

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. Тар на 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

T a r t a l o m j e g y z é k

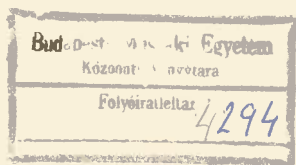
	Szám	Oldal		Szám	Oldal
dr. Barta István: Televíziós berendezések elektromos igényei	7—8	98	dr. Magyari Endre: Frekvencia- és feszültségfüggetlen frekvenciaviszony-mérőhid..	7—8	120
Boglár Gyula: Tekercsek önkapacitásának és az önkapacitás veszteségének hatása a tekercsek jószágára	11—12	186	Márkus Endre: 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 kiegyenlítők	11—12	193	Palócz István: Magnetron frekvenciaspektruma	1—2	2
Egyedi Andor: Sokcsatornás vivőáramú rendszerek	11—12	162	Pankotay Ferenc: 12/24 csatornás vivőfrekvenciás teljesítményerősítő	11—12	191
Géher Károly: Megjegyzések a csoportsebességről	9—10	129	Radvány Jenő: 12 csatornás kábeles vivőfrekvenciás távbeszélő berendezés kristálysűrűi	11—12	182
Gobbi István: Mágneses anyagok katódsugárcsőves vizsgálata	7—8	122	dr. Radványi László: Távkábelek mélyfrekvenciás csillapításkiegyenlítése	1—2	11
Hargitai Endre: Légvezetékcső vivőáramú zeneközzvetítés. I. rész	1—2	16	Romhányi Miklós: A sugártetróda határfoka	5—6	65
II. rész	3—4	40	Simon Ferenc: Jelfogók lemeztűgőinek tervezési kérdései I. rész	5—6	89
Heckenast Gábor: A korszerű stúdiómagnefotonok 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 közötti kapcsolat	3—4	52
II. rész	5—6	75	Tarnay Kálmán: A reflex klisztron elmélete	1—2	8
Izsák Miklós: Bevezető	11—12	161	II. rész	3—4	43
Klatsmányi Árpád: A tranzisztorok felhasználásának kérdései	7—8	102	dr. Tarnóczy Tamás: Az érthetőségvizsgálatok magyar szövegmintái	3—4	43
Komarik József: Fázisdiszkriminátor	9—10	136	Vajda Zoltán: Gépi kapcsolású távbeszélő központok korszerű áramellátása	9—10	150
Lajkó Sándor—Gát István: VK 12 csatornás távbeszélő berendezés terheletlen szimmetrikus kábelekre	11—12	166	Werner János: Elektronikus módszer kapcsolóelemek működési időinek mérésére	5—6	85
Lajtha György: Egy időmérési módszerről ..	5—6	82	Zakariás Imre: Különböző erősítőcsövek televíziós készülékekben	7—8	100

Könyvszemle

Braun, R.—Kolbe, H.: Ultrakurzwellentech-nik (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
Dobryjcov, L. N.: Elektron- és ionemisszió (Romhányi)	5—6	88	Nejman, M. Sz.: Mikrohullámú triódák és tetródák (Romhányi)	5—6	88
Katajev, Sz. I.: Televíziós eltérítő impulzus-generátorok (Romhányi)	7—8	113	Rütov, Sz. M.: Az elektromos ingadozások és a hőszugárzás elmélete (Romhányi)	7—8	127
Koczka László: Távbeszélőkészülékek és gépelemek (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



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 keramikai 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 korlátozott 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 doglózóknak komoly támogatást jelentett.

Erősödtek, főként a népi demokráciákkal, nemzetközi műszaki kapcsolataink is és a KGST útján megszervezett nemzetközi tapasztalatcsere, 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 eddigienél 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 e munka költségeit csökkenteni.

Népgazdaságunk döntő feladata az export fokozása és a híradástechnikai iparnak e téren kiemelkedő szerepe van. Exportunk fokozása érdekében az eddigienél nagyobb mértékben kell támogatnunk az alapanyagok és alkatrészek fejlesztése mellett a korszerű hírközlő berendezések fejlesztésének munkáját. Új technológiai eljárásokat kell bevezetnünk és korszerűsíteniünk kell mérőparkunkat. De fokoznunk kell meglevő 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 abroncsozatlan magnetron frekvenciaspektrumának ismertetése után a két-két gyűrűvel abroncsozott cső frekvenciaspektrumával foglalkozunk. Végül az $\frac{N}{2}$ és az $\frac{N}{2} - 1$ módushoz tartozó frekvenciák viszonyára egyszerű összefüggést adunk.

1. BEVEZETÉS

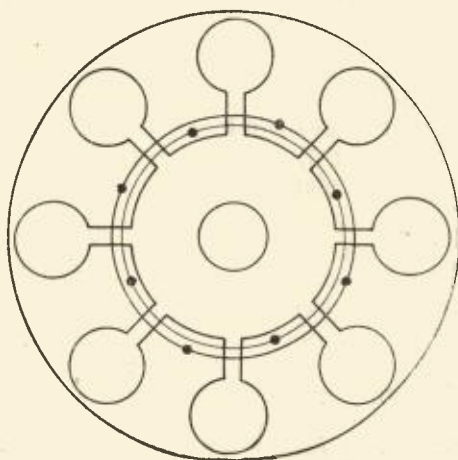
A soküreges, mikrohullámú magnetron technikai fontossága ma már annyira közismert, hogy azt hangsúlyozni felesleges.

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].

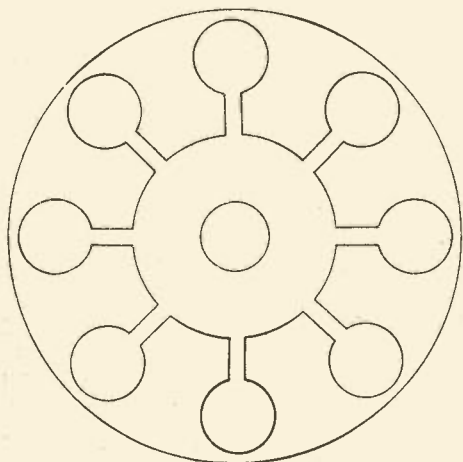
M. L. Oliphant vezetése alatt működő kutatócsoport felismerte, hogy a mikrohullámú sávban ez a csőtípus impulzus üzem esetén nagyteljesítményű oszcillátorként igen előnyösen használható. Ugyanez a kutatócsoport kísérletei során tapasztalta, hogy bizonyos munkaponton túlhaladva a működési frekvencia nem 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-

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. Abroncsozott magnetron rezonátorrendszere.



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

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

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

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

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

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

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

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

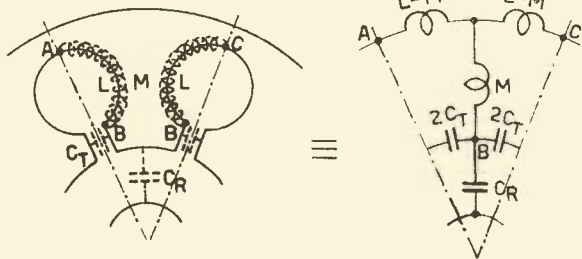
2. ABRNCISOZATLAN MAGNETRON FREKVENCIASPEKTRUMA

Az 1. ábrán egy rés-üreg típusú rezonátor-rendszert látunk. Ez az abrncsozatlan 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 szélénél (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-



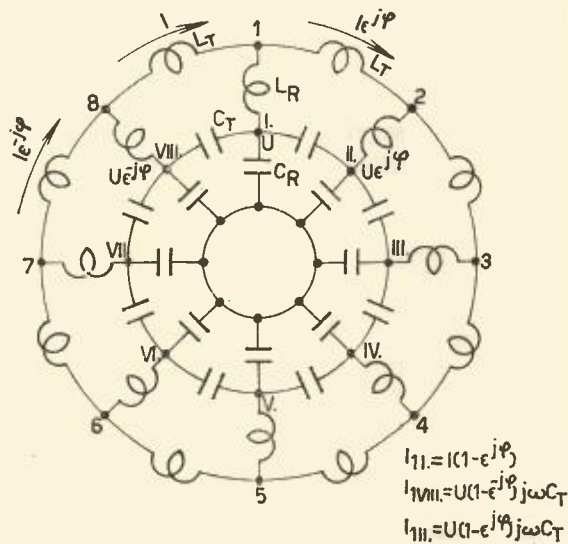
3. ábra. Az 1. ábra egy részének ekvivalens hálózatai

menshez 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 φ -vel. Ha a kerületen egy teljes



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

kört (2π szöget) teszünk meg, akkor a nagyfrekvenciás potenciál természetesen az eredeti értékre tér vissza; azaz

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

ahol n egész szám. Látni fogjuk, most csak előre bocsátjuk, 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 Kirchhoff szabályaival számolunk.

Az I csomópont:

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

Az I, VIII, 8, 1 áramhurokra pedig:

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

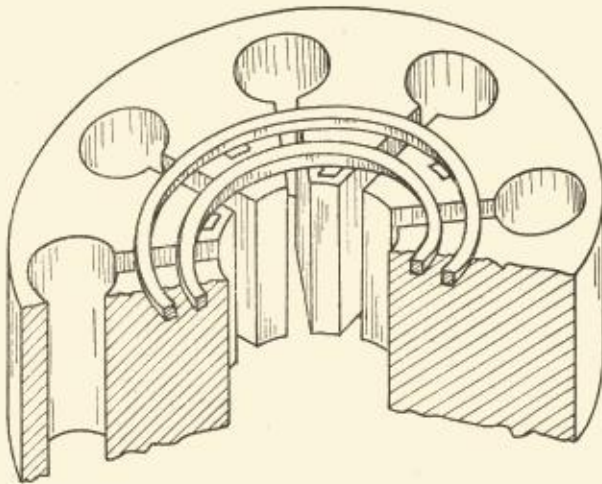
A (14) egyenletbe különböző k és g értékeket helyettesítve (lásd a táblázatot), két eset lehetséges: a π módushoz tartozó frekvencia vagy nagyobb a szomszédjánál (azaz az $n = \frac{N}{2} - 1$

módushoz tartozó frekvenciánál), vagy ennek ellenkezője igaz. Mindkét esetet tapasztalták; a (14) egyenlet mindkét esetet magyarázza. E két eset megegyezik abban, hogy a π 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



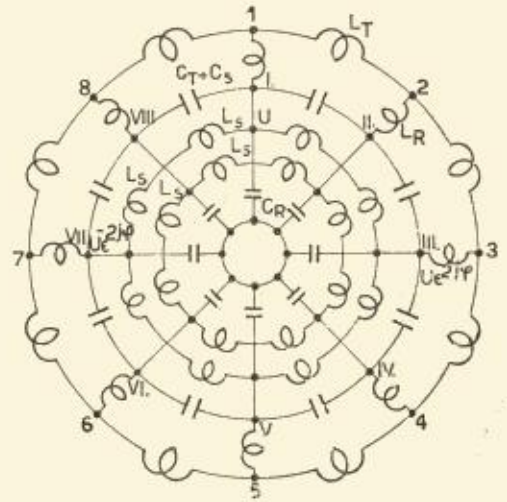
5. ábra. Abroncsozott anódblokk szerkezete (sematikus rajz).

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 rendszerrel láttottak módjára megadhatjuk.

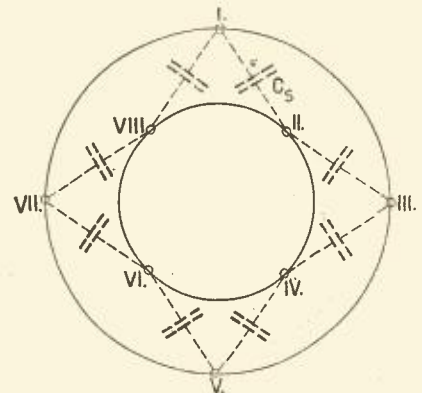
Előbb az I csomópont (l. 7. ábrát) vonatkozó egyenletet írjuk fel. A mostani esetet a 4. ábrán látottal összehasonlítva látjuk, hogy most $C_T + C_S$ irandó C_T helyébe, azonkívül pedig az abroncsokat jelentő induktivitásokon átfolyó áramokat is tekintetbe kell venni.

A VII-ből I felé folyó áram értéke

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

Az I-ből III felé folyó áram értéke pedig

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



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

Kapjuk az I csomópontra:

$$I(1 - e^{j\varphi}) = Uj\omega \left[(2 - e^{j\varphi} - e^{-j\varphi})(C_T + C_S) + C_R \right] + \frac{U(2 - e^{2j\varphi} - e^{-2j\varphi})}{2j\omega L_s} \quad (17)$$

A (4) egyenlet most is érvényes. Hasonlóan a:

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 π 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 π 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 π 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:

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

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

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

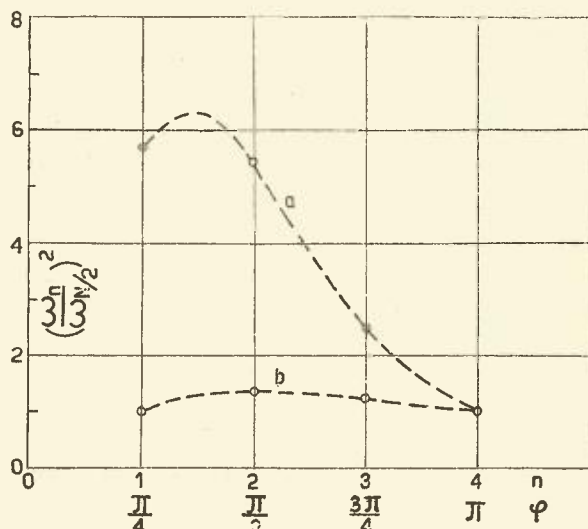
A (22) kifejezés természetesen az abroncsozatlan esetet is tartalmazza; az $s = \infty$ határeset az abroncsozatlan csőre vonatkozik.

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 abroncszott-e vagy sem.

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

infrekvencia az $\frac{N}{2} - 1$ módushoz tartozó fre-

kvenciától lényegesen különbözik. Ezen frekvenciakülönbség abroncszott esetben 25% nagyságrendű, míg abroncsozatlan esetben kb. 1% körüli zokott lenni (példakép lásd a 8. ábrát).



8. ábra. A 22. egyenlet alapján számított frekvenciaspektrum

a) Abroncsozatlan cső, $g = 0,75$, $k = 0,25$.

Abroncszott cső, $g = 0,75$, $k = 0,25$, $s = 0,65$

Abroncsozott 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 abroncsozatlan 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 abroncsozás hatékonyságára jellemző s számítható.

Természetes, hogy s nagysága függ az abroncsozás 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 abroncsozás hatékonyságát csökkentettük. Az eddigiek alapján a következőket lehet összefoglalóan megállapítani:

Áramkörti analógia segítségével előbb az abroncsozatlan 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 π módusú rezgés önfrekvenciája kevéssé különbözik szomszédjától. Ilyen szempontból az abroncsozott rendszer előnyösebb. A (22) egyenlet szerint az abroncsozott 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 abroncsozott magnetronnál csak az abroncsozás okozza a különböző rezgési módusokhoz tartozó önfrekvenciák különbözőségét, akkor a π 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 abroncsozás esetét tárgyalja komplikált módon. Mi ezzel szemben a legelőnyösebb és ezért leggyakrabban alkalmazott abroncsozási 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 klystronnál 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).

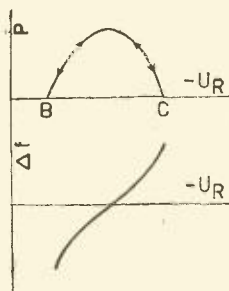
A hiszterézisjelenség vizsgálatát a következő feltételek mellett végezzük el:

- a futási szög olyan nagy, hogy Θ változása következtében sem X , sem J_1/X nem változik meg számottevően.
- a futási szög megváltozását egyedül a repellerfeszültség változása okozza, a frekvenciaváltozás hatása elhanyagolható.
- 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

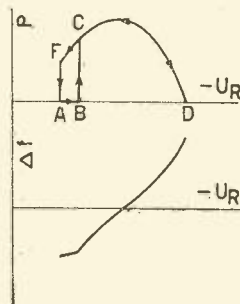
$$\Delta\Theta = \Theta \frac{\Delta U_R}{U_R + U_0}$$

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

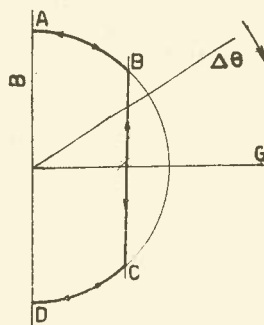
Megfordítva a repellerfeszültség változtatásának irányát, az elektronikus admittanciavektor ismét az előbbi úton fog visszajutni az A pontba, tehát az oszcillációs állapot és a repellerfeszültség közötti összefüggés ugyanaz, lesz, mint az előző esetben, tehát hiszterézis nem lép fel.

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 $\Delta\Theta_2$ vonalat a terhelés egyenese 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

- 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

$$G_T = - |Y_e|_{x=0} \cos(\Delta\Theta_1 + \varphi_0) \quad (6-1)$$

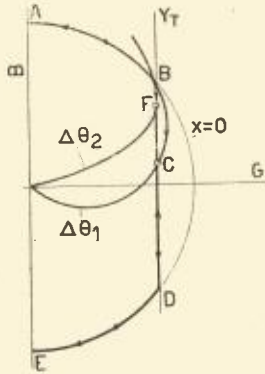
és ez a $\Delta\Theta_1$ elektronikus admittanciavonal legalább még egy pontban metszi a terhelés egyenesét, tehát a

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

egyenlőség

$$x > 0$$

esetén is teljesül.



18. ábra

b) az oszcilláció amplitúdója 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

$$\frac{dB_T}{dX} = \frac{dB_e}{dX}$$

X szerint közvetett differenciálást végezve hiszterézis fel-lépésének feltétele

$$\frac{dB_T}{dX} = \frac{\frac{dY_e}{dX} \cos(\Delta\Theta_1 + \varphi) - B_e \frac{d\varphi}{dX}}{\frac{dY_e}{dX} \sin(\Delta\Theta_1 + \varphi) + G_e \frac{d\varphi}{dX}} \quad (6-3)$$

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

$$\frac{dB_T}{dX} = 0$$

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

$$\frac{dY_e}{dX} \cos(\Delta\Theta_1 + \varphi) - B_e \frac{d\varphi}{dX} = 0$$

Ezt az összefüggést rendezve

$$\frac{1}{Y_e} \frac{dY_e}{dX} = \operatorname{tg}(\Delta\Theta_1 + \varphi) \frac{d\varphi}{dX} \quad (6-4)$$

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:

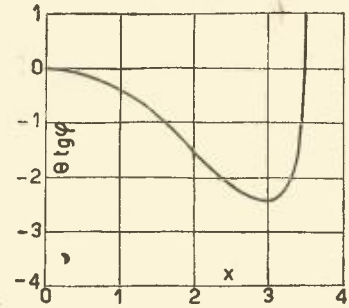
a) Természetes hiszterézis: A kis jelekre vonatkozó elmélet alapján móduszközeppen az elektronikus admittancia fázisa az oszcillációs amplitúdótól független. Emlékezzünk

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

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

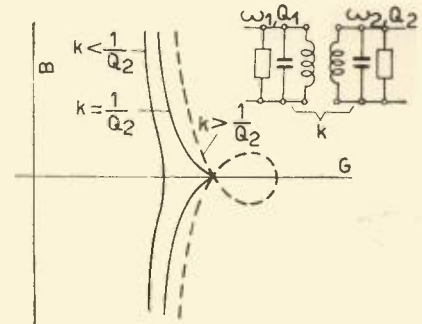
és emiatt X/Θ elsőfokúnál magasabb hatványait elhanyagoltuk. Ha magasabbfokú tagokat is figyelembe veszünk, akkor meg tudjuk határozni az elektronikus admittancia fázisának X -tól való függését. A számítások rávilágítanak arra, hogy főként az alacsonyabb rendszámú móduszoknál lép fel hiszterézis.

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 össze-energiájukat a résnek második áthaladásuk alkalmával egy admittanciát fognak a résben okozni. Tételezzük fel, hogy az összes elektron p -edrészete tér vissza a katód terébe



20. ábra. Csatolt körök admittanciája a komplex admittancia síkon.

Ezeknek az elektronoknak a futási szöge két részből tevődik össze: ha a futási szög a repeller erőterében Θ_r és Θ_k a katóerőterében, akkor a teljes futási szög a résen való harmadik áthaladáskor

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

a kötegelési paraméter ezekre az elektronokra

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

Ha a normális elektronikus admittancia értéke

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

akkor a harmadszor áthaladó elektronok által okozott elektronikus admittancia

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

Tehát a teljes elektronikus admittancia

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

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).

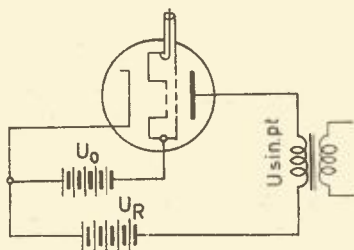
7. Reflex klystron frekvenciamodulációja

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

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

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 móduszközép frekvenciájától

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

A maximális frekvenciaeltérés, a frekvencialöket segítségével

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

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.

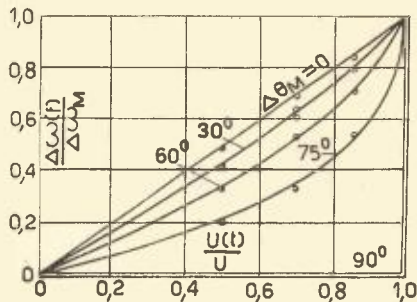
A (7-2) kifejezés Fourier-sorának meghatározása után a fellépő torzítások kiszámolhatók. A (7-2) kifejezés vizsgálata arra az eredményre vezet, hogy a Fourier-sor csak szinuszos tagokat tartalmaz, és csak páratlan harmonikusok lépnek fel, tehát

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

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

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

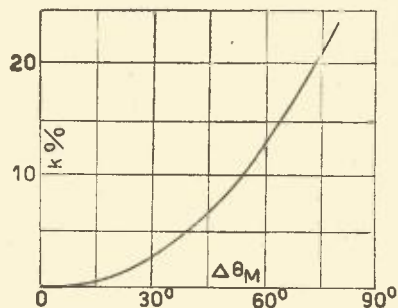


22. ábra. Reflex klystron modulációs karakterisztikája.

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

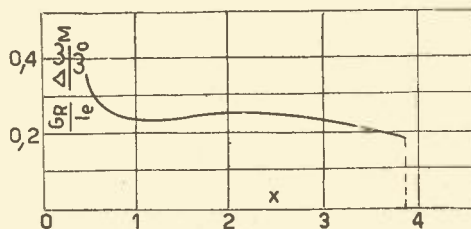
A frekvencia változásával együtt változik azonban az oszcillációs amplitudó, illetve teljesítmény is. Ha a max. frekvencialöket esetén 3 dB esést engedünk meg, akkor az (5-5) egyenlet alapján

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



23. ábra. Torzítások reflex klystron frekvenciamodulációjánál.

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



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

Frekvenciamoduláció céljára célszerű olyan móduzt 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—481.
 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 Oscillators 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 à 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 hullámmellenállása 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

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

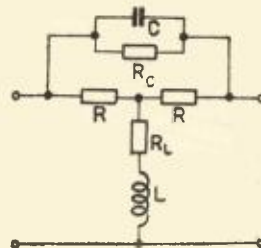
reciprok-összefüggésnek kell állnia. Legyen e kiegyenlítő csillapítása egyenáramra (zérus frekvenciára) A .

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 átvíendő frekvenciasáv különböző frekvenciáin és rajzoljuk meg a csillapításgörbét a frekvencia függvényében átlátszó papíron. A diagrammban a csillapítás

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 kiegyenlítő-csillapításnak felel meg, és hogy mekkora az az ω_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 félcsillapítási frekvenciának nevezzük.

Az A egyenáramú csillapítás és az ω_n félcsillapítási frekvencia meghatározása után az adott kábel kiegyenlítésére alkalmas kiegyenlítő elméleti kapcsolási elemeit a következők képletek adják:

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

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

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

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

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

Példánkban A értékére 0,6 N-t, ω_n értékére pedig 600 Hz-et olvasunk le. Ezekkel

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

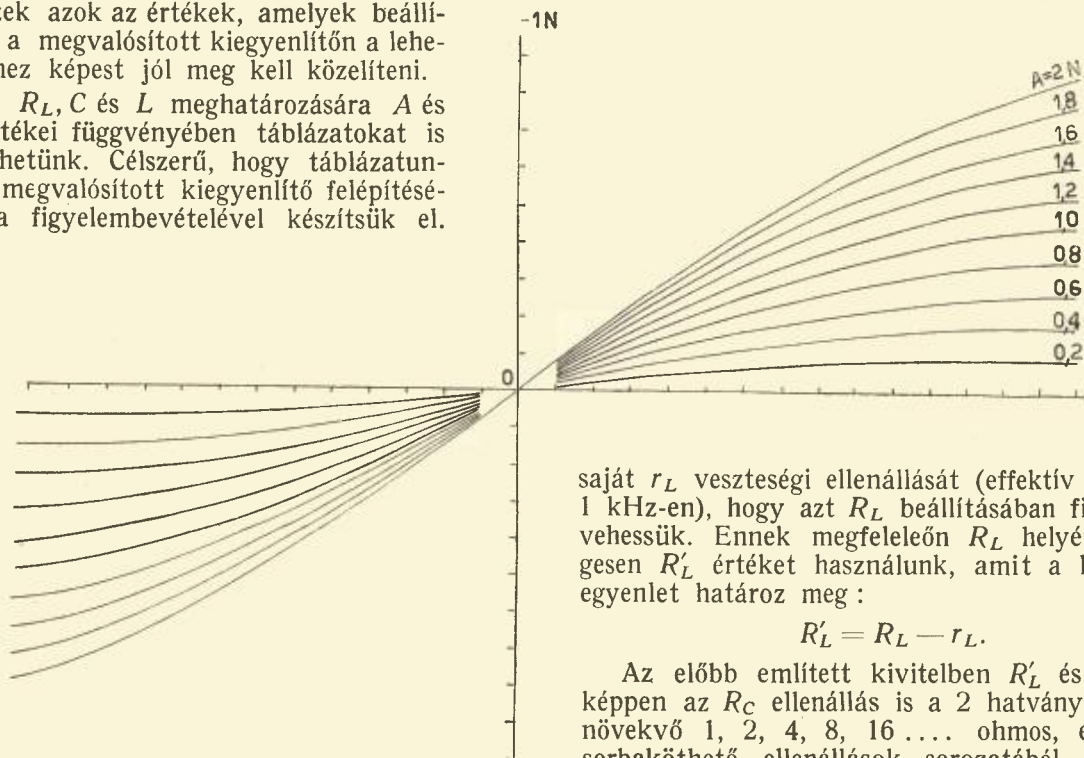
$$R_L = \frac{600 \text{ ohm}}{0,822} = 730 \text{ ohm},$$

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

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

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 ω_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 kapcsolat legköltségesebb és legtöbb megfontolást igénylő alkatrésze az L induk-

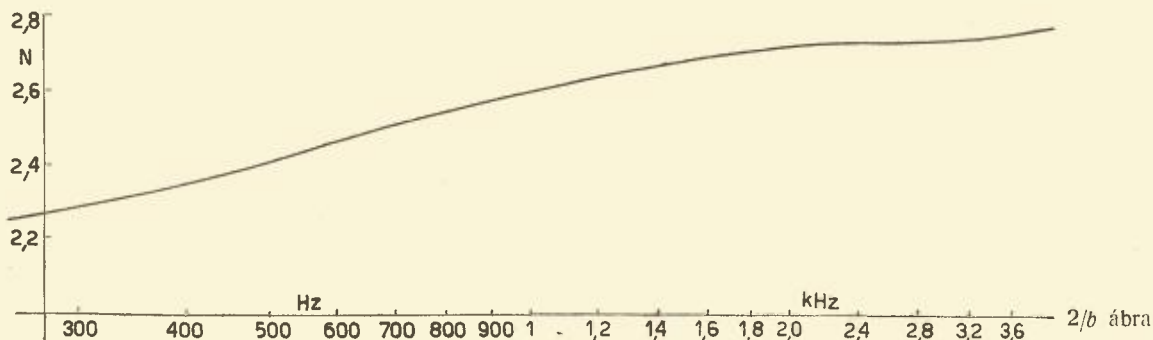
tivitást megvalósító tekercs, amelynek elkészítéséhez elsősorban a várhatóan szükséges induktivitás alsó és felső határát kell megállapítanunk, azután pedig a beállítható közbenső értékeket kell meghatározunk. A gyakorlatban nálunk megvalósított egyik fajta kiegyenlítőben az induktivitás 100 és 500 mH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

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

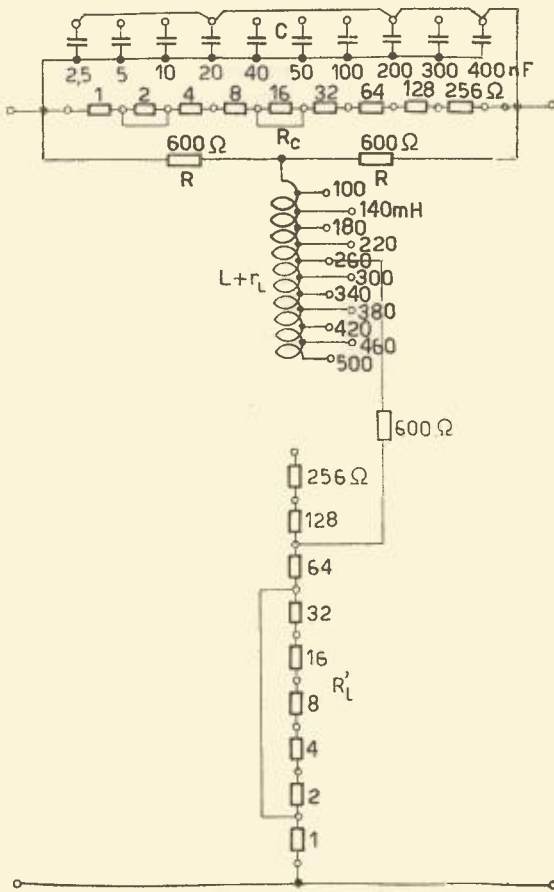
saját r_L veszteségi ellenállását (effektív ellenállás 1 kHz-en), hogy azt R_L beállításában figyelembe vehessük. Ennek megfelelően R_L helyén ténylegesen R'_L értéket használunk, amit a következő egyenlet határoz meg:

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

Az előbb említett kivitelben R'_L és hasonlóképpen az R_C ellenállás is a 2 hatványai szerint növekvő 1, 2, 4, 8, 16 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, nF. Az L induktivitás legnagyobb (500 mH) értékének megfelelő teljes kapacitást (1390 nF) esetleg takarékosági szempontból a tömeggyártott kiegyenlítőkből nem merítjük ki. A beépített értékek a kapacitásigényt mintegy 1120 nF-ig fedezik. A csak kivételesen szükséges nagyobb értékeket külső kapacitás párhuzamos bekötésével kell fedeznünk.

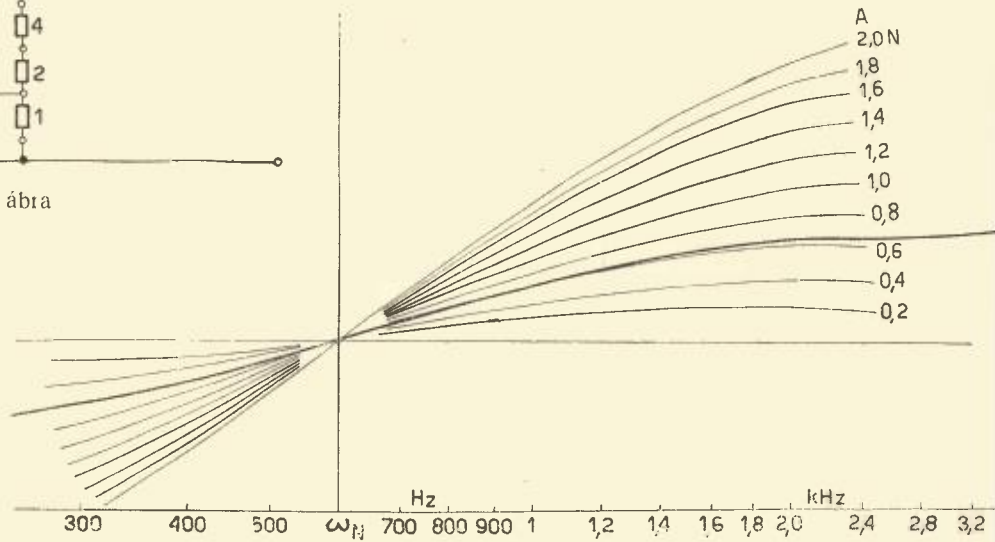


2/b ábra



4. ábra

3. ábra



I. táblázat

A (cN)	R_C (ohm)	R_L (ohm)	ω_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	

A fentiekben leírt kiegyenlítő elvi kapcsolását a 4. ábra mutatja. E kiegyenlítő beállítása az A egyenáramú csillapítás és az ω_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 ω_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

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

4. A grafikus eljárásból vonható tanulságok

A 2. pont alatt ismertetett grafikus eljárás alkalmazása során azt tapasztaljuk, hogy az egyenletes induktivitásosztású tekercsnek két kis induktivitásértékű bekötéséhez tartozó ω_n félcsillapítási frekvenciák a 2/b ábrabeli logaritmikus frekvencia-skálán egymástól viszonylag messze vannak, a nagyinduktivitásértékű 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 induktivitásosztású tekercs használata a kis induktivitások tartományában csak lényegesen durvább beállítást enged meg, mint a nagy induktivitásokéban.

E fogyatékoságon úgy segíthetünk, hogy a tekercs induktivitáslépéseit logaritmikusakká tesszük. A tekercsen beállítható legkisebb induktivitásértéket 100 mH-nek, a legnagyobbat pedig 500 mH-nek tartva meg, változatlan lépésszám esetén két ω_n frekvencia távolsága most már a logaritmikus skálán bármely két szomszédos induktivitásértéknek megfelelően 0,16 N. Az egyebekben az I. táblázathoz hasonló II. táblázatot, részben összehasonlításul, ilyen induktivitáslépéseknek megfelelő megcsapolású tekercsre állítottuk össze.

II. táblázat

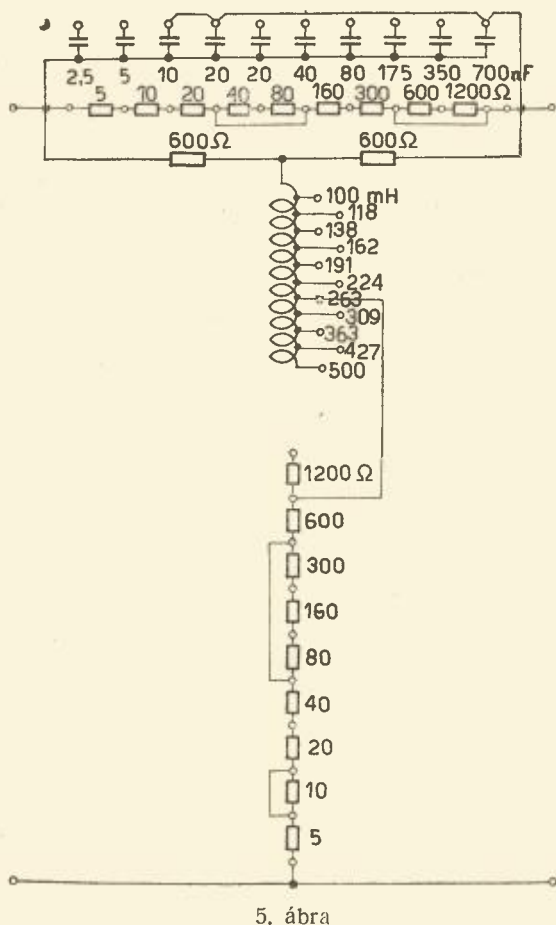
A (cN)	R_C (ohm)	R_L (ohm)	ω_n (Hz)										
0,2	135	2710	4760	4040	3455	2942	2495	2125	1850	1542	1312	1115	953
0,3	210	1715	3175	2690	2300	1960	1662	1417	1207	1028	874	744	634
0,4	295	1220	2375	2012	1721	1467	1244	1061	904	769	654	556	475
0,5	390	925	1891	1603	1370	1169	991	844	719	611	521	443	378
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 ellenálláslépés 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 példánkban ($A = 0,6$ 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-

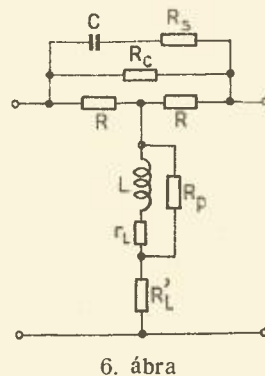
tatta azt is, hogy a 6. ábra szerinti kiegyenlítő-típus, amelyben az L induktivitással párhuzamosan R_p , a C kapacitással sorosan pedig R_s ellenállás is van, beállítás szempontjából ugyancsak a 2/a ábra szerinti görbesereggel kezelhető. E kiegyenlítő-típus az eddig tárgyaltól mégis annyiban különbözik, hogy csillapítása igen nagy frekvenciákon elméletileg sem tart 0-hoz, hanem az egymással reciprokl 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 kiegyenlítőével 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 kiegyenlítőt 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.



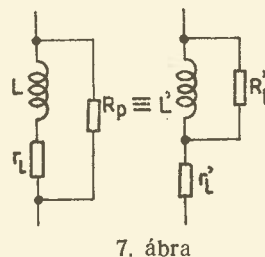
5. Mérőkiegyenlítő

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 áramköri szakasz közül csak egyről veszünk fel csillapításkarakterisztikát és a további érpárok kiegyenlítését az első mérés eredménye alapján kísérleti úton kívánjuk meghatározni.

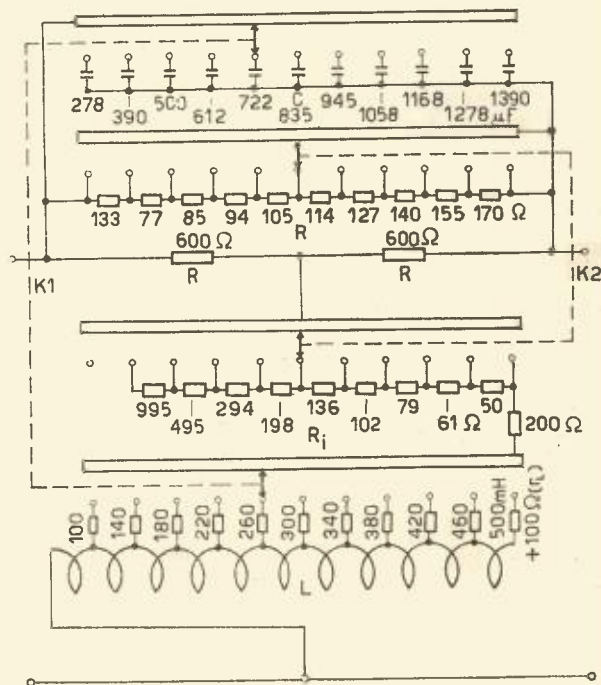
Indokolt tehát, hogy a kiegyenlítési kísérleteket ne a nehezkesebben kezelhető üzemi kiegyenlítővel végezzük el, hanem készítsünk erre a célra olyan kapcsológombos kiegyenlítőt, amelyen az üzemi kiegyenlítőnek valamennyi tekercsbekötési változata utánazható és az egyenáramú csillapítás is kielégítően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



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 eszerint végezzük a beállítást, azonban ennek elmulasztása R_p nagy értéke esetén nem okoz számottevő hibát.



A 8. ábra szerinti kiegyenlítő tekercse az üzemi kiegyenlítő 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 $K1$ 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 rész-kondenzátor 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 $K1$ kapcsolót pedig ω_n várt értékének megfelelő állásba hozzuk. Az így beállított kiegyenlítőt a vonalra csatlakoztatva rendszerint kielégítő kiegyenlítést kapunk. Ellenőrizhetjük a beállítás helyességét a $K1$, de főképp a $K2$ kapcsoló szomszédos állásaiban is. E kísérletek eredményeképp, 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 rádiórelé-adóállomás kerül üzembe, melyeknek műsorellátása komoly feladatokat vet fel. E kérdések megválaszolásával foglalkozik jelen dolgozat, megvilágítva a tárgykörrel kapcsolatosakat is.

A reléállomások studioi 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 studiokból 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 kívánságokat 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 említetteken kívül a *vezetékes rádiónál*, a falurádiónál is kidomborodik, mert a megfelelő hálózat kiépítése mellett a falu dolgozói részére minőségileg kifogástalan műsort tud közvetíteni.

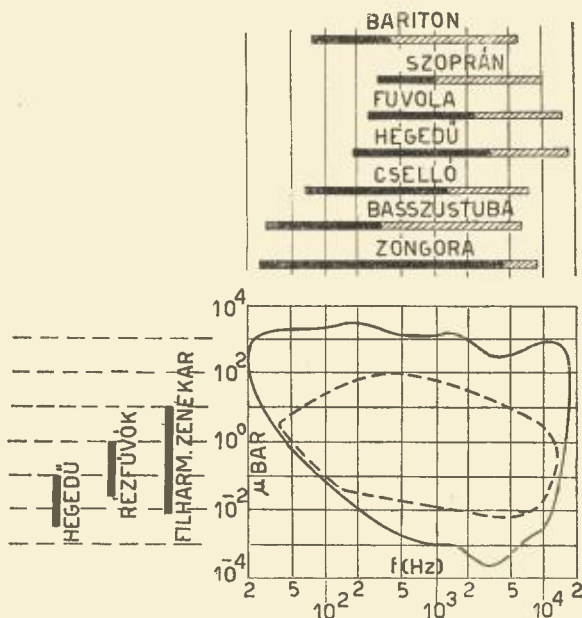
A vezetékes műsorközvetítésnek két útja van: a kábel és a légvezeték. A kábel minőségi szempontból sokkal jobb, viszont lényegesen költségesebb. A légvezeték ma csak akkor gazdaságos, ha sokcsatornás vivőáramú berendezések segítségével távbeszélés és táviratozás céljaira többszörösen kihasználjuk. Ezen 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 műsorszórást célszerűen vivőfrekvencián 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 légvezetékcsatlakozások 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 érzékel. Ezt a tartományt koordináta-rendszerben felüllettel ábrázolhatjuk úgy, hogy az abszcisszára a frekvenciát és az ordinátúra 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 fájdalom-határa kezdődik, a hallás felső határának nevezzük. Ezen két intenzitás-görbe 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 : 10⁶ arányt tud feldolgozni (a legnagyobb mérőhatárú »műszer«, mely-átkapcsolás nélkül működik!). A jelenlegi technikai eszközökkel lehetséges már olyan elektromos átviteli rendszert készíteni — megfelelő nagy költséggel — mely ezt a frekvencia- és amplitúdó-tartományt észrevehető torzítás nélkül átvinni képes. Azonban a nagy költségek lényegesen csökkennek, ha mind az amplitúdó-, 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 zeneközléssel szemben. CCIF ajánlások

Az 1. ábrán a hallási felület felett látható néhány hangszer frekvencia-terjedelme; ezen hang-terjedelmek 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 határoknál hajtjuk végre. A sáv feketével jelölt végét vágva le — mely az alaphangra nézve mér tékadó — a levágás a hangképet tartalmától 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 nagybőgő (gordon), basszustuba, kontrafagott és a hasonló hangszerek legmélyebb hangjainak átvitele biztosított.

A felső határon való vágás a felhangtartalmát 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 amplitúdó-modulált műsor szóró adóállomások vivőfrekvenciái általában kHz-re vannak egymástól, ami azt jelenti, hogy a rádióvevőkészülék az egyenlő intenzitással jelenkező adókat — az áthallásokból eredő zavarok 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 szélességre enged meg a sávszűrők fix hangolása következtében. Csak a legnagyobb csúcsgepeket 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 szél tömegek kihasználni. Egészen más a helyzet frekvenciamodulációs adóknál, ahol a sáv szélesség

kiterjesztésének 15 000 Hz-ig elvi akadály a 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-tól 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 nál nagyobb sávot biztosítani adóink részére a viszonylag kisszámú közvetlen zeneközlítés kedvéért nem ésszerű. Hanglemezfelvételeknél 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 rádióközlítések alkalmával ő is ajánlja a mély hangok kiemelését.

H. Ribbeck és F. Strecker kísérletei szerint a női beszéd és bizonyos jellemző hangok (kulcscsörgés, stb.) közlítésénél 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 közlítéseken igen ritkán előforduló kulcscsörgések és ezekhez hasonló hangok (felhangok) természetű közlítésének kedvéért tehát nem célszerű nagy többletköltséget okozva a 15 kHz-ig terjedő sávot átvinni.

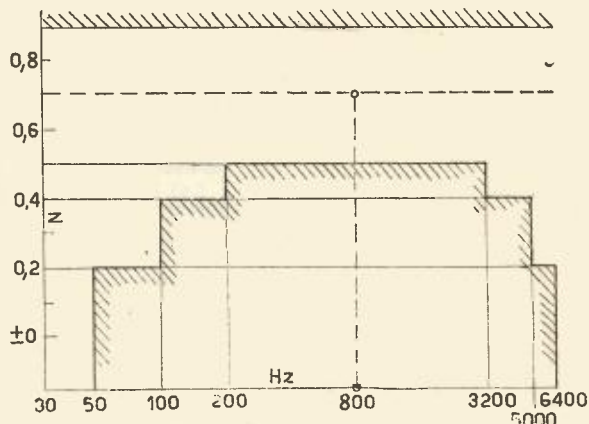
L. Rohde szerint még a frekvenciamodulációs rendszerben dolgozó adóknál sem célszerű a 8 kHz fölötti sáv átvitele, mert hangfelvételek közlítésekor ez minőségromlást jelent.

Dr. Tomits Ivántól eredő régebbi keletű »arany-szabály« szerint akkor tekinthető a zenei közlítés kiegyensúlyozottnak (amikor a magasabb hangok nem túltengőek 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 zeneközlítő áramkörök állnak rendelkezésre. Az angol postaigazgatás legújabbban üzembehelyezett zeneközlítő áramkörhálózata csak 8500 Hz-ig terjedő átvitelt biztosít, az USA újabb áramkörei (vivőáramú rendszerek koaxiális kábeleken) csak 40—8000 Hz sávot visznek át.

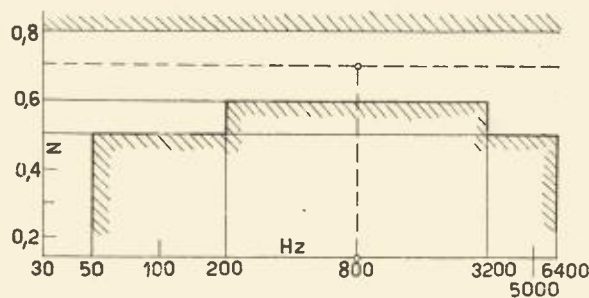
Visszatérve célunkhoz — a hazai amplitúdó-modulációs rendszerrel dolgozó reléadók műsor-ellátásához — leszegezhetjük, hogy a 30—8000 Hz sáv átvitelét minőségileg kifogástalannak tekinthetjük.

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



2. ábra. CCIF ajánlás »régípusú« zeneközlítő áramkörök szinttűréseire

fejlődésével az átviteli követelményeket ajánlásaiban fokozatosan szigorította. Az 1951. évi firenzei konferencia határozatait tartalmazó sárgakönyv háromféle minőségű zeneközlítést különböztet meg: »régípusú«, »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



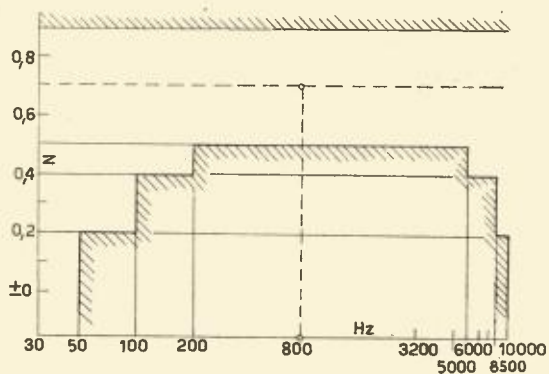
2. ábra. CCIF ajánlás »régípusú« zeneközlítő áramkörök szinttűréseire határ-erősítőállomás kimenetén

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 sávközéphez viszonyítva.

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

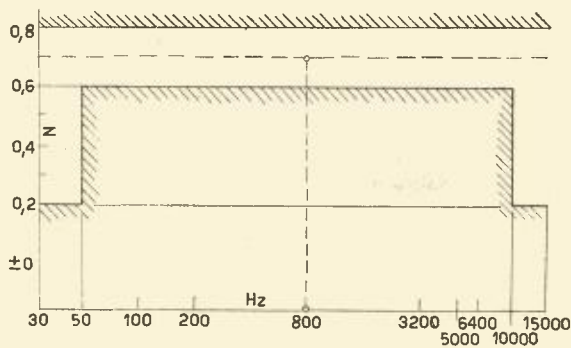
világosítást. Ez is a »régítípusú« kategóriára érvényes.

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« zeneközlítő áramkörök szinttűréseire

A legszigorúbb követelményeket a »kiváló minőségű« zeneközlítő 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« zeneközlítő áramkörök szinttűréseire

0,7 N-t nem léphet túl. Ez az ajánlás azonban főleg a mindinkább növekvő számú frekvencia-modulációs adókhoz 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 leg halkabban 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 rendszerrel 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 átvitteltől 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« zeneközlítő 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 rádióvevőkészülékkel — egyes csúcsgépek kivételével — nem tudnánk feldolgozni, illetve oly energiatartalékokat követelni meg, mely a gazdaságos üzemeltetést kizárja. Főleg leges továbbá a nagy dinamika az átlaglakó köbtartalma miatt is. Egészen mások a dinamika viszonyok egy hangversenyteremben 2000 hallgatóval, mint mondjuk egy butorokkal, szőnyegekkel berendezett 60 m³-es lakószobában. A kis szobában pl. a Coriolanus-nyitány* fortisszimói 2000 : 1 dinamika mellett bántóan túlzottaknak tűnnének fel, vagy ha a fortisszimókat eltűrhető értékek tartanánk, akkor a pianisszimó részek elmerülnének a gép saját zajába.

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

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

* L. van Beethoven Coriolanus-nyitányát használták hangversenyterem akusztikájának vizsgálatához fortisszimók és pianisszimók gyakorisága miatt.

részen diszharmonikusok az alaphanggal, a beszédet és a zenét tisztátalaná teszik. Ha a rendszer előtt akusztikusan jelen voltak kombinációs hangok (Tartini-féle hangok), akkor azokat is maradéktalanul továbbítani kell, azok nem számítnak 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 alapezégés 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« zeneközzvetítő áramkörre vonatkozó CCIF ajánlást az alábbi táblázat foglalja magában:

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

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

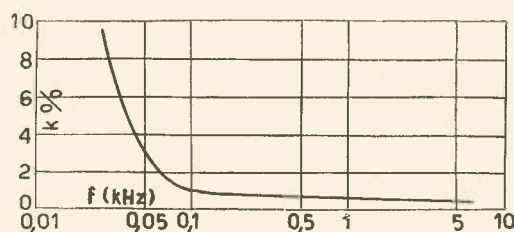
A 30...50 Hz közötti sáv feltételeinek megállapítását későbbi időpontra halasztották.

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 zeneközzvetítő áramkörre vonatkozik. Egészen más értékek adódnak például a mikrofontól a rádióvevőkészülékig.

A torzítási tényező mérési módját még nem határozták meg. Értelmszerűen 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 zárjuk 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 leggazdaságtalanabb módon, mert ekkor a kivezérlés — az aktív elemek görbült karakterisztikái miatt — sehol sem lehet nagyobb, mint $20\text{--}30\%$. 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 nonlinearis torzításhoz, az eredeti hangképben nem szereplő idegen hangok is zavarólag hatnak. A kis kivezérlés 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,

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 zavarhatásokra. A legerősebb zavarforrások — egyenáramú távíró és elektromos vontatású vasút — zavarfrekvenciái a hangfrekvenciás sávba is belesznek, vagyis ha már bekerültek az átvitelbe, kiszűrésük lehetetlen. Lehetséges azonban a hasznos frekvenciasávot a hangfrekvenciás tartományból nagyobb frekvenciák felé eltolni: ez a légvezetékes vivóáramú zeneátvitel elve. Hasonlóan a rádióhoz — ahol az eltolás rövid-, közép-, illetve hosszúhullámú sávba történik — a hangfrekvenciák helyett nagyfrekvenciákat továbbítunk, azonban 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 áramkörös szakaszra vonatkoznak, függetlenül az áramkör nemétől. Meghatározzák ellenben azt, hogy a stúdió kimeneténél és az adó bemeneténél mekkora teljesítmények, impedanciák és ennek megfelelőleg 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 minőségi 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 — csúcserőben 3,1 V-nál — ami $600\ \Omega$ -ra vonatkoztatott 8 mVA teljesítménynek, illetve +1,04 N szintnek felel meg. A teljesítmény eme limitálása az áthallási veszély csökkentése érdekében szükséges. Az ajánlás megadja továbbá, hogy a rádióáramkörök végén (az utolsó erősítő után) +0,7 néper viszonylagos szintnek kell lennie (a bemeneti szinthez viszonyítva).

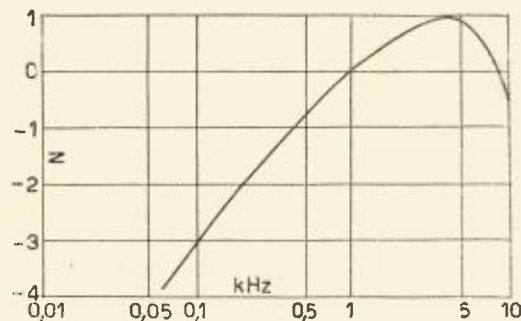
»Kiváló minőségű« áramköröknél:

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 adódik, ami 6,3 mV mérlegelt zajfeszültségnek felel meg. Ez a megállapítás tiszta kábeláramkörre vonatkozik. Légvezeték esetén a CCIF ajánlása szerint a legnagyobb hasznos szint és a maximális zörejszint 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 különböző hangmagasságoknál különböző erősségűnek érzékeli és ezért a hangfrekvenciás sávba eső zörejeket, megfelelő műszerrel, frekvenciafüggő érzékenységgel — a fület utánóztatva — 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 a együttes a psophométer. Ezen műszer a zörejszint 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 ajánlás 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 szerint 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 a maximális zörejszint között 5,75 néperes dinamikát 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 érthető áthallás jöhet át. Ezt már nem tekinthetjük zörejnek. Erre nézve az ajánlás is szigorúbb: »jóminőségű« kábeláramköröknél a szóba jöhető összes áramkörkombinációk között az áthalláscsillapítás (közel- és távolvégi 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:

$$\begin{aligned} t_{50} - t_{800} &\leq 70 \text{ ms}, \\ t_{6400} - t_{800} &\leq 10 \text{ ms}, \end{aligned}$$

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 idő-különbség.

A »jóminőségű« áramkörökre az ajánlás a következő:

$$\begin{aligned} t_{50} - t_{\min} &\leq 80 \text{ ms}, \\ t_{500} - t_{\min} &\leq 20 \text{ ms}, \\ t_{10000} - t_{\min} &\leq 8 \text{ ms}. \end{aligned}$$

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:

$$\begin{aligned} t_{50} - t_{\min} &\leq 50 \text{ ms}, \\ t_{100} - t_{\min} &\leq 20 \text{ ms}, \\ t_{15000} - t_{\min} &\leq 8 \text{ ms}. \end{aligned}$$

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

e) Szintingadozások napi értéke

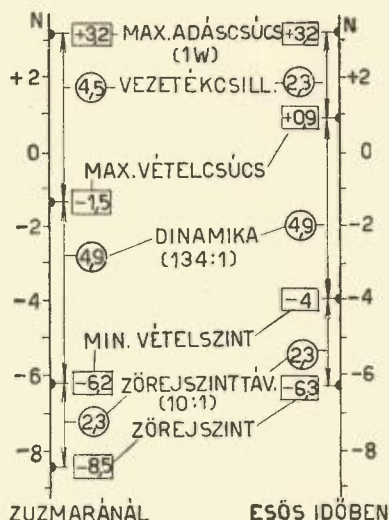
A »régie« és »jóminőségű« áramkörökre nézve $\pm 0,2$ N, a »kiváló minőségű«-re $+0,1$ és $-0,2$ N a megengedett érték.

A könnyebb áttekintés végett táblázatban összefoglaltuk a CCIF ajánlásait.

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

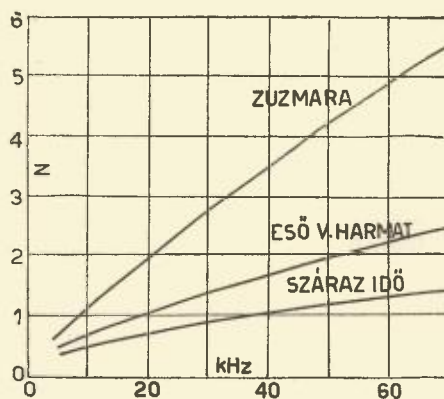
nagy gazdaságosságot biztosít, mert 30 kHz-ig az áramkört háromcsatornás vivőberendezés segítségével távbeszélgetésre és sáv alatti táviratozásra is kihasználhatjuk.

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



8. ábra. Vivőáramú zeneközlítés 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 Ø, 200 mm pecektávolságú keményréz-áramkör csillapítása a frekvencia függvényében, különféle atmoszférius állapotokban

nek felel meg. A légvezeték csillapítását 60 kHz-en* 4,5 N-nek vesszük fel, figyelembe véve a legkedvezőtlenebb atmoszférius 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 zeneközzvetítő 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 _{eff}	2,2 V _{eff}	4,4 V _{eff}
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 _{eff}	4,4 V _{eff}	8,8 V _{eff}
az adóállomás bemeneténél garan- tálható legkisebb feszültség teljes kivezrlés esetén, ha a zenekábel csillapítás 2 N és impedanciája 600 ohm	0,5 V _{eff}	0,5 V _{eff}	nincs megadva
dinamika	4,6 N (40 dB) = 100 : 1	ideiglenesen 4,6 N (40 db) = 100 : 1	5,75 N (50 dB) = 314 : 1
beregzési idő	$t_{50} - t_{800} \leq 70$ ms $t_{6400} - t_{500} \leq 10$ 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	k á b e l á r a m k ö r ö k b e n >9 N (78 dB) >8,5 N (74 dB) >9 N (78 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 >7 N (61 dB) 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 keresztvezésekkel »tökéletesen« zavarmentesített légvezeték zörejszintjét 60 kHz-en vegyük fel —8,5 N-nek. Tapasztalat szerint az átvittelt csak akkor tekinthetjük zavarmentesnek, ha az integrált hasznos feszültségminimumok legalább egy nagyságrenddel nagyobbak, mint az integrált zörejszcúcsok. A felvett —8,5 N zörejszcúcs 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 keresztvezési 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.

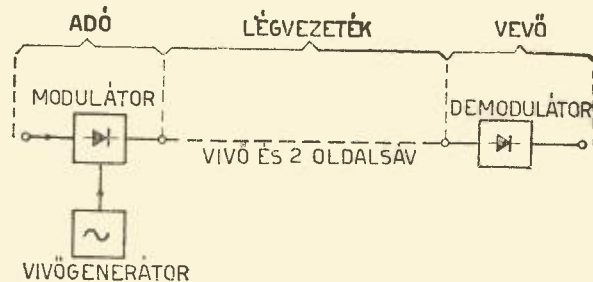
Bár a műsortovábbítás nagyfrekvenciás úton történik, a zörejekeket az áramkör végén a hangképben értékeljük. A nagyfrekvenciás zörejek részben a demodulátor után is megjelennek, ezek mérése a hangfrekvenciás sávban a fentebb említett psophometrikus módszerrel szokásos. Ha a maximális vételszintet a CCIF 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 zörejszcúcs —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 vívőfrekvenciával való keverés után a hangfrekvenciás sáv eltolódik. A keletkezett nagyfrekvenciás sáv ezután légvezetéken

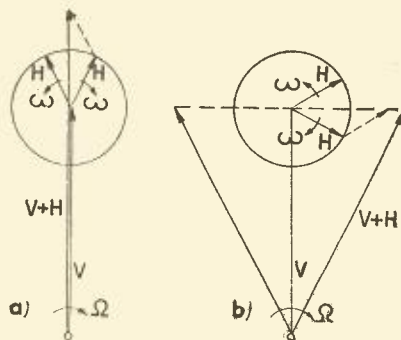
kerül továbbításra, vételoldalon erősítve és demodulátor segítségével ismét hangfrekvenciára visszaalakítva. A séma megfelel a drótnélküli rádiónál használatosnak, azzal a különbséggel, hogy a műsor átvitele nem elektromágneses hullámok térben való tovaterjedése útján, hanem vezetéken történik. A modulátor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



10. ábra. Nagyfrekvenciás vezetékes zeneközvetítő áramkör

két oldalsáv jelentkezik. Egyetlen H hangfrekvencia és V vívőfrekvencia 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 vívővektor frekvenciájának megfelelő Ω szögsebességgel forog, egyidejűleg a két H vektor — a hangfrekvenciának megfelelően



11. ábra. Modulációs vektordiagrammok

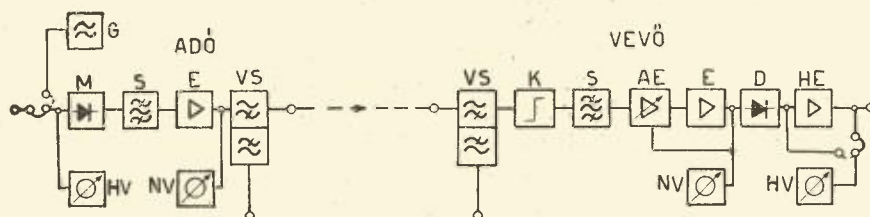
— a nyilak által jelzett irányban kisebb ω szögsebességgel forog; a két H vektor eredője mindenkor a vívő irányába esik. Így a vívőfrekvencia a hangfrekvencia ütemében változtatja amplitudóját, melynek projekciója közismerten az amplitúdómodulált vívőfrekvenciás rezgést adja.

Tételezzük fel, hogy olyan átviteli rendszerünk van, melynél a vívővektor az oldafrekvenciákhoz viszonyítva 90° -kal elforgatott. Ekkor a 11b ábrán feltüntetett állapothoz jutunk. A két oldalsávfrekvencia eredő vektorja ebben az esetben merőleges a vívőre, 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

átvitelre kerülő frekvenciák terjedési ideje különböző. Ez a hosszú légvezetéknek természetesen így van, mert a légvezeték tulajdonságai közé tartozik, hogy szögforgatása frekvenciafüggő. A későbbiekben látni fogjuk, hogyan hárítható el az ebből származó zavar.

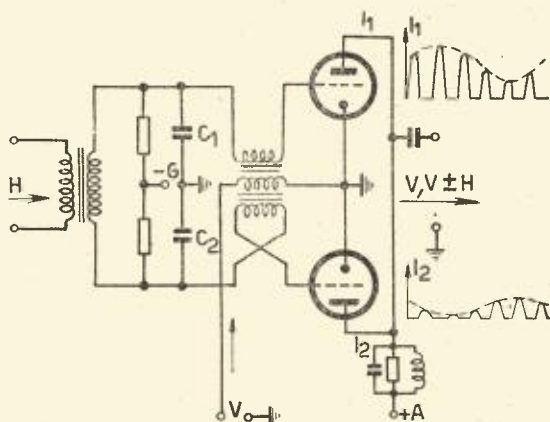
5. Vivőáramú zeneközlítő berendezés ismertetése

Tegyük vizsgálat tárgyává egy ilyen vivőáramú zeneközlítő berendezést, mely a posta üzemében egyik reléállomásunkat látja el műsorral. A berendezés tömbvázlatát a 12. ábra tünteti fel.



12. ábra. Vivőáramú zeneközlítő berendezés tömbvázlata

A berendezés két főreszből áll: adóból és vevőből. Az adórész modulátorában — mely 60 kHz-es vivőgenerátort is tartalmaz — a stúdióból jövő hangáramokkal moduláljuk a 60 kHz-es vivőfrekvenciát, aminek eredményeként a vivőfrek-



13. ábra. Modulátor

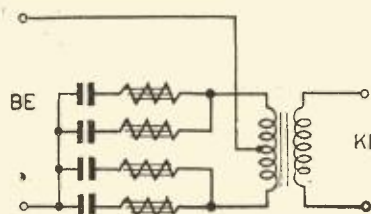
vencia mellett a két oldalsávot is megkapjuk. Ezen modulátorral szemben igen nagy követelményeket támasztunk: $\pm 0,1$ néperre egyenletes frekvenciamenet 30 és 10 000 Hz között, 80%-os modulációfok mellett a torzítási tényező kisebb mint 2%. E célok megvalósítására különleges modulátorokat alkalmaznak, melyek közül egyet a 13. ábrán láthatunk. Két triódával működik, melyeket a vivőfrekvenciával és a moduláló hangfrekvenciával ellenütemben vezérelünk. A két cső hangfrekvenciás vezérlése nem egyenlő. Az anódkör munkaellenállásán a két modulációs termék J_1 és J_2 anód-

áramok pillanatnyi értékei és fázisviszonyai szerint összegeződik úgy, hogy a vivővektor amplitúdóviszonya a modulálóéhoz képest csökken. Ezzel a módszerrel a modulációfok növelhető a nemlineáris torzítás egyidejű csökkentése mellett. A nagy modulációfokra — mint előbb már láttuk — a kellő dinamika viszony érdekében van szükség.

Mivel a modulátor után — ha lényegesen kisebb szinten is — megtalálhatók a modulációs produktum felharmónikusai, S sávszűrőt alkalmazunk ezen nemkívánatos frekvenciák visszatartására. Az alkalmazott sávszűrő differenciáltípusú és a 45...75 kHz közötti sávot engedi át (14. ábra).

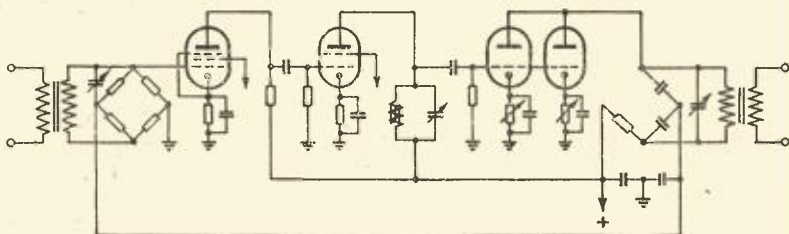
A 3. fejezetben kifejtett okoknál fogva legalább $+3,2$ néper szintet kell a légvezetékre kiadni. Ezért a sávszűrő után olyan teljesítmény erősítőt alkalmazunk, melynek feszültség-erősítése 5 N. Ezen erősítőnek a 45 és 75 kHz közötti sávot lineárisan kell erősítenie, természetesen elhanyagolhatóan kis torzítási tényezővel. Bár a feladatra nem feltétlenül szükséges szoros értelemben vett szélessávú erősítő, mégis a leírt berendezésben az került alkalmazásra. A stabilitás és lineáritás elérésére a háromfokozatú erősítő nagyfokú negatív visszacsatolást is tartalmaz. Az erősítőt egyszerűsített kapcsolásban a 15. ábra szemlélteti.

Az erősítő harmadik fokozata két 20 W anódvesztésű trióda párhuzamos kapcsolásából áll, a torzítatlan aránylag nagy kimenőteljesítmény biztosítása céljából. Az első két fokozat között a



14. ábra. Sávszűrő

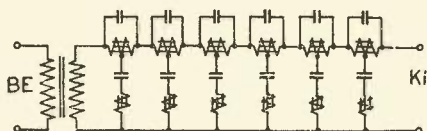
csatolás R-C, míg a második fokozat rezgőkört tartalmaz 60 kHz-re hangolva. Érdekessége az erősítőnek, hogy a 60 kHz-et — a vivőfrekvenciát — kiemeli ezen rezonáns kör segítségével. A végső cél a 30 és 10 000 Hz közötti hangfrek-



15. ábra. Nagyfrekvenciás szélessávú erősítő

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 főlegesen — 10 kHz-től kb. 1 MHz-ig lineáris, kivéve a 60 kHz-nél mesterségesen előidézett kisebb emelkedést.

A felerősített kétoldalsávú amplitúdómodulált produktum VS vonalszűrő felüáteresztő részén

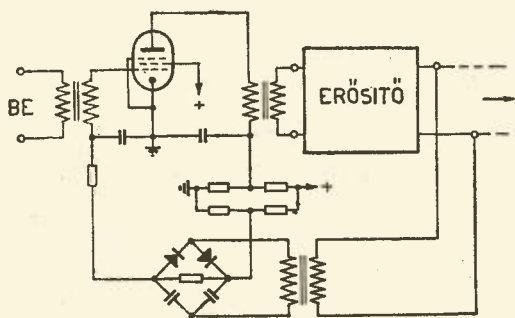


16. ábra. Fáziskiegyenlítő

keresztül jut a légvezetékre. A vonalszűrő felüáteresztő 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 korigálása. Mint említettük ugyanis, a légvezeték szögtényezője a széles sávon belül (50...70 kHz) nem állandó. A fáziskiegyenlítő konstans hullámellenállású mindent áteresztő négypólus, a szokásos módon áthidalt T elemekből van felépítve. E kapcsolás fázisforgatása reciproka a légvezeték fázisforgatásához viszonyítva.

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

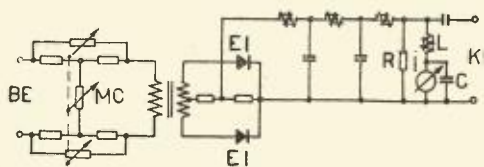


17. ábra. Automatikus szintszabályozó

AE-vel jelzett szintszabályozóba. Ezen szintszabályozó egyfokozatú, változómeredekségű pentódát alkalmazó előerősítő. Feladata a légvezeték atmoszférikus tényezők által előidézett csillapításingadozásait 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 kivezérlés 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-



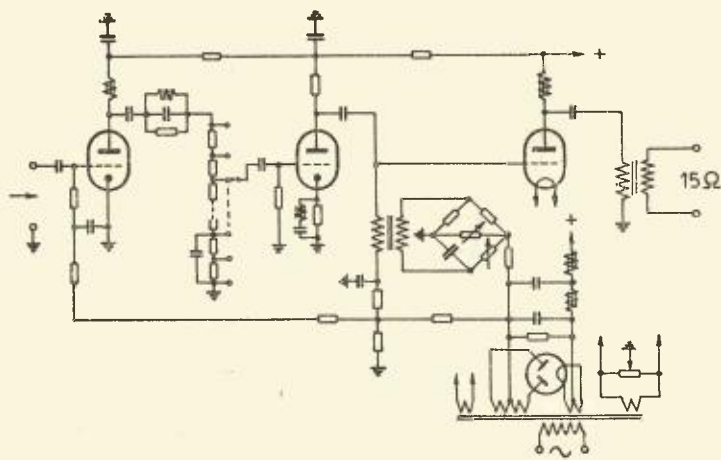
18. ábra. Demodulátor

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 amplitúdójával 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 μ 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 találmunk. 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 utóbbit a demodulátor után vagy a HE hangfrekvenciás erősítő kimenetére átkapcsolható (a zenekábelbe közvetlenül). Miként már láttuk, a demodulátor beépített indikátora jelzi ugyan az üzemet, de hibabehatárolás céljából szükséges az NV és HV is, utóbbit 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 erősítőknél (hangszóróval) figyelik az üzemet. Fejhallgatóval ellátott kis dugaszolható demodulátorral (kuprox) megfigyelhetik az átvitelt a berendezés egyes nagyfrekvenciás fokozatai között is.

Érdekes 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.

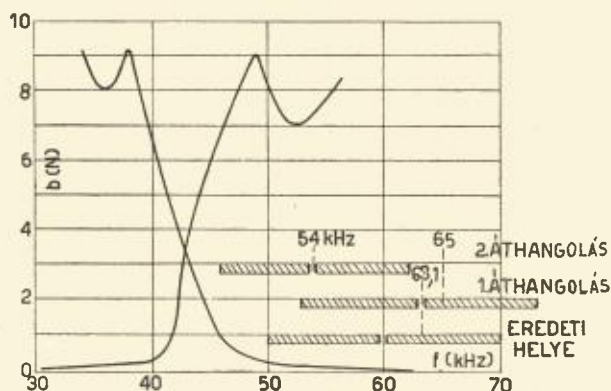
A leírt berendezés üzembehelyezésekor több érdekes tapasztalatot szereztünk. A légvezeték, melyen a berendezés üzembekerült, kb. 120 km hosszú 3 mm-es keményréz áramkör, keresztetésekkel zavarmentesítve. Mivel az összeköttetés nagyobb városokban végződik, a postai erősítőállomásokhoz a légvezeték adóoldalon 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 sőtölő hatása miatt lényegesen kisebb volt, mint amennyi még megengedhető lett volna, ezzel szemben a légvezeték által a 120 km hosszban felszedett zavarok változatlan szinttel jöttek 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) adónk 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 elhangoltuk,

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. Mindezekről 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 szélessége 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

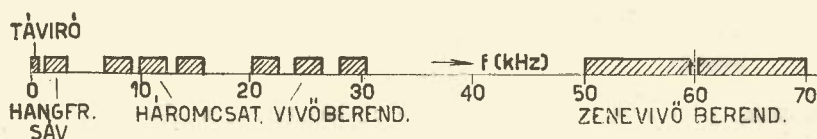
nem sugárzott. A második áthangolásnál csak 8 kHz sáv szélesség volt elérhető, de kevésbé kielégítő linearitással. Az áthangolások vázlatát a berendezések vonalszűrőgörbéjével együtt a 20. ábra szemlélteti.

Látható, hogy az átvitendő 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 vázlatát

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

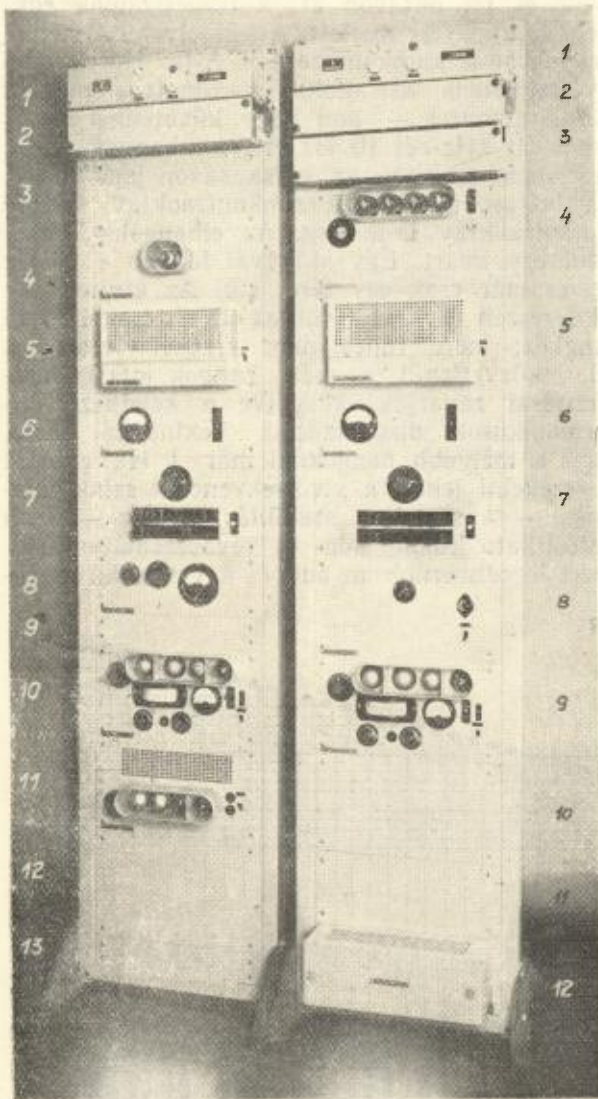
A berendezés eredeti (áthangolások előtti) helyét a frekvenciasávban a 21. ábra mutatja.

A berendezést még a második világháború előtt a Siemens vállalat készítette, oly felhasználók részére, akik a rádióáramköröket különleges hálózat hiányában kiépíteni nem tudták és országos hálózatuk főleg légvezetékes volt. A berendezést a Németországban használatos nagyfrekvenciás vezetékes 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 biztosítószál, hálózati csatlakozás, légvezeték és a studio áramkör csatlakozás,



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

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

Adókereten 1 biztosítószál, hálózati csatlakozás, légvezeték és zenekábel csatlakozása, 2 vonalszűrő, sávszűrő, 3 tartalék vonalszűrő, 4 modulátor, 5 szélessávú erősítő, 6 nagyfrekvenciás voltmérő, 7 átkapcsolásra szolgáló hüvelyszál, 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 (kivezérlésmérő), 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.

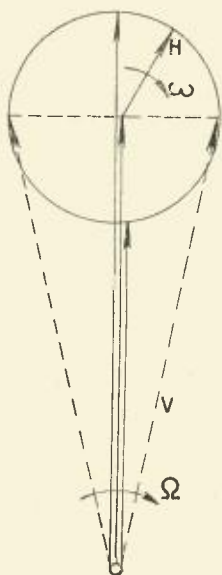
A széles átvitt sáv miatt a kábel-légvezeték illesztésére ép oly kényes, mint a légvezeték precíz építésére, beleértve a keresztezések gondos tervezését és kivitelét. Ugyancsak a széles sáv miatt könnyebben szed fel zavarokat egyéb híradástechnikai berendezésekből. A légvezeték csillapításingadozása 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-Bánffyuhunyad-Kolozsvár közötti légvezetéken üzemeltetve. A több mint 200 km hosszú irányor két középerősítő is volt (Nagyváradon és Bánffyuhunyadon). Budapest-Debrecen között a műsorszórást kábelen történt. A négyéves tapasztalat azt mutatta, hogy kiválóan megfelelt céljának, üzemzavar 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 postánál 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 a 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 amplitúdómoduláció

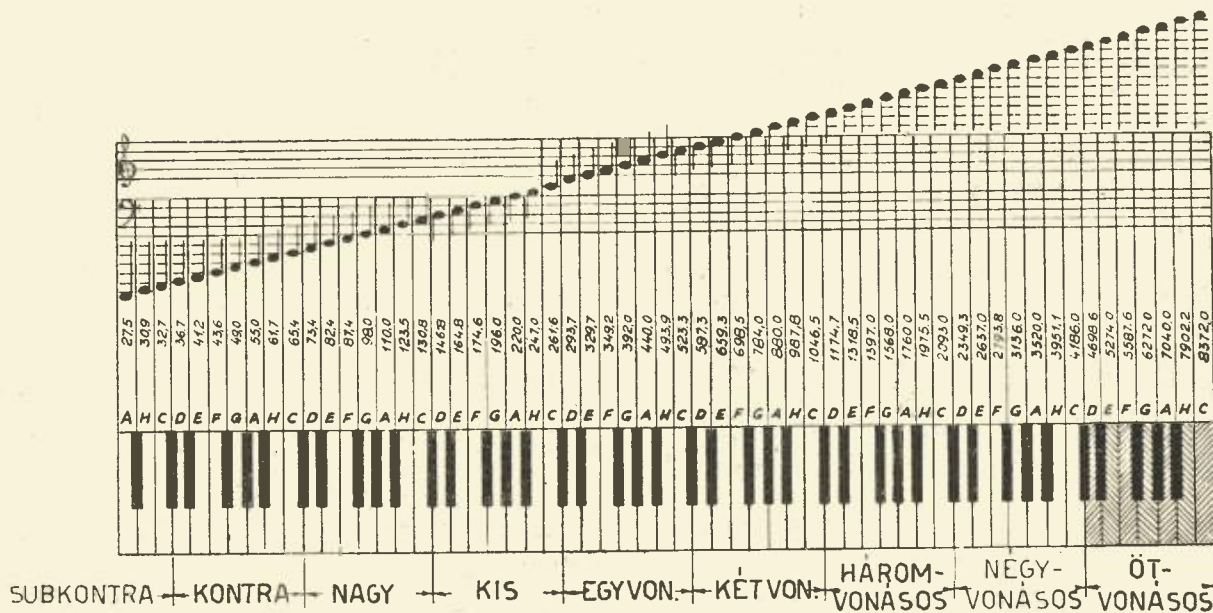
kapunk. A vektordiagrammot a 23. ábrán láthatjuk. Előáll itt is a 11b. ábrához hasonlóan a 2ω moduláció, ami a felharmónikusok megjelenését jelenti. Könnyen belátható, hogy ezen



23. ábra. Egyoldalsávós moduláció vektordiagrammja

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

veszi a csőtjeljesítmény 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 eltérésének az adóoldaltól 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 feltüntetésével. A legmélyebb átvendő 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

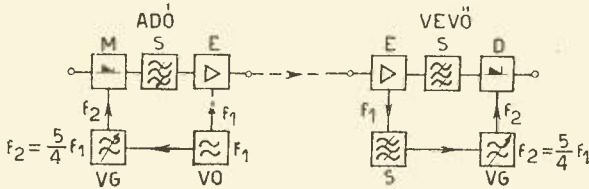
Mivel a modulációfok kicsi, újabb nehézség jelentkezik. Láttuk, hogy a kellő dinamika és zörejszint eléréséhez az oldalsáv teljesítményének az adóerősítő után 1 wattnak kell lennie. Azonban 10%-modulációfoknál a vivőfrekvencia feszültsége tízszer nagyobb, mint az oldalsáv csúcsfeszültsége, a vivő tehát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

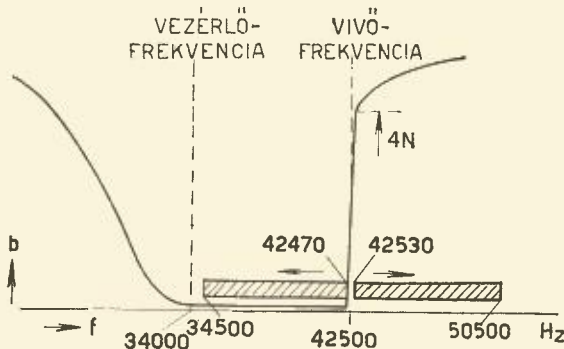


25. ábra. Egyoldalsávval dolgozó zenei vivőberendezés

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-

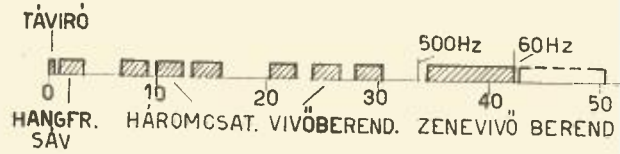


26. ábra. Egyoldalsávú vivőberendezés sávszűrőgörbéje

dezéssel egyidejűleg üzemeltethető távbeszélő- és távíróberendezések frekvenciaelosztását is.

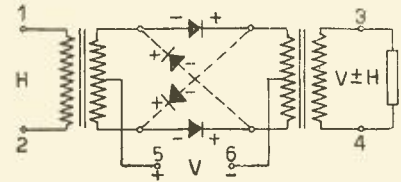
A berendezés három főrésze: a modulátor, mely a vivőfrekvenciát elnyomja, a kvarcszűrő, mely élesen kiválasztja az átvitendő oldalsávot

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



27. ábra. Frekvenciaelosztás

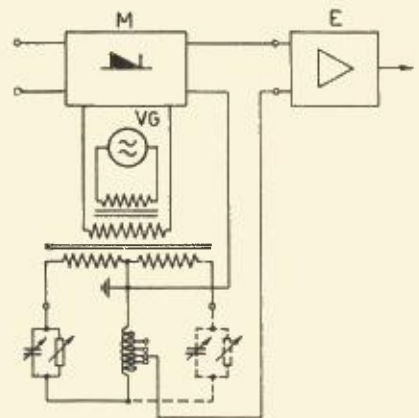
Modulátor. A modulátort és demodulátort kuprox egyenirányító cellákból építették fe gyűrűs kapcsolásban (28. ábra). A kuprox egyenirányítók alkalmazása a kis helyszükséglet és korlátlan élettartam miatt előnyös. A vivő el nyomásának mértéke a kuprox cellák egyforma ságától függ. Gondos gyártással és hosszabb idej tárolás utáni összeválogatással azonban megold ható és a vivő kiszivárgása igen kicsi lesz. A viv kiszivárgása legalább egy nagyságrenddel tovább



28. ábra. Gyűrűs modulátor

csökkenthető 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 kiszivárgást majdnem teljesen meg lehet szüntetni.



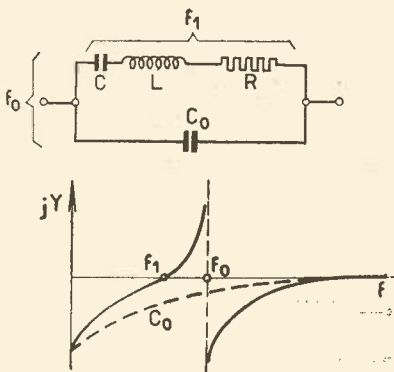
29. ábra. Kompenzált modulátor

Kristálysűrő. A modulátor után a felső oldalsávot el kell nyomni s a modulátor utáni sáv szűrő méretezésnél tekintetbe kell venni, hogy felső oldalsáv kiszivárgása a demoduláción csak lineáris torzításokat okozhat. A két oldalsáv

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 görbáját 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 jósfoka (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.



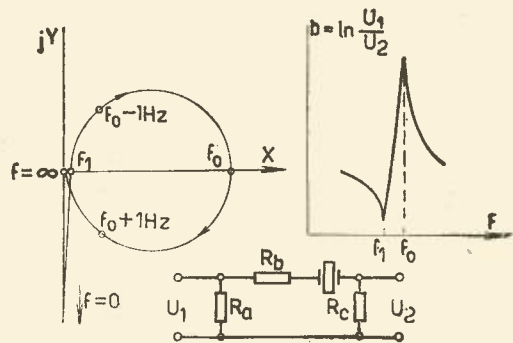
30. ábra. Rezgőkvarc elektromos helyettesítő kapcsolása

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 $4 \Omega/\text{H}$. Ezzel szemben a legjobb minőségű toroidnál ez az érték százszoros. A ferritekkel készített önindukciók is alul maradnak a kvarccal történő összehasonlításban, de a porvasmagos 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 helygörmén (31. ábra) arányosan látható. A kristály impedanciája $f = 0$ frekvencián (egyenáram) tiszta kapacitív és értéke ∞ ; $f = f_1$ frekvencián az impedanciája valós és R értékével (1400Ω) egyenlő; f_0 frekvencián ismét valós és igen nagy értékű (nem ∞ , 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 négypólusba helyezzük, akkor f_1 -



31. ábra. Rezgőkvarc helygörméje

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.