

Magyar HIRADÁSTECHNIKA



4

Magyar

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Főszerkesztő:

Balogh Pál
VI. Eötvös u. 11/a
Telefon: 420-536

Szerkesztő:

Boglár Gyula
XI. Szigethy Gyula u. 11
Telefon: 259-660

A Híradástechnikai
Tudományos Egyesület
Titkársága:

V. Szabadság tér 17.
Telefon: 113-027

Előfizetési ár
egész évre 30 Ft
Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

TARTALOM:

<i>Dr. Nagy Dezső:</i> Vívőáramú rendszerek egyes kiszivárgásainak zavaró hatásai	125
<i>Huszty Dénes:</i> A végtelen falban sugárzó merev környűrű	130
<i>Valkó Iván Péter — Gál János:</i> Haladóhullámú csövek	138
<i>Sárközi Géza:</i> Nagy területek besugárzása műsorral, ultrarövidhullámú frekvenciamodulált adókkal	143
<i>Malcsiner Ferenc:</i> Kísérletek és térerősségmérés 260 MHz-en	150
<i>Kovalóczy György:</i> A közös csatornában történő televízió adásról...	156
<i>Koczó József:</i> A hazai P6 típusú tranzistorok vivőfrekvenciás jellemzői	159
Szemle	163
Обобщение на русском языке	163
Zusammenfassungen in deutscher Sprache	164
Summaries in english	164
Résumé française	164

Vivőáramú rendszerek egyes kiszivárgásainak zavaró hatásai

DR. NAGY DEZSŐ

A vivőáramú berendezésekben alkalmazott szűrők zárócsillapítása nem végtelen nagy, ezért a kiszivárgó káros frekvenciák zavarokat okozhatnak. Az adó végberendezésekből kiszivárgó vivőfrekvencia és a másik oldalsáv az üzemi oldalsáv amplitúdó- és frekvencia-modulációját okozza. A demodulátorba bekerülő másik oldalsáv színtingadozást, vagy lebegést hozhat létre. Pilot vagy szinkronizálás céljára kiadott magasabb szintű frekvencia és a hasznos oldalsáv, nonlineáris négyfázison áthaladva, érthető áthallást okozhat. Vivőáramú szűrők elégtelen zárócsillapítása következtében létrejövő kiszivárgások hatására érthető áthallások keletkezhetnek. Az így fellépő zavaró áramok frekvenciáit és amplitúdóit egyszerű számítás segítségével határozhatjuk meg.

1. Bevezetés

A vivőáramú rendszerek tervezésénél a minőségi mutatók biztosítása mellett egyik döntő szempont a rendszer gazdaságossága. A tervezőknek arra kell törekedniük, hogy minél kevesebb alkatrészt használjanak fel, a drágább alkatrészek helyett olcsóbbakat alkalmazzanak, egyszerűbb áramköröket tervezzenek. Csatorna-szűrők méretezésénél lényeges egyszerűsítés érhető el, ha kihasználjuk az emberi beszéd frekvencia szerinti energiaeloszlását és a fül frekvenciafüggő érzékenységi (pszofometrikus) görbét. Ha egy csatornára ezen felül még a szokásos 4 kHz-nél szélesebb sávot használunk fel, akkor a szűrő elemeinek száma nagyon lecsökken. Pl. 6 kHz-es sávzélesség esetén a sáv-szűrő 4 tekercsel és 10 kondenzátorral megvalósítható. Ennek az a következménye, hogy szigorúbb zárócsillapítással csak a felesleges másik oldalsávot nyomjuk el, így a zárási frekvenciatartomány egyes részein csak kisebb csillapítás adódik. Az ilyen esetekben tehát figyelembe kell venni azt, hogy a rendszeren belül ún. idegen feszültségek léphetnek fel, amelyek, ha közvetlenül nem is, de közvetve zavarokat okozhatnak más csatornában, vagy a vonalra kikerülhetnek. Természetesen egy vivőáramú rendszer sem tartalmaz ideális szűrőket, így káros oldalsávok és frekvenciák, bár kis amplitúdóval, de mégis fellépnek a rendszerben és vagy közelségi, vagy távolvégi jellegű zavarokat okozhatnak.

E cikk keretében egyszerű számítások segítségével vizsgálni fogjuk, hogy a kiszivárgások, nemlinearitások különböző körülmények közt milyen zavarokat okozhatnak a rendszerben. A számítások egyszerűsítése érdekében bizonyos elhanyagolásokat végzünk, ami azonban az eredmény lényegét nem befolyásolja, de annak az áttekinthetőségét nagyban elősegíti.

2. A hasznos oldalsáv amplitúdó és frekvencia-modulációja

Ha a modulátor sáv-szűrője pl. az alsó oldalsávot engedi át, akkor a modulátor kiegyensúlyozatlansága és a szűrőnek a tökéletlensége folytán a vivőfrekvencia és a másik (felső) oldalsáv bizonyos százaléka is tovább tud jutni az alsó oldalsáv mellett. Ha az alsó oldalsáv amplitúdója egységnyi, akkor a vivőkiszivárgás amplitúdója legyen a_1 , a másik oldalsáv a_2 , ahol $a_1, a_2 < 1$. Ekkor a továbbjutó vivőáramok pillanatnyi összege:

$$Y = \sin(\Omega - \omega)t + a_1 \sin \Omega t + a_2 \sin(\Omega + \omega)t \quad (1)$$

ahol Ω a vivő, ω pedig a moduláló frekvencia. A szögösszegek függvényeit felbontjuk és Ω szerint rendezzük.

$$\begin{aligned} Y &= \sin \Omega t \cos \omega t - \cos \Omega t \sin \omega t + a_1 \sin \Omega t + \\ &+ a_2 \sin \Omega t \cos \omega t + a_2 \cos \Omega t \sin \omega t \\ Y &= [(1 + a_2) \cos \omega t + a_1] \sin \Omega t - \\ &- (1 - a_2) \sin \omega t \cos \Omega t \end{aligned}$$

Alkalmazzuk az alábbi trigonometriai összefüggést:

$$Z = A \sin x - B \cos x$$

akkor:

$$Z = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(x - \varphi) \quad (2)$$

ahol:

$$\operatorname{tg} \varphi = B/A$$

Esetünkben $A = (1 + a_2) \cos \omega t + a_1$;

$$B = (1 - a_2) \sin \omega t$$

$$\begin{aligned} A^2 + B^2 &= \cos^2 \omega t + 2a_2 \cos^2 \omega t + \\ &+ 2a_1(1 + a_2) \cos \omega t + a_1^2 + \sin^2 \omega t - \\ &- 2a_2 \sin^2 \omega t + a_2^2 \sin^2 \omega t + a_2^2 \cos^2 \omega t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A^2 + B^2 &= 1 + a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 \cos \omega t + 2a_1 a_2 \cos \omega t + \\ &+ 2a_2 (\cos^2 \omega t - \sin^2 \omega t) \end{aligned}$$

A másodrendű tagokat elhanyagolhatjuk, mivel $a_1, a_2 < 1$ és a gyökvonás közelítő értékét véve figyelembe $(\sqrt{1 + 2x} \sim 1 + x, \text{ ha } |x| < 1)$, valamint alkalmazva a $\cos^2 x - \sin^2 x = \cos 2x$ összefüggést:

$$\sqrt{A^2 + B^2} = 1 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t \quad (3)$$

A φ közelítő értéke:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{(1 - a_2) \sin \omega t}{(1 + a_2) \cos \omega t + a_1} \sim \frac{\sin \omega t}{\cos \omega t} = \operatorname{tg} \omega t \quad (4)$$

$$\varphi \simeq \omega t$$

Így az áramok eredő amplitudója (2), (3) és (4) alapján:

$$Y = (1 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2 \omega t) \sin (\Omega - \omega) t \quad (5)$$

Tehát az $\Omega - \omega$ frekvenciájú oldalsáv amplitudóját a kiszivárgó vívőfrekvencia ω , a másik oldalsáv pedig 2ω frekvenciával modulálja meg. A modulációk mértéke megegyezik a kiszivárgások százalékos értékével. Ez azt jelenti, hogy ha a vonalon valahol nonlinearis torzítás,

$$\frac{d\varphi}{dt} \cdot \frac{1}{\cos^2 \varphi} = (1 - a_2) \omega \cdot \frac{[(1 + a_2) \cos \omega t + a_1] \cos \omega t + (1 + a_2) \sin^2 \omega t}{[(1 + a_2) \cos \omega t + a_1]^2}$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = (1 - a_2) \omega \frac{1 + a_2 + a_1 \cos \omega t}{[(1 + a_2) \cos \omega t + a_1]^2 \cos^2 \varphi}$$

Figyelembe véve, hogy $1/\cos^2 \varphi = 1 + \operatorname{tg}^2 \varphi$

$$\frac{d\varphi}{dt} = (1 - a_2) \omega \frac{(1 + a_2 + a_1 \cos \omega t) [(1 + a_2) \cos \omega t + a_1]^2}{[(1 + a_2) \cos \omega t + a_1]^2 [(1 - a_2)^2 \sin^2 \omega t + \{(1 + a_2) \cos \omega t + a_1\}^2]}$$

Ha az egyszerűsítéseket, összevonásokat elvégezzük és a másodrendű tagokat elhagyjuk és az $(1 + x)^{-1} \sim 1 - x$ (ha $|x| < 1$) összefüggést alkalmazzuk:

$$\varphi' = (1 - a_2) \omega \frac{1 + a_2 + a_1 \cos \omega t}{1 + 2a_1 \cos \omega t + 2a_2 \cos 2 \omega t}$$

$$\varphi' \simeq (1 - a_2^2) \omega \left(1 + \frac{a_1}{1 + a_2} \cos \omega t - \right.$$

$$\left. - 2a_1 \cos \omega t - 2a_2 \cos 2 \omega t \right)$$

$$\varphi' \simeq \omega (1 - a_1 \cos \omega t - 2a_2 \cos 2 \omega t) \quad (6)$$

Tehát az oldalsáv frekvenciája:

$$\Omega - \varphi' \simeq \Omega - \omega + a_1 \omega \cos \omega t + 2a_2 \omega \cos 2 \omega t \quad (7)$$

Látható, hogy az oldalsávot jellemző $\Omega - \varphi'$ frekvencia ω -tól függően változik, ami frekvenciamodulációnak felel meg. A vívőkiszivárgás ω frekvenciájú, $\Delta_1 \omega = a_1 \omega$ löketű, a másik oldalsáv kiszivárgása pedig 2ω frekvenciájú, $\Delta_2 \omega = 2a_2 \omega$ löketű frekvenciamodulációt hoz létre. Ha például 2,3 N-es (10%) vívőkiszivárgás van, akkor a legmagasabb frekvenciára $\Delta_1 \omega \sim 2000$ nagyságrendű, a másik oldalsáv pedig számottevően csak a legalacsonyabb átviteli frekvenciákon megy ki, azért 300 Hz 3 N-es kiszivárgás esetén $\Delta_2 \omega \sim 200 \text{ sec}^{-1}$.

Amplitudómodulációs rendszernél tehát ennek a kismértékű frekvenciamodulációnak nincs jelentősége.

3. Demodulációnál fellépő véteelingadozás vagy lebegés

Továbbiakban azt az esetet vizsgáljuk meg, ha az üzemi oldalsáv mellett a kiszivárgó másik oldalsáv kis százaléka (a) is bekerül a de-

egyenirányítás lép fel (pl. rossz kötés a légvezetéken), akkor a demoduláció következtében érthető áthallás lép fel a vívőfrekvenciás csatornáról az alapáramkörre. Ezért CCIF ajánlása alacsony vívőkiszivárgást enged meg főképpen légvezetékcsatlakozásoknál.

Határozzuk meg φ pontosabb értékét. Könnyebben kiértékelhető eredményre jutunk, ha a $\sin (\Omega t - \varphi)$ argumentumának az idő szerinti differenciálhányadosát képezzük: $\Omega - \frac{d\varphi}{dt}$. Ehhez meg kell határoznunk φ differenciálhányadosát. Az (4) egyenletet differenciálva:

$$Y = \sin (\Omega - \omega) t + a \sin (\Omega + \omega) t \quad (8)$$

Demoduláció után, ha m a modulátor csillapításának megfelelő tényező:

$$X = (1 + mY) \sin (\Omega t + \varphi) = [1 + m \sin (\Omega - \omega) t + am \sin (\Omega + \omega) t] \sin (\Omega t + \varphi)$$

$$X = \sin (\Omega t + \varphi) + m \sin (\Omega - \omega) t \sin (\Omega t + \varphi) + am \sin (\Omega + \omega) t \sin (\Omega t + \varphi)$$

$$\text{A trigonometriából ismeretes } \cos \alpha - \cos \beta = -2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2} \text{ összefüggést al-}$$

kalmazva a második és harmadik tagra:

$$\frac{\alpha + \beta}{2} = \Omega t + \varphi \quad \frac{\alpha - \beta}{2} = (\Omega - \omega) t$$

$$\alpha = (2\Omega - \omega) t + \varphi \quad \beta = \omega t + \varphi$$

$$m \sin (\Omega - \omega) t \sin (\Omega t + \varphi) =$$

$$= \frac{m}{2} \cos (\omega t + \varphi) - \frac{m}{2} \cos [(2\Omega - \omega) t + \varphi]$$

és

$$am \sin (\Omega + \omega) t \sin (\Omega t + \varphi) =$$

$$= \frac{am}{2} \cos (\omega t - \varphi) - \frac{am}{2} \cos [(2\Omega + \omega) t + \varphi]$$

Tehát

$$X = \sin (\Omega t + \varphi) + \frac{m}{2} \cos (\omega t + \varphi) +$$

$$+ \frac{am}{2} \cos(\omega t - \varphi) - \frac{m}{2} \cos[(2\Omega - \omega)t + \varphi] - \\ - \frac{am}{2} \cos[(2\Omega + \omega)t + \varphi]$$

A demoduláció után csak az ω -t tartalmazó két tag jut át az aluláteresztő szűrőn, ezek eredője:

$$X_0 = \frac{m}{2} [\cos(\omega t + \varphi) + a \cos(\omega t - \varphi)] \quad (9)$$

Ha a fenti módon átalakítjuk a cosinus függvényeket:

$$X_0 = \frac{m}{2} [\cos \omega t \cos \varphi - \sin \omega t \sin \varphi + \\ + a \cos \omega t \cos \varphi + a \sin \omega t \sin \varphi] \\ X_0 = \frac{m}{2} [(1 + a) \cos \varphi \cos \omega t - \\ - (1 - a) \sin \varphi \sin \omega t]$$

Elvégezve (2) szerint az átalakítást, $a < 1$ figyelembevételével:

$$A = (1 + a) \cos \varphi; \quad B = (1 - a) \sin \varphi \\ \sqrt{A^2 + B^2} = \sqrt{1 + a^2 + 2a \cos 2\varphi} \sim 1 + a \cos 2\varphi \\ \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{1 - a}{1 + a} \operatorname{tg} \varphi \\ X_0 \simeq \frac{m}{2} (1 + a \cos 2\varphi) \cos(\omega t + \varphi_0) \quad (10)$$

Tehát demoduláció után nyert hasznos jel amplitudója a kiszivárgás százalékos értékétől és a vívőfrekvenciák fáziseltérésétől függ. Ekkor az amplitudó $1 + a$ és $1 - a$ értékek közt ingadozik a fázis értékétől függően. Csatornademoduláció esetében az egyes csatornavívők fázisa különböző, mivel az alaposzcillátor fáziseltérése is annnyival szorozódik, ahányadik felhangja az alaposzcillátornak az illető vívőfrekvencia, ezért csatornák szintje nem egyformán tér el az alapértéktől. Ha csoportmodulációnál is van káros oldalsáv-kiszivárgás, akkor ez a csoport összes csatornáit egyformán ingadoztatja. Természetesen a csatorna- és a csoportvívőfrekvencia fáziseltérésének hatására fellépő ingadozások szuperponálódnak.

Ha pedig φ periodikusan változik, ami a vívőfrekvenciák állandó eltérésének felel meg, akkor a hasznos jel is lebegni fog. Ugyanis, ha $\varphi = \Delta\omega t$ akkor

$$X_0 = \frac{m}{2} (1 + a \cos 2\Delta\omega t) \sin(\omega + \Delta\omega)t \quad (11)$$

azaz $2\Delta f$ frekvenciával lebeg az amplitudó, a frekvencia pedig Δf frekvenciával tér el a moduláció előtti frekvenciától.

4. Nonlineáris torzítás következtében fellépő érthető áthallás

Ha a rendszer vívőfrekvenciaellátó berendezésének alapfrekvenciája Ω (pl. 4 vagy 6 kHz) vagy annak egész számú többszöröse, $n\Omega$ pilot, vagy szinkronizálás céljából magasabb szinten kerül nonlinearis karakterisztikával rendelkező egységbe (pl. adóerősítő), akkor ez a hasznos oldalsávval kombinációs hangot hozhat létre, amely érthető áthallást okozhat más csatornáknak. Tegyük fel, hogy a $k\Omega$ vívőfrekvenciájú csatorna alsó oldalsávja kerül felhasználásra a amplitudóval, és a b amplitudójú alapfrekvenciával, Ω -val együtt az adó erősítőbe jut:

$$Y = a \sin(k\Omega - \omega)t + b \sin \Omega t \quad (12)$$

Ha az erősítő torzít, akkor a második és harmadik harmonikus hatására a felerősített jel mellett újabb áramkomponensek is fellépnek.

$$Y = C_1 Y + C_2 Y^2 + C_3 Y^3 + \dots \quad (13)$$

Vizsgáljuk először a második harmonikus hatását:

$$C_2 Y^2 = C_2 [a^2 \sin^2(k\Omega - \omega)t + \\ + 2ba \sin(k\Omega - \omega)t \sin \Omega t + b^2 \sin^2 \Omega t]$$

Az első tag az ismeretes felbontás után a kétszeres szöveget tartalmazza ($2k\Omega - 2\omega$)-t, ami nem érthető komponenst ad. Az utolsó tag állandó frekvenciát, 2Ω -t termel. A középső tag az érdekes, mert, ha azt az ismert $\cos \alpha =$

$$-\cos \beta = -2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2} \quad \text{összefüg-}$$

gés szerint felbontjuk, akkor

$$\frac{\alpha + \beta}{2} = (k\Omega - \omega)t \quad \alpha = [(k + 1)\Omega - \omega]t$$

$$\frac{\alpha - \beta}{2} = \Omega t \quad \beta = [(k - 1)\Omega - \omega]t$$

Tehát az áthallás értéke:

$$C_2 ab \{ \cos [(k - 1)\Omega - \omega]t - \\ - \cos [(k + 1)\Omega - \omega]t \} \quad (14)$$

Ez a zavaró csatorna alatti és feletti csatornában jelentkező $C_2 ab$ amplitudójú érthető áthallásérték. Csökkentése a C_2 (torzítás) vagy b (amplitudó) csökkentésével lehetséges.

A harmadik harmonikus hatására a következő komponensek adódnak:

$$C_3 Y^3 = C_3 [a^3 \sin^3(k\Omega - \omega)t + \\ + 3a^2b \sin^2(k\Omega - \omega)t \sin \Omega t + \\ + 3ab^2 \sin(k\Omega - \omega)t \sin \Omega t + \\ + b^3 \sin^3 \Omega t]$$

Megvizsgálva komponenseket, érthető áthallást csak 3. tag ad:

$$3C_3ab^2 \sin(k\Omega - \omega)t \sin^2 \Omega t \rightarrow \\ \rightarrow \frac{3}{4} C_3 ab^2 \{ \sin[(k+2)\Omega - \omega]t + \\ + \sin[(k-2)\Omega - \omega]t \}$$

Ez az áthallás a zavaró csatorna alatti és feletti 2. csatornában lép fel és a C_3 -on kívül b^2 -el arányos, b csökkentésével tehát négyzetesen csökken.

Ha Ω helyett $n\Omega$ jel jut az erősítőbe, akkor a második harmonikus hatására $(k-n)$ -, illetőleg a $(k+n)$ -edik csatornában, a harmadik harmonikus hatására pedig a $(k+2n)$ - és $(k-2n)$ -edik csatornában lép fel az áthallás.

5. Szűrők elégtelen szűrése folytán fellépő áthallások

Az egyszerűbb felépítésű szűrők (pl. sáv-szűrők, csoportszűrők, vagy irányaszűrők) az egyes csatornák pszofometrikus zajaira előírt értékeket teljesítik ugyan, azonban az egyéb modulációs termékek bizonyos esetekben a szűrőkön átjutva érthető áthallást okozhatnak más csatornában.

Ez az eset lép fel akkor, ha az üzemi vívőfrekvencia mellett más vívőfrekvencia is jelen van a modulátorban, mert ennek a modulációs termékei is megjelennek és a kis szűrőcsillapítás következtében továbbjuthatnak a rendszerben más csatornák helyén. Az így fellépő áthallás értékét az alábbi számítás alapján kaphatjuk meg. Legyen Ω_1 az egységnyi amplitudójú üzemi, Ω_2 az $a < 1$ amplitudóval beszivárgó vívőfrekvencia, ω pedig a modulálandó frekvencia. Ekkor a moduláció egyenlete:

$$Y = (1 + m \sin \omega t) (\sin \Omega_1 t + a \sin \Omega_2 t) \quad (16)$$

Ha $\Omega_2 = \Omega_1 + \Delta\Omega$ behelyettesítést elvégezzük, akkor az előzőek mintájára az eredő vívőfrekvenciát meghatározhatjuk:

$$\sin \Omega_1 t + a \sin (\Omega_1 + \Delta\Omega) t = \sin \Omega_1 t + \\ + a \sin \Omega_1 t \cos \Delta\Omega t + a \cos \Omega_1 t \sin \Delta\Omega t = \\ = (1 + a \cos \Delta\Omega t) \sin \Omega_1 t + a \sin \Delta\Omega t \cos \Omega_1 t = \\ = \sqrt{1 + 2a \cos \Delta\Omega t + a^2} \sin (\Omega_1 t + \varphi) \sim \\ \sim (1 + a \cos \Delta\Omega t) \sin (\Omega_1 t + \varphi),$$

ahol φ értéke elhanyagolhatóan kicsi, ha $a < 1$. Ebben az esetben a (16) egyenlet:

$$Y = (1 + m \sin \omega t) (1 + a \cos \Delta\Omega t) \sin (\Omega_1 t + \varphi).$$

Elvégezve az első két tényező beszorzását és $\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$ behelyettesítést

$$Y = [1 + m \sin \omega t + a \cos (\Omega_2 - \Omega_1) t + \\ + a m \sin \omega t \cos (\Omega_2 - \Omega_1) t] \sin (\Omega_1 t + \varphi).$$

A szögfüggvények szorzatát összegre átalakítva:

$$Y = [1 + m \sin \omega t + a \cos (\Omega_2 - \Omega_1) t + \\ + \frac{am}{2} \sin (\Omega_2 - \Omega_1 + \omega) t - \\ - \frac{am}{2} \sin (\Omega_2 - \Omega_1 - \omega) t] \sin (\Omega_1 t + \varphi) \quad (17)$$

Tudjuk, hogy a modulációnál két oldalsáv keletkezik minden moduláló frekvenciával, amelynek az amplitudója a modulációs tényező fele, a frekvenciája pedig a vívőfrekvencia és a moduláló frekvencia összege, illetőleg a különbsége. Tehát a modulációs terméksorozat frekvenciáit és amplitudóit a modulálandó frekvenciák függvényeként az alábbi táblázat tartalmazza:

	1	2	3	4
modulálandó frekvencia	ω	$\Omega_2 - \omega$	$\Omega_2 - \Omega_1 + \omega$	$\Omega_2 - \Omega_1 - \omega$
modulált frekvenciák	$\Omega_1 - \omega$ $\Omega_1 + \omega$	$2\Omega_1 - \Omega_2$ Ω_2	$2\Omega_1 - \Omega_2 - \omega$ $\Omega_2 + \omega$	$2\Omega_1 - \Omega_2 + \omega$ $\Omega_2 - \omega$
amplitudók	$\frac{m}{2}$	$\frac{a}{2}$	$\frac{a \cdot m}{4}$	$\frac{a \cdot m}{4}$

A táblázatban látható összefüggésekből a következőket állapíthatjuk meg:

a) Az első oszlop a szabályos modulációs oldalsávokat tartalmazza.

b) A második oszlopban vívőfrekvenciák keletkeznek (amennyiben $2\Omega_1 - \Omega_2$ megegyezik valamelyik vívőfrekvenciával), amplitudójuk a beszivárgó viszonylagos amplitudóval arányos. (Ezek a frekvenciák csak a kiegyensúlyozatlan modulátorban keletkeznek)

c) A harmadik oszlopban láthatjuk a beszivárgó vívő felső oldalsávját, és a $2\Omega_1 - \Omega_2$ frekvencia alsó oldalsávját. Ezek amplitudója arányos a hasznos oldalsáv és a beszivárgó vívő amplitudójával, így a hasznos oldalsávhoz viszonyított nagyságuk néperben kifejezve

$$b = \ln 2/a = 0,7 - \ln a$$

d) A negyedik oszlopban is a harmadik oszlopban szereplő mennyiségek vannak, csak az alsó és felső oldalsávok felcserélődtek.

Tehát az átszivárgó vívőfrekvencia és a $2\Omega_1 - \Omega_2$ frekvencia mindkét oldalsávja létrejön a modulátorban és ha sávszűrőből kijut valamelyik oldalsáv, érthető áthallás keletkezhet. Ha például valamelyik beszivárgó vívő amplitudója 1%-a az üzemi vívőfrekvenciáénak, akkor $b = 5,3$ N. Ha a sávszűrő legalább 5 N-t csillapít, akkor az áthallás értéke 10,3 N lesz, ami teljesen megfelelő. Ha viszont a sávszűrő csillapítása ott csak 1,5–2 N, akkor 7N körüli érthető áthallás keletkezhet, s ez már igen gyenge érték.

Még sokkal veszélyesebb a helyzet csoportmodulátoroknál, mert az ott beszivárgó vívő-

frekvenciák termékei közvetlenül az egyes csatornába kerülhetnek és ott érthető áthallást hozhatnak létre.

Hasonlóan, a vételnél az egyik csatorna, vagy csoport oldalsávja bejuthat egy másik csatorna, vagy csoport sávszűrőjén át annak demodulátorába, és az ott esetleg jelenlevő saját vivőjével érthető áthallást okozhat.

Érdekes módon okozhat áthallást egy két-huzalos vivőáramú rendszernél az irányszűrő és a csatorna sávszűrő elégtelen zárócsillapítása is. A rendszer 6 kHz frekvenciaosztású 12,18... vivőfrekvenciákkal és 66 kHz-es csoportvivővel. Ha az első ($F_1 = 12$ kHz) csatornába 1 kHz-es hangfrekvencia kerül, az alsó oldalsáv hasznosítása folytán 11 kHz jut adó erősítő után magas szinten az irányszűrő aluláteresztőjén át a vonalra. A 11 kHz-es jel azonban az irányszűrő aluláteresztőjének zárócsillapításával csökkentve bejut az alacsony szintű vételirányba, ahol 66 kHz-

zel modulálva 55 kHz kerül a vételirányú csatornaszűrőkre. A második ($F_2 = 18$ kHz vivőfrekvenciájú) csatorna sávszűrőjén átszivároghat ennek demodulátorába jut, ahol a demodulátorban fellépő harmadik harmonikussal kiadja a $3 F_2 \pm 55 \approx 1$ kHz-es hangot, ami érthető közelvégi áthallásnak felel meg az 1. csatornáról a 2. csatornára. Hasonló áthallás más csatornák közt is fellép. Leggazdaságosabban az irányszűrő zárócsillapításának a kellő megnövelésével lehet az áthallást a tűrhetőségi nivóra leszorítani.

Az eddig említett, egyes kiragadott példák azt mutatják, hogy a rendszertervezőknek igen gondosan és körültekintően kell mérlegelni a rendszer egyes áramköreivel szemben támasztott követelményeket. A gyártásnak ugyancsak szigorúan be kell tartani az alkatrészek és egységek előírt specifikációit, mivel csak így lehet elérni, hogy a vivőáramú berendezések jó minőségű összeköttetéseket biztosítsanak a felhasználó szerveknek.

HÍRADÁSTECHNIKAI

ANYAGOK GYÁRA

VÁC, ZRÍNYI UTCA 17.

HÍRADÁSTECHNIKAI FÉLCYÁRTMÁNYOK:

Lágy ferrit gyártmányok — Televízió eltérítő gyűrűk és sor-transzformátorok — Különböző fazékmagok, hangoló magok és hangoló rudak — Nyomtatott áramkör — Gyantás és különleges töltetű, valamint töltet nélküli forrasztó huzalok

EGYÉB GYÁRTMÁNYOK:

Horgany és alumínium hengerelt termék — Alumínium tetőfedő hullámlemez — Alumínium szétszedhető autógarage, mely csónakház, raktár, vikkendház stb. céljára is alkalmas — Alumínium árusító pavillonok

A végtelen falban sugárzó merev körgyűrű*

HUSZTY DÉNES

Vadásztölténygyár, Székesfehérvár

A gyűrűsugárzó közelítő számítással nyert irányítási tényezője az exakt eljárással nyert eredmény határesetete, ha a gyűrű szélességének és sugarának hányadosa $\alpha \rightarrow 0$. Így a közelítés még aránylag kis α értékek esetében is eltérő eredményt ad a pontoshoz képest. Az eltérés az argumentum $z = kr \sin \gamma$ értékének növekedésével egyre nagyobb lesz. Az oldalhurkok amplitúdója α -val erősen változik, s a második oldalhurkoknak $\alpha \sim 0,72$ tájékán minimuma van.

A sugárzó tengelybeli közelítésében a hangnyomás 0 és $2\alpha v_0$ szélsőértékek között ingadozik. A tengelybeli közelítés határa adott hullámhossznál és sugárzóméretnél a merev tárcsához képest $[1 - (1 - \alpha)^2]$ -szer közelebb van a sugárzóhoz, tehát a gyűrűsugárzót kisebb távolságból lehet mérni. A közelítés határán túl a tengelybeli hangnyomást leíró képlet átmegy a távöltérben érvényes összefüggésbe.

A sugárzó felületén uralkodó nyomáeloszlás birtokában, ennek felületi integráljából meghatározható a sugárzási impedancia, ami kis α értékeknél erősen reaktív.

A dolgozat végső következtetése az, hogy a közelítő módszer alkalmazhatósága — az eljárásból következően — igen szűk korlátok közé szorul, s már egészen kis $\alpha \sim 0,2$ értéknél is célszerűbb a pontos számítást alkalmazni.

A hengerszimmetrikus irányítást adó sugárzók legegyszerűbb fajtája a gyűrűsugárzó, amelyet Rayleigh vezetett be 1903-ban [1], s amelyet a gyakorlatban — különösen a sonar-technikában, — azóta is igen gyakran alkalmaznak. [2], [3], [4]. A gyűrűsugárzó felhasználását hazánkban is megkísérelték: Fehér Endre 1953-ban az *Audió Hang és Kinotechnikai Gyárban* olyan tölcseeres mozihangszórót tervezett, amelynek sugárzó nyílása gyűrű alakú volt.

A gyűrűsugárzóra vonatkozó eddig közölt számítási eljárásoknál [5], [6], [7] legtöbbször abból indultak ki, hogy a gyűrű szélessége a sugarához és a hullámhosszhoz képest kicsi, azaz a gyűrűt a szerzők végtelen sok, egymástól differenciális távolságban elhelyezett pontszerű sugárzókból felépített rendszer határesetének tekintették, amikor is a gyűrűt alkotó pontforrások egymásközötti távolsága a nullához tartott. Ettől csak Mc Lachlan tért el, aki figyelembe vette a gyűrű véges szélességét, azonban az irányítást leíró függvényen [8], valamint az elsugárzott teljesítményre jellemző összefüggésen [9] kívül további adatokat nem közölt.

A kidolgozott közelítő eljárásokat a gyakorlatban azonban — mint látni fogjuk — aránylag ritkán lehet felhasználni, mivel a gyűrű szélességét általában nem tekinthetjük differenciálisnak. [2]. A közelítő összefüggés alkalmazhatósága, — mint az már a kiindulás alapjából is következtethető — meglehetősen szűk korlá-

tok közé szorul. Ennek a dolgozatnak az a célja, hogy megvizsgálja, s a lehetőséghez képest részletesen elemezze a végtelen falban mozgó, merev, tetszőleges szélességű gyűrű hangsugárzását.

1) A sebességpotenciál és a hangnyomás a tér tetszőleges helyén

Legyen a végtelen nagy fal síkja, amelyben az r , ill. r_1 sugarú sugárzó nyugalmi állapotában tartózkodik, az XY sík. (1. ábra.) A sugárzó geometriai középpontja essék egybe a koordinátarendszer középpontjával. Legyen a gyűrű folytonos, s mozogjon $v = v_0 e^{j\omega t}$ sebességgel, ahol $\omega = 2\pi f$ a körfrekvencia. Az XY síkban a sebességeloszlás így a következő:

$$v = 0, \quad \text{ha} \quad \xi < r_1$$

$$\text{és} \quad \xi > r$$

$$v = v_0 e^{j\omega t}, \quad \text{ha} \quad r_1 < \xi < r.$$

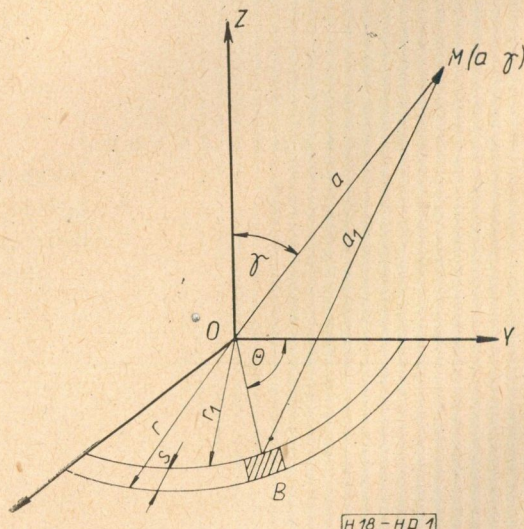
Mivel a rendszer hengerszimmetrikus, teljesen elegendő, ha a viszonyokat csak az YZ síkban vizsgáljuk.

A tér tetszőleges $M(a, \gamma)$ helyén a sebesség potenciált Rayleigh Green-féle függvénye jellemzi: [10]

$$\Phi = -\frac{1}{2\pi} \int_A \frac{\partial \Phi}{\partial n} \frac{e^{j(\omega t - ka_1)}}{a_1} dA, \quad (1,1)$$

ahol Φ a sebességpotenciál, amelyet a

$$v = -\text{grad } \Phi \quad (1,2)$$



1. ábra

*Az Acta Technica Hung. Tom. XXV. 1.—2. 1959 júniusi számában német nyelven megjelent dolgozat kivonata.

összefüggéssel definiálunk, ahol v a részecske-sebesség, $-\partial\Phi/\partial n$ a sebességpotenciál deriváltja a felület külső normálisa szerint, amely (1,2) alapján, mivel az elmozdulás a felületre merőleges, éppen a sugárzó sebessége, $k = 2\pi/\lambda$ a hullámszám, c a hangsebesség.

Az integrált, mivel a fal merev, s így a felületén $-\partial\Phi/\partial n = 0$, csak a sugárzó $A = r^2 \pi [1 - (1 - \alpha)^2]$ felületére kell számítanunk, ahol $\alpha = s/r$. Mozogjon a sugárzó ϱ sűrűségű közegben. A sugárzó hangnyomása így

$$p = \varrho \frac{\partial\Phi}{\partial t}, \quad (1,3)$$

Az OBM háromszögből azonban a cosinus-tétel szerint

$$a_1^2 = a^2 + \xi^2 - 2a\xi \sin \gamma \cos \Theta, \quad (1,4)$$

míg az integrálás határai esetünkben $0 \leq \Theta \leq 2\pi$ és $r(1 - \alpha) \leq \xi \leq r$ és a felületelem $dA = \xi d\xi d\Theta$. A sugárzó hangnyomása így (1,1), (1,2), (1,3), (1,4) alapján a tér tetszőleges helyén

$$p(a, \gamma) = \frac{j\varrho ckv_0 e^{j\omega t}}{2\pi} \int_{r(1-\alpha)}^r \xi d\xi \int_0^{2\pi} \frac{\exp[-jk(a^2 + \xi^2 - 2a\xi \sin \gamma \cos \Theta)^{1/2}]}{(a^2 + \xi^2 - 2a\xi \sin \gamma \cos \Theta)^{1/2}} d\Theta. \quad (1,5)$$

2) A sugárzó távolltere

Az (1,5) összefüggés kiszámítása meglehetősen számítástechnikai nehézséggel jár. Kössük ki egyelőre azt, hogy csak a sugárzó távollterével foglalkozunk (Fraunhofer-Stenzel közelítése), amelyre nézve fennáll az $r \ll a$; valamint a $\lambda \ll a$ összefüggés, vagyis az észlelés helye a sugárzótól olyan nagy távolságban van, hogy a felületelemekről kiinduló elemi sugarakat párhuzamosaknak tekinthetjük. Figyelembe véve a fenti kikötésünket, a hangnyomás a sugárzó távollterében:

$$p(\infty, \gamma) = \frac{j\varrho ckv_0 e^{j(\omega t - ka)}}{2\pi a} \int_{r(1-\alpha)}^r \xi d\xi \int_0^{2\pi} \exp(jk\xi \sin \gamma \cos \Theta) d\Theta, \quad (2,1)$$

amelyet már könnyen kiszámíthatunk.

Az eredmény, bevezetve a

$$p_0 = \frac{j\varrho ck Q_0}{2\pi a} e^{j(\omega t - ka)} \quad (2,2)$$

jelölést, ahol

$$Q_0 = r^2 \pi [1 - (1 - \alpha)^2] v_0 \quad (2,3)$$

a sugárzó forráserőssége, míg p_0 a fenti forráserősségű, 2π térszögbe sugárzó pontszerű forrás

hangnyomása a sugárzótól a távolságban, a gyűrűsugárzó hangnyomása a távoltérben, $z = kr \sin \gamma$ jelöléssel végül is:

$$p(\infty, \gamma) = p_0 [1 - (1 - \alpha)^2]^{-1} [\Lambda_1(z) - (1 - \alpha)^2 \Lambda_1[z(1 - \alpha)]]. \quad (2,4)$$

A (2,4)-ben felhasznált

$$\Lambda_1(z) = \frac{2J_1(z)}{z} \quad (2,5)$$

jelölés az ismert Jahnke-Emde féle- Λ függvényt jelenti.

A részecske-sebesség (1,2) és (1,3) alapján

$$v = -\frac{1}{\varrho} \text{grad} \int p dt, \quad (2,6)$$

amely esetünkben, mivel $a \rightarrow \infty$,

$$v(\infty, \gamma) = \frac{p(\infty, \gamma)}{\varrho c}. \quad (2,7)$$

(2,7) alapján tehát a távoltérben síkhullámot találunk, mivel a hanghullámimpedancia valós. A sugárzó normalizált irányítási tényezőjét a

$$D(z) = \frac{p(\infty, \gamma)}{p_0} \quad (2,8)$$

összefüggéssel definiáljuk, azaz a normalizált irányítási tényező a kérdéses sugárzó és a vele azonos forráserősségű, 2π térszögbe sugárzó pontforrás nyomásának hányadosa. Ez esetünkben

$$D(z) = [1 - (1 - \alpha)^2]^{-1} [\Lambda_1(z) - (1 - \alpha)^2 \Lambda_1[z(1 - \alpha)]]. \quad (2,9)$$

(2,9)-ből jól látszik, hogy a gyűrűsugárzó irányítási tényezője az $\alpha = s/r$ viszonytól nyilván jelentősen függ. Nézzük most meg a $D(z)$ határeseteit. Ha $\alpha \rightarrow 1$, azaz $s \rightarrow r$, akkor, mivel $\Lambda_1(0) = 1$,

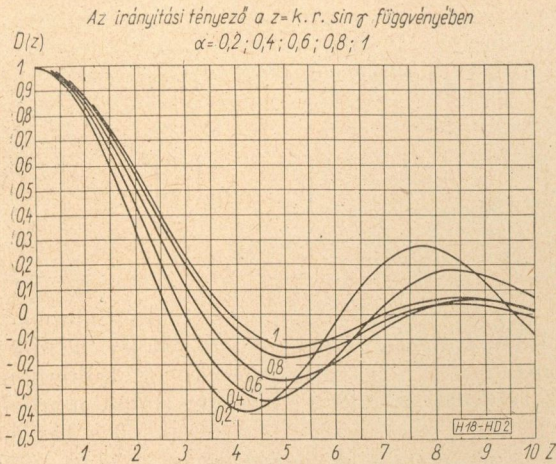
$$D(z) \xrightarrow{\alpha \rightarrow 1} \Lambda_1(z) \quad (2,10)$$

vagyis visszakapjuk a merev tárcsa irányítási tényezőjét. Nézzük most a másik határesetet. Ha $\alpha \ll 1$, akkor a Bessel-függvények szorzási elmélete segítségével kimutatható, hogy

$$D(z) \xrightarrow{\alpha \rightarrow 0} J_0(z). \quad (2,11)$$

Ugyanerre az eredményre vezet természetesen a közelítő számítás is. Ha tehát a gyűrű a sugarához képest igen keskeny, a közelítő számítás helyes eredményt ad. A pontos (2,9)-et a közelítő (2,11)-el összevetve, azt tapasztaljuk, hogy az eltérés $\alpha < 0,1$ esetében, amíg $z < 1$, gyakorlatilag jelentéktelen, mindössze 2%, azonban z növekedtével a hiba is növekszik.

Legyen most $z \ll 1$. Akkor a (2,9) függvény sorából a négyzetesnél magasabb kitevőjű tagokat elhanyagolva



2. ábra

$$D(z) \sim 1 - \frac{z^2}{8} \left[\frac{1 - (1 - \alpha)^4}{1 - (1 - \alpha)^2} \right]. \quad (2,12)$$

Ha $z < 1$, akkor a (2,12) alapján számolva, a közelítéssel legfeljebb 2%-os hibát követünk el. Legyen $z \gg 1$, akkor figyelembe véve a Bessel-függvények nagy argumentumára érvényes közelítő összefüggését

$$D(z) \sim [1 - (1 - \alpha)^2]^{-1} \left[\frac{8}{\pi z^3} \right]^{1/2} \left[\cos \left(z - \frac{3\pi}{4} \right) - (1 - \alpha)^{1/2} \cos \left[z(1 - \alpha) - \frac{3\pi}{4} \right] \right]. \quad (2,13)$$

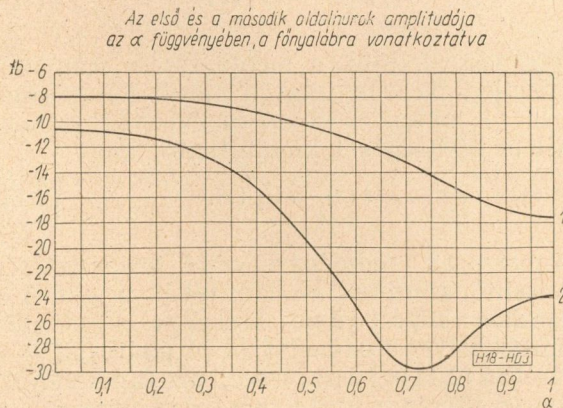
Ha $z(1 - \alpha) > 10$, akkor a hiba nem haladja meg a 4%-ot, s az argumentum növekedésével fokozatosan csökken.

A $D(z)$ függvény értékeit a 2. ábrán olvashatjuk le, paraméter az α értéke. Az irányítási tényező szélsőértékeit a

$$\frac{\partial}{\partial z} D(z) = 0 \quad (2,14)$$

egyenlet megoldása adja. Az egyenletet a „regula falsi” segítségével oldottuk meg.

Az első és a második oldalhurok amplitudóját



3. ábra

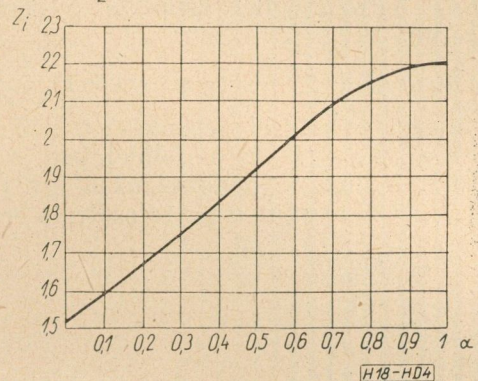
$$p(a, 0) = \frac{j \rho c k v_0 e^{j\omega t}}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\Theta \int_{r(1-\alpha)}^r \frac{\exp[-jk(a^2 + \xi^2)^{1/2}]}{(a^2 + \xi^2)^{1/2}} \xi d\xi, \quad (3,1)$$

a főhurokra vonatkoztatva, α függvényében a 3. ábrán ábrázoltuk. Az oldalhurok amplitudója növekvő α -val fokozatosan csökken, majd $\alpha \sim 0,72$ tájékán a második oldalhurok amplitudója minimum, s utána újra növekszik.

Ezután vizsgáljuk meg az irányélességet. Jelölje z_i azt az értéket, amelynél $D(z_i) = 0,5$. Az irányélesség, azaz az γ_i szög, amelynél adott r/λ viszony mellett az amplitudó a tengelybeli érték felére csökken, a következő:

$$\gamma_i = \arcsin \frac{z_i}{kr}. \quad (2,15)$$

$4U(z) = \frac{4}{2}$ egyenlet megoldása az α függvényében



4. ábra

A $z_i = z_i(\alpha)$ függvényt a 4. ábrán láthatjuk. (2,15)-ből kitűnik, hogy míg $kr \leq z_i$, a nyomás a tengelyhez képest legfeljebb 6 dB-t csökkenhet.

Megfigyelhetjük, hogy míg $\alpha < 0,75$, z_i értéke jó közelítéssel a következő:

$$z_i \sim 1,5 + 0,85 \alpha. \quad (2,16)$$

Ha $\alpha > 0,75$, akkor $z_i \sim 2,215$ -höz tart. Ha $kr > 5$ és $\alpha < 0,75$, akkor, figyelembe véve $\arcsin z$ sorát, 2%-nál kisebb hibával érvényes a

$$\gamma_i \sim \frac{1,5 + 0,85 \alpha}{kr} \quad (2,17)$$

közelítő összefüggés

3. A sugárzó közeltere a tengelyben

A sugárzó tengelyében uralkodó viszonyok ismeretében válaszolni tudunk arra a gyakorlat szempontjából fontos kérdésre, hogy az adott sugárzó esetében hol végződik a sugárzó távoltere. Ennek birtokában pl. ki tudjuk jelölni azt a legkisebb mérési távolságot, amelynél a sugárzó távolyterbeli irányjelleggörbét és irányítási tényezőjét megbízhatóan meghatározhatjuk. A közelter számításánál a pontos (1,5) összefüggésből kell kiindulnunk. A tengelyre vonatkoztatva az integrál könnyen megoldható. [11] $\gamma = 0$ helyettesítéssel a tengelybeli hangnyomás

ebből

$$p(a, 0) = 2 \varrho c v_0 \sin \left\{ \frac{k}{2} [(a^2 + r^2)^{1/2} - [a^2 + r^2 (1 - \alpha)^2]^{1/2}] \right\} \exp \left[j \left\{ \omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{k}{2} [(a^2 + r^2)^{1/2} + [a^2 + r^2 (1 - \alpha)^2]^{1/2}] \right\} \right] \quad (3,2)$$

Ha $\alpha \rightarrow 1$, akkor Backhaus—Trendelenburg eredményét kapjuk:

$$p(a, 0) \xrightarrow{a \rightarrow 1} 2 \varrho c v_0 \sin \left\{ \frac{k}{2} [(a^2 + r^2)^{1/2} - a] \right\} \exp \left[j \left\{ \omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{k}{2} [(a^2 + r^2)^{1/2} + a] \right\} \right], \quad (3,3)$$

míg, ha az $\alpha \ll 1$, akkor,

$$p(a, 0) \xrightarrow{a \rightarrow 0} 2 \varrho c v_0 \sin \left[\frac{ks}{2} \frac{r}{(a^2 + r^2)^{1/2}} \right] \exp \left[j \left\{ \omega t + \frac{\pi}{2} - k \left[(a^2 + r^2)^{1/2} - \frac{\alpha}{2} \frac{r^2}{(a^2 + r^2)^{1/2}} \right] \right\} \right]. \quad (3,4)$$

(3,2) alapján nyilvánvaló, hogy a tengelyben a hangnyomás absz. értéke nulla és $2 \varrho c v_0$ között fog változni. (3,2)-ből a hangnyomásamplitúdó

$$p_t = 2 \varrho c v_0 \sin \left\{ \frac{k}{2} [(a^2 + r^2)^{1/2} - [a^2 + r^2 (1 - \alpha)^2]^{1/2}] \right\}. \quad (3,5)$$

Ebből

$$p_t = 2 \varrho c v_0, \text{ ha } k [(a^2 + r^2)^{1/2} - [a^2 + r^2 (1 - \alpha)^2]^{1/2}] = (2n + 1) \pi; \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

és

$$p_t = 0, \text{ ha } k [(a^2 + r^2)^{1/2} - [a^2 + r^2 (1 - \alpha)^2]^{1/2}] = 2n\pi; \quad n = 1, 2, \dots$$

Jelöljük a $p_t = p_{t\max}$ -hoz tartozó helyet a_m -mel, a $p_t = 0$ -hoz tartozót a_0 -al, akkor az előbbieket alapján

$$\frac{a_m}{\lambda} = \left\{ \left(\frac{r}{\lambda} \right)^4 \left[\frac{1 - (1 - \alpha)^2}{2n + 1} \right]^2 + \left[\frac{2n + 1}{4} \right]^2 - \left(\frac{r}{\lambda} \right)^2 \left[\frac{1 + (1 - \alpha)^2}{2} \right] \right\}^{1/2} \xrightarrow{a \rightarrow 1} \frac{1}{2n + 1} \left[\left(\frac{r}{\lambda} \right)^2 - \left(n + \frac{1}{2} \right)^2 \right] \quad (3,6)$$

és

$$\frac{a_0}{\lambda} = \left\{ \left(\frac{r}{\lambda} \right)^4 \left[\frac{1 - (1 - \alpha)^2}{2n} \right]^2 + \left(\frac{n}{2} \right)^2 - \left(\frac{r}{\lambda} \right)^2 \left[\frac{1 + (1 - \alpha)^2}{2} \right] \right\}^{1/2} \xrightarrow{a \rightarrow 1} \frac{1}{2n} \left[\left(\frac{r}{\lambda} \right)^2 - n^2 \right]. \quad (3,7)$$

A gyűrű sugarának és a hullámhossz viszonyának növekedésével a szélsőértékek száma növekszik. Nyilvánvaló, hogy hangnyomásméréskor arra kell törekednünk, hogy a mikrofon a sugárzó távolterében legyen, különben a közelterben mutatkozó interferenciák a mérést megzavarítják. A legkisebb szükséges távolságot, melyet $a_{\min}$ -mal jelölünk, (3,6)-ból $n = 0$ helyettesítéssel kapjuk meg:

$$\frac{a_{\min}}{\lambda} \cong \left\{ \left(\frac{r}{\lambda} \right)^4 [1 - (1 - \alpha)^2]^2 + \frac{1}{16} - \left(\frac{r}{\lambda} \right)^2 \left[\frac{1 + (1 - \alpha)^2}{2} \right] \right\}^{1/2}. \quad (3,8)$$

A tengelybeli közelter határát azzal a legkisebb mérési távolságot az 5. ábrán ábrázoltuk, a paraméter az α . Mint látjuk, α csökkenésével a közelter határa — különösen nagy kr esetében — lényegesen közelebb van a sugárzóhoz.

Ezután vizsgáljuk meg a sugárzó geometriai középpontjában uralkodó viszonyokat. Helyettesítsünk (3,2)-be $a = 0$ -t. Ekkor figyelembe véve azt, hogy $\alpha = s/r$,

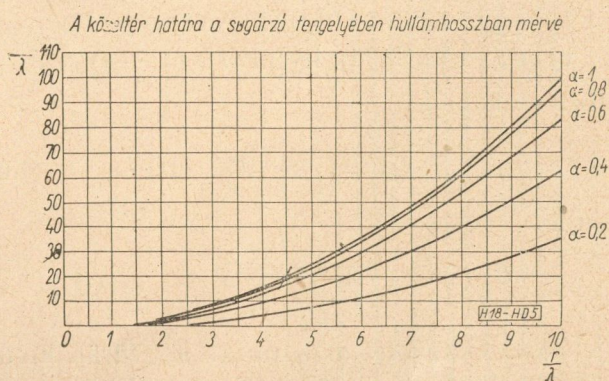
$$p(0, 0) = 2 \varrho c v_0 \sin \frac{ks}{2} e^{j \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - kr + \frac{ks}{2} \right)}. \quad (3,9)$$

A sugárzó geometriai középpontjában tehát ugyancsak változó nyomást találunk, és pedig:

$$p_{tk} = 2 \varrho c v_0, \text{ ha } s/\lambda = n + \frac{1}{2}; \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

$$p_{tk} = 0, \text{ ha } s/\lambda = 2n; \quad n = 1, 2, \dots$$

Most vizsgáljuk meg a sugárzó közelterét a hangsugárzó síkjában.



5. ábra

4. A sugárzó közeltere a fal síkjában

Ha $\gamma = \pi/2$, akkor a fal síkjában a hangnyomás-eloszlást (1,5)-ből a következő összefüggés írja le:

$$p\left(a, \frac{\pi}{2}\right) = \frac{j \varrho c k v_0 e^{j\omega t}}{2\pi} \int_0^r \xi d\xi \int_0^{2\pi} \frac{\exp[-jk(a^2 + \xi^2 - 2a\xi \cos \Theta)^{1/2}]}{(a^2 + \xi^2 - 2a\xi \cos \Theta)^{1/2}} d\Theta. \quad (4,1)$$

A Θ szerinti integrál integrandusát a Sommerfeld-féle integrál [12] alapján átalakíthatjuk. Vegyük figyelembe a Bessel-függvények összeadási elméletét [13], akkor (4,1) új alakja:

$$p\left(a, \frac{\pi}{2}\right) = j \varrho c v_0 e^{j\omega t} k r \int_0^\infty J_0(ba) \{J_1(br) - (1-\alpha) J_1[br(1-\alpha)]\} (b^2 - k^2)^{-1/2} db. \quad (4,2)$$

Ha $\alpha \rightarrow 1$, akkor a (4,2)-ben levő kifejezés a $z = 0$ esetében mutatózó King-féle integrálhoz tart [14]. Mivel $b = k$ esetében az integrandusnak szinguláris helye van, az integrál így valós és képzetes részre bontható, tehát

$$p\left(a, \frac{\pi}{2}\right) = \varrho c v_0 e^{j\omega t} (p_v + jp_m), \quad (4,3)$$

ahol p_v a sebességgel fázisban levő, míg p_m az ehhez képest 90° -os fáziseltolást mutató összetevőt jelenti. A nyomásösszetevők így

$$p_v = k r \int_0^k J_0(ba) \{J_1(br) - (1-\alpha) J_1[br(1-\alpha)]\} (k^2 - b^2)^{-1/2} db \quad (4,4)$$

és

$$p_m = k r \int_k^\infty J_0(ba) \{J_1(br) - (1-\alpha) J_1[br(1-\alpha)]\} (b^2 - k^2)^{-1/2} db. \quad (4,5)$$

Az észlelés helye a fal síkjában három különböző tartományban lehet:

- a) a sugárzó gyűrűn kívül, ahol $a \geq r$
- b) a gyűrű felületén, ekkor $r \geq a \geq r(1-\alpha)$
- c) a gyűrűn belül, ilyenkor $r(1-\alpha) \geq a$

Vezessük be az

$$S_p(z) = \left(\frac{\pi}{2} z\right)^{1/2} J_{p+\frac{1}{2}}(z) \quad (4,6)$$

és a

$$C_p(z) = (-1)^p \left(\frac{\pi}{2} z\right)^{1/2} J_{-(p+\frac{1}{2})}(z) \quad (4,7)$$

jelölést. Akkor, ha $a > r$, azaz a gyűrűn kívül vizsgálódunk, az integrálás eredménye rendezés után:

$$p\left(a, \frac{\pi}{2}\right) = \varrho c v_0 e^{j\omega t} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(2p)!}{2^{2p} (p!)^2} \left(\frac{r}{a}\right)^{p+1} [J_{p+1}(kr) - (1-\alpha)^{p+1} J_{p+1}[kr(1-\alpha)]] \cdot [S_p(ka) + j C_p(ka)]. \quad (4,8)$$

Ha $a \rightarrow \infty$, akkor, a sor első tagját figyelembe véve, rendezés után, mivel $S_0(z) + j C_0(z) = \sin z + j \cos z$

$$p\left(\infty, \frac{\pi}{2}\right) \rightarrow p_0 [\Lambda_1(kr) - (1-\alpha)^2 \Lambda_1[kr(1-\alpha)]], \quad (4,9)$$

amely éppen a távoltérre vonatkozó (2,4) összefüggés $\gamma = \frac{\pi}{2}$ esetében.

A sugárzó felületén $r(1-\alpha) \leq a \leq r$ és így a nyomáseloszlás itt a következő:

$$p\left(\infty, \frac{\pi}{2}\right) = \varrho c v_0 e^{j\omega t} \left[1 - \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(2p)!}{2^{2p} (p!)^2} \left(\frac{r}{a}\right)^p \left\{ \left(\frac{a}{r}\right)^p J_p(ka) S_{p-1}(kr) + \left[\frac{r(1-\alpha)}{a}\right]^{p+1} J_{p+1}[kr(1-\alpha)] S_p(ka) + j \left[\frac{a}{r}\right]^p J_p(ka) C_{p-1}(kr) + \left[\frac{r(1-\alpha)}{a}\right]^{p+1} J_{p+1}[kr(1-\alpha)] C_p(ka) \right\} \right]. \quad (4,10)$$

Ha $\alpha \rightarrow 1$, akkor (4,10) Stenzelnek a merev tárcsára vonatkozó eredményét adja: [15]

$$p\left(\infty, \frac{\pi}{2}\right) \rightarrow \varrho c v_0 e^{j\omega t} \left[1 - \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(2p)!}{2^{2p} (p!)^2} \left(\frac{a}{r}\right)^p J_p(ka) [S_{p-1}(kr) + j C_{p-1}(kr)] \right]. \quad (4,11)$$

A gyűrű belsejében levő nyomásviszonyokat az alábbi összefüggés írja le:

$$p\left(a, \frac{\pi}{2}\right) = -\varrho c v_0 e^{j\omega t} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(2p)!}{2^{2p} (p!)^2} \left(\frac{a}{r}\right)^p J_p(ka) \{S_{p-1}(kr) - (1-\alpha)^{-p} S_{p-1}[kr(1-\alpha)] + j [C_{p-1}(kr) - (1-\alpha)^{-p} C_{p-1}[kr(1-\alpha)]]\}. \quad (4,12)$$

A sugárzó középpontjában uralkodó nyomást (4,12)-ből az $a \rightarrow 0$ határátmenettel kapjuk, ha figyelembe vesszük, hogy $J_0(0) = 1$, valamint $S_{-1}(z) = \cos z$; $C_{-1}(z) = -\sin z$. Így azután belátható, hogy

$$p\left(a, \frac{\pi}{2}\right) \rightarrow 2\varrho c v_0 \sin \frac{ks}{2} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2} - kr + \frac{ks}{2})}, \quad (4,13)$$

s ez természetesen azonos a (3,9) összefüggéssel.

5. Sugárzási impedancia

A $v = v_0 e^{j\omega t}$ sebességgel mozgatott gyűrű felületén a mozgás következtében reakcióerő keletkezik. Ennek a reakcióerőnek az értékét

úgy kapjuk meg, hogy egy tetszőleges felület-elemre kiszámítjuk az összes többi elem nyomását, majd ezt a nyomást a sugárzó egész felületére összegezzük. A merev gyűrű felületének tetszőleges pontján a nyomást a (4,10) összefüggés írja le. A reakcióerő tehát

$$F = - \int_A p \left(a, \frac{\pi}{2} \right) dA. \quad (5,1)$$

Az erőnek és a sebességnek a hányadosa impedancia-jellegű mennyiség, s az nyilván a sugárzási impedancia:

$$Z_s = \frac{-F}{v_0 e^{j\omega t}} \quad (5,2)$$

Mivel a nyomás a felület bármely helyén — mint láttuk — két összetevőből áll, melyek közül az egyik (p_v) a sebességgel fázisban van, míg a másik (p_m) ehhez képest 90° -os fáziseltolást mutat, (5,1) és (5,2) alapján nyilvánvaló, hogy a reakcióerőnek, s így a sugárzási impedanciának is két összetevője lesz. Mivel tehát

$$Z_s = R_s + j X_s \quad (5,3)$$

azért (4,7), (5,1), (5,2), (5,3) alapján

$$R_s = \varrho c \int_A p_v dA \quad (5,4)$$

és

$$X_s = \varrho c \int_A p_m dA, \quad (5,5)$$

ahol p_v és p_m értékét a (4,10) összefüggésből a (4,3) képlet figyelembevételével kapjuk meg; a felületelem pedig $dA = a da d\epsilon$, míg az integrálás határai: $r(1-\alpha) \leq a \leq r$, valamint $0 \leq \epsilon \leq 2\pi$

A számítások elvégzése után a sugárzási ellenállás értéke, bevezetve a fajlagos sugárzási impedancia fogalmát, amelyet az egységnyi hanghullámimpedanciájú közegben sugárzó egységnyi felületű sugárzó sugárzási impedanciájaként értelmezünk,

$$R_s = \varrho c r^2 \pi [1 - (1 - \alpha)^2] r_s \quad (5,6)$$

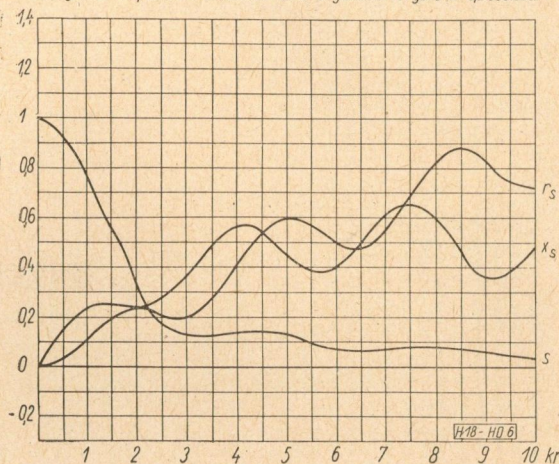
ahol a fajlagos sugárzási ellenállás

$$r_s = [1 - (1 - \alpha)^2]^{-1} [1 - (1 - \alpha)^2 - \Lambda_1(2kr) - (1 - \alpha)^2 \Lambda_1[2kr(1 - \alpha)] + \frac{4}{kr} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(2p)!}{2^{2p}(p!)^2} (1 - \alpha)^{p+1} J_{p+1}[kr(1 - \alpha)] S_{p-1}(kr)]. \quad (5,7)$$

Ezután, az előbbihez hasonlóan eljárva, a sugárzási reaktancia

$$X_s = \varrho c r^2 \pi [1 - (1 - \alpha)^2] x_s, \quad (5,8)$$

A sugárzási impedancia összetevői és a sugárzási tényező $\alpha=0,2$ esetében



6. ábra

ahol x_s értelemszerűen a fajlagos sugárzási reaktanciát jelenti:

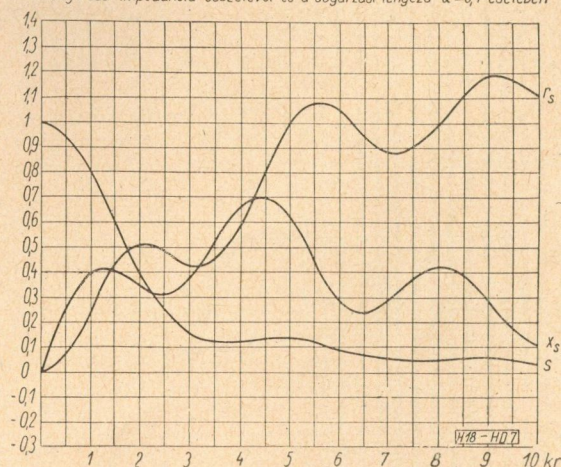
$$x_s = [1 - (1 - \alpha)^2]^{-1} \left[\frac{2 H_1(2kr)}{2kr} + (1 - \alpha)^2 \frac{2 H_1[2kr(1 - \alpha)]}{2kr(1 - \alpha)} + \frac{4}{kr} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(2p)!}{2^{2p}(p!)^2} (1 - \alpha)^{p+1} J_{p+1}[kr(1 - \alpha)] C_{p-1}(kr) \right]. \quad (5,9)$$

Itt $H_1(z)$ az elsőrendű Struve-függvényt jelenti. Ha $\alpha \rightarrow 1$, akkor a fajlagos sugárzási impedancia értéke:

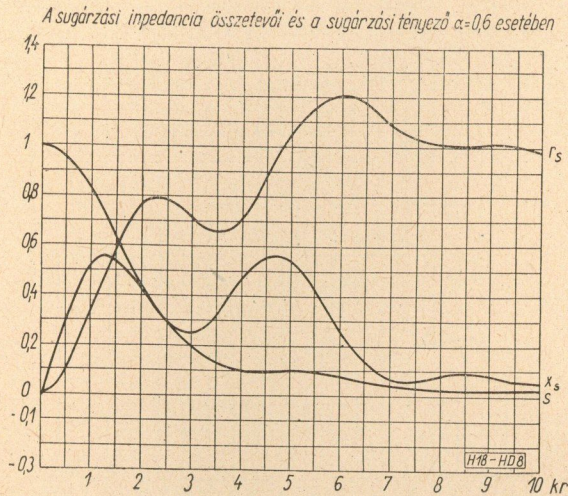
$$z_s = (r_s + jx_s)_{\alpha \rightarrow 1} \rightarrow 1 - \Lambda_1(2kr) + j \frac{2 H_1(2kr)}{2kr} \quad (5,10)$$

amely a merev tárcsára vonatkozó, jól ismert Rayleigh-féle eredmény.

A sugárzási impedancia összetevői és a sugárzási tényező $\alpha=0,4$ esetében



7. ábra



8. ábra

Ha $kr \ll 1$, akkor a fajlagos sugárzási ellenállás

$$r_s \rightarrow \frac{(kr)^2}{2} [1 - (1 - \alpha)^2], \quad (5,11)$$

míg a fajlagos sugárzási reaktancia

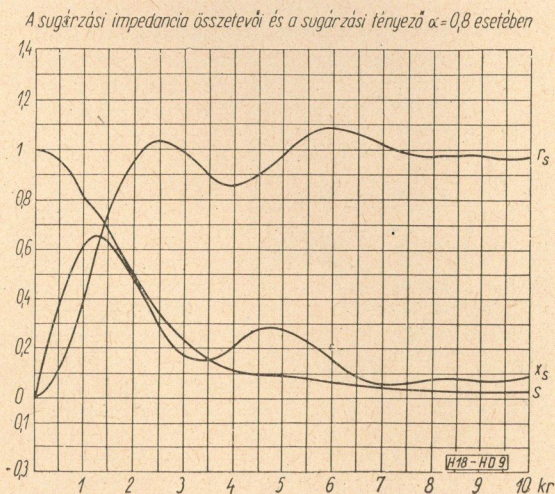
$$x_s \rightarrow \frac{8kr}{3\pi} [(1 - (1 - \alpha)^2)^{-1} - 1] \quad (5,12)$$

Ha $kr \gg 1$, akkor, mivel $J_1(z)$, valamint $J_{p+1}(z) S_{p-1}(u)$, $J_{p+1}(z) C_{p-1}(u)$ korlátos és egy-
nél kisebb, rögtön belátható, hogy

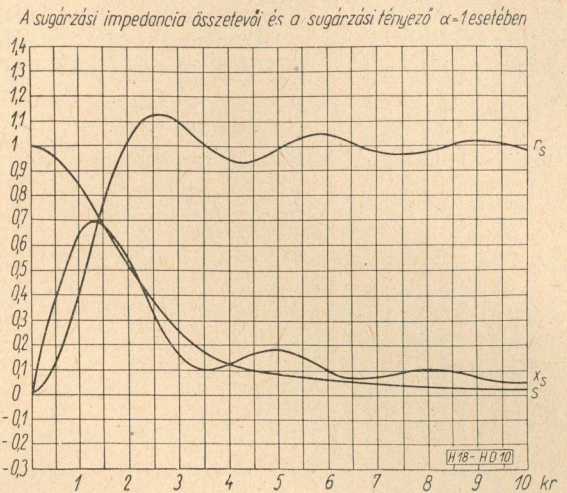
$$r_s \rightarrow 1 \quad (5,13)$$

és, mivel $H_1(z) \rightarrow 2/\pi$, ha $z \rightarrow \infty$, azért

$$x_s \rightarrow 0. \quad (5,14)$$



9. ábra



10. ábra

A fajlagos sugárzási ellenállást, a sugárzási reaktanciát kr függvényében a 6., 7., 8., 9., 10. ábrákon ábrázoljuk.

6. A sugárzási tényező és a nyereség

A sugárzási tényezőt, amelyet esetünkben az adott 2π térszögbe sugárzó hangforrás és a vele azonos forrásaerősségű, 2π térszögbe sugárzó pontforrás által elsugárzott teljesítmények hányadosaként értelmezzünk, a sugárzási ellenállásból — mint ismeretes — közvetlenül levezényelhetjük. A definíció alapján

$$S = \frac{P}{P_0}, \quad (6,1)$$

ahol P a kérdéses sugárzó, míg a P_0 a pontforrás elsugárzott teljesítményét jelenti. A pontforrás elsugárzott teljesítménye azonban

$$P_0 = \int_{A'} I_0 dA', \quad (6,2)$$

ahol

$$I_0 = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{[RE P_0]^2}{\varrho c} dt \quad (6,3)$$

a pontforrás keltette hangintenzitás, s így (2,2) segítségével, figyelembe véve azt, hogy a (6,2) integrálját a sugárzót körülvevő félgömb felületére kell számítani,

$$P_0 = \frac{\varrho c k^2 Q_0^2}{4\pi}. \quad (6,4)$$

Vegyük most figyelembe azt, hogy

$$P = \frac{1}{2} v_0^2 R_s \quad (6,5)$$

ahol

$$R_s = \varrho c A r_s \quad (6,6)$$

s A a sugárzó felülete, míg r_s a fajlagos sugárzási ellenállás; így, a fentiek segítségével, a 2π térszögbe sugárzó hangforrás sugárzási tényezője végül

$$S = \frac{2\pi}{k^2 A} r_s \quad (6,7)$$

Esetünkben, mivel $A = r^2 \pi [1 - (1 - \alpha)^2]$, (5,7) és (6,7) alapján

$$S = \frac{2}{(kr)^2} [1 - (1 - \alpha)^2]^{-2} \left[1 - (1 - \alpha)^2 - \Lambda_1 (2kr) - (1 - \alpha)^2 \Lambda_1 [2kr (1 - \alpha)] + \frac{4}{kr} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(2p)!}{2^{2p} (p!)^2} (1 - \alpha)^{p+1} J_{p+1} [kr (1 - \alpha)] S_{p-1} (kr) \right]. \quad (6,8)$$

Ha $kr \rightarrow 0$, akkor

$$S \rightarrow 1, \quad (6,9)$$

tehát egészen kis kr értékek esetében, amelyre fennáll a $2\pi r/\lambda \ll 1$ egyenlőtlenség, a gyűrű-sugárzó az α értékétől függetlenül gömbsugárzó. Ha rögzített α mellett $kr \rightarrow \infty$, akkor

$$S \rightarrow \frac{2}{(kr)^2} [1 - (1 - \alpha)^2]^{-1}, \quad (6,10)$$

azaz csökkenő α -val állandó $kr \gg 1$ mellett a sugárzási tényező növekszik, más szóval, ha $r/\lambda \gg 1$, akkor állandó forraserősség esetében a gyűrű keskenyítésével az elsugárzott teljesítmény növekszik. Ha nem a forraserősség, hanem a sebesség állandó, akkor a gyűrűsugárzó elsugárzott teljesítménye (P_{gy}) a merev tárcsához (P_d) képest természetesen kisebb, mégpedig

$$P_{gy} \rightarrow P_d [1 - (1 - \alpha)^2]. \quad (6,11)$$

A sugárzási tényező birtokában meghatározhatjuk a sugárzó nyereségét, amely nem más, mint a legnagyobb hangintenzitás és az átlagos hangintenzitás viszonya:

$$G = \frac{I_{\max}}{I_{\text{átl}}}. \quad (6,12)$$

Az átlagos hangintenzitás azonban, figyelembe véve (2,8)-at

$$I_{\text{átl}} = \frac{1}{2\pi a^2} \int_{A'} I dA' = \frac{I_0}{2\pi a^2} \int_{A'} D^2(z) dA', \quad (6,13)$$

ahol $I_0 = I_{\max}$, azaz a tengelyben észlelhető a legnagyobb hangintenzitás.

Az integrált a sugárzót körülvevő félgömb felületére kell számítanunk. A (6,13)-ban levő integrál azonban éppen a sugárzási tényező, s így

$$G = \frac{2\pi a^2}{\int_{A'} D^2(z) dA'} = \frac{1}{S}. \quad (6,14)$$

A sugárzó tengelyében levő nyomás így (2,8) és (6,14) alapján

$$p(a, 0) = p_{\text{átl}} G^{1/2}. \quad (6,15)$$

Mivel alacsony frekvencián ($kr \rightarrow 0$) $G \sim 1$, azért ilyenkor

$$p(a, 0) \rightarrow p_{\text{átl}}, \quad (6,16)$$

míg $kr \rightarrow \infty$ esetében (6,10) segítségével

$$p(a, 0) \rightarrow p_{\text{átl}} (kr) \left[\frac{1 - (1 - \alpha)^2}{2} \right]^{1/2}, \quad (6,17)$$

tehát állandó átlagos nyomás mellett állandó r/λ viszonynál csökkenő α -val $p(a, 0)$ is csökken. Ha $\alpha \rightarrow 0$,

$$p(a, 0) \rightarrow p_{\text{átl}} k (sr)^{1/2}, \quad (6,18)$$

míg a másik határeset, ha $\alpha \rightarrow 1$

$$p(a, 0) \rightarrow p_{\text{átl}} \frac{kr}{\sqrt{2}}. \quad (6,19)$$

A sugárzási tényezőnek (6,8) alapján kiszámított értékét ugyancsak a már említett 6–10. ábrán ábrázoltuk.

IRODALOM

1. Lord Rayleigh: On the Production and Distribution of Sound. Phil. Mag. 1903. 289–305 old.
2. S. Tanaka: On the Acoustic Folded Horn. The Sci. Rep. of the Res. Inst. Tohoku Univ. 1949. Vol. 1. N° 3. Ser. A. 243–248 old.
3. K. Feik: Der Universalstrahler. Bild und Ton. 7, 1951. 207–214 old.
4. C. H. Allen – I. Rudnick: A Powerful High Frequency Siren. Journal of the Ac. Soc. Am. 1947. Vol. 19. 857–865 old.
5. F. A. Fischer: Über die akustische Strahlungsleistung von Strahlergruppen, insbesondere der Kreis und Kugelgruppe. El. Nachrichtentechnik, 1932. Bd 9. 147–155.
6. K. Feik – D. Brodhun: Über den Richtfaktor und die akustische Strahlungsbündelung der Kreisgruppe. Nachrichtentechnik, 5. Jg. H. 4. 1955. apr. 149–150 old.
7. Husztly D.: A végtelen falban sugárzó merev körgyűrű. Magy. Fiz. Folyóirat IV. kötet, 1956. 309–327 old.
8. Mc. Lachlan: Loudspeakers. 107 old. Table 7. (3) Oxford Univ. Press. 1934.
9. Lásd [8] 128 old. Table 9. (1)
10. Lord Rayleigh: The Theory of Sound. II. kötet, 107. old. (3) Dover Publ. New York, 1946.
11. Backhaus – Trendelenburg: Über die Richtwirkung von Kolbenmembranen. Zeitschr. für Techn. Phys. 1926, 630–635 old.
12. Watson: A Treatise on the Theory of Bessel Functions. 416. old. (4)
13. lásd [12.] 358. old. (1)
14. L. V. King: On the Acoustic Radiation Field of the Piezoelectric Oscillator and the Effect of Viscosity on Transmission. Canad. Journ. Res. 11. 1934 N° 2. 135–155 old.
15. Stenzel: Über die Berechnung des Schallfeldes unmittelbar vor einer kreisförmigen Kolbenmembran. Ann. Physik 5. Folge Bd 41. 1942. 127 old.

Haladóhullámú csövek

VALKÓ IVÁN PÉTER

Budapesti Műszaki Egyetem
Elektroncsőtechnikai Tanszék

GÁL JÁNOS

Távközlési Kutató Intézet

A különböző típusú mikrohullámú csövek között különös jelentősége van a haladóhullámú csöveknek. Nagy előnyük, hogy széles sávon tesznek lehetővé nagy erősítést, igen csekély zaj mellett. A néhány mW-os előerősítők éppúgy megvalósíthatók ezen az elven, mint a többszáz W kimenőtelijsítményű végerősítők. Mivel az erősítés folyamata az elektronnyaláb és a mikrohullámú tér kölcsönhatásán alapszik, a konstrukció számos, egyéb csövektől eltérő problémát vet fel. Ilyen az elektronágyú, a nyaláb összetartására szolgáló mágnes tér, a megfelelő teret előállító mikrohullámú vonal, valamint a jelteljesítmény be- és kicsatolása.—Hazánkban a csövek kifejlesztése már 1950-ben megindult. Korszerű típusok készültek el a legutóbbi időben, hazai mérőerősítő, illetve mikrohullámú sokcsatornás összeköttetés céljaira.

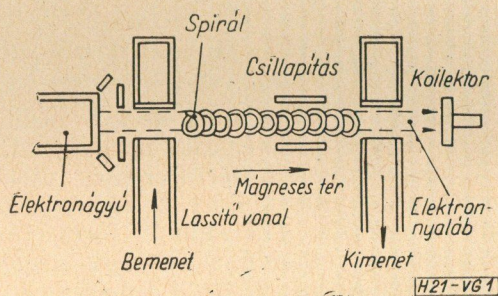
Az utóbbi két évtizedben a mikrohullámok technikája óriási lépésekkel haladt előre, de a mikrohullámú jelek közvetlen erősítésének problémáját nem oldották meg. Csaknem valamennyi olyan berendezésben, amelyet a múlt évtizedben fejlesztettek ki, a vétel oldalán kristálydiódás keverést és középfrekvenciás erősítést alkalmaztak. Mivel azonban a közvetlen mikrohullámú erősítés ma már sok esetben hoz egyszerűsítést, az utóbbi években nagy energiával folyt a kutatás az ilyen erősítő csövek kidolgozására. Ez a kutatás három irányban hozott eredményeket. Egyrészt sikerült a klaszikus elveken működő csövek konstrukciójának átdolgozásával, a világítótorny alakú felépítéssel és az elektróda-távolságok végletekig menő csökkentésével olyan triódákat kidolgozni, amelyek több ezer MHz-en is jól erősítenek. Végül alkalmazták a sebességmoduláció elvét, amely a gyakorlatban előbb a reflexklisztron néven ismert mikrohullámú oszcillátorban került alkalmazásra (ugyanezen az elven szerkesztettek több üreges erősítő klisztronokat is). Végül pedig tanulmányozták a kölcsönhatást egy elektronnyaláb és a vele közel azonos sebességgel haladó elektromágneses mező között. Ezen az elven dolgozták ki a haladóhullámú csövet.

A három megoldást összehasonlítva úgy tűnik, hogy a haladóhullámú cső többféle célra alkalmas és kevésbé bonyolult, mint a másik két csőfajta. Ezenkívül van még egy lényeges különbség is. Akár ráccsal történik is a vezérlés, mint a triódában, akár üreggel, mint a klisztronban, az elektronok pályájának a vezérlésbe eső része mindenképpen sokkal kisebb, mint a hullámhossz, az áthaladási idő pedig sokkal kisebb mint egy periódus. Hogy mégis hatásos legyen a vezérlés, igen nagy térerősségre van szükség. Ezt csak nagy Q-jú rezonátorokkal lehet biztosítani, ami együtt jár azzal, hogy a sáv szélesség

igen kicsi. Ezzel szemben, ha a tér együtt halad az elektronokkal, hatása huzamosabb ideig, több perióduson keresztül tart, tehát intenzitása csekélyebb lehet. Így a haladóhullámú csőben nem szükséges rezonáló elemek alkalmazása, ezért a sáv szélesség több száz, esetleg több ezer MHz lehet, ami messze túlszárnyal minden lehetséges igényt.

A haladóhullámú cső leírása

Az 1. ábra mutatja a haladóhullámú cső elvi felépítését. Az elektronágyú katódából, fókuszáló és gyorsító elektródákból áll. Az elektronágyúból kilépő elektronok a spirál mentén terjedő mikrohullámú térben haladnak és végül a kollektor-elektrodára érkeznek. Az ágyú anódjára, a spirálra és a kollektorra egyenfeszültséget kapcsolunk.



1. ábra

Biztosítanunk kell, hogy az elektronok az egész spirál mentén ki legyenek téve az elektromágneses tér hatásának. Tekintettel az elég nagy áramra (legtöbb típusnál 10 mA nagyságrendű) ez komoly elektronoptikai problémát jelent. Olyan elektronnyalábot kell előállítanunk, amely 20–30 cm távolságban is közel változatlan keresztmetszetű marad. Valamilyen módon ellensúlyozni kell az elektronok töltésének taszító hatását. Erre szolgál az elektronágyú megfelelő kiképzése és az, hogy a csövet egyenárammal mágnesezett tekercs, vagy megfelelően alakított permanens mágnes terébe helyezzük.

Az elektronágyúból kilépő elektronok a spirál egyenfeszültségének megfelelő egyenletes sebességgel haladnak tovább. A sebesség értéke, ha a másodrendű hatásokat elhanyagoljuk:

$$V \approx 6 \cdot 10^5 \sqrt{U_s} \text{ m/s}$$

ahol U_s a spirál feszültsége. Ez ezer Volt nagyságrendű feszültség mellett kb. a fénysebesség 10-ed részét adja. Viszont az elektromágneses hullámok sebessége Lecher-vezetékéből, koaxiális kábeltől, csőtápvonaltól álló vezető mentén

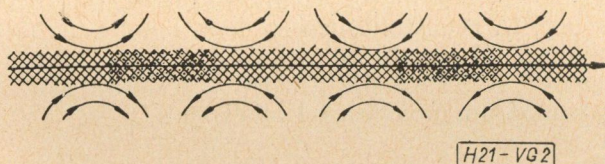
általában megközelíti a fény terjedési sebességét. Az elektromágneses tér az elektronokkal való kölcsönhatáskor csak úgy tud energiát kivonni az elektronnyalábból, ha az elektromágneses tér és az elektronnyaláb sebessége közelítőleg megegyezik. Módot kell tehát találni a hullámok lassítására. Ha az elektromágneses tér spirál alakú vezető mentén terjed, a sebességnek a spirál tengelyének irányába eső komponense lecsökken, közelítőleg:

$$V_{em} \approx \frac{d}{2\pi R} C$$

értékre, ahol d a két szomszédos menet távolsága, R pedig a spirál sugara, C a fény terjedési sebessége. A megfelelően megválasztott $\frac{d}{R}$ viszony (menetemelkedés és spirál átmérő viszonyával) elérhető, hogy

$$V_{em} \approx V,$$

ami az erősítés feltétele. Ha megvizsgáljuk a keletkező elektromos teret, látjuk, hogy a térerőnek jelentős nagyságú tengelyirányú összetevője van. A második ábrán egy spirál elektromos erőtere látható.



2. ábra

A hullámvezető spirálist úgy kell beépíteni az elektroncső belsejébe, hogy szorosan körülvegye az elektronnyalábot.

Az erősítés folyamata a csőben úgy játszódik le, hogy az eredetileg egyenletes sebességgel haladó elektronok a nagyfrekvenciás tér hatására különböző sebességeket vesznek fel. Ennek következtében az elektronáramlásban váltóáramú összetevő lép fel, amely a térerővel arányos:

$$i = K_1 e$$

Ez a váltóáram viszont növeli az elektromágneses tér energiáját. A növekedés dz szakaszon:

$$dP = ie dz = K_1 e^2 dz$$

A teljes haladó teljesítmény viszont minden pontban arányos a térerő négyzetével:

$$e^2 = K_2 P$$

A teljesítmény növekedése tehát:

$$dP = K_1 K_2 P dz$$

A cső erősítése tehát a hosszának exponenciális függvénye.

$$P = P_0 \exp. K_1 K_2 Z$$

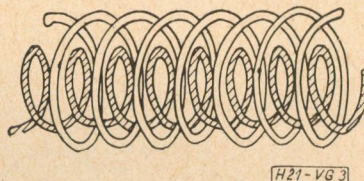
Mivel közönséges tápvonalaknál a teljesítmény csökkenése exponenciálisan függ a hosszától, a haladóhullámú csövet tulajdonképpen olyan különleges tápvonal darabnak kell tekinteni, amelynek negatív csillapítása van. A negatív

csillapítást az elektronok jelenléte okozza, amelynek mozgási energiájuk egy részét átadják az elektromágneses térnek.

A haladóhullámú csőnek egyik legfontosabb problémája az erősítendő jel bevezetése és a felerősített jel kivezetése. Csőtápvonal, vagy koaxiális kábel és a spirál között kell illesztett átmenetet biztosítani. Miután a cső nem tartalmaz rezonáló elemeket és a spirál hullámvezetési tulajdonságai széles sávban kielégítőek, a haladóhullámú erősítőcső sávzélességét a be- és a kicsatoló szabja meg.

A csőtápvonal és spirál illesztésénél a csőtápvonal széles felülete merőleges a spirál tengelyére. A haladóhullámú cső keresztül halad a hullámvezetőbe vágott nyíláson. A spirális megfelelő kiképzésével és a hullámvezetőbe alkalmazott állítható rövidzár és illesztő csavarok segítségével többszáz MHz sávzélesség biztosítható.

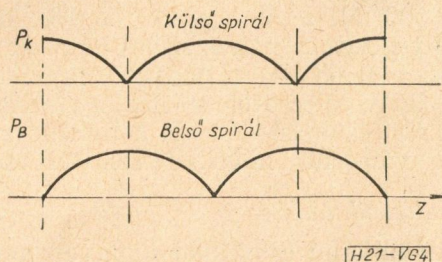
A koaxiális kábel és spirál közötti átmenet gyakran alkalmazott megoldása a csatolt spirál átmenet. Két közös tengelyű ellenkező értelemben tekercselt különböző átmérőjű spirál (3. ábra) valamelyikére jelet adunk. A két spirál csatolásban van egymással és analóg módon a csatolt rezgőköröknél kialakuló időbeli lebegéshez, térbeli lebegés lép fel.



3. ábra

A 4. ábrán látható az energia megoszlása a két spirál között. A külső spirál attól a helytől, ahol már a teljes energia a belső spirálban halad, elhagyható. A teljes energia így a belső spirálon halad tovább. A külső spirál hossza a csatolás szorosságától és a frekvenciától függ. Gondos méretezéssel 1:2 frekvenciasávban kielégítő átvitel biztosítható. Koaxiális kábel és a külső spirál közötti átmenet megoldása jóval egyszerűbb feladat.

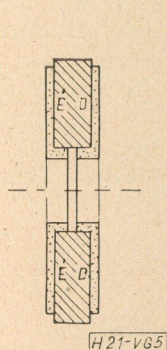
A haladóhullámú cső másik fontos problémája a nyaláb együtt tartása. Bár számos elektromos fókuszáló elrendezés ismeretes, a gyakorlatban mégis kizárólag mágneses fókuszálást alkalmaznak. A mágneses fókuszálás módja három cso-



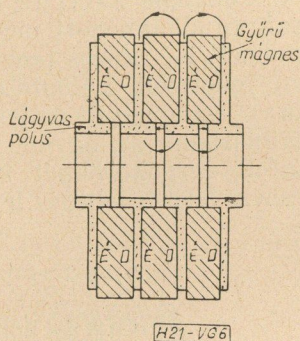
4. ábra

portra osztható: 1. elektromágnes, 2. permanens mágnes, 3. periódikus permanens mágnes. Az első kettő elve azonos; homogén, tengely irányú mágnteret állítanak elő a kölcsönhatásban. Ha az elektronok a kölcsönös taszítás révén radikális sebességre tesznek szert, a mágneses térben mozgó villamos töltött részecskékre ható úgynevezett Lorentz-erő hatása miatt nem tudnak divergálni. A szükséges 400—800 Oe teret előállító elektro- vagy permanens mágnes súlya a 10 kg nagyságrendbe esik.

Lényegesen eltér az előbbi homogén térrel történő nyalábolástól a periódikus nyalábolás. Itt rövid mágneses lencsék sorozata fókuszálja az elektronnyalábot. Az 5. ábrán egy rövid mágneses lencse látható. A permanens mágnesgyűrű a tengelyirányban van mágnesezve. A lencsék összerakásánál azonos polaritású pólusoknak kell találkozniuk, ellenkező esetben rövid lencséből egyetlen hosszú lencse lesz.



5. ábra



6. ábra

A középső mágnesgyűrű polaritása az ábrán hibás!

A 6. ábrán egy periódikus permanens mágnes fókuszáló elrendezés látható.

Míg a mágneses súlya a homogén mágnterénél a mágnter hosszának a harmadik hatványával, addig a periódikus mágnterénél a hosszával lineárisan arányos. Nagy csökkenés érhető el, súlyban és méretben.

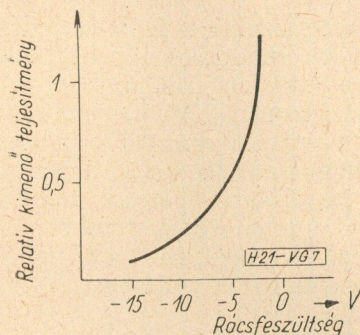
Haladóhullámú csövek alkalmazásai

Erősítők

A haladóhullámú csövek legfontosabb alkalmazása a mikrohullámú szélessávú erősítő. Mikrohullámú rádió összeköttetésben, rádió lokátorban lehetővé teszi a mikrohullámok erősítését frekvenciatranszponálás nélkül. A hordozható mérő-erősítőkben alkalmazva sok nehezen elvégezhető mérést leegyszerűsít. Készülnek csövek 500 MHz-től egészen 50 000 MHz-ig. Kimenő teljesítményük is széles határok között változik, a 6—8 dB zajtényezővel rendelkező néhány mW-os csőtől a néhány száz W-os csőig. Erősítésük 20—50 dB a kimenő szinttől függően változik, növekvő szinttel csökken.

Amplitudómoduláció

Haladóhullámú csövekkel könnyen megvalósítható az amplitudómoduláció, a nyalábáramot



7. ábra

szabályozó rács feszültségének a változtatásával. Alacsony szinten az erősítés dB-ben az áram $1/3$ -ik hatványával, magas szinten az áram $4/3$ -ik hatványával arányos. A kimenő teljesítmény a rácsfeszültség függvényében a 7. ábrán látható. Nagy modulációs mélység érhető el.

Impulzusmoduláció

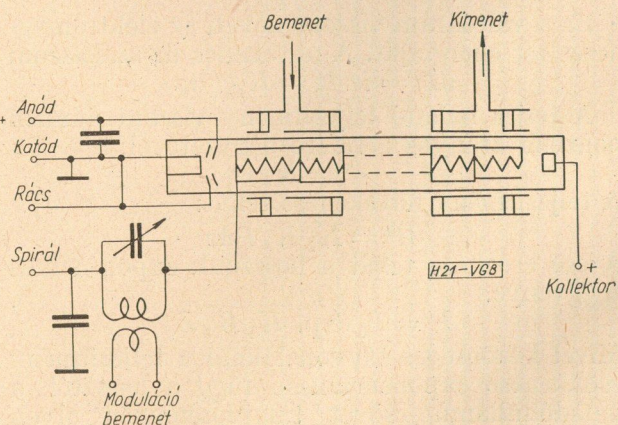
A rács feszültségének megfelelő változtatásával impulzusmoduláció is elérhető. Ilyen célra készült csövekben a rács és katód közti kapacitás 5—10 pF. Impulzus üzennél a spirálfeszültség azonos a folyamatos üzennél szükséges feszültséggel. A csúcsteljesítmény nem lehet nagyobb, mint a folyamatos működésnél fellépő teljesítmény. A csúcsteljesítmény növelése csak a nyalábáram növelésével lehetséges.

Fázismoduláció

A spirálfeszültség megváltoztatja a futási időt, és így a spirálfeszültség megfelelő változtatásával fázismoduláció érhető el. Kis jel működésénél a fázisváltozás

$$\Delta\Phi \approx \alpha \frac{\Delta U_s}{U_s} N$$

ahol U_s a spirálfeszültség, ΔU_s a modulálófeszültség és N a spirál hossza hullámhosszakban kifejezve. Kis jel esetén a fázisváltozás lineáris

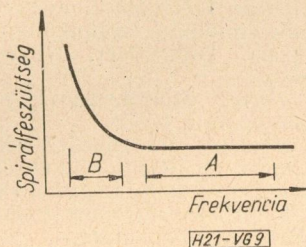


8. ábra

függvénye a spirálfeszültségnek. A spirálfeszültség változása az erősítést is változtatja, ezért csak olyan esetben alkalmazható, amikor az amplitudómoduláció nem káros. Ellenkező esetben egy kompenzáló jelet kell adni a rácsra és csökkenteni az amplitudómodulációt. A 8. ábrán egy fázismoduláló áramkör látható.

Hangolható erősítő

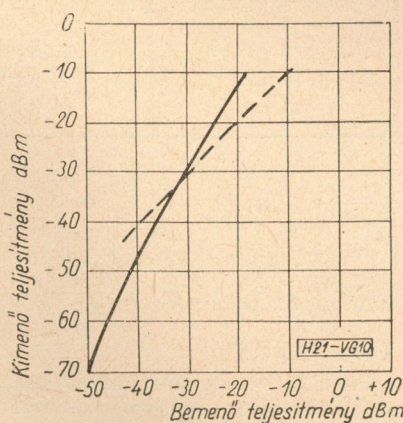
A 9. ábrán az erősítéshez szükséges spirálfeszültség látható a frekvencia függvényében. A széles sávú haladóhullámú csövek az A tartományban dolgoznak. Ha a csövet a B tartományban működtetjük, a cső keskenysávban erősít egy adott spirálfeszültségnél. A haladóhullámú cső elektronikus hangolható a spirálfeszültség változtatásával.



9. ábra

Frekvenciasokszorozó

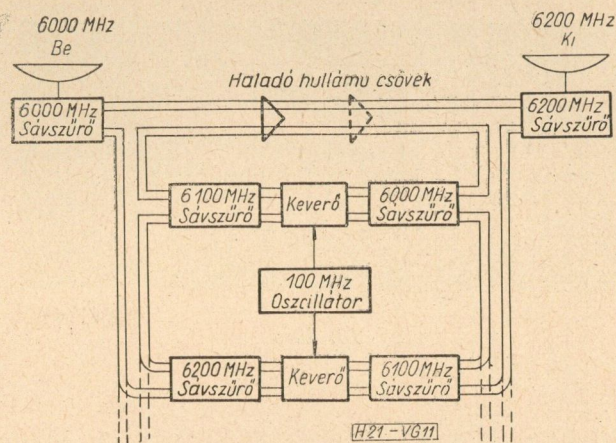
A telítésben működő haladóhullámú cső harmonikusokat termel. Frekvencia kétszerező kapcsolásban működő haladóhullámú csővel 10 dB keverő erősítés megvalósítható. A 10. ábrán a 6861 típusú haladóhullámú cső keverő erősítési görbéje látható. A szaggatott vonal 0 dB keverő erősítésnek felel meg. Speciálisan frekvencia sokszorozásra tervezett csövekkel a keverési erősítés tovább fokozható.



10. ábra

Reflex erősítő rendszer

A haladóhullámú cső nagy sáv szélessége lehetővé teszi, hogy ha a cső által felerősített jelet frekvencia transzponálás után visszavezetjük a cső bemenetére, a cső a jelet újra erősíti. A 11.



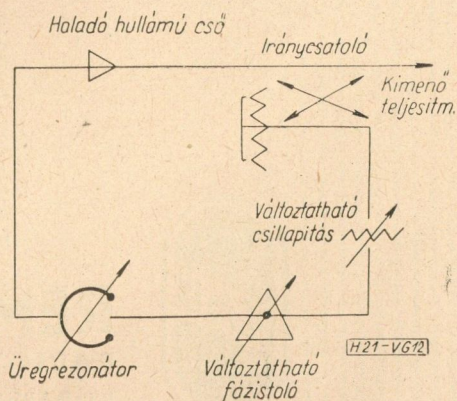
11. ábra

ábra 6000 MHz-en működő mikrohullámú rádió összeköttetés ismétlő állomását mutatja. A bejövő 6000 MHz-es jel egy sávszűrőn keresztül egy keverőre jut és a keverés után előálló 6100 MHz-es jelet újra erősítjük. A folyamat többször ismételhető. 30 dB erősítésű haladóhullámú csövek alkalmazásával kétszeres transzponálással és 10 dB veszteséggel számolva 110 dB erősítés érhető el.

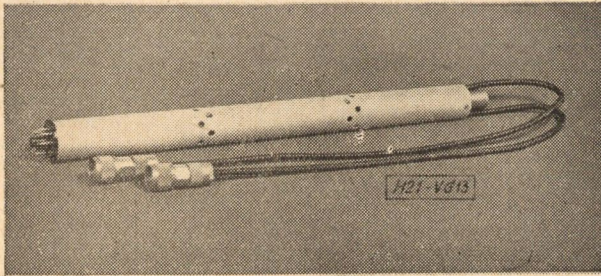
Oscillátor

Haladóhullámú cső egyszerű külső visszacsatoló áramkörrel használható mint oszcillátor. A 12. ábrán egy haladóhullámú oszcillátor áramkör látható. A változtatható csillapítás és változtatható fázistoló a visszacsatolási szint és fázis helyes beállítására szolgál. Az üreg a fő frekvenciameghatározó elem. Az oszcillátor az üreg hangolásával mechanikusan, a spirálfeszültség változtatásával elektronikus hangolható. Széles sáv esetén természetesen mindkettő változtatandó.

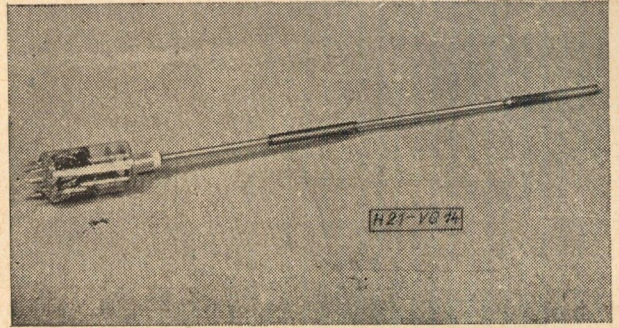
Hazánkban már 1950-ben megindult a haladóhullámú csövek fejlesztése a Távközlési Kutató Intézetben. A sikeres kísérletekről 1954-ben számoltak be a Magyar Tudományos Akadémia és a Híradástechnikai Tudományos Egyesület híradástechnikai konferenciáján. A legutóbbi időben az Intézet új, korszerű típusokat dolgozott ki a magyar ipar szükségleteinek meg-



12. ábra



13. ábra



14. ábra

felelően. Kiemelünk ezek közül egy, a mérőerősítők részére kidolgozott szélessávú haladóhullámú csövet. A cső kidolgozásában a szerzőkön kívül résztvettek Dallos András és Erdélyi János.

A cső a 13. ábrán látható. Az alumíniumból készült fémcső magában foglalja a koaxiális spirál átmenetet, és a haladóhullámú cső vákuum rendszerét (14. ábra). A cső egyik végén az erősítendő jel *ki-* és *becsatolására* szolgáló flexibilis koaxiális kábel, a másik végén pedig a tápfeszültség bevezetésére szolgáló csőfej látható. A cső 1500—3000 MHz sávban 30 dB-nél nagyobb erősítéssel rendelkezik. A maximális kiadott teljesítmény több mint 1 W. A fókuszáláshoz 700 Oe homogén mágnes tér szükséges. A cső csatolt spirál átmenettel készül, és az

1500—3000 MHz sávban a feszültség állóhullám aránya < 2 .

IRODALOM

Valkó Iván Péter: Haladóhullámú csövek perspektívája a mikrohullámú technikában.

MTA. Műszaki Tud. Oszt. Közleményei XVI. kötet 1. szám

Valkó Iván Péter: Mikrohullámú erősítő csövek Műszaki Könyvkiadó 1955.

A könyv részletes irodalomjegyzéket tartalmaz az 1954-év előtt megjelent cikkekről.

K. K. N: Chang: Optimum Design of Periodic Magnet Structures for Elektron-Beam Focusing.

R. C. A. Review 1955. márc.

J. S. Cook stb. Coupled Helices. The Bell System Technical Journal. 1956.

W. W. Siekanovics — F. Sterzer: A Developmental Wide — Band, 100 Watt, 20 dB, S Band Traveling-Wave Amplifier Utilizing Periodic Permanent Magnets Proc. I. R. E. 1956. jan.

TRANZISZTORÁRAMKÖRI SZUBMINIATÜR ELEKTROLIT-KONDENZÁTOR

A fajlagos kapacitás ($\mu F/cm^2$) növelése a katód oldalon jelentkező polarizációs kapacitás és az alumíniumon levő természetes oxidréteg okozta kapacitás növelése útján történik

Üzemi és csúcsfeszültség:	Kapacitásérték:	Méretek mm-ben:
12/15 V	2 μF	$\varnothing 3 \times 9$
6/8 V	5 μF	$\varnothing 3 \times 9$
6/8 V	10 μF	$\varnothing 3 \times 9$
3/4 V	20 μF	$\varnothing 3 \times 9$

MŰSZAKI ADATOK:

Kapacitásérték tűrés: + 50%, —20%

Veszteségi tényező: 20%

Átvezetési áram: max. 30 μA (mérés 1' után, 1 μA 20' után)

Üzemi környezeti hőmérséklet: — 10°C ... + 60°C-ig

Kivétel: hengeres alumínium ház, polarizált kivétel

FELHASZNÁLÁSI TERÜLET:

Ezen kondenzátortípus kifejlesztése tranzisztoráramkörti felhasználásra történt. Jól alkalmazható zsebrádióban, nagyothalló készülékekben, hangfrekvenciás áramkörökben és általában olyan helyen, ahol maximális mértékben ki kell használni a szerelési teret.



REMIX

RÁDIÓTECHNIKAI VÁLLALAT

BUDAPEST, X., PATAKI ISTVÁN TÉR 20.

Nagy területek besugárzása műsorral ultrarövidhullámú frekvenciamodulált adókkal

S Á R K Ö Z Y G É Z A

A frekvenciamodulált adók részére kijelölt frekvenciasávok. Adott területen a leggazdaságosabb teljesítményű adók elhelyezésének szempontjai. Az antennarendszer megválasztásának szempontjai. A szükséges hasznos térerősséget és a megengedhető zavarsszintet meghatározó körülmények. A jó minőségű műsor átvitele a mikrofontól az adóállomásig. A kezelőszemélyzet szerepe és a felügyelet nélküli üzem megvalósításának módszere. Üzembiztonság, karbantartás, üzemi költségek.

Bevezetés

Egy országon belül kiváló minőségű műsor-szórás céljaira jelenleg a frekvenciamodulált rendszerrel lehet a leggazdaságosabban eredményt elérni. Európa több országában, a Szovjetunióban és az Egyesült Államokban részben már kiterjedt ilyen műsorszóró hálózatok működnek, részben pedig elkészültek a tervek ilyen műsorszóró hálózatok néhány éven belül való létesítésére. A műsorszóró hálózatok tervezése igen sokrétű, komplex feladat, amelyet előzetesen úgy műszaki, mint gazdaság-sági szempontból sokoldalúan meg kell vizsgálni. A hálózat tervezésekor esetleg elkövetett hibák később már nehezen korrigálhatók és a hallgatóság zavartalan műsorellátása esetleg csak nagy költségtöbblettel biztosítható. Olyan országokban, ahol ilyen műsorszóró hálózat még nincs megtervezve, gondosan mérlegelni kell úgy az elméleti számítások eredményeit, mint az idegen országokban az üzemeltetéssel kapcsolatban szerzett tapasztalatokat és nem utolsósorban a létesítendő hálózat költségkihatását is. Tekintettel arra, hogy a frekvenciamodulált műsorszórásnál a minőségi követelmények sokkal szigorúbbak, mint a közép- vagy rövidhullámokon történő műsorszórásnál, gondoskodni kell arról is, hogy a létesítendő adóhálózat műsor-ellátása, vagyis a műsornak a stúdióból az adóállomásig való továbbítása is megfelelően a szigorú minőségi követelményeknek. Ez azt jelentheti, hogy a közép- és rövidhullámú műsorszórás céljait szolgáló stúdióberendezések és vezetékes vagy vezeték nélküli műsorközvetítő rendszerek korszerűsítésére, esetleg teljes kicserélésére is sor kerülhet. Ez a szempont nem elhanyagolható tételt jelent az összes költségek szempontjából, különösen abban az esetben, ha a stúdió és az adóállomások között nagy távolság van.

Az alábbiakban megvizsgáljuk a műszaki és gazdasági szempontokat, a helyi viszonyok befolyását, a telepítési kérdéseket, a teljesítmény és antenna nyereség kérdését, figyelemmel a fennálló nemzetközi megállapodásokra és a szóban forgó ország sajátos viszonyaira. Nagy területű országoknál, mint amilyen Kína is, a műsorszórás továbbítása kérdése sokkal nagyobb problémát jelent, mint az aránylag kis területű

európai országok esetében. A műsor-továbbításra szolgáló kábelhálózat kiépítése a közbelső erősítőkkel együtt olyan költségtényezőt jelentenek, amely nem valósítható meg a gazdasági szempontok figyelembevételével nélkül. Azt is el kell dönteni, hogy egy stúdió hány adót szolgáljon ki és milyen lehetőségek vannak áttevő vevők alkalmazására. Ezt a kérdést egy későbbi fejezetben részletesebben meg fogjuk vizsgálni. Hangsúlyozni kell, hogy a problémát pusztán elméleti alapon megoldani helytelen lenne, tekintettel az ultrarövid hullámok sajátos terjedési viszonyaira, hanem az adó telepítési helyének megválasztásánál kisebb teljesítményű hordozható vagy mozgó adóállomás felhasználásával kiterjedt térerősségmérés sorozatot kell végezni. A szükséges hasznos térerősség megállapításánál nem szabad figyelmen kívül hagyni az ország növekvő iparosodását sem, aminek következtében a jelenleginél lényegesen magasabb helyi zavarsszintek várhatók.

Az adók telepítési helyének megválasztásánál igen döntő szempont az energiaellátás kérdése, továbbá topográfiai viszonyainak vizsgálata a hullámterjedés szempontjából. A célkitűzések-nél azt is el kell dönteni, hogy mit tekintünk a vétel határának és milyen mértékű legyen az összes műsoridőnek az a része, amely alatt nem biztosítható a kifogástalan vétel.

A fentiekből kitűnik, hogy a feladat rendkívül szerteágazó és a megoldás csak a különböző, esetleg egymásnak ellentmondó körülmények közötti helyes kompromisszum lehet. Az is nyilvánvaló, hogy a feladat több alternatívában is megoldható, amelyeknél a fent felsorolt szempontok egyikét vagy másikat részesítjük előnyben. Mivel igen sok esetben nagy költséget jelentő toronyépítések is szükségessé válnak a sugárzó rendszer elhelyezésére, kíváncsi egy toronyra két vagy több sugárzó rendszert elhelyezni és az esetleg ugyanarra a toronyra felszerelt frekvenciamodulált műsorszóró anten-nán kívül televízió antennát is felszerelni. Ez a szempont szükségessé teszi sok esetben közös televízió és frekvenciamodulált műsorszóró központok kialakítását, mely esetben a kezelőszemélyzet biztosításának kérdése is könnyebben oldható meg. Ebben az esetben természetesen össze kell hangolni a létesítendő frekvenciamodulált műsorszóró és televízió adóhálózatok terveit.

A frekvenciamodulált adók részére kijelölt sávok

A CCIR tervezete szerint a 87,5–108 MHz sáv van elsősorban kijelölve FM műsorszórás céljaira. Az OIR szervezésébe tartozó országok ettől eltérő sávon: 64,8–73 MHz frekvenciák között kívánják FM adóikat működtetni. Az

ultrarövidhullámú technika mai állása lehetőséget ad ezen tervek bármelyikének megvalósítására. Lehetséges lesz a jövőben magasabb frekvenciasávok alkalmazása is frekvenciamodulált adás céljaira. Sok országban működnek már televízió adóberendezésekhez tartozó FM hangadóberendezések a 176—214 MHz frekvenciasávban.

Olyan országok, amelyek most kezdik az FM hálózat kiépítését, általában alacsonyabb frekvenciasávok alkalmazását részesítik előnyben. Ezért a következőkben a 100 MHz alatti sávokon dolgozó adóberendezések alapulvételével fogjuk megvizsgálni az adóhálózat megtervezésének különböző szempontjait.

A már működő adóhálózatok teljesítményviszonyait vizsgálva azt találjuk, hogy az adók teljesítményei kb. 0,25 kW és 25 kW között vannak. A teljesítménylépcsőket durván azon az alapon szokás kialakítani, hogy az egymás után következő lépcsők teljesítményei kb. 1 : 3 viszonyban álljanak egymással. 1/3 arányú teljesítményemelés egyébként azonos viszonyokat feltételezve a vételi térerősségben átlagosan kb. 5 dB-t jelent. Mivel a térerősség az adó teljesítményén kívül az alkalmazott antennarendszer nyereségétől is függ, a térerősség finomabb lépésekben történő változtatása is megvalósítható az antennarendszer nyereségének módosításával. Általában a helyi viszonyoktól függően kell eldönteni, hogy mi a gazdaságosabb: kisebb adóteljesítmény és nagyobb antenna-nyereség vagy fordítva. Egy magasabb hegy-csúcsra épített adóberendezés esetén a döntés alacsonyabb kimenő teljesítmény mellett a magasabb antennanyereség felé mutat. Ennek eldöntésénél meg kell vizsgálni az adó üzemköltségét is, mert természetesen egy nagyobb teljesítményű adó áram- és csőégés-óra költsége nagyobb, mint egy kisebb teljesítményű adóé. Viszont ha az adóberendezés telepítési helyén magasabb domb nem áll rendelkezésre, akkor egy magasabb torony költségei (akár vasszerkezet, akár cső kivitelű esetén) a mérleget a nagyobb teljesítményű adó és alacsonyabb antenna felé billentik. Célszerű a kétféle költség-tényezőt ötéves üzemre összehasonlítani figyelembe véve a beruházási és üzemköltségeket. Néhány országban a postaügyi minisztériumok tízéves időtartamra végeztek ilyen számításokat, de az FM adóberendezések területén történő gyors fejlődést figyelembe véve, ez túl hosszúnak látszik. Tekintettel arra, hogy két azonos teljesítményű FM adóberendezés párhuzamos üzemeltetése műszakilag megoldott kérdés, ez felhasználható mind a nagyobb üzembiztonság, mind az egyéni kívánalmak kielégítésére.

A teljesség kedvéért röviden megemlítjük a 100 MHz feletti frekvenciáknál a teljesítmény kérdését. A csövek anóddisszipációjától függően klasszikus konstrukciók alkalmazhatók 300—500 MHz-ig. A csöveknek azonban tárcsás kivezetésűeknek kell lenniük, koaxiális elektróda szerkezettel. Az 500—1000 MHz frekvencia-

sávban viszont a klasszikus csövek nem adnak elfogadható hatásfokú teljesítményt. Erre a célra teljesítményklisztronok alkalmazhatók, mert könnyen megvalósítható velük a frekvenciamoduláció. Némely országban a klisztronok kimenő teljesítményének felső határa 10 kW felett van és ezen a területen a csőfejlesztés igen gyors ütemben folyik. Ennek oka részben a horizonton túli terjedés kihasználása a rövid-es mikrohullámok területén.

Mint már röviden utaltunk rá, egy adott telepítési helyen a teljesítmény megválasztása elsősorban a besugárzandó terület nagyságától és az antenna-nyereségtől függ. A várható vételhatárokat a hasznos térerősségen kívül nagymértékben befolyásolják a vétel helyén a különböző forrásokból származó zavarsszintek. Amint a későbbiekben kifejtjük, a megengedhető zavarsszintek meghatároznak egy bizonyos hasznos térerősséget; a két térerősség viszonya a védettségi tényező.

Nagy területeknek frekvenciamodulált hírszórással való besugárzására két megvalósítási út követhető:

nagyobb teljesítményű adók nagyobb besugárzási tartománnyal, vagy

kisebb teljesítményű adók kisebb besugárzási tartománnyal.

Azokban az országokban, amelyek FM híradó berendezéseket kidolgoztak, mindkét megoldás megtalálható. Angliában kisebbszámú és nagyobb teljesítményű adókkal oldották meg a kívánt műsorellátási terület besugárzását. Ezzel szemben a Szovjetunióban és az Egyesült Államokban a második megoldást választották. Az utóbbi megoldásnak előnyül lehet felhozni, hogy egy adó kiesése az egész ország területének csak kisebb részén szünteti meg a vételt. Ezzel szemben hátrány, hogy több kisebb teljesítményű adóállomáson több kezelő személyzetre van szükség. Ez utóbbi körülményt ellensúlyozni lehet azzal, hogy felügyelet nélküli adóállomásokat is tartanak üzemben. Figyelembe kell azonban azt is venni, hogy — az ország egész területére azonos összteljesítményt feltételezve — az első megoldás olcsóbb, tekintettel arra, hogy a nagyobb teljesítményű adók fajlagos költsége kisebb.

Az antennarendszer megválasztásának szempontjai

Az adó műsorellátási területétől függően vagy körsugárzó, vagy egy többé, vagy kevésbé irányított antennarendszer létesítése lehet kívánatos. Általában a frekvenciamodulált műsor-szóró adók többsége körsugárzó antennarendszerrel van megépítve. Irányított antennarendszerre elsősorban az ország határszéli területein vagy hegyes vidékeken lehet szükség és az irányítás mértéke függ a helyi viszonyoktól.

Az alábbiakban a körsugárzó antennarendszereket fogjuk kissé részletesebben megvizsgálni. Tekintettel arra, hogy vízszintes polarizáció az általánosan elfogadott, az antennarendszer elemeinek is vízszinteseknek kell lenniük. Ezeknek az antennarendszereknek a víz-

szintes síkban 1—2 dB-n belül egyenletes térerősség-eloszlást kell létrehozniok. A függőleges síkban pedig az antenna nyereségének megfelelő koncentrációt kell elérni. A gyakorlatban használt teljesítmény-nyereség 5, ami 7 dB-nek felel meg. Az adóberendezés kimenő teljesítményének és az antenna teljesítmény-nyereségnek szorzatát effektív kisugárzott teljesítménynek nevezzük. Nemzetközi előírások csak ezt az értéket adják meg, a tervezőre bízva a megvalósítás módját, amint ezt már láttuk. Némely különleges esetben 10-szeres vagy annál nagyobb antenna teljesítmény-nyereség kívánatos ami 10 dB-nek sőt többnek felel meg. A teljesítmény-nyereség növelése azonban a sugárzó rendszer méreteinek és súlyának megnövekedését vonja maga után, ami viszont nagyobb beruházási költséget jelent. A túlságosan nagy nyereségű antennák azzal a veszéllyel is járnak, hogy az éles irányítás következtében az adóállomás közelében elégtelen térerősségű zónák alakulnak ki és így a műsorellátási területnek esetleg sűrűn lakott részei ellátatlanok maradnak.

Fenti megfontolások alapján célszerű az antennarendszer méreteit és irányélességét úgy korlátozni, hogy az minden szempontból a legkedvezőbb kompromisszumot adja. Eddigi tapasztalataink szerint a célnak jól megfelel az olyan körsugárzó antennarendszer, amely hajlított kereszt-dipolokból van összeállítva és összesen négy egymás fölött elhelyezett emeletből áll. Nyugat-Európában nagymértékben el vannak terjedve a teljes hullámú, vastag dipolokból összeépített antennarendszerek, amelyek mind irányított, mind körsugárzó célokra felhasználhatók megfelelő kombinációban. Ezek az antennarendszerek sokkal súlyosabbak a kereszt-dipolos antennarendszernél és irányélességük is nagyobb. Olyan esetekben, amidőn az adóállomás környéke lakatlan (pl. ha az adó egy hegy-csúcson van elhelyezve) ilyen antennarendszer alkalmazása is előnyös lehet, a helyi viszonyoktól függően. Mind a kereszt-dipolantenna, mind a vastag dipolokból összeépített antennarendszer széles-sávú antennának tekinthető, tehát nem kíván áthangolást az FM műsorszórásra kijelölt sávon belül.

Az adóállomások tervezésénél előzetesen ötszörös antenna-teljesítmény nyereséggel szokás számolni és csak az előzetes térerősség mérések alapján indokolt esetben szokás az antenna nyereséget növelni vagy esetleg csökkenteni.

Néha, különleges esetben árnyékolt területek besugárzásánál olyan irányított antennarendszer szükséges, amelynek teljesítmény-nyeresége 10 és 30 között van. Ilyen kivételes esetben az adóberendezés kimenő teljesítménye megfelelően csökkenthető.

Hasznos térerősség és megengedhető zavarsszint

A frekvenciamodulált adóhálózatok tervezésénél a legnagyobb problémát a műsorellátási terület térerősség-viszonyainak kiértékelése je-

lenti. A következőkben a URH sáv terjedési viszonyait általában ismertnek tételezzük fel és csak azokra a szempontokra mutatunk rá, amelyek a valóságos hasznos térerősség és a különböző zavaró térerősségek meghatározásánál veendő figyelembe.

A térerősség elméleti értékét a következő képlet fejezi ki:

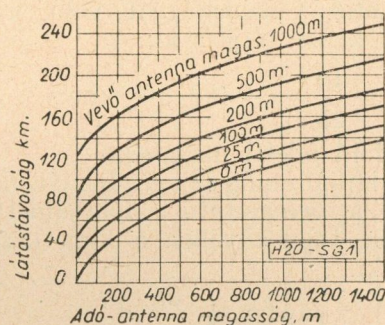
$$F = 212 \sqrt{P} \cdot \frac{4\pi h_t \cdot h_r}{\lambda D^2} \cdot \frac{\sin \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda D}}{\frac{2\pi h_t \cdot h_r}{\lambda D}} \quad (1)$$

ahol

- F a térerősség mV/m-ben
- P a kisugárzott teljesítmény kW-ban
- h_t az adóantenna magassága m-ben
- h_r a vevőantenna magassága m-ben
- λ a hullámhossz m-ben
- D az adótól való távolság km-ben.

A térerősség elméleti kiszámításánál fontos az optikai átlátás viszonyainak ismerete.

Sík terep esetén az optikai átlátás távolságait különböző adóantenna és vevőantenna-magasságok esetén az 1. ábra tünteti fel.



1. ábra. Az optikai átlátás távolsága különböző antennamagasságoknál

Az ultrarövid hullámok terjedése azonban a horizonton túl is egy bizonyos sávban ugyanolyan törvényszerűségek szerint történik, mint az optikai átlátás távolságán belül. A 15—20 év előtti mérések arra engedtek következtetni, hogy a Föld sugarát ($R = 6370$ km) $4/3 = 1,33$ -mal kell megszorozni az ultrarövid rádióhullámok terjedési viszonyainak meghatározásánál. Az elmúlt évtizedben a Szovjetunióban az Egyesült Államokban és néhány nyugat-európai országban különböző légköri viszonyok mellett végzett beható térerősségmérések azt bizonyítják, hogy ez a tényező nagymértékű változásoknak van kitéve.

Az atmoszféra alacsonyabb rétegei, a troposféra nem tekinthető homogén közegnek. A troposzférát befolyásoló tényezők: a dielektromos állandó, a hőmérséklet, a légnyomás és a vízgőz-tartalom. Normális körülmények között („standard atmoszféra”) az atmoszféra sűrűsége és így dielektromos állandója is növekedő magassággal csökken. A törésmutató elektromágneses hullámokra a következő összefüggésből számítható ki:

$$n = \sqrt{\varepsilon} \quad (2)$$

ahol n a törésmutató, ε a dielektrikus állandó.

Ennek következtében a sugár a föld felé megtörik, mivel az elektromágneses hullámok fázissebessége, ami a következő képlettel fejezhető ki:

$$v = 1/\sqrt{\varepsilon} \quad (3)$$

a magassággal növekszik. Ez azt jelenti, hogy az elektromágneses hullámok a föld görbületét igyekeznek követni. Ily módon az optikában ismert jelenség analógiájára a közvetlen sugárzás tovább terjed, mintha egyenesvonalú terjedést tételeznünk fel. Ez oly módon vehető figyelembe, hogy a látszólagos vagy egyenértékű fűldsugarat vezetjük be.

A törésmutató kiszámítására az alábbi képlet szolgál:

$$n = 1 + \frac{79 \cdot 10^{-6}}{T} \cdot \left(p + \frac{4800 e}{T} \right) \quad (4)$$

ahol T az abszolút hőmérséklet Kelvin-fokokban, p a légnyomás mb-ban és e a vízgőz nyomás mb-ban.

Normális körülmények között („standard atmoszféra”) a törésmutató értéke $n = 1,0003$. A törésmutató magassággal való változását az alábbi képlet fejezi ki:

$$\frac{dn}{dh} = -3,9 \cdot 10^{-5} \text{ km}^{-1}$$

ahol h a föld feletti magasság.

Ennek alapján, amíg ez a gradienst állandónak tekinthető, a törésmutató a földfelülettől mért h magasság függvényében a következőképpen fejezhető ki:

$$n = n_0 + \frac{dn}{dh} d \quad (6)$$

ahol n_0 a törésmutató értéke a föld felületén.

A fenti képletek alapján a virtuális fűldsugár az alábbi képletből számítható ki:

$$R_e = \frac{1}{1 + \frac{R}{n_0} \frac{dn}{dh}} R = kR \quad (7)$$

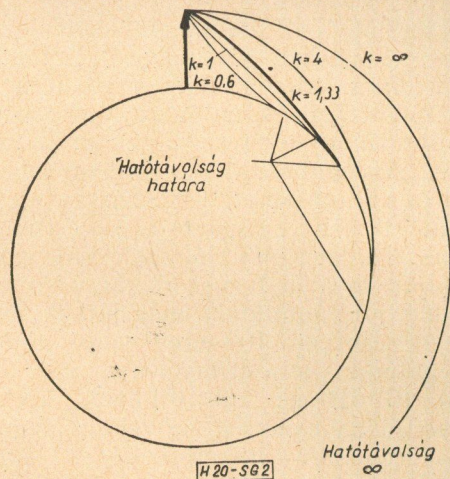
Tehát a k faktossal kell megszorozni a föld-sugarat, hogy egy meghatározott törésmutató gradienstől a virtuális fűldsugarat megkapjuk. Ezt a k faktort „refrakciós tényezőnek” szokás nevezni.

Abban az esetben, ha a törésmutató gradiense

$$\frac{dn}{dh} = -1,57 \cdot 10^{-4} \text{ km}^{-1} \quad (8)$$

a (7) képlet nevezőjében lévő második tag —1-el egyenlő, tehát a tört nevezője 0 lesz, vagyis $k = \infty$.

Ez geometrikailag annyit jelent, mintha a föld sík felület volna. Ilyen nagymértékű törésmutató gradienst Európában nem szokott előfordulni. A legnagyobb európai törésmutató gradiens az eddig észlelték szerint:



2. ábra. Elektromágneses sugarak pályái a föld felülete felett, különböző refrakciós tényezőknél

$$\frac{dn}{dh} = -1,15 \cdot 10^{-4} \text{ km}^{-1} \quad (9)$$

amely $k = 4$ refrakciós tényezőnek felel meg. A Szovjetunióban végzett mérések statisztikai feldolgozása alapján csupán a megfigyelési idő 0,6%-ában fordult elő $k > 4$ érték.

A különböző refrakciós faktoroknak megfelelő elektromágneses sugárpályákat a 2. ábra tünteti fel.

Az ábrán az antenna magassága erősen torzítva van a szemléletesség céljából. A hatótávolságok változása különböző refrakciós tényezőknél azt mutatja, hogy szélső esetben 1:2 arány is előfordul az atmoszféra különböző állapotaiban.

A fent elmondottakból a következő irányelvek szögezhetők le a hullámterjedési viszonyok megállapításánál:

A műsorellátás területén a hasznos térerősség a hely és az idő függvénye. A térerősség értéke tehát csak egy valószínűségi függvénnyel fejezhető ki, amelynek értékét a műsorellátási területen belül elméletileg meghatározni nem lehet. Ezért gyakorlati térerősség számításoknál abból szokás kiindulni, hogy a műsorellátási terület bizonyos %-a az üzemi idő bizonyos %-ában van a kitűnő vételhez szükséges térerősséggel ellátva. A területi százalék és az idő százalék elméletileg tetszőleges értékekben állapítható meg, azonban minél nagyobbak ezek a számértékek, annál nagyobb adóteljesítményre, illetve antenanyereségre van szükség. Ezért gyakorlati esetekben a gazdaságosság szempontjai a döntőek és ezek korlátozzák az idő százalék és a területi százalék értékeit. Az idő százalékot általában 90%-ra, a területi százalékot pedig általában 50%-ra szokás választani a gyakorlati tervezésnél.

A hasznos térerősség közepes értékének meghatározása függ a besugárzandó terület népességétől, iparosodásának fokától és a különböző zavarforrásokból eredő interferenciáktól. A különböző országokban erre különböző értékeket vesznek alapul. A CCIR 1952-ben Stockholmban és 1955-ben Varsóban foglalkozott

ezzel a problémával. Az OIR szintén tárgyalta legutóbbi budapesti ülésén 1958-ban ezt a kérdést. Ezek alapján a következő értékek szolgálhatnak a tervezés alapjául: az OIR sávon a 64,5-től 73 MHz-ig a minimális térerősség effektív középértéke a biztonságos vételterület határain 46 dB 1 mikrovolt/m-hez képest, vagyis 200 mV/m. Az Egyesült Államokban az FCC (Federal Communications Commission) 1956 januárjában megjelent „*Rules Governing Radio Broadcast Service*” kiadványai az alábbi ajánlásokat tartalmazza:

Falusi területeken a közepes térerősség 50 $\mu\text{V/m}$ Városban, üzleti vagy gyárnegyedekben 1 mV/m Az ellátandó legnagyobb városban 3–5 mV/m.

Véleményünk szerint az 50 $\mu\text{V/m}$ érték alacsonynak látszik, mivel a vételterület határán erősen jelentkező fading hatása miatt a közepes térerősség ennél 10–15 dB-lel alacsonyabb is lehet. Ez a körülmény nem biztosítja a jó minőségű vételhez szükséges feltételeket a legkisebb térerősségek időszakában és nem elégíti ki az amerikai meghatározás szerinti „B” fokozatú üzem követelményeit sem.

Nagy városokban, ahol magas betonépületek vannak, a nagy térerősség értékek bizonyultak helyesnek, mert erős helyi visszaverődések nagyon gyorsan változó alakú és értékű térerősséggörbéket eredményeznek.

Térjünk most vissza a védettségi viszonyszám kérdésére. Ezt mint a hasznos és az interferencia folytán adódó eredő térerősség viszonyát fejezzük ki. Normális üzem esetén, amikor a közepes vivőfrekvenciák egyenlőek, OIR ajánlása 30-as érték, ami közelítőleg 30 dB-nek felel meg.

Offset üzem esetén a védettségi viszonyszám a közepes vivőfrekvenciák különbségének függvénye. Növekvő frekvenciakülönbséggel rohamosan csökken és 100 kHz frekvenciakülönbségnél eléri a zérus értéket.

Az FCC közleményeiben a következő ajánlások találhatók:

Azonos csatorna (egyenlő közepes frekvenciák) 10 : 1 vagy 20 dB

Szomszédos csatorna (200 kHz frekvenciakülönbségnél) 2 : 1 vagy 6 dB

Szomszédos csatorna (de 400 kHz frekvenciakülönbségnél) 1 : 10 vagy 20 dB

Szomszédos csatorna (600 kHz frekvenciakülönbségnél) 1 : 100 vagy 40 dB

A fenti értékek a hasznos jel talajhullámainak közepes értékére vonatkoznak és a zavaró térerősség az idő 1%-ában éri el a fenti értékeket. Az ajánlások szerint 400 kHz-es frekvenciaelosztás mellett lehet FM adóállomásokat működtetni ugyanazon az ellátási területen számottevő kölcsönös zavarás nélkül.

Az OIR frekvenciaelosztási terve szerint a szomszédos csatornák távolsága 300 kHz. Ennek következtében a frekvenciakülönbség offset üzem esetén ezen érték bizonyos törtrészének választandó. Azonos műsort sugárzó adóberendezéseknél a védettségi viszonyszám 13 lehet

50 kHz frekvenciakülönbségnél. Ilyen körülmények között az interferencia sokkal kevésbé zavaró. Különböző műsorok sugárzása esetén egy megkívánt védettségi szám eléréséhez szükséges frekvenciakülönbségre más törvényszerűség áll fenn: kis frekvenciakülönbségeknél kisebb, nagy frekvenciakülönbségeknél nagyobb védettségi viszonyszám értéket kíván meg.

Olyan területeken, amelyek lényegesen nagyobb távolságra fekszenek az adóállomástól, mint az 1. ábrán megadott közvetlen látástávolságok, a térerősség csökkenésének törvényszerűsége rohamosabb, mint a látástávolságon belül, és a frekvenciától is függ. Ezeken a területeken a fading jelenségek és az ionoszférikus terjedés miatti interferenciák is sokkal zavaróbbak, különösen erős napfolttevékenységi időszakokban. Ezért egy adóberendezés műsorellátási területének határát úgy kell meghatározni, hogy ezeket a területeket ne foglalja magában, mert ott a jó vétel biztosításának feltételei az idő és tér megkívánt százalékában nem állnak fenn. Ezeken a területeken a sporadikus E-réteg segítségével kedvező ionoszférikus viszonyok mellett rövid időközökben jó vétel érhető el, ez azonban nem tekinthető rendszeres műsor-ellátásnak.

A védettség meghatározásánál a különböző távolságban lévő összes adó térerősségeit figyelembe kell venni. Nagyszámú távol fekvő adó interferálhat a hasznos jellel ionoszférikus terjedés miatt. Ez különösen zavaró lehet erős napfolttevékenység éveiben, mint pl. a Nemzetközi Geofizikai évben 1958-ban. A geofizikai év megfigyeléseinek részletes feldolgozása bizonyára sok értékes adatot fog szolgáltatni az URH frekvenciasáv ionoszférikus terjedési viszonyaira vonatkozólag is. A 64,5–73 MHz-es FM műsorszóró sáv nagyobb mértékben ki van téve ilyen természetű zavarásoknak, mint a 87,5–100 MHz-es sáv. Viszont a hasznos térerősség értéke is nagyobb az előbbi sávban azonos adóteljesítmény és antennanyereség esetén.

Az ionoszférikus úton érkező zavaró térerősség ellen bizonyos esetekben irányított vevő-antennák alkalmazásával lehet védekezni. Ezáltal egyes esetekben az ionoszférikus zavar hatása 5–10 dB-lel csökkenthető, ami nagyon jelentős. Az irányított vevő antennák alkalmazásánál azonban óvatosság szükséges, mivel a helyi reflexiók miatt sok esetben a venni kívánt hasznos térerősség eredő vektorának iránya és polarizációja is megváltozhat.

A jöminőségű műsor átvitele a mikrofontól az adóállomásig

A közép- és rövidhullámú műsorszórás céljait szolgáló stúdióberendezések általában a 30 Hz–10 kHz-ig terjedő hangfrekvenciás sáv átvitelére készülnek és a torzítási tényező csúcsmodulációnak megfelelő szintnél 1–2% körüli érték. A jó minőségű FM műsorszórónál ennél sokkal szigorúbb követelményeket kell kielégítenie a stúdióberendezésnek. Általában

30 Hz—15 kHz-ig terjedő modulációs sáv átvitele szükséges és a torzítási tényező csúcsmodulációnak megfelelő szintnél 1%-nál kisebb. Ezek az értékek az adóberendezés által kisugárzott műsor minőségére vonatkoznak. A stúdióberendezésre még szigorúbb előírások érvényesek. Egy korszerű stúdióberendezésnél a jel/zaj viszonyt csúcsmodulációnak megfelelő szintre vonatkoztatva lehetőleg — 70 dB értéken kell tartani. Csak ez esetben lehet az adó által biztosított minőségi követelményeket teljes mértékben kihasználni. Jelenleg ilyen stúdióberendezések műszakilag nagyobb nehézség nélkül megvalósíthatók. A műsorszóró hálózat tervezésénél tehát nagyon kívánatos, hogy a stúdióberendezés is eleget tegyen a magasabb minőségi követelményeknek. Ilyen berendezés magasabb beruházási költsége sokkal jobban megtérül, ha egy stúdióberendezés több adóberendezést is kiszolgál.

Némely esetben és különösen akkor, ha egy stúdió több adóállomást szolgál ki, egyes adók és a stúdió közti távolság nagy lehet. Sok esetben az adóberendezés egy kevésbé megközelíthető magasabb hegycsúcson van felállítva, ahová stúdióberendezés elhelyezése sok szempontból nem volna célszerű. Ezért számolni kell azzal, hogy a stúdiótól az adóig a műsort 100 km nagyságrendű vagy még ennél nagyobb távolságra kell továbbítani. Itt sokkal nehezebb feladattal kell megbirkózni, mint közép- és rövidhullámú hírszórás esetében, ahol a stúdió általában a város középpontjában van és az adóberendezés tőle 20—30 km távolságban. Ez a távolság lehetővé teszi műsor-kábel lefektetését a stúdió és az adó között. Helyi közvetítő adóknál a műsorátvitel megvalósítható a meglévő híradó kábelek zenei érpárjának felhasználásával vagy különleges erősítővel rendelkező légvezetéseken. Frekvenciamodulációs adóberendezések részére a műsor-átvitelt már meglévő vezeték- vagy kábelben keresztül, általában a berendezés határfrekvenciája korlátozza, mert a beépített erősítők általában 8 vagy 10 kHz maximális modulációs frekvenciára vannak tervezve. A hangfrekvenciák sávnak 15 kHz határfrekvenciáig való kiterjesztése az erősítők átépítését jelentené, ami csak további költségtöbblettel valósítható meg. Ezért indokolt a műsorátvitel más megoldásának tanulmányozása.

Hasonló problémák vetődnek fel akkor is, ha egy FM műsorszóró adó műsorát egy tőle nagyobb távolságban fekvő másik FM adóval újra akarjuk sugározni. Egy vezéradó természetesen több közvetítő adót is elláthat műsorral. Mindkét feladat megoldására az egyik lehetőség a hangműsornak mikrohullámú relélánc segítségével való továbbítása. Ez a megoldás azonban csak akkor gazdaságos, ha ugyanaz a relélánc a műsortovábbításon kívül többcsatornás távbeszélő összeköttetést is biztosít. A másik megoldási lehetőség szélessávú kábelek és erősítőberendezések alkalmazása, amint az már néhány nyugat-európai országban megtörtént.

Mindkét módszer igen költséges nagy távolságok esetén.

Olyan országokban, amelyekben ilyen kábel vagy mikrohullámú relé-hálózat még nincs kiépítve, egy viszonylag egyszerű és olcsó megoldás alkalmazható. Erre a célra ki vannak dolgozva igen jó minőségű közvetítő vevőkészülékek, amelyek kellő érzékenységgel és a vezéradó közepes vívőfrekvenciájának jó minőségű vételére alkalmasak. Megfelelő irányított vevőantenna felhasználása mellett kitűnő minőségű modulációt továbbítanak a közvetítő adóberendezésre a megkívánt alacsony jel/zaj viszonytal.

Különleges esetekben a vevőantennát magas épület tetejére vagy toronyra kell felépíteni, hogy a vétel részére a kellő térerősség biztosítható legyen.

A közvetítő adót a közvetítő vevő közelében kell elhelyezni és a vevőkészülék interferencia-mentes működését jól megtervezett irányított antennarendszerrel, továbbá a vezér- és közvetítő adók közepes vívőfrekvenciájának kellő szétválasztásával kell biztosítani. Ilyen közvetítő vevőkkel nyert tapasztalatok azt mutatják, hogy ha kellőképpen számításba vesszük a várható fading jelenségeket, a közvetítő adó által kisugárzott műsor jó minősége a teljes műsoridőnek legalább 90%-ában biztosítható. Ezen megoldás költsége a fentebb tárgyaltaknak csak kis törtrészt teszi ki.

További megoldási lehetőség volna a műsornak a stúdióból az URH adóig rövidhullámú adóberendezéssel való közvetítése. Nagy távolságok esetén az ionoszférikus terjedés is kihasználható. Ennek azonban a következő hátrányai vannak: hullám-váltás szükséges különböző napszakokban, erős, gyakran szelektív jellegű fadingjelenségek, melyek erős torzításokat okoznak, esetleg „diversity” rendszerű vevőantenna alkalmazása válhat szükségessé.

Eltekintve ilyen berendezés viszonylag magas beruházási költségeitől, az URH adó jóminőségű modulációja a teljes műsoridőnek csak viszonylag kis szálszázalékában biztosítható. Ilyen megoldás tehát véleményem szerint csak ideiglenesnek tekinthető.

Kezelőszemélyzet és felügyelet nélküli üzem

A jól megtervezett FM adóberendezések kezelése nem igényel magasfokú szakértelmet. Technikusi képesítésű személyzet néhány hetes tanfolyamon elsajátíthatja az adóállomás kezelését és az egyszerűbb hibák elhárítását. A műsoradás magas színvonalának fenntartásához azonban szükséges az adóberendezés laboratóriumi műszerekkel szabályos időközökben történő felülvizsgálása és az áramkörök esetleges utánállítása. Erre a célra legkívánatosabb megoldás egy mozgó mérőkocsi beállítása, amely bizonyos körzetekben és időközökben több adóállomást végig tud járni és az ellenőrző méréseket, utánállításokat elvégzi. Az antenna és tápvonalrendszer vizsgálata is hozzá tartozik az időszakonként elvégzendő mérésekhez. Ha a tápvonal bemenetén reflektométer van beépítve,

az állóhullám-viszony megváltozása azonnal jelzi a zavart, amit ki kell küszöbölni. Erre a célra igen hasznosak az URH sávban történő impedancia mérések. Az URH adóberendezés kísérleti üzeme idején célszerű a műsorellátási területen beható térerősségméréseket végezni.

Ha mozgó kocsin áll rendelkezésre, akkor ez felszerelhető térerősségmérő berendezéssel és a szabályos adások alatt végezhet méréseket. Ha később új vételi területet kell besugározni, akkor is előnyösen használható ez a mozgó térerősségmérő és hasznos adatokat szolgáltathat esetleges nagynyereségű irányított vevőantennarendszer kiépítésénél. A vizsgáló kocsin személyzetéhez mérnököknek is kell tartozniuk, akik az állomás kezelő személyzetének nehezebb hibák elhárításában segídezhetnek. A kocsin az adók részére tartalék csövek és anyagok szállítására, azonkívül hibás egységeknek a központba történő továbbítására is alkalmas.

Távlati fejlődés szempontjából megfontolás tárgyává kell tenni a felügyelet nélküli üzem megvalósításának lehetőségét is. Ez FM műsor-szóró adóknál nem annyira a személyzettel való takarékoskodás miatt szükséges, hanem inkább azért, mert a kezelőszemélyzet váltása távoli hegytetőn elhelyezett adóknál igen körülményes. Már vannak berendezések felügyelet nélküli adóberendezések távvezérlésére, az adó indítás- és kikapcsolására, továbbá esetleges hibának a központba való jelzésére. A hálózati tápfeszültség hibái esetén önműködően átkapcsolódó dizelelektromos gépcsoport biztosítja az adó további zavartalan üzemét. Egyelőre üzemi tapasztalataink ilyen berendezéssel nincsenek Magyarországon, de a tervezés befejezés előtt áll és az első minta közel egy év múlva kipróbálásra kerül. A jelenleg kidolgozás alatt álló megoldás olyan, hogy azt egy már megépített adó kiegészítő berendezéseként be lehet építeni.

Üzembiztonság, karbantartás, üzemi költségek

Tekintettel arra, hogy az FM adóberendezésekben 3000 V-nál nagyobb feszültség csak kivételesen fordul elő, ebből a szempontból sokkal könnyebb az üzembiztonsági követelményeknek eleget tenni, mint közép- és rövidhullámú nagyadóknál, ahol 10–12 kV-os feszültségek is előfordulnak. Általában hírszóró adóberendezéseknél a fő hibaforrás a nagyfeszültségű berendezés. Jól megtervezett URH adóberendezés sokkal kevesebb egységet és fokozatot tartalmaz, mint nagyteljesítményű amplitúdó-modulált adó, tehát kevesebb a meghibásodás valószínűsége. Ennek természetesen az a feltétele, hogy az adóberendezésbe lehetőleg megbízható csövek és korszerű kiváló minőségű alkatrészek legyenek beépítve. Különösen fontos ez a követelmény felügyelet nélküli adó-

állomások esetében. Az üzemkiesési idő azonban egyetlen berendezés esetén még így is elérheti a teljes műsoridő 1–2%-át. Ahhoz, hogy ezt egy nagyságrenddel 0,1–0,2% értékre lecsökkenthessük, szükséges két párhuzamosan üzemeltetett adóegység felállítása. Mivel ez esetben a két adóállomásnak csak egyetlen diplexere, tápvonala és sugárzórendszere van, ezeket nagy biztonsággal kell úgy elektromos, mint mechanikai szempontból méretezni. A hallgató számára közömbös, hogy a műsorkiesés oka az adó, a stúdióberendezés vagy a műsort a stúdióból az adóba közvetítő berendezés. Kíváncsi ezért ezen egységeknél átkapcsolható tartalék beépítése mindenütt, ahol ez nem túlságosan költséges. Általában közvetítő láncok erősítő berendezéseibe automatikusan átkapcsolódó tartalék tápberendezéseket is be szoktak építeni.

FM hírszóró adóberendezések üzembiztonságát a jövőben növelhetjük félvezető elemek alkalmazásával elektroncsövek helyett. Erre elsősorban a hangfrekvenciás áramkörökben, továbbá a kis- és közép teljesítményű tápberendezésekben kerülhet sor. A félvezetők élettartama a közönséges elektroncsövekéhez 50, esetleg 100-szorosan felülmúlja. Ez a viszony számosszerűen hasonlítást esetén kisebb, de a félvezetők előnye így is szembetűnő. Ha a félvezetők ára a tömeggyártás bevezetésével csökkenni fog, alkalmazásuk még gazdaságosabb lesz ezen a területen. Ennek következménye a méretek, súly és a bemenő teljesítmény csökkenése is lesz.

Tekintettel arra, hogy a korszerű frekvencia-modulált adóállomások hatásfoka viszonylag igen jó, az üzemköltségek nem számottevőek. Az üzemköltségek, beleértve a berendezés ellenőrzési és javítási költségeit, valamint a karbantartási kiadásokat és az adóberendezéshez, valamint onnét történő szállításokat, sokkal alacsonyabbak, mint nagyteljesítményű AM adóállomások esetén.

Az adóberendezés kis méretei viszonylag kicsiny és olcsó épületet kívánnak, ami a beruházási költségek összegét csökkenti.

Mindezek a tényezők nagymértékben hozzájárulnak URH hírszóró adóberendezések gazdaságos voltához.

A jövő törekvései FM hírszóró berendezések tervezésénél valószínűleg magasabb frekvenciasávok alkalmazása, ami kisebb és olcsóbb antennaberendezést igényel, sztereofonikus URH átvitel, ami nagyobb hűségű műsor visszaadást jelent, ezenkívül a félvezetők széleskörű használata nagyfrekvenciás áramkörökben.

Ezen a területen történő hatalmas ütemű fejlődés esetleg új technikai megoldásokat hoz, melyek forradalmasíthatják a hírszórás módját az ultrarövid és deciméteres hullámsávban.

Kísérletek és térerősségmérés 260 MHz-en

MALCSINER FERENC
B H G

A térbelileg egymástól távolieső ultrarövidhullámú műsorszórádók műsorellátásának módja még nem forrott ki egyöntetűen. A szerző taglalja a műsorellátás műszaki lehetőségeit és gazdasági tényezőit, majd a műsortovábbítás céljaira fenntartott 240—300 Mc frekvencia sávban végzett kísérleteket és kísérleti berendezéseket ismerteti.

Mióta a rádió alkalmazást nyert a híradástechnikai rendszerek között, a fejlődés útját az egyre nagyobb frekvenciák alkalmazására való törekvés jellemzi.

A műsorszórási, többfokozatú adórendszerek továbbfejlesztését a nagyobb frekvenciák felé a televízió megjelenése tette szükségessé. A háború befejezése után e téren új fejlődés indult meg. Néhány év alatt kidolgozták a nagyteljesítményű adócsöveket, melyek lehetővé tették az egyre nagyobb frekvenciák alkalmazását néhány száz 10 kW teljesítményig. Néhány év óta a 220 MHz, mint felső határnál ez a fejlődés megállt. Amíg a TV sávok nem lesznek túlszűfoltak — ami pedig néhány éven belül nem várható — a nagyteljesítményű adórendszerek továbbfejlesztése nagyobb frekvenciák irányába nem is várható.

A kommunikációs célokat szolgáló és kis közép teljesítményű berendezések továbbfejlesztése ellenben gyors ütemben halad előre. A 200—800 MHz-en dolgozó, 10 W nagyságrendű teljesítménnyel rendelkező adók egyre fontosabb szerepet kapnak a TV, vagy URH adók műsorral való ellátásával kapcsolatban.

Mivel hazánkban — főként exportcélokra — nagyobb mennyiségű URH műsorszórási adó gyártása van folyamatban, nem szabad elhanyagolnunk a több száz MHz-en dolgozó hírközlő rendszerek kellő időben történő kifejlesztését.

Az adók műsorellátásának problémája

A decentralizált URH műsorszórási adók egy központból történő műsorellátása általában az alábbi módon szokott történni: 1. Műsortovábbító vevő segítségével (Ballemplang) vagy 2. külön műsorellátó URH-lánc segítségével.

A műsorellátás legkézenfekvőbb megoldása: vevőkészülékkel venni a központi adó műsorát és a detektálás után nyert hangfrekvenciás feszültséggel megmodulálni a közvetítő adó modulátor fokozatát. Ez esetben a közvetítő adó természetesen eltérő frekvencián sugározza tovább a műsort. E módszerrel több fokozatban nagyobb terület műsorellátása biztosítható.

A módszer hibája, hogy a torzítások összegződnek és az ötödik, hatodik áttevés után a műsor minősége nem elégíti ki az FM adás minőségi követelményeit. A torzítás nagymértékben csökkenthető, ha a közvetítő vevő nem hangfrek-

venciáig bontja le a vett jeleket, hanem csak a középfrekvenciáig. A KF rezgést azután egy helyi oszcillátorral keverik és az így nyert jeleket erősítik és sugározzák tovább.

E megoldás azonban újabb nehézségeket rejt magában. Hogy csak egyet említsünk: a központi adó kimaradása esetén nem jön létre középfrekvenciás jel, tehát a közvetítő adók is üzemképtelenné válnak. Emiatt minden relé adónak még egy külön helyi oszcillátorral is rendelkeznie kell, melynek frekvenciája pontosan egyezik a központi adó által kisugárzott frekvenciával. A reléadó egyéni üze me csakis így oldható meg.

Ha a műszaki nehézségektől el is tekintünk, a közvetítő vevők rendszere csakis ott alkalmazható gazdaságosan, ahol sűrűn lakott települések szorosan kapcsolódnak egymáshoz.

A nyugati államokban egyre inkább terjed az a megoldás, melynél a távoli városokban elhelyezett adókhoz a műsort egy külön, többszáz MHz-en dolgozó ultrarövidhullámú átvivő-lánccal juttatják el.

Az adó- és vevőantennák erős irányíthatósága miatt így viszonylag kis teljesítménnyel (10—50 W) nagyobb távolságok (50—100 km) is áthidalhatók üzembiztosan. Az ismételőállomások csekély száma miatt a torzítás is kisebb lesz, mint az előző rendszerénél, különösen ha a lebontás nem hangfrekvenciára, hanem középfrekvenciára történik.

A 200—400 MHz körüli frekvenciákon dolgozó adók megvalósítási költsége csak tört része a műsorszórási adóknak. Az egyszerű felépítésű, kisméretű antennák telepítése pedig elenyésző költséget jelent a csoportos URH adórendszerek antenna berendezéseire képest.

A több száz MHz-en dolgozó adó-vevő rendszerek kifejlesztése tehát mindenképpen indokolt az URH műsorszórási lánc teljes kiépítéséhez. Ezt a szempontot különösen alátámasztja az a megfontolás, hogy a lánc nemcsak az URH műsorszórási hálózat kiegészítésére használható, hanem önálló hírközlő rendszert is alkothat, különösen ha sokcsatornás vivőhullámú (karrier) rendszerrel kapcsoljuk össze. Önként kizárható lehetőség a 12/24 csatornás rendszerrel való kombináció.

Megfelelő számú csatorna összevonása esetén a hírközlő rendszer komplex feladatok elvégzésére is képes. Pl. 1...6 összevont csatornán műsortovábbítás, a többen interurbán telefonbeszélgetés, vagy egyéb hivatalos közlések továbbítása. Ezenfelül még egy szolgálati csatorna az állomások egymásközi érintkezésére.

A mindinkább előtérbe nyomuló stereofonikus műsorátvitel is megoldható e rendszer segítségével.

A fejlesztés megindulása

Mintegy másfél évvel ezelőtt merült fel komoly formában ilyen berendezések előállításának szükségessége hazánkban.

E témakörre vonatkozó szakirodalom nagyon hiányos, aminek feltehetően az az oka, hogy még az iparilag fejlett országok sincsenek abban a helyzetben, hogy eredményeiket publikálhassák, márcsak üzletpolitikai szempontból sem.

A fejlesztés megindítását tehát a legnagyobb körütekintéssel kellett megkezdeni.

Egy híradástechnikai adó-vevőrendszer használhatóságát elsősorban az a tényező dönti el, hogy mi az a távolság, melynek áthidalását a berendezés üzembiztosan képes ellátni.

Áramköri tervezés előtt tehát el kell dönteni, hogy

- a) mekkora legyen az áthidalandó távolság,
- b) milyen adóteljesítményre van szükség,
- c) milyen legyen az antennák rendszere és nyeresége,
- d) mekkora legyen a vevő érzékenysége.

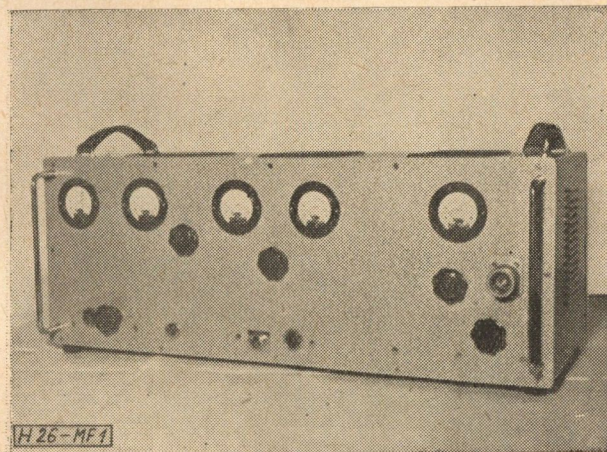
Céljaink körvonalazása alkalmával az áthidalandó távolságot 60 km-ben szabtuk meg, annak feltételezésével, hogy az adó és vevő antennái között az optikai átlátás biztosított legyen. A vevő szempontjából az üzembiztos átvétel térerősségét $100 \mu\text{V/m}$ -ben állapítottuk meg. Az adó- és vevőantennák nyereségét 10–10 dB-nek vettük.

Fenti tényezőkből számítás útján határoztuk meg, hogy az adó hasznos teljesítményének legalább 10 W-nek kell lennie.

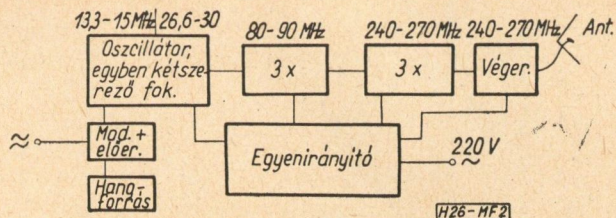
E frekvenciasáv terjedésére vonatkozó szakirodalom olyan eltéréseket mutatott az elvi számításokhoz képest, hogy szükségesnek látszott az áramköri munkák megkezdése előtt térerősségmérési kísérleteket végezni.

Mérőadó és antenna

A mérések megkezdése előtt megépítettünk egy max 50 W kimenőteljesítményű mérőadót, a 240–270 MHz frekvenciatartományra (1. ábra).



1. ábra. 50 W-os mérőadó 240–270 MHz-re



2. ábra

Az adó elvi felépítését a 2. ábra szemlélteti. Az adó az alábbi fokozatokból állt:

1. elektron-csatolt oszcillátor. Rácsköre 13,3–15 MHz között hangolható. Anódköre mint frekvencia kétszerező 26,6–30 MHz frekvenciakörzetben volt beállítható. Alkalmazott cső OS 16A.

2. Ezután egy ellenütemű háromszorozó fokozat következett GU 29 csővel, 80–90 MHz között hangolható anódkörrel.

3. A harmadik fokozat ugyancsak ellenütemű háromszorozóként működött. Mivel megfelelő hazai gyártású cső e célra még ma nincs kidolgozva, kísérleteink során a Siemens RS 1009, illetve Valvo QQE 06/40 csövet alkalmaztuk. A cső anódköri rezgőköre ezüstözött vörösréz szalagból készített, negyedhullámú szimmetrikus táp-vonal volt. A sáv áthangolását a kettős tetróda anódjaira kapcsolt kisértékű forgókonduktorral lehetett elvégezni. (240–270 MHz.)

4. A végerősítő fokozat teljesen azonos felépítésű volt, mint a 3. fokozat, de nem háromszorozó kapcsolásban, hanem alaphullámú erősítőként működött.

A hasznos teljesítményt folyamatosan állítható induktív csatoló kör útján vezettük az 50 Ohm-os koncentrikus antenna-tápvezetékhez.

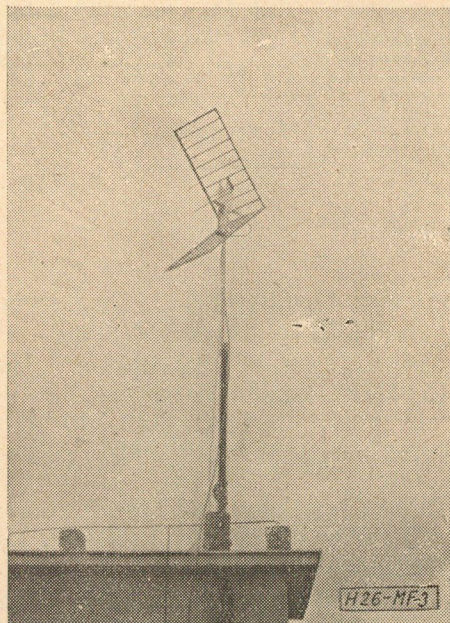
A frekvencia-moduláció az oszcillátor rácskörében történt. Egyszerűség kedvéért reaktanciacsöves modulátor helyett, két germánium diódával oldottuk meg a modulációt.

Mivel az oszcillátor frekvenciája csak $\frac{1}{18}$ -ad

része a kisugárzott frekvenciának, azért a ± 75 kHz frekvencialöket előállításához az oszcillátor körben csak $\pm 4,15$ kHz frekvencialöketet kellett biztosítani, ami ezzel az egyszerű áramkörrel is könnyen elérhető volt. Az adó műszaki jellemzőinek mérési eredményei meglepően jó értékeket mutattak, mind torzítás, mind zaj szempontjából.

A hangfrekvenciás előerősítő céljaira egy kettős trióda nyert beépítést, mely átkapcsoló útján hangfrekvenciás oszcillátorként is üzembe helyezhető volt.

A frekvencialöket egy potencióméterrel volt beállítható a kívánt értékre. A löket nagyságát beépített indikátorműszer mutatta. Az adó, mely a kísérletek során kifogástalanul működött, az összes táp-egyenirányítót is magában foglalta, s így egy komplett hordozható egyseget alkotott.



3. ábra. Antenna és sarokreflektor 240—270 MHz-re

Az adó néhány jellemző műszaki adata:

hasznos teljesítmény	max 50 W
hullámkörzet	240—270 MHz
frekvencialök	± 75 kHz
torzítás teljes kivezérlésnél	kb 1 %
frekvencia karakterisztika	30 Hz—8 kHz között, $\pm 0,5$ dB 8 kHz—15 kHz között ≤ -3 dB
frekvencia stabilitás	jobb mint $5 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$
méret	$68 \times 25 \times 27$ cm
súly	kb 25 kg

A mérőadóhoz tartozó megfelelő antennatípus kiválasztását több számítás és kísérlet előzte meg. Végül is egy sarokreflektorral ellátott kétszer negyed hullámú dipol nyert alkalmazást. A dipol egy balunnal volt összeépítve, mely az 50 Ohm-os asszimetrikus kábelben érkező nagyfrekvenciás jeleket szimmetrizálta, és a dipol bemenetéhez szükséges áttanszformálást végezte (3. ábra).

Az antenna

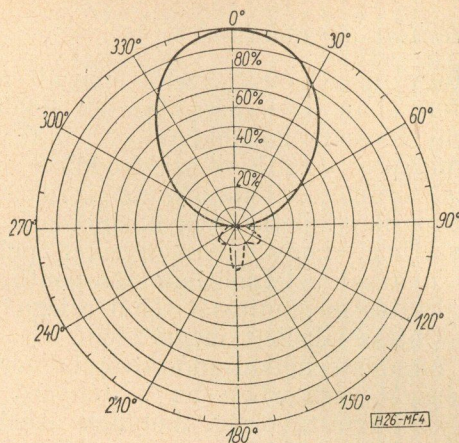
főbb adatai:

dipolhossz	2×300 mm
sarokreflektor	oldalélhossz 110 cm szélesség 60 cm lapok által bezárt szög 90° rácsok sűrűsége 0,1λ

Dipol távolsága a lapszögtől $0,31\lambda$

nyereség min 9 dB

Az antenna horizontális iránykarakterisztikáját a 4. ábra tünteti fel.



Sarokreflektorral ellátott dipol antenna polárdiagramja 260 MHz-en

4. ábra

Térerősség-mérések 260 MHz-en

A kísérleti berendezések elkészülte és kimérése után fogtunk hozzá a tényleges térerősség-mérésekhez.

Az adót és az antennát a BHG épületének tetején helyeztük el. Az antenna a tartóoszlopával együtt forgathatóan volt kiképezve. Az elfordulás értéke az észak-déli iránytól egy nagyméretű skálabeosztáson volt leolvasható. Az adót az antennával egy kb. 8 m hosszúságú 50 Ohm-os koaxiális kábel kötötte össze.

A méréseknél egy R&S gyártmányú BN 1503 HFD típusú ultrarövidhullámú térerősségmérő vevőt használtunk. A térmérő berendezés mindenütt kifogástalanul megbízhatóan működött. Általában akkumulátoros üzemben dolgoztattuk, bár a műszer hálózatról is táplálható. E műszer egyetlen hibája, hogy a mérő antennájának kezelése és telepítése kissé nehézkes, különösen terepen, szeles időben.



5. ábra. Mérés a budai hegyekben



6. ábra. Mérés gépkocsiról, sík terepen

A méréseket előre meghatározott program szerint folytattuk le. Az első számottevő három, napos méréssorozatot a budai hegyekben végeztük. (Lásd 5. ábra.) A méréssorozat célja az volt, hogy azonos távolságról az idő függvényében nyerjünk tapasztalatokat a térerősség ingadozásokról, valamint a felharmonikus sugárzásokról.

A termérő műszereket gépkocsin szállítottuk a farkashegyi vitorlázó repülőtér közelébe. Innen gumikerekű kizikocsin szállítottuk a hat egymáshoz közel eső mérési terephelyre. Így lehetővé vált, hogy az azonos távolsághoz tartozó különböző értékeket összevessük az előzetesen számított térerősség értékekkel.

A kísérletek alkalmával nemcsak a 260 MHz-en dolgozó mérőadót, hanem egy sorozatgyártásból kikerült 1 kW-os adó adatait is felvettük. Ez az adó 91,3 MHz-en dolgozott, ugyancsak sarokreflektorral ellátott dipol-antennával, mely szintén a BHG tetején nyert elhelyezést. Ezen adóra vonatkozó részletes adatok közlése meghaladná e cikk kereteit. A lényegesebb mérési eredményeket a 10. ábrán tüntettük fel.

A 260 MHz kísérletre vonatkozó főbb adatok:
 adó hasznos teljesítménye: 35 W,
 távolság adó és vevő között: 8200 m,
 adó-antenna magassága: 30 m,
 vevő: 345 m magas hegycsúcson telepítve,
 irány: K—Ny,
 közvetlen rálátás az adóra,
 mért térerősség: $1500 \mu\text{V/m}$,
 számított térerősség: $1800 \mu\text{V/m}$.

Az adatokat 3 napon keresztül a nappali órákban vettük fel, minden kerek órában. Az ugyanazon a helyen mért térerősségértékek nem mutattak számottevő ingadozást. A mérő-vevőt különböző helyekre telepítve, de az adó és a vevő közötti távolságot állandóan 8,2 km-en tartva, azt tapasztaltuk, hogy az adó

antennája a felharmonikusokat más irányítással sugározza ki, mint az alapfrekvenciát, azért a mérési helytől függően más és más viszonyszám alakult ki az alap és a felharmonikus sugárzások térereje között. Egy esetben — kellőképpen nem magyarázható módon — a második harmonikus polarizációs síkja 40° -al elfordul a horizontális síktól, ugyanakkor az alap és a harmadik harmonikus továbbra is a vízszintes síkban adta a mérhető maximális értéket.

Ezen első méréssorozat több kérdést megnyugtatóan tisztázott, de ugyanakkor újabb problémák sorát vetette fel a harmonikus sugárzásokkal kapcsolatban.

A következő méréssorozatnak az volt a célja, hogy az adótól fokozatosan távolodva, sík terepen folyamatos térerősség adatokat vegyünk fel a távolság függvényében.

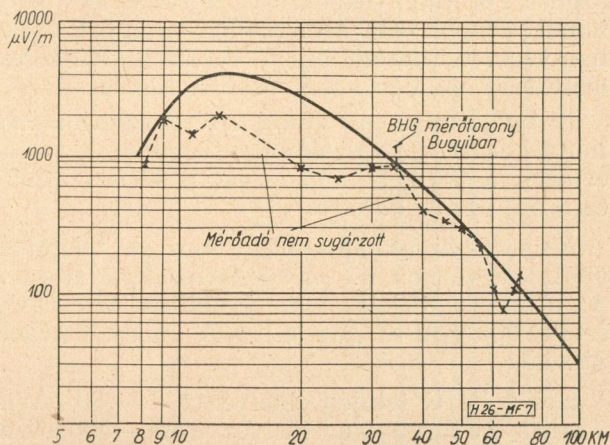
A mérést úgy bonyolítottuk le, hogy a mérő-vevőt egy nyitott tehergépkocsra telepítettük. Mivel nagyobb távolságon akartunk méréseket végezni lehetőleg sok ponton, rövid idő alatt, a termérőműszer antennáját mérés alkalmával magán a gépkocsin állítottuk fel (6. ábra).

Bár abszolút értékben feltehető, hogy a gépkocsi közelsége meghamisította a mérési eredményeket, ez a hiba azonban minden mérés alkalmával egyformán jelentkezett, tehát relatív értelemben a mérések elfogadhatók.

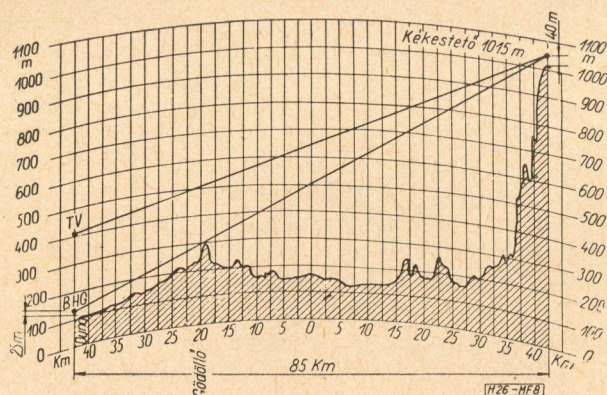
A méréseket eleinte 2, később 5 km-es közköben vettük fel a szegedi műúton, közel Kecskemét határáig. Közben a Bugyiban levő BHG antennamérőtelepet is útba ejtettük és ott részint a földről, részint az antenna tornyokról méréseket végeztünk.

Sajnálatos körülmény, hogy a mérés napján kedvezőtlen esős, szeles volt az időjárás. Az eső miatt a 260 MHz-en dolgozó mérőadót egy időre ki kellett kapcsolni, ezért a méréssorozat néhol hiányos.

A 91,3 MHz-en dolgozó 1 kW-os FM adó térerősség adatait is több helyen felvettük méréseink során. Az idevonatkozó főbb adatokat ugyancsak a 10. ábrán tüntettük fel.



7. ábra



8. ábra

A 260 MHz-en dolgozó mérőadó térerősség adatai itt is kisebbek voltak az előre várható értékeknél. Ennek feltehetően az a magyarázata, hogy az optikai átlátás az adó és vevő között az alacsonyan elhelyezett vevőantenna miatt nem volt biztosítható. A Bugyi-i mérőtelepen levő toronyból történt ellenőrző mérés ezt a feltevést megerősíti.

Az adóra és vevőre vonatkozó műszaki adatok az előző méréssorozathoz képest nem változtak. A 7. ábra szemlélteti az előzetesen számított és a ténylegesen mért értékeket sík terepen.

Közel két hónapos megszakítás után került sor a nagyobb távolságú hegyes terepen történő termérésekre. Olyan terepet kellett kiválasztani, mely a berendezéseink tervezésénél, mint maximális telepítési távolság szerepelhet. Így esett a választás Kékestetőre, mely 85 km-es távolságra fekszik légvonalban Budapesttől. Különös érdekességet adott a mérési helynek, hogy a BHG gyár teteje és a mérőhely között az optikai átlátás csak érintőleges, viszont a televíziós torony és Kékestető között az átlátás teljesen biztosított. (Lásd 8. ábrán a terepszelvényt.)

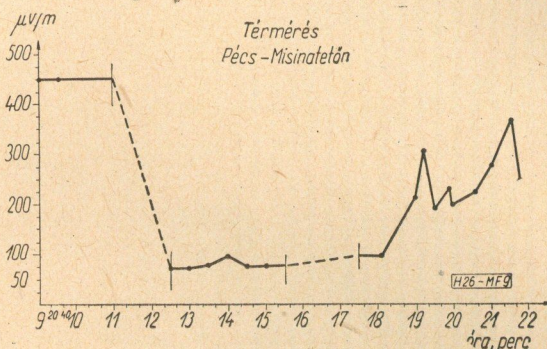
Fenti okból kifolyólag a kísérletsorozat első két napján a 260 MHz-en dolgozó mérőadót a televíziós torony VII. emeletének oldalerkélyén telepítettük, míg a mérés harmadik napján a BHG tetején helyeztük el az előbbi méréseinkkel azonos körülmények között. A vételi mérőhely mindig azonos volt. A méréseket a nappali órákban végeztük három napon keresztül. Műszerek leolvasása minden kerek órában történt.

E távolságon már erős térerősségingadozás mutatkozott a napszakoktól függően. A szélső értékek a 6 dB-es ingadozást is elérik, amint ez a 11. ábrán látható.

Az adó és az antenna üzemi és telepítési adatai egyeznek az előző mérések adataival. Az e távolságra előzetesen számított térerősség érték $60 \mu\text{V/m}$ -re adódott. A mért értékek viszont:

adó a BHG tetején elhelyezve $40\text{--}80 \mu\text{V/m}$
adó a TV toronyban elhelyezve $300\text{--}500 \mu\text{V/m}$

Közvetlen átlátás esetén, mint a fenti adatokból kitűnik, egy nagyságrenddel jobb érté-



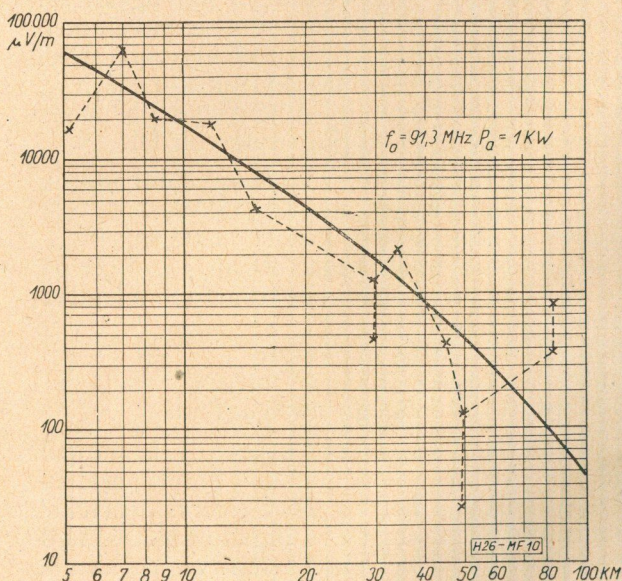
9. ábra

keket kaptunk, és a térerősség ingadozás a 4—4,5 dB értéket nem lépte túl.

E méréssorozat előzetes feltevéseinket és számításainkat javarészt igazolta. 60 km áthidalása, ha az átlátás biztosított, 20—30 W hasznos teljesítménnyel megoldható. A mérésorozat azonban csakis akkor adhatna teljesen megnyugtató képet, ha a téli-nyári, éjszakai és nappali adatok sorozata állna rendelkezésünkre. E mérések felvételére azonban eddig nem volt lehetőségünk. Méréseink azonban igazolták, hogy a fejlesztési irányelveket helyesen tűztük ki.

Az őszi folyamán a Postakísérleti Intézzel karöltve végeztük el a horizonton túli terjedésre vonatkozó méréssorozatunkat. A termérő vevőt Pécsre szállítottuk és a Misina tetőn elhelyezett televíziós közvetítő állomás tetején helyeztük üzembe. A 260 MHz-en dolgozó mérőadót ugyanakkor a pesti televíziós torony XI. emeletén helyeztük el. Távolság légvonalban 165 km.

Mindjárt az első mérés igen meglepő eredményt adott. A reggeli órákban a várt néhány $\mu\text{V/m}$ térerősség helyett $450 \mu\text{V/m}$ térerősséget



10. ábra

mértünk. Ez az érték a déli órákban $70 \mu\text{V}$ alá süllyedt, de a délután folyamán már ismét $+ 300 \mu\text{V/m}$ körül ingadozott. (Lásd 9. ábra.)

Különösen szembetűnő a kb. másfél óra alatt lejátszódó 1:7 arányú térerősség csökkenés, mely valószínűleg az aznap fennálló erős napfolt-tevékenységgel összefüggő, rendkívüli terjedési viszonyokkal magyarázható. Az ultra-rövid-hullámsávra jellemző gyors fading-jelenéseket azonban egyáltalán nem észleltük.

A néhány órás rövid méréssorozat természetesen nem nyújthat biztos képet a kommunikációs célra telepítendő hírközlő rendszerek terjedésére vonatkozóan. E mérésnek inkább kísérleti jellege volt, mivel a Postakísérleti Intézet televíziós láncának megvalósításához gyűjtöttünk, illetve szolgáltatottunk adatokat.

vett részt, és mintegy 60 000 munkaórát fordítottak e célra. Ezzel szemben a mi méréseink még 2000 órát sem vettek igénybe, beleszámitva a kísérleti adó megépítését és kimérését is.

Az RCA mérések gyakorlati célokat szolgáltak. Sokezer mérési pont felvétele után az elméletileg számított diagramokat a mért értékek alapján korrigálták. E módosított diagramok jó szolgálatot tettek méréseink során, mert módunkban állt a kapott eredményeinket ezekkel összevetni. Méréseink általában kis távolságokon kisebb értéket adtak, mint az RCA görbék, viszont nagyobb távolságokon a közölt értékeknél nagyobb térerősségeket is mértünk. (Lásd 10—11. ábrát.) A mérési eredmények azonban az RCA által publikált görbék helyességét igazolják, bár az ellenőrző mérési pontjaink száma csekély.

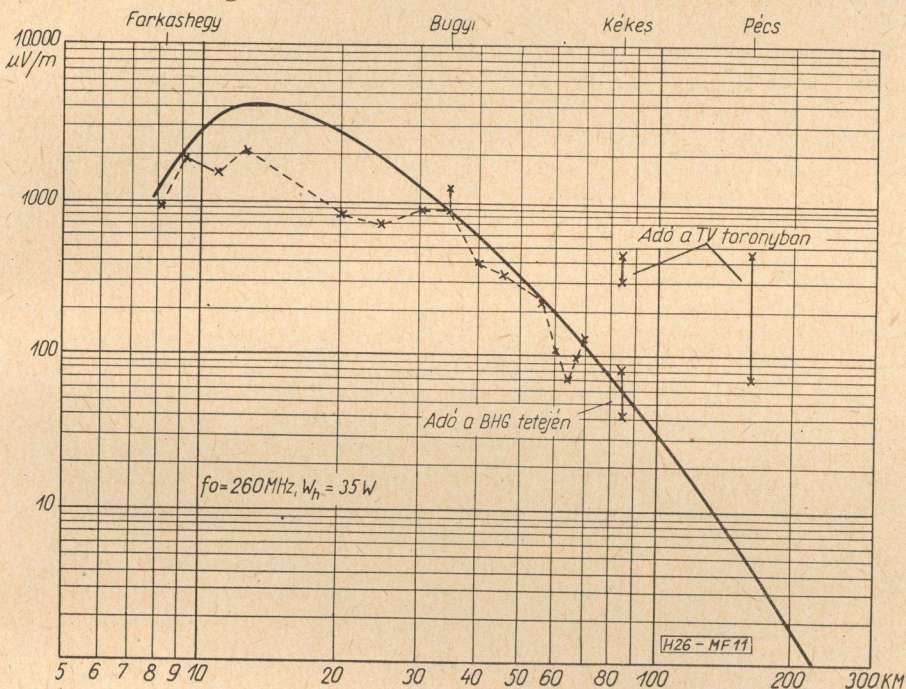
A térerősségi adatok előzetes számításánál annyi tényezőt kell figyelembe venni, hogy a számítások inkább csak elvi jelentőségűek. A számításokra csak úgy szabad támaszkodni, hogy a berendezések méretezésénél akkora biztonságot hagyunk, hogy a legkedvezőtlenebb esetben sem közelítsük meg a határértékeket. A túlzott biztonság azonban feleslegesen emelné gyártmányaink terjedelmét és árát.

Az 1958. év folyamán megkezdett fejlesztési tervek egy 12/24 csatornás hírközlő adó-vevő rendszert tűztek ki célul. A munkát azonban

sajnálatos módon, profilírozási kérdések miatt, egy időre félbe kellett hagyni. Rövid kényszer szünet után a fejlesztési munkák ez év nyarán ismét megindultak.

Az eredmények azt mutatják, hogy belátható időn belül olyan hírközlő rendszert tudunk kifejleszteni, mely teljesen korszerű és az adó-állomások műsorellátását megnyugtatóan meg tudja oldani.

Mivel e rendszer minden lényegesebb változtatás nélkül, mint sokcsatornás kommunikációs berendezés is alkalmazható — mely sok szempontból alkalmasabb a hírközlés céljaira, mint a mikrohullámú rendszer — feltehetően rövid időn belül annak hasznos kiegészítőjeként fog a piacon megjelenni.



11. ábra

A több méréssorozat alkalmával nyert értékeket közös ábrán is feltüntettük. A 10. ábra a 91,3 MHz-en dolgozó 1 kW-os teljesítményű adó adatait foglalja magában, míg a 11. ábra a 260 MHz 35 W hasznos teljesítményű kísérleti adó mért adatait tünteti fel.

Eredmények összefoglalása

A térerősség méréseknél teljességre nem törekedhettünk. Ez akkora költséget és annyi időt igényelt volna, mely a programunkba már nem volt beilleszthető.

Az irodalom tanulmányozása közben egy RCA Reviewben (vol IX. No 2) egy, a mienkhez hasonló célú, térerősségmérés sorozat részletes leírására akadtunk. A közölt mérésen kb 40 fő

A közös csatornában történő televízió adásról

KOVALÓCZY GYÖRGY

Magyar Posta

A legtöbb — technikailag fejlett — országban a televízió adóállomások számának növekedése szükségessé tette a közös televízió-csatornában történő adást. A cikk az ebből származó zavarok jellegének és a megfelelő vételhez megkívánt jel/zaj viszony értékének tárgyalása után foglalkozik a szinkronizálással és az úgynevezett offset eljárással, valamint az ezek alkalmazása által a vétel minőségében elérhető javulással. Megállapítja, hogy az offset eljárás — eredményessége és egyszerűsége következtében — sokkal előnyösebb, mint a szinkronizálás. Végül röviden foglalkozik a budapesti 30 kW-os televízió adó offset üzemével kapcsolatos tervekkel.

Két-három évtizeddel ezelőtt az ultrarövidhullámú frekvenciasávot a bőség birodalmának tekintették, ahol szinte kimeríthetetlen szélességű frekvenciasáv áll a rádió híradás rendelkezésére. Hozzájárult ennek a szemléletnek a kialakításához az, hogy az ultrarövidhullámok terjedési tulajdonságai sokkal inkább zártkörűek, mint pl. a közép-, vagy rövidhullámoké és emiatt ugyanazt a csatornát bátran alkalmazhatja több adóállomás is egymás kölcsönös zavarása nélkül.

A legtöbb országban rohamos fejlődésnek indult a televízió, nagy sáv szélesség igényével hamar lefoglalta az ultrarövidhullámú sáv jelentős részét és így itt is rákényszerültek a középhullámú rádiózásnál sajnos jól ismert eljárásra: a közös csatornában történő adásra. Ez számos vételzavar okozója lett, különösen azért, mert az ultrarövidhullámok terjedése a tapasztalatok szerint nem is olyan zártkörű mint korábban gondolták, hanem a troposzférikus úton terjedő ultrarövidhullámok még több száz kilométer távolságban is jelentős zavarokat okozhatnak. Emiatt a televíziónál is gondosan tanulmányozták, hogy milyen feltételek betartása szükséges a közös televízió csatornában történő adásból eredő vételzavarok elkerülésére.

Ismeretes, hogy általában a híradás, és így a televízió-vétel minőségét is, nem a venni kívánt jel abszolút értéke, hanem ennek és a zavar értékének a viszonya — a jel/zaj

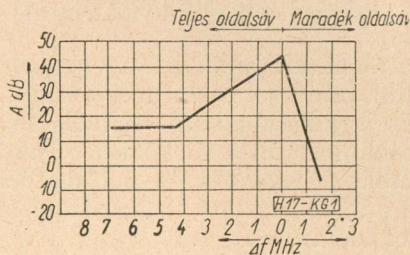
viszony — határozza meg. Ha a zavar interferenciás jellegű, akkor az a minimális jel/zaj viszony, amelynél a televízió vételt a legtöbb ember még megfelelőnek tartja, elsősorban a zavart és a zavart okozó adók vivőfrekvenciája közötti különbségtől függ. Ezenkívül ez a viszonyszám függvénye az alkalmazott televízió szabványnak is. A nálunk alkalmazott 625 soros rendszernél az 1. ábrán feltüntetett diagramból olvasható le, hogy mekkora a megfelelő vételhez megkívánt minimális jel/zaj viszony (A dB), a vivőfrekvenciák közötti különbség (Δf MHz) függvényében. Láthatjuk, hogy annál nagyobb védelem szükséges, minél közelebb van egymáshoz a két vivőfrekvencia értéke. Ez érthető is, ha meggondoljuk, hogy miképpen jelentkezik a képen a zavarás. Megjegyezzük, hogy a diagram — mint majd később látni fogjuk — a $\Delta f = 0$ MHz közelében módosul.

A két egymástól Δf -el eltérő vivőfrekvencia interferenciája a demoduláció után Δf frekvenciájú lebegést eredményez, ami a képen fekete-fehér árnyalatváltozásokat okoz. Ha Δf aránylag kicsi, akkor a lebegés periódusa egy-egy félkép, vagy néhány teljes kép idejére terjed ki, ami kellemetlen villogásként jelentkezik. Ha Δf nagyobb, mint a képfrekvencia, akkor a képen vízszintes fekete rácsozatot (2/a ábra) látunk, a rácsozat annál sűrűbb, minél nagyobb a Δf értéke. Ha végül Δf nagyobb, mint a sorfrekvencia, akkor függőleges csíkozás (függöny) mutatkozik (2/b ábra).

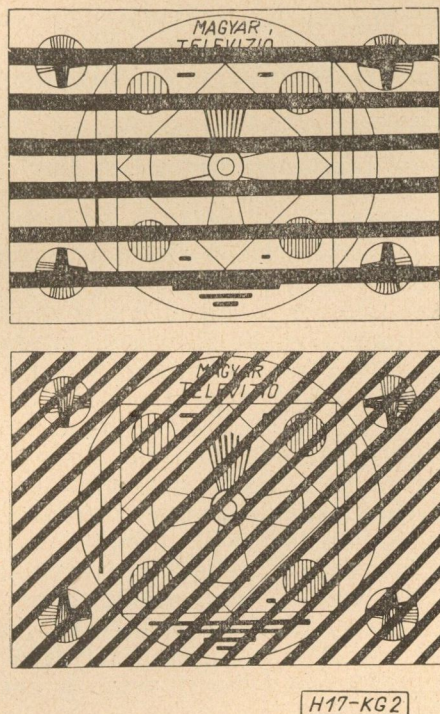
A közös csatornában történő TV adásnál Δf értéke általában néhány Hz-től száz Hz-ig változik. A zavar rendszerint vízszintes irányú fekete rácsozat, a csíkok fel-le mozognak. A zavart okozó adó képtartalma csak akkor mutatkozik, ha a jel/zaj viszony már nagyon kicsi.

Egy évtizeddel ezelőtt úgy igyekeztek csökkenteni a zavart, hogy a Δf frekvenciakülönbséget törekedtek zérusra csökkenteni úgy, hogy az egyik adó vivőfrekvenciáját a másikéhoz szabályozták (szinkronizálás). Erre a példát a középhullámú rádióműsorszórás adta, ahol a vivőfrekvenciák közötti különbség csökkentésével jelentősen sikerült mérsékelni a közös csatorna alkalmazásából eredő zavarokat.

Ez elvben a televíziónál is helyes út volt, el is érték vele figyelemre méltó javulást. Ugyanis tökéletes szinkronizálás esetén a mozgó rácsozat teljesen eltűnt és csak a venni nem kívánt adó képtartalma okozott zavart. A javulás mértéke a két vivőfrekvenciának a vétel helyén mutatkozó viszonylagos fáziseltolódásától függött. A legjobb eredményt úgy lehetett elérni, hogy a két vivőfrekvencia



1. ábra. A megfelelő vételhez megkívánt minimális jel/zaj viszony a zavart és a zavart okozó adóállomás vivőfrekvenciája közötti különbség függvényében

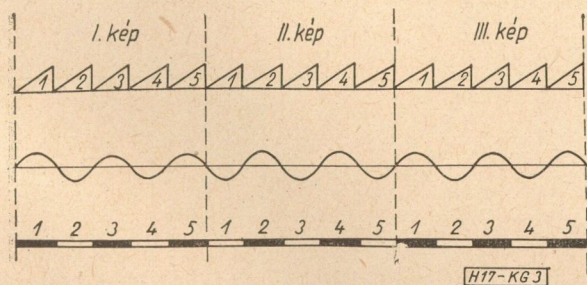


2. ábra. Interferenciás eredetű vételzavarok

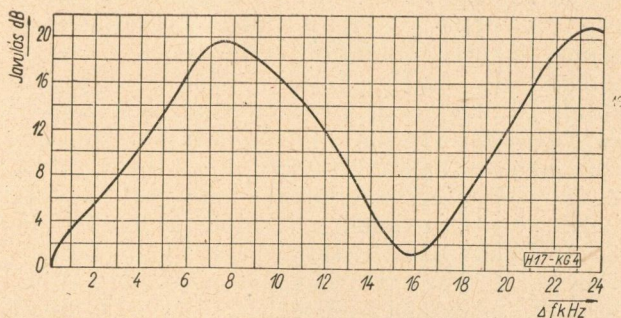
között a fázisszög sem változott, tehát a két adó szinkron és izokron dolgozott. A vizsgálatok arra vezettek, hogy a megkívánt minimális jel/zaj viszony kb. 17 dB-lel csökkent, vagyis a megfelelő vételhez 45 dB helyett elegendő volt kb. 28 dB is.

A tökéletes szinkronizáláshoz szükséges szabályozó rendszer azonban meglehetősen bonyolult volt. Egyszerűbb megoldást kerestek és ezt sikerült is megtalálni, amely ráadásul még jobb eredményeket is hozott. A neve röviden *offset* eljárás — magyarul vivőfrekvencia eltolásnak lehetne nevezni.

Abból indultak ki, hogy a zavarás annál kisebb, minél finomabb (sűrűbb) a lebegés miatt keletkező rácsozat. Ezt akkor kaphatjuk, ha a rács annyi vonalból áll, mint a televízió kép sorszáma, másképpen ha Δf értéke megegyezik a sorsfrekvencia felével ($1/2$ -es *offset*). Ezt az állapotot a 3. ábra mutatja. Ezen egyszerűség céljából egy mindössze csak 5 soros (tehát páratlan sorszámú) és nem vál-

3. ábra. Az $1/2$ -es *offset* eljárás zavarcsökkentő hatásának magyarázata

tott soros letapogatás sorirányú eltérítő feszültségét tüntettük fel. Ez utóbbi alá rajzoltuk a két vivőfrekvenciás rezgés lebegését úgy, hogy frekvenciájuk közötti különbség egyenlő legyen a sorsfrekvencia felével. Az ábra alul az egyes sorok árnyalatváltozásait mutatja az idő függvényében. Látható, hogy bármelyik sor — pl. az 1. jelű — a kép váltások periódusának megfelelő ütemben hol sötét, hol világos árnyalatú, tehát a szem tehetetlensége következtében közepes árnyalatúnak látszik. Mivel ez a hatás minden sornál érvényesül, végeredményben az egész kép állandóan közepes árnyalatot kap a lebegés hatására, tehát homogén lesz. Rá kell mutatni arra, hogy ez csak páratlan sorszámú van így.

4. ábra. Az *offset* eljárással a vételben elérhető javulás mértéke a zavart és a zavart okozó adóállomás vivőfrekvenciája közötti különbség függvényében

Az első kísérleteket úgy végezték, hogy az egyik adó vivőfrekvenciáját pontosan hozzá szabályozták a másikéhoz (éppen úgy, mint a szinkronizálásnál), de ezenkívül még el is tolták pontosan a sorsfrekvencia felével, vagyis kb. 7,8 kHz-el. A közönséges közös csatornában történő adáshoz képest így kb. 25 dB-lel csökkent a megkívánt minimális jel/zaj viszony, vagyis értéke csak 20 dB lett. Ez 8 dB-lel jobb eredmény, mint amit az egyszerű szinkronizálással el tudtak érni. Ez a rendszer azonban nem volt egyszerűbb, mint az előbbi, sőt kissé még bonyolultabb. A továbbiakban megvizsgálták, hogy milyen javulás lenne elérhető, ha a két vivőfrekvenciát nem szabályozták egymáshoz és azután eltolják őket egymáshoz képest a sorsfrekvencia felével, hanem a két adó egymástól függetlenül, üzemi körülmények között elérhető maximális frekvencia-stabilitású kvarckristály-oszcillátorral állítja elő a saját vivőfrekvenciáját úgy, hogy a köztük levő különbség a sorsfrekvencia fele legyen. Az eredmény aránylag kedvező volt, mert a jelentős készüléktechnikai egyszerűsítés ellenére a javulás csak mintegy 7 dB-lel lett kisebb, tehát kb. 18 dB-re csökkent. Ez azt jelenti, hogy a megfelelő vételhez megkívánt minimális jel/zaj viszony 45 dB-ről 27 dB-re esett le, mégpedig igen egyszerű eszközökkel.

Megvizsgálták azt is, hogy önálló kvarckristály-oszcillátorok alkalmazásával és külön-

böző Δf értékeknél mekkora az elérhető javulás. Ennek eredményét a 4. ábra görbéje mutatja. Látható, hogy a javulás mértéke periodikus, a sorsfrekvencia például másfélszeresének megfelelő vivőfrekvencia-eltolás esetén a viszonyok ugyancsak kedvezőek.

A biztató eredmények alapján rohamosan kezdett elterjedni a közös csatornában történő televízió adás, de hamarosan csalódás volt az eredmény. Amikor már nemcsak kettő, hanem három televízió adó (A , B , C) dolgozott ugyanabban a csatornában oly módon, hogy pl. A vivőfrekvenciája fél sorsfrekvenciával kisebb volt mint, B adóé és C vivőfrekvenciája ugyanannyival volt nagyobb, mint a B adóé. Ilyen esetben A és B , továbbá B és C nem nagyon zavarták egymást, hiszen az ún. $1/2$ -es offset eljárás segített. A és C adók azonban jelentős zavarták egymást, mert vivőfrekvenciájuk közötti különbség egy teljes sorsfrekvencia volt, ami a 4. ábra szerint csaknem semmi javulást nem eredményezett a közönséges közöscsatornában történő adáshoz képest. Ezen azután úgy segítettek, hogy bevezették az ún. $2/3$ -os offset eljárást, amelynél A adó vivőfrekvenciája lefelé, C adóé pedig felfelé $2/3$ sorsfrekvenciával (kb. 10,5 kHz) különbözik a B adó vivőfrekvenciájától. Így a 4. ábrának megfelelően A és B , illetve B és C adók kölcsönös zavarása kb. 15 dB-le javult a közönséges közöscsatornában történő adáshoz képest, míg ez a javulás az A és C adók között, a kb. 21 kHz vivőfrekvencia eltérés következtében ugyancsak kb. 15 dB volt.

Megjegyzendő, hogy az offset eljárás következtében az adóknál szükséges elhangolások

a vevőkészülék behangolásánál nem okoznak nehézséget, mert az alkalmazott Δf értékek igen kicsik a televízió nagy sáv szélességéhez képest.

Az offset eljárásban rejlő előnyöket mind a nemzetközi frekvencia-szétszítási konferenciákon, mind pedig az egyes országok postaigazgatásai közötti olyan megállapodásoknál, amelyek a kölcsönös televízió zavarások csökkentésére törekşenek, mindig figyelembe veszik.

A téma magyar szempontból is érdekes és időszerű, mert azt a csatornát, amelyben a budapesti 30 kW-os televízió adó működik, jelenleg rajta kívül még az osztrák Jauerling adóállomás, valamint a csehszlovák Prága és Moravska-Ostrava adóállomás is használja. Különösképpen a nyugati határunk közelében levő Jauerling adóállomás okoz nekünk gondot. Ezt nemrégiben helyezték üzembe és 60 kW effektív kisugárzott teljesítményével jelentős mértékű televízió vételzavarokat okoz a Dunántúl nagy részén, olyan helyeken, ahol a Jauerling adóállomás üzembehelyezése előtt még elfogadhatóan lehetett venni a budapesti TV adást.

A posta szakemberei most foglalkoznak olyan offset eljárás kidolgozásával és bevezetésével, amelytől várható, hogy a négy adóállomás a lehető legkevesebb zavart okozza majd egymásnak.

IRODALOM:

RCA Review a technical journal 1950 márc.
OIR Technikai Bizottság 4. sz. tanulmányi csoportjának anyaga

Az

INKURRENCIA KSZ VÁLLALAT

Budapest, VI., Népköztársaság útja 56.

Telefon: 127-645, 118-652

a szövetségi elfekvő, immobil
anyag, félkész és készáru készletekből

1959. augusztus 1-től 15-ig

börzével egybekötött kiállítást rendez

Budapest, VI., Népköztársaság útja 63—65. sz.
alatti iskolában

A kiállítás díjtalan

A hazai P6 típusú tranzisztorok vivőfrekvenciás jellemzői

KOCZÓ JÓZSEF

Posta Kísérleti Intézet

A hazai P 6-os tranzisztorok jellemzőit megmértük a 108 KHz-ig terjedő vivőfrekvenciás tartományban. A diagonál-mátrix elemeit ábrázoljuk a frekvencia függvényében földelt bázisú és földelt emitterű kapcsolásra. Ismertetjük a mérési módot és a mérést befolyásoló tényezőket.

1. Bevezetés

A tranzisztorok alkalmazása különösen nagy előnyt jelent a vivőfrekvenciás technikában. Elsősorban a megbízhatóság, kis térfogat, hosszúúlettartam és főleg a távtáplált erősítőknél a kis fogyasztás miatt. Ezért foglalkoztunk a tranzisztoroknak e területen való felhasználásával. Természetesen a magyar tranzisztorokat kívántuk alkalmazni. Sajnos rendelkezésre csak a P6 jelzésű tranzisztor állt, amely tudvalevően hangfrekvenciás. Ezek alkalmazása szélesebb frekvenciatartományban az elektroncsövek analógiájára tervezett kapcsolásokban azonban nem adott kielégítő eredményt.

A cső-analógia mechanikus alkalmazása nem vált be, mert az így elkészített kapcsolások nem teljesítették a kívánt feltételeket. Ebben az esetben ugyanis több nem kívánt jelenség lépett fel:

a) Több fokozat esetén, a tranzisztor fázisforgatása miatt, a negatív visszacsatolás bizonyos frekvencián pozitívvá vált.

b) Az egyes fokozatok a frekvencia függvényében különbözőképpen terhelték egymást, így az erősítésben ingadozás lépett fel.

c) Oszcillátor kapcsolásban a tranzisztorok reaktív ellenállása a rezonancia-frekvenciát megváltoztatta. Növelte a nehézséget, hogy a reaktív ellenállás a kollektor áramtól is függött.

Annak ellenére, hogy a tranzisztor-jellemzők erősen frekvenciafüggőek, mégis lehetséges szélesebb frekvenciatartományban működő áramkörök tervezése. Ehhez azonban az előbb említett jelenségeket figyelembe kell venni, hogy ezt megtehesük, a következőkben leírt jellemzők pontos ismeretére van szükség.

2. Tranzisztor-jellemzők

A tranzisztorokat aktív négypólusnak fogjuk fel, amit a szokásos módon egy 4 tagból álló mátrix segítségével jellemzünk. A kapcsolásnak megfelelően soros kapcsolásnál az ellenállás — párhuzamos kapcsolásnál a vezetés — lánckapcsolásnál a lánc-mátrix alkalmazása biztosítja a legegyszerűbb számolást. Mégsem ezeket határoztuk meg, mert úgy találtuk, hogy mérés-technikai szempontból a diagonál-mátrix elemeinek megmérése a legkényelmesebb. Ezek ugyanis látható impedanciák és mérésük impedancia híd segítségével lehetséges. Persze a frekvencia és a kollektoráram-függőség miatt minden egyes tagot egy görbesereg ábrázol.

A tervezésnél azután ezekből határozzuk meg a használandó mátrix elemeinek megfelelő görbéket.

A diagonál-mátrix a következő: $\begin{bmatrix} Z_{1U} & Z_{2U} \\ Z_{1R} & Z_{2R} \end{bmatrix}$

ahol

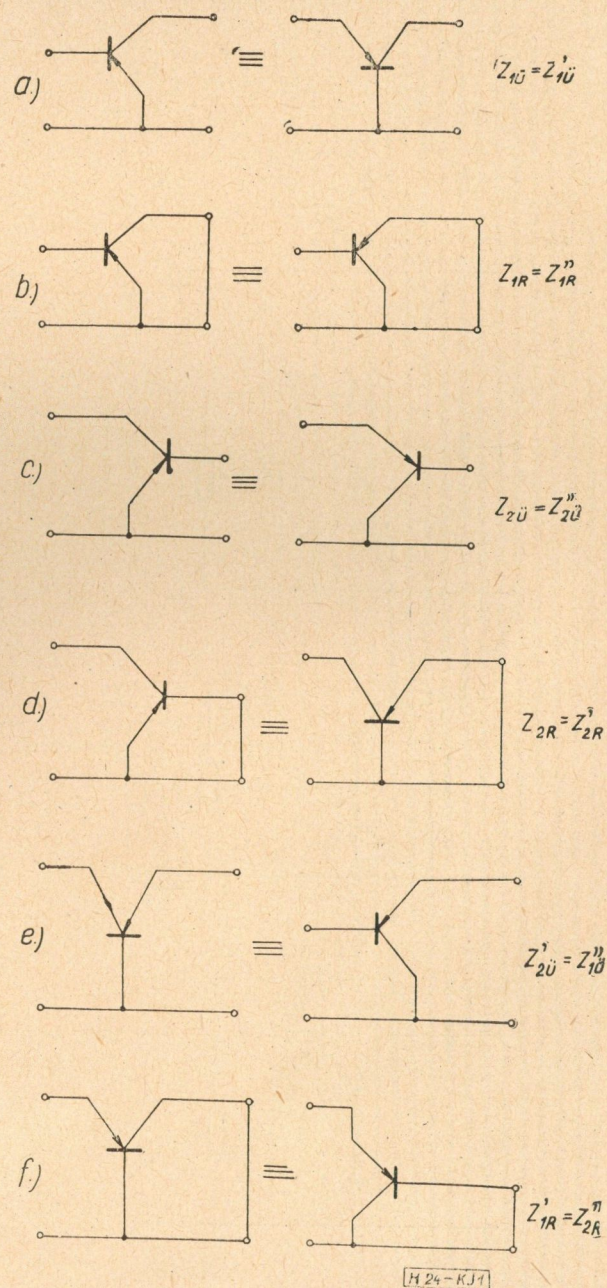
Z_{1U} : a primér üresjárási impedancia,

Z_{1R} : a primér rövidzárási impedancia,

Z_{2U} : a szekundér üresjárási impedancia,

Z_{2R} : a szekundér rövidzárási impedancia.

A jellemzők mérését a leginkább használatos



1. ábra

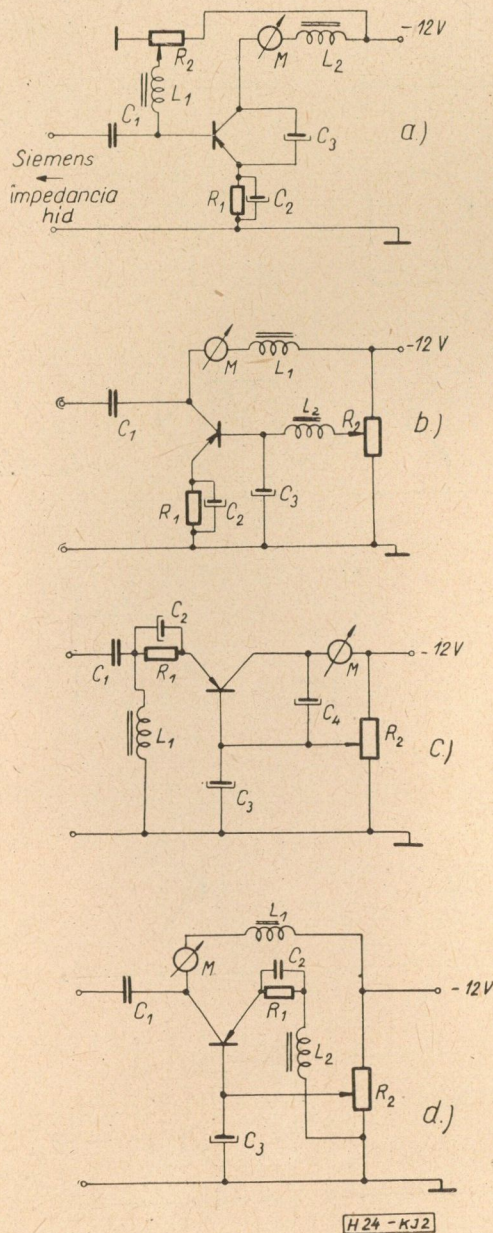
földelt emitterű és földelt bázisú kapcsolásra végeztük el.

A földelt kollektorú kapcsolás esetét ritka alkalmazása miatt nem vizsgáltuk külön, bár az 1a...f ábrákból kiderült, hogy méréseink során automatikusan ezeket is meghatároztuk.

3. Mérési módszer

A mérést Siemens-impedanciahíddal végeztük el és egy differenciál híddal ellenőriztük. A mérést nagy körültekintéssel kell végezni, mert az általunk már természetesnek vett kollektor-áram- és frekvenciaváltozás mellett a segédalkatrészek is jelentősen befolyásolják az eredményeket. Ezek figyelembevételével tervezett és a mérések során az általunk legalkalmasabbnak talált kapcsolásokat a 2a, b, c, d ábrák mutatják.

A 2a ábrán látható kapcsolás segítségével a



2. ábra

primér rövidzárási impedanciát mértük [Z_{1R}], valamint a C_3 kondenzátor levétele után a primér üresjárási impedanciát [Z_{1U}].

A 2b ábra mutatja a szekundér rövidzárási, ill. a C_3 eltávolításával a szekundér üresjárási impedancia mérésre alkalmas kapcsolást.

Ezek földelt emitterű kapcsolások, azonban mint az 1a, ill. 1d ábrán látható Z_{1U} , ill. Z_{2R} mérése megfelel a földelt bázisú kapcsolásnak is. Ezzel tehát földelt-bázisú kapcsolásra is lemértük a Z_{1U} és Z_{2R} impedanciákat (ezeket Z'_{1U} és Z'_{2R} -vel jelöljük). A hátralevő Z'_{1R} és Z'_{2U} méréseire szolgáló kapcsolásokat a 2c és 2d ábra mutatja. (A földelt kollektorú kapcsolásnak megfelelő impedanciákat Z'' -vel jelöljük.)

Igen fontos (különösen a mérés reprodukálása szempontjából), hogy a mérés alatt a kollektor áram állandó legyen. Ennek stabilizálására szolgál az emitter körben levő $R_1 = 50 \Omega$ ellenállás és ellenőrzésére az M műszer. A kollektor áramot az $R_2 = 0,25 \text{ M}\Omega$ -os potenciométerrel állítjuk be. A mérést 5 és 10 mA-es kollektor-áramnál végeztük el. A $C_1 = 10 \mu\text{F}$ kapacitás a Siemens-hidat választja le egyenáramúlag.

Az üresjárási impedanciák mérésénél úgy kell a fojtótekercest megválasztani, hogy az ellenállásuk a mért frekvenciatarományban olyan nagy legyen, ami nem söntöli a tranzisztort. Azonban nem lehet tetszőleges mértékben növelni, mert túl nagy L esetén az induktivitások szórt kapacitása miatt a tranzisztor begerjed. Annak érdekében tehát, hogy a megfelelő értéket mindig beállíthassuk, fojtótekerces sorozatot készítettünk (100 mHy — 4 Hy-ig). A frekvencia változásával azután ezeket cserélgettük (a kapcsolási rajzokon L_1 , L_2), hogy mindig a kívánt ellenállást szolgáltassák.

A mérésnél csak azokat az eredményeket vettük figyelembe, ahol a fojtótekerces kismértékű változása már nem befolyásolta az eredményt. Ahol a sorozat szomszédos tagjainak cseréje lényeges impedancia differenciát hozott, nem vettük figyelembe, csak ha már nem volt eltérés, és nyilvánvalóvá vált, hogy a mellékáramkörök impedanciája már nem össze-mérhető a vizsgált impedanciával.

Ügyelni kell arra is, hogy a tranzisztort ne vezéreljük túl, mert ebben az esetben önmagának egyenirányít előfeszültséget és ezáltal a munkapontot eltolja. Úgy tapasztaltuk, hogy a megengedhető vezérlési szint a primér impedanciák mérésénél 0,5 V, míg a szekundér impedanciák mérésénél 1 V lehet. Ezeknél a méréseknél vizsgáltuk az impedancia függését a bemenő jeltől is. Ennek során azt tapasztaltuk, hogy a bemenő feszültség bizonyos határig nem befolyásolja lényegesen a mérést. Ezek a szintek elérik az általában használt üzemi értékeket. A megadott feszültségek alatt is tapasztaltunk bizonyos ingadozást az impedancia értékeknél, a vezérlési szint függvényében, de ez nem volt tekintélyes, a maximális eltérés 5% volt, de inkább csak az alacsonyabb frekvenciáknál fordult elő.

A mérést több tranzisztorral elvégezve, az impedancia értékekben tapasztalt szórás kb. 10–15%-on belül van.

4. A mért görbék

A mérést a 108 KHz-ig terjedő vivőfrekvenciás tartományban, $I_C = 5$ mA és $I_C = 10$ mA kollektoráram mellett végeztük el. Ez a két beállítás vivőfrekvenciás technikában a leginkább használatos. Az előfokozatok áramát 3–5 mA-re választjuk a zaj csökkentése érdekében. Tovább redukálni az áramot a sorozatgyártásra tervezett kapcsolásoknál nem célszerű, mert az csak kritikus beállítással lehetséges.

Végfokozatoknál a tranzisztorból a maximális teljesítményt tervezzük kivenni. A szélessávban kivethető maximális hasznosítható torzításmentes teljesítmény 30 mW. A 30 mW leadása pedig 10–12 mA áram mellett lehetséges csak. Ezért végeztük el a mérést 10 mA kollektoráram esetén is.

A mért frekvencia-intervallumban a tranzisztor impedanciái kapacitív jellegűek voltak, kivéve a primér-rövidzárási impedanciát [Z'_{1R}] földelt bázisú kapcsolás esetén.

Ez induktív jellegű volt.

A mért impedanciákat a 3a...f ábra szemlélteti.

3a Primér rövidzárási impedancia földelt emitterű és földelt kollektorú kapcsolásra: $Z_{1R} = Z'_{1R} = f(\omega)$.

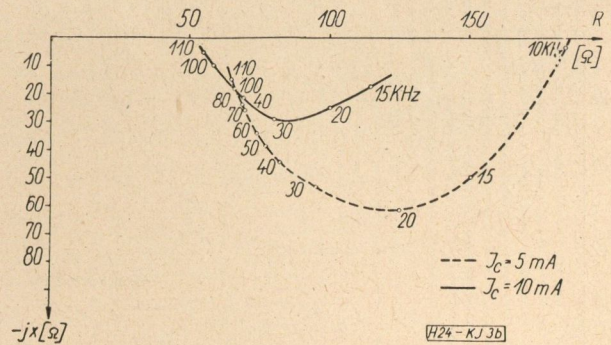
3b Primér üresjárású impedancia földelt emitterű és földelt bázisú kapcsolásra: $Z_{1U} = Z'_{1U} = f(\omega)$.

3c Szekunder rövidzárási impedancia földelt emitterű és földelt bázisú kapcsolásra: $Z_{2R} = Z'_{2R} = f(\omega)$.

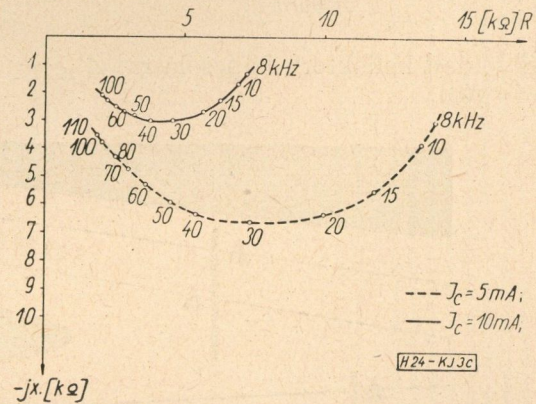
3d Szekunder üresjárású impedancia földelt emitterű és földelt kollektorú kapcsolásra: $Z_{2U} = Z'_{2U} = f(\omega)$.

3e Primér rövidzárási impedancia földelt bázisú és földelt kollektorú kapcsolásra $Z'_{1R} = f(\omega)$.

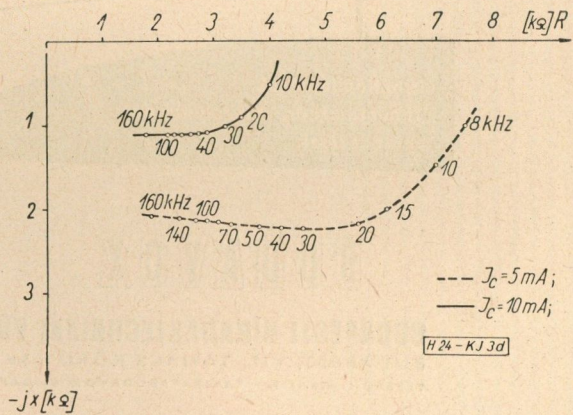
3f Szekunder üresjárású impedancia földelt



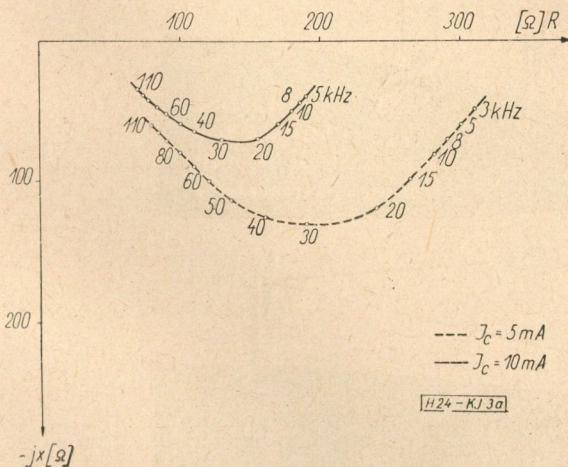
3b ábra



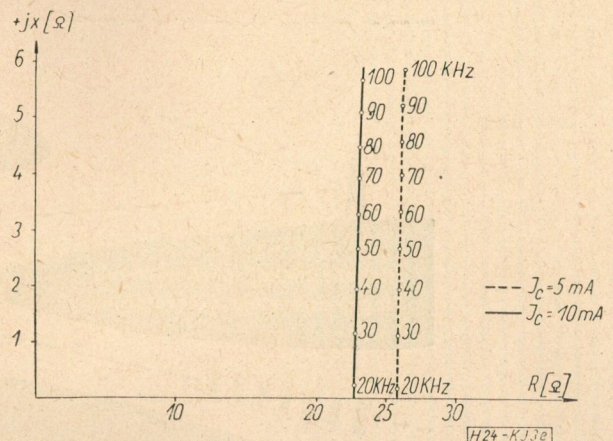
3c ábra



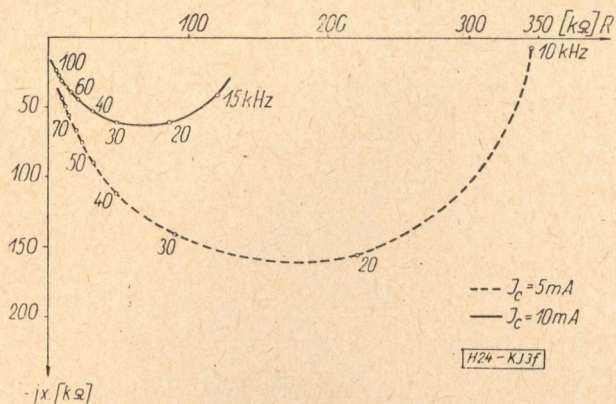
3d ábra



3a ábra



3e ábra



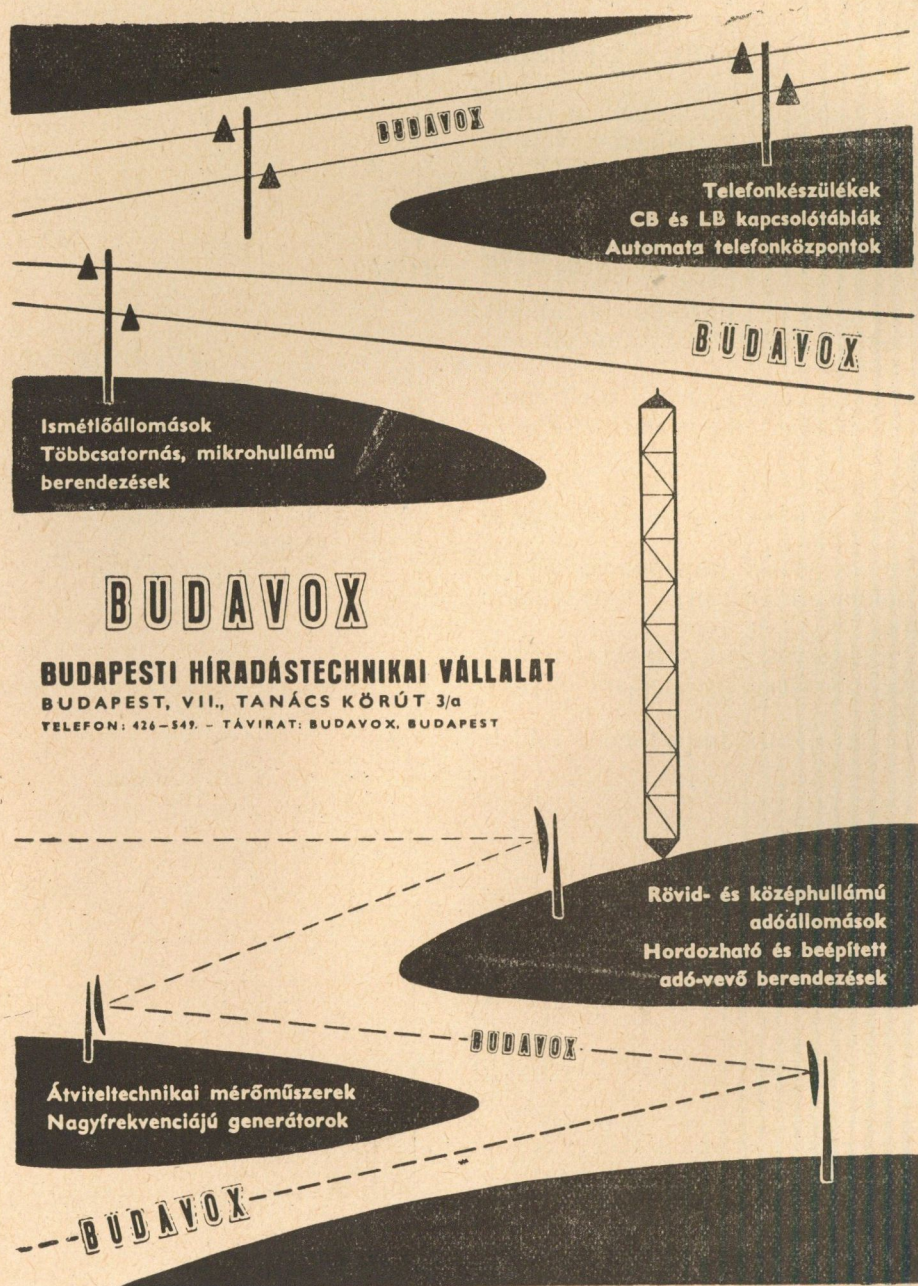
3f. ábra

bázisú és földelt kollektorú kapcsolásra: $Z'_{2U} = Z''_{2U} = f(\omega)$.

Mint láthatjuk, valamennyi görbénél közös tulajdonság, hogy növekvő kollektoráram esetén az impedancia csökken. Hasonlóan közös vonás, hogy az impedancia valós része növekvő frekvenciával csökken, eltérés csupán Z'_{1R} -nél van, ahol R nagyjából állandó.

5. Befejezés

Mint említettük a kapcsolások tervezésénél egyszerűbben számolhatunk a soros-, párhuzamos-, vagy láncmátrix segítségével. Ezért az általunk vizsgált jellemzőkből összetevődő diagonál mátrixot a használt kapcsolásnak megfelelő mátrix formájára számoljuk át. Az átszámítás módját és az így nyert karakterisztika sereget egy következő cikkben fogjuk ismertetni. Ugyanitt egy példatervezetet is bemutatunk.



SZEMLE

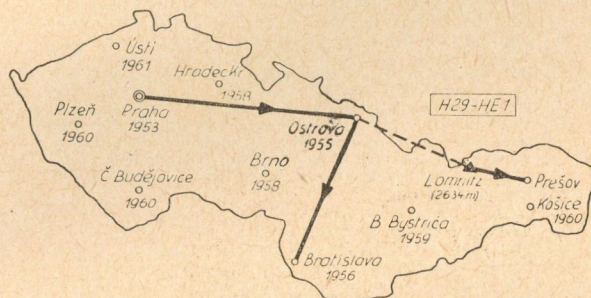
Összeállította: HARGITAI ENDRE

Az NDK-ban 1957. I. félévben 44 400 db televízió készüléket állítottak elő. 1958. I. félévében pedig 81 244 darabot.

*

A televízió műsornak Csehszlovákia teljes területén való szétosztása céljából 10 adót terveztek. Az adók szétosztását és üzembehelyezésük időpontját az 1. ábra szemlélteti.

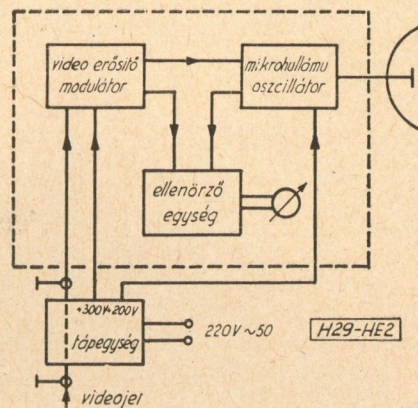
A műsorszétosztást haladóhullámú csövekkel működő mikrohullámú láncsal valósítják meg. Ezeket a berendezéseket a Híradástechnikai Kutató Intézet (Vyzkumny Ustav Pro Sdelovací Techniku) fejlesztette ki. Jelenleg DT 11 típusú, szintén csehszlovák gyártmányú berendezések működnek Praha—Ostrava—Bratislava és Lomnitszi—csúcs—Presov szakaszon. Amint a haladóhullámú csövekkel működő berendezések elkészülnek, a jelenlegi berendezéseket mellékösszeköttetésekhez fogják használni.



1. ábra

Riportokhoz kidolgoztak egy hordozható adó-berendezést is, mely a 9000 MHz-es sávban működik, és 10 km áthidalására alkalmas. Három ilyen berendezést lehet egymás után kapcsolni anélkül, hogy az átvitel minősége észrevehetően romlana. E berendezés antennája 100 cm átmérőjű paraboloid, 35 dB nyereséggel, hordozható állványon az adóval egybeépítve. A tápegység külön hordozható.

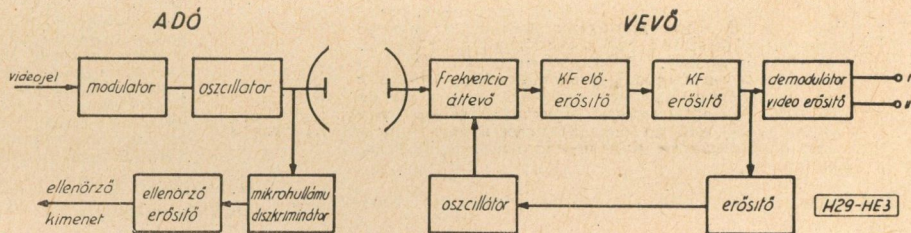
A riporter-berendezés vázlatát a 2. ábrán látható. Az adóban 723A/B klisztron dolgozik 25 mW teljesítménnyel, frekvenciamodulációval. A videojel 100 m-es kábelen csatlakoztatható. A frekvenciát 10 MHz (fekete-fehér).



2. ábra

A DT 11 berendezés vázlatát a 3. ábra szemlélteti.

Ez a berendezés 4400...5000 MHz közötti sávban működik. Paraboloid antennája 300 cm átmérőjű, 41 dB nyereséggel és $1,4^\circ$ sugárszöggel. A végfokozat 211SR51 típusú klisztroncsöve 1 W-ot ad le, ugyanakkor 100 W-ot vesz fel. Emiatt erős légárammal hűteni kell. A frekvenciát 10 MHz. Próbautazásban a zörejtenyező jobb volt, mint 44 dB. A csoportterjedési idő 20 ns, mely a követelményeknek megfelel. Az összeköttetés torzítása olyan kicsi,



3. ábra

hogy gyakorlatilag elhanyagolható. A vizsgálatot 65 ns berezési idővel rendelkező sín² alakú jellel végezték el és a vételoldali kimeneten 90 ns volt mérhető, ami 1% túllövésnek felel meg. (Nachrichtentechnik, 1959. I.)

Обобщение на русском языке

Д. Надь: Вредные действия некоторых видов утечек в системах несущего тока.

Запирающее действие фильтров, применяемых в устройствах несущего тока не бесконечно велико, поэтому просачивающиеся вредные частоты могут вызывать помехи. Несущая частота, просачивающаяся из концевых устройств передатчика, и другая полоса боковых частот вызывают амплитудную и частотную модуляцию эксплуатационной боковой полосы. Попадая в демодулятор, другая боковая полоса может вызвать колебания уровня или биения. Более высокая ведущая или синхронизационная частота, пройдя совместно с полезной боковой полосой через нелинейный четырехполюсник, может вызвать внятный переходный разговор. В результате утечек, возникающих вследствие неудовлетворительной избирательности фильтров несущей частоты, могут возникнуть внятные переходные разговоры. Час-

тоты и амплитуды вредных токов, возникающих таким образом, можно определить при помощи простых расчетов.

Д. Хусту: Жесткое кольцо, излучающее в бесконечную стену.

Результат приближенного расчета, касающегося узкого излучающего кольца, по отношению к строгим зависимостям показывает значительное отклонение, если $a = s/r$ больше 0,1, а kr больше 1, где s — ширина кольца, r — внешний радиус кольца, $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число. Согласно расчету воздействия ближнего поля тем ближе к излучению, чем уже кольцо. Реактанс излучения при небольших значениях a является для определенных значений kr отрицательным. В качестве предельных случаев для действительных для кольца зависимостей получаются зависимости Штенселя, Бакауза и Рейлега, действительные для жесткого диска.

И. П. Валко и Я. Гал: Лампы на бегущей волне

Среди микроволновых ламп различного типа особое значение имеют лампы на бегущей волне. Большое их преимущество состоит в том, что они дают возможность большого усиления в широком диапазоне при весьма малом шуме. По этому принципу мвт-овые усилители исполнены точно так же, как и конечные усилители выходной мощности в несколько сотен вт. Так как процесс усиления основывается на взаимодействии электронного пучка и микроволнового поля, конструкция вызывает ряд проблем, отличающихся от проблем, возникающих в связи с другими лампами; таковыми являются: электронный прожектор, магнитное поле, служащее сцеплению электронного пучка, создающая соответствующее поле микроволновая линия, а также включение и выключение сигнальной мощности. В Венгрии развитие этих ламп началось уже в 1950 году. За последнее время были изготовлены современные типы для отечественной микроволновой многоканальной связи.

Г. Шаркези: Обслуживание больших территорий частотно-модулированными УКВ-передатчиками

Из-за перегрузки средневолнового вещательного диапазона, как в Европе, так и в других частях света применяются либо проектируются большие частотно-модулированные сети передатчиков. Вопросы размещения ультракоротковолновых частотно-модулированных передаточных устройств требуют рассмотрения целого ряда факторов, а в случае передаточной сети большого распространения серьезную проблему составляет и их снабжение программой. Обеспечение приема хорошего качества в большой степени зависит от того, в какой степени удастся заранее учесть помехи различного происхождения для того, чтобы обеспечить желательное отношение сигнал/шум. При эксплуатации играет роль квалификация обслуживающего персонала; ведутся исследования возможности эксплуатации без обслуживающего персонала. Исходя из вышеизложенного, статья трактует и вопросы экономичности капиталовложений и эксплуатации частотно-модулированных ультракоротковолновых сетей.

Ф. Мальчинер: Исследования и измерение напряженности поля, частотой 260 мгц

Еще не выработались единые способы обеспечения репертуаром широковековых датчиков, работающих на ультракоротких волнах и находящихся на больших расстояниях друг от друга. Автор анализирует технические возможности и экономические факторы этих способов. Сообщает об исследованиях проведенных в диапазоне частот 240—300 мгц, предназначенном для широковековых передатчиков и дает описание применяемого при исследованиях оборудования.

Д. Ковалоци: О телевизионных передачах по совместным каналам

В большинстве технически развитых стран увеличение числа телевизионных центров вызвало необходимость многократного использования телевизионных каналов. После обсуждения характера связанных с этим помех и величины отношения сигнал/шум, желательного для удовлетворительного приема, статья занимается методом синхронизации и так называемым офсет-методом, а также связанными с применением упомянутых методов возможностями улучшения качества приема. Устанавливается, что офсет-метод благодаря его эффективности и простоте намного выгоднее, чем синхронизация. Наконец, статья занимается проектами эксплуатации будапештского 30 квт-го телепередатчика по офсет-методу.

И. Коцо: Частотные характеристики отечественных (венгерских) транзисторов Пб.

Показатели отечественных (венгерских) транзисторов Пб были замерены нами в области несущих частот до 108 кГц. Элементы диагональной матрицы изображены в функции частоты. Статья знакомит с методом измерения для цепи с заземленным базисом и заземленным эмиттером и с факторами, влияющими на измерение.

Zusammenfassungen in deutscher Sprache

D. Nagy: Störungen durch ungenügende Filterwirksamkeit in Telefonie-Trägerstromsystemen

Die Sperrdämpfung der in Trägerstromeinrichtungen angewandten Filter ist nicht unendlich gross, deshalb können die durchsickernden schädlichen Frequenzen Störungen hervorrufen. Die aus den Endeinrichtungen des Senders durchsickernde Trägerfrequenz und das andere Seitenband rufen Amplituden- und Frequenzmodulation des Betriebs-Seitenbandes hervor. Das in den Demodulator geratene andere Seitenband kann Pegelschwankungen oder Schwebungen verursachen. Höhere Leit- oder Synchronisierungsfrequenzen können mit dem nützlichen Seitenband nach Durchgang durch einen nichtlinearen Vierpol verständliches Nebensprechen hervorrufen. Als Wirkung der zufolge ungenügender Sperrdämpfung der Trägerstromfilter entstehenden Durchsickerungen können verständliche Nebengespräche entstehen. Die Frequenz und Amplituden der so auftretenden störenden Ströme können mit Hilfe einfacher Berechnungen festgestellt werden.

D. Huszty: Der in eine unendliche Wand strahlende starre Ring

Das Ergebnis der auf den schmalen Ringstrahler bezogenen Näherungsrechnung weist eine im Vergleich zu den exakten Relationen wesentliche Abweichung auf, wenn $a = s/r$ grösser als 0,1 und kr grösser als 1 sind, wo s die Breit des Ringes, r den Aussenradius des Ringes und $k = 2\pi/\lambda$ die Wellenzahl bezeichnet. Die Berechnung ergibt, dass sich die Grenze des Nahfeldes umso näher dem Strahler befindet, je schmaler der Ring ist. Die Strahlungsreaktanz wird bei geringen Werten von a für gewisse Werte von kr negativ. Als Grenzfälle der auf den Ring bezüglichen Relationen werden die auf die starre Scheibe bezüglichen Stenzelsche bzw. Backhaussche bzw. Rayleighsche Relationen erhalten.

I. P. Valkó und J. Gál: Wanderfeldröhren

Unter den Mikrowellenröhren verschiedener Typen haben die Wanderfeldröhren besondere Bedeutung. Ihr grosser Vorteil besteht darin, dass sie auf breitem Band grosse Verstärkung ermöglichen, bei geringfügigem Geräusch. Nach diesem Prinzip können Verstärker von einigen mW ebenso verwirklicht werden, wie Endverstärker mit einer Ausgangsleistung von mehreren Hunderten W. Da der Verstärkungsprozess auf der Wechselwirkung des Elektronenbündels und des Mikrowellenfeldes beruht, ergibt die Konstruktion viele Probleme; solche Probleme sind das Elektronenerzeugungssystem, das dem Zusammenhalten des Bündels dienende Magnetfeld, die das entsprechende Feld erzeugende Mikrowellenlinie, sowie die Ein- und Auskopplung der Signalleistung. In Ungarn begann die Entwicklung der Röhren bereits im Jahre 1950. In letzteren Zeiten wurden moderne Typen für ungarische Messverstärker, bzw. Mikrowellen-Mehrkanal-Verbindungen hergestellt.

G. Sárközy: Bestrahlung grosser Gebiete durch frequenzmodulierte Ultrakurzwellen-Sender

ÜbInfolge der erlastung des Mittelwellen-Rundfunkbandes sind in Europa, aber auch in anderen Erdteilen ausgedehnte frequenzmodulierte Sendernetze in Betrieb genommen worden; weitere sind in Entwicklung begriffen. Die mit der Anlage von frequenzmodulierten Ultrakurzwellen-Sendereinrichtungen verbundenen Fragen müssen von vielen Standpunkten aus untersucht werden. Selbst die Programmversorgung ist ein ernstes Problem im Falle von Sendernetzen grosser Ausdehnung. Die Sicherung eines guten Empfanges hängt in grossem Masse davon ab, wie weit es uns gelingt, die aus verschiedenen Quellen stammenden Störungen im voraus zu berücksichtigen, um den entsprechenden Geräuschabstand und Schutz zu sichern. Bei der Inbetriebhaltung spielt die Ausbildung des Bedienungspersonals eine Rolle; gegenwärtig werden Untersuchungen über die Möglichkeit eines wartungslosen Betriebes angestellt. Unter Berücksichtigung der obigen Standpunkte beschäftigt sich der Artikel auch mit Fragen der Wirtschaftlichkeit der Kapitalanlagen und des Sendebetriebs bei ferquenzmodulierten Ultrakurzwellen-Netzen.

F. Malcsiner: Versuche und Feldstärkemessungen bei 260 MHz.

Die Methode der Programmversorgung der von einander entfernt liegenden UKW-Sender ist noch nicht einheitlich ausgearbeitet worden. Der Verfasser

MAGYAR HIRADÁSTECHNIKA

Felölő szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. — Telefon: 113-450

Felölő kiadó: Solt Sándor — Megjelenik 1200 példányban

8883 — Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12. — F. v.: Jánka Gyula

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hirlapiródnál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál

Előfizetési díj: félév 15 Ft, egész évre 30 Ft. Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekk számlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 (vagy átutalás az MNB 47. sz. folyószámlájára)

beschäftigt sich mit den technischen Möglichkeiten und ökonomischen Faktoren der Programmversorgung, weiters beschreibt er die Versuche, die im Frequenzbereich von 240—300 Mc, der für Programmübertragungs-Zwecke reserviert wird, durchgeführt wurden und die entsprechenden Einrichtungen.

G. Kovalóczy: Über Fernsehsendungen auf gemeinsamen Kanälen

In den meisten technisch entwickelten Ländern führte die Vergrößerung der Zahl der Fernsehzentralen zur Verwendung gemeinsamer Fernsehkanäle. Nach Besprechung der Art der damit verbundenen Störungen und des zum normalen Empfang erwünschten Störabstandes, beschäftigt sich der Artikel mit der Synchronisierung und dem sogenannten Offsetverfahren, sowie mit den durch die genannten Verfahren gebotenen Möglichkeiten zur Verbesserung des Empfanges. Es wird festgestellt, daß das Offsetverfahren dank seiner Wirksamkeit und Einfachheit viel vorteilhafter ist, als die Synchronisierung. Schließlich befaßt sich der Artikel kurz mit den Plänen des Offset-Betriebes des budapester 30 kW-Fernsehsenders.

J. Koczó: Trägerfrequenz-Kennwerte der ungarischen Transistoren P6.

Die Kennwerte der ungarischen Transistoren P6 wurden im Trägerfrequenzbereich bis 108 kHz gemessen. Die diagonalen Matrixelemente werden als Funktion der Frequenz dargestellt. Der Artikel behandelt eine Messmethode für Schaltungen mit geerdeter Basis und geerdetem Emittor und die die Messung beeinflussenden Faktoren.

Summaries in English

D. Nagy: Disturbing effects of certain leakages of carrier systems.

Since the cut off attenuation of applied filters in carrier systems is not infinitely large the leaking damaging frequencies may cause disturbances. The leakage of frequency of the final equipments of transmitters and the other side band produces amplitude and frequency modulation on the working side band. The other side band getting into the demodulator may produce level variation or interference. The emitted frequency of higher level and the useful side band for application in piloting or synchronising purposes when traversing a non-linear quadrupole may be cause of intelligible crosstalk. Leakage arising in view of unsatisfactory cut off attenuation of the carrier frequency filters may cause intelligible crosstalk. Frequency and amplitude of disturbing circuits such caused, may be determined with simple calculation.

D. Huszty: The rigid circular ring radiating into an infinite wall

The approximate computation of a narrow radiating ring shows considerable differences from the exact formulae, if $a = s/r > 0,1$ and $kr > 1$, where s is the width of the ring, r its outer radius, $k = 2\pi/\lambda$ the wave number. According to the computations, the influence of the near space is the nearer to the radiator, the narrower is the ring. The radiation reactance is negative, at small a values, for certain values of kr . As a limit case of the ring formulae, the formulae of Stenzel, Backhaus and Rayleigh for rigid discs are obtained.

I. P. Valkó—J. Gál: Travelling wave tubes

The travelling wave tubes are of a special importance among the microwave tubes of different types. It is their considerable advantage that they combine high amplification with a minimum of noise within a wide band. Preamplifiers of some mW can be realised on the same principle as well as a power output final amplifier of many hundreds of W. As the process of amplification is based on an interaction of the electron beam with the microwave field, the construction raises many problems differing of those of other tube types. Such are: the electron gun, the magnetic field keeping the electron beam together, the microwave line producing the required field, further the input and output coupling of signal power. Development of such tubes started in Hungary as soon as 1950. Recently modern types have been constructed for application in measuring-amplifiers respectively microwave multi-channel communication links of Hungarian production.

C. Sárközy: Coverage of Large Areas with Ultra Short Wave Programs by Frequency Modulated Transmitters

Widespread frequency modulated networks are working or being planned in Europe as well as in other continents because of the congested medium wave broadcast band. The location of ultra-short wave frequency modulated broadcasting equipments make necessary the consideration of many points of view and in the case of networks of large extension the supply of program is also a serious problem. To ensure a good reception depends considerably on how disturbances originating from different sources could be taken into account previously in order to ensure a desired signal/noise

ratio and an appropriate protection ratio. When operating, the training of personnel is of importance and besides the possibility of unattended service is investigated. Dealing with the above mentioned points of view the article discusses the questions of economic investment and service of frequency modulated ultra-short wave networks.

F. Malcsiner: Experiments and field strength measurements on 260 Mc/s

The method of program provision for distant ultra short wave broadcast transmitters is not yet unanimously settled. The author discusses the technical possibilities and economical factors of above mentioned question and describes the experiments executed in the frequency range of 240—300 Mc/s reserved for the purpose of program transmission and presents the experimental equipments.

G. Kovalóczy: Television broadcasting in common channels

The increasing number of television broadcast stations, has made necessary, a common television channel transmission in most of the technically developed countries. After discussing the characteristics of disturbances originating in this method and the values of signal/noise ratio required for a good reception, the article deals with synchronisation and with the so called offset system, further with the amelioration of reception by the use of them. The author states that—owing to efficiency and simplicity—the offset procedure is more advantageous than synchronisation. Finally the author briefly discusses the planning in connection with the offset operation of the 30 kW television transmitter in Budapest.

J. Koczó: Carrier frequency characteristics of P6 transistors of Hungarian type

The characteristics of P6 transistors were measured in the range of 108 kHz. The elements of diagonal matrix are presented in the function of frequency. Measuring methods and factors exercising an influence on measuring are presented in the case of circuits with grounded base and grounded emitter.

Résumés en français

D. Nagy: Les effets troublants de certains fuites des systèmes courant porteur.

L'atténuation de coupure des filtres utilisés dans des équipements courant porteur n'est pas infiniment grande, c'est pourquoi la fuite des fréquences peut causer des troubles. La fréquence porteuse fuyant des équipements finals de l'émetteur et l'autre bande latérale cause la modulation de l'amplitude et de la fréquence sur la bande latérale en service. L'autre bande latérale entrant dans le démodulateur peut causer des variations de niveau ou des interférences. Des fréquences de pilot ou des fréquences de synchronisation sortant sur un niveau élevé ainsi que la bande latérale de service passé par un quadripôle non linéaire peuvent produire une diaphonie. Des diaphonies intelligibles se forment à cause des fuites qui se produisent par l'atténuation de coupure insuffisante des filtres de courant porteur. Les fréquences et les amplitudes des courants troublants peuvent être définies à l'aide des calculs simples.

D. Huszty: Anneau circulaire rigide radiant dans un mur infini

Le résultat du calcul approximatif concernant l'anneau radiant étroit montre une différence essentielle par rapport aux formules exactes, dès que $a = s/r > 0,1$, de même que si $kr > 1$; où s est la largeur, r le rayon extérieur de l'anneau, et $k = 2\pi/\lambda$ le nombre d'ondes. Selon le calcul, l'effet de l'espace proche est d'autant plus près du radiant, que l'anneau est étroit. Pour les valeurs réduites de a la réactance radiante est négative pour certaines valeurs de kr . Dans les cas limites, les formules concernant les anneaux rigides donnent les équations de Stenzel, resp. de Backhaus et de Rayleigh.

I. P. Valkó—J. Gál: Tube d'onde progressive

Parmi les types différents de tube micro-onde les tubes d'onde progressive ont une importance particulière. Leur grand avantage c'est qu'ils donnent la possibilité d'une grande amplification sur une gamme vaste avec un bruit minime. Selon ce principe on peut réaliser de la même façon les préamplificateurs de quelques mW, aussi bien que les amplificateurs finals. Le procédé de l'amplification se base sur l'action réciproque de faisceau électronique et du champ de micro-onde, la construction pose de nombreux problèmes tels que le canon à électrons, le champ magnétique qui sert à retenir le faisceau électronique et la ligne micro-onde pour obtenir un champ approprié ainsi que le couplage d'entrée et de sortie de signal. Dans notre pays le procédé du développement des tubes a déjà débuté en 1950. Dans les derniers temps des types modernes étaient fabriqués en Hongrie pour le but des amplificateurs à mesure et pour la communication à canaux multiples de micro-onde.

G. Sárközy: La radiation de grands territoires par des émetteurs de radiodiffusion à ondes ultra-courtes à modulation de fréquence

C'est à cause de l'encombrement de la bande de radiodiffusion à onde-moyenne, en Europe, aussi bien que dans les autres continents, que des réseaux étendus d'émetteurs à modulation de fréquence sont en fonction ou en état de projet. Les problèmes de location des émetteurs à modulation de fréquence à ondes ultra-courtes nécessitent la considération de plusieurs facteurs. La provision des programmes pose aussi des problèmes sérieux dans le cas des réseaux d'émetteurs à grande extension. L'assurance de la réception de bonne qualité dépend en grande mesure de ceci: comment peut-on prendre d'avance en calcul les interférences dérivant des sources différentes avec le but d'assurer le rapport du signal — bruit et le rapport de protection désiré. A propos de l'opération, la formation du personnel de manoeuvre joue un rôle important, et la possibilité du service sans personnel forme l'objet d'un plus ample examen. L'article prenant en considération les facteurs ci-mentionnés s'occupe aussi de la question de l'opération et de l'investissement économique des réseaux à ondes ultra-courtes à modulation de fréquence.

F. Malcsiner: Expérience et mesure de l'intensité de champ sur 260 MHz

Le mode d'alimentation des programmes de plusieurs émetteurs à ondes ultra-courtes situés à grande distance l'un de l'autre n'est pas encore unanime. L'auteur discute les possibilités techniques et les facteurs

économiques de l'alimentation des programmes des émetteurs et présente les expériences faites dans une bande de fréquence de 240—300 MHz réservée pour la transmission du programme, puis il décrit les installations expérimentales.

G. Kovalóczy: L'émission par des canaux communs de télévision

Dans la plupart des pays — techniquement développés — l'augmentation du nombre des émetteurs de télévision a rendu nécessaire l'émission par des canaux communs de télévision. Après avoir discuté les caractéristiques des bruits y dérivants et la valeur du rapport de signal/bruit désiré pour la réception convenable l'article s'occupe de la synchronisation puis de la soi-disant offset system et de l'amélioration de la qualité de réception qu'on peut atteindre par leur adaptation. Il constate que à cause de sa réussite et de sa simplicité le système offset est plus avantageux que la synchronisation. Enfin il donne un bref aperçu sur les plans concernant le service d'offset de l'émetteur de Télévision de 30 kW

J. Koczó: Les caractéristiques des fréquences porteuses des transistors de type hongrois P6.

L'auteur a mesuré les caractéristiques des transistors du type hongrois P6 dans une bande de 108 kHz. L'article présente les éléments de la matrice dans la fonction des fréquences. Il fait connaître la façon de mesure et les facteurs qui influencent la mesure en cas de connection collecteur-base et émetteur-base.



HÍRADÁSTECHNIKAI GÉPGYÁR

a híradástechnikai ipar szolgálatában

GYÁRTMÁNYAINK

Huzalleszabó és csupaszító automata

HCs—400 Typ.

PVC, acetát szigetelésű huzalok leszábasára és végeinek csupaszítására szolgál. A leszábas hossza állítható
Huzalátmérő határok : 0,3—1,5 mm
Darabolási hossz : 50—700 mm
Csupaszítási hossz : 10 mm

Anyaszüllyesztő automata

MAS—10 Typ.

Szabványos méretű, hatlapú anyák kétoldali süllyesztését végző automatikus berendezés

Gyártható anyaméret tartomány :
M3—M10
Teljesítmény : 1200—2000 db/óra

Zsugorító kemence

FZs—1350 Typ.

Porkohászati úton előállított alkatrészek zsugorítására szolgáló, automatikus, változtatható sebességű előtölő szerkezettel ellátott berendezés
A kemence hossza : 6000 mm
Fűtőtér méretei : 900 × 250 × 220 mm
Fűtőtéljesítmény : 2 × 12 kW
Üzemi hőfokhatárok : 600° × 1350° C

Anyamenetfúró automata

FMA—8 Typ.

Szabványos méretű, hatlapú anyák menetfúrására szolgáló, görbített szárú menetfúróval dolgozó automata

Gyártható anyaméret tartomány :
M3—M8
Teljesítmény : 1200—2000 db/óra

Forgódobos galvanizáló berendezések

FG—250 Typ; FG—10Typ.

PVC borítású, cserélhető dobbal készülő, tömeggalvanizáló berendezések
Hasznos térfogat : 50 l, 10 l
Elektrolit mennyiség : 250 l, 10 l
Perforáció Ø : 3 mm, 2 mm

Panellaplyukasztó gép

PL—6 Typ.

Egyedi és kis sorozatban történő lemezlyukasztásra jól felhasználható berendezés. Revolverszerkezettel, 12 db cserélhető szerszámmal van ellátva

Sajtolóerő max. : 6000 kg
Lemezszelesség : 600 mm
Kinyúlás : 316 mm

A felsorolt berendezések szállításán kívül ajánljuk egyéb, sorozatban gyártott gépeinket, továbbá, elsősorban a híradástechnikai ipar gépesítését szolgáló célgépek, automaták tervezését és legyártását a megrendelő kívánsága szerint.

Telephely :

BUDAPEST, XIV., FOGARASI ÚT 14.

Telefon : 298-268 298-450