

F

1879

*Magyar*  
**HIRADÁSTECHNIKA**

VI M



**1-2**

## Szerkesztőség:

Budapest, VI.  
Rudas László-u. 45.  
Telefon: 113—027

## Felelős szerkesztő:

Lévai Pál

## Szerkesztőbizottság:

Alkér Tibor  
dr. Barta István  
Boglár Gyula  
Bognár Géza  
Izsák Miklós  
Koczka László  
Kodolányi Gyula  
Komlós István  
dr. Orbán György  
Sárközy Géza  
Székely Mihály  
Szigeti György  
Szikszay Lajos  
Vágó Artur  
Valkó Iván Péter  
Winter Ernő

Megjelenik kéthavonta  
Előfizetési ár egy évre 30.—,  
példányonként 6.50 Ft.

Az új esztendő feladatai .....	1
<i>Palócz István</i> : Magnetron frekvenciaspektruma .....	2
<i>Tarnay Kálmán</i> : A reflex klystron elmélete .....	8
<i>Radványi László dr.</i> : Távkábelek mélyfrekvenciás csillapításkiegyenlítése .....	11
<i>Hargitai Endre</i> : Légvezetékes vivőáramú zeneközvetítés .....	16
Задачи нового года .....	1
И. Пал о ц: Спектр частоты магнетронов .....	2
К. Т ар н а и: Теория рефлексного клистрона .....	8
Л. Р а д в а н ь и: Выравнивание низкочастотного затухания кабелей для дальней связи .....	11
Э. Г а р г и т а и: Передача музыки воздушными линиями несущего тока .....	16
<i>I. Palócz</i> : Frequenzspektrum des Magnetrons .....	2
<i>K. Tarnay</i> : Theorie des Reflex-Klystrons (Fortsetzung) .....	8
<i>L. Radványi</i> : Dämpfungsausgleich von Fernleitungen auf tiefen Frequenzen .....	11
<i>E. Hargitai</i> : Trägerfrequente Musikübertragung auf Freileitungen .....	16
<i>I. Palócz</i> : Frequency Spectrum of the Magnetron .....	2
<i>K. Tarnay</i> : Theory of the Reflex Klystron (continued) .....	8
<i>L. Radványi</i> : Low Frequency Equalisation of Toll Cables .....	11
<i>E. Hargitai</i> : Carrier Current Transmission of Music on Open-wire Lines .....	16
<i>I. Palócz</i> : Spectre de fréquences du magnetron .....	2
<i>K. Tarnay</i> : Théorie du klystron à réflexe (suite) .....	8
<i>L. Radványi</i> : Egalisation de l'atténuation aux basses fréquences des câbles à grande distance .....	11
<i>E. Hargitai</i> : Transmission radiophonique à courant porteur sur lignes aériennes .....	16

### Tartalomjegyzék

	Szám	Oldal		Szám	Oldal
dr. Barta István: Televíziós berendezések elektroncső igényei .....	7-8	98	dr. Magyari Endre: Frekvencia- és feszültségfüggetlen frekvenciaviszony-mérőhíd..	7-8	120
Bogtár Gyula: Tekercsek önkapacitásának és az önkapacitás veszteségének hatása a tekercsek jóságára .....	11-12	186	Márkus Endre: Tropikalizációs és üzembiztonsági vizsgálatok. I. rész .....	9-10	155
Baján Tibor: 12 csatornás kábeles berendezés konstrukciós felépítése .....	11-12	201	Osztrovszky György: A Híradástechnikai Konferencia megnyitása .....	7-8	97
☉ Cebe László: Kábel kiegyenlítő .....	11-12	193	Palócz István: Magnetron frekvenciaspektruma .....	1-2	2
☉ Egyedi Andor: Sokcsatornás vívőáramú rendszerek .....	11-12	162	Pankotay Ferenc: 12/24 csatornás vívőfrekvenciás teljesítményerősítő .....	11-12	191
+ Géher Károly: Megjegyzések a csoportsebességről .....	9-10	129	☉ Radvány Jenő: 12 csatornás kábeles vívőfrekvenciás távbeszélő berendezés kristálysűrői .....	11-12	182
Gobbi István: Mágneses anyagok katódsugárcsőves vizsgálata .....	7-8	122	dr. Radványi László: Távkábelek mélyfrekvenciás csillapításkiegyenlítése .....	1-2	11
Hargitai Endre: Légvezetékes vívőáramú zeneközvetítés. I. rész .....	1-2	16	Romhányi Miklós: A sugártetróda határfoka	5-6	65
II. rész .....	3-4	40	Simon Ferenc: Jelfogók lemezrúgóinak tervezési kérdései I. rész .....	5-6	89
Heckenast Gábor: A korszerű stúdiómagne- tofonok fejlődésének és tervezésének egyes kérdései .....	7-8	110	II. rész .....	7-8	114
☉ Hennyei Zoltán: Lineáris elektromos hálózatok topológiája. I. rész .....	3-4	33	☉ Szentirmai György: Passzív hálózatok paramétereinek valós és képzetes részei közti kapcsolat .....	3-4	52
II. rész .....	5-6	75	Tarnay Kálmán: A reflex klisztron elmélete II. rész .....	1-2	8
+ Izsák Miklós: Bevezető .....	11-12	161	dr. Tarnóczy Tamás: Az érthetőségvizsgálatok magyar szövegmintái .....	3-4	43
Klatsmányi Árpád: A tranzisztorok felhasználásának kérdései .....	7-8	102	Vajda Zoltán: Gépi kapcsolású távbeszélő központok korszerű áramellátása .....	9-10	150
Komarik József: Fázisdiszkriminátor .....	9-10	136	Werner János: Elektronikus módszer kapcsolóelemek működési időinek mérésére .....	5-6	85
Lajkó Sándor—Gát István: VK 12 csatornás távbeszélő berendezés terheletlen szimmetrikus kábelekre .....	11-12	166	Zakariás Imre: Különleges erősítőcsövek televíziós készülékekben .....	7-8	100
Lajtha György: Egy időmérési módszerről ..	5-6	82			

### Könyvszemle

Braun, R.—Kolbe, H.: Ultrakurzwellentechnik (Komarik) .....	5-6	96	Kapcov, N. A.: Elektronika (Romhányi) ..	3-4	42
Bunyimovics, V. J.: Ingadozási folyamatok rádióvevőkészülékekben (Romhányi) ...	7-8	127	Kroutl, F. R.: Távkábeltechnika (Izsák) ...	11-12	165
Dobrjecov, L. N.: Elektron- és ionemisszió (Romhányi) .....	5-6	88	Nejman, M. Sz.: Mikrohullámú triodák és tetródák (Romhányi) .....	5-6	88
Katajev, Sz. I.: Televíziós eltérítő impulzusgenerátorok (Romhányi) .....	7-8	113	Rütov, Sz. M.: Az elektromos ingadozások és a hőszugárzás elmélete (Romhányi) .....	7-8	127
Koczka László: Távbeszélőkészülékek és gép- elemek (Horváth) .....	3-4	42	Teodorcsik, K. F.: Öngerjesztésű rezgőrendszerek (Romhányi) .....	7-8	128
			Volokova, V. A.—Oser, I. N.: Egyen- és váltóáramú hidak (Romhányi) .....	5-6	88

### Egyéb

Az új esztendő feladatai .....	1-2	1	Híradástechnikai Konferencia .....	5-6	81
dr. G. Havelka prof. előadása .....	5-6	74	Híradástechnika Konferencia határozata ....	7-8	109
Minőség és önköltség a híradástechnikában	5-6	81	PTE 11 cső .....	11-12	190



1988

1988



## Az új esztendő feladatai

Híradástechnikai iparunk fejlődését az 1953. esztendőben különösen az alapanyagok és az alkatrészek fejlesztésében elért eredmények jellemzik. Korszerű ellenállás- és kondenzátortípusokat fejlesztettek ki, melyek gyártását iparunk megkezdte, jelentős eredményeket értünk el a keramikus anyagok és szigetelőanyagok, a lágy és kemény mágneses anyagok és egyes vákuumtechnikai alapanyagok fejlesztése terén. Megszületőben vannak a korszerű papír- és elektrolitikus kondenzátorok, megteremtettük a kristálysűrőgyártás alapjait, új érintkezőanyagokat fejlesztettünk ki és több eddig nélkülözött alkatrész gyártását kezdtük meg.

Az alapanyagok és alkatrészek fejlesztésének elindításával leraktuk a híradástechnikai ipar egészséges fejlődésének alapjait és az eredmények a már gyártott távközlő berendezések minőségének emelésében és az új, korszerű berendezések fejlesztésében már kezdenek mutatkozni.

Az elmúlt év jelentős eseményei közé kell sorolni, hogy megkezdte működését, bár korlátolt keretek között, a Híradástechnikai Kutató Intézet és iparvállalatainknál megalakultak a fejlesztési osztályok. Az itt dolgozó híradástechnikusok munkája már hozzájárult azokhoz az eredményekhez, amelyeket az elmúlt esztendőben felmutathatunk. Jelentős eredményként kell elkönyvelnünk, hogy a Távközlési Kutató Intézeten kívül, főleg annak irányításával, más ipari és tudományos kutató intézetek is foglalkoznak a híradástechnika alapanyagainak a problémáival. A Tudományos Akadémia tervszerű irányítása és tudományos segítsége a kutatóknak és az iparban dolgozóknak komoly támogatást jelentett.

Erősödtek, főként a népi demokráciákkal, nemzetközi műszaki kapcsolataink is és a KGST útján megszervezett nemzetközi tapasztalatsere, elsősorban a Szovjetunió támogatása, mind nagyobb mértékben érezteti iparunkban is hatását.

Nem csekély eredményeket értünk el káderutánpótlásunk és műszaki és tudományos színvonalunk emelésében. A Műszaki Egyetemről és a középfokú oktatásból mind több és több tehetséges és jólképzett fiatal híradástechnikus kerül ki. A Tudományos Akadémia útján tudományos dolgozóinknak nyújtott bőkezű támogatás, az aspirantúra intézménye és az ösztöndíjak már eddig is gyümölcsöző befektetéseknek bizonyultak.

Az elért eredményekkel azonban nem lehetünk megelégedettek. A látszólag sok eredmény az előttünk álló feladatokhoz képest csupán biztató kezdetnek tekinthető. Pártunk és Kormányzatunk támogatását, a népi demokráciák és különösen a Szovjetunió segítségét az eddiginél is nagyobb mértékben kell igénybevevünk, hogy a megkezdett úton fokozott sebességgel haladhassunk.

A júniusi és októberi párthatározatok és a kormányprogram népünk jólétének állandó emelése végett a közszükségleti cikkek termelésének növelését, az önköltség csökkentését, a termelékenység fokozását és a nehézipar területén elért eredmények megszilárdítása mellett a termékek minőségének a javítását tűzte ki főfeladatokul. A kitűzött feladatok ránk, híradástechnikusokra, minden tekintetben vonatkoznak.

A híradástechnika a nehézipar olyan ága, amely elsősorban közszükségleti cikkeket termel. A termelés fokozása azonban azt is jelenti, hogy rejtett tartalékaink, a hulladékok és a szabad kapacitások kihasználásával újabb fogyasztási cikkek gyártását is vezessük be. Ezen a téren már az eltelt rövid idő alatt is sok eredmény született és a híradástechnika dolgozóinak találékonysága bizonyára további sikerekre fog vezetni.

Az önköltség csökkentéséhez a műszaki intézkedések tervének helyes összeállításán és végrehajtásán kívül a behozatal csökkentése is szükséges. Ezért minél sürgősebben be kell rendezkednünk a már kifejlesztett anyagok és alkatrészek tömeggyártására és folytatnunk, sőt fokoznunk kell a kutatást és fejlesztést. A sok helyen folyó munka koordinálásával és a rendelkezésre álló lehetőségek felkutatásával és kihasználásával kell igyekeznünk a munka költségeit csökkenteni.

Népgazdaságunk döntő feladata az export fokozása és a híradástechnikai iparnak e téren kiemelkedő szerepe van. Exportunk fokozása érdekében az eddiginél nagyobb mértékben kell támogatnunk az alapanyagok és alkatrészek fejlesztése mellett a korszerű hírközlő berendezések fejlesztésének munkáját. Új technológiai eljárásokat kell bevezetnünk és korszerűsíteniük kell mérőparkunkat. De fokoznunk kell meglévő gyártmányaink minőségét is. Ezek a célkitűzések technológusaink számára új feladatokat jelentenek, de lényegesen meg kell javítanunk a megelőző karbantartást nemcsak mérőberendezéseinket, hanem gyártóeszközeinket illetően is.

A híradástechnika bonyolult gyártmányai sok szellemi munkát igényelnek. Ezért fenn kell tartanunk és lehetőleg fokoznunk kell középfokú és felsőfokú káderképzésünk színvonalát és minél nagyobb számban kell igénybevevünk a Mérnöki Továbbképző Intézet által nyújtott lehetőségeket. Oktatási terveinknek figyelembe kell venniük, hogy a mi iparunknak nemcsak híradástechnikusokra, hanem fizikusokra, vegyészekre, gépészmérnökökre és gyártmánytechnológusokra is szüksége van. Lényegesen fokoznunk kell konstruktöreink műszaki színvonalát.

Az 1954. esztendőt fel kell használnunk arra, hogy a magyar híradástechnikai ipar Pártunk és Kormányzatunk támogatásával visszaszerezze régi nemzetközi hírnevét.

## Magnetron frekvenciaspektruma

PALÓCZ ISTVÁN

(Műszaki Egyetem Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszék)

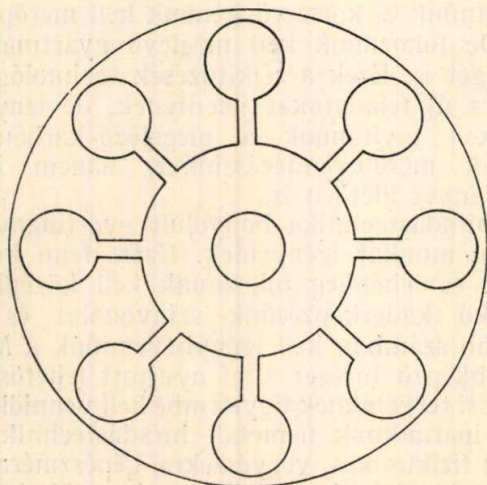
**Összefoglalás.** Az abrncsozatlan magnetron frekvenciaspektrumának ismertetése után a két-két gyűrűvel abrncsozott cső frekvenciaspektrumával foglalkozunk. Végül az  $\frac{N}{2}$  és az  $\frac{N}{2} - 1$  módushoz tartozó frekvenciák viszonyára egyszerű összefüggést adunk.

### 1. BEVEZETÉS

A soküreges, mikrohullámú magnetron technikai fontossága ma már annyira közismert, hogy azt hangsúlyozni felesleges.

A magnetron több lépésben fejlődött; jelen cikkünkben a ma legfontosabb magnetronnak, az úgynevezett soküreges típusnak egy lényeges tulajdonságát vizsgáljuk. Az ilyen magnetron aránylag új cső. Szerkezetét és a megépített csővön végzett mérések eredményeit *N.F. Alekszejev* és *D.D. Maljarov* írta le először 1940-ben [1].

*M. L. Oliphant* vezetése alatt működő kutatócsoport felismerte, hogy a mikrohullámú sávban ez a csőtípus impulzus üzem esetén nagyteljesítményű oszcillátorként igen előnyösen használható. Ugyanez a kutatócsoport kísérletei során tapasztalta, hogy bizonyos munkaponton túlhaladva a működési frekvencia nem konstans többé. Feltételezve, hogy a különböző impulzusok más módusban jelentkeznek, vagy, hogy egy lökés alatt a magnetron módust vált, az említett jelenség megmagyarázható volt. Elméleti szempontból igen lényeges volt a magnetron frek-

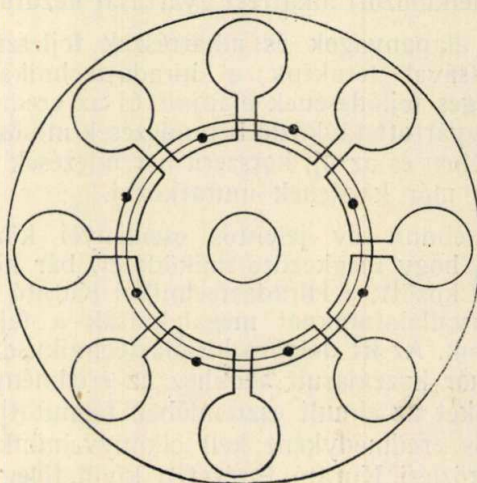


1. ábra. Abrncsozatlan magnetron rezonátorrendszere (rés-üreg típus)

venciaspektrumának elméleti megadása, azaz a különböző működési módushoz tartozó frekvenciák ismerete.

E kérdésnek időrendben első tárgyalása kihasználta a lineáris áramkörök elméletének és a szóban forgó problémának analóg voltát. Majd nem sokkal később *J. C. Slater* [2] az elektromágneses tér elméletének segítségével vizsgálta ugyanezen kérdést. Utóbbi módszer a probléma körbe mély bepillantást nyújtott.

A helytelen módusválasztással, vagy a módus instabilitással összefüggő bajokat konstrukciós változtatással lehetett kiküszöbölni. Két alapvetően különböző konstrukciót fejlesztettek ki, amelyekben módusváltozás gyakorlatilag nem lé-



2. ábra. Abrncsozott magnetron rezonátorrendszere.

pett fel. A konstrukciók egyikében valamennyi üregrezonátor egyforma volt; mi ezt az esetet tárgyaljuk.

E konstrukció neve: abrncsozott magnetron. Az 1. és 2. ábrát nézve látható, hogy az abrncsozott konstrukcióban az eredeti (1. ábrán látható) magnetron abrncsoknak nevezett gyűrűkkel van kiegészítve.

Az abrncsozott cső frekvenciaspektruma a hálózatelmélet segítségével határozható meg; ez a tárgyalásmód a különböző módusokhoz tartozó frekvenciák viszonyát adja meg.

Az elektromágneses térelmélettel egyelőre nem sikerült az abrncsozott rendszert tárgyalni. De a térelmélet és hálózatelmélet együttes alkalmazásával meg lehet adni az abrncsozott magnetron abszolút frekvenciaeloszlását.

Mi e cikkben a hálózatelmélet álláspontjára helyezkedünk. Arra való tekintettel, hogy az abrncsozott rendszer abrncsozatlan rendszerből és abrncsokból van felépítve, előbb a régi, abrncsozatlan rendszert vizsgáljuk meg; ez előkészíti az abrncsozott rendszer tárgyalását. Az itt ismertetett módszer nem új ugyan, de a mágneses csatolás hatását az eddig ismert irodalomban általánosabban vesszük figyelembe. Az eddigi

irodalom ugyanis a mágneses csatolás két szélső esetét vette csak tekintetbe; ez tárgyalásunk speciális eseteként adódik. Az abroncsozatlan rendszer frekvenciaspektrumának ismeretében a két-két gyűrűvel abroncsozott rendszer tárgyalása igen könnyűvé válik. [3].

## 2. ABRONCSOZATLAN MAGNETRON FREKVENCIASPEKTRUMA

Az 1. ábrán egy rés-üreg típusú rezonátorrendszert látunk. Ez az abroncsozatlan rezonátorrendszerek egy tipikus konstrukciós kivitele.

Tárgyalásunkban feltételezzük, hogy

1. az anódblokk  $N$  üregrezonátorból áll, ahol  $N$  páros szám,

2. valamennyi üregrezonátor egyforma,

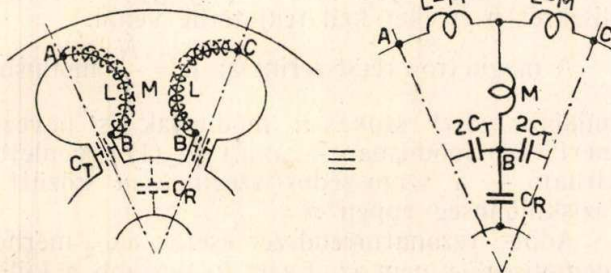
3. a magnetron frekvenciaspektruma csak a rezonátorrendszertől (azaz az anódbloktól és a katódtól) függ és a kicsatolástól független,

4. a nagyfrekvenciás mágnes tér — a rendszer két szélének (az ú. n. zárótereknek) kivételével — axiális,

5. a záróter hatása elhanyagolható,

6. a katód ekvipotenciális felület. (A katódhoz képest adjuk meg az egyes pontok feszültségét).

Ha egy anódszegmens nagyfrekvenciás potenciálját vizsgáljuk valamely szomszédos anódszeg-



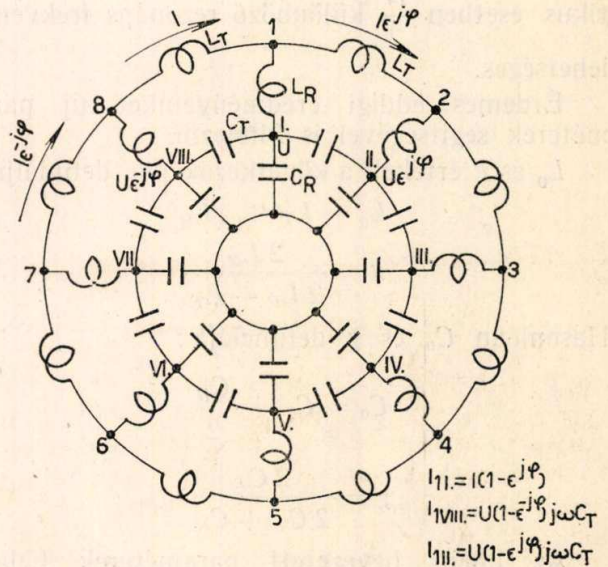
3. ábra. Az 1. ábra egy részének ekvivalens hálózatai

meneshez képest, akkor általában ezek között van potenciálkülönbség; úgyszintén potenciálkülönbség van a vizsgált anódszegmens és a katód között is. Ez azt jelenti, hogy az előbb említett felületek között villamos erővonalakat kell elképzelnünk. A szomszédos szegmensek közötti potenciálkülönbség hatására áram folyik; a felületi hatás (skin-effektus) miatt ez az áram az üreg belső felületén folyik.

A 3. ábrát nézve nyilvánvaló, hogy egy rés két fala között egy kapacitás képzelendő el (jele  $C_T$  a bal ábrán); a vizsgált anódszegmens és a katód közötti erőteret a  $C_R$ -rel jelölt kapacitással vesszük tekintetbe. Az üreg belső felületén folyó áramot veszteségmentes induktivitáson átfolyó áramként képzelhetjük el, hiszen az anódblokk vörösrézről készül, tehát igen jó vezető-képességű és így veszteségmentesnek tekinthető anyag. Mondottuk, hogy a nagyfrekvenciás mágneses erővonalak már nem axiálisak a záróter közelében, hanem ott megfordulnak. Az üregben koncentrált mágneses erővonalak egy része

a két szomszédos üreg egyikén tér vissza, körülfogva a szóbanforgó két üreg szélén folyó áramokat. Ezen erővonalak miatt az üregeket csatolt induktivitásoknak tekinthetjük. A csatolást veszi tekintetbe az  $M$  paraméter a 3 ábrán. Természetesen vannak olyan mágneses erővonalak is, melyek csak egy üreg szélén folyó áramot vesznek körül. Ezen erővonalak nem jelentenek csatolást. További tárgyalásunk egyszerűsítésére a 3. ábrán látható átalakítást használjuk fel.

Bevezetve a tangenciális helyzetű induktivitásokra az  $L_T$ , a radiális induktivitásokra pedig az  $L_R$  jelölést, a 4. ábrát kapjuk. Ezen hálózat frekvenciaspektrumát számítjuk ki annak feltételezésével, hogy a hálózatnak ugyanaz a frekvenciaspektruma, mint a vizsgált magnetronnak [4]. Jelöljük az I és II pontok közötti fáziskülönbséget  $\varphi$ -vel. Ha a kerületen egy teljes



4. ábra. Az 1. ábrán ábrázolt rezonátorrendszer ekvivalens hálózata.

kört ( $2\pi$  szöget) teszünk meg, akkor a nagyfrekvenciás potenciál természetesen az eredeti értékére tér vissza; azaz

$$N\varphi = 2\pi n, \quad (1)$$

ahol  $n$  egész szám. Látni fogjuk, most csak előrebocsátjuk, hogy  $n$  következő értékeit kell figyelembe vennünk:

$$n = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} \quad (2)$$

$N$  jelenti az egyforma hálózatelemek számát; ez megegyezik a rezonátorrendszer rezonátorainak számával.

Legegyszerűbb Kirchoff szabályaival számolunk.

Az I csomópontra:

$$I(1 - e^{j\varphi}) = Uj\omega [(2 - e^{j\varphi} - e^{-j\varphi})C_T + C_R] \quad (3)$$

Az I, VIII, 8, 1 áramhurokra pedig:

$$-U(1 - e^{-j\varphi}) = Ij\omega [(2 - e^{j\varphi} - e^{-j\varphi})L_R + L_T] \quad (4)$$



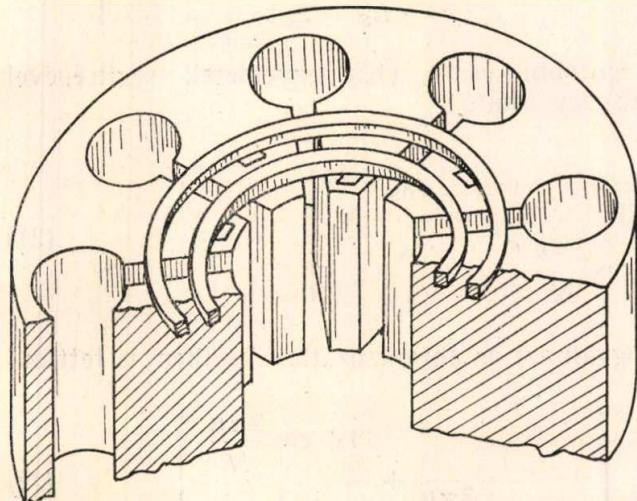


A (14) egyenletbe különböző  $k$  és  $g$  értékeket helyettesítve (lásd a táblázatot), két eset lehetséges: a  $\pi$  módushoz tartozó frekvencia vagy nagyobb a szomszédjánál (azaz az  $n = \frac{N}{2} - 1$  módushoz tartozó frekvenciánál), vagy ennek ellenkezője igaz. Mindkét esetet tapasztalták; a (14) egyenlet mindkét esetet magyarázza. E két eset megegyezik abban, hogy a  $\pi$  módushoz tartozó frekvencia a szomszédjához igen közel esik. Az irodalom szerint a frekvenciakülönbség 1% nagyságrendű.

### 3. ABRONCSOZOTT MAGNETRON FREKVENCIASPEKTRUMA

Említettük már, hogy az abroncsozatlan magnetron nem működött kifogástalanul. Emiatt fejlesztették ki az úgynevezett abroncsozott konstrukciót.

Ismeretes, hogy az abroncsozás módja az idők folyamán tetemes fejlődésen ment keresztül. A 2. és 5. ábrán látható a kettős abroncsozásának



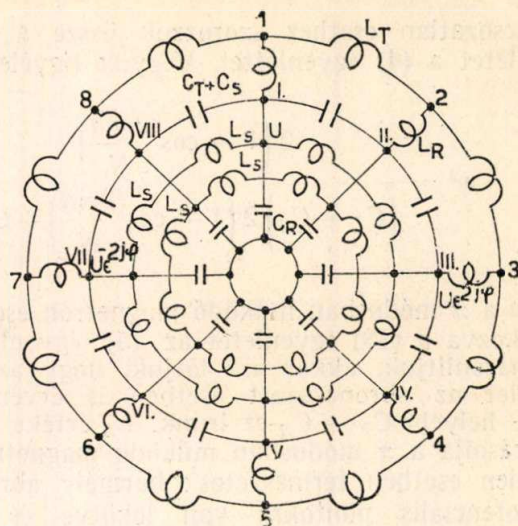
5. ábra. Abroncsozott anódblokk szerkezete (sematikus rajz).

nevezett magnetron. Ez a típus az abroncsozott kivitelű csövek közül a legkorszerűbb konstrukció.

Ennek frekvenciaspektrumát óhajtjuk megadni, de előbb néhány szót szólnunk magáról a konstrukcióról. Az anódblokkon alul és felül két-két gyűrű húzódik (l. az 5. ábrát). Az ábrán a felső két abroncs látszik. Ezek egyike lehető rövid vezetékkel a páratlan anódszegmensekhez van lekötve, a másik abroncs pedig a páros anódszegmensekhez. Feltételezzük, hogy a rendszer tökéletesen szimmetrikus.

Az abroncsozás következtében az anódblokk ugyanazon oldalán lévő abroncsok között  $C_s$  kapacitásokat kell figyelembe vennünk (lásd a 6. ábrát). Az anód és abroncsok között is vannak kapacitások; feltételezzük, hogy ezek értéke elhanyagolható az abroncsok közötti kapacitásokhoz képest.

Általában áram folyik minden abroncsban. A jelenség úgy fogható fel, hogy két veszteség-



6. ábra. Az abroncsok közötti erőteret  $C_s$  koncentrált kapacitásokkal vesszük figyelembe. (Teljes vonallal az abroncsokat jelöltük, szaggatott vonallal pedig a kapacitásokat).

mentes induktivitáson (melyek  $L_s$  induktivitásokból állanak) folyik át az áram.

A 7. ábra mutatja a vizsgált magnetronnal egyenértékű hálózatot. Ezen cső relatív frekvenciaspektrumát az abroncsozatlan rendszernél láttottak módjára megadhatjuk.

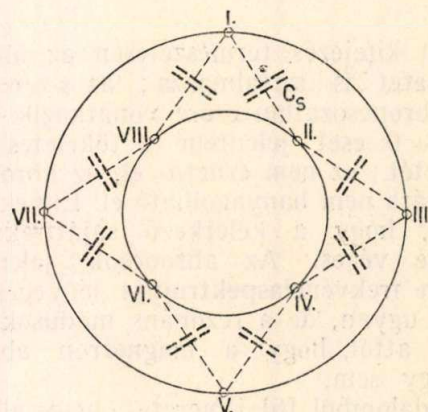
Előbb az I csomópontra (l. 7. ábrát) vonatkozó egyenletet írjuk fel. A mostani esetet a 4. ábrán látottal összehasonlítva látjuk, hogy most  $C_T + C_s$  irandó  $C_T$  helyébe, azonkívül pedig az abroncsokat jelentő induktitásokon átfolyó áramokat is tekintetbe kell venni.

A VII-ből I felé folyó áram értéke

$$I_{VII \rightarrow I} = \frac{U(\epsilon^{-2j\varphi} - 1)}{2j\omega L_s} \tag{15}$$

Az I-ből III felé folyó áram értéke pedig

$$I_{I \rightarrow III} = \frac{U(1 - \epsilon^{2j\varphi})}{2j\omega L_s} \tag{16}$$



7. ábra. A 2. ábrán ábrázolt rezonátor-rendszer ekvivalens hálózata.

Kapjuk az I csomópontra:

$$I(1 - \epsilon^{j\varphi}) = Uj\omega [(2 - \epsilon^{j\varphi} - \epsilon^{-j\varphi})(C_T + C_s) + C_R] + \frac{U(2 - \epsilon^{2j\varphi} - \epsilon^{-2j\varphi})}{2j\omega L_s} \tag{17}$$

A (4) egyenlet most is érvényes. Hasonlóan az

abroncsozatlan esethez szorozzuk össze a (17) egyenletet a (4) egyenlettel. Vegyük figyelembe

az (1) egyenletet, továbbá azt, hogy  $2 - e^{2j\varphi} - e^{-2j\varphi}$  egyenlő  $4(1 - \cos\varphi)(1 + \cos\varphi)$ -vel. Kapjuk:

$$\omega^2 = \frac{2 \left(1 - \cos \frac{2\pi n}{N}\right)}{\left(C_T + C_S\right) 2 \left(1 - \cos \frac{2\pi n}{N}\right) + C_R} \left[ \frac{1}{L_R 2 \left(1 - \cos \frac{2\pi n}{N}\right) + L_T} + \frac{1 + \cos \frac{2\pi n}{N}}{L_S} \right] \quad (18)$$

Ha a  $\pi$  módusban működő magnetron esetére szorítkozva a (18) egyenletet az (5) egyenlettel összehasonlítjuk, akkor azt látjuk, hogy az (5) egyenlet az abroncsozott esetben is érvényes, ha  $C_T$  helyébe  $C_T + C_S$ -et írunk.  $L_S$  értéke nem befolyásolja a  $\pi$  módusban működő magnetront. Ez jelen esetben természetes: bármely abroncs ekvipotenciális pontokra van lekötve és az abroncszás hatása csak annyi, hogy  $C_S$  parallel kapcsolódott  $C_T$ -val; a  $\pi$  módusban működő magnetron rezonáns frekvenciáját tehát az abroncszás csökkenti.

Ha eredményünket az abroncsozatlan esethez hasonlóan áttekinthetőbbé kívánjuk tenni, akkor vezessünk be egy további paramétert eképpen:

$$s = \frac{L_S}{2L_R + L_T} \quad (19)$$

Továbbá (6)-tól (9)-ig terjedő egyenleteket kell használnunk, természetesen  $C_T$  helyett  $C_T + C_S$ -et szerepeltetve.

A (18) egyenletbe való helyettesítést megkönnyíti, ha előbb  $C_T + C_S$ ,  $C_R$ ,  $L_T$  és  $L_R$  értékét kifejezzük  $C_0$ ,  $L_0$ ,  $g$ ,  $k$ , és  $s$  segítségével. A következő értékeket nyerjük:

$$\left. \begin{aligned} C_T + C_S &= C_0 g \\ C_R &= C_0 2(1 - g) \\ L_R &= L_0 \frac{k}{2} \\ L_T &= L_0 (1 - k) \\ L_S &= L_0 s. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Legutóbbi és a (12) egyenletek segítségével (18) így írható:

$$\left(\frac{\omega_n}{\omega_0}\right)^2 = \frac{1 - \cos \frac{2\pi n}{N}}{1 - g \cos \frac{2\pi n}{N}} \left[ \frac{1}{1 - k \cos \frac{2\pi n}{N}} + \frac{1 + \cos \frac{2\pi n}{N}}{s} \right] \quad (21)$$

Vonatkoztathatjuk természetesen  $\omega_n$ -t  $\omega_{N/2}$ -re is, ahogyan azt az abroncsozatlan esetben is tettük:

$$\left(\frac{\omega_n}{\omega_{N/2}}\right)^2 = \frac{(1 + g)(1 + k)}{2} \cdot \frac{1 - \cos \frac{2\pi n}{N}}{1 - g \cos \frac{2\pi n}{N}} \left[ \frac{1}{1 - k \cos \frac{2\pi n}{N}} + \frac{1 + \cos \frac{2\pi n}{N}}{s} \right] \quad (22)$$

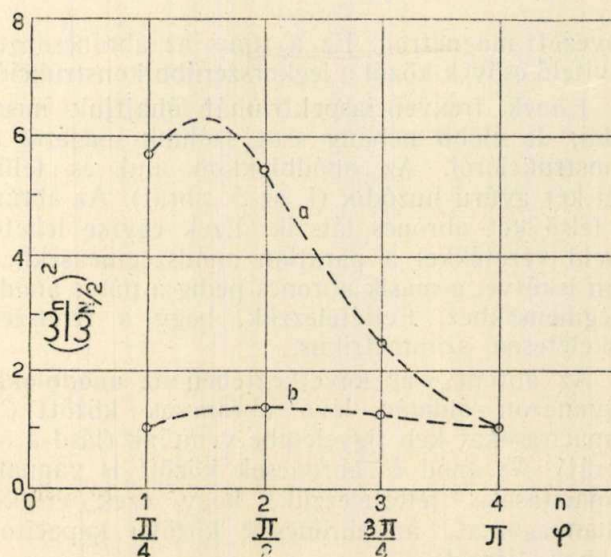
A (22) kifejezés természetesen az abroncsozatlan esetet is tartalmazza; az  $s = \infty$  határeset az abroncsozatlan csőre vonatkozik.

Az  $s = 0$  eset jelentené a tökéletes abroncszás esetét; ez nem érhető el, az abroncszás induktivitása nem hanyagolható el. Ennek következménye, hogy a keletkező sajátfrekvenciák különbsége véges. Az abroncsok jelenléte a magnetron frekvenciaspektrumát lényegesen befolyásolja ugyan, de a rezonáns módusok száma független attól, hogy a magnetron abroncsozott-e vagy sem.

Az irodalomból [6] ismeretes, hogy alkalmas abroncszás esetén az  $\frac{N}{2}$  módushoz tartozó

önfrekvencia az  $\frac{N}{2} - 1$  módushoz tartozó frek-

venciától lényegesen különbözik. Ezen frekvenciakülönbség abroncsozott esetben 25% nagyságrendű, míg abroncsozatlan esetben kb. 1% körüli szokott lenni (példakép lásd a 8. ábrát).



8. ábra. A 22. egyenlet alapján számított frekvenciaspektrum  
a) Abroncsozatlan cső,  $g = 0,75$ ,  $k = 0,25$ .  
Abroncsozott cső,  $g = 0,75$ ,  $k = 0,25$ ,  $s = 0,65$

Abroncszott rendszert feltételezve az  $\frac{N}{2} - 1$  és az  $\frac{N}{2}$  módusokhoz tartozó frekvenciák viszonyára kényelmes, egyszerű összefüggést óhajtunk adni.

Feltételezzük, hogy a vizsgált módusokhoz tartozó frekvenciák különbözőségét pusztán az abroncsok okozzák; azaz elhanyagoljuk az elektromos és a mágneses csatolást egyaránt, tehát  $g=1$  és  $k=0$ -át írunk. A  $g=1$  választás indokolt, mert a szokásos konstrukciókban  $C_T$  maga is lényegesen nagyobb, mint  $C_R$ ; így már abroncs nélkül is (9) egyenlet szerint  $g$  értéke közel egy, az abroncs jelenléte  $g$  értékét még egyhez közelíti; ez esetben pedig  $k$  értéke közel zérus kell, hogy legyen, ha azt akarjuk, hogy abroncsotlan esetben a vizsgált frekvenciák különbsége igen kicsiny legyen.

Ezek figyelembe vételével kapjuk (22)-ből

$$\left(\frac{\omega_{N/2-1}}{\omega_{N/2}}\right)^2 = 1 + \frac{1 - \cos \frac{2\pi}{N}}{s} \quad (23)$$

Adott rezonánsrendszerénél célszerű  $\omega_{N/2-1}$  és  $\omega_{N/2}$  mérése, valamint  $\cos \frac{2\pi}{N}$  számítása. Ezek után az abroncsosítás hatékonyságára jellemző  $s$  számítható.

Természetes, hogy  $s$  nagysága függ az abroncsosítás hosszától. Ha valamilyen okból új konstrukciót készítünk, melynek átmérője nagyobb, mint az előzőé volt, akkor az átmérő növelésével együtt  $s$ -t is növeljük és ezzel az abroncsosítás hatékonyságát csökkentettük. Az eddigiek alapján a következőket lehet összefoglalóan megállapítani:

Áramköri analógia segítségével előbb az abroncsotlan magnetron önfrekvenciáit vizsgáltuk. A módszer félig-kvantitatív, mert  $k$ ,  $g$  paraméterek értékeit csak megbecsülni lehet. A számítások — lásd a (14) egyenletet — vala-

mint az elvégzett kísérletek eredményei azt mutatják, hogy a  $\pi$  módusú rezgés önfrekvenciája kevésbé különbözik szomszédjától. Ilyen szempontból az abroncsotlan rendszer előnyösebb. A (22) egyenlet szerint az abroncsotlan rendszerénél a frekvenciakülönbség akkor nagy, ha  $s$  kis szám, azaz ha az abroncsok induktivitása aránylag kicsiny. Az abroncs jelenléte az önfrekvenciák számát nem befolyásolja; szimmetrikus esetünkben  $N/2$  önfrekvencia lép fel. Abban az esetben, ha abroncsotlan magnetronnal csak az abroncsosítás okozza a különböző rezgési módokhoz tartozó önfrekvenciák különbözőségét, akkor a  $\pi$  módusú frekvencia és szomszédjának frekvenciaviszonya a (23) egyenletből adódik.

Köszönettel tartozom *Dr. Barta István* professzornak, e cikk megírására való buzdításáért, továbbá *Hennyey Zoltán*-nak értékes, e kérdéssel kapcsolatos hálózatalméleti megbeszélésekért.

#### IRODALOM

[1] Az eredeti közlemény a *Journal Techn. Phys. U. S. S. R.* 10 kötet, 1297 old. 1940-ben jelent meg. Angol nyelvre lefordítva is olvasható *Proc. I. R. E.* 32. kötet, 136 old. 1944-ben.

[2] *J. C. Slater*: Resonant Modes of the Magnetron. MIT RL Report 43—9. Aug. 1942. Ezen cikkhez nem jutottam hozzá.

[3] *Collins*: Microwave Magnetrons című könyvének negyedik fejezetében *L. R. Walker* az általános aszimmetrikus abroncsosítás esetét tárgyalja komplikált módon. Mi ezzel szemben a legelőnyösebb és ezért leggyakrabban alkalmazott abroncsosítási mód egyszerű tárgyalását adjuk.

[4] Ha a 4. ábrán látható hálózatunkat a *Spangenberg* által megadott hálózatokkal (*Vacuum Tubes*, McGraw Hill, 1948. 625—629. old.) összehasonlítjuk, akkor látjuk, hogy a mi tárgyalásunk *Spangenberg* eredményeit általánosítja. Az  $L_R = 0$  esetben hálózatunk *Spangenberg* 18. 3. ábrájába megy át; az  $L_T = 0$  esetben a 18. 7c ábrába.

[5] Nem bocsátkozunk itt részletekbe, de megemlítjük, hogy aszimmetria esetén az  $n = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$  módusokhoz két-két állóhullám tartozik.

[6] Lásd pl. *G. B. Collins*: *Microwave Magnetrons*, Mc Graw Hill 1948, 469. old.

## PÁLYÁZAT HATÁRIDŐMEGHOSSZABBÍTÁSA

A Közlekedés- és Postaügyi Minisztérium kívánságára, a Bel- és Külkereskedelmi Minisztérium hozzájárulásával a **CB 35 telefonkészülékkel** kapcsolatos, f. évi 9—10. számunkban hirdetett 50.000 forintos pályázat határideje

1954. április 15-ig meghosszabbítást nyert.

## AZ ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR FIÓKKÖNYVTÁRA

a Műszaki és Természettudományi Egyesületek Szövetsége székházában (Budapest, VI., Rudas László-u. 45. I. em.) szombat kivételével naponta déli 12 órától este 20 óráig áll az olvasók rendelkezésére.

Az Egyesület kéri a tagkönyvcseré alkalmából szétküldött kérdőívek haladéktalan kitöltését.

## A reflex klystron elmélete

TARNAY KÁLMÁN

Folytatás (lásd 1953. 11-12. sz. 157.-164. old.)

### 6. A reflex klystron hiszterézise

A reflex klystronnal megfigyelték, hogy a gerjesztet teljesítmény helyesen illesztett terhelésnél sem egyértékű függvénye a repellerfeszültségnek. A kimenőjel jellemző adatai függenek attól, hogy a repellerfeszültséggel milyen irányból közelítettük meg a vizsgált üzemi állapotot (15, 16. ábra).

A hiszterézisjelenség vizsgálatát a következő feltételek mellett végezzük el:

a) a futási szög olyan nagy, hogy  $\Theta$  változása következtében sem  $X$ , sem  $J_1/X$  nem változik meg számottevően.

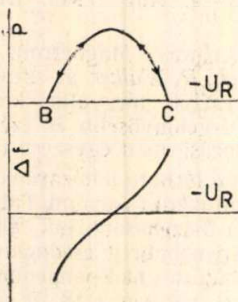
b) a futási szög megváltozását egyedül a repellerfeszültség változása okozza, a frekvenciaváltozás hatása elhanyagolható.

c) a terhelő admittancia értéke a résre transzformálva értendő.

Ábrázoljuk a komplex admittanciasíkon az elektronikus admittanciát

$$\Delta\theta = \text{áll.}$$

vonalak alakjában. A terhelő admittanciát a komplex admittanciasíkon egy, a képzetes tengellyel párhuzamos egyenes jelképezi. Az azonos kötegelési paraméter esetén jelentkező elektronikus admittanciavektorok végpontjai



15. ábra

köríveken helyezkednek el, és az előző feltételek alapján a körök mentén az oszcillációs amplitudó is állandó. Ha  $X = 0$ , akkor az oszcillációs feszültség amplitudója is zérus.

Az (4-3) egyenlet alapján az oszcilláció feltétele az, hogy az elektronikus admittancia és a terhelő admittancia összege zérus

$$Y_e + Y_R = 0$$

vagyis grafikusan az oszcillációs állapotot az elektronikus admittancia negatívjának és a terhelő admittanciának a metszéspontjai jellemzik. A futási szög és a repellerfeszültség megváltozása közötti összefüggést az előzőekben meghatároztuk

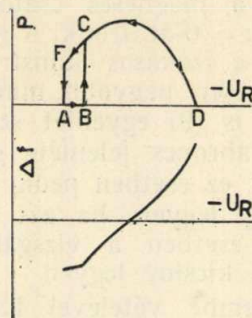
$$\Delta\theta = \theta \frac{\Delta U_R}{U_R + U_0}$$

Az egyszerű elmélet alapján a

$$\Delta\theta = \text{áll}$$

vonalak radiális egyenesek. Először ezt az esetet fogjuk diszkutálni a 17. ábra alapján. Az A pontból kiindulva csökkentjük a repellerfeszültséget, ennek hatására az elektronikus admittancia vektora az  $X = 0$  körív mentén mozdul el az óramutatóval egyező irányban egészen a B pontig, ahol metszi a terhelés egyenesét, és az oszcilláció megindul. A repellerfeszültség további változtatása hatására az elektronikus admittancia vektora végigfut a terhelés egyenesén, és az oszcillációs állapotot mindig a pillanatnyi

metszésponthoz tartozó  $X = \text{áll}$  körív határozza meg. A C pontot elérve, mely az  $X = 0$  köríven fekszik, az oszcilláció leszakad és a repellerfeszültség további csökkentése hatására az elektronikus admittanciavektor az  $X = 0$  köríven halad tovább.



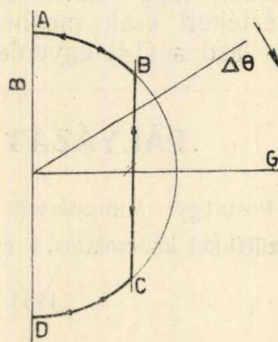
16. ábra

Megfordítva a repellerfeszültség változtatásának irányát, az elektronikus admittanciavektor ismét az előbbi úton fog visszajutni az A pontba, tehát az oszcillációs állapot és a repellerfeszültség közötti összefüggés ugyanaz. lesz, mint az előző esetben, tehát hiszterézis nem lép fel. Vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor a

$$\Delta\theta = \text{áll}$$

vonalak nem egyenesek (18. ábra).

Az A pontból kiindulva az elektronikus admittancia vektora a repellerfeszültség változtatása hatására az  $X = 0$  körív mentén halad a B pontig. A B pontban teljesül az oszcillációs feltétel, és az oszcilláció megindul, azonban az elektronikus admittanciavektor végpontja a  $\Delta\theta_1$  vonal mentén a C pontba ugrik. A repellerfeszültség további csökkentésével az oszcilláció fennáll egészen a D pontig, és ott megszűnik. Innen az E pontba az  $X = 0$  kontur mentén jutunk el. Az E pontból kiindulva a repellerfeszültség növelése hatására az  $X = 0$  vonal mentén mozdul el az elektronikus admittanciavektor végpontja. A D pontban megindul az oszcilláció és fennáll egészen az F pontig, ahol



17. ábra

a  $\Delta\theta_0$  vonalat a terhelés egyenesé érinti. Az érintési pontból az elektronikus admittanciavektor végpontja a G pontba ugrik, majd innen az  $X = 0$  vonalat követve a repellerfeszültség további növelése hatására az A pontba jut el. Ebben az esetben hiszterézis lép fel.

Az eddigiek alapján megállapíthatjuk, hogy

a) az oszcilláció akkor indul zérustól eltérő amplitudóval, ha  $X = 0$  esetén teljesül az oszcillációs feltétel, vagyis az elektronikus admittancia valós része megegyezik a terhelő konduktancia negatívjával

$$G_T = - |Y_e|_{x=0} \cos(\Delta\theta_1 + \varphi_0) \quad (6-1)$$

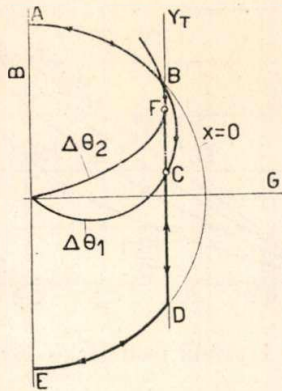
és ez a  $\Delta\theta_1$  elektronikus admittanciavonal legalább még egy pontban metszi a terhelés egyenesét, tehát a

$$G_T = - |Y_e|_{x=0} \cos(\Delta\theta + \varphi_x) \quad (6-2)$$

egyenlőség

$$x > 0$$

esetén is teljesül.



18. ábra

b) az oszcilláció amplitudója akkor csökken le ugrás-szerűen, ha a terhelés egyenese érinti valamelyik

$$\Delta\theta_1 = \text{áll.}$$

vonalat. Ez akkor következhet be, ha az oszcillációs feltétel kielégül, vagyis

$$G_T = - Y_e(X) \cos(\Delta\theta_1 + \varphi_x)$$

továbbá az elektronikus admittanciának és a terhelő admittanciának közös érintője van, tehát

$$\frac{d B_T}{d G_T} = \frac{d B_e}{d G_e}$$

X szerint közvetett differenciálást végezve hiszterézis fel-lépésének feltétele

$$\frac{d B_T}{d G_T} = \frac{\frac{d Y_e}{d X} \cos(\Delta\theta_1 + \varphi) - B_e \frac{d \varphi}{d X}}{\frac{d Y_e}{d X} \sin(\Delta\theta_1 + \varphi) + G_e \frac{d \varphi}{d X}} \quad (6-3)$$

Ha a terhelés admittanciáját a komplex admittancia síkon egy függőleges egyenes ábrázolja, akkor

$$\frac{d B_T}{d G_T} = 0$$

ezért a (6-3) egyenlőség akkor áll fenn, ha

$$\frac{d Y_e}{d X} \cos(\Delta\theta_1 + \varphi) - B_e \frac{d \varphi}{d X} = 0$$

Ezt az összefüggést rendezve

$$\frac{1}{Y_e} \frac{d Y_e}{d X} = \text{tg}(\Delta\theta_1 + \varphi) \frac{d \varphi}{d X} \quad (6-4)$$

könnyen belátható, hogy hiszterézis általában akkor léphet fel, ha az elektronikus admittancia fázisa függ a kötegelési paramétértől.

Hiszterézis főként az alábbi okok miatt következhet be:

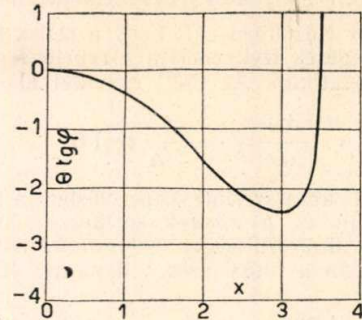
a) Természetes hiszterézis: A kis jelekre vonatkozó elmélet alapján móduszközépen az elektronikus admittancia fázisa az oszcillációs amplitudótól független. Emlékezzünk

azonban vissza arra, hogy számításainkat azzal a feltétellel végeztük, hogy

$$\frac{X}{\Theta} \ll 1$$

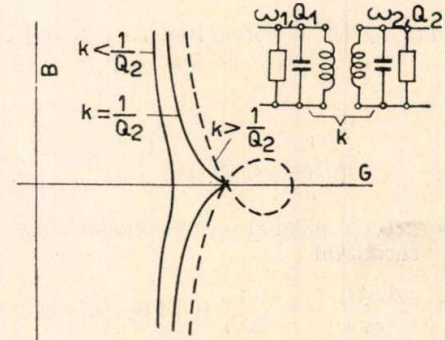
és emiatt  $X/\Theta$  elsőfokúnál magasabb hatványait elhanyagoltuk. Ha magasabbfokú tagokat is figyelembe veszünk, akkor meg tudjuk határozni az elektronikus admittancia fázisának X-től való függését. A számítások rávilágítanak arra, hogy főként az alacsonyabb rendszámú módusoknál lép fel hiszterézis.

b) Elektronok többszöri áthaladása: A kötegelés tárgyalásánál a résen át a katód és a rezonátor közötti



19. ábra. Az elektronikus admittancia fázisa a kötegelés paraméter függvényében.

térbe visszatérő elektronokkal a rés elhagyása után nem foglalkoztunk. Az elektronok egyrészét a pozitív feszültségen levő rezonátor fel fogja venni, egyrészük azonban a résen áthaladva a katód előtt megfordul és visszatér ismét a résbe. Tekintve, hogy ezek az elektronok még többé-kevésbé kötegelve vannak (nem adták le összes energiájukat a résnek második áthaladásuk alkalmával) egy admittanciát fognak a résben okozni. Tétélezzük fel, hogy az összes elektron p-edrésze a tér vissza a katód térbe.



20. ábra. Csatolt körök admittanciája a komplex admittanciasíkon.

Ezeknek az elektronoknak a futási szöge két részből tevődik össze: ha a futási szög a repeller erőterében  $\Theta_r$  és  $\Theta_k$  a katód erőterében, akkor a teljes futási szög a résen való harmadik áthaladásakor

$$\Theta_t = \Theta_r + \Theta_k$$

a kötegelési paraméter ezekre az elektronokra

$$X_t = X \frac{\Theta_t}{\Theta}$$

Ha a normális elektronikus admittancia értéke

$$Y_{e1} = y_e e^{-j\Theta} \frac{2 J_1(X)}{X}$$

akkor a harmadszor áthaladó elektronok által okozott elektronikus admittancia

$$Y_{et} = p y_e e^{-j(\Theta + \Theta_k)} \frac{2 J_1\left(X \frac{\Theta_t}{\Theta}\right)}{X}$$

Tehát a teljes elektronikus admittancia

$$Y_e = Y_{e1} + Y_{et} = Y_{e1} \left[ 1 + p \varepsilon^{-j\theta_k} \frac{J_1 \left( X \frac{\Theta_t}{\Theta} \right)}{J_1(X)} \right]$$

Látható, hogy ennek a kifejezésnek a fázisa függ X-től, és így hiszterézis lép fel.

c) Áramkörü hiszterézis: akkor következik be, ha a terhelő admittancia a rezonancia közelében sem jellemezhető a komplex admittanciasíkon egy függőleges egyenessel (pl. csatolt rendszer esetén, 20. ábra).

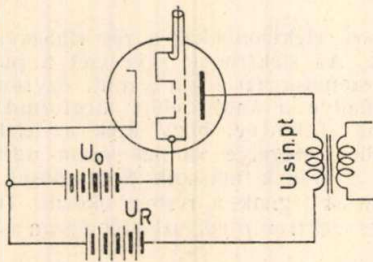
### 7. Reflex klystron frekvenciamodulációja

Láttuk az előzőekben azt, hogy a reflex klystron által gerjesztett rezgések frekvenciája a repellerfeszültség segítségével változtatható. Az (5-2) egyenlet alapján

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2Q_t} \operatorname{tg} \Delta \Theta$$

Ha pl. 21. ábra szerinti kapcsolásban a repellerre egy U amplitudójú és p körfrekvenciájú, időben szinuszos váltakozású váltófeszültséget helyezünk, akkor az (5-1) egyenlet alapján a futási szög pillanatnyi értéke

$$\Delta \Theta(t) = -\Theta \frac{U}{U_R + U_0} \sin pt$$



21. ábra Reflex klystron frekvenciamodulációja.

A

$$\Delta \Theta_M = -\Theta \frac{U}{U_R + U_0} \quad (7-1)$$

jelölést bevezetve a pillanatnyi frekvenciaeltérés a módusz-közép frekvenciájától

$$\frac{\Delta \omega(t)}{\omega_0} = -\frac{1}{2Q_t} \operatorname{tg} (\Delta \Theta_M \sin pt)$$

A maximális frekvenciaeltérés, a frekvencialöket segítségével

$$\frac{\Delta \omega(t)}{\Delta \omega_M} = \frac{\operatorname{tg} (\Delta \Theta_M \sin pt)}{\operatorname{tg} \Delta \Theta_M} \quad (7-2)$$

A 22. ábrán látható a (7-1) egyenlet alapján a reflex klystron frekvenciamodulációs karakterisztikája:

$\Delta \omega(t)/\Delta \omega_M$ , mint  $\frac{U(t)}{U}$  függvénye.

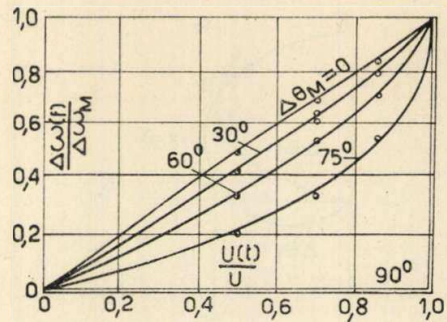
A (7-2) kifejezés Fourier-sorának meghatározása után a fellépő torzítások kiszámolhatók. A (7-2) kifejezés vizsgálata arra az eredményre vezet, hogy a Fourier-sor csak szinuszos tagokat tartalmaz, és csak páratlan harmonikusok lépnek fel, tehát

$$\frac{\Delta \omega(t)}{\Delta \omega_M} =$$

$$= \left( \frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_M} \right)_1 \sin pt - \left( \frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_M} \right)_3 \sin 3pt + \left( \frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_M} \right)_5 \sin 5pt + \dots$$

A Fourier-együtthatók zárt alakban nem adhatók meg, az alábbi táblázat tartalmazza numerikus értéküket

$\Delta \Theta_M$	$\left( \frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_M} \right)_1$	$\left( \frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_M} \right)_3$	$\left( \frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_M} \right)_5$
0	1,0000	0,0000	0,0000
15	0,9949	0,0032	0,0005
30	0,9758	0,0240	0,0003
45	0,9390	0,0572	0,0038
60	0,8712	0,1113	0,0141
75	0,3996	0,1965	0,0708

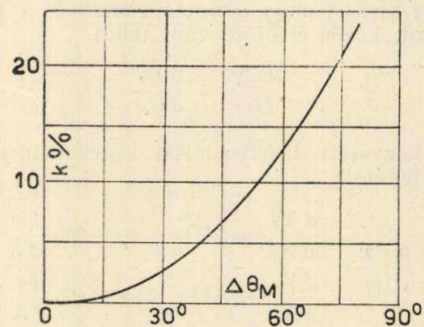


22. ábra. Reflex klystron modulációs karakterisztikája.

A keletkező torzítás nagysága a modulációs amplitúdó függvényében a 23. ábrán látható.

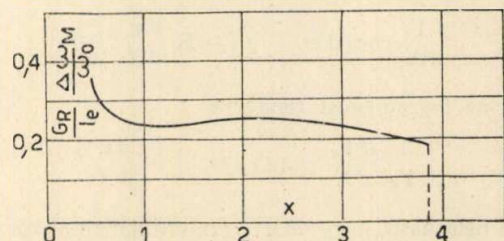
A frekvencia változásával együtt változik azonban az oszcillációs amplitúdó, illetve teljesítmény is. Ha a max. frekvencialöket esetén 3 dB esést engedünk meg, akkor az (5-5) egyenlet alapján

$$\frac{\Delta \omega_M}{\omega_0} = \pm \frac{y_e}{G_R} \sqrt{\left[ \frac{(J_1 X_0 / \sqrt{2})^2}{X_0 / \sqrt{2}} \right]^2 - \left[ \frac{J_1(X_0)}{X_0} \right]^2}$$



23. ábra. Torzítások reflex klystron frekvenciamodulációjánál.

A 24. ábrán látható a maximális frekvencialöket az X kötegelési paraméter függvényében



24. ábra. Max. frekvencialöket 3 dB esés esetén.

Frekvenciamoduláció céljára célszerű olyan móduszt választani, amelynél hiszterézis nem lép fel. Hiszterézis esetén a frekvenciában ugrásszerű változás következik be, amely igen nagymértékű torzításokat eredményez.

## IRODALOM

- A. E. Harrison: Kinematics of Reflexion Oscillation. Journ. Appl. Phys. 1944. okt. 709—711.  
 J. E. Pierce: Reflex Oscillators. Proc. IRE. 1945. febr. 112—118. júl. 483—485.  
 Ginzton—Harrison: Reflex Klystron Oscillators Proc. IRE. 1946. márc. 97—113.  
 J. R. Pierce—W. G. Shephard: Reflex Oscillators. Bell Syst. Techn. Journ. 1947. júl. 460—681.  
 J. O. McNally—W. G. Shephard: Reflex Oscillators for Radar Systems. Proc. IRE. 1947. dec. 1424—1435.  
 W. W. Harman—J. R. Tillotson: Beam Loading Effects in Small Reflex Klystrons. Proc. IRE. 1949. dec. 1419—1423.

- M. Chodorow: Space Charge Effects in Reflex Klystrons. Proc. IRE 1951. dec. 1548—1555.  
 A. Beck—A. B. Cutting: Reflex Klystrons for Centimeter Links. Proc. IRE. (London) Part III. A. 1952. ápr. 357—366, máj. 472—478.  
 R. L. Japson—T. Moreno: F. M. Distortion in Reflex Klystron. Proc. IRE. 1953. jan. 32—36.  
 W. H. Huggins: Multifrequency Bunching in Reflex Klystrons. Proc. IRE. 1948. máj. 624—630.  
 Schott—Spangenberg: Analogue Studies of Losses in Reflex Klystron Oscillatos Cavities. Proc. IRE. 1949. dec. 1409—1416.  
 Hamilton—Knipp—Kuper: Klystrons and Microwave Triodes. MIT.  
 Harrison: Klystron Tubes. McGraw-Hill, 1948.  
 Warnecke, R.—Guenard, P.: Les Tubes Électroniques a Commande par Modulation de Vitesse.

## Távkábelek mélyfrekvenciás csillapításkiegyenlítése

RADVÁNYI LÁSZLÓ dr.

## 1. Bevezetés

Távkábelhálózatunk építésének egyik sűrűn előforduló feladata a kábelek mélyfrekvenciás csillapítástorzításának a kiegyenlítése. Az erre való csillapításkiegyenlítő beállítása az eddig használt módszerekkel hosszadalmas és fáradságos. Az alább ismertetett eljárások lehetővé teszik, hogy ezt a munkát kisebb képzettségű dolgozók is könnyen és gyorsan végezzék el.

A kiegyenlítési módszerek ismertetése kapcsán kitérünk arra a kérdésre is, hogy hogyan kell a mélyfrekvenciás csillapításkiegyenlítőket céljuknak legmegfelelőbb módon, leggazdaságosabban megtervezni.

## 2. A változó kiegyenlítőelemek meghatározása grafikus eljárással

Távkábelek mélyfrekvenciás kiegyenlítőihez rendszerint az 1. ábrán látható Y-kapcsolást használjuk.

Mint ismeretes, e kiegyenlítőnek hullámellenállása  $R$ , amelynek a csatlakozó áramkörök névleges impedanciájával kell megegyeznie. E követelmény kielégítése érdekében a kiegyenlítő  $R_C$ ,  $R_L$ ,  $C$  és  $L$  változtatható elemei között az

$$R_C R_L = \frac{L}{C} = R^2$$

reciprok-összefüggésnek kell állnia. Legyen e kiegyenlítő csillapítása egyenáramra (zérus frekvenciára)  $A$ .

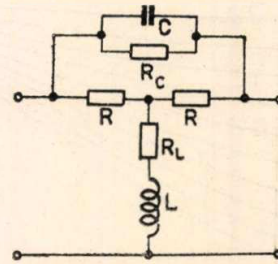
A grafikus beállítóeljáráshoz a 2/a ábrán látható görbesereget\* használjuk, amelyben az egyes görbék különböző  $A$  egyenáramú csillapításoknak felelnek meg (Minden egyes görbe mellett megtaláljuk  $A$  megfelelő értékét). E görbesereggel az 1. ábra szerinti kiegyenlítő változó elemei a következőképpen határozhatók meg:

Mérjük meg a kiegyenlítendő áramköri szakasz csillapítását 600 ohm lezárások között az átvindó frekvenciasáv különböző frekvenciáin és rajzoljuk meg a csillapításgörbét a frekvencia függvényében átlátszó papíron. A diagrammban a csillapítás

\* Radványi László dr.: Az Y-kiegyenlítő, Magy. Hírad. Techn. 1951. 3—4. sz. A közölt képletek levezetése ugyanott.

léptéke ugyanaz legyen, mint a 2/a ábrán adott görbeseregé, a frekvenciaskála pedig a 2/b ábra logaritmikus frekvenciaskálája legyen. (A 2/a ábra görbeserege is erre a frekvenciaskálára készült).

Tételezzük fel, hogy a felvett kábelkarakterisztika például a 2/b ábrán megrajzolt görbének felel meg. Helyezzük rá az átlátszó papírra rajzolt kábelkarakterisztikát a 2/a ábrára úgy, hogy az a görbesereg valamelyik görbéjével lehető-



1. ábra

leg jó fedésbe kerüljön, de ugyanakkor a görbesereg és a kábelkarakterisztika megfelelő koordinátatengelyei egymással párhuzamosak legyenek. A felvett példa esetében ekkor a 3. ábra szerinti kép áll elő. Most olvassuk le, hogy a görbesereg fedő görbéje mekkora  $A$  egyenáramú kiegyenlítőcsillapításnak felel meg, és hogy mekkora az az  $\omega_n$  frekvencia, amelyet a görbesereg ordinátatengelye a kábelkarakterisztika frekvenciaskáláján kimetsz. Ezt a frekvenciát, mivel e frekvencián a beiktatandó kiegyenlítő csillapítása éppen  $A/2$ , a következőkben félcillapítási frekvenciának nevezzük.

Az  $A$  egyenáramú csillapítás és az  $\omega_n$  félcillapítási frekvencia meghatározása után az adott kábel kiegyenlítésére alkalmas kiegyenlítő elméleti kapcsolási elemeit a következő képletek adják:

$$R_C = (e^A - 1) R,$$

$$R_L = \frac{R}{e^A - 1},$$

$$C = \frac{e^{A/2}}{R_C \omega_n},$$

$$L = \frac{R_L e^{A/2}}{\omega_n}.$$

Példánkban  $A$  értékére  $0,6 \text{ N-t}$ ,  $\omega_n$  értékére pedig  $600 \text{ Hz-et}$  olvasunk le. Ezekkel

$$R_C = 0,822 \cdot 600 \text{ ohm} = 493 \text{ ohm},$$

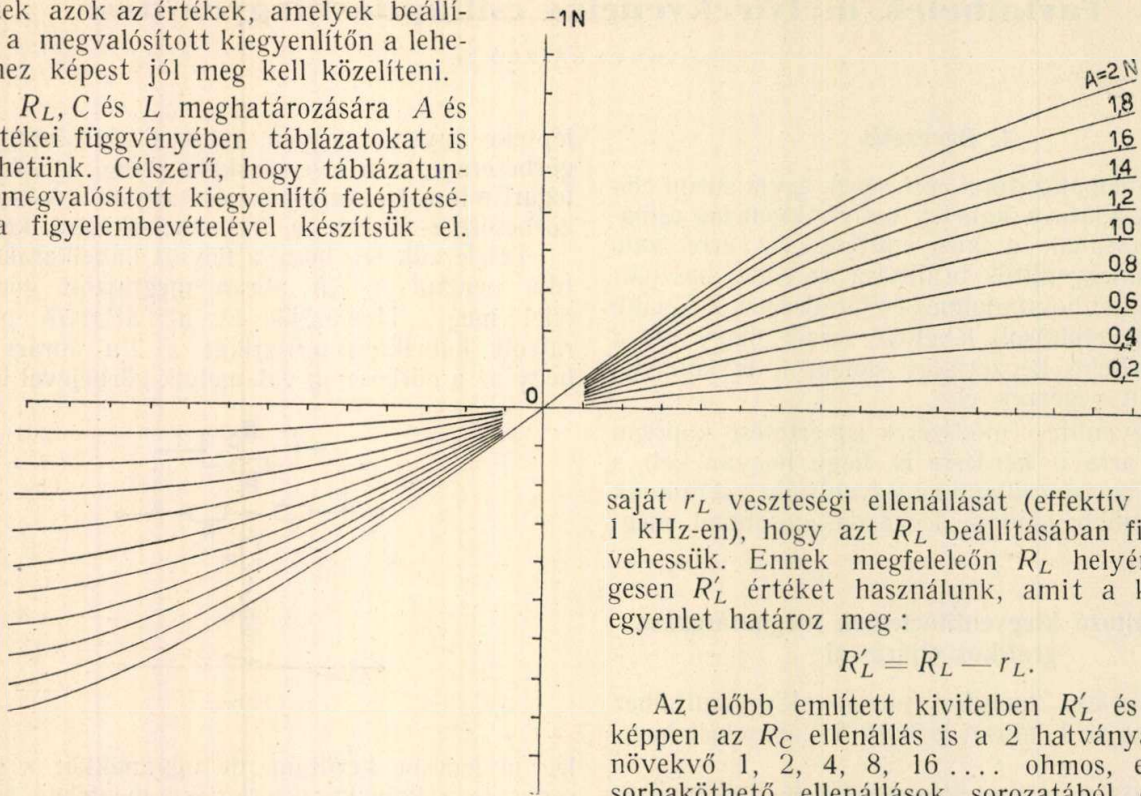
$$R_L = \frac{600 \text{ ohm}}{0,822} = 730 \text{ ohm},$$

$$C = \frac{1,35}{493 \text{ ohm} \cdot 600 \cdot 2\pi/\text{sec}} = 726 \text{ nF},$$

$$L = \frac{730 \text{ ohm} \cdot 1,35}{600 \cdot 2\pi/\text{sec}} = 261 \text{ mH}.$$

Ezek azok az értékek, amelyek beállítását a megvalósított kiegyenlítőn a lehetőséghez képest jól meg kell közelíteni.

$R_C$ ,  $R_L$ ,  $C$  és  $L$  meghatározására  $A$  és  $\omega_n$  értékei függvényében táblázatokat is készíthetünk. Célszerű, hogy táblázatunkat a megvalósított kiegyenlítő felépítésének a figyelembevételével készítsük el.



2/a ábra

### 3. A gyakorlatban használt kiegyenlítők beállítása

A gyakorlatban használt kiegyenlítők beállítható elemeit úgy készítjük, hogy az  $L$  induktivitást megvalósító tekercsnek több kivezetést adunk, a  $C$  kondenzátort, továbbá az  $R_C$  és  $R_L$  ellenállásokat pedig több részből építjük fel. E részekből adott esetben a szükség szerinti értékeket kötjük be az áramkörbe.

A szóban forgó kapcsolás legköltségesebb és legtöbb megfontolást igénylő alkatrésze az  $L$  induk-

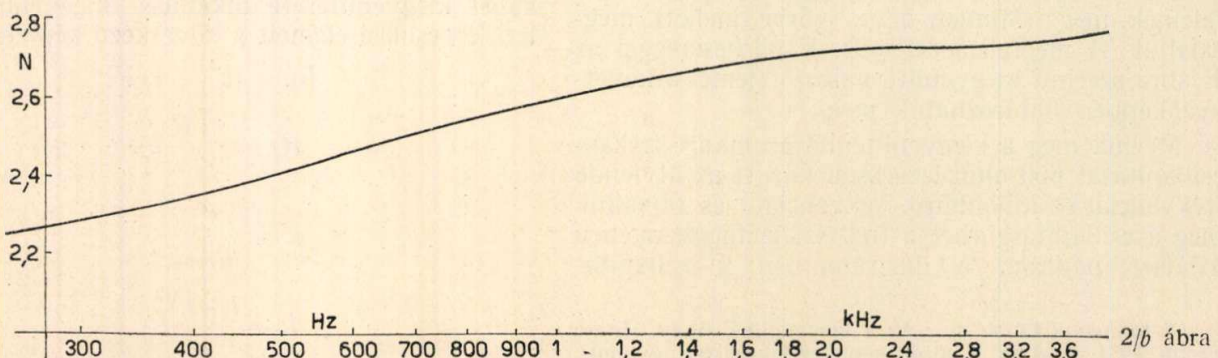
tivitást megvalósító tekercs, amelynek elkészítéséhez elsősorban a várhatóan szükséges induktivitás alsó és felső határát kell megállapítanunk, azután pedig a beállítható közbenső értékeket kell meghatározni. A gyakorlatban nálunk megvalósított egyik fajta kiegyenlítőben az induktivitás  $100$  és  $500 \text{ mH}$  között  $40 \text{ mH}$  lépésekben változtatható.

A tekercssel kapcsolatban fel kell vetnünk a jóság kérdését is. Mivel a kapcsolatban az  $L$  induktivitással sorosan  $R_L$  ellenállás szerepel, nincs szükségünk különleges nagyjóságú tekercsre, de minden bekötésben ismernünk kell a tekercs

saját  $r_L$  veszteségi ellenállását (effektív ellenállás  $1 \text{ kHz-en}$ ), hogy azt  $R_L$  beállításában figyelembe vehessük. Ennek megfelelően  $R_L$  helyén ténylegesen  $R'_L$  értéket használunk, amit a következő egyenlet határoz meg:

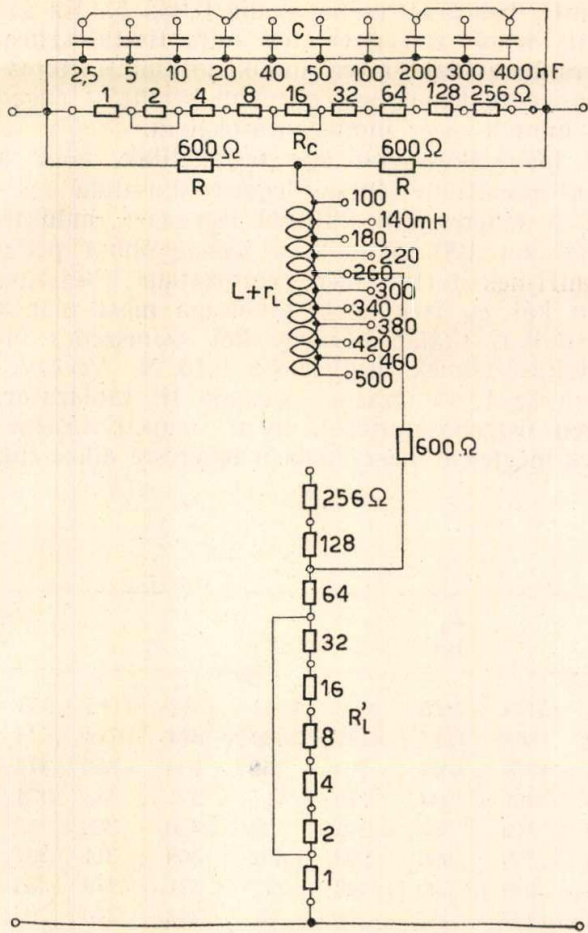
$$R'_L = R_L - r_L.$$

Az előbb említett kivételben  $R'_L$  és hasonlóképpen az  $R_C$  ellenállás is a  $2$  hatványai szerint növekvő  $1, 2, 4, 8, 16 \dots$  ohmos, egymással sorbaköthető ellenállások sorozatából épül, túl nagy értékek esetére külső ellenállás bekötésének a lehetőségével (a sorozat további tagjait kerekíthetjük). A  $C$  kondenzátor ugyancsak a  $2$  hatványai szerint növekvő nagyságú, egymással párhuzamosan köthető kondenzátorok sorozatából áll:  $2,5, 5, 10, 20, \dots \text{ nF}$ . Az  $L$  induktivitás legnagyobb ( $500 \text{ mH}$ ) értékének megfelelő teljes kapacitást ( $1390 \text{ nF}$ ) esetleg takarékosági szempontból a tömeggyártott kiegyenlítőkből nem merítjük ki. A beépített értékek a kapacitásigényt mintegy  $1120 \text{ nF-ig}$  fedezik. A csak kivételesen szükséges nagyobb értékeket külső kapacitás párhuzamos bekötésével kell fedeznünk.



2/b ábra





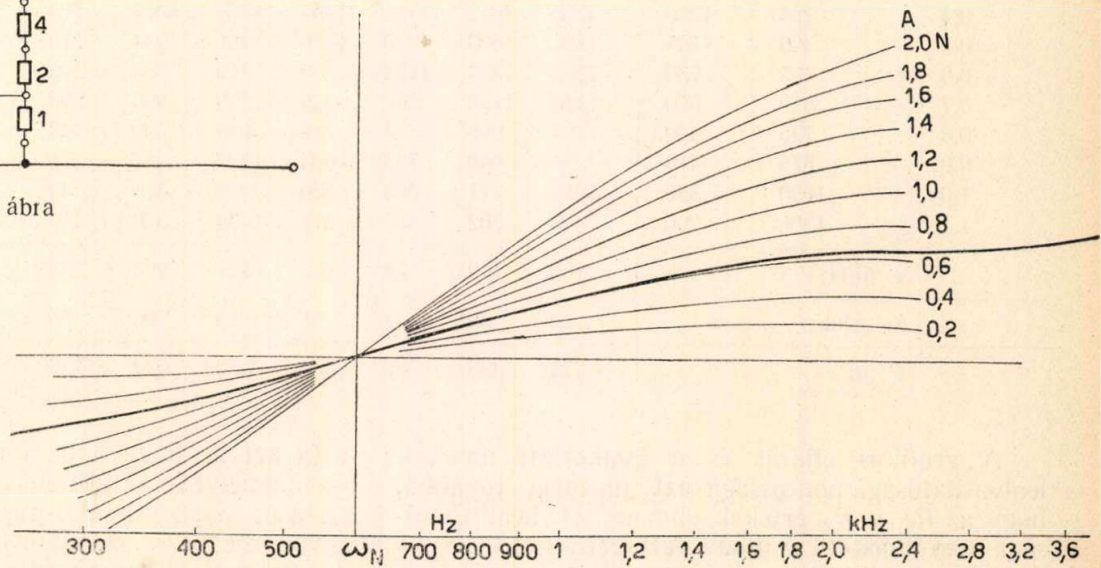
4. ábra

A fentiekben leírt kiegyenlítő elvi kapcsolását a 4. ábra mutatja. E kiegyenlítő beállítása az A egyenáramú csillapítás és az  $\omega_n$  félcsillapítási frekvencia meghatározása (2. pont) után az I. táblázat segítségével a következőképpen történik:

A táblázat bal szélső oszlopában találjuk A értékeit (cN). A megfelelő értéke mellett közvetlenül megtaláljuk  $R_C$  és  $R_L$  értékét (ohm). Ezután ugyanebben a sorban megkeressük  $\omega_n$  leolvasott, illetve a leolvasotthoz legközelebb eső értékét. Ez alatt a táblázat három alsó sorában megtaláljuk rendre C (nF), L (mH) és  $r_L$  értékét (ohm). Ez utóbbit az  $R_L$ -re kapott értékből levonva, megkapjuk a kiegyenlítőn ténylegesen beállítandó  $R'_L$  értéket. Az előző példában a táblázat szerint L értékét 260 mH-re, C értékét 722,5 nF-ra,  $R_C$  értékét 493 ohmra,  $R'_L$  értékét pedig 665 ohmra választanánk ( $r_L$  65 ohm értékét véve számításba). A 4. ábrában bemutatott kiegyenlítőn ezt a bekapcsolást ábrázoltuk.

Megjegyezzük e helyen, hogy az  $R_C$  és  $R_L$  ellenállások lényegesen finomabb lépésekben állíthatók, mint az I. táblázat vonatkozó rovataiban található lépések. Így mód van arra, hogy adott

3. ábra



I. táblázat

A (cN)	$R_C$ (ohm)	$R_L$ (ohm)	$\omega_n$ (Hz)										
0,2	133	2710	4760	3400	2648	2165	1832	1588	1400	1253	1134	1036	953
0,3	210	1715	3175	2268	1762	1442	1220	1058	934	835	755	690	634
0,4	295	1220	2375	1700	1320	1080	914	792	699	625	566	515	475
0,5	389	925	1891	1351	1051	860	727	630	556	497	450	411	378
0,6	493	728	1564	1118	869	710	601	521	460	411	372	340	313
0,7	608	592	1338	955	743	608	515	445	393	352	318	291	267
0,8	735	490	1164	831	646	529	448	388	342	306	277	253	233
0,9	875	411	1025	732	570	466	394	342	302	270	244	223	205
1,0	1030	350	918	655	510	417	353	306	270	242	218	200	184
1,1	1200	300	828	591	460	376	318	276	244	218	197	180	166
L (mH)			100	140	180	220	260	300	340	380	420	460	500
$r_L$ (ohm)			40	47	54	60	65	70	74	78	82	86	90
C (nF)			278	390	500	612	722	835	945	1057	1167	1278	1390

esetben a fentiek szerint is már jó közelítéssel beállított kiegyenlítést ellenőrző mérés után még finomítsuk. Ennek során  $L$  és  $C$  értékéhez már nem kell yúlni.

#### 4. A grafikus eljárásból vonható tanulságok

A 2. pont alatt ismertetett grafikus eljárás alkalmazása során azt tapasztaljuk, hogy az egyenletes induktivitasosztású tekercsnek két kis induktivitasértékű bekötéséhez tartozó  $\omega_n$  félcsillapítási frekvenciák a 2/b ábrabeli logaritmikusság frekvencia-skálán egymástól viszonylag messze vannak, a nagyinduktivitasértékű bekötésekhez tartozók pedig viszonylag közel. A frekvenciaviszony logaritmusában a távolság a két frekvencia között 100 és 140 mH bekötése esetén 0,34 N, 460 és

500 mH bekötése esetén pedig 0,083 N. Ez azt jelenti, hogy az egyenletes induktivitasosztású tekercs használata a kis induktivitasok tartományában csak lényegesen durvább beállítást enged meg, mint a nagy induktivitasokéban.

E fogyatékoságon úgy segíthetünk, hogy a tekercs induktivitaslépéseit logaritmikussá tesszük. A tekercsen beállítható legkisebb induktivitasértéket 100 mH-nek, a legnagyobbat pedig 500 mH-nek tartva meg, változatlan lépésszám esetén két  $\omega_n$  frekvencia távolsága most már a logaritmikusság skálán bármely két szomszédos induktivitasértéknek megfelelően 0,16 N. Az egyebekben az I. táblázathoz hasonló II. táblázatot, részben összehasonlítással, ilyen induktivitaslépéseknek megfelelő megcsapolású tekercsre állítottuk össze.

II. táblázat

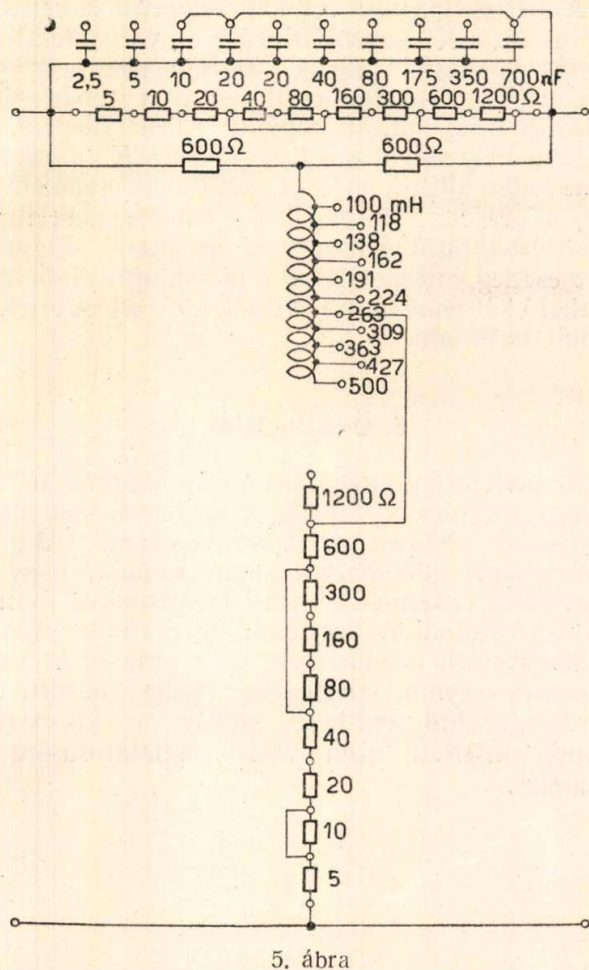
A (cN)	$R_C$ (ohm)	$R_L$ (ohm)	$\omega_n$ (Hz)										
0,2	135	2710	4760	4040	3455	2942	2495	2125	1850	1542	1312	1115	953
0,3	210	1715	3175	2690	2300	1960	1662	1417	1207	1028	874	744	634
0,4	295	1220	2375	2012	1721	1467	1244	1061	904	769	654	556	475
0,5	390	925	1891	1603	1370	1169	991	844	719	611	521	443	378
0,6	495	730	1564	1325	1133	965	819	698	595	506	430	366	313
0,7	610	590	1338	1135	969	825	700	596	508	432	368	311	267
0,8	735	490	1164	986	844	719	610	520	442	377	321	273	233
0,9	875	410	1025	869	743	633	537	457	390	332	282	240	205
1,0	1030	350	918	777	665	566	480	410	349	297	253	215	184
1,1	1200	300	828	702	600	511	434	370	315	268	228	194	166
L (mH)			100	118	138	162	191	224	263	309	363	427	500
$r_L$ (ohm)			40	44	47	51	55	60	65	71	76	85	90
C (nF)			278	328	385	450	530	622	730	860	1008	1187	1390

A grafikus eljárás és a gyakorlati mérések leolvashatósági pontossága azt mutatja továbbá, hogy az  $R_C$  és  $R_L$  értékek ohmonkénti beállíthatósága nem indokolt. A gyakorlati igényeket kielégítő pontossággal beállítható kiegyenlítő kapunk, ha ezeket az ellenállásokat 5 ohmos lépésekben állítjuk. Ennek megfelelően a II. táblázatban  $R_C$  és  $R_L$  értékeit 5 ohmos lépésekben beállítható kerekített értékeknek adtuk meg. Igaz ugyan, hogy az  $r_L$  rovatban nem ilyen értékek vannak, de ezekben — frekvenciafüggő veszteségi ellenállásról lévén szó — egyébként is van némi bizonytalanság. Adott esetben  $r_L$  értékét inkább lefelé kell kerekíteni. Az ellenállás lépés növelése egyben megengedi, hogy az elemek szaporítása nélkül felfelé toljuk el a beállítható ellenállásértékek felső határát.

Az 5. ábrán e megfontolásokat figyelembevevő kiegyenlítőkapcsolás látható, korábbi példánkhoz ( $A = 0,6$  N,  $\omega_n = 600$  Hz) megfelelő bekötésben. Ez esetben  $L$  bekötött értéke 263 mH,  $C$  bekötött értéke 730 nF,  $R_C$  értéke 495 ohm és  $R_L$  értéke 665 ohm.

A grafikus eljárás elméleti feldolgozása (a \* alatt már hivatkozott cikk 11. pontjában) kimu-

tatta azt is, hogy a 6. ábra szerinti kiegyenlítő-típus, amelyben az  $L$  induktivitással párhuzamosan  $R_p$ , a  $C$  kapacitással sorosan pedig  $R_s$  ellenállás is van, beállítás szempontjából ugyancsak a 2/a ábra szerinti görbesereggel kezelhető. E kiegyenlítő-típus az eddig tárgyaltól mégis annyiban különbözik, hogy csillapítása igen nagy frekvenciákon elméletileg sem tart 0-hoz, hanem az egymással reciproknak  $R_p$  és  $R_s$  értékekkel meghatározott véges értékhez. A 6. ábra szerinti kiegyenlítő beállítása szempontjából a 2a) görbeseregből adódó  $A$  érték az egyenáramú és a nagyfrekvenciás csillapítás különbsége. A nagyfrekvenciás csillapítás állandó többletként járul az egyébként az 1. ábra szerinti kiegyenlítővel egyező csillapításkarakterisztikához. Az  $R_p$  és  $R_s$  ellenállások alkalmazása megnövelte ugyan a kiegyenlítő csillapítását, viszont lehetővé tette, hogy egy frekvenciafüggetlen csillapítástöbbletet nem tekintve, ugyanaz a karakterisztika több beállítással legyen elérhető. Ha az ilyen kiegyenlítő kísérletileg állítjuk be, könnyebben találhatunk kielégítő beállítást. A grafikus eljárás a kapcsolási elemeket lényegileg kísérletezés nélkül megadja, úgyhogy grafikus eljárás alkalmazása esetén  $R_p$  és  $R_s$  használata nem indokolt.

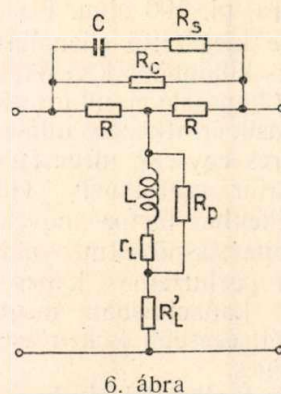


5. ábra

### 5. Mérőkiegyenlítő

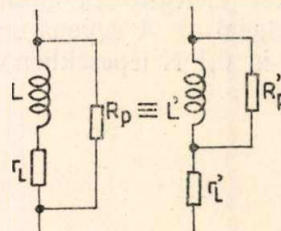
A 4. illetve 5. ábra szerinti kapcsolású és felépítésű kiegyenlítők a távkábelberendezések alkotórészei. Szerkezeti felépítésük megengedi ugyan elemeik értékének átforrasztás útján való változtatását, azonban ez a munka figyelmet és gondosságot igényel. A távkábelberendezések kiegyenlítőinek gyors átkapcsolására költséges sokállású kapcsológombokat használni nem volna indokolt, hiszen e kiegyenlítők beállítása hosszú éveken át sem változik, hacsak nem a berendezések átcsoportosítása miatt. A kiegyenlítő e szerkezeti tulajdonsága viszont kellemetlen éppen a beállítás során, amikor kívánatos volna, hogy a 2. pontban ismertetett grafikus eljárás eredményét ellenőrizzük és szükség esetén kiigazítsuk, vagy amikor több, várhatóan hasonló karakterisztikájú áramkörti szakasz közül csak egyről veszünk fel csillapításkarakterisztikát és a további érpárok kiegyenlítését az első mérés eredménye alapján kísérleti úton kívánjuk meghatározni.

Indokolt tehát, hogy a kiegyenlítési kísérleteket ne a nehezkesebben kezelhető üzemi kiegyenlítővel végezzük el, hanem készítsünk erre a célra olyan kapcsológombos kiegyenlítőt, amelyen az üzemi kiegyenlítőnek valamennyi tekercsbekötési változata utánózható és az egyenáramú csillapítás is kielégítően sűrű lépésekben állítható be. Erre a célra a 8. ábra szerinti kiegyenlítőt készíthetjük el.



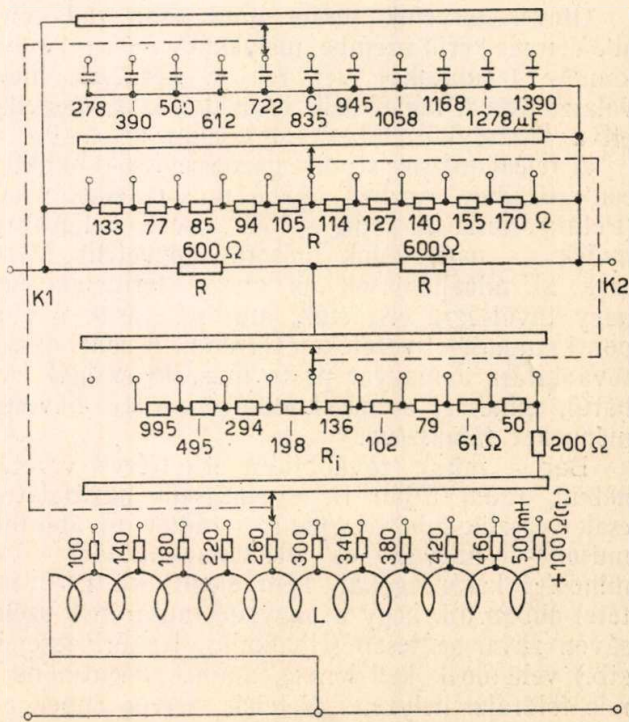
6. ábra

Egyébként elméletileg  $R_p$  és  $R_s$  helyes alkalmazásához az is szükséges, hogy az  $L$ ,  $r_L$  és  $R_p$  elemekből álló csoportból a 7. ábra szerint egyenértékű  $L'$ ,  $r'_L$ ,  $R'_p$  kapcsolási értékeket kiszámítsuk és ez szerint végezzük a beállítást, azonban ennek elmulasztása  $R_p$  nagy értéke esetén nem okoz számottevő hibát.



7. ábra

A 8. ábra szerinti kiegyenlítő tekercse az üzemi kiegyenlítők tekercsétől annyiban különbözik, hogy a tekercs  $r_L$  veszteségi ellenállása minden bekötés



8. ábra

ben ugyanakkora, pl. 100 ohm. Ezt úgy érjük el, hogy a tekercsbe kiegészítő ellenállásokat építünk be. Az  $L$  tekercs különböző kivezetései a 11 állású forgógombos  $K7$  kapcsoló egyik érintkezőjére vannak kötve. A másik érintkezőív minden egyes pontjára az  $L$  tekercs egy-egy megcsapolásának megfelelő kondenzátor csatlakozik. Ha a növekvő induktivitásértékekhez tartozó növekvő kapacitásértékeket a kapacitásnövekményeknek megfelelő részkondenzátor párhuzamos kapcsolásával akarjuk megoldani, kapacitásban megtakarítást érhetünk el, de költségesebb és kényesebb szerkezetű kapcsoló szükséges.

Az  $R_C$ ,  $R_L$  és  $R$  ellenállások, ha a változó ellenállások változtatását ugyancsak kétíves  $K2$  kapcsolón közös gombbal végezzük, lényegileg változtatható  $Y$ -csillapítótagot alkotnak. E csillapítótag az elméletitől a 8. ábra szerinti kiegyenlítőben csak annyiban különbözik, hogy a csillapítótag  $R'_L$  ellenállásértékét az elméleti  $R_L$  értékre a tekercs  $r_L$  veszteségi ellenállása egészíti ki, amit, mint mondtunk, a tekercs bekötött megcsapolásától mesterségesen függetlenné tettünk. A gyakorlati igényeket kielégítő finomságot érünk el, ha e csillapítótaggal az  $A$  egyenáramú csillapítást 0,2 N-től 1,1 N-ig 0,1 N lépésekben tesszük változtathatóvá.

A mérőkiegyenlítő  $K2$  kapcsolójával  $A$  értékét állítjuk be, a  $K7$  kapcsolót pedig  $\omega_n$  várt értékének megfelelő állásba hozzuk. Az így beállított kiegyenlítőt a vonalra csatlakoztatva rendszerint kielégítő kiegyenlítést kapunk. Ellenőrizhetjük a beállítás helyességét a  $K7$ , de főképp a  $K2$  kapcsoló szomszédos állásaiban is. E kísérletek eredményeként, a beépített kiegyenlítő ellenállásainak finomabb beosztását kihasználva az üzemi kiegyenlítőt esetleg interpolálással a mérőkiegyenlítőn beállítható két szomszédos  $A$  érték közé eső  $A$  értékre fogjuk beállítani.

## 6. Összefoglalás

A távkábelek mélyfrekvenciás kiegyenlítőihez szükséges változó kapcsolási elemek értékének meghatározása grafikus eljárással végezhető. A grafikus eljárás alkalmazása során kitűnik, hogy a kiegyenlítő tekercsét célszerű logaritmikus induktivitásfokozatokkal készíteni. A grafikus eljárás eredményeinek ellenőrzésére és a szükség szerinti kiigazítás gyors elvégzése végett beállítható mérőkiegyenlítő építhető, amely a kapcsolási elemek kísérleti úton való meghatározására is alkalmas.

# Légvezetékes vivőáramú zeneközvetítés

HARGITAI ENDRE

## 1. Bevezetés

Ötéves terveink során mind több rádióreléadóállomás kerül üzembe, melyeknek műsorellátása komoly feladatokat vet fel. E kérdések megválaszolásával foglalkozik jelen dolgozat, megvilágítva a tárgykörrrel kapcsolatosakat is.

A reléállomások studiói gazdaságossági okokból centralizáltak, részben önálló műsort sugároznak (Petőfi), részben pedig — a kisebb teljesítményűek — nagyadók műsorát közvetítik. Mivel ezek az adóállomások az ország területén elég nagy távolságra elszórtak, műsorellátásuk a központi studiókból vezetéken történik. A zenei műsor továbbítása a magyar posta műszaki szolgálatára hárul, minőségi szempontokból nem kis követelményeket támasztva.

Bár a műsor továbbítása lehetséges vezeték nélkül, rádió útján is, ez mégsem használatos, csak végszükségből. Ugyanis a rádió továbbított műsor — nagyadó és reléállomás között — a minőségi kívánásokat nem elégíti ki. Első feltétel abban áll, hogy a nagyadó műsorának széles sávon zavarmentesen (elhalkulás, légköri zörejek, stb.) vehetőnek kell lennie, aminek ellentmond a relé földrajzi helyzete. A relék szerepe éppen az, hogy oly helyen sugározzák a nagyadók műsorát, ahol azok zavarmentesen már nem vehetők.

A vezetékes rendszer minőségi szempontból magasan felette áll a vezeték nélkülinek, azonban lényegesen drágább. A vezetékes rádióműsorátvitel különleges ága a vezetékes távközlésnek s mint ilyen, feltétlenül figyelmet érdemel minőségi és gazdaságossági problémáival. Jelentősége az említettek kivül a *vezetékes rádiónál*, a falurádiónál is kidomborodik, mert a megfelelő hálózat kiépítése mellett a falu dolgozói részére minőségileg kifogástalan műsort tud közvetíteni.

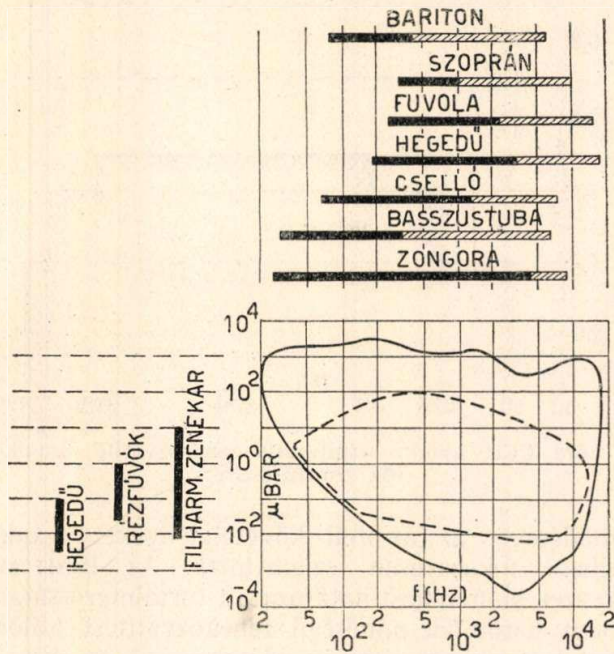
A vezetékes műsorközvetítésnek két útja van: a kábel és a légvezeték. A kábel minőségi szempontból sokkal jobb, viszont lényegesen költségesebb. A légvezeték ma csak akkor gazdaságos, ha sokcsatornás vivőáramú berendezések segítségével távbeszélés és táviratozás céljaira többszörösen kihasználjuk. Ezen rendszerekkel kell együttműködnie a szélessávú zeneátvitelnek is, mely éppen ezen együttműködés miatt igen sok problémát vet fel a kölcsönös zavartatás szempontjából. Gazdaságossági és zavartatási okokból a légvezetékes műsorszórási továbbítás célszerűen vivőfrekvenciásan történik.

Mind nagyobb léptekkel haladunk a távbeszélő hálózat kizárólag kábeles kiépítése felé, de addig is számos adók műsorellátása csakis légvezetékes úton történhet és a felmerülő nehézségekkel meg

kell küzdenünk. Jelen tanulmány éppen ezért csakis a légvezetékes vivőáramú rádióműsortovábbítás kérdéseivel foglalkozik.

## 2. Az emberi fül hallási felülete

Az ideális zeneátviteli rendszer az emberi fül hallásán belüli hangképet teljes egészében átviszi, sajátosságainak minden észrevehető megváltoztatása nélkül. Számos kísérlet alapján — amelyeket az elmúlt 20 év során végeztek, — ma megfelelő pontossággal ismerjük azt a hangterjedelmet,



1. ábra. Hallási felület Hangszerek hang- és dinamika-terjedelme

melyet az emberi fül, magasságát és hangosságát változtatva hangnak, illetve még hangnak érzel. Ezt a tartományt koordinátarendszerben felülettel ábrázolhatjuk úgy, hogy az abszcisszára a frekvenciát és az ordinátára a hangosságot mérjük fel. Azon pontokat összekötő görbét, ahol a fül éppen hall, a hallás alsó határának, azt pedig, ahol — a nagy hangosság miatt — a fül fájdalomhatára kezdődik, a hallás felső határának nevezük. Ezen két intenzitásgörbe által határolt felületből kitűnik, hogy az emberi fül 20 és 16 000 Hz közötti akusztikus rezgések érzékelésére képes, ha kellő hangossággal adjuk azokat tudomására. A hallási tartomány közepén 1:10<sup>6</sup> arányt tud feldolgozni (a legnagyobb méréshatárú »műszer«, mely átkapcsolás nélkül működik!). A jelenlegi technikai eszközökkel lehetséges már olyan elektromos átviteli rendszert készíteni — megfelelő nagy költséggel — mely ezt a frekvencia- és amplitudótartományt észrevehető torzítás nélkül átvinni képes. Azonban a nagy költségek lényegesen csökkennek, ha mind az amplitudó-, mind a frekvencia-terjedelemben engedményeket teszünk. A kifogástalan zenei előadás nem tölti ki ugyanis a hallási felületet teljesen, hanem annak csak

egy részét. A beszéd pedig még ennél is kisebb felületet tölt ki. (1. ábra).

## 3. Követelmények a zeneközvetítéssel szemben. CCIF ajánlások

Az 1. ábrán a hallási felület felett látható néhány hangszer frekvenciaterjedelme; ezen hangterjedelmek vonalkázott része a hangszint meghatározó nagyobb frekvenciasávba esik, melyeket formánsoknak nevezünk. A hallási terjedelem tehát nincs kitöltve teljesen, hanem csak kb. 30 és 15 000 Hz között. Ha ezen frekvenciasávot szűkítjük, különböző következményekkel kell számolnunk aszerint, hogy a szűkítést az alsó vagy felső határokra hajtjuk végre. A sáv feketével jelölt végét vágva le — mely az alaphangra nézve mértékadó — a levágás a hangképet tartalmától és melegségétől fosztja meg, ami fokozott követelmények mellett nem kívánatos. A sáv ezen alsó részének nagyobb mértékű hiánya, a régi mechanikus gramfonok rezes hangjához teszi hasonlóvá az átvitelt. Az átviteli sávnak tehát lefelé feltétlenül ki kell terjednie a zongorán leüthető legmélyebb hang frekvenciájáig, vagyis a szubkontraoktáv A hangjáig, mely 27,5 Hz. Ezzel a nagybőgő (gordon), basszustuba, kontrafagott és a hasonló hangszerek legmélyebb hangjainak átvitele biztosított.

A felső határon való vágás a felhangtartalmat csökkenti és a tapasztalat szerint sokkal kevésbé zavaró. Például a 6500 Hz-nél való vágást csak kevés megfigyelő venné észre. A határt valamivel feljebb tolva — így kb. 8000 Hz-re — a legnagyobb igények is kielégíthetők. Természetesen, ha a legtökéletesebb hanghűséget el akarjuk érni, akkor levágni semmit sem lehet.

Természetes követelmény az is, hogy az átviteli rendszer minden része hasonló frekvenciasávot fogjon át. Ez ma általában még nincs így, különösen nincs így az átviteli rendszer utolsó láncszeménél, a rádióvevőkészüleknél és hangszórónál, de a jövőben feltétlenül törekedni kell a megvalósítására. Az amplitudómodulált műsor-szóró adóállomások vivőfrekvenciái általában 9 kHz-re vannak egymástól, ami azt jelenti, hogy a rádióvevőkészülék az egyenlő intenzitással jelentkező adókat — az áthallásokból eredő zavartások elkerülése végett — csak 4500 Hz-ig terjedő hangfrekvenciasávval veheti. A helyi adónál lehetséges a szélesebb sáv vétele, mert az adók általában 8000 Hz széles sávot sugároznak, azonban a vevőkészülékek zömének szelektivitása a távolsági vételhez igazodva 4500 Hz sáv szélességet enged meg a sávszűrők fix hangolása következtében. Csak a legnagyobb csúcsgépeket szerelik fel a sáv szélesség változtatására alkalmas megoldásokkal.

Ebből látható, hogy az adóállomások jelenlegi beültetése mellett semmi értelme sincs a 15 000 Hz-ig terjedő sáv kisugárzásának, sőt a 8000 Hz széles sávot sem tudják a rádiót használó széles tömegek kihasználni. Egészen más a helyzet a frekvenciamodulációs adóknál, ahol a sáv szélesség

kiterjesztésének 15 000 Hz-ig elvi akadályja nincs, megvalósítása azonban vita tárgyát képezheti.

A sáv felső határának kérdésében a külföldi szakvélemények igen eltérők. R. Vermeulen szerint helytelen a sáv 4—5 kHz-től kezdődő részét levágni, mert a zenei hangok jellegét éppen ezek a felharmónikusok biztosítják s élethű friss tartalommal telítik. Szerinte — számos kísérlete alapján — a 8 kHz-nél való vágás megengedhető, de lejjebb menni nem szabad. A 8 kHz fölötti felharmónikusok biztosítása nem jár oly észrevehető előnnyel, hogy érdemes volna a szélesebb sáv átvitelével keletkező nehézségeket vállalni. Az adóállomások zeneműsora túlnyomórészt hangfelvétel, tehát a gramofontechnika terjedelménél négy nagyobb sávot biztosítani adóink részére a viszonylag kisszámú közvetlen zeneközvetítés kedvéért nem ésszerű. Hangfelvételleknél a főlegesen széles sáv átvitele a zörejszintek emelkedését (tűzörej) okozza. Vermeulen kísérleteiből következőleg ajánlja a mélyebb hangok kiemelését már a stúdióban, ezzel »megjavítva« a zenei előadást.

L. Stokowski szerint az eredeti zenei előadásokban a magasabb hangok túlsúlyban vannak a mélyekkel szemben s ezért rádióközvetítések alkalmával ő is ajánlja a mély hangok kiemelését.

H. Ribbeck és F. Strecker kísérletei szerint a női beszéd és bizonyos jellemző hangok (kulcsörgés, stb.) közvetítésénél a 8 kHz fölötti hangok jelenléte kívánatos. Azonban rögtön rácafolnak állításukra azzal, hogy a rádiót hallgatónak nincs összehasonlítási alapja, mert nem hallja egyszerre a beszélőt közvetlenül és rádióján át. Szerintük a természetűség nem okvetlenül szükséges, a közvetítésekben igen ritkán előforduló kulcsörgések és ezekhez hasonló hangok (felhangok) természetű közvetítésének kedvéért tehát nem célszerű nagy többletköltséget okozva a 15 kHz-ig terjedő sávot átvinni.

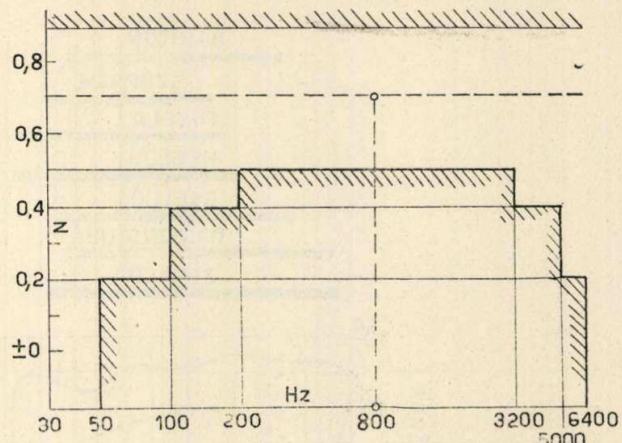
L. Rohde szerint még a frekvenciamodulációs rendszerben dolgozó adóknál sem célszerű a 8 kHz fölötti sáv átvitele, mert hangfelvételek közvetítésekor ez minőségromlást jelent.

Dr. Tomits Ivántól eredő régebbi keletű »arany-szabály« szerint akkor tekinthető a zenei közvetítés kiegyensúlyozottnak (amikor a magasabb hangok nem túltengnek a mélyekkel szemben és megfordítva), ha a legmélyebb és legmagasabb átvitt hang frekvenciájának szorzata 400 000. E szerint, ha a legmélyebb — 800 Hz-hez viszonyítva egyenletesen átvitt — hang frekvenciája 50 Hz, akkor a legmagasabb hang frekvenciája 8000 Hz lehet. 40 Hz-nél 10 000 Hz, 30 Hz-nél 13 400 Hz és 27 Hz-nél 15 000 Hz. A Dr. Tomits által közölt szabály jól megegyezik a gyakorlattal.

Az európai kontinensen nemzetközi rádióműsorcsere céljaira jelenleg csak »régí« típusú zeneközvetítő áramkörök állnak rendelkezésre. Az angol postaigazgatás legújabbban üzembehelyezett zeneközvetítő áramkörhálózata csak 8500 Hz-ig terjedő átvitelt biztosít, az USA újabb áramkörei (vivőáramú rendszerek koaxiális kábeleken) csak 40—8000 Hz sávot visznek át.

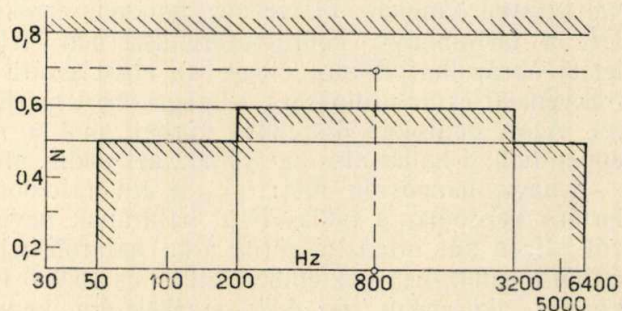
Visszatérve célunkhoz — a hazai amplitúdómodulációs rendszerrel dolgozó reléadók műsor-ellátásához — leszeggezhetjük, hogy a 30—8000 Hz sáv átvitelét minőségileg kifogástalannak tekinthetjük.

Mivel az átviteli láncban a lineáris torzítások kisebb-nagyobb mértékben összegeződnek, a lánc egyes tagjaira vonatkozólag a követelmények fokozottabbak. A légvezetékek és kábelnek — melyek szűkebb vizsgálódásunk tárgyát képezik — a nemzetközi CCIF ajánlásokban meghatározott követelményeket kell kielégíteniük, így elsősorban a frekvenciagörbét illetően. A CCIF a technika



2. ábra. CCIF ajánlás »régítípusú« zeneközvetítő áramkörök szintűréseire

fejlődésével az átviteli követelményeket ajánlásaiban fokozatosan szigorította. Az 1951. évi firenzei konferencia határozatait tartalmazó sárgakönyv háromféle minőségű zeneközvetítést különböztet meg: »régítípusú«, »jóminőségű« és »kiváló minőségű« elnevezéssel. A 2. ábrán látható CCIF ajánlás szerint az 50—6400 Hz frekvenciasávban az átviteli rendszer lineáris torzítása 800 Hz-hez viszonyítva maximálisan a 0,2 N-t, tehát a 20%-ot



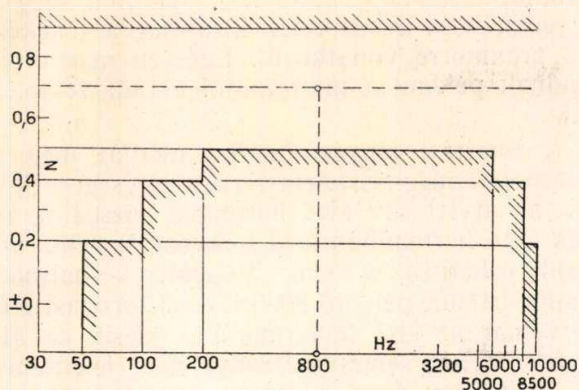
2. ábra. CCIF ajánlás »régítípusú« zeneközvetítő áramkörök szintűréseire határ-erősítőállomás kimenetén

nem lépheti túl. A 200 és 3200 Hz közötti sávban ez a különbség legfeljebb 0,2 N lehet, 100 és 200, valamint 3200 és 5000 Hz között pedig legfeljebb 0,3 N, stb. Tehát az átviteli határoknál növekvő eltéréseket engedünk meg a legszűkebb tűrésű sávközephez viszonyítva.

Ha műsorcsere céljából nemzetközi áramkört kell felépíteni, akkor a kilépő (határ) erősítőállomáson szigorúbb feltételeket igyekeznek betartani. Erre az esetre a 3. ábra adja meg a fel-

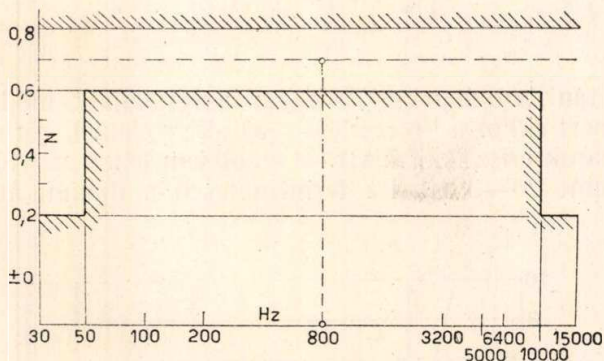
világosítást. Ez is a »régítípusú« kategóriára érvényes.

A »jóminőségű« rádióáramkörök átviteli sávja 50 és 10 000 Hz között van. A CCIF itt nem tesz különbséget a belföldi használatú és a nemzetközi műsorcsere céljait szolgáló áramkörök között. A megengedett tűréseket a 4. ábra szemlélteti.



4. ábra. CCIF ajánlás »jóminőségű« zeneközvetítő áramkörök szinttűréseire

A legszigorúbb követelményeket a »kiváló minőségű« zeneközvetítő áramkörrel szemben állították fel, melyet az 5. ábra szemléltet. Eszerint a viszonylagos szinttűrés 800 Hz-hez viszonyítva 50 és 10 000 Hz között  $\pm 0,1$  N ( $\pm 10\%$ ). 30 és 50 Hz, valamint 10 000 és 15 000 Hz között a feltétel az, hogy a görbe hajlása oktávonként



5. ábra. CCIF ajánlás »kiváló minőségű« zeneközvetítő áramkörök szinttűréseire

0,7 N-t nem léphet túl. Ez az ajánlás azonban főleg a mindinkább növekvő számú frekvenciamodulációs adókhöz igazodik.

Az 1. ábrán a hallási felület mellett a gyakorlatban előforduló zenei hangok intenzitástartományát látjuk. A legnagyobb hangerőkülönbség, mely zenénél előfordulhat — közepes köbtartalmú zenei előadóteremben a hallgató helyéről mérve — 2000 : 1, ami 7,6 N (66 dB) dinamikának felel meg. Valamivel nagyobb dinamikát kapunk, ha a basszusdob (üstdob) fortisszimóját a lehető legalkalmasan megszólaltatott hegedűvel hasonlítjuk össze: ez a dinamika 2500 : 1.

A gyakorlat azt mutatja, hogy igen rövid ideig tartó csúcsok által okozott rendszertorzításokat — a túlvezérlésből eredőket — a fül nem érzékeli. Az átvendő intenzitástartomány szem-

pontjából ezért elégséges csak azokkal a csúcsokkal számolni, melyek 20 ms-nál több ideig tartanak. A dinamikatartomány felső határát az elektroncsövek gazdaságos kihasználása szabja meg. A dinamika alsó határát a rendszer saját zaja határozza meg. Ezen határokat túllépve az adott átviteli rendszernél minőségromlás következik be. A CCIF idevágó ajánlásai a »régítípusú« áramkörökre 100 : 1 viszonyt, 4,6 N (40 dB)-t adnak meg. »Jóminőségű« áramkörökre nézve a 100 : 1 viszony ideiglenesen irányadó, de kísérletek folynak a dinamika szélesítésének lehetőségeire.

A »kiváló minőségű« áramkörökre a CCIF 314 : 1 viszonyt ajánl, ami 5,75 N (50 dB)-nek felel meg. Ezen tartományba az átviteltől megkövetelt és előbb kiszámított dinamika (2500 : 1, azaz 7,8 N vagy 68 dB) — nem fér bele: a stúdióban feltétlenül szűkíteni kell. Ezt stúdióink meg is teszik, mert a szükséges gazdaságosságot szem előtt tartva az adók sem visznek át nagyobb dinamikát, mint 50 dB.

Külföldi példákra hivatkozva a 100 : 1 viszony elégségesnek látszik, sőt mint kirívót meg kell említeni a londoni BBC-t, mely a dinamikát gazdaságossági okokból 20 : 1 viszonyra — 2,9 N (25 dB) — szűkíti. Nem jelenti ez azt, hogy a rossz példát kövessük, mely a nagyzenekari művek természetű közvetítésére egyáltalán nem alkalmas. Túlásnak látszik azonban a CCIF ajánlása is a »kiváló minőségű« zeneközvetítő áramkörökre, mert az adók műsorát túlnyomórészt kitöltő hangfelvételek dinamikája egyelőre nem éri el, sőt előreláthatólag el sem fogja ezt az értéket érni. Az először visszajátszott viaszlemez dinamikája sem nagyobb 49 dB-nél, az általános használatú fekete sellacklemez dinamikája 40 dB-nél kisebb, a legkorszerűbb magnetofon pedig ennél is kisebb dinamikájú.

Nem szükséges a dinamikát azon oknál fogva sem bővítenünk, mert a rádióvevőkészülékek — egyes csúcsgépek kivételével — nem tudnak feldolgozni, illetve oly energiatartalékot követelne meg, mely a gazdaságos üzemet kizárja. Főllesleg továbbá a nagy dinamika az átlaglakás köbtartalma miatt is. Egészen mások a dinamika-viszonyok egy hangversenyteremben 2000 hallgatóval, mint mondjuk egy butorokkal, szőnyegekkel berendezett 60 m<sup>3</sup>-es lakószobában. A kis szobában pl. a Coriolanus-nyitány\* fortisszimói 2000 : 1 dinamika mellett bántóan túlzottaknak tűnnek fel, vagy ha a fortisszimókat eltűrhető értéken tartanánk, akkor a pianisszimó részek elmerülnének a gép saját zajába.

Helyesnek látszik az áramkör dinamikáját 100 : 1 viszony fölött, de 314 : 1 alatt, biztosítani még akkor is, ha nem vesszük azt teljesen igénybe, mert ezzel a túlvezérlésből adódó nonlineáris torzítások ellen bebiztosítottuk magunkat.

A túlvezérlés járulékos hangok keletkezését vonja maga után, melyek az eredeti hangképben nem szerepeltek. Ezek részben harmonikusok,

\* L. van Beethoven Coriolanus-nyitányát használják hangversenytermek akusztikájának vizsgálatához a fortisszimók és pianisszimók gyakorisága miatt.

részben diszharmonikusok az alaphanggal, a beszédet és a zenét tisztátalanra teszik. Ha a rendszer előtt akusztikusan jelen voltak kombinációs hangok (Tartini-féle hangok), akkor azokat is maradéktalanul továbbítani kell, azok nem számíthatnak rendszerbeli torzításnak. A CCIF az egész átvitt sáv torzítási tényezőjére »régi« és »jóminőségű« áramköröknél  $k < 10\%$ -ot ad meg, mely  $b_k > 2,3$  N (20 dB) harmonikus csillapításnak felel meg. A gyakorlat viszont arra tanít, hogy a kombinációs hangok — melyek a rendszerben keletkeztek — csak akkor nem zavarók, ha effektív összegük a legnagyobb amplitudóknál is kisebb az alaprezgés 4%-ánál. Ezt az értéket a CCIF 1931-ben Kopenhágában elfogadta és eszerint

$$k \leq 4\% \quad \text{és} \quad b_k \geq 3,2 \text{ N (27,8 dB)},$$

A »kiváló minőségű« zeneköztető áramkörre vonatkozó CCIF ajánlást az alábbi táblázat foglalja magában:

Frekvencia	Legkisebb harmonikus csillapítás ( $b_k$ )	Legnagyobb torzítási tényező ( $k$ )
50 ... 100 Hz	$\geq 3,5$ N	$< 3\%$
100 ... 7 500 Hz	$\geq 4,6$ N	$< 1\%$
7500 ... 15 000 Hz	$\geq 3,5$ N	$< 3\%$

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + \frac{9}{4} U_3^2 + \frac{16}{4} U_4^2 + \frac{25}{4} U_5^2 + \dots + \frac{n^2}{4} U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2 + \dots + U_n^2}} \cdot 100 (\%)$$

A harmónikusokat külön kell mérni, de csak addig kell figyelembe venni, míg amplitudójuk nagyobb mint  $U_1$  0,3%-e. Ebből látható, hogy a  $k$  értékére a sáv alsó és felső végén nagyobb értékeket engedhetünk meg. Ehhez igazodik a CCIF »kiváló minőségű« zeneköztető áramkörökre vonatkozó ajánlása is.

Eme okoskodással ellentétben G. Haar megállapítja, hogy a jóminőségű rádió vételhez szükséges 50—60 phon hangosságnál a fül nagyon érzékeny a magasabb hangok torzításaira. Például 4 kHz-nél 0,7% torzítási tényező már füllel észrevehető. Ezt alátámasztják W. Weitbrecht és R. Vermeulen tanulmányai is.

L. Rohde szerint kívánatos volna, ha a 30-tól 15 000 Hz-ig terjedő sávban a vevőkészülék hangszórójáig vizsgálva a  $k$  értéke 2%-ot nem lépne túl. Éppen ezért a frekvenciamodulált adókra vonatkozólag az FCC\*  $k$  értékét 2,5%-ban tartja helyesnek.

Rohde eme kívánsága szerint fel kell tételezni, hogy a stúdió + rádióáramkör + adóállomás torzítási tényezője  $\%$  nagyságrendű lehet csak. Ezt betartani kizárt dolog, mert a legjobb minőségű magnetofon szalag torzítása is  $k \geq 3\%$ . Ehhez járul még az áramkör és az adó torzítása is. Lehetőség az átviteli út torzítását ily mértékben leszo-

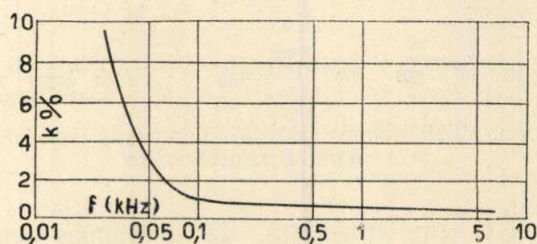
A 30...50 Hz közötti sáv feltételeinek megállapítását későbbi időpontra halasztották.

A  $k \leq 4\%$  az egész átvitt sávra vonatkozik, tehát az 50 Hz-re is. Ebből rögtön láthatjuk, hogy olyan rendszerben, melynél ezt a kis torzítási értéket a legkisebb frekvencián is sikerült biztosítani, a közepes frekvenciákon a torzítási tényező automatikusan 1% alatt lesz. Azonnal meg kell jegyezni, hogy ez az érték kizárólag a zeneköztető áramkörre vonatkozik. Egészen más értékek adódnak például a mikrofontól a rádióvevőkészülékig.

A torzítási tényező mérési módját még nem határozták meg. Értelemszerűen elégségesnek látszik az átvitt sáv alsó harmadát vizsgálni, mert csak ezen harmadban levő frekvenciák felharmónikusai eshetnek a nem vizsgált kétharmadba. Semmi értelme például 8000 Hz-nél torzítást mérni, mert már az első felharmónikus kiesik az átvitt sávból. Tehát semmi hátrányt nem jelentene, ha az átvitt sáv felső kétharmada torzított lenne, — ha egyébként a rendszerben sávszűrővel kizárjuk a lehetőségét a keletkező harmónikusok más rendszerekbe való átjutásának — mert a felharmónikusok a továbbításra kerülő hangfrekvenciás sávon kívül esnek.

Shorter a torzítási tényező értékére az alábbi formulát tartja helyesnek:

rítani, azonban csak a leggazdaságosabb módon, mert ekkor a kivezélés — az aktív elemek görbült karakterisztikái miatt — sehol sem lehet nagyobb, mint 20—30%. Ez természetesen a dinamikát is



6. ábra. Rádióáramkör gazdaságosan megvalósítható torzítási tényezője

leszűkíti. A jelenleg gazdaságosan elérhető torzítási tényező értékeit a frekvencia függvényében a 6. ábra szemlélteti.

Hasonlóan a túlvezérlésből eredő nonlineáris torzításhoz, az eredeti hangképben nem szereplő idegen hangok is zavarólag hatnak. A kis kivezélés a pianó helyeknél nem fedi el az átviteli rendszerben keletkező zavaró rezgéseket: a jel/zaj viszony kedvezőtlen. Amennyiben ezek a zajok (pl.: hálózati bűgás) az átviteli berendezésekben keletkeznek, megfelelő szűrőkkel megszüntethetők,

\* FCC = Federal Communication Commission (az USA-ban).



sokkal nehezebb azonban a vezetékből eredő zörejek kiküszöbölése.

Különbséget kell tenni a kábel és légvezeték, illetve e kettőből álló vegyes átviteli utak között. A vezetékzörejek általában többé-kevésbé közel-  
fekvő elektromos zavarforrások energiáinak áthallásából erednek (gyenge- vagy erősáramú vezetékek befolyása, atmoszférikus kisülések, stb). A kábeláramkört függetleníteni lehet a külső zavarforrásoktól célszerű árnyékolással és szimmetrikus felépítéssel. Ezen áramkörök helyes pupinozás és kiegyenlítés mellett — figyelembe véve a szélesebb frekvenciasávot — ideális és üzembiztos, de egyben igen költséges átviteli utat biztosítanak. Azért költségeset, mert a megkövetelt jóminőségű átviteli tulajdonságokkal az esetlegesen rendelkezésre álló távbeszélő áramkörök nem rendelkeznek és átalakításuk csak nagyobb költséggel lehetséges. Ha az átalakítás nem hajtható végre, akkor új kábel fektetésével kell számolni.

A légvezeték lényegesen érzékenyebb a zavar-  
tatásokra. A legerősebb zavarforrások — egyen-  
áramú táviró és elektromos vontatású vasút —  
zavarfrekvenciái a hangfrekvenciás sávba is be-  
esnek, vagyis ha már bekerültek az átvitelbe,  
kiszűrésük lehetetlen. Lehetséges azonban a hasz-  
nos frekvenciasávot a hangfrekvenciás tartomány-  
ból nagyobb frekvenciák felé eltolni: ez a lég-  
vezetékes vivóáramú zeneátvitel elve. Hasonlóan  
a rádióhoz — ahol az eltolás rövid-, közép-, illetve  
hosszúhullámú sávba történik — a hangfrekvenciák helyett nagyfrekvenciákat továbbítunk, azon-  
ban vezetékeken.

A CCIF ajánlásaiban nincs tekintettel arra,  
hogy az átvitel közvetlenül hangfrekvencián vagy  
vivóáramú berendezés útján történik-e. Ajánlásai  
csak a stúdió kimenete és rádióállomás bemenete  
közötti áramkorszakra vonatkoznak, függet-  
lenül az áramkör nemétől. Meghatározzák ellenben  
azt, hogy a stúdió kimeneténél és az adó bemeneténél  
mekkora teljesítmények, impedanciák és ennek  
megfelelően mekkora feszültség szintek lehetnek.  
Az áramkört minden pontján valós  $600 \Omega$ -nak  
tekinti (a stúdió kimenetét és az adó bemenetét  
is). Az áramkör végén mért jel/zaj viszonyra is van  
CCIF ajánlás, mely az átvitel egyik jellemző minő-  
ségi feltétele.

Menjünk sorba azokon a követelményeken,  
melyek az eddig elmondottakhoz kapcsolódnak.

#### a) Legnagyobb hasznos feszültség és teljesítmény

»Régi« és »jóminőségű« áramköröknél:

Az adás legnagyobb feszültsége nem lehet  
nagyobb 2,2 V-nál — csúcsértékben 3,1 V-nál —  
ami  $600 \Omega$ -ra vonatkoztatott 8 mVA teljesít-  
ménynek, illetve +1,04 N szintnek felel meg.  
A teljesítmény eme limitálása az áthallási veszély  
csökkentése érdekében szükséges. Az ajánlás meg-  
adja továbbá, hogy a rádióáramkörök végén (az  
utolsó erősítő után) +0,7 néper viszonylagos  
szintnek kell lennie (a bemeneti szinthez viszony-  
lítva).

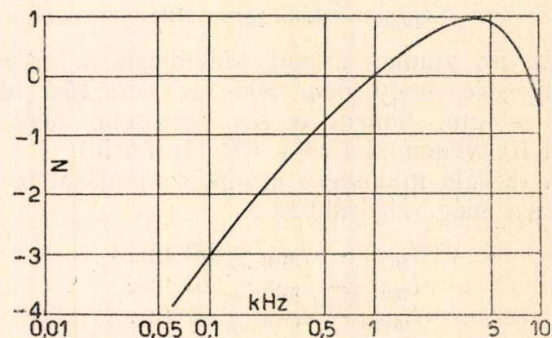
»Kiváló minőségű« áramköröknél:

Az áramkör  $N$  viszonylagos szintű pontján az  
átvihető csúcsteljesítmény  $32 e^{2N}$  mW lehet, ha  
a vezeték névleges impedanciája  $600 \Omega$ .

#### b) Zörejszinttávolság a hasznos szint maximumától

»Régi« és »jóminőségű« áramköröknél:

Psophometrikusan az áramkör végén mérve ez  
az érték nagyobb legyen, mint 6,55 N, ami 710 : 1  
feszültségviszonynak felel meg. A bemeneten a  
maximális +1,04 N szintet, az áramkör végén  
pedig +0,7 N viszonylagos szintet véve számításba,  
a zaj abszolút szintjére  $1,74 - 6,55 = -4,81$  N adó-  
dik, ami 6,3 mV mérlegelt zajfeszültségnek felel  
meg. Ez a megállapítás tiszta kábeláramkörre vonat-  
kozik. Légvezeték esetén a CCIF ajánlása szerint  
a legnagyobb hasznos szint és a maximális zörej-  
szint viszonya 283 : 1 lehet, ami 5,65 N-nek felel  
meg. Az előbbi módon számolva a megengedett  
zaj abszolút szintje  $1,74 - 5,65 = -3,91$  N, ami  
15,7 mV mérlegelt zajfeszültségnek felel meg. Itt  
meg kell jegyeznünk, hogy a fül frekvenciafüggő  
érzékenysége miatt a zavaró frekvenciákat külön-  
böző hangmagasságoknál különböző erősségűnek  
érezeli és ezért a hangfrekvenciás sávba eső  
zörejeket, megfelelő műszerrel, frekvenciafüggő  
érzékenységgel — a fület utánózva — objektíven  
mérjük. Ilyenkor frekvencialineáris igen érzékeny  
csővoltmérőt használunk, mely elé a 7. ábrán  
látható görbéjű (CCIF ajánlás szerinti), a fül  
érzékenységét utánzó szűrőt kapcsolunk: ez az  
együtttes a psophométer. Ezen műszer a zörej-  
csúcsok integrált értékét méri, frekvencia szerint  
súlyozva.



7. ábra. Psophométer-görbe rádióáramkörökre  
a CCIF sárgakönyv (1949 Montreux—Paris) szerint

Ha a zörejszintet *lineárisan* — súlyozás, illetve  
szűrő nélkül — mérjük, akkor a CCIF ajánlása  
megenged 71 : 1 viszonyt (ideiglenes specifikáció).  
Itt ellentmondás látszik, mert a dinamikára 100 : 1  
viszonyt ír elő.

A »kiváló minőségű« áramkörökre nézve a CCIF  
csak az *abszolút* zörejszintre tesz ajánlást, mely  
eszerint 50 Hz és 15 000 Hz között az áramkör  
végén psophometrikus szűrő nélkül (lineárisan,  
súlyozás nélkül) mérve legfeljebb —6 néper legyen  
(1,9 mV). Ez az érték a minimális vételszint és  
maximális zörejszint között 5,75 néperes dina-  
mikát tételezve fel, 2 N szintkülönbségnek felel  
meg.

c) Áthalláscsillapítás

A zörej, melynek megengedhető szintje fentebb rögzítve lett, miként neve is mutatja, összefolyó egységes jellegű hangkeverék. Ezzel szemben — bár pontos határvonalat vonni nem lehet — a rádió-áramkörrel szomszédos távbeszélő vagy más rádió-áramkörökről érhető áthallás jöhet át. Ezt már nem tekinthetjük zörejnek. Erre nézve az ajánlás is szigorúbb: »jóminőségű« kábeláramköröknél a szóhajóhető összes áramkörkombinációk között az áthalláscsillapítás (közel- és távlevégi egyaránt) értéke nem lehet kisebb mint 8,5 néper (74 dB). A »kiváló minőségű« áramköröknél ez az érték kábelek esetében 9 néper (78 dB) és légvezetékek esetében 7 N (61 dB). A »régie« áramkör idevágó ajánlásai megegyeznek a »kiváló minőségű«-re érvényesekkel.

d) Berezgési idő

A sáv különböző frekvenciáinak terjedési ideje nem azonos, mely jelenség szintén az eredeti hangkép meghamisítását idézi elő. Erre nézve a »régie« áramköröknél az alábbiak betartása kívánatos:

$$t_{50} - t_{800} \leq 70 \text{ ms},$$

$$t_{6400} - t_{800} \leq 10 \text{ ms},$$

ami azt jelenti, hogy az 50 Hz és a 800 Hz terjedési ideje közötti különbség 70 ms-nál nagyobb nem lehet. A sáv felső végére 10 ms az ajánlott időkülönbség.

A »jóminőségű« áramkörökre az ajánlás a következő:

$$t_{50} - t_{\min} \leq 80 \text{ ms},$$

$$t_{500} - t_{\min} \leq 20 \text{ ms},$$

$$t_{10000} - t_{\min} \leq 8 \text{ ms}.$$

Ez az ajánlás abban különbözik a »régie«-re érvényestől, hogy nem 800 Hz berezgési idejét veszi alapul, hanem a sáv legkisebb berezgési idejű frekvenciáját (300–400 Hz körül).

A »kiváló minőségű« áramkör ajánlásai természetesen még szigorúbbak:

$$t_{50} - t_{\min} \leq 50 \text{ ms},$$

$$t_{100} - t_{\min} \leq 20 \text{ ms},$$

$$t_{15000} - t_{\min} \leq 8 \text{ ms}.$$

Megjegyzendő, hogy a vivőáramú berendezésen továbbított hangfrekvenciás sáv terjedési időkülönbségei az ajánlott értékeknél lényegesen jobbak. Az ajánlások betartása csak kábeláramköröknél jelent komolyabb problémát.

e) Szintingadozások napi értéke

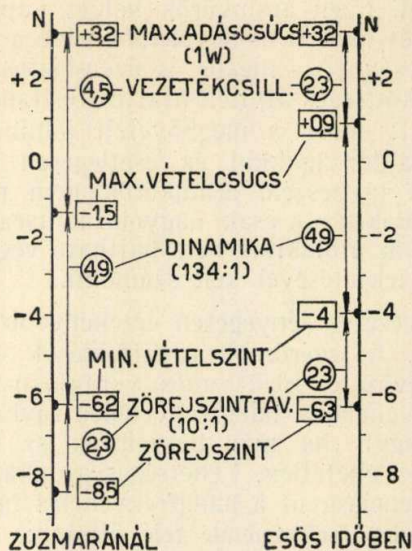
A »régie« és »jóminőségű« áramkörökre nézve  $\pm 0,2$  N, a »kiváló minőségű«-re  $+0,1$  és  $-0,2$  N a megengedett érték.

A könnyebb áttekintés végett táblázatban összefoglaltuk a CCIF ajánlásait.

A fenti CCIF ajánlások ismeretében lássuk, hogyan üzemeltethetők a légvezetékes vivőáramú zeneközvetítő áramkörök. Miként láttuk, a vivőáramú üzem előnyösebb a közvetlen hangfrekvenciással szemben a kisebb zörejszint miatt is, de

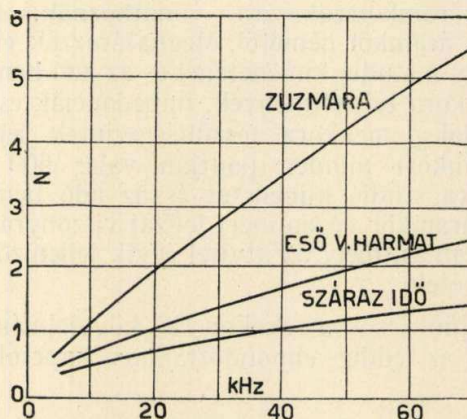
nagy gazdaságosságot biztosít, mert 30 kHz-ig az áramkört háromcsatornás vivőberendezés segítségével távbeszélgetésre és sáv alatti táviratozásra is kihasználhatjuk.

A rendelkezésre álló dinamika nagyságáról a 8. ábra ad felvilágosítást. Mivel vivőáramú berendezésről van szó, tetelezzük fel, hogy a kiadható nagyfrekvenciás teljesítmény — az elektron-



8. ábra. Vivőáramú zeneközvetítés szintskálája

csövek gazdaságos üzemét tartva szem előtt — maximálisan 1 W nagyságrendben áll rendelkezésünkre, ami 600 ohm légvezeték-impedancia esetén  $+3,2$  N (28 dB) maximális feszültségszint-



9. ábra. 100 km hosszú, 3 mm  $\varnothing$ , 200 mm pecektávolságú keményréz-áramkör csillapítása a frekvencia függvényében, különféle atmoszférikus állapotokban

nek felel meg. A légvezeték csillapítását 60 kHz-en\* 4,5 N-nek vesszük fel, figyelembe véve a legkedvezőtlenebb atmoszférikus befolyást is (9. ábra). Ezzel megvan az integrált felsőértéke a vételi szintnek, mely  $-1,3$  N.

\* A megvalósított áramkör berendezése 50–70 kHz között működik.

## CCIF 1951. évi (Firenze) ajánlásai zeneköztvitő áramkörökre

	»régi«	»jóminőségű«	»kiváló minőségű«
átvitt sáv	legalább 500...6400 Hz	legalább 50...10 000 Hz	30...15 000 Hz
megengedett csillapítástűrések 800 Hz-hez viszonyítva	belföldi áramköröknél 2. ábra szerint nemzetközi műsor- cserénél 3. ábra szerint	4. ábra szerint	5. ábra szerint
legnagyobb beadott teljesítmény	8 mW	8 mW	32 mW
legnagyobb bemenőszint 800 Hz-nél	+1,04 N (+9 dB)	+1,04 N (+9 dB)	+1,75 N (+15 dB)
legnagyobb bemenőfeszültség 600 ohm impedancia esetén	2,2 V <sub>eff</sub>	2,2 V <sub>eff</sub>	4,4 V <sub>eff</sub>
legnagyobb bemenőfeszültség pilla- natnyi csúcsértéke 600 Ohm impe- dancia esetén	2,2 $\sqrt{2} = 3,1$ V	2,2 $\sqrt{2} = 3,1$ V	nincs megadva
legnagyobb kimenőszint +0,7 N viszonylagos szintnél	+1,74 N (+15,2 db)	+1,74 N (+15,2 dB)	+2,45 N (+21,3 dB)
legnagyobb kimenőfeszültség +0,7 N viszonylagos szintnél	4,4 V <sub>eff</sub>	4,4 V <sub>eff</sub>	8,8 V <sub>eff</sub>
az adóállomás bemeneténél garan- tálható legkisebb feszültség teljes kivezrlés esetén, ha a zenekábel csillapítás 2 N és impedanciája 600 ohm	0,5 V <sub>eff</sub>	0,5 V <sub>eff</sub>	nincs megadva
dinamika	4,6 N (40 dB) $\equiv$ 100 : 1	ideiglenesen 4,6 N (40 dB) $\equiv$ 100 : 1	5,75 N (50 dB) $\equiv$ 314 : 1
beregzési idő	$t_{50} - t_{800} \leq 70$ ms $t_{6400} - t_{800} \leq 10$ ms	$t_{50} - t_{min} \leq 80$ ms $t_{100} - t_{min} \leq 20$ ms $t_{10000} - t_{min} \leq 8$ ms	$t_{30} - t_{min}$ nincs megadva $t_{50} - t_{min} \leq 50$ ms $t_{100} - t_{min} \leq 20$ ms $t_{15000} - t_{min} \leq 8$ ms
harmónikus csillapítás $b_k$	8 mW beadott teljesít- mény mellett $b_k > 3,2$ N (27,8 dB) $k < 4\%$	8 mW beadott teljesít- mény mellett $b_k > 3,2$ N (27,8 dB) $k < 4\%$	16 mW beadott teljesítmény mellett 50—100 Hz : $b_k > 3,5$ N (30 dB) $k < 3\%$ 100—7500 Hz : $b_k > 4,6$ N (40 dB) $k < 1\%$ 7500—15 000 Hz : $b_k > 3,5$ N (30 dB) $k < 3\%$ 30—50 Hz : nincs megadva
áthallás csillapítás beszéddel mérve	>9 N (78 dB)	k á b e l á r a m k ö r ö k b e n >8,5 N (74 dB)	>9 N (78 dB)
	>7 N (61 dB)	l é g v e z e t é k e s á r a m k ö r ö k b e n nincs megadva	>7 N (61 dB)
zörejszinttávolság a legnagyobb hasznos szinttől psophometrikusan mérve	k á b e l á r a m k ö r ö k b e n >6,55 N (710 : 1) +0,7 N viszonylagos szintnél 1,74—6,55 = —4,81 N (—41,8 dB), 6,3 mV l é g v e z e t é k e s á r a m k ö r ö k b e n >5,65 N (283 : 1) +0,7 N viszonylagos szintnél 1,74—5,65 = —3,91 N (—34 dB) 15,7 mV		abszolút érték szűrő nélkül mérve : —6 N (52,1 dB) 1,9 mV +0,7 N viszonylagos szintnél —5,3 N (46 dB) 3,8 mV
zörejszinttávolság a legnagyobb hasznos szinttől lineárisan mérve (psophométerszűrő nélkül)		l é g v e z e t é k e s é s k á b e l á r a m - k ö r ö k b e n e g y a r á n t >4,25 N (71 : 1) +0,7 N viszonylagos szint esetén 1,74—4,25 = —2,51 N ?	nincs megadva

A keresztezésekkel »tökéletesen« zavarmentesített légvezeték zörejszintjét 60 kHz-en vegyük fel —8,5 N-nek. Tapasztalat szerint az átvitelt csak akkor tekinthetjük zavarmentesnek, ha az integrált hasznos feszültségminimumok legalább egy nagyságrenddel nagyobbak, mint az integrált zörejsúcsok. A felvett —8,5 N zörejsúcs mellett 10:1 viszonyt (2,3 N) alapul véve a minimális vételszint —6,2 N-nél lesz. Tehát a rendelkezésre álló dinamika terjedelme  $6,2 - 1,3 = 4,9$  N (43 dB), ami 134:1 feszültségviszonynak felel meg.

Tekintettel arra, hogy a példában a legkedvezőtlenebb atmoszférikus viszonyok mellett vettük fel az alapáramkör csillapítását (zuzmara évi átlagban hazánkban legfeljebb 25 napon van, de ezek a zuzmarás napok sem összefüggőek és nem terjednek ki a légvezeték 100 km-es hosszára), megkívántuk a nagyfrekvenciás zörejszint igen kis értékét. Ha a 100 km hosszú légvezeték csillapítását 60 kHz-en csak 2,3 N-ben vesszük fel (esős, harmatos idő), sokkal kedvezőbb eredményekhez jutunk. Ebben az esetben az integrált vételszint +0,9 N. Az előző dinamika mellett (4,9 N) a minimális vételszint —4,0 N és megtartva a 2,3 N zörejszinttávolságot, a légvezeték nagyfrekvenciás zörejszintje —6,3 N lehet.

Mivel zuzmarás napokon is továbbítani kell a műsort, a —8,5 N zörejszint elérésére kell törekedni. Ezt az elméleti értéket csakis tökéletesen fenntartott áramkör közelíti meg, melynek építésénél az előírásokat a legszigorúbban betartották. Így az építésnél felhasznált keresztezési tervnek az összes körülmények mérlegelésével optimális áthallásvédelmet kell biztosítania. Az oszloptávolság egyenletesen 50 méter legyen, a belógási tűrések pedig 7 cm-t nem haladhatnak meg. Természetesen követelmény mind az áramkör, mind a mellette haladó áramkörök anyagi és szerelési homogénitása.

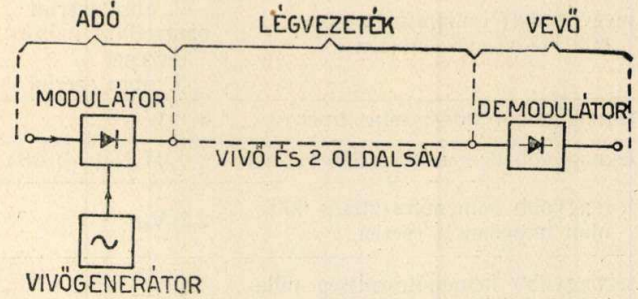
Bár a műsortovábbítás nagyfrekvenciás úton történik, a zörejeket az áramkör végén a hangképpen értékeljük. A nagyfrekvenciás zörejek részben a demodulátor után is megjelennek, ezek mérése a hangfrekvenciás sávban a fentebb említett psophometrikus módszerrel szokásos. Ha a maximális vételszintet a CCIF ajánlása szerint +1,74 N-re állítjuk be, akkor a zörejszintnek psophometrikusan mérve —5,46 N-re kell adódnia, az előbbi nagyfrekvenciásan vezetett példát hangfrekvenciásan szemlélve. A minimális vételszint ekkor —3,16 N. Ha ezt összevetjük a CCIF idevágó ajánlásával, akkor a minimális vételszintnek —2,86 N-nek kellene lennie. 4,6 N dinamikát véve alapul a légvezetékre érvényes psophometrikusan mért integrált zörejsúcs —3,91 N lehet. Látható, hogy a példa jó, mert bőségesen belefér az ajánlásba.

#### 4. Nagyfrekvenciás zeneátvitel elve

A nagyfrekvenciás zeneközvetítő rendszer alapfelépítését a 10. ábra szemlélteti.

A hangfrekvenciás műsort modulátorba vezetjük, melyben a vivőfrekvenciával való keverés után a hangfrekvenciás sáv eltolódik. A keletkezett nagyfrekvenciás sáv ezután légvezetéken

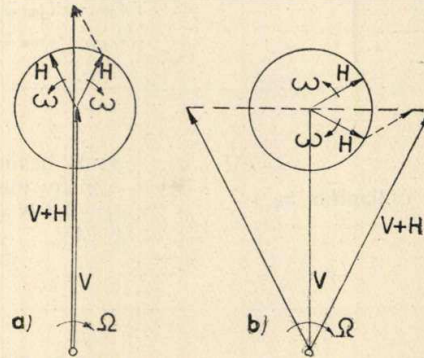
kerül továbbításra, vételoldalon erősítve és demodulátor segítségével ismét hangfrekvenciára visszaalakítva. A séma megfelel a drótnélküli rádiónál használatosnak, azzal a különbséggel, hogy a műsor átvitele nem elektromágneses hullámok térben való tovaterjedése útján, hanem vezetéken történik. A modulátor után természetesen



10. ábra. Nagyfrekvenciás vezetékös zeneközvetítő áramkör

két oldalsáv jelentkezik. Egyetlen  $H$  hangfrekvencia és  $V$  vivőfrekvencia esetén három frekvencia halad a vezetéken:  $V-H$ ,  $V$ ,  $V+H$ . Kifogástalan drótnélküli átvitelnél ezen három frekvencia a vétel helyére azonos mértékben csillapítva, változatlan egymásközötti fázisviszonyokkal érkezik meg. Egészen másképp áll a helyzet hosszú légvezeték esetén. Az átviteli viszonyokat a 11. ábra vektordiagramjai szemléltetik.

A 11a ábrán a  $V$  vivővektor frekvenciájának megfelelő  $\Omega$  szögsebességgel forog, egyidejűleg a két  $H$  vektor — a hangfrekvenciának megfelelően



11. ábra. Modulációs vektordiagrammok

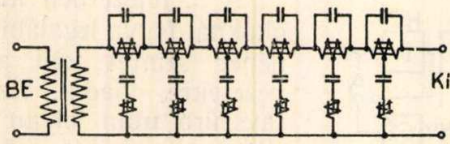
— a nyilak által jelzett irányban kisebb  $\omega$  szögsebességgel forog; a két  $H$  vektor eredője mindenkor a vivő irányába esik. Így a vivőfrekvencia a hangfrekvencia ütemében változtatja amplitudóját, melynek projekciója közismerten az amplitúdómodulált vivőfrekvenciás rezgést adja.

Tételezzük fel, hogy olyan átviteli rendszerünk van, melynél a vivővektor az oldalfrekvenciákhoz viszonyítva 90°-kal elforgatott. Ekkor a 11b ábrán feltüntetett állapothoz jutunk. A két oldalsávfrekvencia eredő vektorja ebben az esetben merőleges a vivőre, miáltal utóbbi a hangfrekvenciával többé nem amplitúdómodulált, hanem frekvencia- illetve fázismoduláció lép fel, az átvitel teljes mértékben torzított lesz. Ez a jelenség kisebb-nagyobb mértékben akkor lép fel, ha az



venciás sáv lineáris átvitele s mivel az átviteli rendszer hangfrekvenciás láncszemeinél a mélyebb hangoknál veszteségek lépnek be, szükséges ezek korrekciója lehetőleg még a nagyfrekvenciás részeknél is. Így már a nagyfrekvenciás erősítő megemeli az oldalsávoknak a vivőfrekvencia közelébe eső mélyebb hangjait. A visszacsatolás híd-híd típusú, mely függetleníti az erősítést a lezáró illetve csatlakozó impedanciák ingadozásaitól. Az alkalmazott erősítő — e helyen fölöslegesen — 10 kHz-től kb. 1 MHz-ig lineáris, kivéve a 60 kHz-nél mesterségesen előidézett kisebb emelkedést.

A felerősített kétoldalsávú amplitudómodulált produktum VS vonalszűrő felüláteresztő részén

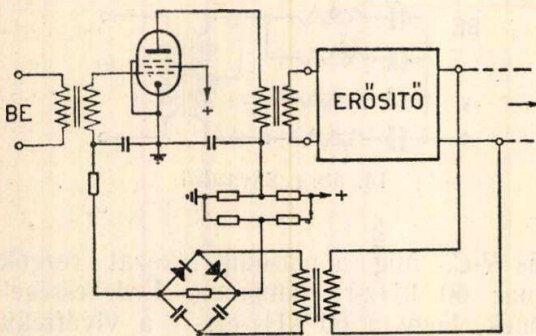


16. ábra. Fáziskiegyenlítő

keresztül jut a légvezetékre. A vonalszűrő felüláteresztő része 46 kHz-nél vág, míg aluláteresztő részének határfrekvenciája 42 kHz-nél van.

A vételoldalon azonos vonalszűrőn át *K* fáziskiegyenlítőbe (16. ábra) jutunk, melynek szerepe a terjedési időkülönbségek, illetve a légvezeték fázisforgatásának korrigálása. Mint említettük ugyanis, a légvezeték szög tényezője a széles sávon belül (50...70 kHz) nem állandó. A fáziskiegyenlítő konstans hullámellenállású mindent áteresztő négyfólyus, a szokásos módon áthidalt T elemekből van felépítve. E kapcsolás fázisforgatása reciprok a légvezeték fázisforgatásához viszonyítva.

A fáziskiegyenlítő után sávszűrő következik, mely csak a hasznos frekvenciákat engedi az

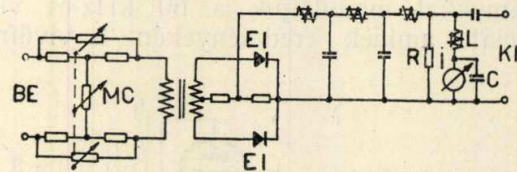


17. ábra. Automatikus szintszabályozó

*AE*-vel jelzett szintszabályozóba. Ezen szintszabályozó egyfokozatú, változómeredekségű pentódát alkalmazó előerősítő. Feladata a légvezeték atmoszférikus tényezők által előidézett csillapításgingadozásait automatikusan kompenzálni. Működési elve hasonlít a rádióvevőkészülékek fading szabályozójához (17. ábra). Az *E* nagyfrekvenciás vevőerősítő után — mely teljesen azonos az adórész erősítőjével — megjelenő nagyfrekvenciát egyenirányítva előfeszültségként tápláljuk a szabályozócső

vezérlőrácsára. Természetesen ezen visszavezetett és egyenirányított nagyfrekvencia csak kompenzál egy állandó előfeszültséget, mely az alaperősítést állítja be. Ha például a légvezeték csillapítása növekszik, akkor az *E* erősítő utáni nagyfrekvenciás feszültség szintje csökken, a szabályozócső negatív előfeszültsége a pozitív tartomány irányába tolódik. Ezzel a cső munkapontja a karakterisztika meredekebb részébe csúszva az erősítést megemeli. Így a nagyfrekvenciás erősítő utáni szintszabályozás  $\pm 0,2$  N tűréssel 2—3 N szintingadozást stabilizál. Az ennél nagyobb, rendszerint nem gyors ingadozások a sávszűrő és az automatikus szintszabályozó közé iktatott, a tömbvázlaton fel nem tüntetett kézisabályozóval egyenlíthetők ki a napi mérések alkalmával. Ezen szabályozó konstans impedanciájú aszimmetrikus T típusú változtatható műcsillapítás 0,1 N fokozatokban, maximuman 2,3 N értékkel.

A szélessávú erősítő után *D* demodulátor következik (18. ábra). A demodulátor előtt azonban, — a helyes kivezélés beállítása céljából, — *MC* szimmetrikus áthidalt T típusú változtatható műcsillapítás van. (Finom és durva beállításra kettő). A tulajdonképpeni demodulátor középkivezetéssel ellátott transzformátorból és kétoldalas rézoxidul egyenirányítóból áll. A demodulátor után a hang-



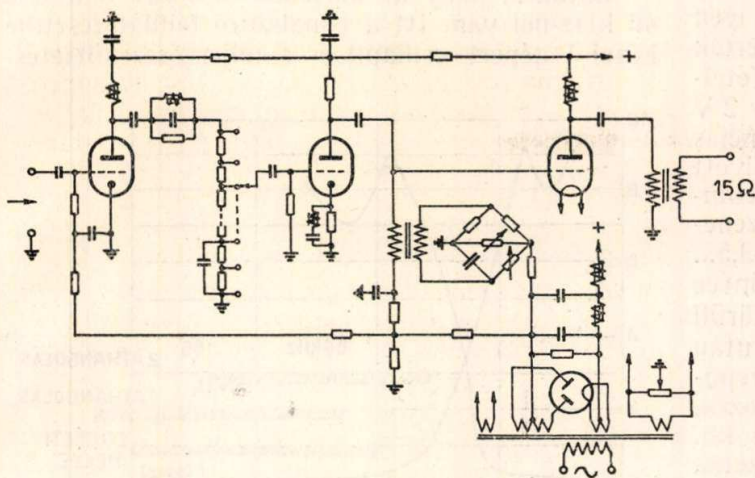
18. ábra. Demodulátor

frekvenciák mellett megmarad természetesen a vivő és oldalsávok nagyfrekvenciás komponense is, de egyenáramú komponens is találunk. A nagyfrekvenciás maradványok távoltartása érdekében aluláteresztő szűrő csatlakozik a demodulátorhoz, 10 kHz határfrekvenciával.

A demodulátor után konstans egyenáram is jelentkezik, melynek nagysága a vivőfrekvencia amplitudójával arányos. Kézenfekvő ezt az egyenáramot az átvitel mérésére felhasználni. E célból aluláteresztővel szétválasztjuk a hangfrekvenciákat az egyenáramtól és utóbbit *J* műszerrel indikáljuk vagy mérjük (piros vonallal ellátott műszerrel). Ha a már említett automatikus szintszabályozó a szintingadozásokat kiegyenlíti, akkor ezen műszer mozdulatlan. A mutató elmozdulása rögtön jelzi, hogy a légvezetékcsillapítás változása az automatikus szintszabályozás határait túllépte és esetleg kézi szabályozás is szükséges. Ha a műszer semmit sem mutat, akkor természetesen a légvezeték szakadása vagy az adórész hibája miatt átvitel sincs. Bemérésnél a kezdeti átviteli erősítés beállítása céljából az automatikus szintszabályozást ki kell iktatni az áramkörből.

A demodulátor utáni műszer felhasználható az indikáláson kívül a modulációfok mérésére is. A hangfrekvenciák mellett keletkező egyenáram

ugyanis arányos a vivőfrekvencia amplitudójával és független a modulációfoktól. Tehát a műszer által mért érték viszonya a demodulátor után mért hangfrekvenciás feszültséghez a modulációfokot adja. Például az ismertetett berendezésnél 2 mV



19. ábra. Hangfrekvenciás erősítő

1% modulációfoknak felel meg; 160 mV tehát például 80% modulációfokot jelent, ekkor az indikátor a piros vonalon van (kb. 300  $\mu$ A).

A demodulátor után hangfrekvenciás erősítőt látunk (19. ábra). Jelen esetben ez 3 fokozatú, 20 Hz-től 10 kHz-ig  $\pm 0,06$  N linearitással. A linearitás érdekében az első és utolsó fokozat anódkörében induktivitásokat, az első és második fokozat között pedig kiegyenlítő találmányt találunk. Az erősítés 23 fokozatban 0,1 N lépésekben szabályozható. A hálózati bűgás kiküszöbölése az átvitelből igen eredeti módon nyert megoldást. Az adóoldalon a modulátoregység elektroncsövei egyenárammal vannak fűtve s szűrés szempontjából erősen túlméretezett és stabilizált hálózati egységből táplálkozik. A többi nagyfrekvenciás egység nem kényes a hálózati tápberendezésekből esetlegesen bejövő 50 Hz-es zavaró frekvenciára (ezen egységekben már nem kerül bele a hangfrekvenciás sávba az ily természetű zavar). A vevőoldal utolsó láncszemét jelentő hangfrekvenciás erősítőben a nagyfokú szűrés után visszamaradó hálózati bűgást kompenzációval semmisítjük meg. A végfokozat rácsára a hálózati részből 50 Hz-et adunk! Azonban egy fázisforgató hidon keresztül, mellyel a betáplált váltófeszültség amplitudóját és fázisát precízen állíthatjuk. Amennyiben a rácsra betáplált 50 Hz-es feszültség amplitudóra megegyezik a rendszerből megérkező feszültséggel, de fázisban éppen 180°-kal eltér, úgy a kompenzáció teljes: az átvitelből kiesik a zajnak számító 50 Hz-es hálózati bűgás. A linearitás biztosítása érdekében az erősítő illesztetlen. Az adóállomás felé menő zenekábel (22 mH terhelésű, 8 kHz határfrekvenciával) kb. 600 ohm hullámmellenállású, míg az erősítő kimenete csak 15 ohm. Az erősítő így üresjárásban dolgozik és ezzel a zenekábel esetleges frekvenciafüggő impedanciaingadozásai nem okoznak erősítésváltozást.

A berendezés kifogástalan üzeme csak úgy biztosítható, ha napi méréseknek vetjük alá. E célból az adóoldalon a stúdióból jövő moduláció helyett állandó amplitudójú 800 Hz-es közepes szintű (+0,7 N) mérőhangot adhatunk a berendezésre. A 800 Hz-et a G generátor állítja elő elhanyagolhatóan kis torzítási tényezővel. A túlvezérlés elkerülése végett a modulátor bemenetével párhuzamosan HV hangfrekvenciás csővoltmérő (kivezérlésmérő) van kapcsolva. Az adóoldal teljes ellenőrzésére az NV nagyfrekvenciás voltmérő nyújt lehetőséget azzal, hogy a hangfrekvenciás erősítő utáni feszültséget méri (+3,2 N relatív szintnek megfelelően). Felépítésében az üzembiztonság érdekében csak passzív elemeket tartalmaz (kuprox, ellenállás). A vevő oldalon ugyancsak megtaláljuk az NV voltmérőt a vevőerősítő után és a HV csővoltmérőt (kivezérlésmérőt), mely utóbbi a demodulátor után vagy a HE hangfrekvenciás erősítő kimenetére átkapcsolható (a zenekábelre közvetlenül). Miként már láttuk, a demodulátor beépített indikátora jelzi ugyan az üzemet, de hibabehatárolás céljából szükséges az NV és HV is, utóbbi a kimenőfeszültség helyes beállítása végett.

Természetesen ezen vizuális ellenőrző eszközök mellett nem nélkülözheti az üzembiztosítás az akusztikus módszereket sem. Mind az adó-, mind a vételoldalon a fenntartók ellenőrző erősítőikön (hangszóróval) figyelik az üzemet. Fejhallgatóval ellátott kis dugaszolható demodulátorral (kuprox) megfigyelhetik az átvitt a berendezés egyes nagyfrekvenciás fokozatai között is.

Érdeemes megemlíteni, hogy a hálózati transzformátorokat a szórás elkerülése végett gyűrűs vasmagra kellett tekercselni. Nagy gondot kellett fordítani a huzalozásra, mert például a nagyfrekvenciás erősítő párhuzamosan kapcsolt csővű végfokozata a vezetékek önindukciója és szórt kapacitása miatt ellenütemű oszcillátorként az átvitt sáv fölött rezgőképes. Ezen nemkívánatos vad rezgések különben a zavarmentesítést lehetetlenné tennék.

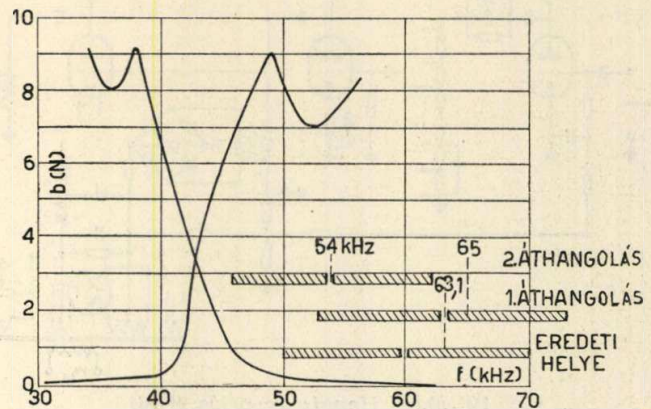
A leírt berendezés üzembelyezésekor több érdekes tapasztalatot szereztünk. A légvezeték, melyen a berendezés üzembekerült, kb. 120 km hosszú 3 mm-es keményrész áramkör, keresztetésekkel zavarmentesítve. Mivel az összekötés nagyobb városokban végződik, a postai erősítőállomásokhoz a légvezeték adóoldalon 5 km, vételoldalon 2 km hosszú vivőáramú kábelben vezettük be, melyek nem pupinóztak. A légvezeték hullámmellenállása 600 ohm körüli, ezzel szemben a terheletlen vivőfrekvenciás kábelé 180 ohm. A berendezések impedanciája szintén 600 ohm. Belátható, hogy az összeköttetésben lévő négy illesztetlenség lényeges csillapítást jelentett. Bár erősítéstartalék volt — ha

nem is sok — a jel/zaj viszony igen kedvezőtlenül alakult. Az adóoldali kimenőszint a kis impedanciájú kábel söntölő hatása miatt lényegesen kisebb volt, mint amennyi még megengedhető lett volna, ezzel szemben a légvezeték által a 120 km hosszban felszedett zavarok változatlan szinttel jöhettek be. E zajok a megérkező igen kis hasznos feszültséghez viszonyítva nem érték el a CCIF ajánlásaiban megadott értéket. Vételoldalon méréseket végezve azt találtuk, hogy 2 V (+ 0,95 N) maximális hasznos hangfrekvenciás feszültség mellett (melyet az előírt + 0,7 N helyett az adóállomás kívánságára állítottunk be, tekintettel a berendezést követő 5 km hosszú zenekábelre) a zörejszint értéke 25–30 mV (kb. —3,5... — 3,2 néper) nagyságrendű volt. Jellegét tekintve szabályos morsejeleket észleltünk 3 kHz körüli hangfrekvenciával. A csipogó jelek figyelése után megállapítást nyert, hogy a zavart egyik repülőgépirányító (rádió navigációs) adó okozza, amely 63,1 kHz-en dolgozik. Az adóállomás kb. 130 km légvonal távolságra volt a légvezeték legközelebbi pontjától és teljesítménye 10 kW. A zenei vivőberendezés 60 kHz vivőfrekvenciával dolgozott, mely a 63,1 kHz-cel interferált és a vételoldalon a demodulátor után megjelent a két frekvencia különbsége. A légvezeték mint antenna azért veszi fel a zavarokat, mivel földszimmetriája építési pontatlanságok miatt tökéletlen. A zavar megszüntetése első pillanatra csak az adóoldali hasznos feszültség megemelésével, a bevezetőkábel kiküszöbölésével (légvezeték építése a lakott városrész háztetőin, villamos vasút keresztezéssel) és a 120 km-es áramkör közepén középerősítő létesítésével látszott megoldhatónak. Gazdaságosabbnak ígérkezett ahhoz a szokatlan fogáshoz nyúlni, hogy a zenei vivőáramú berendezés vivőfrekvenciáját elhagoltuk,

és pedig pontosan a zavaró táviróadó frekvenciájára: 63,1 kHz-re! Bár egyik adó oszcillátora sem kristályvezérlésű, mégis a két adó frekvenciaringadozása extrém esetben sem lépi túl a 25 Hz-et egymáshoz viszonyítva. Így az interferenciából eredő zavar frekvenciája a hangfrekvenciás sáv alá került, melyet már az adóállomás sem sugároz és a rádióvevőkészülékek sem erősítenek. Mindezeketől függetlenül a 30 Hz alatti zavar elhanyagolható volt, mert a psophometrikus jel/zaj viszony elérte a 6,5 népert. Alig ment azonban a berendezés pár hónapig, ismét megjelent egy 2 kHz-es erősebb fütty a műsorban. Tekintettel arra, hogy ezt a zavarforrást sem lehetett gyökerében megszüntetni, ismét maradt az áthangolás. Azonban most már nem lehetett ezen újabb, 65 kHz-es zavarforrásra ráhangolni, mert akkor a 63,1 kHz ismét zavart volna. Ehelyett 54 kHz-re állítottuk át a berendezést. Az eredeti hangfrekvenciás sáv szélesség 10 kHz volt. Ezt a sáv szélességet az első áthangolásakor még biztosítani lehetett, bár erre semmi szükség nem volt, mert az adóállomás 8 kHz-en felül

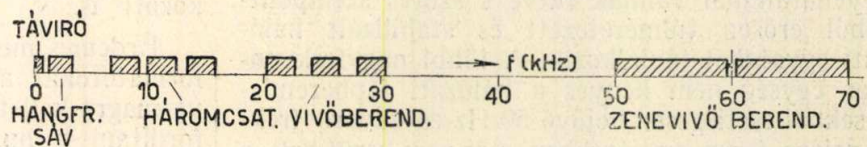
nem sugárzott. A második áthangolásnál csak 8 kHz sáv szélesség volt elérhető, de kevésbé kielégítő linearitással. Az áthangolások vázlatát a berendezések vonalszűrő görbéjével együtt a 20. ábra szemlélteti.

Látható, hogy az átviendő alsó sáv 8 kHz-e 46 kHz-nél van. Itt a vonalszűrő felüláteresztője közel 1 népert csillapít és a teljes összeköttetés-



20. ábra. Az áthangolás vázlatja

ben a két felüláteresztő szűrő csillapítása összegeződik. Az eredmény az, hogy bár a zörejszint kielégítő értékű, a sávok nem szimmetrikusan csillapítottak s így az egész összeköttetésre vonatkoztatva a torzítás is 5%-ra emelkedik. A frekvenciamenet 1000 Hz-ig teljesen lineáris, de azon felül lehajló; a 8000 Hz 1,5 néperrel csillapított 800 Hz-hez viszonyítva. Ezt a hibát elég könnyen korrigálni lehetett az adóállomáson megfelelő kiegyenlítő alkalmazásával, de ez mégsem tekinthető kifogástalan megoldásnak.



1. ábra. Zenei vivőberendezés elhelyezkedése háromcsatornás távbeszélő vivőberendezés fölött

A berendezés eredeti (áthangolások előtti) helyét a frekvenciasávban a 21. ábra mutatja.

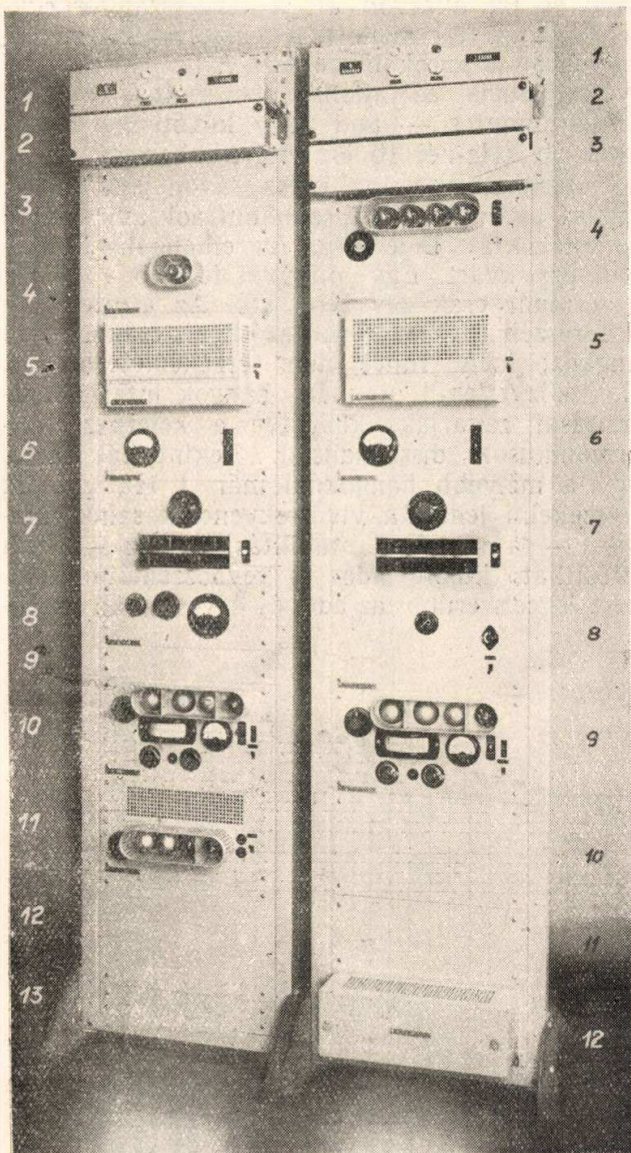
A berendezést még a második világháború előtt a Siemens vállalat készítette, oly felhasználók részére, akik a rádióáramköröket különleges hálózat hiányában kiepíteni nem tudták és országos hálózatuk főleg légvezetékes volt. A berendezést a Németországban használatos nagyfrekvenciás vezetékös rádióhoz (Hochfrequenz-Drahtfunk) használt egységekből építették össze. Mivel egyszerre több műsort is közvetítenek egymás fölött elhelyezett frekvenciasávokban, szükséges volt a széles sáv erősítése. Ezért a berendezés nagyfrekvenciás erősítője szélessávú. A modulátor egyenáramú kivitelű, mert a távbeszélő központok telepüzméhez méretezték s a vivőberendezésébe beépítve ez komoly teleppótlót



igényelt. A berendezés egyes műszeregységei a Siemens gyár sorozatban gyártott műszer-típusaiból kerültek ki, doboz helyett keretre szerelve. A teljes berendezést a 22. ábra szemlélteti, amelyen az adóberendezést magában foglaló keret a teljes vevőkeret mellett látható.

A kereteken elhelyezett egységek felülről lefelé a következők:

*Vevőkereten* 1 biztosítócsáv, hálózati csatlakozás, légvezeték és a stúdió áramkör csatla-



22. ábra. Zenei vivőáramú berendezés fényképe.  
Balról a vevő, jobbról az adó

kozása, 2 vonalszűrő, sávszűrő, fázisegyenlítő 3 üres takaréplemez, 4 automatikus szintszabályozó, 5 szélessávú erősítő, 6 vivőfrekvenciás voltmérő, 7 átkapcsolásra szolgáló hüvelysáv, mely az egyes egységek végződéseit tartalmazza; ezen a sávon van a szint kéziszabályozásra szolgáló változtatható műcsillapítás is, 8 demodulátor, 9 üres takaréplemez, 10 hangfrekvenciás csővoltmérő (kivezérélmérő), 11 hangfrekvenciás erősítő, 12—13 üres takaréplemezek.

*Adókereten* 1 biztosítócsáv, hálózati csatlakozás, légvezeték és zenekábel csatlakozása, 2 vonalszűrő, sávszűrő, 3 tartalék vonalszűrő, 4 modulátor, 5 szélessávú erősítő, 6 nagyfrekvenciás voltmérő, 7 átkapcsolásra szolgáló hüvelysáv, mely az egyes egységek végződéseit tartalmazza; ezen a sávon van a kimenő nagyfrekvenciás szint szabályozására való műcsillapítás, 8 800 Hz-es mérőgenerátor, 9 hangfrekvenciás csővoltmérő (kivezérélmérő), 10—11 üres lemez, 12 stabilizált tápegység a telepüzemű modulátor részére.

A rendszer előnye nagyfokú egyszerűsége mind felépítésében, mind üzemében. Különleges segédberendezéseket nem igényel, idővel elromló kényes alkatrészeket elvénél fogva nem tartalmaz. Hátránya a berendezésnek, hogy csak akkor működik kifogástalanul, ha a működéséhez szükséges feltételeket maradéktalanul biztosítjuk.

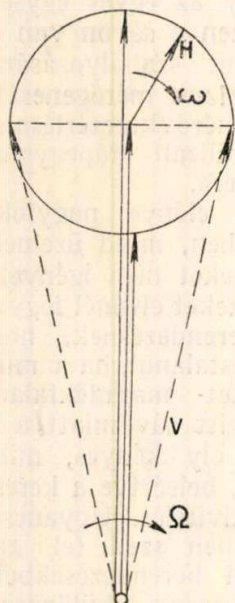
A széles átvitt sáv miatt a kábel-légvezeték illesztésére ép oly kényes, mint a légvezeték precíz építésére, beleértve a keresztezések gondos tervezését és kivitelét. Ugyancsak a széles sáv miatt könnyebben szed fel zavarokat egyéb híradástechnikai berendezésekből. A légvezeték csillapításingadozása különösen zuzmaránál frekvenciafüggő. Ezzel szemben a berendezés erősítésszabályozása frekvenciafüggetlen. Ez a körülmény az oldalsávok csillapítás-aszimmetriáját vonja maga után. Zuzmaránál a légvezeték fázisforgatása is változik. Viszont a berendezés állandó fázisforgatású kiegyenlítővel rendelkezik. Ez is a torzítás növekedését okozza, mivel a moduláló frekvenciák vektorainak eredője többé nem esik a vivővektor irányába.

A leírt berendezést a magyar posta 1941-től 1944 végéig a kolozsvári rádióadóállomás műsor-ellátására használta fel, Debrecen-Nagyvárad-Bánffyhunyad-Kolozsvár közötti légvezetéken üzemeltetve. A több mint 200 km hosszú irányon két középerősítő is volt (Nagyváradon és Bánffyhunyadon). Budapest-Debrecen között a műsortovábbítás kábelben történt. A négyéves tapasztalat azt mutatta, hogy kiválóan megfelelt céljának, üzembiztos a berendezés hibájából nem volt. A háború végén a visszavonuló fasiszta erők a kolozsvári és a debreceni távbeszélő erősítőállomásokat felrobbantották és így a berendezések megsemmisültek. A magyar postának azonban maradt egy hiányos berendezéspárja, melyet a posta Átviteltechnikai Vállalata felújított és a már nem gyártott külföldi elektroncsövek hiánya miatt átalakított hazai gyártású elektroncsövek üzemére. A tapasztalat azt mutatja, hogy a berendezés az átalakítás után elérte az eredeti minőségét. A leírtak már az átalakított berendezésre vonatkoznak.

## 6. Más rendszerű zenei vivőberendezések

Láttuk, hogy a két oldalsáv átvitele érzékenyebbé teszi a berendezést a zavartatások iránt. Ez a hátránya megszűnik, ha az egyik oldalsávot elnyomjuk, csak a megmaradót továbbítjuk. Ebben az esetben is amplitúdómodulációt

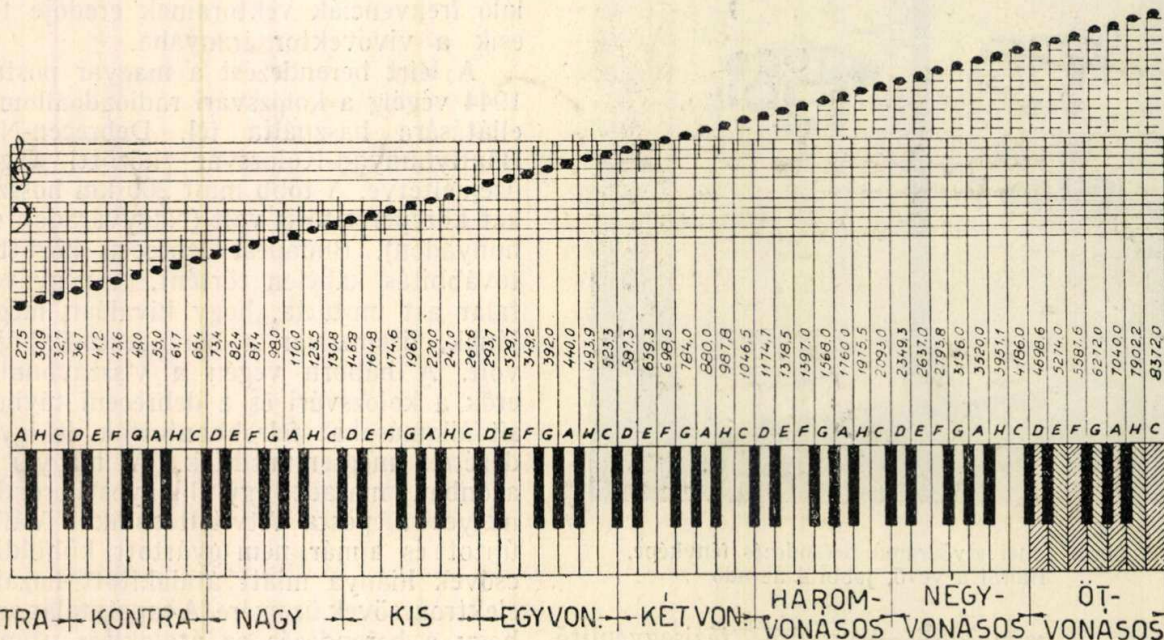
kapunk. A vektordiagrammot a 23. ábrán láthatjuk. Előáll itt is a 11b. ábrához hasonlóan a  $2\omega$  moduláció, ami a felharmónikusok megjelenését jelenti. Könnyen belátható, hogy ezen



23. ábra. Egyoldalsávú moduláció vektordiagramja

torzítás csökkenő modulációfokkal rohamosan csökken és 10%-os modulációnál gyakorlatilag elhanyagolható.

veszi a csőteltjesítmény százszorosát, vagy pedig a dinamikát egy nagyságrenddel kisebbre kell csökkenteni, ami természetesen nem lehetséges. Ezen nehézség úgy kerülhető el, ha a vivőt is elnyomjuk. A vételoldalon a demoduláláskor a hiányzó vivőt ismét hozzá kell adnunk. A kifogástalan átvitel érdekében a vételoldali vivőfrekvencia eltérése az adóoldalitól minél kisebbnek kell lennie. A megegyezés mértékének jelentőségét a 24. ábra alapján vizsgáljuk meg. Ezen az ábrán a nemzetközi hanglétrát láthatjuk nyolc és fél oktávon át, a rezgésszámok egyidejű feltüntetése mellett. A legmélyebb átviendő frekvencia a szubkontraoktáv A-ja. Ha a vevő vivőfrekvencia az adóhoz viszonyítva például 0,2‰-re pontos — ami nagy követelmény — akkor 50 kHz-nél 10 Hz eltérést kapunk. Ez a frekvenciahamisítás az egész sávon jelentkezik. A választott példában a szubkontraoktáv A-jából a kontraoktáv D-je lesz. Az elhangolás körülbelül egy kvart. Egy oktávval feljebb a 10 Hz eltérés már csak egy terc, stb. Az átviteli sáv felső részén (8 kHz körül) az eltérés csak 1/80-ad hangköz, mely füllel már érzékelhetetlen. A fület közvetlenül a mély hangok intervallumtorzításai zavarják, közvetve a keletkező felharmónikusok disszonanciái. Tekintettel arra, hogy a mélyebb hangoknál már 1 Hz eltérést is érzékelni lehet, a vivőfrekvenciák szinkronizmus — a szokásos stabilitás mellett — nem biztosítható külön adó- és vevőoszillátorokkal. Ezért legcélszerűbb az adó- és a vevőoldal oszcil-



24. ábra. Nemzetközi hanglétra

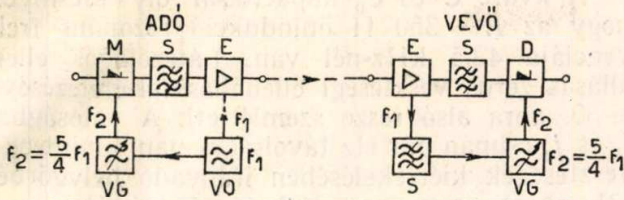
Mivel a modulációfok kicsi, újabb nehézség jelentkezik. Láttuk, hogy a kellő dinamika és zörejszint eléréséhez az oldalsáv teljesítményének az adóerősítő után 1 wattnak kell lennie. Azonban 10%-modulációfoknál a vivőfrekvencia feszültsége tízszer nagyobb, mint az oldalsáv csúcsfeszültsége, a vivő tehát egymaga igénybe-

látórait közös vezérosszcillátorral »szinkronizálni«. Egy ilyen rendszer szerint dolgozó berendezést a következőkben ismertetünk.

A berendezés elvi felépítését a 25. ábra szemlélteti.

Az adóoldalon VO vezérosszcillátor vezérli a VG vivőgenerátort, mely az M modulátorra

dolgozik. Ez a beérkező hangfrekvenciás sávot eltolja a vivőfrekvenciás tartományba. A modulátor felépítése révén a vivőfrekvenciát elnyomja. A keletkező vivőnélküli oldalsávok közül csak az egyiket engedjük tovább kvarc-szűrőn át. Az átengedett oldalsávot erősítjük és vonalszűrőn át a légvezetékre adjuk. Az oldalsávval egyidejűleg a légvezetékre kerül az  $f_1$  vezérlőfrekvencia is.

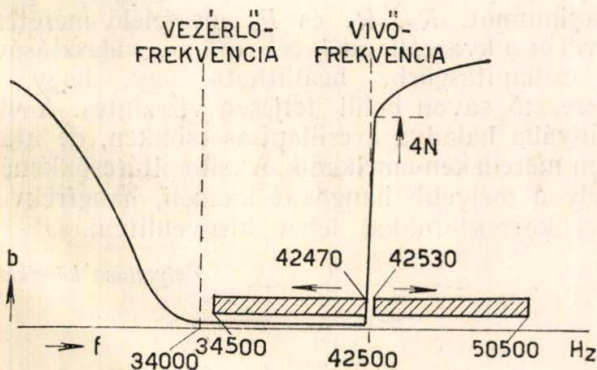


25. ábra. Egyoldalsávval dolgozó zenei vivőberendezés

Vételoldalon a kiszűrt,  $f_1$  vezérlőfrekvenciával a VG vivőgenerátort vezéreljük, ami az abszolút szinkronizmust biztosítja.

Első pillanatra kézenfekvőnek látszana, hogy a vivőt ne nyomjuk el, hanem az oldalsávval együtt, de kis szinten továbbítsuk. Ez az elgondolás azonban nem valósítható meg, mert a vételoldalon a vivő szelektív erősítése leküzdhetetlen akadályokba ütközik.

A szóbanlévő berendezés vivőfrekvenciája ugyanis 42,5 kHz (26. ábra), az átvitelre kerülő alsó oldalsáv szélső frekvenciái pedig 42,47 és 34,50 kHz. A vezérlőfrekvenciát 34 kHz-ben állapították meg, tehát a vivő és vezérlőfrekvencia viszonya 5:4. Ennek célját később látni fogjuk. Így a vivőfrekvencia és az oldalsávok szélei között mindössze 30 Hz különbség van. Ezzel szemben a vezérlő frekvencia és az oldalsáv között 500 Hz a különbség. Látható, hogy az utóbbi módszerrel 16,6-szer nagyobb távolságot kapunk, ami lehetővé teszi gazdaságosabban gyártható szűrőkkel a vezérlőfrekvencia szelektálását. A 27. ábrán láthatjuk a zenei vivőberen-

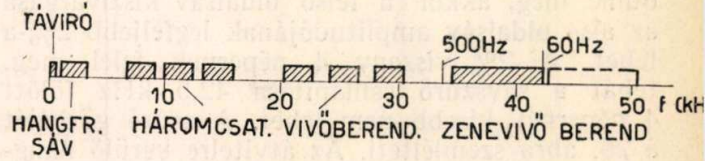


26. ábra. Egyoldalsávú vivőberendezés sávszűrőgörbéje

dezéssel egyidejűleg üzemeltethető távbeszélő- és táviróberendezések frekvenciaelosztását is.

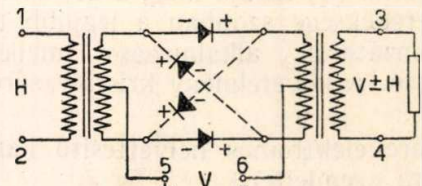
A berendezés három főrésze: a modulátor, mely a vivőfrekvenciát elnyomja, a kvarcszűrő, mely élesen kiválasztja az átviendő oldalsávot

a felső oldalsáv kiszűrésével és a vezérosszilátorral vezérelt vivőáramú generátor. Lássuk ezeket külön-külön.



27. ábra. Frekvenciaelosztás

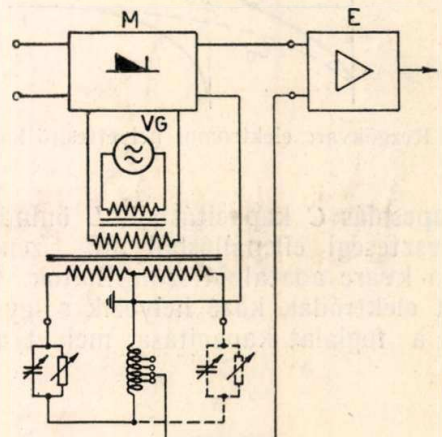
**Modulátor.** A modulátort és demodulátort kuprox egyenirányító cellákból építették fel gyűrűs kapcsolásban (28. ábra). A kuprox egyenirányítók alkalmazása a kis helyszükséglet és korlátlan élettartam miatt előnyös. A vivő elnyomásának mértéke a kuprox cellák egyformaságától függ. Gondos gyártással és hosszabb idejű tárolás utáni összeválogatással azonban megoldható és a vivő kiszivárgása igen kicsi lesz. A vivő kiszivárgása legalább egy nagyságrenddel tovább



28. ábra. Gyűrűs modulátor

csökkenhető kompenzálás útján. Egyik ilyen megoldást a 29. ábra mutatja.

A vivőfrekvenciát betápláljuk a modulátor kimenetébe, és pedig a kiszivárgással ellenkező fázisban és megegyező amplitudóval, amivel a kiszivárgást majdnem teljesen meg lehet szüntetni.



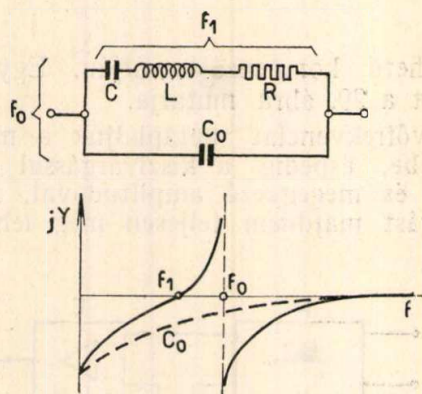
29. ábra. Kompenzált modulátor

**Kristálysűrő.** A modulátor után a felső oldalsávot el kell nyomni s a modulátor utáni sávszűrő méretezésnél tekintetbe kell venni, hogy a felső oldalsáv kiszivárgása a demodulációnál csak lineáris torzításokat okozhat. A két oldalsávra

a légvezeték fázisforgatása különböző. Így a demodulátorban a két sáv egymást gyengítheti, illetve erősítheti, de frekvenciafüggően. Ha  $\pm 0,2$  néper ( $\pm 2\%$ ) amplitudóingadozást engedünk meg, akkor a felső oldalsáv kiszivárgása az alsó oldalsáv amplitudójának legfeljebb  $2\%$ -a lehet. A  $2\%$  viszony 4 népernek felel meg, tehát a sávszűrő csillapítása  $42,5$  kHz fölött 4 népernél kisebb nem lehet. A szűrő görbéjét a 26. ábra szemlélteti. Az átvitelre kerülő hangfrekvenciás sáv  $30$  Hz-től  $8000$  Hz-ig terjed, a vivő pedig  $42,5$  kHz. Eszerint az oldalsávok  $42\,470...32\,500$  és  $42\,530...50\,500$  Hz terjedelműek. A vezérlőfrekvencia  $34$  kHz. A sávszűrőnek át kell engednie az alsó oldalsávot és a vezérlő frekvenciát, kiszűrendő a »felső« oldalsáv és a hangfrekvenciás sáv. Utóbbi oly távol van ( $8$  kHz a  $34$  kHz-től), hogy a szűrő meredekségével szemben támasztott igény minimális. A felső sáv azonban  $60$  Hz-nyire kezdődik az alsótól. A szűrőnek itt rendkívül meredeknek kell lennie, hogy  $42\,470$  Hz-nél a csillapítása elhanyagolható legyen, de  $42\,530$  Hz-nél a  $4$  néper már elérje.

A szűrő meredekségét elsősorban rezgőköröknek jóságfoka ( $Q$ ) szabja meg, a 26. ábra szerinti görbe meredeksége azonban a legjobb tekercsek és kondenzátorok alkalmazása mellett sem biztosítható. A követelmény kristálysűrővel oldható meg.

A kvarc elektromos helyettesítő kapcsolását a 30. ábra szemlélteti.



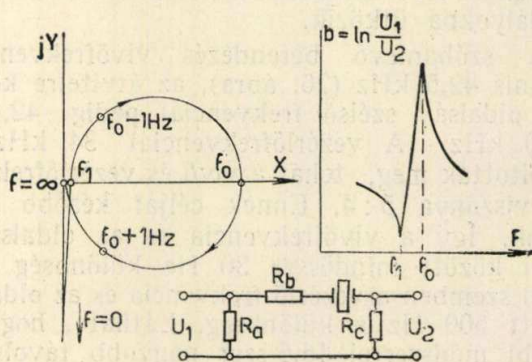
30. ábra. Rezgőkvarc elektromos helyettesítő kapcsolása

A kapcsolat  $C$  kapacitásból,  $L$  önindukcióból és  $R$  veszteségi ellenállásból áll. Ezen elemek értékei a kvarc adataiból számíthatók. A kvarc-kristályt elektródák közé helyezik s így elkerülhetetlen a foglalat kapacitása, melyet a helyet-

tesítő kapcsolatban  $C_0$  jelképez. A szóbanlévő szűrőben  $65 \times 10 \times 4$  mm nagyságú kvarc-kristály van. Adatai:  $L = 350$  H,  $R = 1400$  ohm, vagyis fajlagos veszteségi ellenállása  $4 \Omega/H$ . Ezzel szemben a legjobb minőségű toroidnál ez az érték százszoros. A ferritekkel készített önindukciók is alul maradnak a kvarccal történő összehasonlításban, de a porvasmags toroidnál lényegesen jobbak.

A kvarc  $C$  és  $C_0$  kapacitásai oly kicsinyek, hogy az  $L = 350$  H önindukció rezonáns frekvenciája  $42,5$  kHz-nél van. Látszólagos ellenállását zérus veszteségi ellenállás feltételezésével a 30. ábra alsó része szemlélteti. A valóságban  $f_1$  és  $f_0$  csupán pár Hz távolságra van, amint az a veszteségek kiértékelésében irányadó helygörbén (31. ábra) arányosan látható. A kristály impedanciája  $f = 0$  frekvencián (egyenáram) tiszta kapacitív és értéke  $\infty$ ;  $f = f_1$  frekvencián az impedanciája valós és  $R$  értékével ( $1400 \Omega$ ) egyenlő;  $f_0$  frekvencián ismét valós és igen nagy értékű (nem  $\infty$ , mivel az  $R$  veszteségi ellenállást figyelembe kell venni). A frekvenciát tovább növelve,  $f = \infty$  helyen az impedancia zérus lesz.

Ha a kvarcot az ábrán látható ellenállásokból felépített négy-pólusba helyezzük, akkor  $f_1$ -



31. ábra. Rezgőkvarc helygörbéje

nél csillapításminimumot kapunk,  $f_0$ -nál pedig maximumot.  $R_a$ ,  $R_b$  és  $R_c$  megfelelő méretezésével és a kvarcállandók célszerű megválasztásával a csillapításgörbe beállítható úgy, hogy az áteresztő sávon belül teljesen vízszintes. A vivő irányába haladva a csillapítás csökken, de utána igen meredeken emelkedik. A csillapításcsökkenést, mely a mélyebb hangokat kiemeli, hangfrekvenciás korrekterekkel lehet kiegyenlíteni.

Folytatása következik.