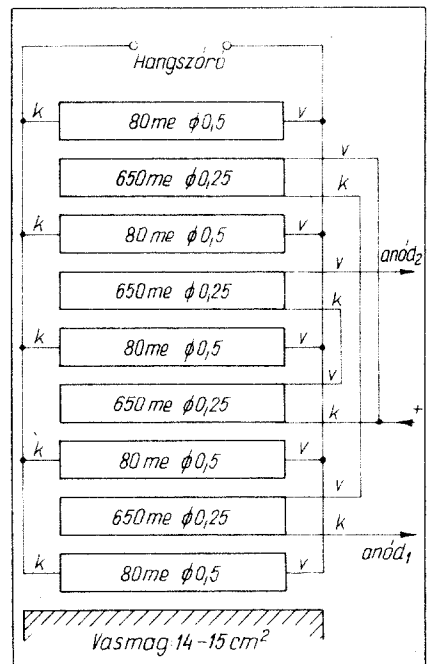
**URH-FM vevőrész**

Aki kintlódott már kombinált AM/FM KF erősítő építésével vagy javításával, az tudja csak igazán értékelni a javasolt megoldás előnyeit, nem beszélve az itt használatos sokpólusú átkapcsoló elmaradásáról. Az FM vevőrész az URH keverődobozban levő nagyfrekvenciás előerősítőből és keverőfokozatból (ECC 85), 3 fokozatú (3 × EF 80) 10,7 MHz-re hangolt KF erősítőből és aránydetektorból áll. A harmadik

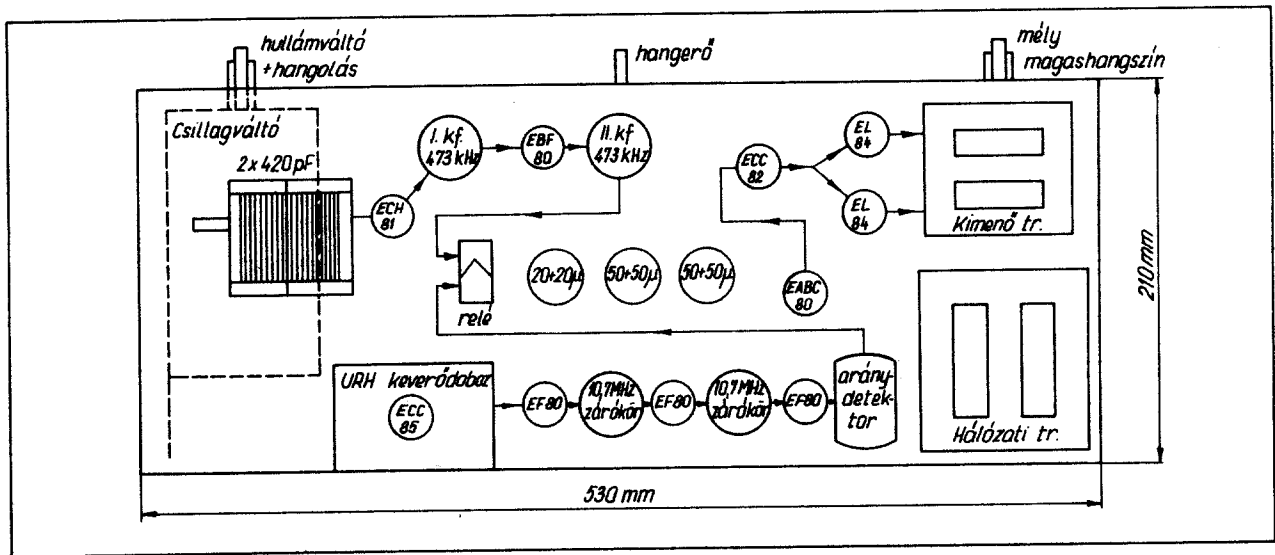
**KF erősítő speciális limiter beállítási fokozat.**

A keverődoboz bármilyen gyári típus lehet, rajzon egy korábbi Orion keverődoboz kapcsolása szerepel. Természetesen VT vagy bolgár típus is lehet, ezeknek felépítése lényegében véve majdnem azonos. A modernebb típusok a bemenőkör közbe ső földelésével jobb jel/zaj viszonyt biztosítunk.

A két db. 10,7 MHz-es záróköri egyszerűen elkészíthető. Vázlatos rajzunk a 12. ábrán látható. Célszerű elhelyezésük egy 30–35 mm átmérőjű arnyékoló serlegbe történik. Az aránydetektor egy Terta kombinált KF-ből készült az AM tekercsek eltávolításával. Az Ezermeister bolt-



13. ábra. 8000 ohmos kimenőtranszformátor tekercselrendezési rajza



14. ábra. Nagyteljesítményű AM/FM rádióvevőkészülék főbb alkatrészeinek elrendezése

ban kapható kombinált KF-ek nagy-részenek éppen az AM-része hibás. A zárókörök helyett sávszűrők is alkalmazhatók.

Az aránydetektort meghajtó limiter fokozat alacsony anód és segédrcátfeszültséggel működik. Egy bizonyos nagyságú bemenőjel elérése után ez a fokozat teljes limitálást biztosít azzal az előnyvel, hogy éppen ezt a nagyságrendű feszültséget adja az aránydetektorra, ahol az optimálisan működik. Ily módon készülékünk kettős határolással rendelkezik. A hangolásijelző csövet működtető egyenfeszültséget a limiter fokozat rácsállandójáról vesszük le, mert ez jobban követi a bemenő feszültséget, mint az aránydetektor egyenfeszültsége. Az FM demodulálására az EABC 80 nagyáramú diódát használjuk. EF 80 helyett meglevő 6 AU 6 csövek is használhatók.

#### AM vevőrész

Az AM vevőrész keverőfokozatból és egyfokozatú 473 kHz-es középfrekvencia erősítőből áll. A keverőfokozat alapját egy Orion csillag típusú 7 állású hullámváltó képezi. Ez a hullámváltó a 443, 711 és az A 117 típusú készülékekben fordult elő és nagyon sok került belőlük kiadásra az említett típusok gyártásának befejezésénél. A 11 leszedő kefével működő hullámváltó 7 független csillag alakban elhelyezett, a tekercseket párosával tartalmazó bakelitlemezből áll. Az eredeti váltó közép-hosszú és 4 nyújtott rövidhullámra, valamint lemezjátszó átkapcsolására készült. Az 1—4 leszedő a modulátor, az 5—8 leszedő az oszcillátor tekercseket kapcsolja, míg a 9—11 leszedők a rádió-lemezjátszó átkapcsolását végzik.

Mintakészülékünkben megtartottuk a váltó valamennyi funkcióját, kivéve a hosszú hullámsávot, mert ennek helyére egy közép modulátor tekercsből helyi vevőt építettünk. Ez az elhelyezés egyben megoldja a helyi vevő hangfrekvenciás átkap-

csolását is. A megnevezett váltó hiányában hasonló elvi felépítés mellett más típusú dobváltó is alkalmazható, sőt a bevezetőben idézett cikk alapján egyszerűbb, kevesebb hullámsávval működő keverőfokozat is.

A 473 kHz-es középfrekvencia transzformátorok ugyancsak Orion sávszűrők. A ma már nem gyártott, de amatőr körökben beszerezhető nagyobb méretű sávszűrők igen kedvező AM átviteli tulajdonságokkal rendelkeznek. A készülék kettős forgókondenzátora a közismert Orion nagyforgó.

#### A hangfrekvenciás erősítő

Az önálló erősítőként is kedvezően alkalmazható hangfrekvenciás rész működési sorrendben hangfrekvenciás előerősítőből (EABC 80 trióda-része), hangkorrektorból, erősítő-fázisfordító fokozatból (ECC 82) és ellenütemű végfokozatból ( $2 \times EL 84$ ) áll. A végfokozatban mintegy 10 dB ellencsatolást alkalmazunk a kimenőtranszformátor szekunderből az erősítőcső katódjára a keletkező torzítások csökkentése érdekében.

Az erősítő legkényesebb része a kimenőtranszformátor, melynek részletes műhelyrajzát a 13. ábrán közöljük. A rajz szerint pontosan kivitelezett transzformátor igen jó átvitelt biztosít. Gondosan ügyeljünk a tekercsek közötti jó szigetelésre és a párhuzamosan kötött tekercsek szigorúan azonos menetszámára. M vasmag használata az előnyösebb.

Méréseink szerint a végfokozat 30 Hz és 20,000 Hz között 2 dB-en belül egyenes. Teljes kivezrlésnél az erősítő 10 watt körüli teljesítményt ad, melyhez kb. 1 volt feszültség szükséges az erősítő ECC 82 vezérlőrcsán. A hangkorrektor kb. 5-szörös emelést és 10-szeres vágást biztosít, mind a mély, mind a magas oldalon. Egyenes állásban 60—70 mV a teljes hangfrekvenciás rész 50 mV-ra vonatkoztatott érzékenysége.

#### A tápegység

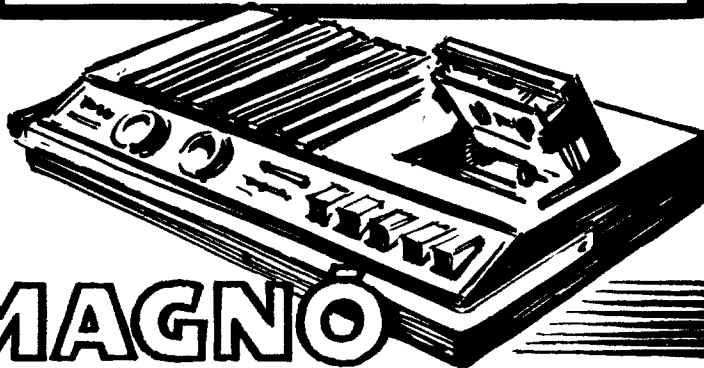
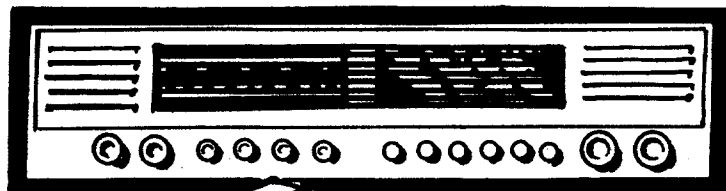
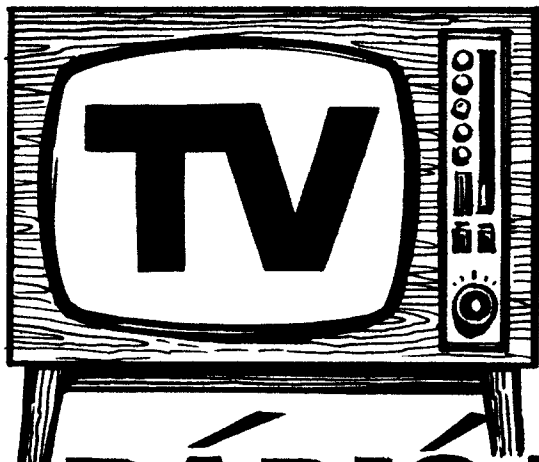
A készülék szelvényirányítóval kivitelezett tápegységgel működik. A hálózati transzformátort célszerű házilag elkészíteni, mert terhelhetőségén múlik végső soron a készülék jó működése. A fűtőtekercseknek 3-3 A-t kell leadni, az anódtekerceset pedig 150 mA terhelésre kell méretezni. Az alkalmazott fojtótekercs lehetőleg kis rézellenállású legyen. A hálózati transzformátor javasolt vasmagkeresztmetszete 16—18 cm<sup>2</sup>.

#### Mechanikai felépítés

A készülék főbb alkatrészeinek vázlatos elrendezése a 14. ábrán látható. Részletesebb rajzot nem célszerű megadni, mert erősen a beszerezhető alkatrészekről függ. Külső formájában készülékünk kivitelezhető valamilyen nagyobb gyári vagy asztalossal készített rádiódobozban. Ez utóbbi esetben az Orion 820 A szolgálhat kiinduló méretmintának, mert legalább ekkora doboz kell a 10 watt hangerőhöz és a két hangszóró elhelyezéséhez. A megadott 2 hangszóró mellett további kondenzátorral leválasztott magashangú hangszórókat is lehet alkalmazni.

Elkészíthető azonban a készülék ún. vezérlő egység formában is. Ekkor a készüléket a lehető legalaposabb formában kell megépíteni, az alapterület nem igen szűkíthető a megadott mérethez képest. Ekkor a készülékbe hangszóró nem épül be, hanem egy 10 wattos hangoszlopot táplál, mely készen szerezhető be, vagy házilag is összeállítható több hangszóró kombinációjából. A készülékek előlapja ez esetben csak a skálalapot és a beállító szerveket foglalja magában.

Leírásainkat az érdeklődőknek szóló sikerkívánásainkkal fejezzük be. A készülékek megépítőinek munkájuk reméljük sok örömet és megelégedést fog okozni.



# RÁDIO MAGNÓ

## A VIDEOTON GYÁR „LIDÓ” táskarádió — családja

Tolnai Tibor okl. vill. mérnök

### Bevezetés

1968. második és 1969. első felében készült el a VIDEOTON gyár fejlesztési laboratóriumában az új „LIDÓ” táskarádió-család. A „LIDÓ” táskarádiók a belföldön közkezdvelt „ORIONTON” egyenes utódai, három AM-sáv vételére alkalmas, közepes kimenőteljesítményű, nagy érzékenységgel, modern vonalú készülékek. Táplálásukról a beépített telep-tartóban 4 db 1,5 V-os góliátelelem gondoskodik (ugyanúgy, mint a „CAMPING”-készüléknek).

A „LIDÓ” TÁSKARÁDIÓ-család eddig elkészült variációit az 1. táblázatban foglaltuk össze. Az egyes variációk típusjelölése 1968. január 1. óta új jelölésrendszer szerint történik (ezt részletesen egy következő cikkben ismertetjük majd); e szerint például az RB 3601 jelölésben szereplő betűk és számok az alábbiakat jelentik:

- R: rádió
- B: teleses táplálás
- 3: közép-kategóriájú készülék
- 6: hordozható tranzisztoros
- 01: megkülönböztető szám.

### A „LIDÓ” készülék-család tagjai

Az 1. táblázat alapján látható, melyek a különbségek a család egyes tagjai közt.

Az RB 3601 (és az RB 3604FI) készülékek elsősorban olyan országok számára készülnek, ahol a fő műsort hosszuhullámon sugározzák.

Az RB 3602 készülék főként olyan országok számára készül, ahol lényeges a rövidhullámú műsorszóró sávok, valamint a teljes halászhullámú sáv kifogástalan vétele.

Az RB 3603 készülék speciális külföldi igények alapján került kifejlesztésre; a készülék mint rádió teljesen azonos az RB 3602 készülékkel, ezenkívül vezetékös hangostelefonként (hangos oda-vissza-beszélőként) is használható.

Az RB 3604B készülék az, amelyből belföldre nagy mennyiség kerül forgalomba. A típusjelölés után B betű a „bővített Európásáv” kifejezés kezdőbetűje; így nevezik azt a hullámsávot, amely a 49-m-es és a 41 m-es műsorszóró sávot együtt tartalmazza. (Belföldön ezt a sávot „rövid I.”-nek nevezzük, megfelelően az eddigi szokásoknak.) A készülék tulajdonképpen rövidhullámú sávja magában foglalja a többi műsorszóró sávot (31 m, 25 m, 19 m, 16 m, 13 m); e sávot a korábbi szokásoknak megfelelően „rövid II.” sávnak is szokás nevezni. Az 1. táblázatban a hullámsávok elnevezését a belföldön korábban már kialakult szokásoknak megfelelően adtuk meg. Az RB 3604H készülék, a család ez ideig

utolsó tagja, az RB 3601 készülék kiváltására, helyettesítésre készült. Ennek KF-része, hangrésze azonos az RB 3604B megfelelő részével, sávelesztása viszont: hosszú-közép-rövidhullám. Ennek megfelelően a készülék exportra készül; azokba az országokba szállítunk belőle, ahol a fő műsort hosszuhullámon sugározzák.

### Az RB 3601 készülék

Mivel ebből a készülékből nagy mennyiség került a belföldi üzletekbe, röviden tekintsük át a készülék kapcsolását.

Elektromos felépítését tekintve a készülék egyes fokozatai megegyeznek egy szokásos 7-tranzisztoros vevőkészülék fokozataival.

A vétel hosszú- és középhullámon a beépített ferritantennával, rövidhullámon a beépített teleszkóptennával történik, de mindhárom sávon külső antenna is csatlakoztatható a készülékekhez (pl. gépkocsiban). A T1 AF 106 tranzisztor önzörgő keverőként működik. E fokozatban magas határfrekvenenciájú tranzisztorot alkalmazunk, hogy rövidhullámon is nagy legyen a tranzisztor keverőmeredeksége és stabil legyen az oszcilláció. Az itt kikevert KF-jel sávszűrőn keresztül a T2 AF 137 T tranzisztorra, az ezt követő újabb sávszűrőre, majd a T3 AF 137 T tranzisztoron és az ezt követő zárlókörön keresztül a demodulátorra jut. Ez állítja elő a KF-jelből a hangfrekvenciás jelet, ill. a szabályozófeszültséget.

A hangfrekvenciás jel a hangerőszabályozó potméteren keresztül a hangfokozatba jut. Ez egy előerősítőből, egy ezzel galvanikusan csatolt meghajtótranzisztorból, az ezt követő fázisfordítótrafóval, majd egy kimenőtranszformátor nélküli

ellenütemű végfokozatból áll; ez hajtja meg a leválasztóelkőn és a fülhallgatócsatlakozó hüvely érintkezőin keresztül a beépített 8 ohm-os belső mágneskörü szélessávú hangszórót. A hangfokozatban ellencsatolás biztosítja a megfelelő stabilitást, érzékenységet és frekvenciame-netet.

A szabályozófeszültség a T2 tranzisztor emitteráramát csökkenti le megfelelő értékre. Ezzel egyrészt e fokozat erősítése csökken, másrészt csökken a T2 tranzisztor kollektorkörében levő 1,5 kohmos ellenálláson eső egyenfeszültség. Ennek következtében az első sávszűrő primerkörének melegpontjához csatlakozó csillapítódióda záróirányú előfeszültsége (melyet jelnélküli állapotban 1—1,2 V értékre kell beállítani az 500 kohm-os trimmerpotméterrel) lecsökken. Ha a szabályozó — feszültség egy bizonyos értéket elér, a dióda előfeszítése nyitóirányúvá válik és ekkor a dióda erőteljesen csillapítja az első sávszűrő primerjét. A dióda előfeszültségét egy 10  $\mu$ F-os elkő szűri meg a T2 tranzisztor által előállított hangfrekvenciától; ez az elkő egyben KF-szűrőkondenzátor is T2 kollektorkörében.

E két hatás eredőjeképpen a szabályozás hatásossága rendkívül jó (54 dB bemenőjelváltozásra a kimeneti hangfrekvenciás jel mindössze 10 dB-t változik), a modulációtorzítás széles bemenőjeltartományban rendkívül alacsony (1,5—2% a hang fokozat kimenetén mérve 80% modulációnál, közepes hangerőnél).

Külön kell szólni az oszcillátor tekercset csillapító ún. „rohasztó”-ellenállásokról. Gyártás közben ezek segítségével állítják be T1 emmitte-

1. táblázat

A „LIDÓ” család készülékeinek összehasonlítása

Jellemzők:	Készülék	RB 3601	RB 3602	RB 3603	RB 3604B	RB 3604H
Hullámsávok:		hosszú közép rövid	közép rövid I. rövid II.	mint RB 3602	közép rövid I. rövid II.	hosszú közép rövid
Hangfokozat:	fázisfordító- trafóval (hangszóró: 8ohm)	komplementer-tranzisztoros végfokozattal (hangszóró: 6 ohm)				
KF-egység:		sávszűrő + sávszűrő + zárókör			sávszűrő + zárókör + zárókör	
Kisjelti szelektivitás:		32—36 dB			26—28 dB	
Előlről mért maximálisan átvitt hangfrekvencia:		2600—2800 Hz			3600—4000Hz	
Maximális hangfrekvenciás kimenőteljesítmény:		450—500 mW	550—600 mW			
Különleges szolgáltatás:		—	—	vezetékes han- gostelefon	—	—

rén az oszcillációs feszültséget. Tudnivaló, hogy ha az oszcillációs feszültség az előírtnál lényegesen nagyobb, akkor (az oszcillátor visszacsatolótekerésén eső nagy oszcillátorfeszültség miatt) egyetlen oszcillációs perióduson belül is igen széles határok közt változik T1 kollektorbázis-feszültsége és ezzel együtt az összes tranzisztorparaméter. Ilyenkor már a T1 tranzisztor keverőmeredeksége lényegesen kisebb, mint az előírt oszcillációs feszültség esetén: négy-öttszörösen, sőt ennél nagyobb mértékben is rosszabb lehet. Ugyanakkor annak a veszélye is erősen megnő, hogy ha T1 bázisára valamilyen okból a venni kívánt jelen kívül egyéb rövidhullámú jelek is jutnak, ezek közül egyesek az oszcillátorfrekvencia harmonikusával alsó vagy felső keverésében ugyancsak létre tudnak hozni 460 kHz körüli keverési termékeket. Ezek az ún. „erkölcsstelen” KF-jelek a demodulátorfokozatban interferálnak a venni kívánt állomás jeléből származó „erkölcsös” KF-jellel és interferencia-fütyt keletkezik, melynek magassága nyilván a mindenkori „erkölcsös” és „erkölcsstelen” KF-jelek pillanatnyi frekvenciájának különbsége; tehát állomáskeresés közben egymás követik a legváltozatosabb interferencia-fütytmélypontok! A T1 tranzisztor bázisára — sajnos — mindenképpen jut több-kevesebb rövidhullámú jel, hiszen a készülék és a bázisvezetékek nincsenek körülárnyékolva; tehát a fütytök elkerülésére mindenképpen szükséges biztosítani azt, hogy a keverőtranzisztorban folyó oszcillátorfrekvenciájú áram lehető kevés harmonikust tartalmazzon; ehhez pedig az szükséges, hogy a tranzisztor ne oszcilláljon túl nagy mértékben (ezzel az ő keverőmeredeksége is csak javul). A tranzisztorparaméterek, az ellenállások, a tekerescmenetszámok kismértékű

gyártásközi szórásai miatt az egyes készülékeken általában nem egyformák az oszcillációs feszültségek; ezeket lehet minden készülékpéldányon egy szintre hozni úgy, hogy a megfelelő oszcillátorrezgőkör jóságát egy csillapítóellenállással (az ún. rohasztó-ellenállással) a kívánt oszcillációs feszültségnek megfelelő értékre állítjuk be üzem közben.

Az előírt oszcillációs feszültség a T1 tranzisztor emmitterén 55—70 mV<sub>eff</sub> hosszú- és középhullámon, rövidhullámon ennél nagyobb: 70—150 mV<sub>eff</sub>. Ez utóbbiról a beépített — csak rövidhullámon hatásvos — LR-tag gondoskodik; ennek induktívlag-ragja nagyobb frekvenciák felé egyre inkább leoszítja az oszcillátortekercs emittercsatoló-leágazásán levő oszcillátorjelet T1 emitter számára, egyben némi ellenállást ad a bejövőjelre nézve, ellenállás-tagja pedig fixen tartja a tekereset a térben (erre van tekerelve a 8 me-es tekeres).

Meg kell végül említeni, hogy az RB 3601 készülék volt az első tranzisztoros táskarádió, melyben minden eddiginél lényegesen jobb rövidhullámú vételkésztséget sikerült megvalósítanunk. Ennek a rendkívüli mértékben jó rövidhullámú vételkésztségnek a titka

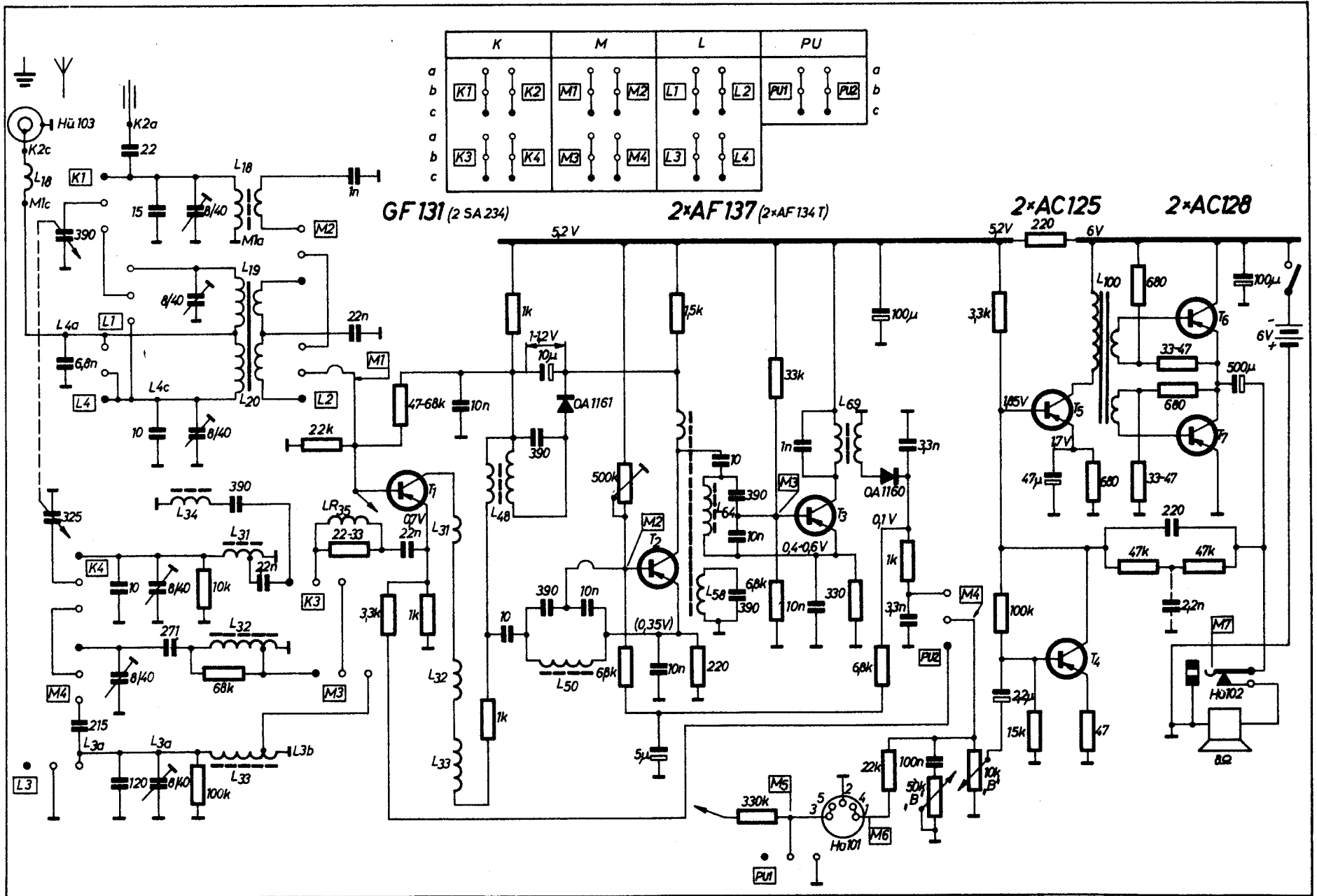
a nagy határfrekvenciájú AF 106 keverőtranzisztor, a teleszkópanntenna és a modulátorkör helyes illesztése, végül az ún. emitterszívó.

A magas határfrekvenciájú keverőtranzisztor azért szükséges, hogy rövidhullámon is nagy legyen a tranzisztor keverőmeredeksége és stabil legyen az oszcilláció. A teleszkópanntennát — 22 pF kapacitáson keresztül — a rövidhullámú modulátorkör meleggontjára csatlakoztatjuk; e módszerrel a teleszkópanntenna által szolgáltatott teljesítményt jó hatásokkal tudjuk a modulátorkörbe juttatni, jó lesz a vételkésztség. Végül a rövidhullámon kis értékű 2,2 nF

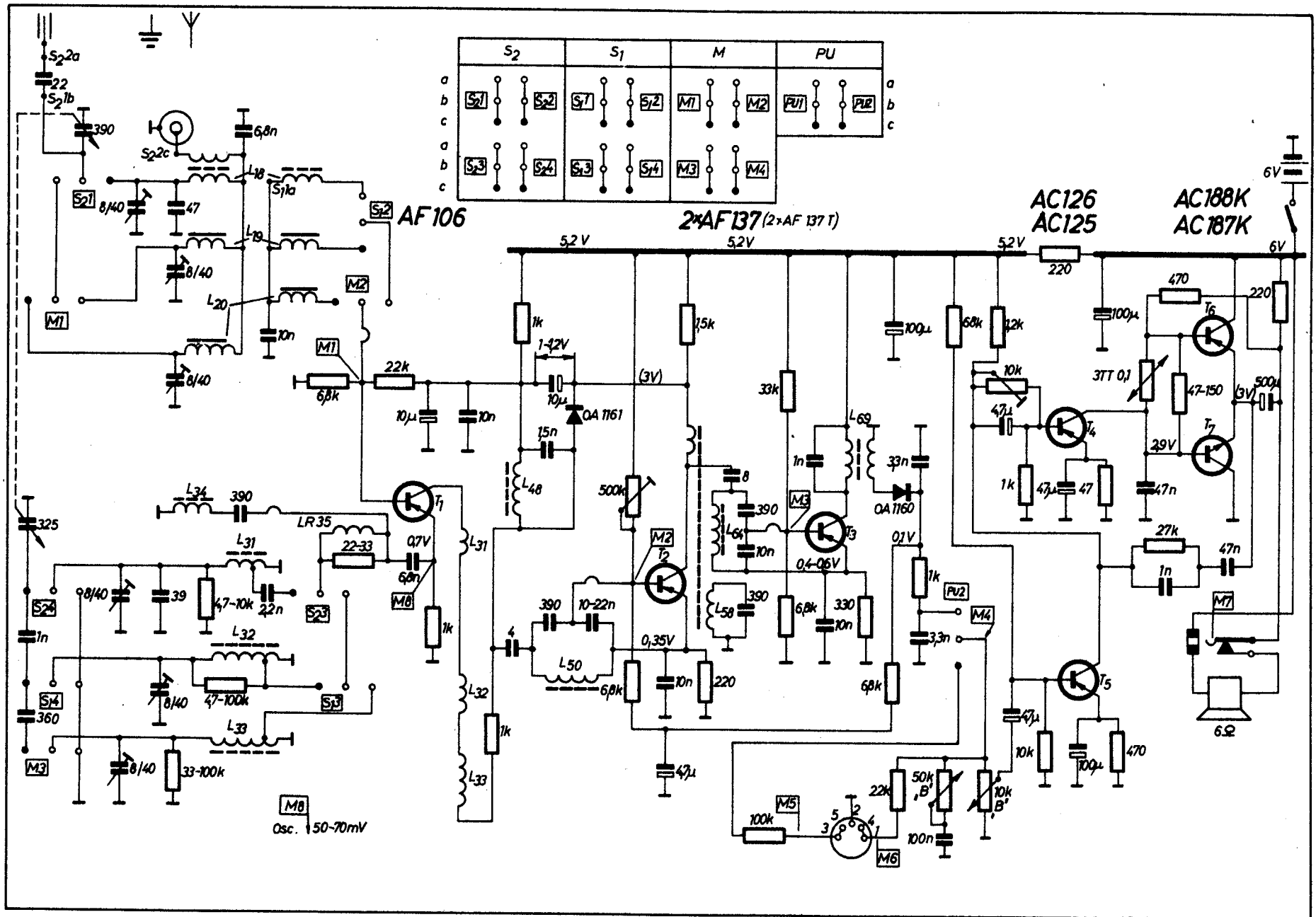
2. táblázat

A „LIDÓ” készülékek hullámsáv-elosztása

Készülék:	Hullámsávok
RB 3601	Hosszúhullám: 145—325 kHz középhullám: 515—1620 kHz rövidhullám: 5,8—18,2 MHz (16—49 m)
RB 3602 és RB 3603	Középhullám: 515—1620 kHz rövidhullám I.: 3,1—8 MHz (41—90 m) rövid II.: 9—22,2 MHz (13—31 m)
RB 3604B	Középhullám: 515—1620 kHz rövid I.: 5,8—7,5 MHz (41—49 m) rövid II.: 9—22,2 MHz (13—31 m)
RB 3604H	Hosszúhullám: 145—290 kHz középhullám: 515—1620 kHz rövidhullám: 5,8—16 MHz (19—49 m)

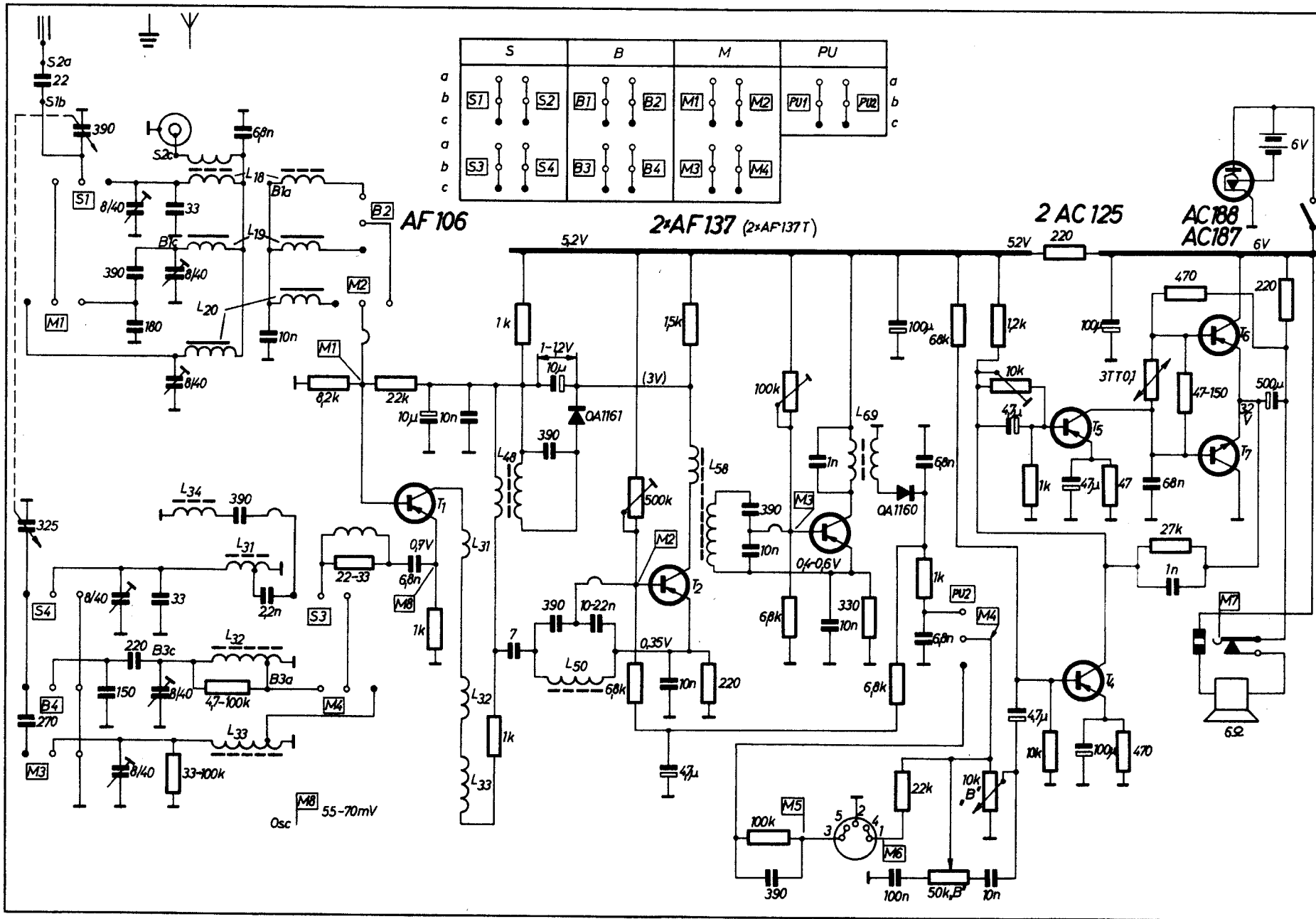


1. ábra. Az RB 3601 kapsoldást rajza



2. ábra. Az RB 3602 kapsoldási rajza





3. ábra. Az RB 3604B kapszolási rajza

3. táblázat

A nagyfrekvenciás tekercsek adatai

Készülék:	RB 3601 és RB 3604H	RB 3602 és RB 3603	RB 3604B
Hosszúhullámú oszcillátor:	16 me (vcs) + 4 + 145 me 0,15 ZS	—	—
Hosszúhullámú ferrittekeres:	205 + 15 me 7 × 0,05 ZS litze	—	—
Középhullámú oszcillátor:	12 me (vcs) + 4 + 108 me 0,05 ZS	mint RB 3601-nél	mint RB 3602-nél
Középhullámú ferrittekeres:	4 me (vcs) 0,15 ZS 60 me 30 × 0,05 ZS litze	4 me (vcs) 0,15 ZS 58 me 30 × 0,05 ZS litze	mint RB 3602-nél
Rövid I. oszcillátor:	—	2 + 23 me 0,25 Z 5 me (vcs) 0,15 ZS	2 + 13 me 0,25 Z 5 me (vcs) 0,15 ZS
Rövid I. ferrittekeres:	—	8,8 me 1 ezüstözött 1 me 0,15 ZS	5,4 me 0,5 bekötő 1 me 0,15 ZS
Rövidhullámú (rövid II.) oszcillátor:	2 + 10 me 0,25 Z 5 me (vcs) 0,15 ZS	1 + 7 me 0,25 Z 4 me (vcs) 0,15 ZS	mint RB 3602-nél
Rövidhullámú (rövid II.) modulátor:	15 me 0,4 Z 2 me (vcs) 0,15 ZS 4 me (ant) 0,15 ZS	9 me 0,4 Z 2 me (vcs) 0,15 ZS 3 me (ant) 0,15 ZS	mint RB 3602-nél

Hangolóvas: a hosszú-, közép és rövid I. hullámsávok oszcillátoraiban: Niferrit 200 M4 × 0,5 × 12 mm, a rövidhullámú, ill. rövid II. hullámsávok oszcillátoraiban és modulátoraiban: Niferrit 50 M4 × 0,5 × 10 mm.

Ferritantenna: Niferrit 200, 10 × 155 mm.

emittercsatoló kondenzátor miatti tökéletlen emitterhidegítés hatására a középfrekvencián bekövetkező ellencsatolást (mely a rövidhullámú érzékenységet 4—5 szörösen elrontja) teljes egészében megszüntetjük azáltal, hogy T1 emitterellenállásával váltóáramúlag parallel egy KF-re hangolt soros rezgőkört helyezünk

el. Ez az ún. emitterszívó középfrekvenciára nézve teljesen hidegíti az emittert, míg a rövidhullámú és más jelek szempontjából olyan, mintha ott sem volna. E három egyszerű kapcsolástechnikai fogással a rövidhullámú vételkésztséget soha eddig nem tapasztalt mértékben sikerült megjavítani.

Az RB 3602 készülék

Ebben a készülékben a legfőbb újdonság az, hogy fázisfordító és kimenőtrafó nélküli, komplementer-tranzisztoros végfokozattal megvalósított hangrészt alkalmaztunk. Az ilyen hangfokozat gyártása egyszerűbb, frekvenciamenetét könnyebb

4. táblázat

A „LIDÓ” készülékek KF-tekercsei  
(Ugyanezek a KF-tekercsek vannak a „STRAND”, „MINISZUPER”, „TEENAGER” készülékekben is)

Készülék:	RB 3601	RB 3602 és RB 3603	RB 3604B és RB 3604H
I. sávszűrő primer:	134 me 7 × 0,05 ZS litze 56 me 5 × 0,05 ZS litze	65 me 7 × 0,05 ZS litze	134 me 7 × 0,05 ZS litze 56 me 5 × 0,05 ZS litze
I. sávszűrő szekunder:	134 me 7 × 0,05 ZS litze		
II. sávszűrő primer:	134 me 7 × 0,05 ZS litze 56 me 5 × 0,05 ZS litze	—	—
II. sávszűrő szekunder:	134 me 7 × 0,05 ZS litze		
II. zárókör:	—	—	134 me 7 × 0,05 ZS litze 56 me 5 × 0,05 ZS litze
III. zárókör:	90 me 7 × 0,05 ZS litze 45 me 5 × 0,05 ZS litze	—	—
Emitterszívó:	134 me 7 × 0,05 ZS litze		

Hangolóvas az összes KF-tekercsekben: Maferrit 550 anyagból Ø2,5 × 12 mm-es hangolórúd.  
Ferritárványékolóserleg az összes KF-tekercsekben: Niferrit 200 anyagból Ø9,5 × 10 mm méretű.

## A „LIDÓ” készülékek legfontosabb műszaki adatai

Jellemző:	Készülék	RB 3601	RB 3602 és RB 3603	RB 3604B	RB 3604II
Aramfelvétel kivezérés nélkül 6 V telepnél: Legkisebb tápfeszültség, ameddig a készülék minden sávon végig üzemképes:		18—30 mA 4,2—4 V			
Érzékenység: az egész sávban mindenütt végig jobb, mint:	H: 800 $\mu$ V/m K: 300 $\mu$ V/m R: 10 $\mu$ V	K: 300 $\mu$ V/m RI: 500 $\mu$ V/m RII: 8 $\mu$ V	K: 300 $\mu$ V/m RI: 300 $\mu$ V/m RII: 8 $\mu$ V	H: 600 $\mu$ V/m K: 300 $\mu$ V/m R: 8 $\mu$ V	
Az ávc-áramkör hatásossága: bemenőjelváltozás/kimenőjelváltozás:		54/10 dB			
Max. megengedhető bemenőjel szintje az érzékenységhöz viszonyítva:		66—74 dB			
Modulációtorzítás előlről mérve 80% modulációnál:		1,5—2,5%			
Legnagyobb átvitt hangfrekvencia előlről mérve (1 kHz-hez képest 6 dB csillapítás):		2600—2800 Hz		3600—4000 Hz	
Kisjelű átlagszelektivitás:		32—36 dB		26—28 dB	
Legnagyobb hangfrekvenciás kimenőteljesítmény: Hangszóró impedanciája 1 kHz-en:		450—500 mW 8 ohm		550—600 mW 6 ohm	
Érzékenység lemezjátszó-bemenetről: Torzítás lemezjátszó-bemenetről: Atviteli sáv lemezjátszó-bemenetről:		40—80 mV 1—2% kb. 80—8000 Hz			
Méretek: Súly (a 4 db 1,5 V-os góliát-elemmel):		26 × 17 × 7 cm kb. 2 kg			

kézbentartani, kisebb helyen elfér, tehát minden szempontból korszerűbb, mint a transzformátoros hangfokozat.

A hangfokozat maga egy előerősítőből, egy vele galvanikusan csatolt meghajtófokozatból, végül egy ezzel galvanikusan csatolt komplementer-tranzisztoros végtranzisztorpárból áll.

A végtranzisztorpár egy AC 187 npn és egy AC 188 pnp tranzisztorból képzett pár. A végtranzisztorok bázisai között egy ellenállás-termisztor-komplexum van elhelyezve; ennek eredő ellenállása akkora, hogy amikor átfolyik rajta a meghajtótranzisztor kollektoregyenárama, az a végtranzisztorok bázisai közé akkora egyenfeszültséget kényszerít, hogy ennek következtében a végtranzisztorok kollektorkörében 4—10 mA közti u.n. alapáram folyjék. Erre az alapáramra — mint ismeretes — azért van szükség, hogy a végtranzisztorok vezérlési karakterisztikájában kis áramoknál tapasztalható erős görbületnek a jelre gyakorolt hatását megszüntessük, a kimenetiszinuszejel közepetáján mutató törést elkerüljük. Mivel ennek az ellenállás-termisztor-komplexumnak az eredő ellenállása sokkal kisebb, mint a meghajtótranzisztor 470 ohmos kollektorköri munkaellenállása, azért a végtranzisztorok bázisai gyakorlatilag ugyanazt a vezérlőfeszültséget kapják. Ennek egyik félperiódusában az egyik végtranzisztor árama nő, a másiké csökken, má-

sik félperiódusában éppen fordítva. Ezért a végtranzisztorok közös katódpontjain a vezérlőjellel arányos, de jóval nagyobb teljesítményszintű jel áll elő, ezt vezetjük a csatolóelkőn és a leválasztós fülhallgatócsatlakozó nyugalmi érintkezőin keresztül a beépített 6 ohmos hangszóróra. Az elmondottakból az is kitűnik, hogy a végfokozat — ugyanúgy, mint minden táskarádió-végfok — a szokásos AB-osztályban működik; csak itt a végtranzisztorpár kollektoráramainak ellenütemű vezérlését nem fázisfordító trafóval, hanem pnp-npn-végtranzisztorpár alkalmazásával biztosítjuk.

A hangfokozatban végig egyenáram csatolás van, ezért üzembehelyezésekor be kell állítani a végfokozat nagyjelű működésének szimmetriáját. Ez úgy történik, hogy szinuszos jelet adunk a hangfokozat bemenetére és a hangszórókapcsokon oszcilloszkóppal figyeljük a kimeneti szinuszejletet. Az előerősítő és a meghajtótranzisztor közé elhelyezett 10 kohm-os trimmerpotmétert addig állítjuk, amíg a végfokozat teljes kivezérésekor egyszerre kezd vágott lenni a kimeneti szinuszejel alja és teteje. Nyilván ez az az állapot, amelynél a lehető legnagyobb kimenőteljesítményt kapjuk torzítatlanul. Oszcilloszkóp hiányában a trimmerpotmétert úgy állítjuk be, hogy a végfok közös katódpontján (az ún. szimmetria ponton) 6 V-os telep használata esetén kb. 3,2 V egyenfeszültség álljon elő.

Megjegyezzük, hogy az előerősítő és a meghajtófokozatban levő alkatrészek értékei úgy vannak méretezve, hogy ez a végfokszimmetria csökkenő telepfeszültség esetén is megmaradjon. A 6 ohmos hangszóróra azért van szükség, mert csak így biztosítható kellő biztonsággal a megkívánt 550—600 mW hangfrekvenciás kimenőteljesítmény. A meghajtótranzisztor kollektorát hidegítő 68 nF kondenzátor a hangfokozat magashangátvitelét rontja el kb. 4 kHz-től kezdve. Ez azért szükséges, mert egyrészt a jel úgysem tartalmaz e frekvencia fölötti összetevőt, másrészt felcsavart hangerőpotméter esetén így megszűnik az a KF-gerjedékenység, amely abból adódik, hogy a hangfokozat e kondenzátor nélkül, bár tökéletlenül, mégis eléggé erősítené a 460 kHz értékű középfrekvenciás jelet is, és ez visszajutna T1 és T2 áramköreibe.

#### Az RB 3604B készülék

Mint már említettük, e készülékből beföldön igen sok került forgalomba, mert ennek sáveosztása felel meg leginkább a belföldi követelményeknek. A sáveosztásról korábban már beszéltünk és ugyancsak beszéltünk a KF-rész kialakításáról. Említettük, hogy a második KF-sávszűrő helyett 1200 db után a gyártásban zárókört alkalmaztunk, ezzel egyidejűleg a hangszinszabályozó potméter áramkörét úgy alakítottuk ki, hogy annak teljesen felcsavart állásban

járolékos közepmagashang-emelés is legyen, mert ilyenkor a hangerőpotméter melegpontja és csúszkája közé egy 10 nF kondenzátor kapcsolódik. (A hangszinszabályozó potmétert visszacsavakva először ezt a 10 nF kondenzátort „távolítjuk el”, majd a hangszinpotmétert továbbcsavarva a 100 nF-os magashangvágó kondenzátort „rákapcsoljuk” a demodulátorkimenetre.) További különbség, hogy többé nem alkalmazunk mélyhangemelést az ellencsatoló áramkörben, mert elhagytuk a soros 47 nF kondenzátort. E változásoktól eltekintve a KF-rész és a hangfokozat szinte teljesen megegyezik az RB 3602 készülék megfelelő áramköreivel.

Fenti változtatások eredményeképpen a készülék kisjelű szelektivitásának némi romlása árán az eredő magashang-átvitelben majdnem egy oktávot nyertünk; a frekvenciament célszerűbb kialakítása következtében a készülék hangossága erősen megjavult, végül a készülék áramkörei is egyszerűsödnek. Láthatóan olyan előnyökhöz jutottunk,

melyek táskarádióval egyáltalán nem megvetendők. Ezeket az átalakításokat el lehet végezni házilag az RB 3602 (és részben az RB 3601) készüléken is, hiszen az átalakítások nem érintik a sávosztást; és a várt hangjavulás nem marad el.

### A készülékek szétszerelése és összerakása

Szétszerelésnél az alábbi sorrend szerint célszerű eljárni.

Az RB 3601 készüléknél:

1. a telepartófedelet a rajta látható nyíl irányában elmozdítani, majd az alsó szélével kezdve kiemelni a kávéból, majd kivenni a telepeket,
2. meglazítani a hordfűl rögzítőcsavarjait (pl. egy pénzdarab segítségével),
3. majd alulról — először baloldalt, azután jobboldalt — csavarhúzó vagy kés segítségével ügyesen szétugrasztani a két kávéfelet,
5. végül az első kávéfelet balfelé 180°-kal kifordítani és az egészet az asztalra tenni.

Ily módon a panel és a készülék belsejében levő többi szerelvény annyira hozzáférhetővé válik, hogy a mérések és az utánhangolások nagy része elvégezhető. Ha feltétlenül szükséges, a panelt tartó M3 anyák csökkelccsal eltávolíthatók, majd a fényterelő leszerelése után a hullámváltó közepe táján található M3 csavar kicsavarásával a szerelt panel is kiemelhető a hátulsó kávéfalból.

A visszaserelés sorrendje a fenti sorrend fordítottja.

Az RB 3602, RB 3603, RB 3604B, RB 3604H készülékek szétszerelése ugyanúgy történik, de ezeknél az 1. pont alatt említett fedéllevételre nincs szükség.

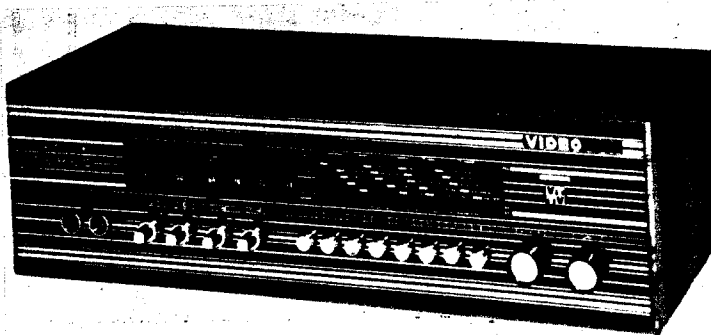
### Elektromos Indítás

Üzembehelyezéskor vagy nagyobb javításkor a készülék behangolásánál az alábbi sorrendet célszerű betartani:

1. okvetlenül ellenőrizni a kapcsolási rajzon bejelölt egyenfeszültségeket. Különösen fontos a csillapítódióda jel nélküli állapotban levő feszültség értéke (1–1,2 V), valamint a szimmetriaponton levő egyenfeszültség (kb. 3,2 V). A mérésekhez olyan műszert kell használni, amely az illető pontokon járulékos terhelést gyakorlatilag nem okoz (10 000 ohm/V vagy e fölötti érzékenységu műszer, vagy bármilyen egyenfeszültségű csővoitmérő).
2. Ha az egyenfeszültségek rendben vannak (és csakis akkor), maximumra hangoljuk a KF-eket megfelelő profilú csavarhúzó vagy hangolókules segítségével. Vigyázni kell, mert a KF-ek vasmagbefogó sapkái lágy anyagból készülnek!
3. Behangoljuk az oszcillátorokat sávhatarra.
4. Ellenőrizni az oszcillációs feszültséget minden sávon végig; ha szükséges, csillapító-ellenállást cserélünk, majd helyesbítjük a behangolást.
5. A hangolási frekvenciákon maximumra hangoljuk a modulátorköröket.

Somos János—Lóródi Attila—Szabó László  
okl. vill. mérnökök

# Az R 5932 típ. sztereó rádió



### Műszaki adatok

Névleges tápfeszültségek 110; 127; 150; 220; 240; V.  
Jellemző látszólagos telj. felv. 68 V A.  
Jellemző bemenő impedancia min. 500 kohm  
Jellemző forrásfesz. 0,25 V  
50 mW kimenő telj.-hez tartozó forrásfesz. 12 mV  
Névleges terhelő imp. 8 ohm  
Min. terhelő imp. 4 ohm  
Zenei kimenő telj. 1 % torz. mellett 2 × 8 W  
Jellemző kimenő teljesítmény 1 % torzítás mellett 2 × 6 W  
A kimenő fesz. stabilitása 40—12 500 Hz. frekv. sávban 1 dB  
Frekv. tartomány (átviteli sáv) 20—20 000 Hz ±2 dB  
Hangszinszab. mértéke felcsavart hangerő mellett 40 Hz-en: +10; -18 dB  
12,5 kHz-en: +10; -18 dB

Teljes intermodulációs torz. tényező 3 %  
Jel-idegenfeszültségviszony —60 dB  
Lineáris áthallási csill. 1000 Hz-en: jobb mint 45 dB,  
200—10 000 Hz-es sávban: jobb mint 35 dB

### Vételsávok:

- |    |               |              |
|----|---------------|--------------|
| a) | URH CCIR      | 87,5—104 MHz |
| b) | URH OIRT      | 64,5—73 MHz  |
| c) | Rövidhullám   | 5,95—6,2 MHz |
| d) | Középhullám   | 320—1605 kHz |
| e) | Hosszú hullám | 150—340 kHz  |

Legnagyobb érzékenység 50 mW. kimenőteljesítményre (csatornánként 25 mW) vonatkoztatva

	antennáról	ferritról
hosszúhullám	50 μV	500 μV/m
középhullám	30 μV	300 μV/m
rövidhullám	50 μV	

Alapzajjal korl. érzékenység 50 mW kimenőteljesítményre (csatornánként 25 mW) vonatkoztatva (A mellékelt mérési utasítás szerint):  
URH mono állásban (22,5 kHz-es löket) 4 μV, URH sztereó állásban 22,5 kHz-es löketnél pilot nélkül: 10 μV

Középfrekvencia értéke: AM-en 460 kHz; FM-en 10,7 MHz.

### Középfrekvenciás zavararány

hosszúhullám	40 dB
középhullám	34 dB
rövidhullám	60 dB
URH	50 dB

### Tükörfrekvenciás zavararány

hosszúhullám	40 dB
középhullám	34 dB
rövidhullám	10 dB
URH	34 dB

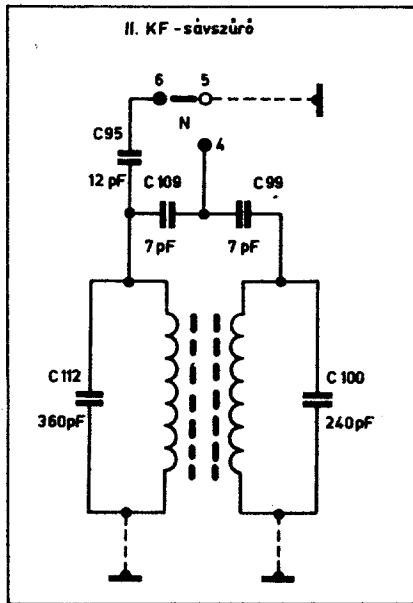
AM elnyomási viszony —90 dB szintű bemenőjellel mérve: 34 dB.

Áthallás csillapítás antennáról mérve:

80 Hz-en	20 dB
1 kHz-en	26 dB
5 kHz-en	20 dB

AFC hatásosság:

Benntartási tartomány: 300 kHz.



1. ábra

### AM KF és nagyfrekvenciás fokozat

A készülék keverő és középfrekvenciás erősítő fokozata elektroncsöves, a felhasznált csőtípusok: ECH 81 és EAF 801. Itt kíván említeni, hogy az Egyesült Izzó átvált az ECH 81 módosított változatának gyártására, amelynek a megengedett anódiszippáció az eddigi 1,7 W helyett 2 W, így a készülékben a segéd-rács ellenállás értéke a megszokott 47 kohm helyett 22 kohm. Csőcsere esetén erre ügyelni kell, ugyanis a régi ECH 81 az új beállításban idő előtt tönkremegy. Az új csőbeállítás nagyobb keverő meredekséget biztosít, az eddigi 775  $\mu\text{A/V}$  helyett 1,1 mA/V-ot, ami a készülék vételképességét fokozza. A készülék AM keverő és KF erősítő fokozata egyébként azonos felépítésű az R 4900 típusú megfelelő fokozataival, amelyeket a Rádiótechnikában korábban már ismertettünk, úgy ezek ismertetésére itt nem kívánunk kitérni. Részletes ismertetést érdemel viszont az újszerű sávzárlélességkapcsoló megoldás, amelynek működése a következő: (1. ábra.)

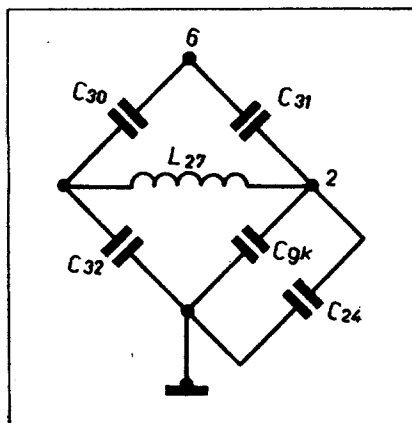
A II. sávszűrő keskenysávú állásban (N 4–N 5 kontaktusok zárva) induktív csatolású, ugyanis a C 99 és C 109 kondenzátorok közös pontja az EAF 801 neutralizáló kondenzátorán keresztül hitegítve van. Szélessávú állásban (N5–N6 kontaktusok zárva) a C 99 és C 109 kondenzátorok sorba kapcsolódnak és az így létrejövő felsőkapacitív csatolás az eredeti csatolást szorosabbá teszi. Ugyanakkor mindkét kör frekvenciája az eredeti 460 kHz-nél feljebb hangolódna, ami nem kívánatos. Ennek elkerülésére szolgál a C 95 kondenzátor, amely a szekunder kör frekvenciáját annyival hangolja 460 kHz alá, amennyivel a primer kör frekvenciája feljebb került, így a II. sávszűrő kiszélesedett átviteli sávjának közepe továbbra is 460 kHz-re esik, egyúttal a széthangolódás növeli a sávzárlélességet és a szorosabb csatolásból következő

amplitúdónövekedést is kompenzálja, tehát a KF erősítő fokozat érzékenysége változatlan marad. A sávszűrő hangolása keskenysávú állásban történik. A teljes KF erősítő fokozat szelektivitása keskenysávú állásban 32 dB, az átvitt sáv felső határa ilyenkor –6 dB szintesésre vonatkoztatva 3200 Hz. Szélessávú állásban a szelektivitás 26 dB-re csökken, a sávzárlélesség 5500 Hz-re nő. A sávzárlélesség-kapcsoló az AFC kapcsolóval képez közös egységet.

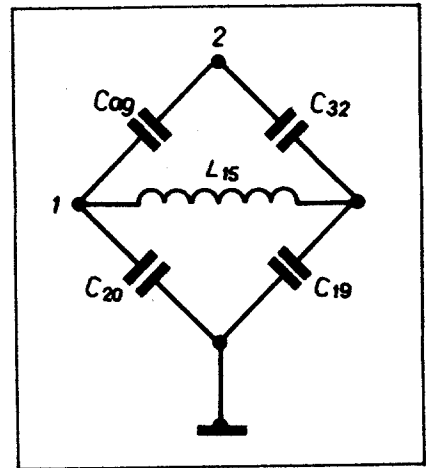
### FM nagyfrekvenciás és középfrekvenciás fokozatok

A készülék 240 ohm szimmetrikus bemenetű. Az antennakapcsokra adott jel egy nagyfrekvenciás illesztőtranszformátoron keresztül vezéri a földelt rácsú kapcsolásban működő triódát. Anódkörében találjuk a ferrithangolású modulátor rezgőkört, amelynek induktivitása két tagból áll: az  $L_{11}$  hangolótékercsből és az  $L_{10}$  trimmertékercsből. A modulátor rezgőkörön megjelenő nagyfrekvenciás jel a második trióda rácsára kapcsolódik, úgy hogy az ott jelenlevő oszcillátor jelből a lehető legkevesebb jusson vissza a modulátor cső anódjára. Ennek biztosítására szolgál az ún. oszcillátor híd, amely a 2. ábrán látható. A második trióda önzregőkeverő kapcsolásban működik, amelynek hangolt anódkörös oszcillátor megoldását főleg az AFC alkalmazásáért szükséges, mert ha az AFC áramkör is a keverő rácsra kapcsolódna (hangolt rácsú oszcillátor esetén), akkor ez a modulátor jel számára igen jelentős leosztást jelentene. A keverő trióda, mint KF erősítő neutralizálva van 3. ábra, anódkörében található a 10,7 MHz-re hangolt sávszűrő, amelynek a szekunder tekercsén megjelenő KF-jel vezéri a kétfokozatú KF erősítőt.

A keverőegység és az FM rész egyik legnagyobb újdonsága a belföldi asztali rádiókészülékekben eddig még nem alkalmazott automatikus frekvenciaszabályozó áramkör (AFC), amely a venni kívánt adónak az állomás kereső által bármelyik irányból történő megközelítése esetén automatikusan ráhangolja a készüléket a szükséges frekvenciára. Az AFC áramkör egyik része a keverő dobozban nyert elhelyezést. A BA 102 kapacitásdióda előfeszültségét az 1,4 St 1 szelén stabilizátor segítségével az anódfeszültségből állítjuk elő. A kapacitásdióda előfeszültségét s ezzel együtt a dióda kapacitását az aránydetektorról egy szűrőláncon visszavezetett hibafeszültséggel változtatjuk. A dióda kapacitását a C 16 kondenzátorral csatoljuk az oszcillátor rezgőkörre. A hibajel által létrehozott kapacitásváltozás az oszcillátor frekvenciáját mindig a helyes irányba korrigálja. Ez a szabályozó áramkör megkönnyíti a legkisebb zajú, legkisebb torzítású állapotra történő hangolást, amely főleg sztereo vétel esetén elengedhetetlenül szükséges. Az AFC áramkör a 4. ábrán látható. A KF fokozatot alkalmazásáért kellett tenni a sztereo vételre, ezért az R 4900-as készülékhez képest átalakításokat kellett végeznünk. Elsősorban az aránydetektor jellemzőit javítottuk meg, azok közül is főleg a sávzárlélességet és az AM zavarenyomási tulajdonságát. A sávzárlélesség megnövelésével együtt javult a demodulációs torzítás is. Az AM zavarenyomási viszony min. 34 dB, amely megfelelő bemenőjel esetén zajtalan sztereovételt biztosít. Ezeket a javulásokat részben a csatlósi lényező változtatásával és új (OA 1172 helyett AA 119) nagyobb hatásfokú diódapár alkalmazásával érték el. Lényeges változtatást jelent az eddigi aszimmetrikus helyett, szimmetrikus felépítésű aránydetektor használata. Ennek alkalmazását az AFC áramkör beépítése, valamint a nagyobb am zavarenyomás biztosítása tette szükségessé.



2. ábra

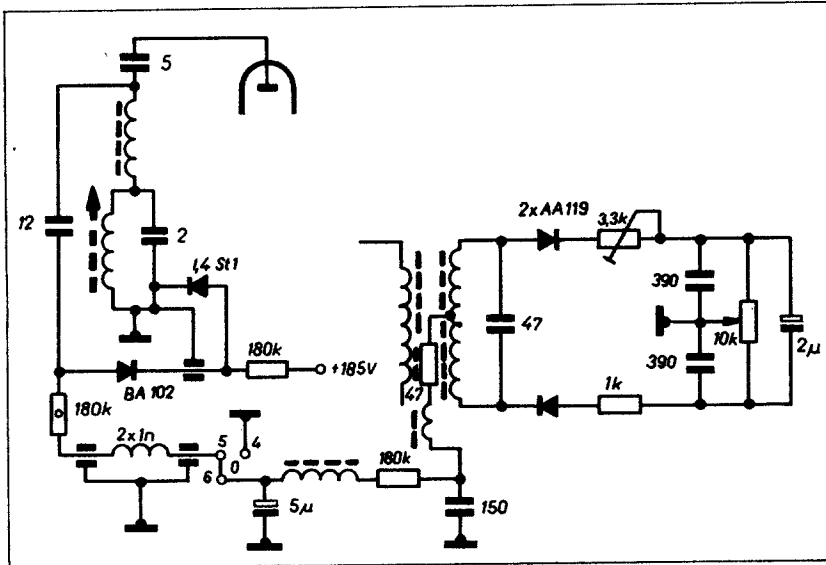


3. ábra

zator segítségével az anódfeszültségből állítjuk elő. A kapacitásdióda előfeszültségét s ezzel együtt a dióda kapacitását az aránydetektorról egy szűrőláncon visszavezetett hibafeszültséggel változtatjuk. A dióda kapacitását a C 16 kondenzátorral csatoljuk az oszcillátor rezgőkörre. A hibajel által létrehozott kapacitásváltozás az oszcillátor frekvenciáját mindig a helyes irányba korrigálja. Ez a szabályozó áramkör megkönnyíti a legkisebb zajú, legkisebb torzítású állapotra történő hangolást, amely főleg sztereo vétel esetén elengedhetetlenül szükséges. Az AFC áramkör a 4. ábrán látható. A KF fokozatot alkalmazásáért kellett tenni a sztereo vételre, ezért az R 4900-as készülékhez képest átalakításokat kellett végeznünk. Elsősorban az aránydetektor jellemzőit javítottuk meg, azok közül is főleg a sávzárlélességet és az AM zavarenyomási tulajdonságát. A sávzárlélesség megnövelésével együtt javult a demodulációs torzítás is. Az AM zavarenyomási viszony min. 34 dB, amely megfelelő bemenőjel esetén zajtalan sztereovételt biztosít. Ezeket a javulásokat részben a csatlósi lényező változtatásával és új (OA 1172 helyett AA 119) nagyobb hatásfokú diódapár alkalmazásával érték el. Lényeges változtatást jelent az eddigi aszimmetrikus helyett, szimmetrikus felépítésű aránydetektor használata. Ennek alkalmazását az AFC áramkör beépítése, valamint a nagyobb am zavarenyomás biztosítása tette szükségessé.

Az előző KF erősítő fokozatban is történtek változások. Új ECH 81-es elektroncső alkalmazásával (nagyobb meredekségű), az I. KF L/C viszonyainak megnövelésével, valamint a csatlósi szorításával egy 6 dB-el nagyobb erősítésű és sztereovételre alkalmas sávzárlélességű fokozatot hoztunk létre. A nagyobb erősítésre elsősorban a kisebb jelnél kezdődő limitálás érdekében volt szükséges, hogy a dekoder bemenetére jutó hangfrekvenciás feszültség amplitúdója a sztereovételhez szükséges legkisebb bemenőjel és a megengedhető max. bemenőjel határai között 6 dB-nél többet ne változzon.

Tekercs pozíció száma:	Menetszám:	Huzal átmérő:	Induktivitás:
L4 (OIRT)	4/5	0,3/0,25	0,3/0,35 $\mu$ H
L4 (CCIR)	3/4	0,4/0,3	0,28/0,32 $\mu$ H
L10 (OIRT)	4	0,5 Cu Ag	0,08—0,12 $\mu$ H
L10 (CCIR)	2	0,5 Cu Ag	0,06—0,09 $\mu$ H
L11 (OIRT)	7	1 Cu Ag	—
L11 (CCIR)	5	1 Cu Ag	—
L14-L15	30	0,15	6,4—12 $\mu$ H
L23 (OIRT)	5	0,5 Cu Ag	0,09—0,13 $\mu$ H
L23 (CCIR)	3,5	0,5 Cu Ag	0,07—0,1 $\mu$ H
L27 (OIRT)	7/8	1 Cu Ag/0,25	—
L27 (CCIR)	5/6	1 Cu Ag/0,25	—
L34 (CCIR)	16	0,15	0,3 $\mu$ H
L83	46	0,15	6,6 $\mu$ H
L84	26	0,15	3,25 $\mu$ H
L106	54	0,15	13,2 $\mu$ H
L107	2 $\times$ 13	0,15	2,9 $\mu$ H
L110	5,5	0,25	0,4 $\mu$ H
L129	—	—	50 $\mu$ H
L746-747-748-749	550	0,1	1,2 mH
L431	110+800	0,08	2—17,3 mH
L413	140+140+650	0,08	2—16 mH
L416	400+60	0,08	0,43—3,3 mH
L417	230+230	0,08	0,72—3,4 mH
L424	900	0,12	3 mH
L47	20/30	0,2/0,12	3,6/5 $\mu$ H
L49	58	20 $\times$ 0,05	202 $\mu$ H
L50	210	10 $\times$ 0,05	3150 $\mu$ H
L70	18/8	0,2	2,75/0,93 $\mu$ H
L71	180	0,1	180 $\mu$ H
L72-46	360	0,1	720 $\mu$ H
L79-80-110	3 $\times$ 54	7 $\times$ 0,05	420 $\mu$ H
L111	3 $\times$ 45	7 $\times$ 0,05	310 $\mu$ H



4. ábra

### A sztereodekoder elektromos működése

A sztereo multiplex-jel az aránydetektorról az L 124 fojtótekercsen jut a dekoder bemenetére, a deemfázis komplexum megkerülésével. Az L 124 és C 215 szűrőtagok a középfrekvenciás zavarokat tartják távol a dekodertől.

A dekoder bemenőellenállása kb. 40 kohm, így az aránydetektor kimenetét nem terheli jelentősen. A T 403 tranzisztor erősítése a multiplex jel szempontjából 1. A T 426 tranzisztorral a pilotjelet tovább erősítjük és a kollektorkörben levő 19 kHz-re hangolt rezgőkörhöz csatlakozó D 408, D 409 diódákkal frekvenciaduplázást végzünk. Gyakorlatilag ez kétutas egyenirányítást jelent. A 38 kHz-es frekvenciájú fél-szinusz jeleket a T

428 tranzisztor bázisára vezetjük. Ennek a tranzisztornak a kollektorkörében levő D 416 rezgőkör 38 kHz-re van hangolva, így az L 417 kicsatoló tekercsen a dekódoláshoz szükséges 38 kHz-es segédvív jelenik meg, megfelelő amplitúdóval és fázissal.

A dekódolás a D 434, D 437, D 445, D 450, diódák segítségével időmultiplex (kapcsoló) elven megy végbe. Ennek lényege, hogy 38 kHz ütemében mintákat veszünk a multiplex jelből. A multiplex jel spektrumának megfelelően a 38 kHz-es segédvív egyik félperiódusában csak A, a másik félperiódusában csak B jel van jelen. Az alkalmazott dióda — négyes (ring demodulátor) tehát a 38 kHz pillanatnyi polaritásának megfelelően az L 417 tekercs közép megcsapolására vezetett multiplex jelet hol az egyik, hol a

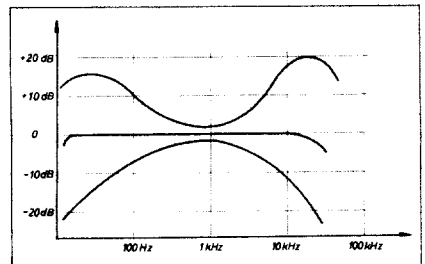
másik dekoder kimenetre kapcsolja, tehát az egyik kimeneten csak A, a másik kimeneten csak a B jel jelenik meg.

A kapcsoló diódákat az R 423, R 455 ellenállásokon keresztül nyitóirányban előfeszítjük. Ezzel a ringdemodulátor belső ellenállása olyan kicsi lesz, hogy a dekoder kimenetére kapcsolt szokásos terhelések nem okoznak torzítást. A diódák körében található 1 Mohm, 100 nF komplexumok időállandókat úgy választottuk meg, hogy a diódák a 38 kHz-es segédvívnek csak a periódus csúcsaiban vezessenek. Így a dekoder áthalláscsillapítása jobb, mintha teljes félperiódusokban nyitva lennének a diódák.

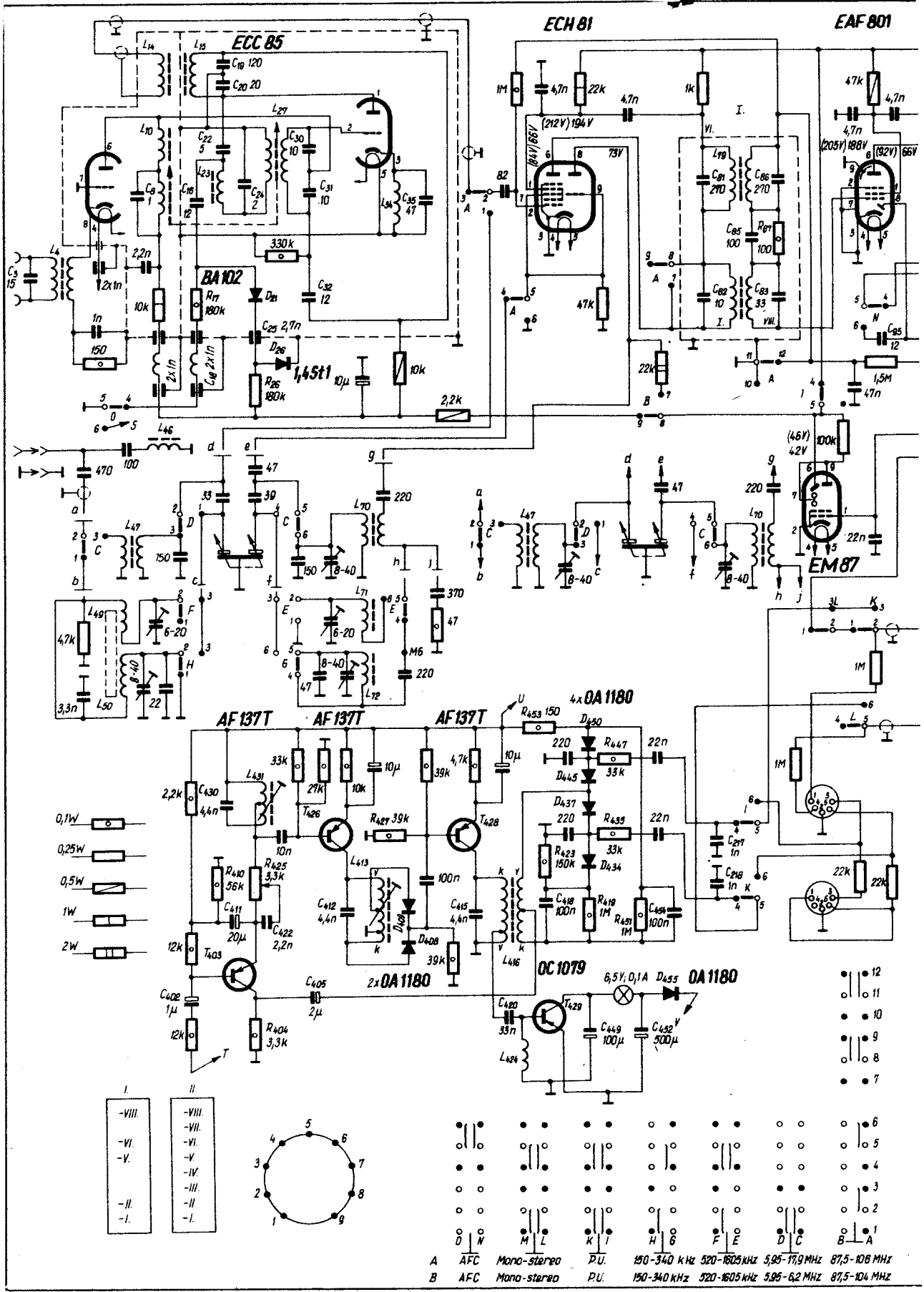
A dekoder kimenetekben levő RC tagok (R 435, C 218 és R 447, C 217) a szokásos 50  $\mu$ sec-os deemfázist valósítják meg a két csatornában.

### Sztereójelző

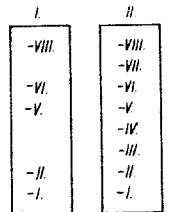
Az L 416 rezgőkör megcsapolásáról a 38 kHz-es jelet a T 429 tranzisztor bázisára vezetjük. Ez a tranzisztor a rávezetett jelet a bázis-emitter diódáján egyenirányítja, a bázison megjelenő feszültség hatására a tranzisztor kinyit, és a kollektorkörben levő 456 számú skálaizáló világit.



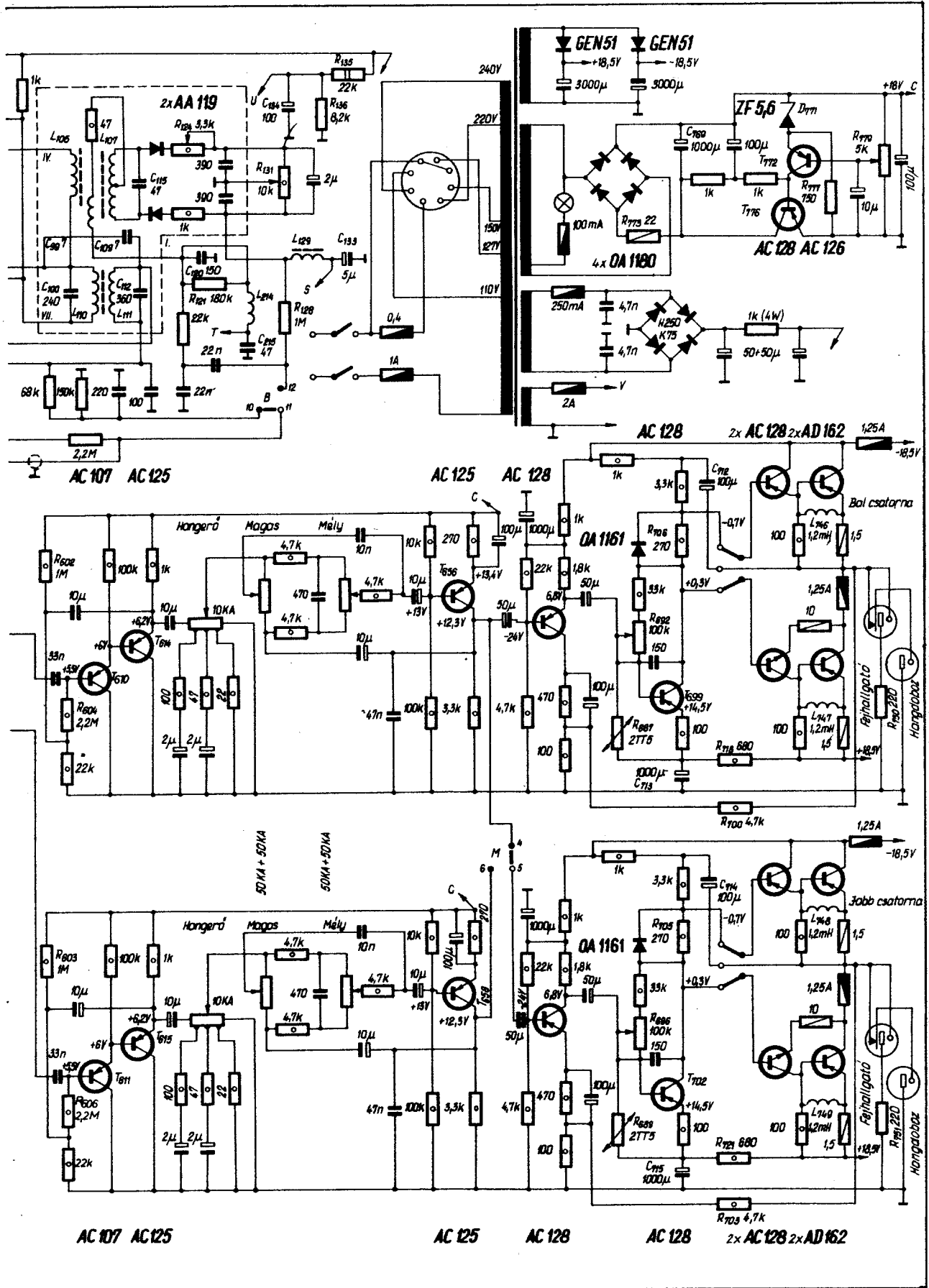
5. ábra



- 0,1W
- 0,25W
- 0,5W
- 1W
- 2W



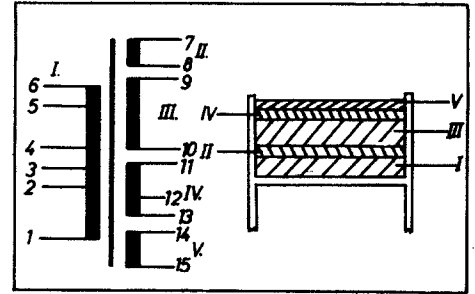
A AFC Mono-sterео P.U. 150-340 kHz 520-1605 kHz 5,95-17,9 MHz 87,5-106 MHz  
 B AFC Mono-sterео P.U. 150-340 kHz 520-1605 kHz 5,95-6,2 MHz 87,5-104 MHz





Hálózati transzformátor

	Kiv.	Menetsz.	Huzal	Színjelz.
I.	1	0	0,3	kék
	2	480		sárga
	3	90		piros
	4	110	0,25	fehér
	5	320		zöld
	6	95		fekete
2 sor 0,02 csipk. kond. papír				
II.	7	0	0,2	MzE
	8	33		
2 sor 0,02 csipk. kond. papír				
III.	9	0	0,2	sárga
	10	1050		barna
2 sor 0,02 csipk. kond. papír				
IV.	11	0	0,25	sárga
	12	83		piros
	13	25		kék
2 sor 0,02 csipk. kond. papír				
V.	14	0	MzE	Varnis
	15	0,5		
2 sor 0,1 mm lakkozott papír				



A hálózati transzformátor rajza

erő potenciométereken keresztül jut a kis kimenőimpedanciára transzformált hangfrekvenciás jel a hangszinszabályzó fokozatok bemenetére.

A skálabeosztással ellátott forgatógombok lehetővé teszik a balansz szabályzó elhagyását, a bal és jobb csatorna erősítés azonosságának beállítását, a leágazásokon alkalmazott RC tagok pedig fiziológiai hangerőszabályzást biztosítanak. Az alkalmazott mélyhangszinemelés mértéke -40 dB-es hangerő csökkentés esetén, 40 Hz-en +18 dB, amely megfelelő hangsugárzók csatlakoztatásakor az ún. „intim” hallgatási körülmények között is jó mélyhangérzetet ad. A következő tranzisztor kis értékű csatoló kondenzátora (10 nF) csak a közepes és magas frekvenciák számára jelent kis impedanciát, a vele sorba kapcsolódó potenciométer forgatásakor egyre nagyobb ellenállást iktatunk be, illetve egyre jobban érvényesül a C 646, 648-as pozíciószámú kondenzátorok által létesített negatív visszacsatolás. A mélyhangszin-szabályzóval párhuzamosan kapcsolt 47 nF a közepes és magas frekvenciákat söntöli. Nem kívánatos magasfrekvenciás gerjedéseket szüntet meg a kollektorköri munkaellenállással párhuzamos 47 nF-os kondenzátor, azáltal, hogy lerontja az erősítő 20 kHz feletti átvitelét. A fokozat erősítése 1 kHz-en közel egységnyi, a kettős emitterkövető bemenetétől a T 656, 658-as tranzisztor kimenetéig a feszültség erősítés 0,75-0,8 a hangszinszabályzó közepes állásában mérve. Mivel a további áramkörök frekvencia-menete gyakorlatilag egyenes, hibakeresés esetén ezen a kimeneten is ellenőrizhetjük a szabályzószervek helyes működését (5. ábra), mérésakor mindig ügyelve arra, hogyha lekapcsoljuk a T 671, 673-as tranzisztor bemenetét, azt megfelelő műterheléssel helyettesítsük (100 µF-os csatoló kondenzátor után 4,7 kohmos ellenállás a föld felé.) AM, valamint FM mono adások vételkor csak a bal csatorna emitterkövető és hangszinszabályzó fokozat működik, a végerősítők összekapcsolását a KF alapelemezén levő monosztereo kapcsoló végzi. Mivel a csatornák közörsítése a bemenettől távol történik, akár mono, akár sztereo üzemmódban, a bemenő impedancia változatlan marad.

Amennyiben tehát sztereo adót vesz a készülék (a vett jelben pilotjel is van), a jelzőlámpa világít. Ekkor a készülék Mono-Sztereo jelzésű nyomógombját benyomva, a készülék két hangszórója segítségével térhatású vételt érhetünk el.

Meg kell jegyezni, hogy a jó térhatás érdekében az adó frekvenciájára nagyon pontosan kell ráállni, ezért mikor az adóra ráálltunk, ajánlatos az AFC nyomógombot is benyomni.

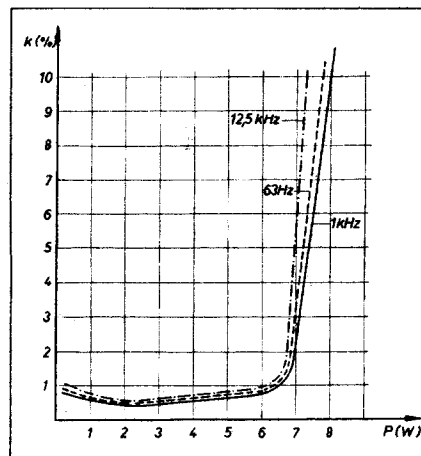
Meg kell jegyezni, hogy a jó zajmentes sztereo vételt csak megfelelő térorosság mellett (min. 200-300 µV) remélhetünk. Ezért még Budapest területén is tető-antenna használatát javasoljuk.

Hangolási útmutató

A vevőkészülék hangfrekvenciás fokozata két, teljesen azonos felépítésű tranzisztoros erősítőt tartalmaz, melynek tervezésekor az élethű hangvisszaadást biztosító, kiváló átviteli tulajdonságok elérése volt célunk. A kapcsolás a jel-idegenfeszültség-viszony kivételével teljesíti a Hi-Fi berendezésekre vonatkozó DIN 45 500-as, német szabvány követelményeit. A hangfrekvenciás nyomtatott áramköri alapelemz teljesen külön egységet képez, a készülék kidobozolása után minden alkatrész könnyen hozzáférhető.

A kristály lemezjátszónak és a demodulátor fokozatoknak szükséges nagy bemenő impedanciát egy galvanikus csatolású, kettős emitterkövető biztosítja, a C 608, 609-es kondenzátorokkal történő negatív visszacsatolás, valamint a nagyértékű

bázisosztók segítségével (R 602, 604 és R 603, 606). Bár a Mohm nagyságrendű ellenállások az első fokozat hőfokstabilitását rontják, (germánium tranzisztor lévén) a tápfeszültség stabilizálásával sikerült elérni, hogy az egész erősítő a hőfokstabilitási követelményeknek eleget tegyen. A T 610, 611-es tranzisztorok kis zajú munkaponti beállításban dolgoznak ( $U_{CE} = 6 \text{ V}$ ,  $I_E = 0,25 \text{ mA}$ ), nagy tápfeszültségük lehetővé tette, hogy a bemenetre adott maximálisan 5 V-os jelet is igen kis torzítással vigyük át. Csatornánként külön szabályozható hang-



6. ábra

egyébként nagykapacitású csatoló kondenzátor alkalmazása szükségtelen. A végtranzisztorok bázisait azonos nagyságú, de ellentétes fázisú jellel egy AC 128- AC 176 típusú komplementer tranzisztorpár táplálja egyenáramú csatolásban, ezért az AB osztályú, nyugalmi alapáramot a T 699, 702 tranzisztorok kollektorkörében levő T 690, R 706 és T 694, R 705 pozíciószámú dióda-ellenállás komplexum értéke szabja meg. A diódák közvetlenül egy-egy végtranzisztor házára vannak erősítve, azok melegedésekor nyitóirányú áramuk megnő, a párhuzamos eredő ellenállás lecsökken, a végfokozat nyugalmi alapáramát közel állandó értéken tartják.

A fent említett egyenáramú hidat a T 699, 702-es AC 128-as tranzisztorok kollektor egyenfeszültsége állítja be, ezért a hidegnyelvt beállító potenciométer és a környezeti hőmérsékletváltozást kompenzáló 2 TT5-ös termisztor a tranzisztor bázisosztójának felső, illetve alsó tagjaként kerültek beépítésre. Galvanikus csatolás miatt a fokozat kollektoráramában történő bármilyen változás kihathat a végtranzisztorok áramára (pl. egyik teljesen kinyithat, másik lezár, tehát a hangszórón nagy egyenáram folyhat, ezért a készülék indításakor és mindennemű meghibásodás esetén a következőket végezzük: a készülék kimenetét üresen hagyva, a nyomtatott áramköri alaplmez fóliázott oldalán levő huzaldarabkákat átkötésével a komplementer tranzisztorok bázisait a kimenet meleg pontjára kötjük. Csővoltmérővel mérve a T 699, 702-es tranzisztor kollektorán, az R 692, 696-os potenciométerrel 0 V körüli feszültséget állítunk be, majd visszaforrasztva a bázisokat, az R 705, 706-os ellenállás végeire (készüléket mindig kapcsoljuk ki), a kimeneten mérve végezzük el újból a hid kiegyenlítését.

A hangszugárzót vagy mérések esetén a műterhelést csak ezután csatlakoztassuk a készülékhez. A meghajtó fokozat osztott munkaellenállásához csatlakozik C 712, 714-es kondenzátorok negatív

visszacsatolás révén növelik a tranzisztor kivezérelhetőségét, csökkentik a torzítást, míg a T 671, 673 pozíciószámú tranzisztor emitterkörébe az R 700, 703-as ellenállásokon keresztül betáplált nagy, negatív visszacsatolás (kb. 15 dB) a teljes végerősítő torzításait szorítja le 1% körüli értékre, növeli az átviteli sáv szélességet és igen jó kimeneti stabilitást biztosít (1 dB).

A T 671, 673-as tranzisztor, a meghajtófokozat részére szolgáltatja a megfelelő nagyságú hangfrekvenciás jelet, a brummfeszültség szűrését részére az R 675, 679 és C 683, 685-ös RC szűrő végzi. Hasonló a szerepe az R 718, 721, C 713, 755 pozíciószámú RC tagnak is. A teljes hangfrekvenciás erősítő torzításnyében a kimenőteljesítmény függvényében a 6. ábrán látható, a méréseket névleges terhelő ellenálláson (8 ohm), Brüel und Kjær harmonikus analízátorral végeztük.

A hangfrekvenciás germanium teljesítménytranzisztorok viszonylag nagy tárolási ideje miatt a kollektoráram nem követi azonnal a bázis emitter-dióda lezárását, ezért ha a vezérlő jel periódusideje (15–20 kHz) összemérhető, vagy kisebb a tárolási időnél, a negatív (vagy pozitív) félperiódusban a tranzisztor nem zár le teljesen, munkapontja lassan „A” osztály felé tolódik, ami hosszú ideig tartó méréseknél a végtranzisztorpár tönkremenését is eredményezheti. Ezt a jelenséget hivatott kiküszöbölni a bázis-emitter közé kapcsolt L 746, 747, 748, 749 pozíciószámú induktivitás. Az emitterkörben levő 1,5 ohm-os ellenállásoknak áramkorlátozó szerepük van. Mivel a végfokozat tápegysége nincsen stabilizálva tartós szinuszos vezérlés esetén a tápáramforrás belső ellenállásán szarmotévő feszültség esik, ami csökkenti a teljesítménytranzisztorok kivezérelhetőségét. Pillanatnyi, tehát a gyakorlatban előforduló zenei csúcsok esetében és nagykapacitású pufferkondenzátor stabilan tartja a  $\pm 18,5$  V-os tápfeszültséget. Ezért beszélünk hasonló áramköri meg-

oldások esetében kétféle (zenei és jellemző) kimenőteljesítményről.

A készülék előlapján levő fejhallgató-csatlakozó R 750, 751-es ellenállása a hangszugárzó és a fejhallgatók általános érzékenységekülönbséget szünteti meg, a műsort dinamikus fejhallgatón hallgatva ugyanolyan hangosan érezzük, mint az imént a hangdobozokkal, anélkül, hogy a hangerőszabályzókhöz hozzá kellett volna nyúlnunk.

### Tápegység

1. A vévcsővek tápáramellátása a szokásos megoldással, az alkalmazott egyenirányító H 250/K75-ös lapos szelén.
2. Végerősítő fokozat részére  $\pm 18,5$  V-os feszültséget szolgáltat a két egyutas egyenirányító. A transzformátor szekunder tekercsének egyenáramú ellenállása egyben a GEN 51-es diódák védőellenállását adja, korlátozza a 3000  $\mu$ F-os pufferkondenzátorok nagy bekapcsolási áramlöketét, de a tápegység belső ellenállását még nem növeli meg túlságosan.
3. A hangszínszabályzó és az emitterkövetők +18 V-os áteresztő tranzisztoros stabilizátora külön nyomtatott-áramköri alaplmezen nyert elhelyezést. OA 1180-as diódákból álló Greatz-egyenirányító szolgáltatja a szükséges 24 V-os egyenfeszültséget. A T 772 emitterfeszültséget a D 771-es poz. számú zener-dióda stabilizálja, melynek munkaponti áramát az R 777-es ellenállással állítottuk be. Az R 773-as ellenállás védőellenállásként szerepel, a kimenőfeszültséget az AC 126-os tranzisztor bázisosztóját alkotó potenciométerrel lehet szabályozni. A tápfeszültség környezeti hőmérsékletváltozás hatására előforduló kimeneti terhelés-változás, valamint  $\pm 10\%$ -os hálózati ingadozás mellett gyakorlatilag állandó. Kimenetén mérhető brummfeszültség terhelt állapotban kb. 40  $\mu$ V.

## A 8 W-os Hi-Fi erősítő folytatása a 191. oldalról:

*szóró impedanciájának megfelelő terhelő ellenállást kötöttünk!* Ellenkező esetben fennáll az a veszély, hogy a kimenőtrafó átüt vagy a végcsővek foglalatának az anódkivezetése áthúzza, átég a testponthoz. A következő lépés a negatív visszacsatolás beiktatása: ki kell keresni a megfelelő menetirányt: a kimenőtrafón a célból készült tekercs egyik pontját földeljük, másik pontját pedig rákötjük a 68 ohm — 1,5 nF RC tagra. Ha fázishelyesen kötöttük be, úgy azt hangerő csökkenésében érzékeljük, ellenkező esetben pozitív visszacsatolás van, és az erősítő begerjed.

Fontos, hogy a végcsővek feszültségei rendben legyenek. A katódokon 19–20 V körüli értéknek kell beállni, kis eltérés megengedett. Az előfokozatok munkapontja kevésbé kényes, az a nagy értékű

munkaellenállások miatt ugyanis beáll a legkedvezőbb értékre.

A 2. HF. erősítő rácsról kb. 0,4 V, az 1. HF. erősítő rácsról kb. 80 mV, míg a lemezjátszó előerősítő rácsról kb. 4 mV az érzékenység, 8 W kimenőteljesítményre vonatkoztatva. A végfokozat frekvenciaátvittele (2. HF. rácsról) 40–20 000 Hz-ig közel lineáris. A torzítás 6 W kimenőteljesítménynél a 60–15 000 Hz tartományban 0,5% alatt van. (Megjegyezzük, hogy negatív visszacsatolt ellenütemű teljesítményerősítők torzításgörbéje a max. kimenőteljesítmény közelében ugrásszerűen nő, erősítőnk pl. 8 W-nál 2% -ot torzít, de 9 W-nál már 10% feletti torzítása van.) Magas- és mélyhang emelése 14-14 dB, a vágás a hangszínszabályzó potenciométerek lecsavart állásában kb. ugyanennyi.

A brummfeszültség a fűtőköri potenciométerrel minimumra állítható. Ha felcsavart hangerő potenciométer állásnál ez lényegesen megnő, úgy azt egyes alkatrészek „szedik fel”. Ezeket egyedileg ki kell keresni, és megfelelően el kell rendezni az alkatrészeket, (fűtővezetéktől, stb. távol tenni). Ha még mindig sok, úgy legelőbb esetben földeléssel vagy a hálózati zsinór villásdugójának megfordításával célt érünk.

Erősítőnk jó határfokú hangszóróval megépített megfelelő hangfallal elég nagy helységet képes jó minőségű hanggal ellátni. Méretéhez képest elég sokat „tud”, fogyasztása nem sok. Üzemeltetésénél azonban a jó szellőzést biztosítani kell, tehát a tetejére az üzembiztos működés érdekében egyéb készüléket ne tegyünk.

# AZ ORION AT 848 TV-KÉSZÜLÉK

Az Orion gyár hármass jelszavát, a „Korszerűség – Üzembiztonság – Világszínvonal”-at igazolja az AT 848-as TV-készülék megjelenése.

Az eddig gyártott TV-készülékek képest az AT 848 a következő újdonságokat tartalmazza:

– Középméretű, (47 cm-es) robbanásmentes képcső, mely rendkívül élethű, jó képvisztaadást biztosít.

– A kulccsal zárható faredőny, mely a kezelógombokat takarja, biztosítja, hogy használaton kívül a gombok ne állíthatódnak el.

– Folyamatos hangolású, tranzisztoros, nagyon üzembiztos, kombinált, UHF és VHF sávok vételére egyaránt alkalmas csatornaválasztó egység, melynek segítségével minden további átalakítás, beépítés, hangolás nélkül lehetővé válik a nyugati adók UHF programjainak, a később meginduló hazai második programnak, valamint a színes TV műsorának vétele is, természetesen fekete-fehérben.

– Eleve kétnormás készülék, minden átkapcsolás és hangolás nélkül mind az OIRT, mind a CCIR norma bármelyik UHF vagy VHF csatornáján vételképes.

– Kontrasztpotenciométer állásától, téroról és a képtartalomtól független feketeszínttartás.

– Magnetofon-csatlakozási lehetőség, mely az eddigi készülékekbe utólag csak komoly költséggel volt beépíthető, s akkor sem biztosított kifogástalan hangminőséget.

– Fülhallgató csatlakozási lehetőség, utólagos beépítése nagyon költséges volt, tekintettel az életvédelmi szabályok betartására.

– A hangszóró fülhallgató használata, vagy magnófelvétel készítése esetén lekapcsolható.

– Beépített VHF teleszkópantenna. Olyan helyeken, ahol tetőantenna építése nem szükséges, főlegesen teszi a lakást elcsúfított „madzagantenna” használatát.

– Különleges megbízhatóság a nagymértékű tranzisztorizálás következtében. A TV-készülék hibastatisztikájában a különféle típusú elektroncsövek szerepeltek a legnagyobb számban. E készülék mindössze 7 db csövet tartalmaz, a sokkal üzembiztosabb tranzisztorok száma viszont 16. (Az Orion első TV-készüléke, az AT 501 20 db csövet tartalmazott.)

– Különleges megbízhatóság a felhasznált alkatrészek kiváló minősége következtében. A hibastatisztikák másik kiemelkedő számát a nagyohmikus értékű ellenállások alkották. Az AT 848-ban minden 470 kohm fölötti – tehát nagyohmikus – ellenállás nagyobb megbízhatóságú.

– A sorkimenő transzformátor éghetetlen, „dobeckan” szigetelésű.

– Kis fogyasztás, a kevés elektroncső és az alkalmazott félhullámú fűtés következtében az áramfelvétel kb. 30–40 W-al kisebb az átlagosnál.

– A kis súly (kb. 20 kg) és a beépített, süllyeszthető fogantyú következtében hordozható a készülék.

– Rendkívül könnyen szervizelhető a készülék. A nyomtatott panel lefelé és oldalt is kihajtható. A komplett kezelőegység, mely a kezelógombokat, potmétereket, kapcsolókat, csatornaválasztót (tunert), csatlakozókat, redőnyt, zárat és hangszórót tartalmazza, két műanyag kar elfordítása után (hátra) másodpercek alatt kiemelhető, és így minden alkatrészhez könnyen hozzáférhetünk.

## A készülék műszaki adatai a következők:

Mérete: 54×40×20 cm + hátlap 12 cm, Súly: kb. 20 kg,

Hálózati feszültség: 220 V ± 10%,

Teljesítményfelvétel: kb. 140 W,

Hangszóró: 1 db ovál

## Csővek:

A 47-17W képcső

PCH 200 szinkronjellelválasztó és erősítő

PCL 86 hangfr. erősítő és végcső

PCL 85 képtérfítő multivibrátor végcső

ECH 84 soroszcellátor és meghajtó

PL 500 sorvégcső

PY 88 boosterdióda

DY 86 nagyfesz. egyenirányító

## Tranzisztorok:

AF 139 UHF előerősítő (a tunerban)

AF 139 UHF oszcillátor (a tunerban)

AF 109 VHF előerősítő (a tunerban)

AF 106 VHF oszcillátor (a tunerban)

AF 106 VHF keverő és UHF ki erősítő (a tunerban)

AF 200 KF erősítő (szabályozott)

AF 201 KF erősítő

AF 202 KF erősítő

AF 136, 6,5 MHz erősítő és video illesztő

BF 178 video végerősítő

OC 1077 AGC előállító

AC 125 AGC fázisfordító és erősítő

AC 125 AGC fázisfordító és késleltető

AF 136 1 MHz-es oszcillátor

AF 136 6,5 MHz-es KF erősítő és keverő

AF 201, 6,5 MHz-es KF erősítő

## Diódák:

D 1 BY 238 hálózati e. ir.

D 2 BY 236 fűtés e. ir. (helyettesíthető BY 238-al.)

D 3 SZ 512 Zenerdióda, tranzisztor tápfesz. stabilizáló

D 4 OA 1150 tápfesz. e. ir.

D 101 AA 116 video e. ir.

D 103 OA 1161 szinkroncsúcs egy. ir.

D 104 OA 1172 FM demodulátor

D 105 OA 1172 FM demodulátor

D 106 OA 1161 AGC előállító

D 201 OA 1161 fényerő alapfesz. e. ir.

D 202 OA 1162 visszafutás kioltó.

D 203 V 4 OC 2 fázisdemodulátor

Antenna: beépített gömbcsuklós teleszkóp antenna

## Vétel sávok:

VHF I. CCIR és OIRT: 1–5 csatornáig (42,25–93,25 MHz képhordozó).

VHF III. CCIR és OIRT: 6–12 csatornáig (175,25–224,25 MHz képhordozó)

UHF IV–V CCIR és OIRT: 21–69 csatornáig (471,25–855,25 MHz, képhordozó)

Képcsatornaérzékenység: jobb, mint 50 µV

Hangcsatornaérzékenység: jobb, mint 25 µV

Szinkroncsatornaérzékenység: jobb mint 15 µV

Maximális jelszint: 200 mV.

Age szabályozás: 100 µV és 200 mV között a videojel nagysága azonos.

Átviteli sáv: jobb mint 4,3 MHz

Képcsatorna szelektivitás: min. 50 dB a szomszéd kép és hanghordozóra

Kontrasztátfogás: 1:3

Hangfrekvenciás teljesítmény: 1,5 W 2% torzításnál

Hangfrekvencia-karakterisztika: 80 Hz–14 000 Hz-ig 3 dB-en belül

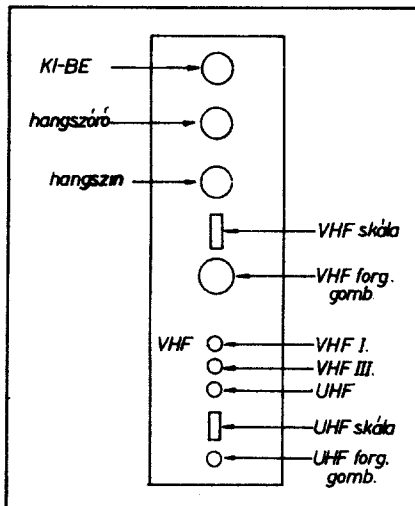
Nagyfeszültség: 17 ± 1 kV

Vízszintes nonlinearitás: ± 8%

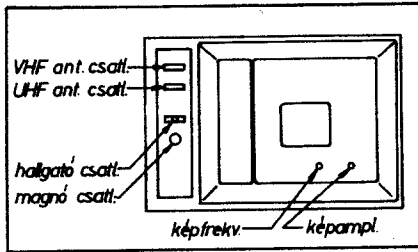
Függőleges nonlinearitás: ± 8%

Szinkronizáció: ± 700 Hz sorszfekven-  
cián, 6 Hz képfrekvencián. A készülék robbanásmentes, 47 cm-es szögletes képcsövet tetszetős ezüst-fekete színű műanyag keretezi, mely egyúttal a készülék előlapja is. Előlről nézve a jobb oldalon, zárható faredőny alatt találjuk a 8 db kezelógombot, melyek a következő feladatokat látják el: (1. ábra)

1. Benyomva, hálózati bekapcsoló; elforgatva fényerőszabályozó.
2. Benyomva, a belső hangszórót lekapcsolja, bármely állásban elforgatva kontrasztszabályozó.
3. Benyomva hangregiszter „szóló” állás, elforgatva hangerőszabályozó.
4. VHF folyamatos csatornaválasztó.
5. VHF I-es sávkapcsoló.
6. VHF III-as sávkapcsoló.
7. UHF sávkapcsoló.
8. UHF folyamatos csatornaválasztó.



1. ábra. Az AT 848 kezelógombjai



2. ábra. Hátsó csatlakozók és kezelőgombok

A káva jobb oldalán felül találjuk a redőny lezárására szolgáló kulcs helyét, alatta az oldalra sugárzó hangszóró kivágását.

Hátulról nézve bal oldalon találjuk a hálózati zsinór rögzítésére szolgáló műanyag tartókat, hátul a kihúzható VHF teleszkópantennát, alatta a speciális kiképzésű VHF, majd UHF antennacsatlakozót, melyek kivágásukkal biztosítják, hogy az antennadugók ne legyenek felcserélhetők. Az antennacsatlakozók alatt helyezkedik el a fülhallgató és a magnetoncsatlakozó. (2. ábra)

A jobb oldalon levő kezelőgombok közül a bal oldali a képfrekvencia, a jobb oldali a képamplitudó beállítására szolgál.

A hátlapra erősítve belül a tartalék biztosíték tartóit találjuk. A hátlapot levéve hozzáférhetünk a nyomtatott panelekhez. A sasszegekkel rögzített két felső lemezugó kioldása esetén a panel lefelé, a két jobb oldali rugó kioldása esetén oldalt kihajtható, így bármelyik alkatrészhez nagyon könnyen hozzáférhetünk. Mindhárom rugó oldása esetén a csatlakozók kihúzása után a panel kiemelhető, s így a képső hozzáférhetővé válik.

A kezelőegységen szükséges javításokat úgy végezhetjük el, hogy az egység alsó és felső részénél levő műanyag karokat kipattintjuk, a felső rögzítő műanyag lapot kihúzzuk, s az egységet hátrafelé kiemeljük.

### A működés ismertetése:

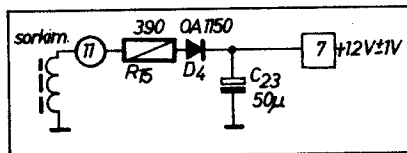
A Ducati gyártmányú, kombinált tunerről a jelet a C 103 68 pF-en vezetjük a hídszivóba.

A szomszéd hang és a szomszédkép-vívőre (30,9 és 40,4 MHz) hangolt szivókörök leszívását a híd másik ágába kötött P 101 1 kohm-os trimmerrel tudjuk beállítani. Az I-es KF szekundertekercséről a C 104 és C 160 kondenzátorok által alkotott kapacitív osztón keresztül adjuk a jelet az AF 200 tranzisztor bázisára. A készülékben a tranzisztorok földelt emitterű kapcsolásban dolgoznak. (3. ábra)

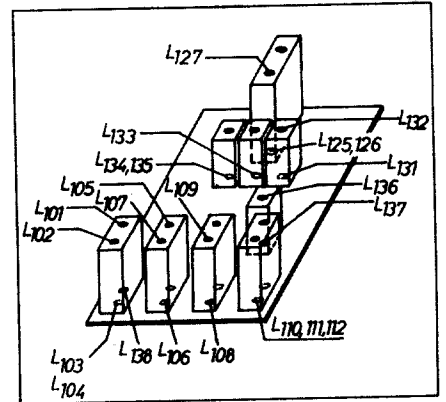
A tranzisztor bázisfeszültségét az age erősítőtől kapja az R 102 és R 103 ellenállások alkotta osztón keresztül (3,3 és 4,7 kohm). Az emitterfeszültségét az R 104 1,2 kohm állítja be, és a C 105 2,2 nF hidegíti. A kollektorról az R 158 150 ohm-on csatlakozunk a II. KF transzformátorra. Ide csatlakozik 4 pF-en keresztül a 33,4 MHz-re hangolt saját hangszívó is (L 105, C 106)

A II. KF szekunderéből csatlakozunk az AF 201 bázisra. Ez a fokozat AGC szabályzást nem kap, a bázisoztó felső tagja a 12 V-os tápfeszültségre van kötve. Ez a fokozat működésében és felépítésében megegyezik az előző KF fokozattal. A fokozatok felépítése és beállítása olyan, hogy neutralizálásra nincs szükség.

A harmadik KF erősítőként alkalmazott AF 202-es tranzisztor AGC szabályzást természetesen szintén nem kap. A fokozat neutralizálását az L 112 csatoló-



4. ábra. AF 202 tápfeszültség ellátása



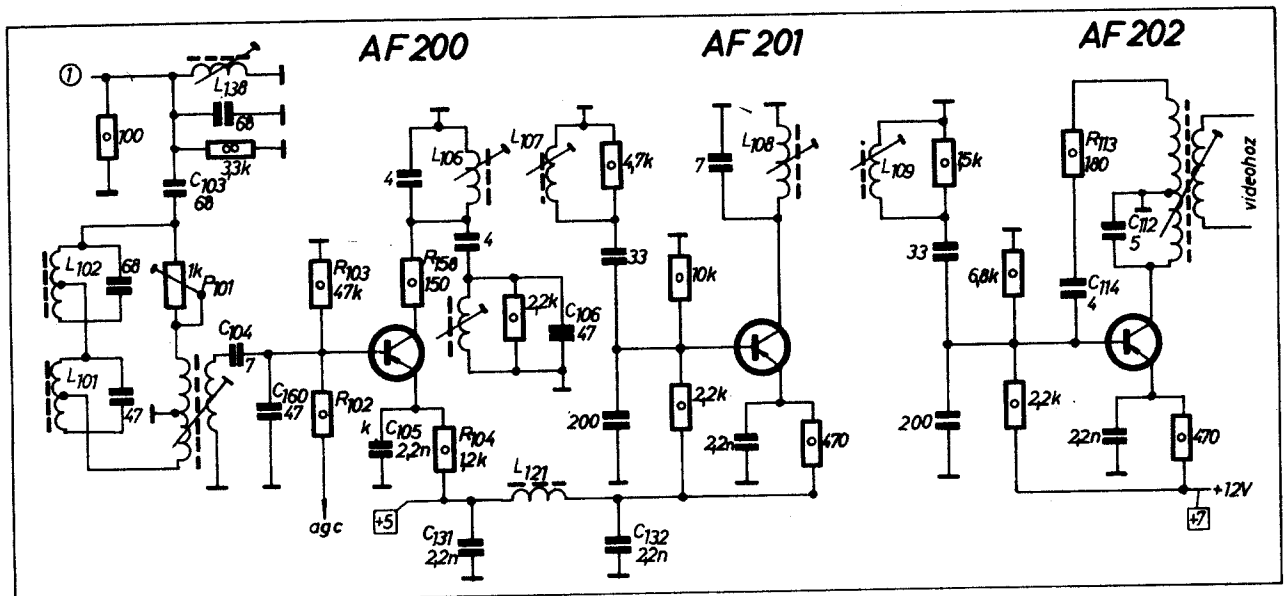
5. ábra. KF-ek elhelyezése

tekercsről kapott feszültség, valamint az R 113 180 ohm és C 114 4 pF segítségével oldották meg.

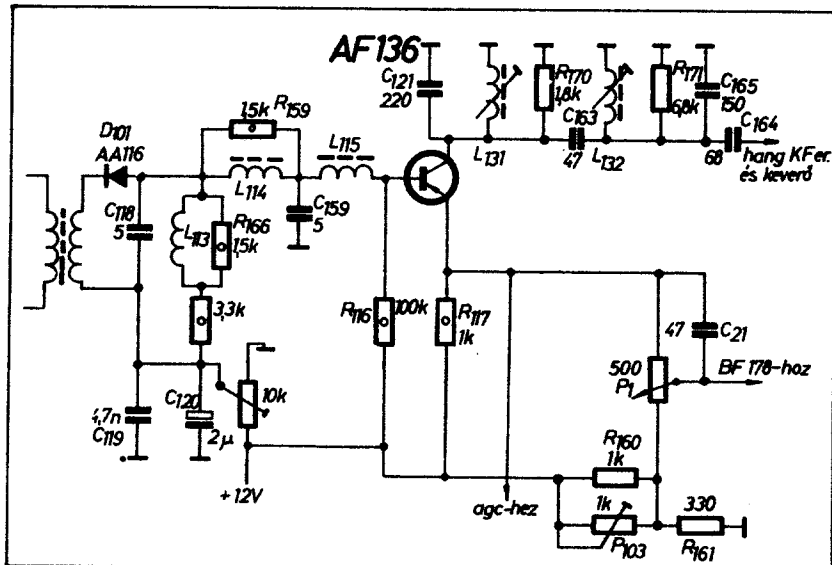
Az utolsó kép KF fokozat tápfeszültségét külön állítja elő a 4. ábrán látható egység, a sorkimenőről biztosított pozitív visszafutási impulzusok egyenirányításából.

A készülék bekapcsolása után a tranzisztorok azonnal kapnak feszültséget, és teljes erősítéssel dolgoznak, mivel AGC szabályozás ilyenkor még nincs. Az AGC előállításához ugyanis a sorvégfokozatból a sorvisszafutási impulzusok szolgáltatók jeleket. (Lásd később!!!) Ennek következtében a BF 178 tranzisztor túlvezérlődik, és tönkremehet. Mivel azonban a sorvégfokozat bemelegedése előtt nem csak age nincs, hanem az AF 202 sem kap tápfeszültséget, így nem erősít, s ezért a BF 178 sem kap videójelet, tehát nem vezérlődhet túl. Ezzel egyúttal a bekapcsolási brumm jelentkezése is megszüntethető.

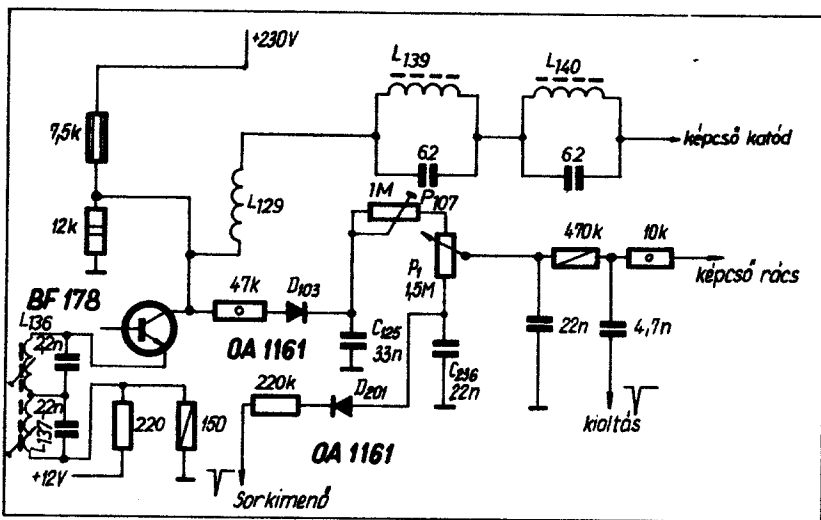
A KF-ek elhelyezkedését az 5. ábrán láthatjuk.



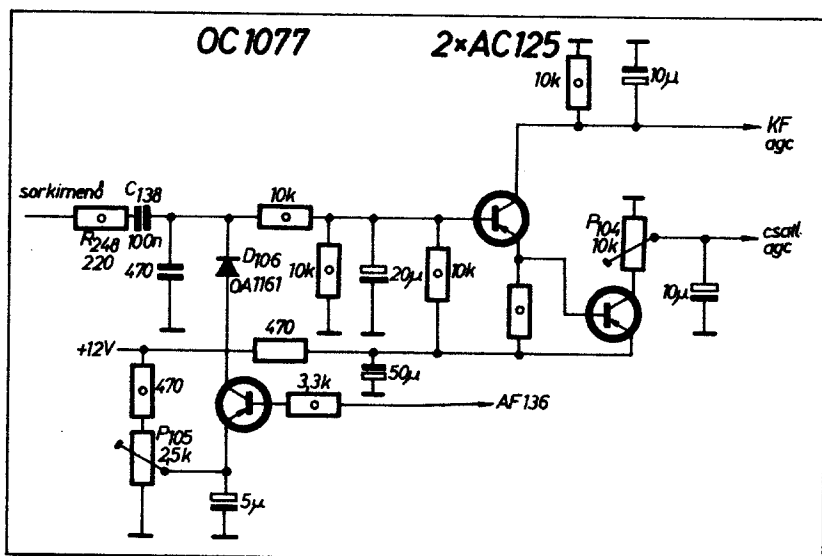
3. ábra. A KF fokozat kapcsolása



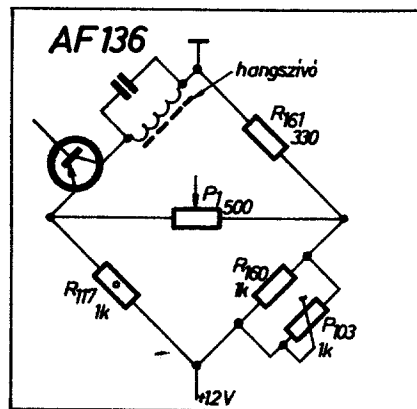
6. ábra. Videodemodulátor és előfokozat



8. ábra. Videoerősítőfokozat



9. ábra. AGC előállító kapcsolás



7. ábra. A kontrasztszabályozás kapcsolása

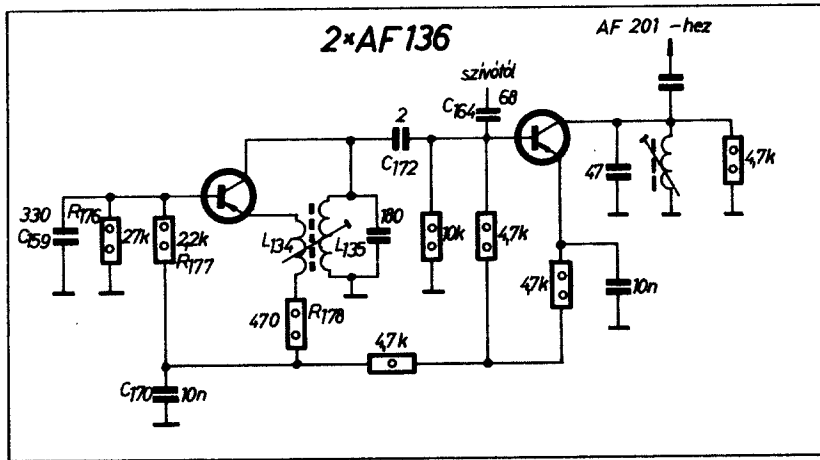
A videodemodulátorfokozatban az AA 116 dióda által demodulált feszültséget az L 114 kompenzáló tekercsen és az L 115 fojtón keresztül visszük a videoerősítő, illetve az illesztő AF 136 tranzisztor bázisára.

A bázisfeszültséget a P 102 10 kohmos trimmer segítségével állítjuk be. A 6. ábrán látható a fokozat kapcsolási rajza. Az AF 136 kollektorkörében találjuk a C 121 220 pF-ből és L 131-ből álló 5,5 MHz-re illetve C 165 150 pF-ből és L 132-ből álló 6,5 MHz-re hangolt hangszívót.

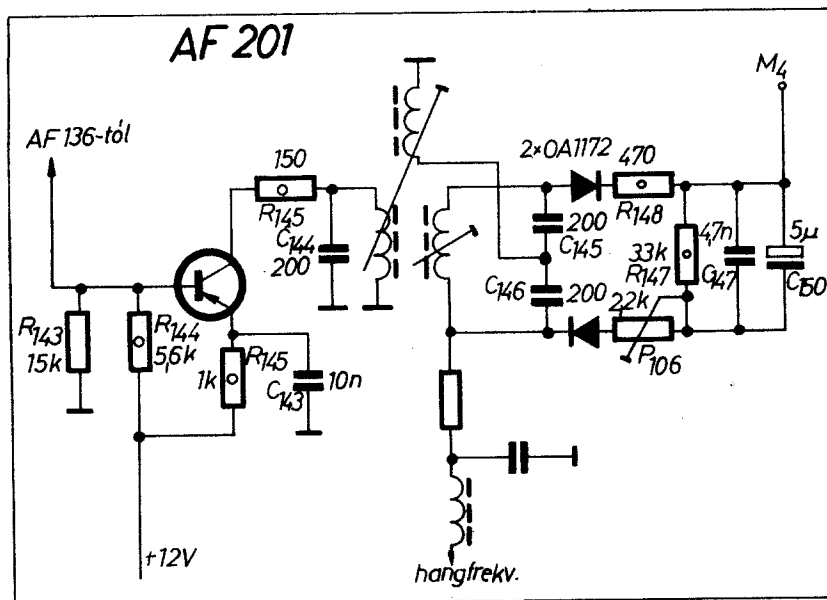
Az emittorról vesszük tovább a jelet a kontrasztpotméteren keresztül a videoerősítő BF 178 tranzisztor bázisára. A P<sub>1</sub> pozíciószámú kontrasztpotméter tulajdonképpen a 7. ábrán látható hid két pontja között helyezkedik el. A hid kiegyenlítése esetén, mikor az R 161 330 ohm és P 103 potméter közös pontján ugyanakkora a feszültség, mint az AF 136 emittérén, a kontrasztpotméter bármilyen állásában azonos egyenfeszültség kerül a BF 178 bázisára, a tranzisztor egyenfeszültségű beállítása tehát nem változik, míg a bázisra jutó videojel nagysága a potméter beállításától és az osztót alkotó tagok nagyságától függ. Ez annyit jelent, hogy lehetséges a P 103 1 kohm-os trimmerpotméter olyan beállítására, mikor a kontrasztpotméter csavarására a fényerő egyáltalán nem, csak a kontraszt változik. (Ezzel a kapcsolással elérhető az is, hogy a készülék kontrasztszabályozással a feketesíntet tartsa azonos szinten. A P 103 ilyen beállításánál, mely kevésbé tetszetős az előzőnél, kontraszt növelésére a feketesínt megtartása mellett a fehér részletek erősödnek, tehát az átlagfényerő növekszik!)

A tranzisztor tápfeszültségét a +6 jelzésű 230 V-os feszültségről kapja a R 122 7,5 kohmból és R 121 12 kohm-ból álló feszültségosztóról, melyek párhuzamos eredője egyáltalán mint video munkaellenállás szerepel. (8. ábra) A kollektorról egy soros L 129 kompenzálótekercsen és L 139-C 183 valamint L 140-C 182 5,5 illetve 6,5 MHz-re hangolt párhuzamos rezgőkörön keresztül jut el a videojel a képcső katódra. A rezgőkörök szerepe a két említett frekvencia kioltása. Jelenlétük ugyanis enyhé „grízességet” okozna a képernyőn.

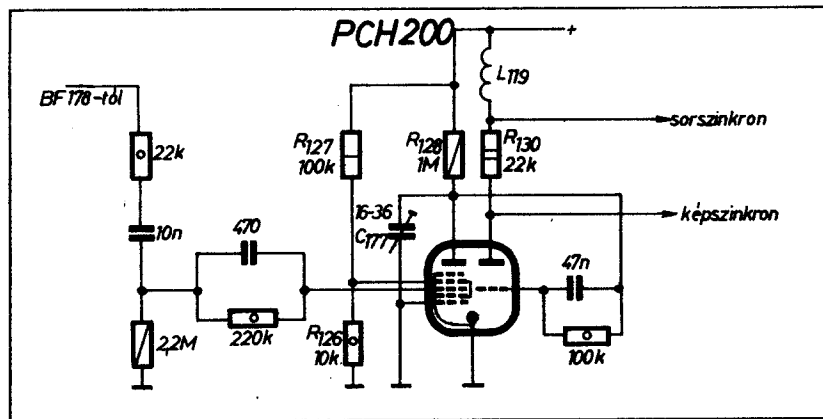
Ugyancsak két párhuzamos rezgőkör



10. ábra. 1 MHz-es oszcillátor és keverő



11. ábra. Hang KF és árány - detektor



12. ábra. Szinkronleválasztó

találunk a BF 178 emitterkörében, ugyan-  
ezen frekvenciákra hangolva. Rezonancia-  
frekvenciákon nagy ellenállásként szere-  
pelve az emitterkörben nagy negatív  
visszacsatolást hozva létre, szintén az  
erősítést csökkentik.

Mint a készülék kapcsolási rajzából  
láthatjuk, a videodemulátordiódától  
a képcső katódig teljesen galvanikus a  
csatolás, a demulátordiódán keletkező  
egyenfeszültségváltozás teljes mértékben,  
megfelelően erősítve a képcső katódra  
kerül. Mivel a készülék AGC szabályozása,  
melyet később tárgyalunk, rendkívül  
hatásos, egészen kis jel vétele esetén  
nagyjából akkora a szinkronjelek nagy-  
sága, mint a maximális bejövő jelnél, s az  
egyenáramú beállítása a BF 178-nak a  
kontrasztaszabályozástól nem függ, mint  
azt az előzőekben láhattuk, a videovég-  
tranzisztor kollektorán, így a képcső  
katódján, közel azonos pozitív feszültség  
található, mely a fényerőpotméter állásá-  
tól függ, de meghatározott nagyságú fény-  
erőt biztosít. Az adás véget érése esetén  
vagy üres csatornára kapcsolva azonban,  
mivel ilyenkor a demulátordiódán  
semmi egyenirányított negatív feszültség  
nem keletkezik, az AF 136 bázisán –  
és emitterén – a feszültség pozitívabbá,  
a BF 178 kollektorán negatívabbá válik.  
Az erősen lecsökkent katódfeszültség kö-  
vetkeztében a fényerő kellemetlenül me-  
gnöve, erősen felvillanna a képcső, a me-  
gnövekedett sugáráram káros lenne a  
képcsőre, ha ennek csökkenéséről egy kap-  
csolás nem gondoskodik.

A sorkimenőtől negatív impulzusokat  
adunk a P 201 dióda katódjára. A dióda  
ezt egyenirányítja s így a dióda anódján  
kb. – 40 V feszültség keletkezik, ez kerül  
a P 1 jelzésű fényerőpotméter alsó  
pontjára.

A BF 178 kollektorán levő videójelet,  
melynek pozitív maximuma a sorszinkron-  
jel, egyenirányítja a D 103 dióda, s így  
a C 125 33 nF-os kondenzátoron a  
pozitív maximumnak megfelelő feszültség  
jelenik meg. Ez a feszültség jut a P 107  
1 Mohmos alapfényerőbeállító potméte-  
ren keresztül a P 3 1 Mohmos fényerő-  
potméterre, s ezen keresztül – leosztva –  
a képcső rácsra. Üres csatornára kapcsolta  
szinkronjel és képtartalom nincs, a D 107  
dióda katódján is tehát csak a lecsökkent  
egyenfeszültség jelenik meg, ezért a fény-  
erő nem tud megemelkedni.

Az AT 848 készülékben is, mint minden  
korszerű televíziókészülékben, úgyneve-  
zett impulzált AGC kapcsolást alkalmaz-  
tak. A kapcsolás lényege: Az AGC-t elő-  
állító tranzisztor, illetve dióda a sor-  
kimenő egyik leágazásáról (9. ábra) kap  
negatív visszafutási impulzusokat. Mivel  
a sorvisszafutás a szinkronjel érkezésével  
azonos időben történik, és videójelel  
vezéreljük a tranzisztor, ezért a keletkező  
AGC nagysága csak a szinkronjelek meg-  
határozott, és a képtartalomtól független  
értékétől fog függeni. Így a külső zava-  
rokra is csak a visszafutási idő alatt,  
mely a soridő mintegy 20%-a, lesz érzé-  
keny a készülék.

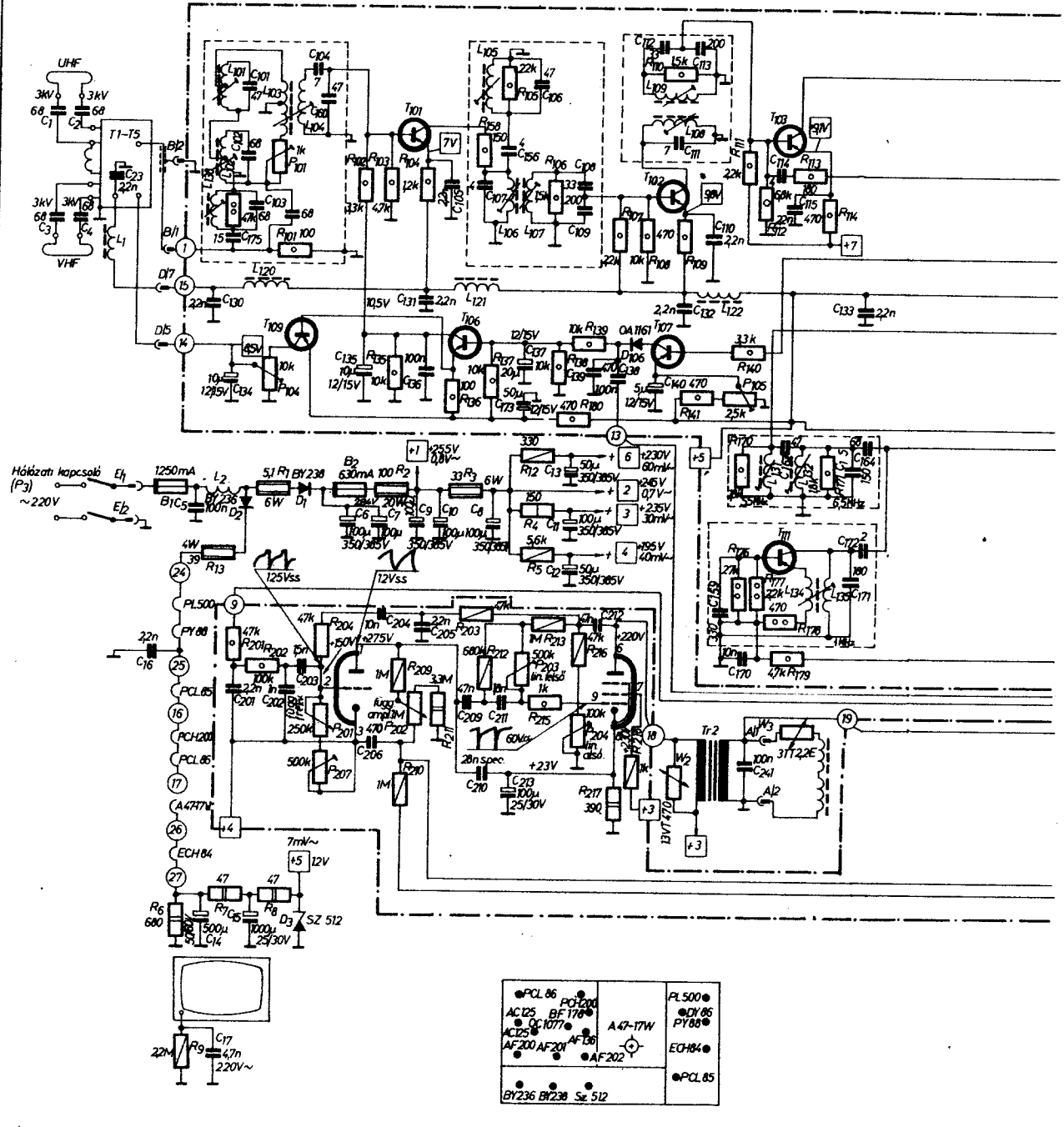
Az OC 1077 bázisára az R 140 3,3  
kohmon keresztül az AF 136 emitteréről  
negatív polaritású videójel kerül, emitter-  
feszültségét pedig az R 141 ohmból és  
P 105 2,5 kohmos trimmerpotméterből  
álló feszültségosztóval állíthatjuk be.

AF200  
2xAC125

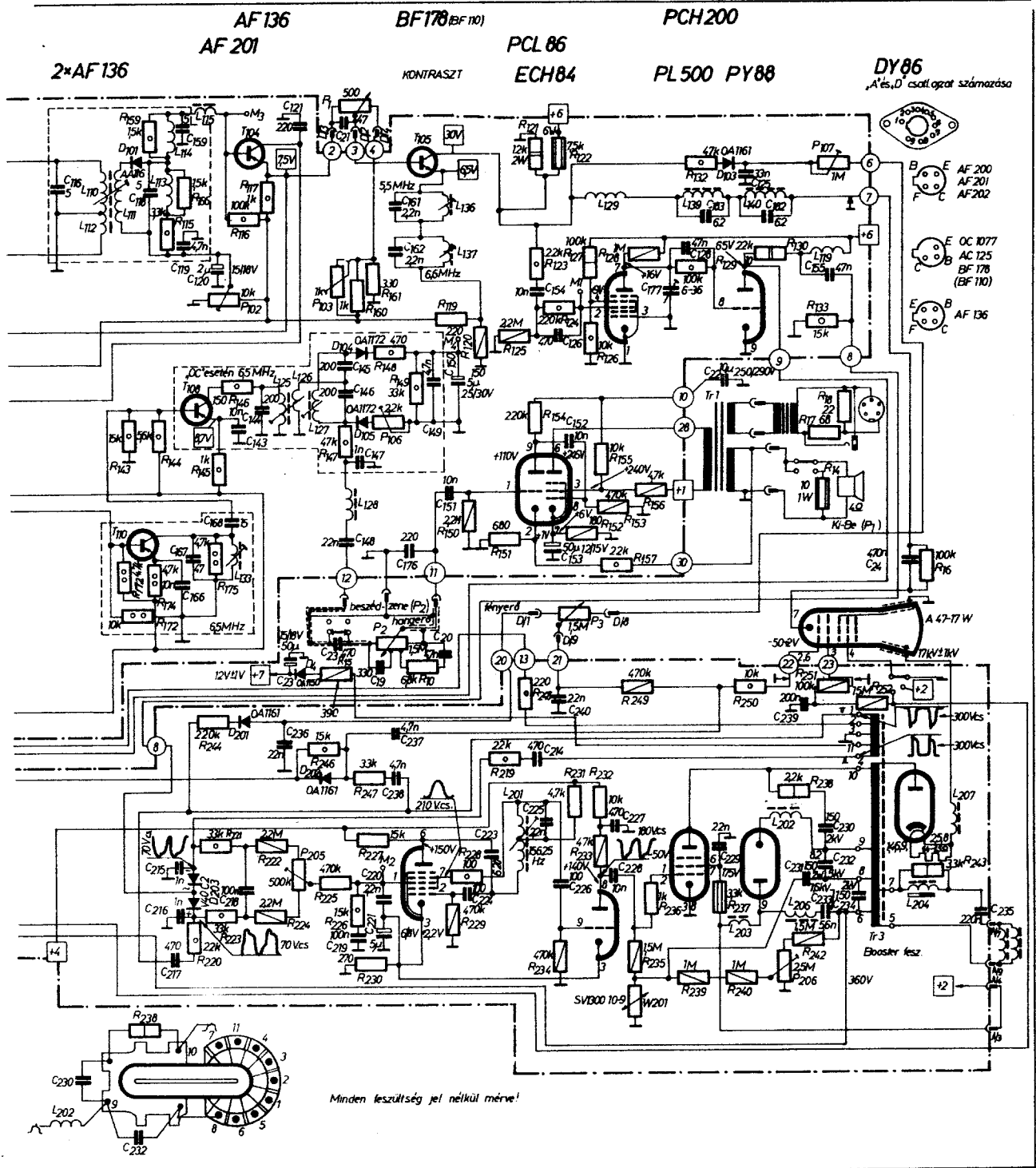
AF201  
OC1077

AF202

PCL 85

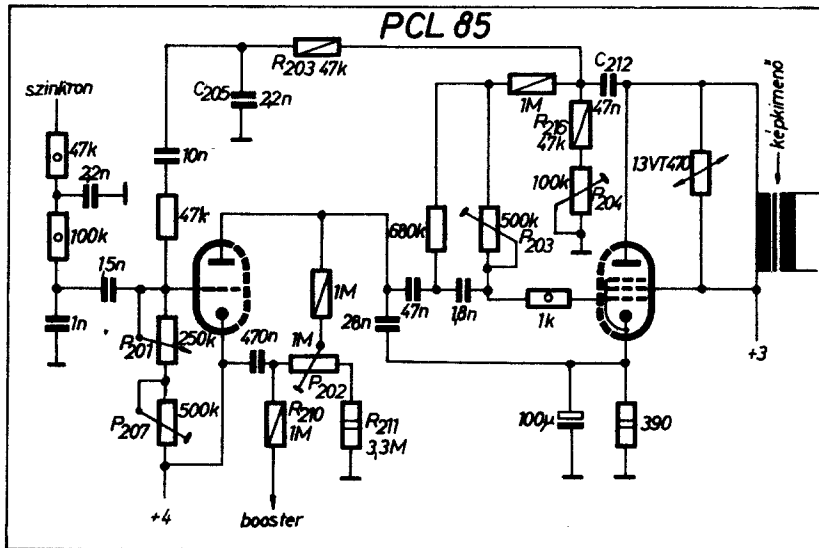


● PCL 86	● PCL 201	● PL 500
● AC 125	● BF 178	● DY 06
● OC 1077	● A 47-17W	● PY 88
● AC 125	● AF 201	● ECH 84
● AF 200	● AF 202	● PCL 85
● BY 236	● BY 238	● Sz 512

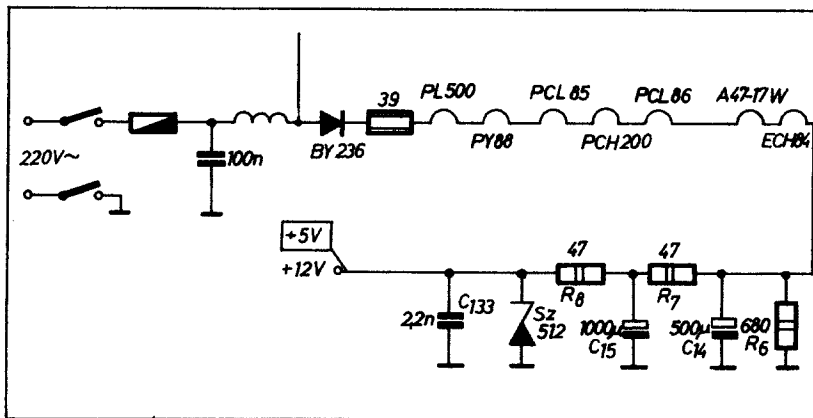


kapcsolási rajza





13. ábra. Képetterítő fokozat



14. ábra. Csőfűtőlánc és tranzisztorok tápfeszültsége

I. MENETSZÁMTÁBLÁZAT:

Megnevezés	Kivezetés	Menetszám	Átmérő mm	Megjegyzés
Sorkimenő	1-2	31	0,22	
Sorkimenő	2-3	9	0,22	
Sorkimenő	3-11	7	0,22	
Sorkimenő	11-4	33	0,22	
Sorkimenő	5-6	60	0,22	
Sorkimenő	6-7	94	0,22	
Sorkimenő	7-8	106	0,22	
Sorkimenő	8-9	470	0,22	
Sorkimenő	9-10	170	0,22	
Sorkimenő	nagyf. tek.	1230	0,1	
Hangkimenő	primer	2650	0,13	
	sec. I.	79	0,65	
	sec. II.	100	0,13	hangszóróhoz illesztőtrafóhoz
Képkimenő	primer	3000	0,16	
	sec.	175	0,5	
Hálózati zavarssűrűtőtekercs		360	0,5	
Soroszeillátortekercs	1-2	1700	0,1	
	2-3	2300	0,1	

A negatív impulzusokat a D 106 dióda egyenirányítja. Katódján attól függő nagyságú pozitív feszültséget találunk, hogy az OC 1077 tranzisztor mennyire nyit ki.

Nagyobb térerő esetén az AF 136 emitterén negatívabb és nagyobb videójel jelenik meg, ez az OC 1077-et jobban nyitja, s a dióda katódján pozitívabb egyenfeszültség keletkezik. Ez a feszültség jut megfelelő osztáson keresztül (R 138-R 139) az AC 125 bázisára. Az idejutott feszültségváltozás fázisát a tranzisztor megfordítja (és erősíti).

A készüléken tehát a kis bejövő jelnél találunk nagyobb - pozitív - AGC feszültséget, nagyobb bejövő jel esetén pedig kisebbet. Az első AC 125 emitteréről kap - tehát fázisban nem megfordított - jelet a második AC 125, mely a csatornaváltó tuner AGC feszültségét biztosítja. A csatornaváltó AGC feszültségét a P 104 potméterrel tudjuk beállítani.

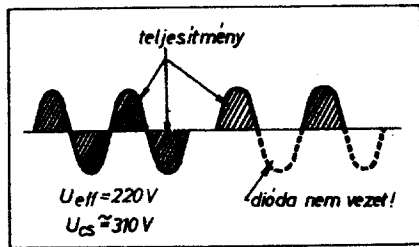
A 6. ábrán a videodemodulátorfokozat ismertetésénél találjuk a készülék két-normás hangszívásának kapcsolását. Az 5,5 illetve 6,5 MHz-es jel tehát a C 164 68 pF-en keresztül csatlakozik a keverőként működő AF 136 bázisára.

Az 1 MHz-es oszcillátor kapcsolása a 10. ábrán látható. Az oszcillátortekercs (L 135) az AF 136 kollektor, a csatoló (L 134) az emitterkörében van. Ezt csillapítja a soros R 178 470 ohmos ellenállás. A bázisfeszültséget egy 2,2 kohm és egy 27 kohmból álló osztó állítja be, is a C 159 330 pF hidegtíti. Az 1 MHz-es jel a C 172 2 pF-en jut a keverő AF 136-ra. A hang KF és aránydetektor egyaránt az OIRT normának megfelelő 6,5 MHz-re van hangolva. A hang KF-ről a C 168 15 pF-on keresztül kerül az FM hangjel az AF 201 tranzisztorra, amelynek kollektorkörében elhelyezett aránydetektor a szokásos kapcsolásban dolgozik. A megszokottól csupán annyiban tér el, hogy a mérőponton pozitív feszültség található a fordítva bekötött diódák következtében. (11. ábra)

Az aránydetektorról a hangfrekvenciás jelek egy 47 kohm és 1 nF-ből álló deemfázistagon keresztül jutnak a hangrőpotméterre. Itt találjuk a hangregisztert, melynek bekapcsolásakor a HF csatoló-kondenzátorral 470 pF kapcsolódik sorba. A PCL 86-al működő hangfrekvenciás fokozatban a trióda 680 ohmos katód-ellenállásra csatlakozik a hangkimenő szekundertekercséről a negatív feszültség-visszacsatolást biztosító R 157 22 kohmos ellenállás. A kimenőtrafó kettős szekundertekercsének egyike a 4 ohmos oválhangszóróra csatlakozik. A hangszóró a kontrasztszabályozó gomb benyomásával lekapcsolható, ekkor egy 10 ohmos ellenállás kapcsolódik a kimenővel párhuzamosan. A másik szekundertekercsre kötvé találjuk a 4000 V szigetelésű leválasztótrafót, melynek kis ohmikus szekunderére fülhallgatókivezetést csatlakoztathatunk vagy róla magnófelvételt készíthetünk.

Magnófelvétel céljaira a jelet egy 68 ohm - 22 ohmból álló osztóról kapjuk, hogy a régi típusú magnók első fokozata ne vezérlődjön túl.

A szinkronleválasztó PCH 200-as csővel működik. Mint a 12. ábrán látható kapcsolási rajzból követhetjük, a videójel a BF 178 kollektoráról egy 22 kohmos



15. ábra. Félhullámú fűtés

ellenálláson és 10 nF-os kondenzátoron keresztül csatlakozik a zavarkiejtő 220 kohm 470 pF-os RC tag után a cső harmadik rácsára. (Az első rács a panelra van kötve.) A cső segédrácsfeszültségét 100 kohm 10 kohmból álló osztó biztosítja. A nagyrértékű (1 Mohm) anódmunka-ellenállásról, ahol már a leválasztott szinkronjeleket találjuk, jut a jel a szinkronerősítő trióda rácsára. (A heptóda anódkörében levő C 177 trimmerkondenzátorral a sor fázishelyzete állítható.)

A képtelértírt fokozat szinkronizálására a PCH 200 trióda anódjáról vesszük le a jeleket, a sor AFC fokozat részére pedig a trióda anódkörében elhelyezett ún. differenciálótekercsről. (L 119)

A képkimenőn levő impulzusokat a C 212-R 216-P 204 tagokkal differenciáljuk, (ugyanazt a differenciált jeleket használjuk fel a végfokozat megfelelő vezérlőjelének kialakításához is), majd az R 203 és a C 205 tagokkal integráljuk, s ez kerül a trióda rácsra. (13. ábra)

A trióda katódja a jól szűrt + 4-es pontra van kötve, ahonnan kb. 200 V-ot kap, anódja pedig a boosterfeszültségből az R 210, P 202, R 211 álló osztóról kap feszültséget. Ennek következtében a hálózati feszültségváltozásokra nagyon kevésbé érzékeny a fokozat, hiszen a cső katód és anódfeszültsége körülbelül egyforma mértékben növekszik, vagy csökken. A vizsgálatoknál ne feledjük figyelembe venni, hogy a cső valóságos anódfeszültsége kb. 200 V-al kisebb (katódpotenciál) a mért értéknél.

A képpamplitúdó nagyságát a trióda anódfeszültségváltoztatásával, a P 202 potméter állításával változtathatjuk, a képfrekvenciát a rácskörj RC tag időállandójának változtatásával, a P 207 potméterrel állíthatjuk be.

A képkimenő primerrel párhuzamosan kapcsolódó 13 VT 470 típusú VDR ellenállás a kimenőn keletkező impulzusok nagyságát csökkenti, a szekunderrel sorbakötött 3 TT 2,2 E NTK pedig a melegezés következtében létrejövő eltérítőáramcsökkenést, amit a kimenő és eltérítő ohmikus ellenállásnak növekedése okoz, egyenlíti ki. A kimenő szekunderéről az ismert kapcsolással juttatjuk a visszafűtésioltó jeleket a képcső rácsára a D 202 OA 1161 diódán és a C 237 4,7 nF-on keresztül. (A sorkioltójeleket a sorkimenőről az R 247-C 238 tagokon keresztül adjuk a rácsra.)

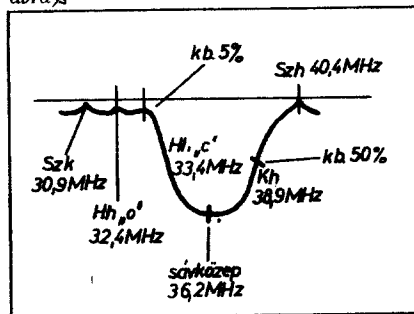
A készülék sor AFC soroszillátor, meghajtó és sorvégfokozatát külön nem rajzoljuk ki.

A sorkimenőről visszavezetett pozitív és negatív impulzusokat, valamint a differenciált sorszinkronjeleket egy D 203

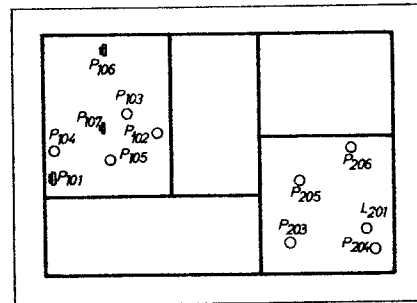
pozíciójánál kettős szelvényirányítóra kapcsoljuk. A kapcsolás kimenetén a frekvencia, illetve fáziseltéréstől függő pozitív, vagy negatív egyenfeszültséget kapunk, amit az ECH 84 3-ik rácsára kapcsolunk. A cső katód-rács-segédrács-rendszere oszcillátorként működik, s ennek frekvenciáját reaktanciacső kapcsolásként tudjuk változtatni a harmadik rácsra kapcsolt feszültséggel. A segédrácsra levő szinuszfeszültséggel vezéreljük a cső triódarészét, melynek anódján megjelenő torzított impulzusok a PL 500 rácsára jutnak.

A sorvégfokozat a megszkott kapcsolásban működik, a fokozatot a visszavezetett jel és előfeszített VDR ellenállás segítségével stabilizáljuk.

A készülékben a „P” sorozat csöveit alkalmazva a képcsővel együtt 7 cső fűtéséről szükséges gondoskodni. A 7 cső fűtőfeszültsége azonban nem éri el a 220 V hálózati feszültséget, tehát ezt valami módon csökkenteni kell. Veszteség nélkül ezt úgy lehetséges megoldani, hogy a fűtőlánccal sorba egy diódát kötünk. A dióda csak a pozitív (vagy - bekötéstől függően - negatív) félperiódusokban vezet, így minden második félperiódus kimarad, s a csöveket gyakorlatilag „fél feszültséggel”, pontosabban félperiódusokban fűtjük (14. és 15. ábra).



16. ábra. Kép KF átviteli görbe



17. ábra. Trimmerpotméterek elhelyezése

A félhullámú fűtőlánc alsó pontján R 6 pozíciójánál 680 ohmos ellenállást találunk. Az ezen létrejövő - egyenirányított - feszültséget a 14. ábrán látható módon szűrjük egy 500, majd 1000 µF-os kondenzátorral, majd stabilizáljuk egy SZ 512, 12 V-os zenerdióddal. Az így kapott 12 V feszültség biztosítja tranzisztorttal felépített fokozatok áramellátását.

### Beállítások és hangolások:

#### Boosterfeszültség beállítása:

Lecsavart fényerőnél a boosterpontra (C 233 56 nF és R 242 1,5 Mohm közös pontja) 780-840 V feszültséget állítunk be a P 205 2,5 Mohm-os potméterrel.

#### Képszinkron beállítása:

Állítsuk be a normális képpamplitúdót a P 202 1 Mohm-os potméterrel, a képlinearításokat, majd a képfrekvenciát a P 207 500 kohmos potméterrel úgy, hogy a kivezetett P 201-el a képet mindkét irányban ki lehessen ugratni.

#### Sorszinkron beállítása:

Zárjuk panelra az ECH 84 harmadik rácsát (1-es csőláb), állítsuk be a soroszillátor vasmagját úgy, hogy a sor „éppen lebegjen”, szabadítsuk fel a rövidzárt, majd zárjuk panelra a PCH 200

### II. MENETSZÁMTÁBLÁZAT:

Poz. szám	Menetszám	Átmérő mm	Megnevezés
L 101	7,75	0,8	40,4 MHz szívó
	3,25	0,8	40,4 MHz szívó
L 102	6	0,8	30,9 MHz szívó
	2,25	0,8	30,9 MHz szívó
L 103	3+3	0,15	Hídshivó pr.
L 104	15	0,3	Hídshivó szek.
L 105	10	0,3	33,4 MHz szívó
L 106	14	0,25	II. KF pr.
L 107	8	0,25	II. KF szek.
L 108	14	0,25	III. KF pr.
L 109	8	0,25	III. KF szek.
L 110	16	0,25	IV. KF pr.
L 111	16	0,25	IV. KF szek.
L 112	2	0,25	video komp.
L 113	160	0,1	fojtó
L 115	52	0,12	fojtó
L 117	205	0,1	video komp.
L 125	23	0,15	aránydet. pr.
L 126	9	0,15	aránydet. tercier
L 127	50	0,25	aránydet. szek.
L 129	135	0,1	video komp.
L 131	20	0,15	5,5 MHz szívó
L 132	20	0,15	6,5 MHz szívó
L 133	32	0,15	6,5 MHz kf.
L 134	10	0,25	oszc. csatoló (MHz)
L 135	125	0,15	oszc. hangoló
L 138	8,75	0,8	32,4 MHz szívó

harmadik rácsát (2-es csőláb), s a P 205,500 kohmos trimmerpotmétert állítjuk be úgy (lassan), hogy a sor ismét „lebegjen”, majd távolítsuk el a rövidzárt.

#### Videó és AGC beállítás:

1. Üres csatornára állva a P 104 potmétert állítjuk úgy, hogy csúszkáján +9 V-ot mérjünk.

2. Zárjuk panelra az AF 202 tranzisztor kollektorát, csavarjuk fel teljesen a kontrasztpotmétert, műszerrel lépünk a BF 178 tranzisztor kollektorára, majd a P 102 10 kohmos trimmert állítjuk úgy, hogy a műszer +30 V-ot mutasson.

3. Az előző rövidzár eltávolítása után kapcsoljuk adásra a készüléket, majd a P 105 2,5 kohmos trimmert úgy állítjuk be, hogy a készülék legkontrasztosabb képet adjon, de a kép ne vezérlődjön túl. (Ha oszcilloszkóp áll rendelkezésünkre, a potmétert úgy állítjuk be, hogy a képcső katódra kapcsolt oszcilloszkóp ernyőjén a videójel maximális legyen, de sem alul, sem fölül ne torzuljon.)

4. Állítjuk be a P 103 1 kohmos trimmert úgy, hogy a kontrasztpotméter le és felcsavarására a fényerő ne változzon.

5. Kapcsoljuk üres csatornára, és a P 104 potmétert először lecsavarva állítjuk vissza addig, amíg a képernyőn látható zaj megjelenik, illetve legerősebb lesz.

#### Kép KF hangolás:

A kétnormás készülék KF fokozatát CCIR norma szerint kell behangolni.

Ennek megfelelően:

Képhordozó: 38,9 MHz

Hanghordozó: „C”: 33,4 MHz

Hanghordozó: „O”: 32,4 MHz

Sávközép: 36,2 MHz

Szomszédképszívó: 30,9 MHz

Szomszédhangszívó: 40,4 MHz, mint a 16. ábra mutatja.

A hangolás menete a következő:

Oszcilloszkóppal 47 kohom keresztül lépünk az M 3 mérőpontra, zárjuk rövidre az L 108 és L 109 tekercseket (a III. KF trafó primer és szekundertekercsét), 200 pF-os csatolókonduktáron keresztül lépünk az AF 202 tranzisztor bázisára sweep generátorral, majd az utolsó KF-et hangoljuk, úgy, hogy megközelítően harangalakú görbét kapjunk, melynek sávészélessége kb. 5,5 MHz, maximuma pedig sávközépen 36,2 MHz-en van.

Vegyük le a rövidzárt az L 108 és L 109-ről és tegyük rá az L 106 és L 107 tekercsekre (II. KF trafó). 200 pF-on keresztül lépünk az AF 201 tranzisztor bázisára a sweep generátorral, majd a III. KF-et hangoljuk az előzőhöz hasonló alakúra. (Természetesen itt a sávészélesség már kisebb lesz.)

Vegyük le a rövidzárt az L 106 és L 107-ről és zárjuk rövidre az L 104 tekercset. (Hídszívó szekunder.) Lépjünk 1 pF-on keresztül az AF 200 bázisára,

hangoljuk a II. KF-et az előzőkhöz hasonlóra, majd állítsuk be az L 105 szívót 33,4 MHz-re.

Vegyük le a rövidzárt az L 104-ről, a VHF sávra kapcsolt csatornaválasztó antennabevezetését zárjuk rövidre, csatlakozzunk 1 pF-on keresztül sweep generátorral a tuner mérőpontra (oldalával nézve a bal felső sarokban), majd az L 104 tekercssel állítjuk be ismét a harangalakú görbét. (A tunerban lévő KF hangolásával csak a görbe amplitúdója változik. Ezt állítjuk maximumra.)

Hangoljuk be az L 138 szívót 32,4 MHz-re, majd a hídszívókat az előírt értékre. Állítjuk be (szükség esetén) leszívásukat a P 101 1 kohmos trimmerrel (17. ábra).

#### Hang hangolás:

Állítjuk a készüléket OIRT normájú adás-vételére, csavarjuk el a finomhangolót a homályosabb kép felé (alacsonyabb oszcillátor frekvencia), majd az aránydetektor mérőpontján (M4) pozitív feszültséget mérve hangoljuk a 6,5 MHz-es szívót, majd az aránydetektort maximumra, ezután CCIR adásra kapcsolva először az 1 MHz-es oszcillátort, majd az 5,5 MHz-es szívókat maximumra. (Természetesen ne feledkezzünk meg a P 106 AM elnyomást beállító trimmer minimális zúgásra állításáról sem, az aránydetektor hangolása után.)

A készülékismertetés végén Az I-es és II-es táblázatban a különböző trafók és fojtók stb... menetszámait adjuk meg.

# AZ OLYMPIA TV-VEVŐKÉSZÜLÉK

TC-684 OCU

Batári József, kl. vill. mérnök

A VIDEOTON gyár új gyártmánya a TC 684 OCU Olympia készülék. Ez a dekálcsoves TV-család továbbfejlesztett változata. Képcsöve 59 cm-es képátlójú, 110°-os eltérítésű és robbanásmentes. Elektroncsövei a legmodernebbek, az UHF egységben pedig igen kis zajú tranzisztorok vannak. A káva fából, az előkeret és a hátlap műanyagból készült. A kezelőlap asszimmetrikus elrendezésű.

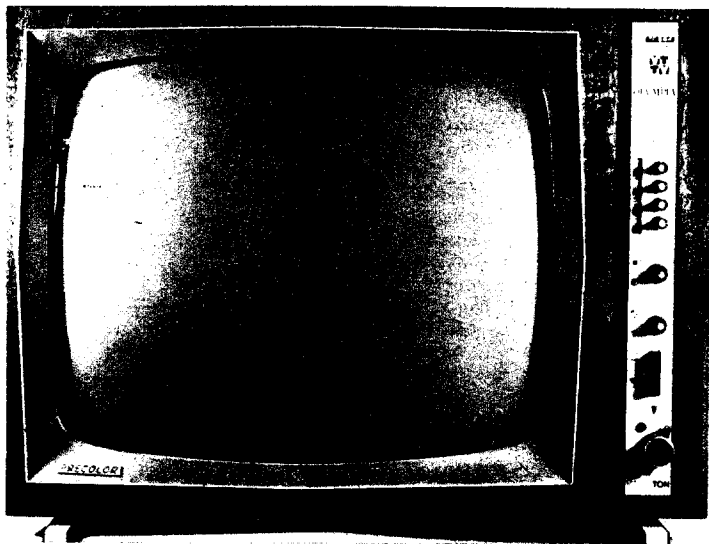
A készülék alkalmas a VHF és az UHF sávban az OIRT és CCIR norma szerinti adások vételére. Tehát vehető vele a színes TV adás, természetesen fekete-fehér képpel és esetleg az UHF sávban sugárzott ún. második program is. Az UHF állomás kiválasztó folyamatos hangolású és négy nyomógombja segítségével 4 állomás programozható. Így a kívánt állomás egy moz-

dulattal bekapcsolható. A VHF csatornaváltó hagyományos felépítésű. Az UHF és VHF vétel közötti átváltás kapcsolóval történik. A két sávnak külön antennacsatlakozója van.

Az elől kivezetett kezelőszervek: potenciométerek, kapcsolók az UHF és VHF csatornaváltók a szerelvényen helyezkednek el. A készülék többi áramköre egy fémkeretben van szerelve. A beállító szervek a készülék hátlapján vannak kivezetve. (Sorrékvencia, képfrekven-

cia, képméret.) A linearitásokat csak a hátlap levétele után lehet beállítani.

A készülék nagy nyomtatott alaplemezen a következő áramkörök vannak: kép KF erősítő AGC, videoerősítő, hang KF erősítő, hangvégfok, szinkronleválasztó, fázisösszehasonlító, soroszcillátor, függőleges eltérítő. A kis alaplemen van az 1 MHz-es oszcillátor és keverő. A sorreltérítő fokozat az árnyékolt ketrecben helyezkedik el.



## Műszaki adatok

1. Méret:	700 × 525 × 390 mm	13. Alkalmazott félvezetők:	1 db OA 1160 2 db OA 1172 3 db OA 1161 1 db AA 118 2 db AF 139
2. Súly:	30 kg	14. Felbontóképesség:	sorirányban 400 függőleges irányban 400 mm, 1,6 MHz
3. Képcső:	A 59-12 W	15. Finomhangoló szabályozás:	
4. Hálózati feszültség:	220 V/50 Hz	16. Nagyfrekvenciás oszcillátor stabilitása:	VHF-nél bekapcsolás után 2—120 perc között az elhan- golódás max. 300 kHz UHF-nél 25 °C-ig max. 500 kHz az elhangolódás
5. Fogyasztás:	170 W	17. Képcsatorna érzékenység:	VHF 100 μV UHF 200 μV
6. Hangszóró:	1 db 120 × 180 mm-es belső mágnescső ovál	18. Szinkronérzékenység:	VHF 50 μV UHF 100 μV
7. Vételsáv:	VHF: 1—12 csatorna OIRT ill. CCIR UHF: 21—68 csatorna OIRT ill. CCIR	19. Maximális jelszint:	150 mV
8. Bemeneti impedancia:	240 ohm szimmetrikus	20. Szomszéd csatorna képelnymás:	40 dB
9. Kezelőszervek:	elől jobb oldalon: programozható UHF adó- váltó fényerő — kontraszt forgató- gombok hangerő—hangszin forgató- gombok UHF kapcsoló hálózati kapcsoló VHF csatornaváltó finom- hangolóval	21. Szomszéd csatorna hangelnymás:	40 dB
10. Automatikus szabályozások:	BY 238 szilíciumdióda	22. Tűkőrzavar elnyomás:	50 dB
11. Hálózati egyenirányító:	1 db PL 500 1 db PCF 189	23. KF zavarérzékenység KF hordozón:	40 dB
12. Alkalmazott elektroncsövek:	1 db PY 38 2 db PCL 80 1 db DY 86 1 db PCL 86 1 db PCL 85 1 db PCL 84 1 db PCF 201 1 db EF 80 1 db PCF 200	24. Kontrasztátfogás:	1:3 — 1:5
		25. AM elnyomás:	30 dB
		26. Hangteljesítmény (k=5%):	1,2 W
		27. Hangfrekvenciás átvitel 1000 Hz-re vonatkoztatva 3 dB pontok között:	Hangszinszab. magas állás 100 Hz-9 —kHz Hangszinszab. mély állás 100 Hz—1,5 kHz ±8%
		28. Sor és képirányú nonlinearitás:	

### A készülék működése és beállítása

A készülékben az egységesített, PCC 189 és PCF 80 csövekkel működő VHF csatornaváltót alkalmaztuk. Ennek leírása már többször megjelent. Kiegészítésként meg kell említenünk, mivel a készülék két-normás, az 1—12 csatorna közül néhány a CCIR szabvány szerinti csatornákra és sáv szélességre van hangolva, újrahangolásnál erre ügyelni kell. A PCF 80 keverőcső rácskörében van egy híd kapcsolású KF becsatlakozás (C 12, C 13), amelyhez az UHF egység KF kimenete csatlakozik.

VHF vételnél az UHF egység nem kap tápfeszültséget, nem működik. UHF vételre történő átkapcsolásnál megszüntetjük a PCC 189 előerősítőt és a PCF 80 triódájának tápfeszültségét, így az oszcillátor leáll. Feszültséget kap az UHF hangoló egység. Ilyenkor a PCF 80 keverőcső (pentóda) KF erősítőként működik. Ez a fokozat kipótolja az UHF egység kisebb erősítését.

Az UHF egység hangolása forgókondenzátorral történik. Behangolásnál jó együttfutásra kell törekedni, tehát az erősítés a sáv szélesség és az átviteli görbe alakja ne változzon jelentősen a teljes sávban végighaladva. (470... 860 MHz)

A behangolás csak az UHF sávban működő vobblerrel történhet és elvégzéséhez jó felkészültség szükséges.

Az antennabemenet szimmetrikus szimmetrizáló nyomtatott áramkörös megoldású. Az előerősítő fokozat AF 139-el működik földelt bázisú kapcsolásban. A második AF 139-es tranzisztor önrezgő keverő. A kimenőjel megegyezik a kép erő-

sítő frekvenciájával. A KF kimenet primer köre az UHF egységben, szekunder köre a kábel végén levő csatlakozódobozban van. Ezeket a kép KF erősítőhöz kell hangolni, úgy, hogy az átviteli görbe feleljen meg az előírásnak.

Az UHF állomáskeresés egy mechanikus programozó hangoló egységgel történik. A benyomott gombot forgatva állítható be az állomás. Így e négy gombbal állítható be a 4 állomás és a megfelelő gomb benyomásával bekapcsolható.

### Kép KF erősítő

Itt a PCF 201 és a PCF 200 dekálcsővek pentóda részeit használjuk fel. A csatornaváltó és a KF erősítő között csatolókábelrel megy a jel. Az első sávzűrő primer köre L 13 a csatornaváltóban, szekunder köre L 105 a PCF 201 rácskörében helyezkedik el.

A szelektivitást hídszívó biztosítja. A hídszívót az R 101 ellenállással lehet kiegyenlíteni. Ennek precíz beállítása szelektivitási mérés közben történhet úgy, hogy a 39,5 MHz-es szívó mérésnél az R 101 helyébe forrasztott potenciométerrel minimális kimenőjelet állítunk be. Ezután a potenciométert le-mérve a hozzá legközelebb eső ellenállásértéket forrasztunk vissza. A kiegyenlítést csak híd KF csere esetén szükséges elvégezni. A saját hang leszívást és a hangpad kialakítást az L 101 soros kör végzi. A PCF 201 pentóda szabályozó cső. A katód körében levő 22 ohmos ellenállás az átviteli görbe szabályozás közbeni változást csökkenti. A cső anódkörében van a második sávzűrő, amelynek primer köre L 106 szekunder köre L 109. A megfelelő átviteli görbéhez szükséges csatolást L 107 — L 108-al lehet

beállítani. A KF erősítő második fokozatában a PCF 200 pentódája erősít. Anódkörébe sávzűrő kapcsolódik, amelynek szekunder körében van a videomodulátor. L 110 a primer, L 111 a szekunder kör, L 112—L 113-al a csatolást lehet beállítani.

### Hangolási útmutató

**Jótanács:** a készülék meghibásodásakor ne csavargassuk a vasmagot, hanem a hibát keressük meg és javítsuk ki. A csőcserék elhangolódást nem okoznak.

KF hangolást a következő esetekben célszerű elvégezni:

1. Több éves üzemeltetés után esetleg elhangolódás (erős túllövések vagy képesség romlás, hang a képen stb.) esetén.
2. KF tekercesk cseréje esetén.
3. Csatornaváltó cseréje esetén (ha a csatornaváltót már nem lehet megjavítani, ezért szükséges a csere.)
4. Valaki beleturkált a tekerceskbe, vagy a vasmagok elrészódtek.

### A hangolás menete

Az átkapcsolót tegyük UHF állásba, vagy a csatornaváltót állítsuk két csatorna közé. Az L 105 hideg végére 1 kohm ellenálláson keresztül adjunk kb. —5 V feszültséget.

A hangolást vobblerrel végezzük. Az oszcillózkópot a PCL 84 katódkörében, vagy anódkörébe kapcsolhatjuk (ez esetben ellentétes polaritású görbét látunk). A hangolást az utolsó körrel kezdjük meg és a vobbler jelét a megadott pontokra csatlakoztatjuk egymás után. A vobbler jelét mindig akkorára állítjuk, hogy az oszcillózkópon a görbe nagysága PCL 84 katódon nézve kb.

3  $V_{cs-cs}$ , vagy anódon kb. 30  $V_{cs-cs}$  legyen, kivéve a szívók hangolását, amikor nagyobb jelet adunk. A szkópon a megfelelő nagyságú ábrát beállítva hangolás közben a szkóp erősítéséhez nem nyúlunk.

**Hangolási sorrend** (vobbler csatlakozások)

1. PCF 200 rácsa; közben az L 106, L 107 tekerces mellé 100ohm csillapító ellenállást forrasztunk, amit az L 110, L 111, L 112, L 113 körök behangolása után levesszünk.
2. PCF 201 rácsa; közben az előző körök hatását az L 104 rövidre zárásával szüntetjük meg, amit az L 106, L 107, L 108, L 109 körök behangolása után levesszünk.
3. A csatornaváltó KF bemeneti csatlakozója; behangoljuk az L 101, L 102, L 103 szívókat és az L 105 sávszűrőt.
4. Az UHF egység mérőpontja; behangoljuk az UHF egység és a csatlakozó dobozka tekercesét.

**Video erősítő** a PCL 84 pentóda része. A kapcsolás rácsköre és anódköre is kompenzált. A katódkörben is van magasemelő R—C tag. A video-hangszívós és az intercarrier hangvívő kicsatolása az L 117—L 118 tekerccsel történik. Az L 118 a kábelkapacitással párhuzamos rezgőkört alkot, ezt 5,5 MHz-re hangoljuk. A videojel az R 117—C 120 sugáram korlátozón keresztül csatlakozik a képcső katódjára.

#### A videoátvitel ellenőrzése:

A videovobblert a PCL 84 rácsára csatlakoztatjuk 470 nF kondenzátoron keresztül. Az L 117 és R 115 közös pontját 470 nF-al földre zárjuk. Kiskapacitású diódás fejjel a képcsőkatódra csatlakozunk. A hangszívót az ábra szerint 5,5 MHz-re hangoljuk.

Az impulzált AGC kapcsolásában a PCL 84 trióda részét használjuk fel. A katódra vezetjük a videofeszültséget az anódra a sorimpulzusokat. A negatív szabályzófeszültséget az anódkörből a szűrőtagokon keresztül vezetjük a PCF 201 és a PCC 189 szabályzócsövekhez. A csatornaváltó szabályzásának késleltetését az R 121 ellenálláson keresztül előfeszített D 8 dióda végzi.

A kontrasztszabályzó R 208 potméter az impulzált trióda rácsfeszültségét változtatja, így a kontrasztszabályozás az AGC körön keresztül történik.

A fekete szint tartást az R 119 -en keresztül a képcsőkatódra vezetett feszültség végzi. A kontrasztátfogást az R 125 potencióméterrel lehet beállítani.

A szinkronjelválasztást és erősítést a PCF 80 és a PCF 200 trióda részei végzik.

**A fázisösszehasonlító működése:** A sorvisszafutási impulzusokból integrált összehasonlító fűrészjel a C 141 kondenzátoron jelenik meg. A sor-szinkron jelek a C 139 csatoló kon-

Tekerces	Menetszám	Huzal
L <sub>101</sub> 31,5 MHz hangszívó	20	0,2 Cu MzE+S
L <sub>102</sub> 30 MHz szívó	1,5+11,5	1 Cu MzE
L <sub>103</sub> 39,5 MHz szívó	13	1 Cu MzE
L <sub>104</sub> csatoló	3,5+2	0,2 Cu MzE+S
L <sub>105</sub> I. sávszűrő szekunder	11	0,2 Cu MzE+S
L <sub>106</sub> II. Sávszűrő primer	16	0,2 Cu MzE+S
L <sub>107</sub> csatoló	4	0,2 Cu MzE+S
L <sub>108</sub> csatoló	4	0,2 Cu MzE+S
L <sub>109</sub> II. sávszűrő szekunder	9	0,2 Cu MzE+S
L <sub>110</sub> III. sávszűrő primer	16	0,2 Cu MzE+S
L <sub>111</sub> III. sávszűrő szekunder	17	0,2 Cu MzE+S
L <sub>112</sub> csatoló	7	0,2 Cu MzE+S
L <sub>113</sub> csatoló	7	0,2 Cu MzE+S
L <sub>114</sub> kompenzáló 75 $\mu$ H	(115)	0,15 Cu MzE+S
L <sub>115</sub> kompenzáló 110 $\mu$ H	(145)	0,15 Cu MzE+S
L <sub>116</sub> NF fojtó 20 $\mu$ H	(50)	0,1 Cu MzE+S
L <sub>117</sub> 6,5 MHz hangszívó	7,5	0,2 Cu MzE+S
L <sub>118</sub> 6,5 MHz hangszívó	50	0,2 Cu MzE+S
L <sub>119</sub> kompenzáló 100 $\mu$ H	(150)	0,15 Cu MzE+S
L <sub>120</sub> aránydetektor	40	10 $\times$ 0,05 Cu RZ+S
L <sub>121</sub> csatoló	7	0,3 Cu MzE+S
L <sub>122</sub> aránydetektor	2 $\times$ 20	0,3 Cu MzE+S
L <sub>123</sub> soroszillátor	2 $\times$ 1000	0,1 Cu MzE

denzátoron keresztül nyitják a D 5 és D6 diódákat. A diódákon keresztül a C 140 kondenzátor a fázishelyzettől függően különböző feszültségre töltődik fel. A kép vízszintes irányú helyesfázishelyzetét a C 162 érték változtatásával lehet beállítani. A soroszillátor és a sorvégfok vezérlő fokozata egy triódás blocking oszcillátor (PCF 201 triódája). A visszacsatolás a cső katódjából történik az L 123 tekerccsel a rácsra. A frekvencia függ: a visszacsatolás mértékétől, a rácsköri időállandótól és a fázisösszehasonlítóba érkező feszültségtől. A sorvégfok vezérlő feszültségét a cső anódköréből vesszük le, a jelalakot a C 143—R 150 időállandó határozza meg.

**A sorfrekvencia beállítása:** lezárjuk a PCF 80 szinkronválasztó rácsát a földre, a vízszintes frekvencia potmétert középpálsba állítjuk, ezután az L 123 vasmagjával lebegő képet állítunk be.

**A sorreltérítő és nagyfeszültségű rész csövei:**

PL 500, PY 88 és DY 86.

A vízszintes linearitást az L 202-höz tartozó állandó mágnes segítségével lehet beállítani. A sorméret stabilizáló működése a következő: a sortranszformátorból a C 214 kondenzátorral impulzusokat vezetünk az

R 216 feszültségfüggő ellenállásra. Ez az impulzusokat egyenirányítja. A keletkezett szabályzófeszültséget a PL 500 rácsára vezetjük. Ezáltal az eltérítés nagyságát szabályozza. Az R 220 potencióméterrel lehet beállítani a boosterfeszültséget (790 V 220 V hálózati feszültségnél, kis fényerőnél). A vízszintes eltérítés nagyságát még szabályozni lehet a C 211 kondenzátorral. A sortranszformátor szigetelőanyagai önkioltók.

A készülék *tápegységben* R—C tagok végzik a szűrést. A fűtőáramkörben a bekapcsolási áramkorlátozást és a fűtőáram beállítását az R 201 ellenállás végzi. Fényerőszabályozó az R 210 potencióméter. A maximális sugáramot az R 209 ellenállás értékváltoztatásával lehet beállítani. Kikapcsoláskor a fénypont kioltást a képcső segédáramkörében elhelyezett nagy időállandójú R—C tag végzi.

A képcső fókuszát a G<sub>3</sub> vezetékének a földre, 220 V tápfeszültség pontra, vagy a 400 V-ra való forrasztásával állítjuk be.

A képcső fémkeretét és a hátlap árnyékolást R—C tag földeli, az érintésvédelem előírása szerint.

#### Függőleges eltérítés

A függőleges eltérítéshez szükséges fűrészfeszültséget az astabil

## TRANSZFORMÁTOR ADATOK

Tekercs	Menetszám	Huzal
L <sub>101</sub> szűrő	32	0,4 Cu MzE
L <sub>100</sub> linearizáló	228	0,3 Cu MzzE
L <sub>100</sub> vízszinten eltérítő	187	0,35 Cu MzzTF
L <sub>104</sub> vízszinten eltérítő	187	0,35 Cu MzzTF
L <sub>105</sub> függőleges eltérítő	235	0,45 Cu Mzz
L <sub>106</sub> függőleges eltérítő	235	0,45 Cu Mzz
L <sub>107</sub> sávszűrő	15	0,5 Cu MzS
L <sub>101</sub> 1 MHz-es oszcillátor csatoló	20	0,15 Cu MzE''S
L <sub>101</sub> 1 MHz-es oszcillátor	135	0,15 Cu MzE+S
L <sub>103</sub> 6,5 MHz-es sávszűrő	36	10×0,05 Cu ZS
L <sub>104</sub> 6,5 MHz-es sávszűrő	36	10×0,05 Cu ZS
T <sub>11</sub> hangkimenő trafó:		
primer	2832/leág: 2650	0,13 Cu MzzE
szekunder	79	0,65 Cu MzE
T <sub>12</sub> Képkimenő trafó:		
primer	3000	0,16 Cu Mzz F
szekunder	175	0,5 Cu MzzF
T <sub>13</sub> Sorkimenő trafó:		
1—2	20	0,22 Cu Mzz F
2—3	20	0,22 Cu Mzz F
3—4	40	0,22 Cu Mzz F
5—6	77	0,4 Cu Mzz F
5—7	154	0,4 Cu Mzz F
5—8	276	0,22 Cu Mzz F
5—9	756	0,22 Cu Mzz F
5—10	929	0,22 Cu Mzz F
Nagyfeszültségű tekercs	1100	0,08 Cu Mzz F

multivibrátoros kapcsolásban működő PCL 85 ikereső biztosítja. Az eltérítőt meghajtó végerősítő pentóda vezérléséhez szükséges fűrészfeszültséget a trióda rész állítja elő. A függőleges eltérítés ideje alatt a trióda zárva van, a C 151 kondenzátor boosterfeszültségről töltődhet. A visszafutás ideje alatt a trióda kinyit és kisüti a C 151 kondenzátort. A szabadon futó astabil multivibrátort a képkimenő primer tekercsén a kép visszafutás ideje alatt fellépő pozitív impulzus billenti, amely R—C csatolóláncon jut a trióda rácsára, és azt teljesen kinyitja. Szinkronizált esetben a rendszer átbillenését az R 143, C 147, C 150 integrálóláncon alakított képszinkronjel indítja. A jó képlinearitást a C 157, R 167, R 170, R 171, R 165, R 166, C 153 tagokból álló előtorzító lánc biztosítja.

A készülékben a függőleges eltérítés amplitúdója a hálózati tápfeszültség

változásaira stabilizálva van. Ezt a stabilitást a trióda anódkörében található R 162 feszültségfüggő ellenállás biztosítja. A képkimenőtranszformátor primer tekercsével párhuzamosan kapcsolt R 229 feszültségfüggő ellenállás a pentóda anódján a visszafutás ideje alatt fellépő igen nagy pozitív impulzusokat korlátozza.

### Függőleges képmérés beállítása

Az R 163 potenciométer segítségével állítható be a szükséges eltérítés. A potenciométer a hátlapon kivezetett, függőleges kettős nyíljal és AMPL. felirattal jelölt kezelőszervvel forgatható. Abban az esetben, ha az R 163 potenciométer segítségével nem állítható be a szükséges függőleges képmérés, az R 164 ellenállás nagyságát kell változtatni a kapcsolási rajzon megadott értékek szerint.

### Képfrekvencia beállítása

Az R 157 ellenállás rövidrezárása után az R 158 potenciométert olyan helyzetbe állítjuk, hogy a képfrekvencia 50 Hz legyen. (A kép ekkor éppen elmozdul lefelé.) Az R 158 potenciométer kivezetése a hátlapon kétirányú függőleges nyíljal van jelölve. Ezután az R 157 ellenállásról levéve a rövidzárat, a szabadon futó függőleges oszcillátor frekvenciája a szinkronizálási tartomány közepére esik.

### Függőleges képlinearitás beállítása

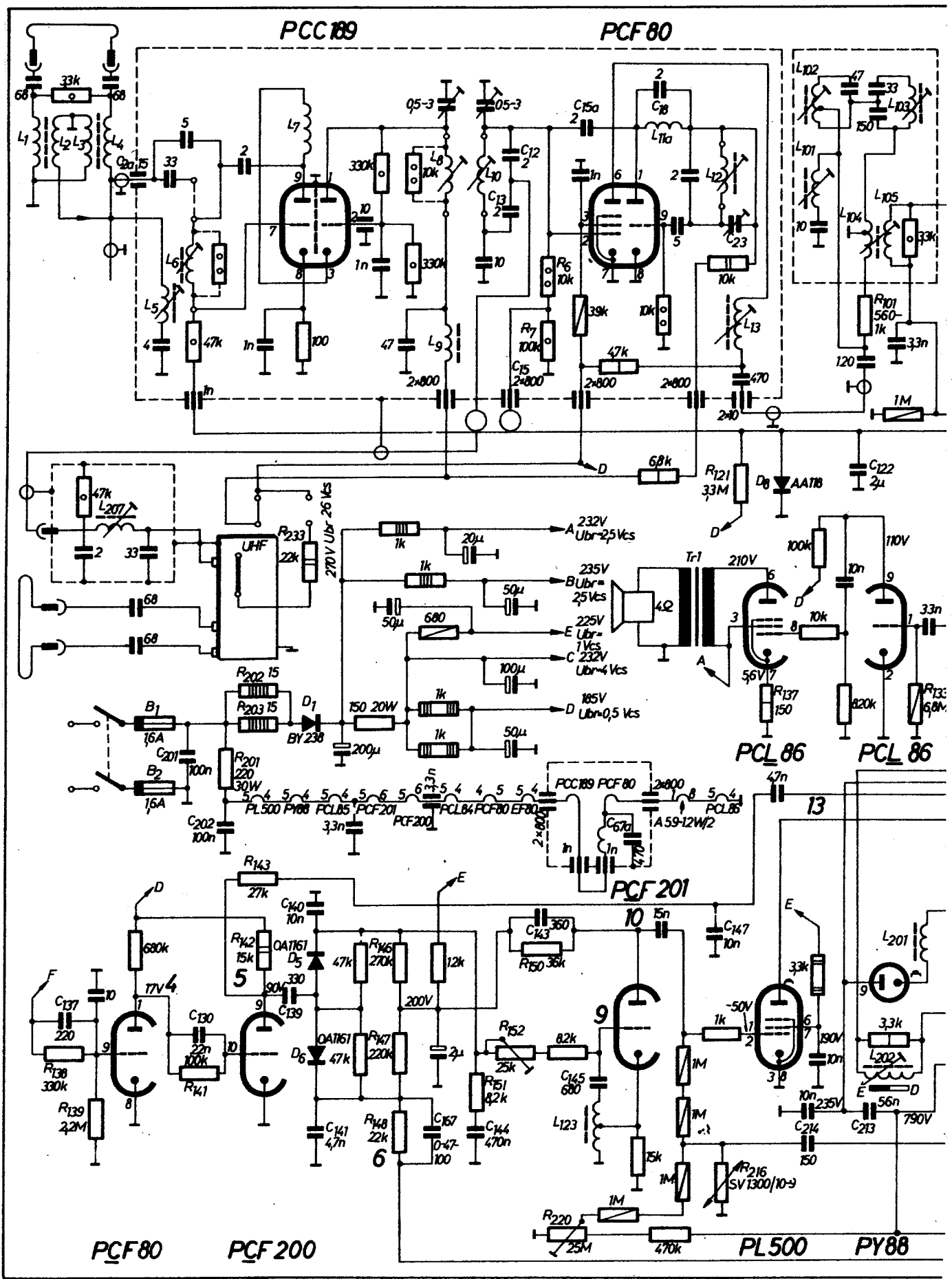
A képernyőre vízszintes csík, háló, vagy sakktábla ábrát kapcsolunk és az R 167 (lin. alsó), majd az R 166 (lin. felső) potenciométerekkel beállítjuk a legjobb linearitást. A linearizáló szervenek nincsenek kivezetve a hátlapon, mivel ezek utánállítása nem szükséges.

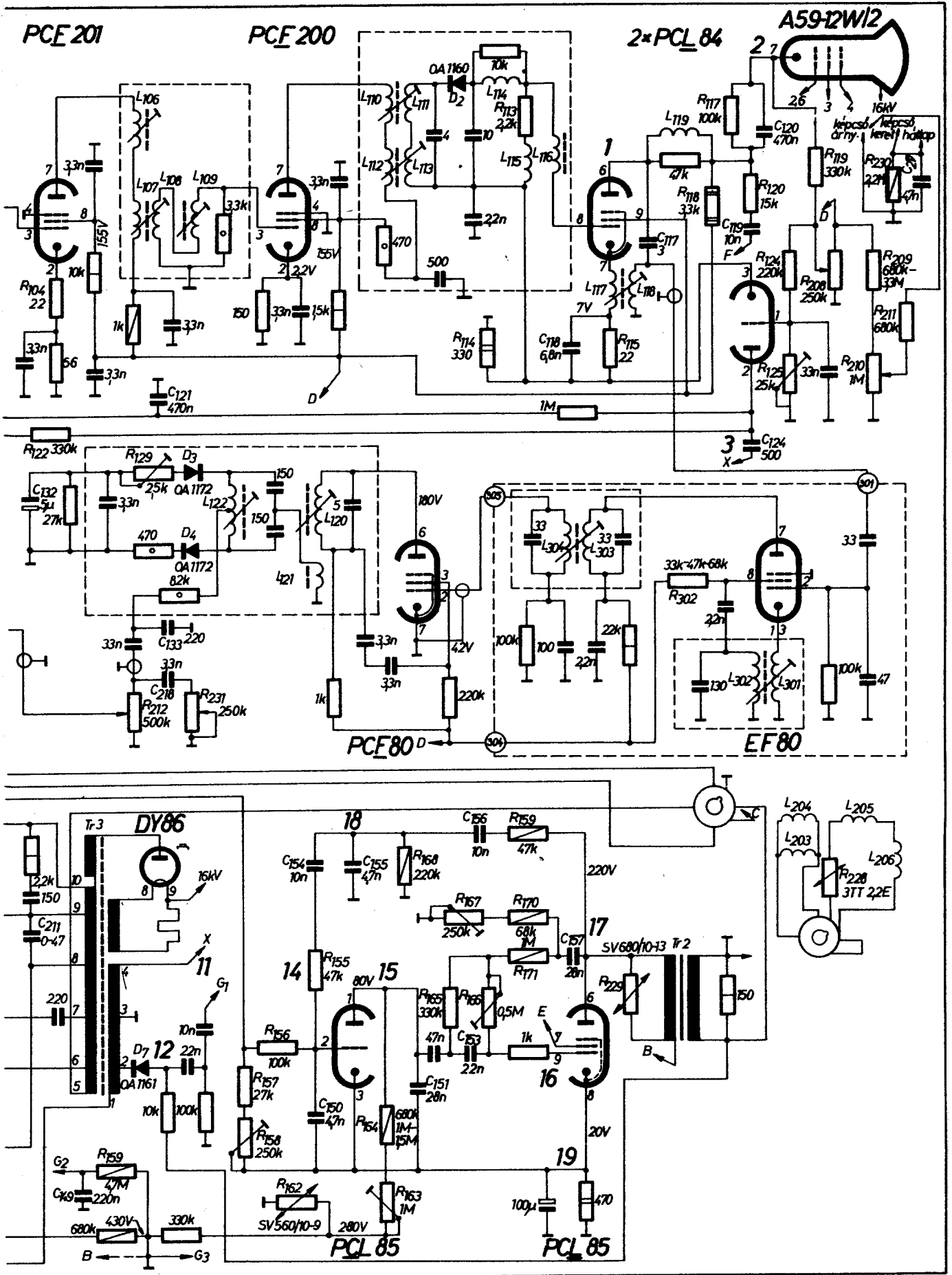
### Hangjokozat

A D 2 video demodulátor-diódán kikevert hangközépfrekvencia a PCL 84 pentóda katódjában található szívón keresztül az EF 80 rácsára jut. Ez a cső kettős feladatot lát el. OIRT normájú adók vételére esetén 6,5 MHz-es hangközépfrekvencia erősítő. CCIR normájú adók vételére pedig keverőfokozat. Az utóbbi esetében a bejövő 5,5 MHz-es jelet az 1 MHz-es helyi oszcillátor jelel keverve adódik a szükséges 6,5 MHz-es hangközépfrekvencia. A helyi rezgés előállítása az EF 80 cső katódja és második rácsa segítségével történik. A 6,5 MHz-es hangközépfrekvencia a PCF 80 pentódája által erősítve jut az aránydetektorra. A kapott hangfrekvencia a PCL 86 trióda előerősítőn és pentóda végerősítőn át kerül a 4 ohmos hangszóróra. Hangszínszabályozásra — az R 231 potenciométer szolgál.

### Aránydetektor hangolása

A videoerősítő pentóda rácsára 100 nF-os kondenzátoron keresztül 6,5 MHz-es jelet adunk. A „Stift” elkóval (C 132) párhuzamosan egyenfeszültségű csővoltmérőt (M 1) és ellenállásosztót (R 1 = R 2 = 100 kohm) kötünk, ez utóbbi középkivezetése és az aránydetektor kivezetése közé egyenfeszültséget mérő műszert kapcsolunk. A hangolás első részében az L 303, L 304, L 120 tekercsek hangolásával M 1 műszeren maximumot állítunk be. Ügyeljünk arra, hogy a hangolómagok külső állásban legyenek. A jó hangolhatóság érdekében célszerű a limitálási határ alatt maradni, ezért a hangolás folyamán a bemenőjel nagyságát úgy válasszuk meg, hogy M 1 műszer 5 V és 10 V között mutasson. Ezután következik a szekunder kör hangolása. L 122 hangolómagját csavarva M 2 műszeren null átmenetet állítunk be.







A videoerősítő bemenetére 100 nF kondenzátoron keresztül kb. 5 V stift feszültségnek megfelelő 6,5 MHz-es, 1 kHz-el amplitudóban 30%-osan modulált jelet adunk. A stift elkóval párhuzamosan egyenfeszültségű csővoltmérőt (M 1) kapcsolunk, az aránydetektor kimenetére kb. 100 mV-os méréshatárral rendelkező hangfrekvenciás csővoltmérőt vagy oszcilloszkópot kapcsolunk. Az 1 MHz-es oszcillátor L 302 hangolómagjával M 1 maximumot állítunk be, majd ugyanezen hangolómaggal és ezen az R 129 szimmetrizáló potencióméterrel minimumot állítunk be. Ezután az aránydetektor hangolását majd az AM minimumot, mégegyszer ellenőrizzük.

A videoerősítő bemenetére 100 nF kondenzátoron keresztül kb. 5 V

stift feszültségnek megfelelő 5,5 MHz-es, 1 kHz-el amplitudóban 30%-osan modulált jelet adunk. A stift elkóval párhuzamosan egyenfeszültségű csővoltmérőt (M 1) kapcsolunk, az aránydetektor kimenetére kb. 100 mV-os méréshatárral rendelkező hangfrekvenciás csővoltmérőt vagy oszcilloszkópot kapcsolunk (M 3). Az 1 MHz-es oszcillátor L 302 hangolómagjával M 1 maximumot állítunk be, majd ugyanezen hangolómaggal megkeressük M 1 maximum közelében M 3 minimumát. Pontos hangolás tehát az AM minimumra történik. Az 1 MHz-es oszcillátor frekvenciájának behúzása után szükség lehet a rezgés amplitudójának beállítására is. Kis rezgésamplitudónál ugyanis az oszcillátor könnyen lefullad, túl nagy oszcilláció esetén viszont zavaró sziszegés

hallható a hangban. A rezgésamplitudót az R 302 ellenállás értékének a kapcsolási rajzon feltüntetett határok közötti változtatásával szabályozhatjuk.

Jelgenerátor hiánya esetén adóra is behangolhatjuk a kétnormás készülékeket. Ehhez mindössze egy 10 V-os méréshatárral rendelkező alapműszerre két egyforma ellenállásra ( $R_1 = R_2 = 100$  kohm valamint OIRT és CCIR normájú adások vételére van szükség. Először az OIRT normájú adót vesszük és az aránydetektor hangolásánál leírtak szerint elvégezzük a hangolást, ezután CCIR normájú adóra kapcsolunk, minimális sustorgásra behúzzuk az 1 MHz-es oszcillátor és az L 117 hangolómagját stift feszültség minimumra hangoljuk. Így nem biztosítható a legjobb AM elnyomás, de elfogadható hangminőséget kapunk.

## Félvezető „minilexikon”

Összeállították: Szilávikné Hamza Éva és Németh János okl. villamosmérnökök

### ASZISZTOR

Két fémelektroda között elhelyezett félvezető kristályból felépített félvezető alkatrész. Az áram-feszültség jelleggörbéje negatív ellenállású szakasszal rendelkezik. A negatív ellenállás szakasz a fejlődő belső hő hatására bekövetkező átütéssel magyarázható.

### BINISZTOR

A Shockley féle négyrétegű diódához hasonló felépítésű bistabil  $pnpn$  félvezető elem. A binisztor kollektor áramfeszültség jelleggörbéjének a kollektor-emitter feszültségtől függő negatív ellenállású szakasza van. A binisztor a Transistron Elektronik Corp. fejlesztette ki.

### DINISZTOR

Negatív differenciális ellenállású, hipervezető dióda. Működése  $pn$  átmeneten bekövetkező ütközési ionizáción alapul.

### DIAC

Diffúziós 3 rétegű dióda a kétirányú trióda tyrisztor (trics) indítására. Az alkatrészrel a triacs feszültségét polaritástól függően lehet kapcsolni.

### FET

Térvezérlésű tranzisztor. A zárórteges térvezérléses tranzisztor egyetlen  $pn$  átmenetet tartalmazó eszköz. Az átmenet egyik oldalán helyezkedik el az áramvezető csatorna, amely a külső áramkörhöz két, ohmos kontaktussal csatlakozik. Az átmenet másik erősen szennyezett oldala a vezérlő elektróda. A szigetelt vezérlőelektródájú térvezérléses tranzisztoroknak két fő típusa van:

1. A MIS Tranzisztorok, (Metal-Insulator-Semiconductor) fém-szigetelő-fém elrendezésűek.
2. A TFT tranzisztorok (Thin-Film-Transistor) fém-szigetelő-félvezető polikristály elrendezésűek.

A FET elemnek kedvezőbb tulajdonságai vannak a közönséges tranzisztorénál. A zaj, bemenőellenállás, frekvenciahatár és hőfoktényező tekintetében egyaránt.

### FILDISZTOR

Félvezető erősítő elem olyan belső elrendezéssel, melynél az emitter nincs közvetlenül a félvezető kristályra felvive, hanem attól egy adott távolságra van. Az így létrejövő kapacitív csatoláson keresztül az emitter vezérli a kollektor áramot. (Spitzenfeldisztor).

A síkfildisztor egypólusú félvezető elem. Az áramutat az emitter és kollektor között a kristály mindkét oldalán elhelyezett báziselektroda feszültsége vezérli.

### FOTOELLENÁLLÁS

Megvilágítás hatására a keletkező szabad töltés hordozók a félvezető vezetőképességét megnövelik. Ezen a jelenségen alapszik a fotoellenállások működése. A maximális érzékenységhoz tartozó fényhullámhossz alapanyag függő. Általában az infravörös tartományban a legérzékenyebbek.

### FOTODIÓDA

A fotodióda lineáris fényelektromos átalakító. A megvilágított  $pn$  átmenetet záróirányban előfeszítve az átmenet belső árama gyakorlatilag megszűnik és az átmenet nem söntöli a külső áramkört. A záróirányú áram arányos a megvilágítással.

### FOTOTRANZISZTOR

A fototranzisztorok a lezárt bázis-kollektor átmenetében a fény hatására keletkező záróirányú áramot a tranzisztorhatás következtében felerősítik.

### FOTOFET

A fotofet fényérzékeny elem előnyei a fototranzisztorokkal szemben a következők.

1. Az érzékenysége 10-szerese a fototranzisztor érzékenységének.
2. Az érzékenység szabályzási tartománya  $1 : 10^6$ .
3. A sávszélessége mintegy négyszerese a fototranzisztor sávszélességének.

A fotofet mechanikai elrendezése igen optimális. A beeső fényt lencse fókuszálja egyenesen a bázis réteg felületére. A beeső fény-

nyel arányos bázisáram keletkezik. A fotofet spektrális érzékenységek maximuma  $0,95 \mu$  fényhullámhossznál van, tekintet nélkül a terhelésre.

#### FRIGISZTOR

A frigisztor egy  $p$  és egy  $n$  vezető darabkából és egy félvezető bázisból áll. A termopár a félvezető bázison a Peltier hatást mint hűtőelem hasznosítja. A  $p$  fémdarab pozitív az  $n$  fémdarab negatív hőfok tényezővel rendelkezik. A két fémdarabot jövevényű fémhíd köti össze.

#### GALLIUM ARSENIID PHOSPID DIÓDA

Látható fényt emittáló félvezető mesadióda epoxi lencsével lefedve. A fényemisszió mértéke az átfolyó áram függvénye. Az emittált fény nem koherens, sávszélessége  $400 \text{ \AA}$ . Az emittált fény hullámhossza  $6000-7000 \text{ \AA}$ , a fény ki-bekapcsolási ideje  $10 \text{ nsec}$ . Maximális disszipáció  $250 \text{ mW}$ .

#### GTO

Kis árammal vezérelhető, vezérelt egyenirányító.

#### GUNN DIÓDA

Rendkívül egyszerű felépítésű mikrohullámú rezgékeltők készítésére alkalmas dióda.  $N$  típusú gallium-arsenid az alapanyaga. Megfelelő sávszerkezetű anyagokban a töltéshordozók mozgási sebessége egy térerősség tartományban a térerősség növelésekor csökken. Ebben a térerősség intervallumban a töltésseloszlásban keletkező kisebb egyenlőtlenségek nem időben csökkenő, hanem erősödő jellegű mutatóknak, így a Gunn diódában tértöltés hullámok keletkeznek.

#### HALL GENERÁTOR

A Hall effektuson, mint működési elven alapuló félvezető elem. Szorozáramkörökben, mérőkészülékekben és érzékelőelemként alkalmazzák.

#### IGNISZTOR

Egy tokban elhelyezett tranzisztorból és zenerdiódából álló félvezető alkatrész. Elektronikus nyújtókban alkalmazzák. A Bendix Corp. gyártmánya.

#### LTP TRANZISZTOR

Szilícium alapanyagú tranzisztor, amely a planar technika helyett LTP eljárással készül. Az LTP angol rövidítés, amely alacsony hőmérsékleten történő passziválást jelent. Az eljárás  $400-700^\circ\text{C}$ -on többrétegű szilíciumoxidos hárttyát állít elő, amely szilícium-oxidot, alumíniumoxidot és foszforoxidot is tartalmaz. A felületen nem keletkeznek a magas hőmérséklettel együttjáró szennyezések és torzulások. Így az előállított tranzisztorok kis zajúak és a megengedhető kollektor-emitter feszültség eléri az  $500 \text{ V}$ -ot is.

#### MADISZTOR (Gau-izstor)

Mágneses térrel vezérelt félvezető eszköz. A félvezetőben kialakuló plazmát vezérli a mágneses tér.

#### MPS DIÓDA

Szilícium alapanyagú, nyomásérzékelő dióda, amely mechanikai nyomóerő hatására megváltoztatja ellenállását. A dióda alapanyagát alkotó szilícium lapra rézzel szennyezett réteget visznek fel. Ezt a réteget fémbevonattal látják el. A diódát a fémbevonaton keresztül lehet vezérelni.

Az ujjheggyel kifejezhető nyomás elegendő arra, hogy megváltozzék a dióda árama. Használata kiküszöböli a kapcsolókból adódó zajt és mechanikai meghibásodásokat.

#### NEURISZTOR

Szalagformájú termisztor és vele párhuzamosan kapcsolt tároló kondenzátorból kialakított neuron sajátosságok utánzására szolgáló bionikai elem.

#### NÉGYRÉTEGŰ DIÓDA

NPNP elrendezésű félvezető alkatrész, melynek két külső rétege erősen szennyezett. A belső kevésbé szennyezett rétegek a magas átütési feszültséget biztosítják. Ennél a feszültségnél kisebb feszültségen a karakterisztika megfelel egy normál dióda karakterisztikájának.

#### PITRAN

Szilícium alapanyagból készült nyomásérzékelő planár piezotranzisztor. A bázis-emitterréteg mechanikusan egy diafragmához csatlakozik. Ha nyomás hat a diafragmára a karakterisztikában változás következik be. Az előidézett változás linearitása jobb mint  $1\%$ ,  $1 \text{ V}$ -nál nagyobb kimenőjel esetén.  $1/4$  gramm pontszerű erő  $1 \text{ V}$  kimenőjelet ad. Az alkatrész hőmérsékletegyütthatója  $50-200 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

#### POSISTOR

Pozitív hőfoktényezőjű termisztor. A hőmérsékleti tényezője  $4-30 \cdot 10^{-2}/^\circ\text{C}$  között változik. Előnyösen alkalmazható teljesítménytranzisztorok hőmérsékletvédelmére. Ilyenkor a posistor közvetlenül a tranzisztorházra van erősítve.

#### RAYSZTOR

Fényforrást és fényérzékelő ellenállást tartalmazó optoelektronikus alkatrész. A fényforrás egy nagy élettartamú  $24 \text{ V}$ -os izzó. Az izzólámpa áramfelvétele  $30 \text{ mA}$ . A fotoellenállás  $100 \text{ mW}$  terhelhetőségű. Teljes fénynél a fotoellenállás ellenállása  $20-40 \text{ ohm}$ . Amikor a lámpa nem ég  $100 \text{ Mohm}$ . A fotoellenállás anyaga CdS.

#### SI-PLANAR-PHOTO-DARLINGTON ERŐSÍTŐ

Az alkatrész Darlington kapcsolású fényérzékelő npn tranzisztorokból áll.

Az erősítő specifikációs adatai:

Sötétáram:  $100 \text{ nA}$

Fényáram:  $2-100 \text{ mA}$

Maximális érzékenysége  $0,9 \mu\text{m}$ -nél van

Homlokmeredekség:  $60 \mu\text{sec}$ .

#### SI-CARBID ELEKTROLUMINESCENT DIÓDA

A SI-CARBID dióda feszültség hatására fényt bocsát ki. Hatásfokát úgy kapjuk meg, hogy az emittált fotonok számát elosztjuk a diódán keresztüthaladó elektronok számával. Ez az érték  $10^{-5}-10^{-6}$  között van. Az emittált fény hullámhossza  $5400-6200 \text{ \AA}$ . A maximális áram  $30 \text{ mA}$ , a visszárama  $10 \mu\text{A}$ . A zárófeszültség csúcs  $30 \text{ V}$ , a maximális moduláló frekvencia  $50 \text{ kHz}$ . ( $6 \text{ dB}$ -es pont).

#### SZAUNIVISZTOR

Zener effektus alapján működő szilárd test zajdióda. A keltett fehér zaj frekvenciája  $2-500 \text{ MHz}$  között van.

#### SZINISZTOR

Pnpnp rendszerű szimmetrikus tirisztor. A tirisztor áramot két irányban vezérelhetjük. Gyártó cég: Compagnie Generale d'Electricite.

#### SZKENISZTOR

Fényérzékelő kapcsoló diódapárok felépített alkatrész. A diódapárok sarkain a beeső fény hatására feszültség keletkezik. Fényelektromos átalakítóknak alkalmazzák. Gyártó cég: IBM.

#### SZPACISZTOR

Négykivezetésű félvezetőalapú erősítő elem. Az alkatrész egy  $n$  típusú kollektor rétegből és egy  $p$  típusú bázisrétegből áll. A két réteget egy tértöltésréteg választja el. A töltéshordozókat a tértöltésrétegben levő injektor hozza létre. A vezérlés a tértöltésrétegben levő modulátor segítségével történik.

#### SZTATISZTOR

Térvezérelésű félvezető erősítő elem. A félvezető kristályban folyó áramot egy szigetelt, a félvezetőre felvitt elektród a segítségével vezérelhetjük. Gyártó cég: CSF.

#### TERMISZTOR

Különböző fémek oxidjaiból készített félvezető ellenállás, melynek ellenállás értéke erősen hőmérsékletfüggő. Hőfoktényezője negatív. Az ellenállás hőfokfüggése logaritmusos.

#### THYRIT

Nem lineáris ellenállás. Alapanyaga szilícium karbid. Ellenállás értéke a rákapcsolt feszültségtől függ.

### TRISZTOR (TRIGISZTOR, TRINISZTOR, PILISZTOR)

$PnPn$  sorrendű, négy különbözően szennyezett szilícium rétegből felépített vezérelhető szilícium egyenirányító. Az áramvezérlő elektróda a katóddal szomszédos  $p$  réteg. A külső  $p$  réteg (anód) és a külső  $n$  réteg, (katód) között csak egy adott minimális feszültség esetén folyik áram.

### TRANZISZTOR

Legalább három, egymásra felvitt különbözőképpen szennyezett rétegből felépített félvezető erősítő elem. Az erősítő hatást a célszerűen szennyezett félvezetőben lezajló vezetési effektus adja.

### TRIAC

Mindkét irányban tirisztorként viselkedő félvezető elem. Alapanyaga szilícium, csúcs-feszültsége 200–800 V, csúcsárama 6–10 A. Elnevezése a „Trióda” sémára kialakított „AC” kapcsolóból ered az ún. kipp feszültség a triac a rákapcsolt feszültség mindkét fázisában zárva van és rajta igen alacsony záróáram folyik. Ha a feszültséget növeljük, a triac begyűjt és mindkét irányban vezet.

### TRI-REL SILECT TRANZISZTOR

A TRI-REL technikával készült szilicium tranzisztorok zajtényezője 1,5 dB, letörési feszültsége –60 V statikus áramerősítési tényezője: 10 000. A tranzisztor műanyagtokozású.

### TUNNELDIÓDA

Negatív ellenállású félvezető eszköz. A negatív ellenállás és az ezzel együttjáró többértékű karakterisztika a tunneldiódák alkalmazását lehetővé teszi mind rezgékeltés céljára, mind negatív ellenállás elvén alapuló erősítők készítésére és gyorsműködésű digitális áramkörök számára egyaránt. Erősen szennyezett  $p$  átmenetből áll. Kapacitása a  $np$  átmenet felületével arányos. A csúcsáramra vonatkoztatott értéke 1–20 pF/mA.

### VARICAP

Változó kapacitású, félvezető dióda. Kapacitása feszültségfüggő. Alapkapacitása néhány pF és néhány nF között van. A vezérlő feszültség néhányszor 10 V. Kihasználható kapacitás változás 4–8 között van.

### VARISZTOR

Erősen feszültségfüggő ellenállású oxidfélvezető ellenállás. Alapanyaga szilícium karbid. Az ellenállás a típustól függően a rákapcsolt feszültség negyedik-ötödik hatványával változik.

### ZENER-DIÓDA

A Si-rétegdioáda záróirányú feszültsége a Zener-tartományban gyakorlatilag független az áramtól. A Zener-diódán átfolyó áram a letörési feszültség környezetében erősen megnövekszik. Ha a félvezető (Si) mindkét oldala erősen szennyezett, igen vékony kiürített zóna keletkezik, melyben már aránylag kis feszültségeknél (4–5 V) is olyan nagy a térerősség, hogy téremisszió lép fel. A kisfeszültségű, téremissziós üzemmódban működő Zener-diódák differenciális ellenállása az átfolyó árammal fordítottan arányos. Hőfokgyűthetőségük  $-2 \dots -4 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}$ . Kevésbé szennyezett  $pn$  átmenetben a téremisszió elhanyagolható, azonban lavinaszorozás lép fel. A lavinaszorozási üzemmód a 7–10 V-nál nagyobb feszültségű Zener-diódák üzemmódja. Az ilyen diódák differenciális ellenállása az átfolyó áram négyzetével fordítottan arányos. Hőfokgyűthetőségük kb  $+5 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}$ . A Zener-jelenség felhasználható feszültségstabilizálásra. A stabilizált feszültség értéke a dióda anyagától függ.

Minél nagyobb a fajlagos ellenállás, annál nagyobb a stabilizált névleges feszültség. A megengedhető legnagyobb áramot csak a hőmérséklet korlátozza. Legkedvezőbb hőmérséklet együtthatója az 5–6 V közötti Zener-feszültségű diódáknak van. Ezeknél a diódáknál az előzőekben említett két jellegzetes üzemmód közötti közbenső szennyezettség következtében a két jelenség együttes hatása érvényesül. Gyakorlatilag ezért a hőfoktényező  $\pm 5 \cdot 10^{-3}$  körül van. A 8 V névleges zener-feszültségű diódák differenciális ellenállása minimális.



Majd csak megnő...



Kikapcsolódás

**MÉRNÖKÖK**

**TECHNIKUSOK**

**BARKÁCSOLÓK**

**EZERMESTERKEDŐK**

**MODELLEZŐK**

Vállalatunknál olcsón beszerezhetőek  
újításához, kísérlethez, otthoni barkácsoláshoz szükséges  
híradástechnikai anyagok, bel- és külföldi kivitelben  
műszerek, motorok, fa és fém alkatrészek, elektroncsövek

**BOLTJAINK AZ ORSZÁG EGÉSZ TERÜLETÉN:**

**Budapesten**

- |  |   |
|--|---|
| 1. sz. Budapest, VIII., József krt. 30—32. | 20. sz. Budapest, V., Váci u. 67.       |
| 2. sz. Budapest, VI., Lenin krt. 92.       | 21. sz. II., Kis Rókus u. 1.            |
| 11. sz. Budapest, IV., István tér 4.       | 22. sz. Budapest, XXI., Rákóczi út 130. |

**Vidéken**

- |   |  |
|---|--|
| 3. sz. Békéscsaba, Tanácsköztársaság u. 27. | 15. sz. Pécs, Kossuth u. 36.               |
| 4. sz. Debrecen, Vöröshadsereg u. 77.       | 7. sz. Salgótarján, Rákóczi út. 30.        |
| 5. sz. Győr, Aradi vértanúk u. 11.          | 13. sz. Szeged, Kígyó u. 5.                |
| 8. sz. Kaposvár, Kossuth u. 8.              | 18. sz. Szombathely, Bajcsy-Zs. u. 2.      |
| 9. sz. Kecskemét, Nagykörösi út 9.          | 17. sz. Székesfehérvár, Ady E. u. 5.       |
| 6. sz. Miskolc, Bajcsy-Zs. u. 14.           | 23. sz. Zalaegerszeg, Kovács Károly tér 4. |
| 19. sz. Pápa, Fő u. 4.                      |  |

**EGYSÉGEINK KÖZÜLETEKET IS KISZOLGÁLNAK  
CSOMAGKÜLDÉS POSTÁN UTÁNVÉTEL IS!**

