

5560



# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET  
FOLYÓIRATA

XXXI. évfolyam  
BUDAPEST

1980

1-2

# HÍRADÁSTECHNIKA

XXXI. ÉVFOLYAM 1—2. SZÁM 1980.

## A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

### TARTALOM

	Egyesült erővel, közös célokért!.....	1
CEBE LÁSZLÓ:	Az intermodulációs zajok számítása preemfázis esetén .....	2
B. NAGY PÉTER:	Transzformált szűrők ekvivalens zajsáv szélessége .....	25
VÉRTESY MIKLÓS— DUCZA ISTVÁN:	Hordozó anyagok és fémrétegszerkezetek mikrohullámú vékonyréteg integrált áramkörti célokra .....	28
MORTON, I.:	Miniatűr kristályoszillátorok .....	34
	Szemle .....	24, 27, 33, 37, 38
	A HÍRADÁSTECHNIKA 1979. évi tartalomjegyzéke .....	39
	<b>BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK:</b>	
SZALAY ISTVÁN:	Szélessávú keverő a TV I.—V. sávokra .....	41
CSERNOCH JÁNOS:	A törésmutató-gradiens megváltoztatása következtében előálló csillapítás-fading számítása .....	47
SIMON LAJOS:	Új típusú hangfrekvenciás végződések az átviteltechnikában .....	61
	Műszaki Szemle	
MALCSINER FERENC:	Vezetékes televízió New York-ban .....	67
	Hírek üzemeinkből .....	75
	Tartalmi ismertetőik .....	76

### A SZÁM SZERZŐI:

CEBE LÁSZLÓ okl. vill. mérnök, B. NAGY PÉTER okl. vill. mérnök, a BME Alkalmazott Biofizikai Laboratórium munkatársa, VÉRTESY MIKLÓS okl. fizikus, a TKI tudományos főmunkatársa, DUCZA ISTVÁN vill. üzem mérnök, a TKI tudományos segédmunkatársa, MORTON, I. a Motorola cég mérnöke, SZALAY ISTVÁN okl. vill. mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke, CSERNOCH JÁNOS okl. fizikus, az ORION Mikrohullámú Főo. műszaki-tudományos tanácsadója, a KKVMF docense, SIMON LAJOS okl. vill. mérnök, a TERTA Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke, MALCSINER FERENC vill. üzem mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

A szerkesztőbizottság tagjai:

Angyal László, Balogh Pál, Bánsághi Pál, Berecz Frigyes, Boglár Gyula, dr. Flesch István, Horváth Imre, Jakubik Béla, May Péter, Mérey Imréné, Naggyörgy Gábor.

Szerkesztőségi ügyekben és kéziratokkal kapcsolatban felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné, telefon: 495-098.



# HÍRADÁSTECHNIKA

## Egyesült erővel, közös célokért!

Folyóiratunk 1980. január 1-től gazdagabb tartalommal, új címlappal és esztétikusabb kivitelben, nagyobb terjedelemben jelenik meg. A HÍRADÁSTECHNIKA XXXI. évfolyama most már három szaklapot képvisel. Két nagy múltú kiadvány, a BHG—ORION—TERTA Műszaki Közlemények és a HIKI Közlemények társult velünk és lehetséges, hogy további szaklapok is csatlakoznak e társuláshoz.

Pártunk és kormányunk kiemelten kezeli programjában a híradástechnikai ipar, ezen belül az alkatrészgyártás fejlesztését és erre a jövőben jelentős összegeket fordít. A híradástechnikai ipar és kutatás előtt álló feladatok, a termékváltás kihatásai és az alkatrészipari rekonstrukció hatékony és maradéktalan teljesítése a műszaki tudományos publikációs tevékenységet is nagyobb feladatok elé állítja. A vállalatok vezetői felismerve ennek a kérdésnek a súlyát úgy döntöttek, hogy a kiadványok területén levő párhuzamosságok megszüntetéséhez és az olvasókör kiszélesítéséhez a maguk részéről azzal járulnak hozzá, hogy saját üzemi szakfolyóirataikat lapunkkal társítják, ezzel egy széles körű olvasótáborra támaszkodó és az eddiginél nagyobb számú szakember rendelkezésére álló publikációs fórum anyagi feltételeit teremtik meg.

A HÍRADÁSTECHNIKA szerkesztő bizottsága egyesíti a jogelődök szerkesztő bizottságait, azok szerkesztési tapasztalatait és így remélhető, hogy a lap sokkal szélesebb körű nyilvános műszaki-tudományos fórum lesz, mely mind a hazai, mind a külföldi olvasók figyelmére érdemes. A szerkesztőség, mely most nagyobb létszámmal működik, igyekezni fog, hogy e lapot színesebbé és tartalmasabbá tegye. Ezen célkitűzés csak akkor valósítható meg, ha az olvasók és a szerzők széleskörűen támogatnak munkánkban, ha a Híradástechnikai Tudományos Egyesület szakosztályai, vidéki és üzemi szervezetei továbbra is és hatékonyabban támogatják lapunkat, munkaterveikbe felveszik a publikációs tevékenységet, cikkekkel és szakmai híryananyagokkal segítik a szerkesztőséget.

Fontos ebből a szempontból, hogy a cikkek elsősorban az iparág előtt álló műszaki-gazdasági feladatok megoldásához adjanak segítséget, azok végrehajtását támogassák. A három szaklap összevonásával járó indulási problémák miatt lapunk 1—2. száma összevontan és késve kerül az olvasók kezébe. Reméljük, hogy rövidesen behozzuk a kést és továbbra is ütemesen, pontosan jelenünk meg.

Nagy örömünkre szolgál, hogy többen — értesülve a társulásról — máris segítőkészen, javaslatokkal, bírálatokkal álltak mellénk és kitűnően használható ötleteket adtak a lap további fejlesztéséhez. Kérjük olvasóinkat, hogy leveleikkel, vitaindító trásáikkal keressenek meg minket, hogy kapcsolataink még szorosabbak legyenek.

Szerkesztőség



# Az intermodulációs zajok számítása preemfázis esetén

CEBE LÁSZLÓ  
Telefongyár Fejlesztési Intézet,  
Kandó Kálmán Villamosipari  
Műszaki Főiskola

Bár az utóbbi években számos cikk jelent meg az intermodulációs zajok számításáról, ezek vagy túlzottan leegyszerűsítve tárgyalják a problémát, vagy túlzottan általánosítva.

E cikk elsősorban a [14, 19] irodalomban ismertett számítási módszereken alapul, amelyek különösen alkalmasak a vezetékes híradástechnikában előforduló preemfázis karakterisztikák esetén az intermodulációs zajok számítására.

A fontosabb jelölések a következők:

- $f$  a frekvencia,
- $f_1$  és  $f_2$  az átvitt sáv alsó és felső határfrekvenciája,
- $B=f_2-f_1$  az átvitt sáv szélesség,
- $\Delta f$  egy csatorna effektív vételi sáv szélessége,
- $\Delta'f = \frac{B}{N}$  egy csatorna átlagos sáv szélessége,
- $F = \frac{f-f_1}{B}$  a relatív frekvencia,
- $F_e = \frac{f_1}{B}$  a sáv relatív eltolása,
- $p(f), p(F)$  a terhelés teljesítménysűrűsége [MW/Hz, mW/B],
- $p(0)$  a teljesítménysűrűség  $f_1$ -en,
- $P$  abszolút, illetve relatív teljesítmény [mW, mW0].

A referenciaerősítő intermodulációs teljesítménysűrűsége:

- $w'_2(F)$  az  $F_j - F_i$  termékek teljesítménysűrűsége,
- $w''_2(F)$  az  $F_i + F_j$  termékek teljesítménysűrűsége,
- $w'_3(F)$  az  $F_i \pm F_j \pm F_k$  termékek teljesítménysűrűsége,
- $w'_{-3}(F)$  az  $F_i + F_j - F_k$  termékek teljesítménysűrűsége (negatív frekvenciákon),
- $w''_3(F)$  az  $F_i + F_j + F_k$  termékek teljesítménysűrűsége,
- $w_2(F) = w'_2(F) + w''_2(F),$
- $w_3(F) = w'_3(F) + w''_3(F) + w'_{-3}(F).$

A tényleges erősítő  $\Delta F$  sávra eső intermodulációs teljesítménye:

$$z'_2(F), z''_2(F), z'_3(F), z'_{-3}(F), z''_3(F), z_2(F), z_3(F).$$

A tényleges erősítő egy csatornára eső zajteljesítménye 0 szintre vonatkoztatva:

- $\xi'_2(F), \xi''_2(F), \xi'_3(F), \xi'_{-3}(F), \xi''_3(F), \xi_2(F), \xi_3(F),$
- $y'_2(F), y''_2(F), y'_3(F), y'_{-3}(F), y''_3(F)$  súlyozási tényezők
- $a(F)$  relatív szint az erősítő kimenetén [Br, dBr, Npr],
- $a_r(F)$  relatív szint a referenciaerősítő kimenetén,
- $a_0 = a(0)$  a szint az  $f_1$  frekvencián,
- $\frac{a_{t1}}{a}$  egy csatorna terhelése [Bm0, dBm0, Npm0],
- $\bar{a}$  az átlagos szint,
- $h$  a preemfázis mértéke [B, dB, Np],
- $N$  a csatornák száma,
- $m$  a feszültség szerint összegeződő erősítők száma,
- $l$  az erősítőszakasz hossza,
- $F$  [dB] az erősítő zajtényezője.

Megjegyezzük, hogy cikkünkben a szinteket belben adjuk meg (1 B = 10 dB). Fizikai formulákban értelmetlen, és az új SI mértékrendszer szellemének ellentmondó a dB használata. Így elkerülhető a 10-zel való kellemetlen osztás. Nem kerülhető el viszont egyes esetekben a neper használata. Cikkünkben a megfelelő helyeken erre külön utalunk majd. De külön utalás nélkül is, ha egy formulában  $e^{2kx}$ ,  $10^{kx}$  vagy  $10^{\frac{kx}{10}}$  szerepel, akkor magától értetődően  $x$ -et Np-ben, B-ben, ill. dB-ben kell vennünk. Így automatikusan fennáll az

$$A = e^{2x} = 10^x = 10^{\frac{x}{10}}$$

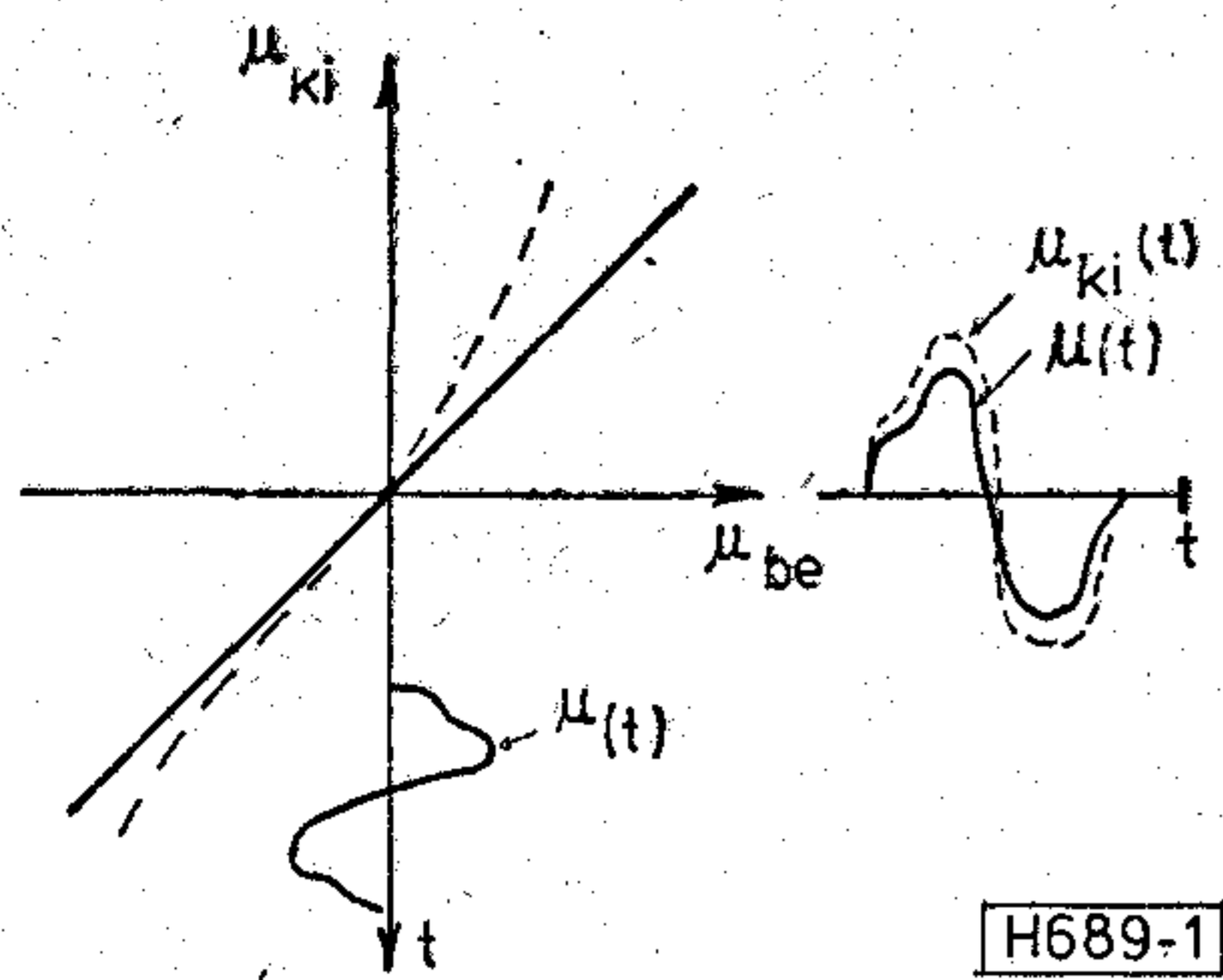
szimbolikus egyenlőség.

Például ha  $x = 1,15$  Np = 1 B = 10 dB, akkor  $A = 10$ .

## 1. Alapfogalmak

Lineáris átviteli rendszer esetén — legyen az átviteli tényező egységnyi — a kimeneti jel az 1. ábra szerint megegyezik a bemeneti jellel. Ha az átviteli karakterisztika eltér a lineáristól — az ábrán szaggatottan jelölve —, akkor a kimeneti jel is eltér a





1. ábra. A nemlineáris karakterisztika

bemenetétől. Legyen a nemlineáris karakterisztika harmadfokú:

$$u_{ki} = u_{be} + a_2 u_{be}^2 + a_3 u_{be}^3, \quad (1)$$

ekkor  $u(t)$  vagy röviden jelölve  $u$  bemeneti feszültség esetén az eredő kimeneti feszültség:

$$u_{ki} = u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \quad (2)$$

Álljon a bemeneti jel két szinusz alakú feszültségből:

$$u = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t. \quad (3)$$

A (2) formulába való helyettesítéssel kapjuk:

$$\begin{aligned} u_{ki} = & U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t + a_2 \left[ \frac{U_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \right. \\ & \left. + \frac{U_2^2}{2} \cos 2\omega_2 t + U_1 U_2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t + \right. \\ & \left. + U_1 U_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t \right] + a_3 \left[ \frac{1}{4} U_1^3 \cos 3\omega_1 t + \right. \\ & \left. + \frac{1}{4} U_2^3 \cos 3\omega_2 t + \frac{3}{4} U_1^2 U_2 \cos (2\omega_1 + \omega_2) t + \right. \\ & \left. + \frac{3}{4} U_1^2 U_2 \cos (2\omega_1 - \omega_2) t + \frac{3}{4} U_1 U_2^2 \cos (2\omega_2 + \omega_1) t + \right. \\ & \left. + \frac{3}{4} U_1 U_2^2 \cos (2\omega_2 - \omega_1) t \right]. \quad (4) \end{aligned}$$

A fenti egyenletből a felharmonikusok, valamint az  $\omega_1 \pm \omega_2$ , a  $2\omega_1 \pm \omega_2$  és a  $2\omega_2 \pm \omega_1$  intermodulációs termékek amplitúdója meghatározható.

Ha a harmadrendű karakterisztikára jutó jel kettőnél több, szinusz alakú jelből áll, a fenti formula tovább bonyolódik. Egyszerű számítással meggyőződhetünk arról, hogy a fenti intermodulációs termékek mellett csupán az  $\omega_1 \pm \omega_j \pm \omega_k$  frekvenciájú további komponensek jelennek meg

$$U_{(\omega_1 \pm \omega_j \pm \omega_k)} = \frac{3}{2} a_3 U_1 U_j U_k$$

amplitúdóval.

Fontos megjegyezni, hogy a harmadrendű karakterisztikán az egyes torzítási és intermodulációs termékek egymástól teljesen függetlenül jönnek létre, és amplitúdójuk független attól, hogy hány szinusz alakú jel vezérli a nemlineáris karakterisztikájú elemet.

Az 1. táblázatban összefoglalóan megadjuk az egyes torzítási és intermodulációs termékek amplitúdóját

1. táblázat

Termék	Amplitúdó	$k$ , ill. $d$ , ha $U_1 = U_2 = \dots = U_n = U$
$\omega_1$	$U_1$	
$2\omega_1$	$\frac{1}{2} a_2 U_1^2$	$k_2 = \frac{U_{(2\omega_1)}}{U} = \frac{1}{2} a_2 U$
$3\omega_1$	$\frac{1}{4} a_3 U_1^3$	$k_3 = \frac{U_{(3\omega_1)}}{U} = \frac{1}{4} a_3 U^2$
$\omega_1 \pm \omega_j$	$a_2 U_1 U_j$	$d_2 = \frac{U_{(\omega_1 \pm \omega_j)}}{U} = a_2 U = 2k_2$
$2\omega_1 \pm \omega_j$	$\frac{3}{4} a_3 U_1^2 U_j$	$d'_3 = \frac{U_{(2\omega_1 \pm \omega_j)}}{U} = \frac{3}{4} a_3 U^2 = 3k_3$
$\omega_1 \pm \omega_j \pm \omega_k$	$\frac{3}{2} a_3 U_1 U_j U_k$	$d''_3 = \frac{U_{(\omega_1 \pm \omega_j \pm \omega_k)}}{U} = \frac{3}{2} a^2 U^2 = 6k_3$

2. táblázat

Termék	Termékek száma	Egy termék relatív		Össz. telj. ha $n \rightarrow \infty$
		ampl.	telj.	
$2\omega_1$	$n$	1	1	$n$
$\omega_1 \pm \omega_j$	$n(n-1)$	2	4	$4n^2$
$3\omega_1$	$n$	1	1	$n$
$2\omega_1 \pm \omega_j$	$2n(n-1)$	3	9	$18n^2$
$\omega_1 \pm \omega_j \pm \omega_k$	$\frac{2}{3} n(n-1)(n-2)$	6	36	$24n^3$

és származtatását, a 2. táblázatban pedig az egyes termékek számát, valamint relatív és összteljesítményüket, ha a vezérlő jel  $n$  számú, azonos amplitúdójú szinusz jelből áll.

A 2. táblázatból jól látszik, hogy  $n$  növelésével egyre inkább csak az

$$\omega_1 \pm \omega_j \quad \text{és az} \quad \omega_1 \pm \omega_j \pm \omega_k$$

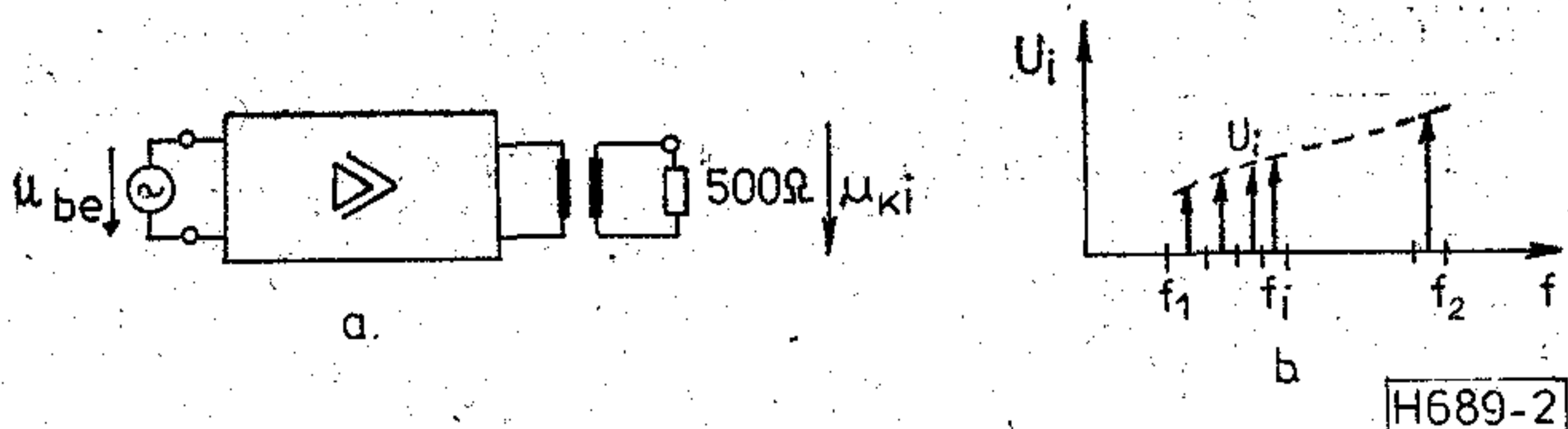
frekvenciájú termékek hatása érvényesül, a többi tag hatása elhanyagolható. Ezért számításainkban csak ezeket a tagokat vesszük figyelembe.

Ha a karakterisztika fokszáma háromnál nagyobb, akkor a negyed- és magasabb rendű termékeket is figyelembe kell vennünk. Fellépnek az

$$\omega_1^4, \omega_1^5, \dots, (3\omega_1 \pm \omega_j), (\omega_1 \pm \omega_j \pm \omega_k \pm \omega_l), \dots$$

frekvenciájú komponensek is. A valóságban azonban jogos a feltételezésünk, hogy a karakterisztikát csak harmadfokúnak tekintjük, mert normális körülmények között a kivezérlés csak a közel lineáris szakaszon történhet, távol a túlvezérlési határtól, így a magasabb rendű tagok elhanyagolhatóak.





2. ábra. A terhelés eloszlása az erősítő kimenetén

A következőkben nemlineáris négy pólusok terhelésből eredő zaját keressük. Egyszerűség kedvéért vegyük a 2. ábra szerinti erősítőt. Az általánosság csorbítása nélkül feltételezhetjük, hogy a terhelő ellenállás 500 ohm (egy illesztő transzformátor segítségével ez mindig elérhető). A terhelést diszkrét, szinusz alakú jelekkel állítsuk elő. Minden egységnyi válaszított frekvenciasávra — például 1 Hz-re — essen egyetlen szinusz jel (a valóságban a terhelés zaj jellegű, a sokcsatornás berendezések kimeneti jele jó közelítéssel normális eloszlású fehérzajnak tekinthető. A terhelés szinusz alakú jelekkel való megvalósítása a normális eloszlástól eltérő amplitúdóeloszlást ad, de mivel csak harmadrendű karakterisztikát vettünk, és a túlvezérlési tartományt nem vesszük figyelembe, ennek nincs jelentősége). A 2. ábra szerinti esetben az egyes vezérlő szinusz jelek amplitúdója  $U_k$ , effektív értéke pedig

$$U_{i\text{eff}} = \frac{U_k}{\sqrt{2}}$$

Így a teljesítmény:

$$P_i = \frac{U_{i\text{eff}}^2}{500} = \frac{U_{i\text{eff}}^2}{1000} [\text{W}] = U_{i1}^2 [\text{mV}] \quad (5a)$$

Mivel az egységnyi frekvenciatartományra, 1 Hz-re egyetlen jel jut,  $P_i$  megadja a terhelés teljesítménysűrűségét is:

$$p(f_i) = P(f_i) = U_{i1}^2 [\text{mW/Hz}] \quad (5b)$$

Ezek után fejezzük ki az intermodulációs termékek teljesítményét a terhelő jelek teljesítményével. Előzőleg azonban vezessük be a 0 szinthez, vagyis az 1 mW teljesítményhez tartozó torzítási tényezők fogalmát. A 2. ábra szerint  $U_k = 1$  V-hoz  $P_i = 1$  mW teljesítmény tartozik. Az 1. táblázat szerint viszont ekkor:

$$k_{20} = \frac{1}{2} a_2, \quad \text{ill.} \quad a_2 = 2k_{20}, \quad (6)$$

$$k_{30} = \frac{1}{4} a_3, \quad \text{ill.} \quad a_3 = 4k_{30}.$$

Az 1. táblázatból véve az intermodulációs termékek amplitúdóját, behelyettesítéssel kapjuk:

$$P(f_i \pm f_j) = U_{(f_i \pm f_j)}^2 = a_2^2 U_i^2 U_j^2 = 4k_{20}^2 p(f_i) p(f_j) \quad (7a)$$

$$P(f_i \pm f_j \pm f_k) = U_{(f_i \pm f_j \pm f_k)}^2 = \frac{9}{4} a_3^2 U_i^2 U_j^2 U_k^2 = 36k_{30}^2 p(f_i) p(f_j) p(f_k). \quad (7b)$$

A fenti formulák megadják egyetlen frekvencián, például az  $f_i + f_j$  frekvencián, egyetlen intermodulációs termék teljesítményét. Ahhoz, hogy az intermo-

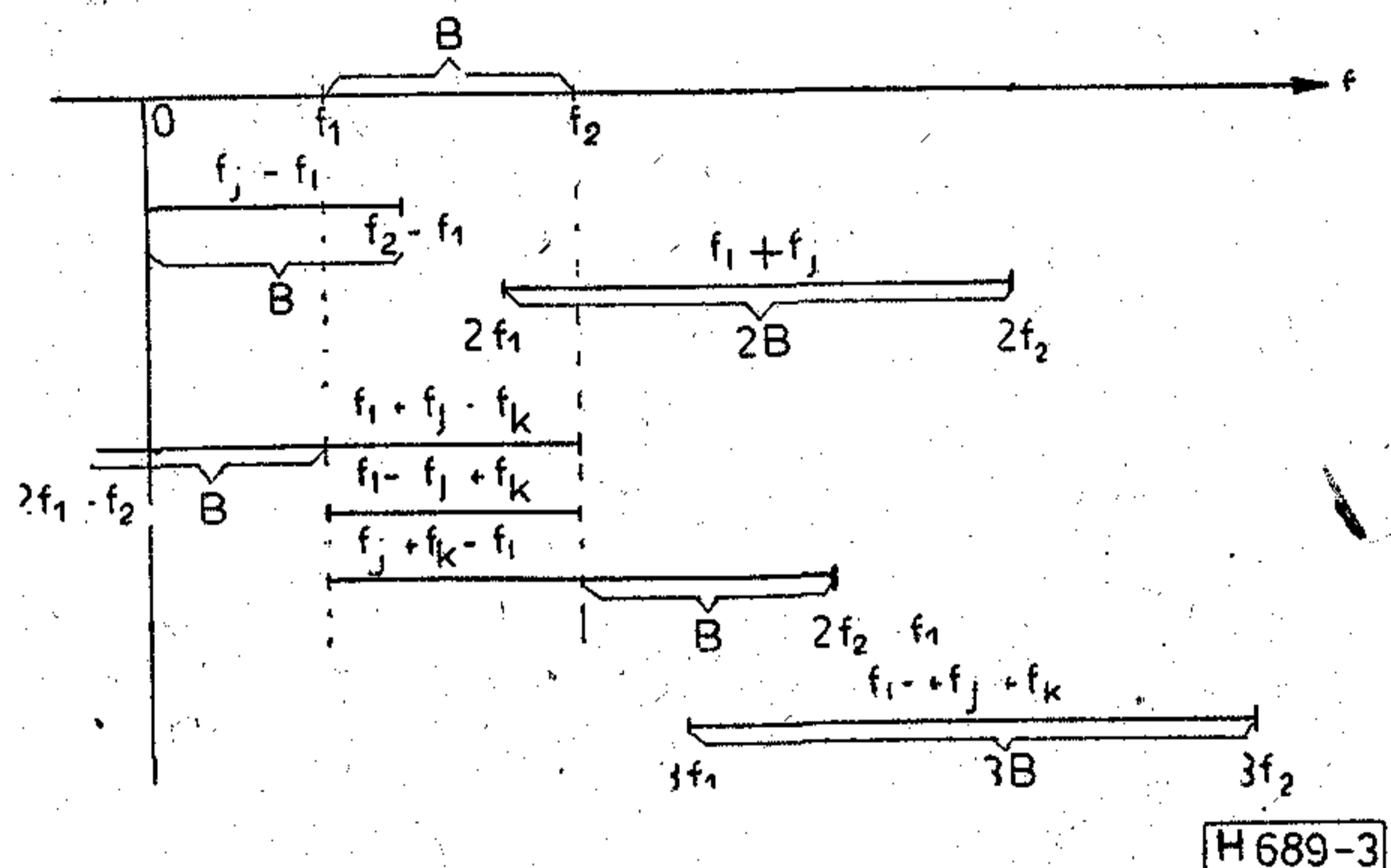
dulációs teljesítménysűrűséget megkapjuk, a terhelő jelek minden olyan kombinációját figyelembe kell venni, amely az  $f_i + f_j$  frekvencia 1 Hz-es környezetébe eső termékeket ad. Mivel az egyes terhelő jelek fázisa tetszőleges lehet, az azonos frekvenciára eső intermodulációs termékek amplitúdója is statisztikus fáziseloszlás szerint, vektoriálisan összegeződik. Ezért jogos az egyes termékek teljesítmény szerinti összegezése, és a következőkben a (7) formula szerinti teljesítményekkel számolni.

## 2. Az intermodulációs termékek eloszlása

A terhelést előállító hasznos jelek legyenek az  $f_1 - f_2$  sávban. Jelöljük  $f_i$ ,  $f_j$  és  $f_k$ -val a jelekből bármilyen kombinációban kiválasztott két, illetve három frekvenciát. Hogy minden kombinációt csak egyszer vegyünk figyelembe, legyen:

$$f_i < f_j < f_k.$$

A 3. ábrán tüntetjük fel, hogy az egyes termék-típusok szükségszerűen csak mely sávokban helyezkedhetnek el (a negatív frekvenciák a pozitív frekvenciákkal egyenértékűek).



3. ábra. Az intermodulációs zajok eloszlása

Ahhoz, hogy egy adott  $f$  frekvencián kiszámíthassuk az intermodulációs teljesítménysűrűséget, meg kell előbb határoznunk, hogy  $f_i$ ,  $f_j$  és  $f_k$  milyen határok közötti változása esetén kapunk az  $f$  frekvencia 1 Hz-es környezetébe eső termékeket.

Az egyszerűbb áttekinthetőség végett vezessük be az

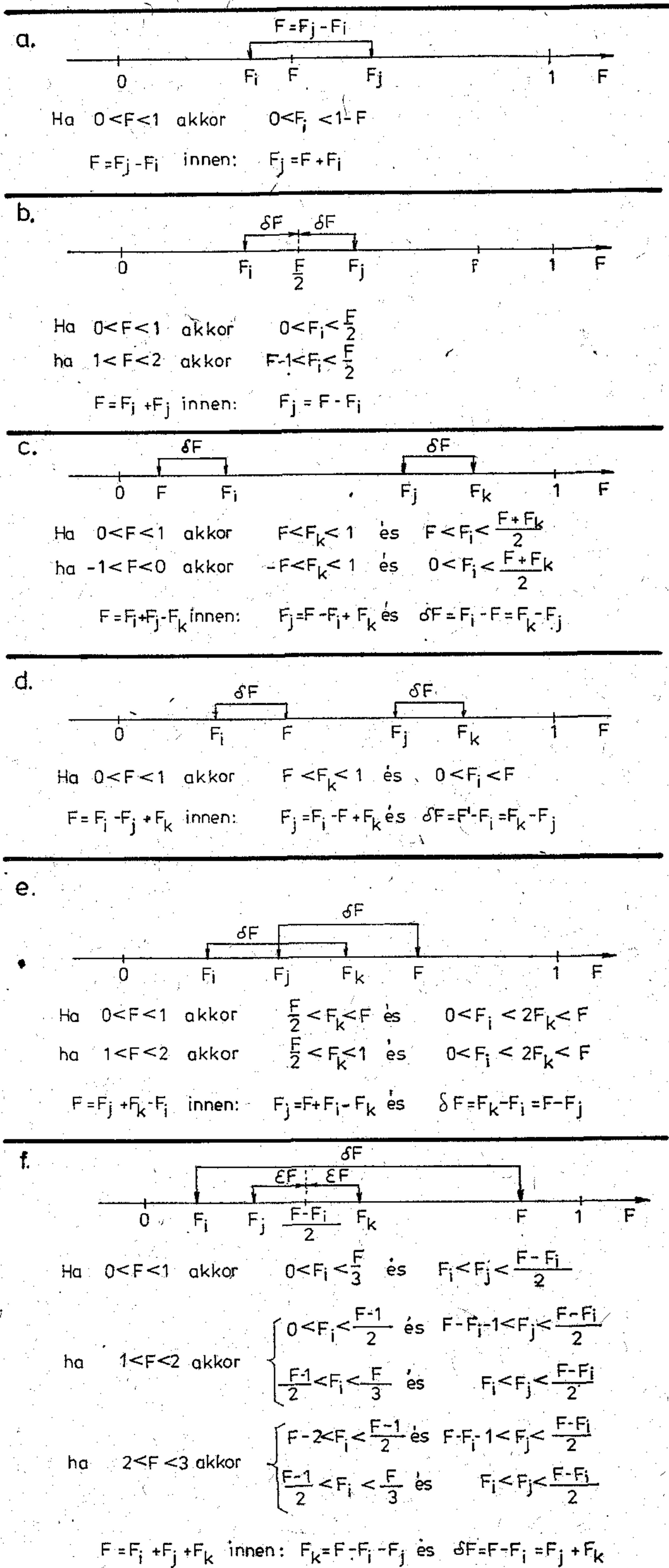
$$F = \frac{f - f_1}{f_2 - f_1} = \frac{f - f_1}{B} \quad (8)$$

frekvenciatranszformációt, vagyis az átviteli sávot a  $0 < F < 1$  sávba helyezük át. Ezután tekintsük át a viszonyokat külön-külön az egyes terméktípusokra.

### 2.1 A másodrendű különbségi termékek

A 4a ábrából könnyen követhető, hogy  $F$  frekvencián csak azok a frekvenciák hoznak létre ilyen terméket, amelyekre fennáll:  $F_j - F_i = F$ . Képzeljünk el egy merev  $F$  hosszúságú rudat. A rudat a frekvenciátengely mentén tologatva a 0 és 1 határfrekvenciák között, a rúd két végpontja ki fogja jelölni az összetartozó  $F_i$  és  $F_j$  frekvenciákat.  $F_i$ -t független





H689-4

4. ábra. Az intermodulációs termékek helyének meghatározása

változónak tekintve,  $F_j = F + F_i$  már kötött. Azonban  $F_i$  is csak bizonyos határok között változhat. Az ábrából látható, hogy ez a határ csak

$$0 < F_i < (1 - F) \text{ között lehet.}$$

## 2.2 A másodrendű összegtermékek

A másodrendű összegtermékek a  $0 < F < 2$  tartományba esnek. A 4b ábrából követhető, hogy az  $\frac{F}{2}$

frekvenciára szimmetrikusan elhelyezkedő  $F_i$  és  $F_j$  hoz létre ilyen terméket. Ugyanis:

$$\left. \begin{aligned} F_i &= \frac{F}{2} - \delta F \\ F_j &= \frac{F}{2} + \delta F \end{aligned} \right\} F_i + F_j = F.$$

Ha  $0 < F < 1$ , akkor  $F_i$  csak 0 és  $\frac{F}{2}$  között változhat, ellenben ha  $F > 1$ , akkor  $F_j$  felső határa 1, így  $F_i$  minimális értéke korlátozva van.

## 2.3. A harmadrendű különbségi termékek

Három,  $F_i, F_j, F_k$  frekvenciát kiválasztva, belőlük 6 különböző frekvenciájú termék állítható elő. De a negatív frekvenciájú komponensek azonosak a pozitív frekvenciájúakkal, így csak három típus marad:

$$\begin{aligned} &F_i + F_j - F_k \\ &F_i - F_j + F_k \\ &-F_i + F_j + F_k. \end{aligned}$$

Ha azt keressük, hogy adott  $F$  frekvencián milyen  $F_i, F_j, F_k$  komponensek hoznak létre intermodulációs terméket, akkor két frekvencia szabad választása mellett a harmadik már kött. A továbbiakban  $F_i$ -t és  $F_k$ -t választjuk független változónak, és  $F_j$  a függő változó.

A 4c...4e ábrákon adjuk meg a különbségi termékek származtatását. Vegyünk két  $\delta F$  hosszúságú rudat. Az egyik a fix  $F$  frekvenciához képest kijelöli  $F_i$ , ill.  $F_j$  helyét, a másikat tologatva pedig kijelölhetjük az összetartozó  $F_j$  és  $F_k$ , ill.  $F_i$  és  $F_k$  helyét. A rúd minden lehetséges hosszát felvéve, megkapjuk az összes lehetséges kombinációt. Némi megfontolás után belátható, hogy  $F_k$  lehetséges értékei milyen határok közé esnek, majd  $F_k$ -t fixen felvéve,  $F_i$  milyen határok között változhat.

## 2.4 A harmadrendű összegtermékek

Ezek a  $0 < F < 3$  sávban helyezkednek el. Célszerűségi okokból válasszuk  $F_i$ -t és  $F_j$ -t független változónak.  $F_i$  értékét felvéve, a 4f ábra szerint  $F_j$  és  $F_k$  csak az  $\frac{F - F_i}{2}$  frekvenciára szimmetrikusan helyezkedhet el. Némi megfontolás után belátható, hogy  $F_i$  és  $F_j$  csak az ábrán megadott határok között lehetnek.  $F > 1$  esetén  $F_i$  szempontjából az  $\frac{F-1}{2}$  pontban töréspont van, kisebb és nagyobb  $F_i$  esetén más feltételt kapunk  $F_j$  hatásaira. Minden esetben  $F_i < \frac{F}{3}$ .

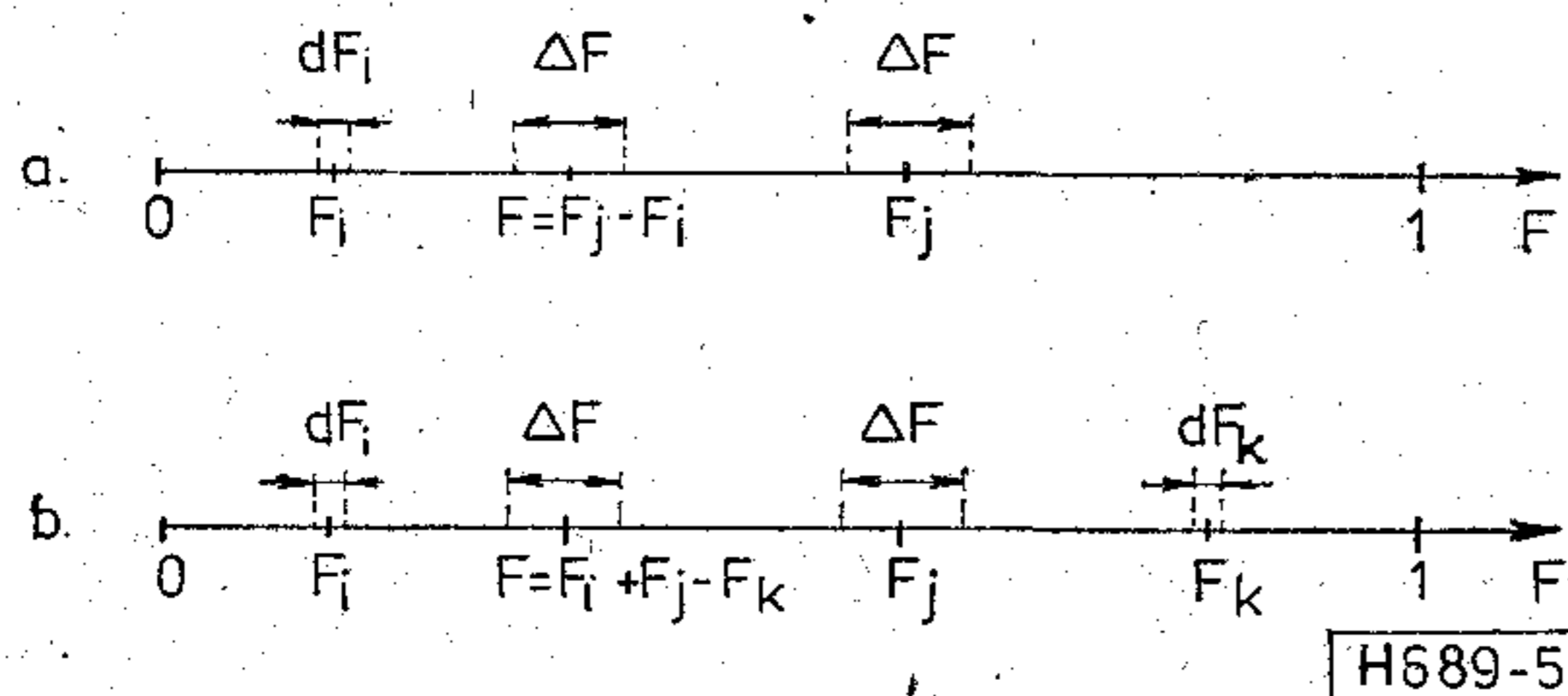
## 3. A referenciaerősítő intermodulációs teljesítménysűrűsége

Vezessük be a referenciaerősítő fogalmát. Jellemzői a következők:



- a)  $B$  sávszélessége azonos a tényleges erősítőével,  
 b) Az átviteli sávot a  $0 < f < B$ , illetve a  $0 < F < 1$  sávba toljuk el, vagyis bevezetjük az  $F = \frac{f-f_1}{B}$  transzformációt,  
 c) a terhelést a  $p(F)$  teljesítménysűrűséggel adjuk meg. Az  $f \rightarrow F$  frekvenciatranszformáció bevezetése után teljesítménysűrűsége az  $p(F)$  teljesítményt értjük, amely adott  $p(F)$  esetén  $\Delta F = 1$ -re, tehát a teljes  $B$  sávszélességre jut. A referenciaerősítő terhelését olyan arányban csökkentjük, hogy  $p(0) = 1 \text{ mW/B} = 1 \text{ mW}$  legyen (ugyanis  $B = 1$ -nek lett választva). Tehát:  $p(0) = 1$ )  
 d) a harmadfokú nemlineáris karakterisztika torzítása legyen:  
 $k_{20} = k_{30} = 1$ , frekvenciafüggetlenül.

A fenti feltételek mellett határozzuk meg az egyes intermodulációs termékek teljesítménysűrűségét, amit  $w_2(F)$  és  $w_3(F)$ -fel fogunk jelölni. Az 5a ábrán szemléltetjük, hogy az  $F$  frekvencia körüli  $\Delta F$  sávban hogyan hoz létre másodrendű különbségi



5. ábra. A  $\Delta F$  sávba eső termékek meghatározása

termékeket az  $F_i$  körüli  $dF_i \ll \Delta F$  és az  $F_j$  körüli  $\Delta F_j = \Delta F$  sávba eső terhelés. Ugyanezt egy harmadrendű termékre az 5b ábra mutatja be. A (7) formulák alapján ezek az elemi teljesítmények lesznek:

$$\Delta P_2(F) = 4p(F_i) dF_i p(F_j) \Delta F,$$

$$\Delta P_3(F) = 36p(F_i) dF_i p(F_j) \Delta F p(F_k) dF_k.$$

A fenti kifejezéseket  $\Delta F$ -fel osztva kapjuk az elemi intermodulációs teljesítménysűrűségeket:

$$dw_2(F) = 4p(F_i)p(F_j) dF_i,$$

$$dw_3(F) = 36p(F_i)p(F_j)p(F_k) dF_i dF_k \quad (9)$$

minden típusú másod-, ill. harmadrendű termékre. Az eredő intermodulációs teljesítménysűrűséget ezen elemi értékek összegezésével, integráljával kapjuk. Az integrálás határait a 4. ábrából vehetjük.  $F_j$ -t  $F_i$ -vel, ill.  $F_i$ -vel és  $F_k$ -val kell kifejeznünk. A 4. ábrán  $F_j$  értékét szintén feltüntettük. Így kapjuk:

az  $F_j - F_i$  másodrendű különbségi termékekre:

$$0 < F < 1 \text{ között: } w_2'(F) = 4 \int_0^{1-F} p(F_i)p(F+F_i) dF_i, \quad (10a)$$

az  $F_i + F_j$  másodrendű összeg termékekre:

$$0 < F < 1 \text{ között: } w_2''(F) = 4 \int_0^{\frac{F}{2}} p(F_i)p(F-F_i) dF_i, \quad (10b)$$

$$1 < F < 2 \text{ között: } w_2''(F) = 4 \int_{F-1}^{\frac{F}{2}} p(F_i)p(F-F_i) dF_i,$$

az  $F_i \pm F_j \pm F_k$  harmadrendű különbségi termékekre: a hasznos sáv alatt, az  $F_i + F_j - F_k$  termékekből:

$$-1 < F < 0 \text{ között: } w_3'(F) = 36 \int_{-F}^{\frac{F+F_k}{2}} \int_0^{\frac{F+F_k}{2}} p(F_i)p(F-F_i+F_k)p(F_k) dF_i dF_k, \quad (10c)$$

a hasznos sávban, mindhárom különbségi termékből,  $0 < F < 1$  között:

$$w_3'(F) = 36 \left\{ \int_F^{\frac{F+F_k}{2}} \int_F^{\frac{F+F_k}{2}} p(F_i)p(F-F_i+F_k)p(F_k) \cdot dF_i dF_k + \int_{F/2}^F \int_0^F p(F_i)p(F_i-F+F_k)p(F_k) dF_i dF_k + \int_{\frac{F}{2}}^F \int_0^{2F_k-F} p(F_i)p(F+F_i-F_k)p(F_k) dF_i dF_k \right\}, \quad (10d)$$

a hasznos sáv felett az  $F_j + F_k - F_i$  termékekből,  $1 < F < 2$  között:

$$w_3'(F) = 36 \int_{\frac{F}{2}}^{1-2F_k-F} \int_0^{1-2F_k-F} p(F_i)p(F+F_i-F_k)p(F_k) dF_i dF_k, \quad (10e)$$

az  $F_i + F_j + F_k$  harmadrendű összegtermékekre:  $0 < F < 1$  között:

$$w_3''(F) = 36 \int_0^{\frac{F}{3}} \int_{F_1}^{\frac{F-F_1}{2}} p(F_i)p(F_j)p(F-F_i-F_j) dF_j dF_i. \quad (10f)$$

$1 < F < 3$  között az integrálási határokat a 4f ábrából olvashatjuk le. Mivel a gyakorlatban erre rendszerint nincs szükség, a továbbiakban nem foglalkozunk vele.

A fenti formulák segítségével tetszőleges  $p(F)$  terhelés esetén az intermodulációs zajteljesítménysűrűséget meghatározhatjuk, és ezzel lényegében feladatunkat meg is oldottuk. Problémát jelent viszont, hogy az integrálás többnyire csak grafikusán vagy numerikus módszerekkel végezhető el. Az eredményt zárt matematikai formában csak  $p(F)$  legegyszerűbb eseteiben kapjuk meg. A gyakorlatban azonban a következő pontban tárgyalásra kerülő három egyszerű esettel a legtöbb felmerülő feladatot meg tudjuk oldani.



4. Az intermodulációs teljesítménysűrűség konstans, exponenciális és biexponenciális teljesítményeloszlású terhelés esetén

Az említett három egyszerű eset a következő:

$$\begin{aligned} p(F) &= 1 = \text{konstans [mW/B]}, \\ p(F) &= e^{\beta F}, \text{ [mW/B]} \\ p(F) &= be^{\beta F} + ce^{\gamma F}, \text{ [mW/B]}, \quad b+c=1, \end{aligned} \quad (11)$$

ahol  $b$ ,  $c$ ,  $\beta$  és  $\gamma$  pozitív vagy negatív konstansok.

Mivel még mindig a referenciaerősítőt tárgyaljuk,  $p(0)=1$ , ami a fenti formulákat kielégíti.

Látszik, hogy elegendő lenne a harmadik esetet, a biexponenciális esetet tárgyalni, mert

$b=1$ ,  $\beta=0$ ,  $c=0$  helyettesítéssel előállíthatjuk az első esetet,  $b=1$  és  $c=0$  helyettesítéssel előállíthatjuk a második esetet, sőt a  $\gamma=0$  helyettesítéssel egy negyedik,

$$p(F) = be^{\beta F} + c$$

esetet is. Mégis, fontossága és egyszerűsége miatt külön tárgyaljuk a  $p(F)=1$ , preemfázis nélküli esetet, a többit pedig, a rövidebb tárgyalás kedvéért, az általános biexponenciális esetből vezetjük le.

4.1  $p(F)=1$

A (10) formulákból kapjuk:

a másodrendű termékekre:

$$\begin{aligned} 0 < F < 1 \text{ között: } w_2'(F) &= 4(1-F), \\ w_2''(F) &= 2F, \end{aligned} \quad (12a)$$

$$1 < F < 2 \text{ között: } w_2''(F) = 4 \left( 1 - \frac{F}{2} \right),$$

a harmadrendű termékekre:

$$\begin{aligned} -1 < F < 0 \text{ között: } w_3'(F) &= 9(1+F)^2, \\ 0 < F < 1 \text{ között: } w_3'(F) &= 9(1+2F-2F^2), \\ 0 < F < 1 \text{ között: } w_3''(F) &= 3F^2, \\ 1 < F < 2 \text{ között: } w_3'(F) &= 9(4-4F+F^2), \\ 1 < F < 2 \text{ között: } w_3''(F) &= 3(6F-2F^2-3), \\ 2 < F < 3 \text{ között: } w_3''(F) &= 3(3-F)^2. \end{aligned} \quad (12b)$$

4.2  $p(F) = be^{\beta F} + ce^{\gamma F}$ ,  $b+c=1$

A számítások ebben az esetben már igen hosszadalmasak és elbonyolódnak. Itt csak a végeredményeket adjuk meg, és függelékben közöljük a részszámításokat:

$0 < F < 1$  között:

$$\begin{aligned} w_2'(F) &= \frac{2b^2}{\beta} [e^{2\beta} \cdot e^{-\beta F} - e^{\beta F}] + \frac{2c^2}{\gamma} [e^{2\gamma} \cdot e^{-\gamma F} - e^{\gamma F}] + \\ &+ \frac{4bc}{\beta+\gamma} [e^{(\beta+\gamma)}(e^{-\beta F} + e^{-\gamma F}) - (e^{\beta F} + e^{\gamma F})], \end{aligned} \quad (13a)$$

$$w_2''(F) = 2F(b^2e^{\beta F} + c^2e^{\gamma F}) + \frac{4bc}{\beta-\gamma}(e^{\beta F} - e^{\gamma F}), \quad (13b)$$

$$\begin{aligned} w_3'(F) &= A_1 e^{\beta F} + B_1 F e^{\beta F} + C_1 e^{-\beta F} + A_2 e^{\gamma F} + \\ &+ B_2 F e^{\gamma F} + C_2 e^{-\gamma F}, \end{aligned} \quad (14)$$

ahol:

$$\begin{aligned} A_1 &= 18 \left\{ \left[ \frac{1}{4\beta^2} + \left( \frac{1}{2\beta} + \frac{1}{4\beta^2} \right) e^{2\beta} \right] b^3 + \right. \\ &+ \left[ \frac{1}{(\beta+\gamma)^2} - \frac{1}{\beta(\beta-\gamma)} + \left( \frac{1}{(\beta+\gamma)^2} + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{1}{\beta+\gamma} - \frac{1}{\beta(\beta-\gamma)} \right) e^{(\beta+\gamma)} \right] b^2 c - \frac{2+2e^{2\gamma}}{\beta^2-\gamma^2} bc^2 \left. \right\}, \end{aligned} \quad (14a)$$

$$\begin{aligned} A_2 &= 18 \left\{ \left[ \frac{1}{4\gamma^2} + \left( \frac{1}{2\gamma} + \frac{1}{4\gamma^2} \right) e^{2\gamma} \right] c^3 + \right. \\ &+ \left[ \frac{1}{(\gamma+\beta)^2} - \frac{1}{\gamma(\gamma-\beta)} + \left( \frac{1}{(\gamma+\beta)^2} + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{1}{\gamma+\beta} - \frac{1}{\gamma(\gamma-\beta)} \right) e^{(\gamma+\beta)} \right] c^2 b - \frac{2+2e^{2\beta}}{\gamma^2-\beta^2} cb^2 \left. \right\}, \end{aligned} \quad (14b)$$

$$B_1 = -18 \left[ \frac{1+e^{2\beta}}{2\beta} b^3 + \frac{1+e^{(\beta+\gamma)}}{\beta+\gamma} b^2 c \right], \quad (14c)$$

$$B_2 = -18 \left[ \frac{1+e^{2\gamma}}{2\gamma} c^3 + \frac{1+e^{(\gamma+\beta)}}{\gamma+\beta} c^2 b \right], \quad (14d)$$

$$C_1 = -18 \left[ \frac{e^{2\beta}}{2\beta^2} b^3 + \frac{e^{2\beta} + e^{(\beta+\gamma)}}{\beta(\beta+\gamma)} b^2 c + \frac{2e^{(\beta+\gamma)}}{(\beta+\gamma)^2} bc^2 \right], \quad (14e)$$

$$C_2 = -18 \left[ \frac{e^{2\gamma}}{2\gamma^2} c^3 + \frac{e^{2\gamma} + e^{(\gamma+\beta)}}{\gamma(\gamma+\beta)} c^2 b + \frac{2e^{(\gamma+\beta)}}{(\gamma+\beta)^2} cb^2 \right]. \quad (14f)$$

A harmadrendű összegtermékek  $0 < F < 1$  között:

$$\begin{aligned} w_3''(F) &= 3(b^3 e^{\beta F} + c^3 e^{\gamma F}) F^2 + \frac{18bc(c-b)}{(\beta-\gamma)^2} (e^{\beta F} - e^{\gamma F}) - \\ &- \frac{18bcF}{\beta-\gamma} (be^{\beta F} - ce^{\gamma F}). \end{aligned} \quad (15)$$

A hasznos sávon kívüli termékek közül csak a sáv alatti különbségi termékeket számítjuk ki.  $w_3'(F)$  alakja megégyezik a (14) formulában szereplővel.

Ha  $-1 < F < 0$ :

$$\begin{aligned} A_1 &= 18 \left\{ \left[ \frac{1}{2\beta} - \frac{1}{4\beta^2} \right] e^{2\beta} b^3 + \left[ \frac{e^{2\beta}}{\beta(\beta-\gamma)} + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{(\beta+\gamma-1)e^{(\beta+\gamma)}}{(\beta+\gamma)^2} \right] b^2 c + \frac{2e^{(\beta+\gamma)}bc^2}{\beta^2-\gamma^2} \right\}, \end{aligned} \quad (16a)$$

$$\begin{aligned} A_2 &= 18 \left\{ \left[ \frac{1}{2\gamma} - \frac{1}{4\gamma^2} \right] e^{2\gamma} c^3 + \left[ \frac{e^{2\gamma}}{\gamma(\gamma-\beta)} + \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{(\gamma+\beta-1)e^{\gamma+\beta}}{(\gamma+\beta)^2} \right] c^2 b + \frac{2e^{\gamma+\beta}cb^2}{\gamma^2-\beta^2} \right\}, \end{aligned} \quad (16b)$$

$$B_1 = 18 \left[ \frac{e^{2\beta}}{2\beta} b^3 + \frac{e^{\beta+\gamma}}{\beta+\gamma} b^2 c \right], \quad (16c)$$

$$B_2 = 18 \left[ \frac{e^{2\gamma}}{2\gamma} c^3 + \frac{e^{\gamma+\beta}}{\gamma+\beta} c^2 b \right], \quad (16d)$$



$$C_1 = 18 \left\{ \frac{b^3}{4\beta^2} + \left[ \frac{2}{\beta^2 + \gamma^2} - \frac{1}{\beta(\beta - \gamma)} \right] b^2 c + \frac{bc^2}{(\beta + \gamma)^2} \right\}, \quad (16e)$$

$$C_2 = 18 \left\{ \frac{c^3}{4\gamma^2} + \left[ \frac{2}{\gamma^2 - \beta^2} - \frac{1}{\gamma(\gamma - \beta)} \right] c^2 b + \frac{cb^2}{(\gamma + \beta)^2} \right\}. \quad (16f)$$

A hasznos sáv feletti másod- és harmadrendű összeg és harmadrendű különbségi termékekre ritkán van szükség, velük itt nem foglalkozunk. Hasonló módon számolhatók.

A fenti, meglehetősen bonyolult formulák egyszerűbb, közelítő formulákkal helyettesíthetők, ha  $\beta \gg \gamma$  vagy  $b \gg c$ , illetve fordítva.

A formulák ellenőrzését megkönnyíti, ha felismerjük, hogy a biexponenciális függvény  $b$  és  $c$ -re valamint  $\beta$  és  $\gamma$ -ra teljesen szimmetrikus. Tehát a levezetett formulák szükségszerűen önmagukba mennek át, ha  $b$ -t és  $c$ -t valamint  $\beta$ -t és  $\gamma$ -t felcseréljük ( $A_1$  és  $A_2$ ,  $B_1$  és  $B_2$ , valamint  $C_1$  és  $C_2$  felcserélődik).

#### 4.3 $p(F) = be^{\beta F} + c$ , $b + c = 1$

A  $\gamma = 0$  esetben (vagy a  $\beta = 0$  esetben) a biexponenciális teljesítményelosztás az un. félexponenciális eloszlásba megy át. Elvileg továbbra is a (13)–(16) formulákat használhatjuk  $\gamma = 0$  helyettesítéssel, azonban a határátmenet képzés nagyobb matematikai nehézségekkel jár, ezért célszerűbb ezt az esetet külön tárgyalni. Itt csak a végeredményt adjuk meg, a levezetés egyes részeire az  $E$  függelékben utalunk. Csak a hasznos sávba eső  $w_2'(F)$ ,  $w_2''(F)$  és  $w_3'(F)$  termékeket számítjuk ki.

$0 < F < 1$  között:

A 13a és b formulákból  $\gamma \rightarrow 0$  határátmenettel átrendezés után kapjuk:

$$w_2'(F) = -\frac{2b}{\beta} (b + 2c)e^{\beta F} + \frac{2b}{\beta} (be^{2\beta} + 2ce^{\beta})e^{-\beta F} - 4c^2 F + 4c^2 + \frac{4bc}{\beta} (e^{\beta} - 1), \quad (17a)$$

$$w_2''(F) = \frac{4bc}{\beta} e^{\beta F} + 2b^2 F e^{\beta F} + 2c^2 F - \frac{4bc}{\beta}. \quad (17b)$$

A függelék  $E$  pontja alapján:

$$w_3'(F) = \underbrace{18 \left\{ \left[ \frac{1}{4\beta^2} + \left( \frac{1}{2\beta} + \frac{1}{4\beta^2} \right) e^{2\beta} \right] b^3 + \frac{e^{\beta}}{\beta} b^2 c - \frac{4}{\beta^2} bc^2 \right\}}_{A_1} e^{\beta F} - \underbrace{18 \left[ \frac{1 + e^{2\beta}}{2\beta} b^3 + \frac{1 + e^{\beta}}{\beta} b^2 c \right]}_{B_1} F e^{\beta F} - \underbrace{18 \left[ \frac{e^{2\beta}}{2\beta^2} b^3 + \frac{e^{2\beta} + e^{\beta}}{\beta^2} b^2 c + \frac{2e^{\beta}}{\beta^2} bc^2 \right]}_{C_1} e^{-\beta F} +$$

$$+ 9c^3 (1 + 2F - 2F^2) + \frac{18bc^2}{\beta} (1 + e^{\beta}) F + \frac{36b^2 c}{\beta^2} (1 - e^{\beta} + e^{2\beta}) + \frac{18bc^2}{\beta} \left[ \left( 1 + \frac{3}{\beta} \right) e^{\beta} - 2 + \frac{3}{\beta} \right]. \quad (17c)$$

A (15) formulából,  $\gamma = 0$  helyettesítéssel:

$$w_3''(F) = 3(b^3 e^{\beta F} + c^3) F^2 + \frac{18bc(c-b)}{\beta^2} (e^{\beta F} - 1) - \frac{18bcF}{\beta} (be^{\beta F} - c). \quad (17d)$$

#### 5. A $B$ sáv eltolásának a hatása az intermodulációs teljesítményeloszlásra

Az  $F(f)$  transzformáció az átviteli sávot a kezdőpontba tolta el, majd  $B$  arányban zsugorította. A zsugorításnak nincs szerepe, mert egyszerűen más frekvencialepték választásával egyenértékű. Az eltolás azonban lényegesen módosítja az intermodulációs termékek szerepét.

Vizsgáljuk meg, hogyan befolyásolja a frekvencia-eltolás az egyes termékeket. Legyen az eltolás mértéke  $F_e$  az  $F$  frekvenciatengelyen. Ekkor:

$$F_i \rightarrow F_i + F_e, \quad F_j \rightarrow F_j + F_e, \quad F_k \rightarrow F_k + F_e,$$

új helyre kerülnek.

a) A másodrendű különbségi termékek

$$F_j - F_i \rightarrow F_j + F_e - F_i - F_e = F_j - F_i,$$

változatlanul helyben maradnak.

b) A másodrendű összegtermékek

$$F_i + F_j \rightarrow F_i + F_e + F_j + F_e = F_i + F_j + 2F_e,$$

$2F_e$  értékkel eltolódnak.

c) A harmadrendű különbségi termékek, például:

$$F_i + F_j - F_k \rightarrow F_i + F_e + F_j + F_e - F_k - F_e = F_i + F_j - F_k + F_e,$$

$F_e$  értékkel eltolódnak.

d) A harmadrendű összegtermékek:

$$F_i + F_j + F_k \rightarrow F_i + F_e + F_j + F_e + F_k + F_e = F_i + F_j + F_k + 3F_e,$$

$3F_e$  értékkel eltolódnak.

Mivel megállapításaink minden lehetséges kombinációra igazak, azt a fontos megállapítást tehetjük, hogy az intermodulációs teljesítménysűrűség eloszlása változatlan marad, pusztán a hasznos jelsávhoz képesti helyzete változhat meg. A viszonyokat a 6. ábrán szemléltetjük. A 6a ábrán  $w_2'$  és  $w_2''$  görbe tünteti fel a másodrendű termékek eloszlását, ha a hasznos sáv  $0 < F < 1$  között van.  $F_e = \frac{f_1}{B}$  eltolásra

$w_2'$  helyben marad, amit úgy is tekinthetünk, hogy a hasznos sáv marad helyben, de  $w_2'$  balra tolódik  $F_e$ -vel.

Eddigi számításaink érvényesek maradnak, de

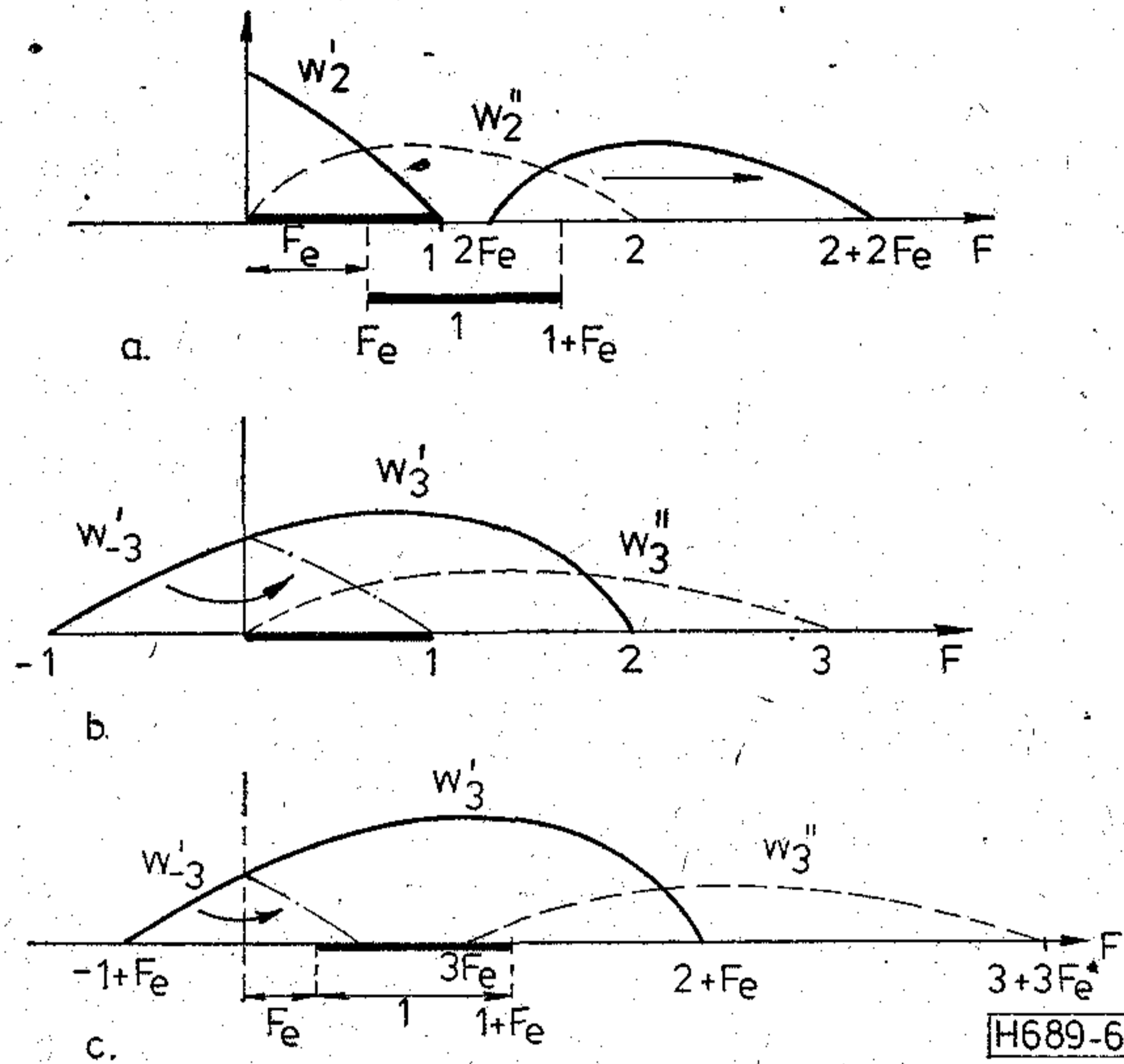
$$w_2'(F + F_e)$$



értékkel kell számolnunk  $w_2'(F)$  helyett. A  $w_2''$  görbe jobbra tolódik  $2F_e$ -vel, de mivel a hasznos sáv is  $F_e$ -vel jobbra tolódott, végeredményben csak  $F_e$  a relatív eltolódás. Tehát formuláinkban

$$w_2''(F - F_e)\text{-vel}$$

kell számolnunk  $w_2''(F)$  helyett. Látszik, hogy  $F_e \cong 1$  esetén a hasznos sávban nem lép fel másodrendű intermodulációs termék.



6. ábra.  $F_e$  frekvenciaeltolás hatása a termékek eloszlására

A 6b és c ábrából követhető, hogy a  $w_3'$  harmadrendű különbségi termékek helyzete változatlan marad a hasznos sávhoz képest, tehát  $w_3'(F)$ -fel számolhatunk továbbra is, az összegtermékek pedig  $2F_e$ -vel jobbra tolódnak a hasznos sávhoz képest, tehát

$$w_3''(F - 2F_e)\text{-vel}$$

kell számolnunk (6c ábra).

Szólnunk kell a negatív frekvenciákra eső termékekről is. Mivel pozitív és negatív frekvenciák között nem tudunk különbséget tenni, a negatív frekvenciákat pozitívnak vesszük. Mivel a  $+F$  és  $-F$  frekvenciára eső termékeket más kombináció állítja elő, a  $w_{-3}'(F)$ -fel jelölt termékeket teljesítmény szerint kell az ugyanazon frekvenciára eső  $w_3'(F)$  termékhez hozzáadni. Végeredményben a  $w_{-3}'(F)$  görbét egyszerűen az  $y$  tengelyre áttükröztethetjük. Az  $F_e$  frekvenciaeltolás hatását a 6c ábrán szemléltetjük.  $F_e$  növelésével a negatív tartományba eső rész csökken.  $F_e \cong \frac{1}{2}$  esetén áttükrözés után már nem esik a hasznos sávba a negatív frekvenciákra eső termékekből. Végeredményben  $w_{-3}'(F)$  helyébe  $w_{-3}'(-F - 2F_e)$ -t kell írunk.

## 6. A referenciaerősítő szintdiagramja

Mint említettük, az intermodulációs zajok számításához egyedül a  $p(F)$  terhelés és a torzítási tényezők ismeretére van szükség. De az erősítő kimenő pontjához hozzá van rendelve az  $a(F)$  relatív szintdiagram

is, amely elvileg teljesen független a  $p(F)$  terheléstől. A kettő között csak akkor van összefüggés, ha a terhelés teljesítménysűrűsége minden frekvencián megegyezik a szintdiagram által megadott relatív teljesítménnyel, vagyis a csatornák egyenletesen vannak terhelve.

Jelöljük  $a_r(F)$ -fel, és nevezzük referencia szintdiagramnak az

$$a_r(F) = \log p(F) \quad [\text{Br}], \quad (18a)$$

$$a_r(F) = \frac{1}{2} \ln p(F) \quad [\text{Npr}]$$

módon definiált szintdiagramot. Mivel  $p(0) = 1$ , nyilván:

$$a_r(0) = 0.$$

Mint láttuk, a (11) formula szerinti három típusú  $p(F)$  terhelés előnyös a számítások szempontjából. A hozzájuk tartozó három szintdiagram:

$$a_r(F) = \log 1 = 0 \quad [\text{Br}, \text{Npr}], \quad (18b)$$

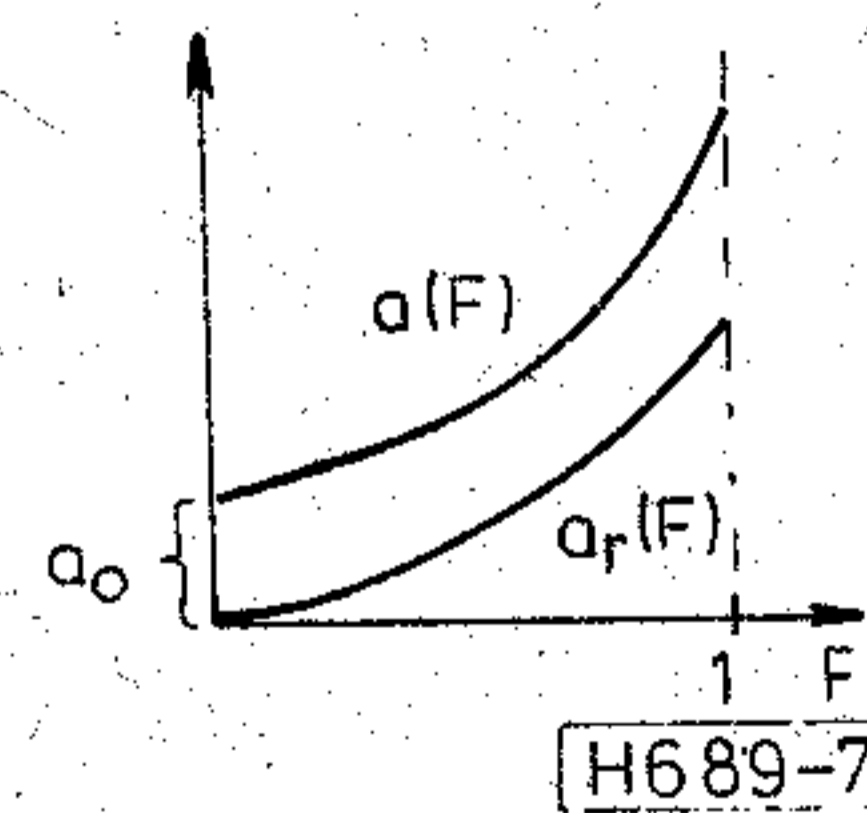
$$a_r(F) = \log e^{\beta F} = 0,434 \beta F \quad [\text{Br}] = \beta F \quad [\text{Npr}], \quad (18c)$$

$$a_r(F) = \log [be^{\beta F} + ce^{\gamma F}] \quad [\text{Br}] = \frac{1}{2} \ln [be^{\beta F} + ce^{\gamma F}] \quad [\text{Npr}], \quad b + c = 1. \quad (18d)$$

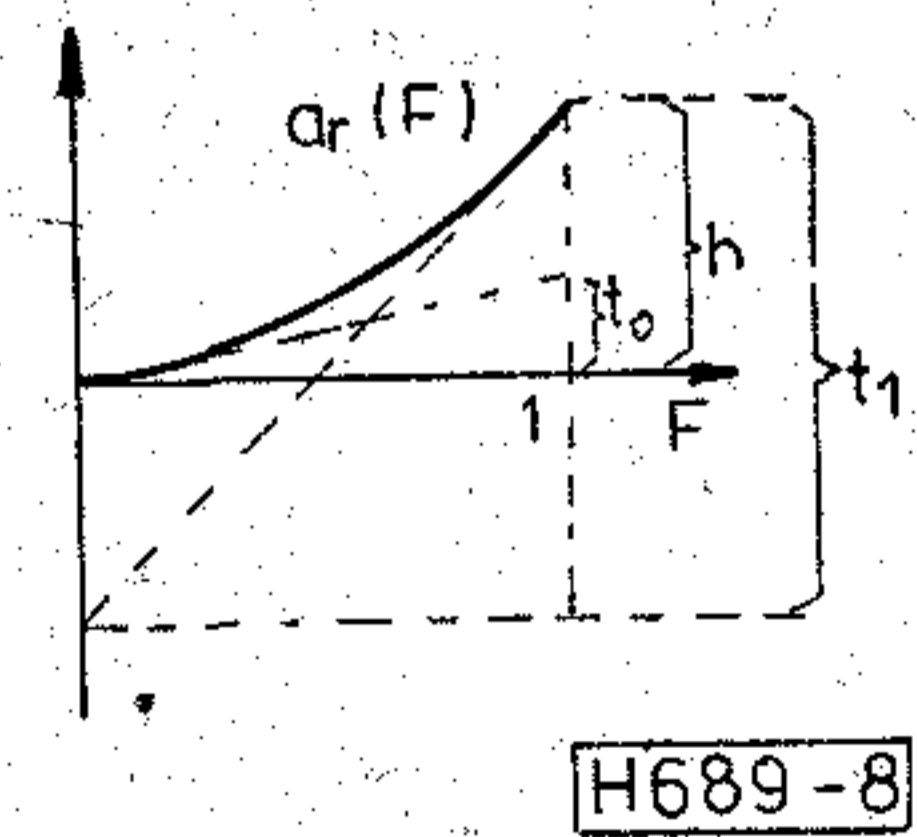
Az első eset a preemfázis nélküli, a második a lineáris preemfázis esete (a 0,434 tényező a természetes és 10 alapú logaritmus együttes használatából adódik, lényegében közömbös, mert  $\beta$  tetszőleges lehet), a harmadik eset a biexponenciális terheléshez tartozik.

## 7. Előírt preemfázis-görbe megközelítése

A célunk az, hogy adott preemfázisú erősítőnek, amely a csatornában egyenletesen van terhelve, az intermodulációs zajait kiszámítsuk. Legyen a preemfázis-görbe a 7. ábrán  $a(F)$ -fel jelölve. Nyilvánvaló, hogy paralel eltolással kapjuk az  $a_r(F)$  referencia szintdiagram görbét. Következő feladatunk az, hogy ezt a görbét valamilyen módon közelítőleg a (18c) vagy  $d$  formula szerinti matematikai alakra



7. ábra. Az  $a_r(F)$  referencia-szint származtatása



8. ábra. Érintőszerkesztés a referenciaszinthez

hozzuk, vagyis a  $b$ ,  $c$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  konstansokat meghatározzuk. Ha a görbe erősebben eltér az egyenestől, ez a közelítés csak a (18d) formulával lehetséges. A közelítéshez bármilyen módszert felhasználhatunk, de előnyösnek tűnik a következőkben ismertetett módszer. Vezessük be a 8. ábra szerint a következő jelöléseket:



$h$  [Np] a preemfázis mértéke,

$t_0 = a'_r(0)$  [Np] az iránytangens  $F=0$ -nál, (19)

$t_1 = a'_r(1)$  [Np] az iránytangens  $F=1$ -nél.

Mivel:

$$a_r(F) = \frac{1}{2} \ln [be^{\beta F} + ce^{\gamma F}] \quad \text{[Np]} \quad (20)$$

és

$$a'_r(F) = \frac{1}{2} \frac{b\beta e^{\beta F} + c\gamma e^{\gamma F}}{be^{\beta F} + ce^{\gamma F}},$$

a (10) és (20) formulák alapján, valamint a  $b+c=1$  feltételből négy egyenletet írhatunk fel:

$$\begin{aligned} \text{I. } a_r(0) &= 0, & \text{tehát } c &= 1 - b, \\ \text{II. } a_r(1) &= h, & \text{tehát } e^{2h} &= be^{\beta} + ce^{\gamma}, \\ \text{III. } a'_r(0) &= t_0, & \text{tehát } 2t_0 &= [b\beta + c\gamma], \\ \text{IV. } a'_r(1) &= t_1, & \text{tehát } 2t_1 e^{2h} &= b\beta e^{\beta} + c\gamma e^{\gamma}. \end{aligned} \quad (21)$$

A négy ismeretlenre a megoldás explicite nem adható meg, de felírható az alábbi, a megoldásra vezető egyenletrendszer:

I-ből  $c$  értékét III-ba helyettesítve, kapjuk:

$$b = \frac{2t_0 - \gamma}{\beta - \gamma}. \quad (22a)$$

IV-ből levonva a  $\gamma$ -val szorzott II. egyenletet:

$$(2t_1 - \gamma)e^{2h} = b(\beta - \gamma)e^{\beta}.$$

$b$  értékét (22a)-ból behelyettesítve:

$$\beta = 2h + \ln \frac{2t_1 - \gamma}{2t_0 - \gamma}. \quad (22b)$$

$\beta$  értékét (22a)-ba helyettesítve, majd  $b$  így kapott értékét, valamint  $\beta$  (22b) szerinti értékét a II. egyenletbe helyettesítve, kapjuk:

$$e^{2h} e^{-\gamma} = \frac{2(h - t_0) + \ln \frac{2t_1 - \gamma}{2t_0 - \gamma}}{2(h - t_1) + \ln \frac{2t_1 - \gamma}{2t_0 - \gamma}}. \quad (22c)$$

Ez utóbbi egyenlet csak egy ismeretlent,  $\gamma$ -t tartalmazza, megoldásával  $\gamma$  meghatározható.  $\gamma$  ismeretében (22b)-ből  $\beta$ , (22a)-ból  $b$ , majd  $c$  is meghatározható.

A (22c) egyenletből  $\gamma$  kiszámítása nehéz feladat. Egyszerűbb közelítő megoldást találunk, ha — mint a valóságban rendszerint —,  $F=1$ -nél a biexponális kifejezés egyik tagja lényegesen nagyobb a másikonál, például

$$be^{\beta} \gg ce^{\gamma},$$

ami azt jelenti, hogy itt  $a(F) \approx \frac{1}{2} \ln (be^{\beta F}) = \frac{1}{2} \ln b + \frac{1}{2} \beta F$ ,

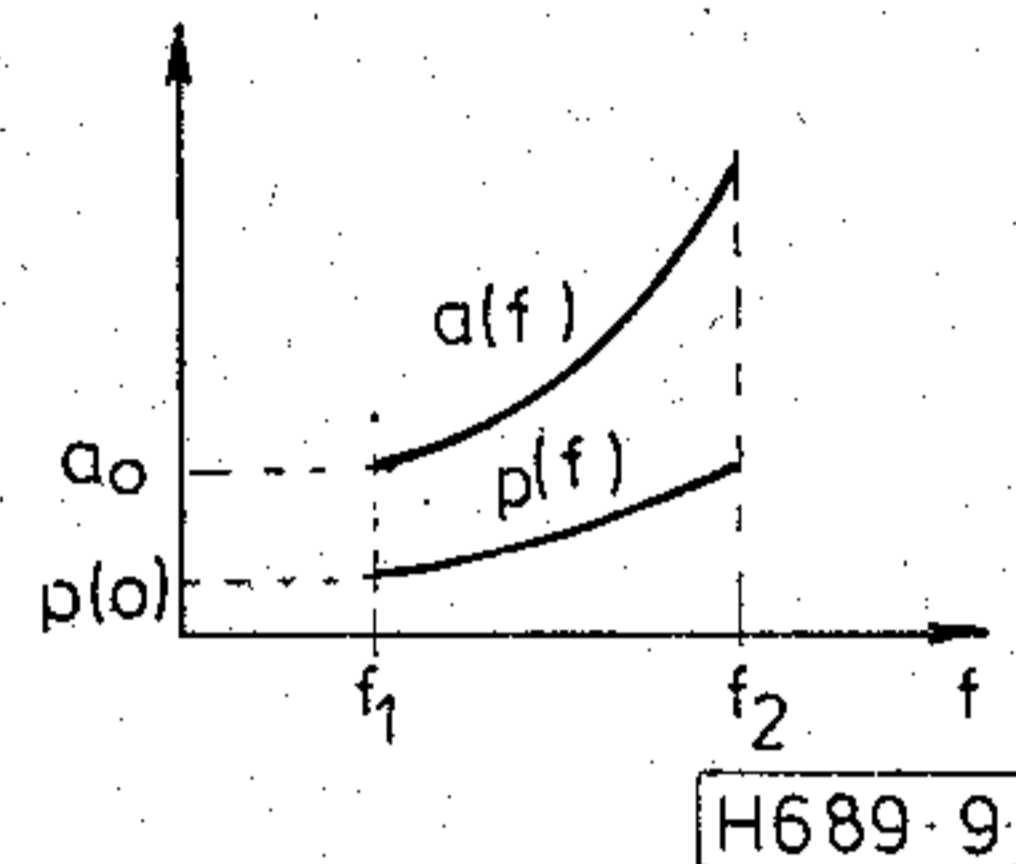
vagyis a preemfázis-görbe aszimptotikusan tart a lineáris menethez.

Ekkor  $\beta \approx 2t_1$ , amit (22b)-be behelyettesítve, kapjuk:

$$e^{2(t_1-h)} = \frac{2t_1 - \gamma}{2t_0 - \gamma}, \quad \text{innen } \gamma = 2 \frac{t_0 e^{2(t_1-h)} - t_1}{e^{2(t_1-h)} - 1}. \quad (22d)$$

$\beta$  és  $\gamma$  közelítő értékének ismeretében  $b$  és  $c$  számítható az I. és II. egyenletből. Amennyiben az így nyert preemfázis karakterisztika nagyobb eltérést mutat a ténylegestől,  $\beta$  újabb felvételével kismértékű változtatásával próbálkozunk, amíg a megfelelő pontosságot elérjük.

A  $b$ ,  $c$ ,  $\beta$  és  $\gamma$  állandók megfelelő megválasztásával igen sokféle karakterisztikát tudunk megközelíteni. A gyakorlatban, a vezetékes híradástechnikában általában, a 9. ábra szerinti, monoton emelkedő preemfázis karakterisztikák fordulnak elő. Jellemző rájuk, hogy  $F=0$ -nál közel vízszintesen indulnak,



9. ábra. A szint és a terhelés frekvenciafüggése

és utána közel lineárisan emelkednek. Ilyen karakterisztikánál a (22d) formula gyakran  $\gamma$ -ra igen kis értéket, közel  $\gamma=0$ -t ad. Ekkor a (14) formulákban több tag, amely a nevezőjében tartalmazza  $\gamma$ -t, nagy értéket ad, és ezek különbségéből kell a végeredményt kiszámítani. Így a számítás erősen pontatlanná válik. Ezért ilyen esetekben célszerű  $\gamma=0$ -ból kiindulni, és a (17) formulákat alkalmazni még akkor is, ha a karakterisztika megközelítése kevésbé pontos.

Így a megközelítéshez csak három feltételt írhatunk elő. Például a (21) egyenletek helyett írhatjuk:

$$\begin{aligned} \text{I. } a_r(0) &= 0, & \text{tehát } c &= 1 - b, \\ \text{II. } a_r(1) &= h, & \text{tehát } e^{2h} &= be^{\beta} + c, \\ \text{III. } a'_r(1) &= t_1, & \text{tehát } 2t_1 e^{2h} &= b\beta e^{\beta}. \end{aligned} \quad (22e)$$

Innen:

$$\frac{e^{2h} - 1}{2t_1 e^{2h}} = \frac{1}{\beta} (1 - e^{-\beta}). \quad (22f)$$

A fenti egyenlőségből iterációs módszerrel  $\beta$  könnyen meghatározható,  $\beta$  ismeretében  $b$  és  $c$  számolható.

Miután a  $b$ ,  $c$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  konstansok meghatározásával az  $a_r(F)$  és  $p(F)$  görbe számításra alkalmas alakját megkaptuk, hozzákezdhetünk a tényleges erősítő intermodulációs zajának a számításához.

## 8. A tényleges erősítő intermodulációs jel/zaj viszonyának számítása

### 8.1. A $\Delta f$ sávra eső abszolút intermodulációs zajteljesítmény

A hasznos sávban a terhelést állítsa elő  $N$  számú beszédcsatorna. Mindegyik csatorna terhelése legyen



azonos, jelöljük  $a_{t1}$ -gyel. Attól függően, hogy milyen egységeket választunk, értékét Npm0-ban, dBm0-ban vagy Bm0-ban adjuk meg (a következőben Bm0-val számolunk).  $a_{t1}$  és az  $a(F)$  szintdiagram ismeretében a tényleges terhelés és ebből a terhelés teljesítménysűrűsége számítható. Ugyanis, ha a 9. ábra szerint  $f=f_1$ , ill.  $F=0$  frekvencián

$$a(0) = a_0 \text{ [Br]}, \quad (23a)$$

akkor az  $f_1$  frekvencián levő, legalacsonyabb fekvésű csatornában a tényleges terhelés:

$$10^{(a_0+a_{t1})} \text{ [mW]}, \quad (23b)$$

$f_1$ -nél az 1 Hz-re eső teljesítmény:

$$10^{(a_0+a_{t1})} \frac{N}{B} \text{ [mW/Hz]}, \quad (23c)$$

$F=0$ -nál a teljesítménysűrűség:

$$p(0) = 10^{(a_0+a_{t1})} N \text{ [mW/B]}. \quad (23d)$$

Számoljuk ki ezek után a  $\Delta f$  sáv szélességre eső intermodulációs zajteljesítményt. A másod- és harmadrendű termékekre vonatkozó értéket jelöljük  $z_2(F)$ -fel és  $z_3(F)$ -fel.

a)  $z_2(F)$  számítása

Az előzőekben  $w_2(F) = w'_2(F + F_e) + w''_2(F - F_e)$  megadta a referenciaerősítő másodrendű intermodulációs termékeinek teljesítménysűrűségét. A tényleges erősítőre áttérve figyelembe kell venni, hogy  $k_{20} \neq 1$ ,  $k_{30} \neq 1$  és  $p(0) \neq 1$ . Mivel egyrészt a másodrendű intermodulációs termékek teljesítménye a (7) formula szerint mind  $k_{20}$ , mind  $p(0)$  négyzetével arányos, másrészt ha  $F$  frekvencián  $\Delta f$  szélességű, vagyis  $\frac{\Delta f}{B}$  relatív szélességű sávban keressük a zajteljesítményt, az ezzel arányos lesz, kapjuk:

$$z_2(F) = \frac{\Delta f}{B} w_2(F) k_{20}^2 p^2(0) \text{ [mW]}. \quad (24a)$$

$\Delta f$ -et és  $B$ -t azonosan Hz-ben vagy kHz-ben számoljuk. Ha  $\Delta f$  beszédcsatornára vonatkozik, súlyozatlan zajértékelésnél  $\Delta f = 3,1$  kHz, pszofometrikus értékelésnél  $\Delta f = 1,74$  kHz sáv szélességgel számolunk.

Mivel:

$$k_{20} = 10^{\frac{a_{20}}{2}}, \text{ kapjuk:}$$

$$z_2(F) = \frac{\Delta f}{B} N^2 w_2(F) 10^{2a_0+2a_{t1}-a_{20}} \text{ [mW]}. \quad (24b)$$

b)  $z_3(F)$  számítása

Mivel a harmadrendű intermodulációs termékek teljesítménye a (7) formula szerint  $k_{30}$  négyzetével és  $p(0)$  köbével arányos, a referenciaerősítő

$$w_3(F) = w'_3(F) + w''_3(F - 2F_e) + w'''_3(-F - 2F_e)$$

teljesítménysűrűségéből kapjuk:

$$z_3(F) = \frac{\Delta f}{B} w_3(F) k_{30}^3 p^3(0) \text{ [mW]}, \quad (25a)$$

és  $k_{30}$ ,  $p(0)$  behelyettesítése után:

$$z_3(F) = \frac{\Delta f}{B} N^3 w_3(F) 10^{3a_0+3a_{t1}-a_{30}} \text{ [mW]}. \quad (25b)$$

Végeredményben

$$z(F) = z_2(F) + z_3(F)$$

úgy a hasznos sávban, mint azon kívül megadja a  $\Delta f$  sávra eső összes intermodulációs zajteljesítményt.

## 8.2 Az intermodulációs jel/zaj viszony

A hasznos sávban belül egy csatornában nem a zajteljesítmény abszolút értéke, hanem a hasznos jel teljesítményéhez való viszonya a fontos számunkra.

Mivel az  $F$  frekvenciánál levő csatornában a jel szintje  $a(F)$  [Br] és a hozzá tartozó teljesítmény  $10^{a(F)}$  [mWr], a csatornában a zaj- és a jelteljesítmény hányadosa, amit  $\zeta(F)$ -fel jelölünk:

$$\zeta_2(F) = \frac{z_2(F)}{10^{a(F)}} \text{ [mW0]}$$

és

$$\zeta_3(F) = \frac{z_3(F)}{10^{a(F)}} \text{ [mW0]}.$$

A (24b) és (25b) formulákból  $z_2(F)$ -et és  $z_3(F)$ -et behelyettesítve:

$$\zeta_2(F) = \frac{\Delta f}{B} N^2 \left[ \frac{w_2(F)}{10^{a_r(F)}} \right] 10^{2a_0+2a_{t1}-a_{20}+9} \text{ [pW0]}, \quad (26a)$$

$$\zeta_3(F) = \frac{\Delta f}{B} N^3 \left[ \frac{w_3(F)}{10^{a_r(F)}} \right] 10^{3a_0+3a_{t1}-a_{30}+9} \text{ [pW0]}. \quad (26b)$$

A  $10^9$ -es szorzó a mW0-ról a szokásosabb pW0-ra való áttérés miatt szerepel. Ha pszofometrikusan értékeljük a zajokat,  $\Delta f = 1,74$  kHz, az eredmények pW0p-ben értendők.

A szögletes zárójelben a frekvenciafüggő elemeket vontuk össze.

A 7. ábrának megfelelően írhatjuk:

$$a(F) = a_0 + a_r(F).$$

A (26) fórmulákba helyettesítéssel kapjuk:

$$\zeta_2(F) = \frac{\Delta f}{B} N^2 \left[ \frac{w_2(F)}{10^{a_r(F)}} \right] 10^{a_0+2a_{t1}-a_{20}+9} \text{ [pW0]}, \quad (27a)$$

$$\zeta_3(F) = \frac{\Delta f}{B} N^3 \left[ \frac{w_3(F)}{10^{a_r(F)}} \right] 10^{2a_0+3a_{t1}-a_{30}+9} \text{ [pW0]}. \quad (27b)$$

Az összes, terhelésből adódó intermodulációs zajteljesítményt  $\zeta_2(F)$  és  $\zeta_3(F)$  összeadásával kapjuk:

$$\zeta_t(F) = \zeta_2(F) + \zeta_3(F) \text{ [pW0]}. \quad (28a)$$

Logaritmikusan is kifejezhetjük a jel/zaj viszonyt:

$$\log \frac{1}{\zeta_t(F)} \text{ [Bm0]} \quad (28b)$$

(itt  $\zeta_t(F)$ -et mW0-ban kell helyettesítenünk).



## 9. Az átlag- és összteljesítmény

Ha minden csatornát azonosan  $a_{t1}$  [Npm0] teljesítménnyel terhelünk, akkor mivel  $B$  sávszélességre  $N$  csatorna esik, vagyis egy csatorna átlagos sávszélessége  $\frac{B}{N}$ , a teljesítménysűrűség lesz:

$$p(f) = \frac{N}{B} e^{2[a(f)+a_{t1}]} = G e^{2(a)f} \text{ [mW/Hz]}, \quad (29)$$

ahol

$$G = \frac{N}{B} e^{2a_{t1}}. \quad (30)$$

Az összteljesítmény:

$$P_{\bar{0}} = \int_{f_1}^{f_2} p(f) df = G \int_{f_1}^{f_2} e^{2a(f)} df = N e^{2a_{t1}} e^{2\bar{a}} \text{ [mW]}. \quad (31)$$

Az átlagos szint a (30) és (31) formula alapján:

$$\bar{a} = \frac{1}{2} \ln \frac{\bar{p}}{G} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{B} \int_{f_1}^{f_2} e^{2a(f)} df. \quad (32)$$

## 10. Gyakorlati formulák az intermodulációs zajok számításához

A (27) formulák alapján az intermodulációs zajok  $w(F)$  és  $a_r(F)$  behelyettesítésével számolhatók. Ha a sáv  $F_e = \frac{f_1}{B}$ -vel el van tolva,  $w(F)$ -ben ezt figyelembe kell vennünk. Célszerű még bevezetni a következő jelölést:

$$\Delta'f = \frac{B}{N}$$

az egy csatornára jutó átlagos sávszélesség. Így a

$$\frac{\Delta f}{\Delta'f}$$

tényező megadja a vételi effektív sávszélesség és a csatorna átlagos sávszélességének a viszonyát. 12~10 800 csatornás berendezések esetén  $\Delta'f = 4...5,5$  kHz között változik.

Súlyozatlan értékelésnél  $\Delta f = 3,1$  kHz, így

$$\frac{\Delta f}{\Delta'f} = 0,56...0,78.$$

Pszofometrikus értékelésnél  $\Delta f = 1,74$  kHz, így

$$\frac{\Delta f}{\Delta'f} = 0,31...0,44 \text{ között változik.} \quad (33)$$

### 10.1 A preemfázis nélküli eset

$w(F)$  értékeit a (12) formulából véve és (27)-be helyettesítve, valamint  $F_e$  eltolás hatását az 5. pont alapján figyelembe véve és  $a_r(F) = 0$  értékkel számolva kapjuk:

$$0 < F < (1 - F_e), \quad \zeta'_2(F) =$$

$$= 4 \frac{\Delta f}{\Delta'f} N \left[ 1 - (F + F_e) \right] 10^{a_0 + 2a_{t1} - a_{s0} + 9} \text{ [pW0]}$$

$$F_e < F < 1, \quad \zeta''_2(F) =$$

$$= 4 \frac{\Delta f}{\Delta'f} \left[ \frac{F - F_e}{2} \right] 10^{a_0 + 2a_{t1} - a_{s0} + 9} \text{ [pW0]}$$

$$0 < F < 1, \quad \zeta'_3(F) =$$

$$= 9 \frac{\Delta f}{\Delta'f} N^2 [1 + 2F - 2F^2] 10^{2a_0 + 3a_{t1} - a_{s0} + 9} \text{ [pW0]}$$

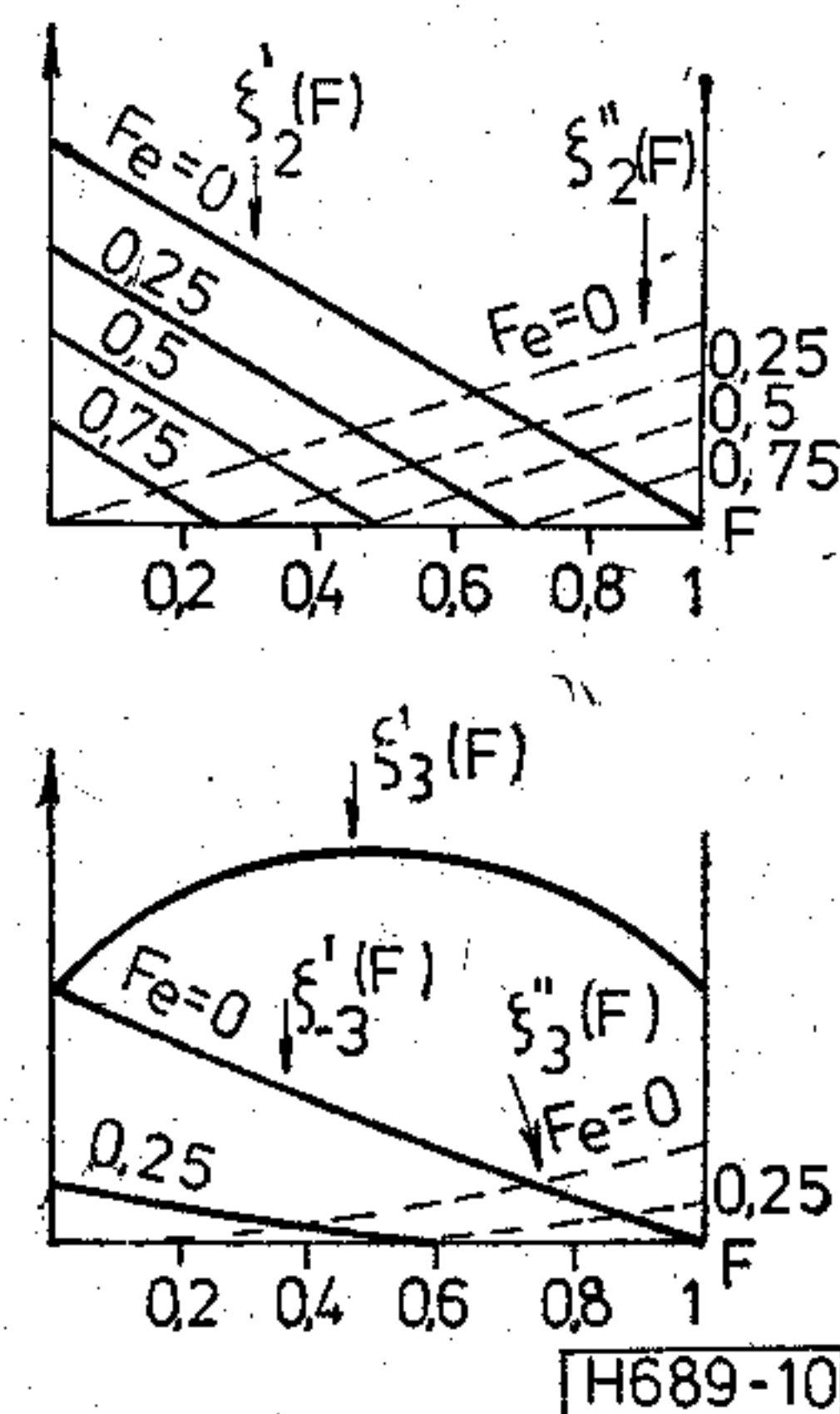
$$2F_e < F < 1, \quad \zeta''_3(F) =$$

$$= 9 \frac{\Delta f}{\Delta'f} N^2 \left[ \frac{(F - 2F_e)^2}{3} \right] 10^{2a_0 + 3a_{t1} - a_{s0} + 9} \text{ [pW0]}$$

$$0 < F < (1 - 2F_e), \quad \zeta'_{-3}(F) =$$

$$= 9 \frac{\Delta f}{\Delta'f} [1 - (F + 2F_e)]^2 10^{2a_0 + 3a_{t1} - a_{s0} + 9} \text{ [pW0]} \quad (34)$$

Ha  $F_e \neq 0$ ,  $\zeta'_3(F)$  helyben marad, a többi görbe pedig az 5. pontban tárgyaltak alapján eltolódik. Így kapjuk a 10. ábra szerinti jellegzetes Brockbank-Wass-diagramokat.



10. ábra. A Brockbank-Wass-diagramok

Az összteljesítmény egyszerűen adódik:

$$a_{\bar{0}} = a_{t1} + \log N \text{ [Bm0]},$$

és

$$P_{\bar{0}} = N \cdot 10^{a_{t1}} \text{ [mW0]}.$$

(35)

### 10.2 A lineáris preemfázis esete

Lineáris preemfázisnál a szint a 11. ábra szerint:

$$a(F) = a_0 + hF \quad \text{és} \quad a_r(F) = hF,$$

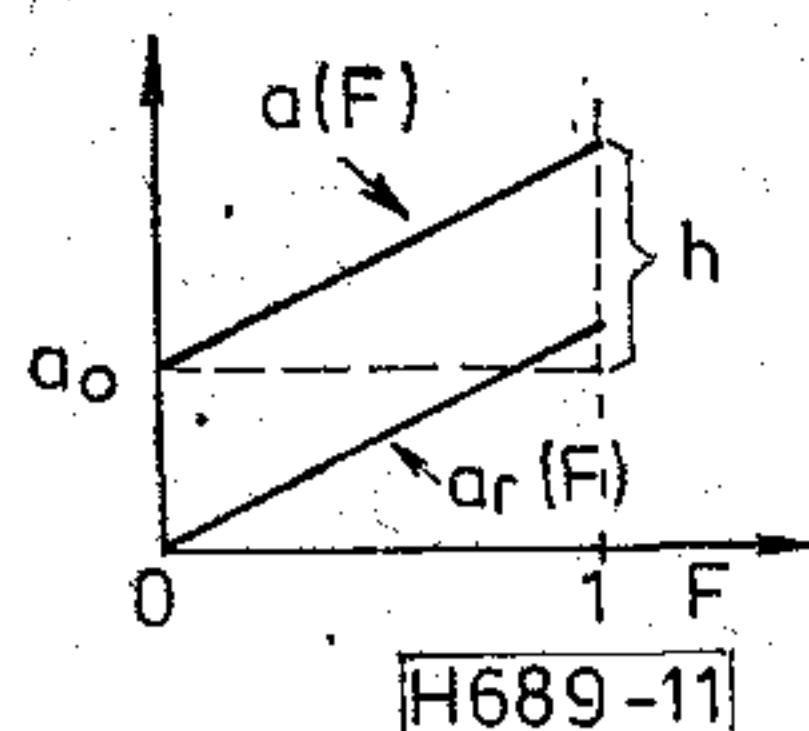
ahol  $h$  a preemfázis mértéke. A referenciaerősítő teljesítménysűrűsége:

$$p(F) = e^{2hF}, \quad \text{vagyis} \quad \beta = 2h.$$

Az alábbi formulákban az egyszerűség kedvéért  $h$ -t és  $\beta$ -t neperben helyettesítjük.

$w(F)$ -et a (13)–(16) formulákból nyerjük  $b=1$  és  $c=0$  helyettesítéssel. Az így kapott  $w(F)$  értékeket,





11. ábra.  $a(F)$  és  $a_r(F)$  lineáris preemfázis esetén

$F_e$  eltolás figyelembevételével, a (27) formulákba helyettesítve, kapjuk  $\zeta(F)$  értékeit.

Ha  $0 < F < (1 - F_e)$

$$\zeta'_2(F) = 4 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N \underbrace{\left[ \frac{e^{4h(1-F-F_e)} - 1}{4h} e^{2hF_e} \right]}_{y_2} 10^{2a_0 + 2a_{t1} - a_{20} + 9}$$

ha  $0 < F < (1 - 2F_e)$

$$\zeta'_{-3}(F) = 9 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N^2 \left[ \frac{(4h-1)e^{4h} \cdot e^{-4h(F+F_e)} - 4he^{4h}(F+2F_e)e^{-4h(F+F_e)} + e^{4hF_e}}{8h^2} \right] 10^{2a_0 + 3a_{t1} - a_{30} + 9} \text{ [pW0]}$$

ha  $2F_e < F < 1$

$$\zeta''_3(F) = 9 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N^2 \left[ \frac{(F-2F_e)^2}{3} e^{-4hF_e} \right] 10^{2a_0 + 3a_{t1} - a_{30} + 9} \text{ [pW0]} \quad (36)$$

Számítási módszerünkben a szögletes zárójelben levő kifejezésnek fizikai értelme van, megadja a referenciaerősítő jel/zaj viszonyát. Értéke — eltekintve az egyszerűbb számítás kedvéért kiemelt 4 és 9-es tényezőtől — azonos  $\zeta_1(F)$ -fel, ha:

$$a_0 = a_{t1} = a_{20} + a_{30} = 0, \quad N = 1 \quad \text{és} \quad \Delta f = \Delta' f, \quad F_e = 0.$$

Szokásos jelölésmódunkkal jelöljük:

$$y'_2(F) = \left[ \frac{w'_2(F)}{10^{a_r(F)}} \right] \text{ stb.}$$

$y_i(F)$  csak  $F$ -nek és  $F_e$ -nek a függvénye és lineáris preemfázis esetén csak a  $h$  paramétert tartalmazza. Így a számítások megkönnyíthetők  $y_i(F)$  táblázatba foglalásával. A 3., 4. és 5. táblázatban megadjuk a leggyakrabban szereplő  $y'_2(F)$ ,  $y'_2''(F)$ ,  $y'_3(F)$  értékeit  $F_e = 0$  esetre.

Ha  $F_e \neq 0$ , akkor  $y'_2(F)$ -nél és  $y'_2''(F)$ -nél az ismeretett módon az egyes görbék eltolódását figyelembe kell venni,  $y'_3(F)$  független  $F_e$ -től.

A táblázatokban a  $h=0$  eset a preemfázis nélküli.  $\zeta''_3(F)$  és  $\zeta_{-3}(F)$ -nek alárendeltebb szerepe van. Mindenesetre, ha csak egyetlen erősítőt vagy nemlineáris négypólust vizsgálunk, a hatásuk nem hanyagolható el.

Számoljuk ki ezek után az átlagos szintet a (32) formula alapján. Töljük el a sávot a 0 frekvenciához (ez a teljesítményviszonyokat nem érinti). A szint ekkor:

$$a(f) = a_0 + \frac{hf}{B}$$

A (32) formulába behelyettesítve, kapjuk:

ha  $F_e < F < 1$

$$\zeta''_2(F) = 4 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N \underbrace{\left[ \frac{F - F_e}{2} e^{-2hF_e} \right]}_{y_2} 10^{2a_0 + 2a_{t1} - a_{20} + 9} \text{ [pW0]}$$

ha  $0 < F < 1$

$$\zeta'_3(F) = 9 \frac{\Delta f}{\Delta' f} N^2 \underbrace{\left[ \frac{1 + (1+4h)e^{4h} - 4h(1+e^{4h})F - 2e^{4h(1-F)}}{8h^2} \right]}_{y_3} \cdot 10^{2a_0 + 3a_{t1} - a_{30} + 9} \text{ [pW0]}$$

$$\bar{a} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{B} \int_0^B e^{2\left(a_0 + \frac{hf}{B}\right)} df = a_0 + \frac{1}{2} \ln \frac{e^{2h} - 1}{2h} \quad (37)$$

A fordított eset, ha azt keressük, hogy adott összteljesítmény, ill.  $\bar{a}$  mellett, hogyan változik  $\bar{a}_0$   $h$  függvényében. A (37) formulából:

$$a_0 = a(f_1) = \bar{a} - \frac{1}{2} \ln \frac{e^{2h} - 1}{2h} \rightarrow \bar{a} - h + \frac{1}{2} \ln 2h, \quad (38)$$

és

$$a(f_2) = a_0 + h \rightarrow \bar{a} + \frac{1}{2} \ln 2h,$$

ha  $h \gg 1$ .

A (36) formulákban sokszor célszerű, ha az intermodulációs zajokat nem  $a_0$ , hanem  $\bar{a}$  függvényében fejezzük ki. Ekkor a (38) formulákból, ha  $a_0$ -t és  $\bar{a}$ -t bel-ben,  $h$ -t neperben adjuk meg:

$$10^{a_0} = \frac{2h}{e^{2h} - 1} 10^{\bar{a}} \quad (39)$$

Behelyettesítve a (36) formulákba,  $\zeta_1(F)$  olyan kifejezéseire jutunk, amelyek előnyösen használhatók fel, ha adott  $\bar{a}$ , ill. összteljesítmény mellett  $h$  változásának a függvényében keressük az optimális preemfázist.

Lineáris preemfázis esetén a referenciaerősítőre vonatkozó  $\bar{a}_r$  átlagszintet a 6. táblázatban adjuk meg.

### 10.3. A biexponenciális preemfázis esete

Teljesen hasonló módon járunk el, mint az előző esetben. Itt:

$$10^{a_r(F)} = be^{\beta F} + ce^{\gamma F}, \quad b + c = 1.$$

Jelöljük itt is:

$$y_i = \left[ \frac{w_i(F, F_e)}{10^{a_r(F)}} \right] = \left[ \frac{w_i(F, F_e)}{be^{\beta F} + ce^{\gamma F}} \right], \quad b + c = 1.$$



3. táblázat

$$y_2' = \frac{e^{4h(1-F)} - 1}{4h} \text{ lineáris preemfázis esetén } F_e = 0$$

$h$ [dB] \ $F$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
0	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1	0
1	1,27	1,12	0,97	0,83	0,69	0,56	0,44	0,32	0,21	0,10	0
2	1,64	1,40	1,18	0,98	0,80	0,64	0,48	0,35	0,22	0,10	0
3	2,16	1,79	1,46	1,18	0,93	0,72	0,53	0,37	0,23	0,11	0
4	2,88	2,31	1,83	1,43	1,10	0,82	0,59	0,40	0,24	0,11	0
5	3,91	3,02	2,31	1,74	1,29	0,94	0,66	0,43	0,25	0,11	0
6	5,37	3,99	2,94	2,14	1,54	1,08	0,73	0,47	0,27	0,12	0
7	7,48	5,33	3,78	2,65	1,84	1,24	0,82	0,51	0,28	0,12	0
8	10,53	7,20	4,90	3,31	2,20	1,44	0,91	0,55	0,30	0,12	0
9	14,98	9,82	6,40	4,15	2,66	1,68	1,02	0,60	0,31	0,12	0
10	21,55	13,51	8,44	5,24	3,23	1,96	1,15	0,65	0,33	0,13	0
11	31,09	18,65	11,16	6,65	3,93	2,29	1,30	0,70	0,35	0,13	0
12	45,27	25,98	14,87	8,48	4,80	2,69	1,47	0,77	0,37	0,13	0
13	66,33	36,39	19,92	10,87	5,90	3,17	1,66	0,84	0,39	0,14	0
14	97,55	51,21	26,80	13,99	7,27	3,74	1,89	0,92	0,41	0,14	0
15	144,6	72,41	36,22	18,08	8,99	4,43	2,15	1,01	0,43	0,14	0

4. táblázat

$$y_2'' = \frac{F}{2} \text{ lineáris preemfázis esetén } F_e = 0$$

$F$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$y_2''$	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,3	0,35	0,4	0,45	0,5

$w_1$  értékeit a (13)–(16) formulákból kapjuk. Bevezetve a  $\Delta f$  jelölést:

$$\zeta_2(F) = \frac{\Delta f}{\Delta' f} N [y_2' + y_2''] 10^{a_0 + 2a_{11} - a_{20} + 9} \text{ [pW0]} \quad (40)$$

$$\zeta_3(F) = \frac{\Delta f}{\Delta' f} N^2 [y_3' + y_3'' + y_3'] 10^{2a_0 + 3a_{11} - a_{30} + 9} \text{ [pW0]}$$

Természetesen  $y_i$ -t csak a (36) formulában is felüntetett frekvenciák között kell értelmeznünk, másutt értéke zérus.

Az átlagos szint a (32) formulából:

$$\bar{a} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{B} \int_0^B e^{2a_0} \left( b e^{\frac{\beta F}{B}} + c e^{\frac{\gamma F}{B}} \right) df =$$

$$= a_0 + \frac{1}{2} \ln \left[ \frac{b}{\beta} (e^\beta - 1) + \frac{c}{\gamma} (e^\gamma - 1) \right], \quad (41)$$

és innen:

$$10^{a_0} = \frac{10^{\bar{a}}}{\frac{b}{\beta} (e^\beta - 1) + \frac{c}{\gamma} (e^\gamma - 1)}. \quad (42)$$

Ha  $\zeta_i(F)$  értékét  $\bar{a}$  függvényében akarjuk kifejezni, akkor a fenti formulát (40)-be kell helyettesíteni.

#### 11. $a_{20}$ és $a_{30}$ értelmezése frekvenciafüggő negatív visszacsatolás esetén

Az előzőekben szereplő  $k_{20}$  és  $k_{30}$ , ill.  $a_{20}$  és  $a_{30}$  meghatározása nem mindig egyszerű feladat. A következő problémák jelentenek nehézséget:

- az átviteli sáv szélessége kisebb, mint egy oktáv, ill. egy terc,
- az erősítő negatív visszacsatolása frekvenciafüggő,
- az erősítő túlvezérlési határa 1 mW, ill. 0 dBm alatt van.

Ugyancsak mérés technikai nehézségeket okoz a torzítási tényezők közvetlen mérése, ezért célszerűbb



$F$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0	1	1,18	1,32	1,42	1,48	1,5	1,48	1,42	1,32	1,18	1
1	1,4	1,6	1,7	1,9	1,9	1,9	1,8	1,7	1,6	1,4	1,2
2	1,9	2,2	2,4	2,5	2,5	2,4	2,3	2,2	2,0	1,7	1,4
3	2,6	3,0	3,2	3,3	3,3	3,2	3,0	2,8	2,4	2,1	1,7
4	3,7	4,2	4,4	4,5	4,4	4,2	3,9	3,6	3,1	2,6	2,0
5	5,3	5,9	6,2	6,2	6,0	5,7	5,2	4,7	4,0	3,3	2,5
6	7,6	8,4	8,7	8,6	8,3	7,7	7,0	6,1	5,2	4,2	3,2
7	10,9	12,0	12,3	12,1	11,5	10,6	9,5	8,3	6,9	5,5	4,0
8	15,9	17,3	17,6	17,1	16,1	14,7	13,0	11,2	9,3	7,3	5,2
9	23,2	25,1	25,3	24,4	22,7	20,6	18,1	15,4	12,6	9,7	6,7
10	34,1	36,7	36,7	35,1	32,4	29,1	25,4	21,5	17,4	13,2	8,9
11	50,3	53,8	53,4	50,7	46,5	41,6	36,0	30,2	24,2	18,1	11,9
12	74,5	79,4	78,3	73,8	67,3	59,7	51,5	42,8	34,0	25,0	16,0
13	111	117	115	108	98	86	74	61	48	35	22
14	165	175	170	159	143	126	107	88	69	50	30
15	248	260	252	234	210	184	156	128	99	70	42

6. táblázat

$n$ [dB]	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$\bar{a}_r$ [dBr]	0	0,5	1,0	1,6	2,2	2,7	3,3	4,0	4,6	5,3	5,9	6,6	7,3	8,0	8,7	9,5

azokat intermodulációs mérésekből meghatározni. Ebből a célból adjunk az erősítő bemenetére két, alkalmasan megválasztott,  $f_1$  és  $f_2$  frekvenciájú jelet azonos  $a_i$  szinttel. A keletkező  $f_1 \pm f_2$  és  $2f_1 \pm f_2$  intermodulációs jelek szintje legyen  $a_{(i+1)}$ , ill.  $a_{(2i+1)}$ . Ekkor az intermodulációs jelek csillapítása:

$$a_{d2} = a_i - a_{(i+1)} \quad \text{és} \quad a_{d3} = a_i - a_{(2i+1)}$$

Az 1. táblázatból követhető, hogy a másodrendű torzításból eredő jel a fele, a harmadrendű pedig a harmadrésze az intermodulációs jelnek, tehát a torzítási csillapítások 6, ill. 9,55 dB-lel nagyobbak, mint az intermodulációs csillapítások.

Ismeretes továbbá, hogy  $x$  dB-lel növelve a szintet, a másodrendű torzítási csillapítás  $x$  dB-lel, a harmadrendű  $2x$  dB-lel csökken. Végeredményben kapjuk:

$$a_{20} = a_{d2} + 6 + a_i \quad \text{és} \quad a_{30} = a_{d3} + 9,55 + 2a_i \quad [dB]. \quad (43)$$

Ha a torzítás frekvenciafüggő, a mérést több frekvencián kell elvégeznünk, és a mérési pontokat egyenessel vagy törtvonallal összekötni, hogy az  $a_{20}(F)$  és  $a_{30}(F)$  görbékét megkapjuk. Az előzőekben

levezetett formulákban természetesen  $a_{20}$  és  $a_{30}$  helyébe  $a_{20}(F)$ -et és  $a_{30}(F)$ -et kell írunk.

Negatív visszacsatolt erősítőknél a torzítási csillapítás a visszacsatolás mértékével arányosan változik. Ha ismerjük a visszacsatolás mértékét a frekvencia függvényében, akkor elegendő csak egy frekvencián meghatározni a torzítási csillapítást, a többi frekvencián ehhez az értékhez csak a visszacsatolás mértékének az ezen a frekvencián mért értékéhez képesti változását kell hozzáadni, illetve levonni.

A 12a ábrán  $A^*$  a visszacsatolás nélküli erősítés,  $A$  a visszacsatolás utáni erősítés, a vonalazott sáv pedig a visszacsatolás mértéke. A b ábrán ábrázoljuk  $A_v$ -t, az  $F_k$  frekvenciához képesti visszacsatolás mértékét. Ha  $F_k$ -nál ismerjük  $a_{20}(F_k)$  és  $a_{30}(F_k)$  értékét, akkor más frekvenciákon:

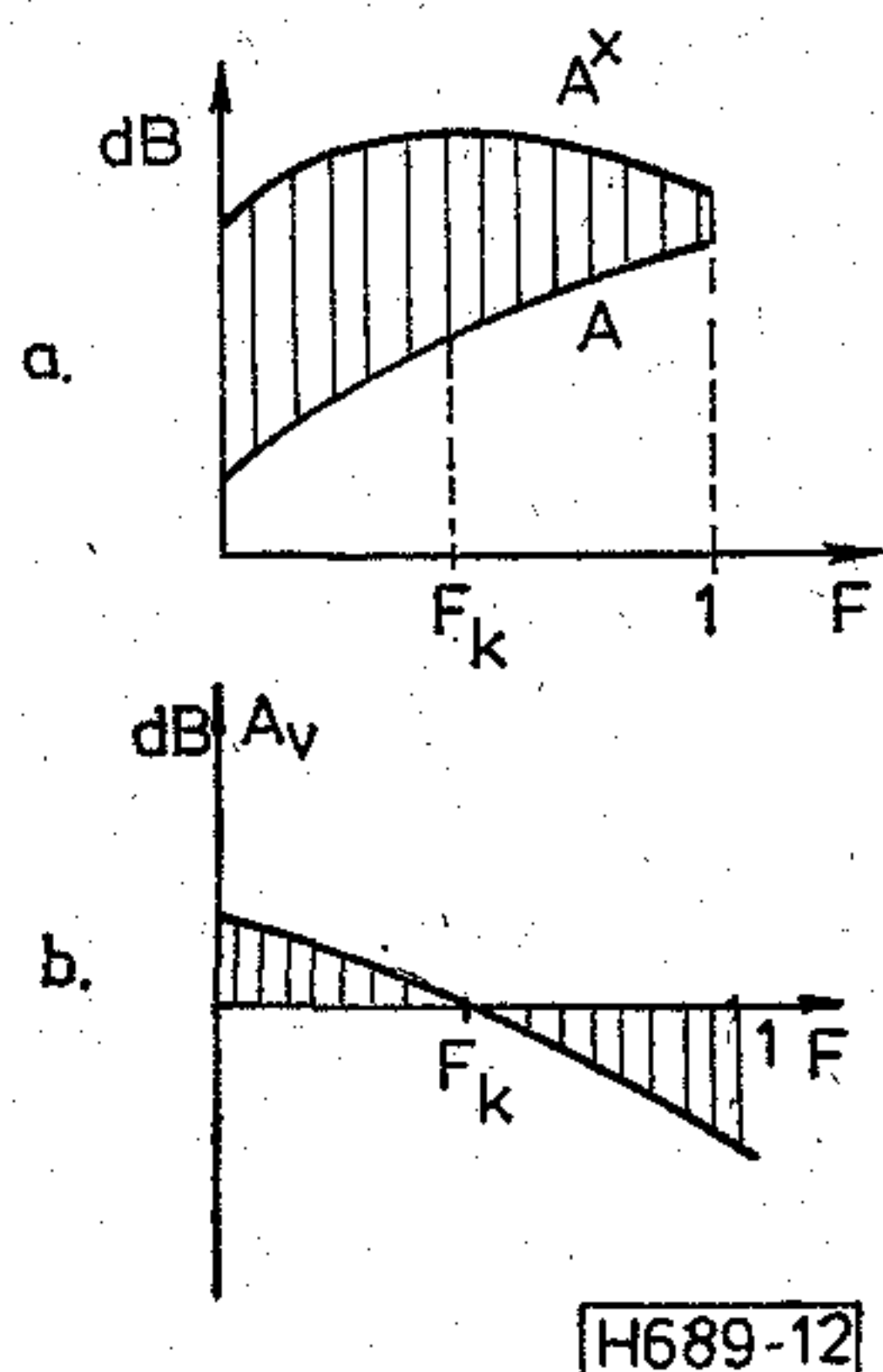
$$a_{20}(F) = a_{20}(F_k) + A_v \quad \text{és} \quad a_{30}(F) = a_{30}(F_k) + A_v. \quad (44)$$

Tekintve, hogy a fenti törvényszerűség csak közelítő jellegű, ugyanis az egyes fokozatok frekvenciafüggő terhelése és egyéb okok is hatással lehetnek a torzításokra, a (44) formula érvényességét ajánlatos torzításmérésekkel is ellenőrizni, különösen széles-sávú átvitelnél,  $F_k$ -tól távolabb eső frekvenciákon.



## 12. Vonalszakasz intermodulációs zaja

Eddigi számításaink egyetlen torzító négy-pólusra, erősítőre vonatkoztak. A vonalszakaszra jellemző, hogy sok azonos típusú, egymástól  $l$  távolságra levő erősítőt tartalmaz. Problémát jelent, hogy milyen törvényszerűség szerint összegeződnek az egyes erősítők intermodulációs torzítási teljesítményei. Mivel az egyes erősítőszakaszok amplitúdó-kiegyenlítését tökéletesnek vehetjük — legalábbis az üzembe



12. ábra. A visszacsatolás mértékének meghatározása

helyezéskor — az összezés törvényszerűségét egyedül az erősítőszakaszok fáziskarakterisztikája határozza meg. Ennek a figyelembevétele rendkívül bonyolult, itt csak a [8, 9] irodalomra utalunk. Ha a szokásos egyszerűbb feltevessel élünk, amely szerint a fáziskarakterisztika az átviteli sávban lineáris, akkor az ismert módon a másodrendű termékek teljesítmény szerint összegeződnek, a pozitív frekvenciákra eső harmadrendű különbségi termékek amplitúdó szerint összegeződnek, a harmadrendű összegtermékek és a negatív frekvenciákra eső harmadrendű különbségi termékek teljesítmény szerint összegeződnek. A harmadrendű, teljesítmény szerint összegeződő termékek a vonalszakaszon elhanyagolhatóak az amplitúdó szerint összegeződő termékekhez képest, ezért hatásukat nem szoktuk figyelembe venni. Végeredményben, ha  $m$  számú erősítőt tekintünk feszültség szerint összegeződők, kapjuk:

$$\zeta_2(F)_{\text{vonal}} = \frac{\zeta_2'(F) + \zeta_2''(F)}{l} \text{ [pW0/km]} \quad (45)$$

$$\zeta_3(F)_{\text{vonal}} \approx \frac{m\zeta_3'(F)}{l} \text{ [pW0/km].}$$

Ugyanis  $m$  erősítő amplitúdó szerint összegezve  $m^2$ -szeres zajteljesítményt ad, de ez  $ml$  távolságon oszlik meg, tehát végeredményben  $\zeta_3'(F)$ -et  $\frac{m}{l}$ -lel kell szorozni.

$\zeta_1(F)$  értékeit előző számításaink végeredményeként kaptuk. Az  $l$  erősítőszakasz-hosszt km-ben adjuk meg.

Természetesen, ha  $\zeta_1(F)$ -et 1,74 kHz sávzélességre számoltuk, akkor eredményeinket pszofometrikus értékelésben kapjuk, pW0p/km-ben.

$m$  értéke, amely döntő módon meghatározza a harmadrendű intermodulációs teljesítményeket, sajnos csak becsülhető. Általában, ha a vonalszakasz erősítőinek száma  $M$ , és  $M \leq 20$ , akkor  $m = M$ -mel számolunk. Ha  $M > 20$ , a 20 erősítőszakaszból álló rész-vonalszakaszokra amplitúdó szerinti összegezést végzünk, és az ilyen részszakaszok zajteljesítményeit összegezzük. Nagyobb frekvenciájú rendszerekben a fáziskarakterisztika annyira lineáris lehet, hogy az amplitúdó szerinti összegeződés akár 100 erősítőszakaszra is fennállhat. Ilyen esetekben  $m$  értékét csak a fáziskarakterisztika alaposabb vizsgálatával vagy a vonalszakaszon végzett mérések kiértékelésével határozhatjuk meg.

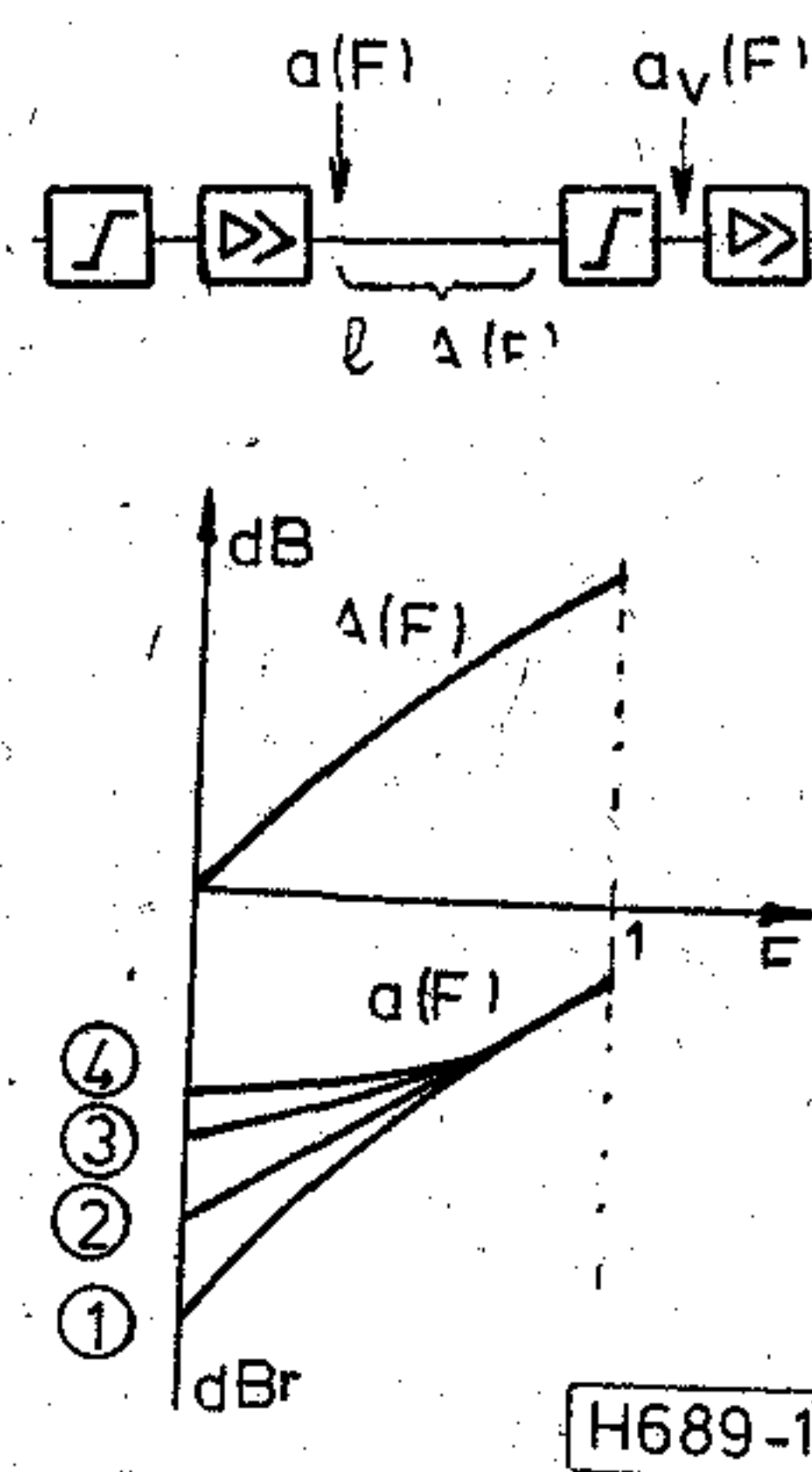
### 12.1 Összefüggés az erősítőszakasz csillapítása és a lehetséges preemfázis-karakterisztika között

Jelöljük a 13a ábra szerinti,  $l$  hosszúságú erősítőszakasz csillapítását  $A(f)$ -fel. Ismeretes, hogy szimmetrikus kábeleknél jó közelítéssel, koaxiális kábeleknél pedig nagy pontossággal a csillapítás  $\sqrt{f}$ -fel arányos. Így egy erősítőszakasz csillapítása:

$$A(f) = Kl\sqrt{f} = A(f_2) \sqrt{\frac{f}{f_2}} \text{ [dB, km, MHz].} \quad (46)$$

A  $K$  konstans értéke:

1,2/4,4 mm-es koaxiális kábelre:  $K \approx 5,2$ ,  
2,6/9,5 mm-es koaxiális kábelre:  $K \approx 2,4$ .



13. ábra. A kábelkarakterisztika és a lehetséges preemfázis-görbék

A 13b ábra felső részén tüntetjük fel az erősítőszakasz csillapítását. Szükségszerűen ez a csillapítás azonos értékű az erősítők erősítésével. Ettől teljesen függetlenül állíthatjuk be az erősítők adási szintjét, ami megegyezik a végállomások adási szintjével. Az adási szint lehet frekvenciafüggetlen vagy preemfázis alkalmazásánál frekvenciafüggő. Az adási szint beállítása a következő szempontok szerint történhet:

a) Frekvenciamenetre követi az erősítőszakasz csillapításmenetét, azaz az adási szintet a csillapítás-görbe eltolása adja (a b ábrán az 1 jelű görbe). Ekkor az erősítők bemenetén az  $a_v$  vételi szint frekvenciafüggetlen, azonos a legnagyobb frekvencia vételi szintjével. Ez kedvezőtlen a termikus zajok szempontjából. Ezenkívül kisebb frekvenciák felé az intermodulációs zajok is erősen megnőnek.



b) Lineáris preemfázis alkalmazása. A maximálisan lineáris preemfázist az 1 görbéhez húzott 2 jelű érintő adja. Meredekebb lineáris preemfázis esetén egy frekvenciatartományban a termikus zajok nagyobbak lennének a legnagyobb frekvencián levőnél.

A lineáris preemfázis kedvezőtlen az intermodulációs zajok szempontjából, mert azok kisebb frekvenciákon lényegesen nagyobbak.

Határozzuk meg a maximális lineáris preemfázis meredekségét, vagyis az 1 görbe differenciálhányadosát  $f_2$ -nél. Mivel az 1 görbe és az erősítészakasz csillapításgörbéje csak eltolásban különböznek egymástól, a (46) formulából differenciálással kapjuk:

$$A'(f_2) = \frac{A(f_2)}{2f_2}.$$

A transzformált frekvenciával számolva,  $F=1$ -nél:

$$A'(1) = \left[ \frac{dA}{df} \frac{df}{dF} \right]_{f=f_2} = \frac{A(f_2)}{2f_2} \cdot B \rightarrow \frac{A(f_2)}{2}, \quad (47)$$

ha  $\frac{f_2}{f_1} \gg 1$ .

A (19) formulának megfelelően  $t_1 = A'(1)$  (ha formuláinkban neperben számolunk,  $A(f_2)$ -t Np-ben kell megadnunk).

A (47) formula tulajdonképpen a geometriából ismeretes parabola érintő szerkesztés elvét fejezi ki.

c) Az optimális preemfázis görbe. Cikkünkben nem foglalkozunk az optimális preemfázis görbe meghatározásával. Pusztán megemlítjük, hogy adott összerhelés mellett optimumnak tekintjük, ha az összes csatornában a termikus és az intermodulációs zajok eredője közel azonos. Nyilvánvaló, hogy ezt valamilyen, a *b* ábrán 3-mal jelölt görbe, a kisebb frekvenciákon a lineáris preemfázistól eltérő, nagyobb szintű görbe állítja elő. Első közelítésben lehet ez a 4 jelű, tört egyenesekkel előállított lépcsős görbe.

A lényeges az, hogy úgy a 3, mint a 4 típusú görbét a cikkünkben közölt módszerekkel, a fél- vagy a biexponenciális görbével jól meg tudjuk közelíteni, és ezáltal az intermodulációs zajokat kellő pontossággal tudjuk számítani.

## 12.2 A termikus zajok

Csupán a teljesség kedvéért, hogy erősítők zajának számításához rendelkezésre álljanak, közöljük a termikus zajokra vonatkozó képletet. Ha az erősítő bemenetén a vételi szint  $a_v$  [dBr] és az erősítő zajtényezője a bemeneti pontra vonatkoztatva  $F$  [dB], akkor a termikus jel/zaj viszony egy csatornára vonatkoztatva:

$$\zeta_0 = a_v + 139 - F \text{ [dBm0]}, \quad (48)$$

$$\zeta_0 = a_v + 141,5 - F \text{ [dBm0p]},$$

attól függően, hogy súlyozatlanul vagy pszofometrikusan súlyozva számolunk. Ha a termikus zajokat pW0-ban, illetve pW0p-ben akarjuk megkapni, előnyösen használhatjuk az átszámításhoz a 10. táblázatot.

Végeredményben a vonalszakasz teljes zajteljesítménye:

$$\zeta = \zeta_0 + \zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3, \quad (49a)$$

ahol

$\zeta_0$  a termikus,

$\zeta_1$  a lineáris áthallásokból eredő,

$\zeta_2$  a másodrendű intermodulációs termékekből,

$\zeta_3$  a harmadrendű intermodulációs termékekből

eredő zajteljesítmény.

$$\zeta_t = \zeta_2 + \zeta_3 \quad (49b)$$

a terhelésből eredő zajteljesítmény.

## 13. $\zeta(F)$ függése $a_0$ , $a_{t1}$ , $a_{20}$ és $a_{30}$ -tól

Egy berendezés minőségének kiértékelése és az üzemeltetés szempontjából fontos, hogy ismerjük  $\zeta(F)$  függését a  $a_0$ -tól és  $a_{t1}$ -tól, a gyártás szempontjából pedig fontos az  $a_{20}$ -tól és  $a_{30}$ -tól való függés ismerete (például a tranzistorok  $\beta$  tényezőjének és torzításának a szórásától való függés).

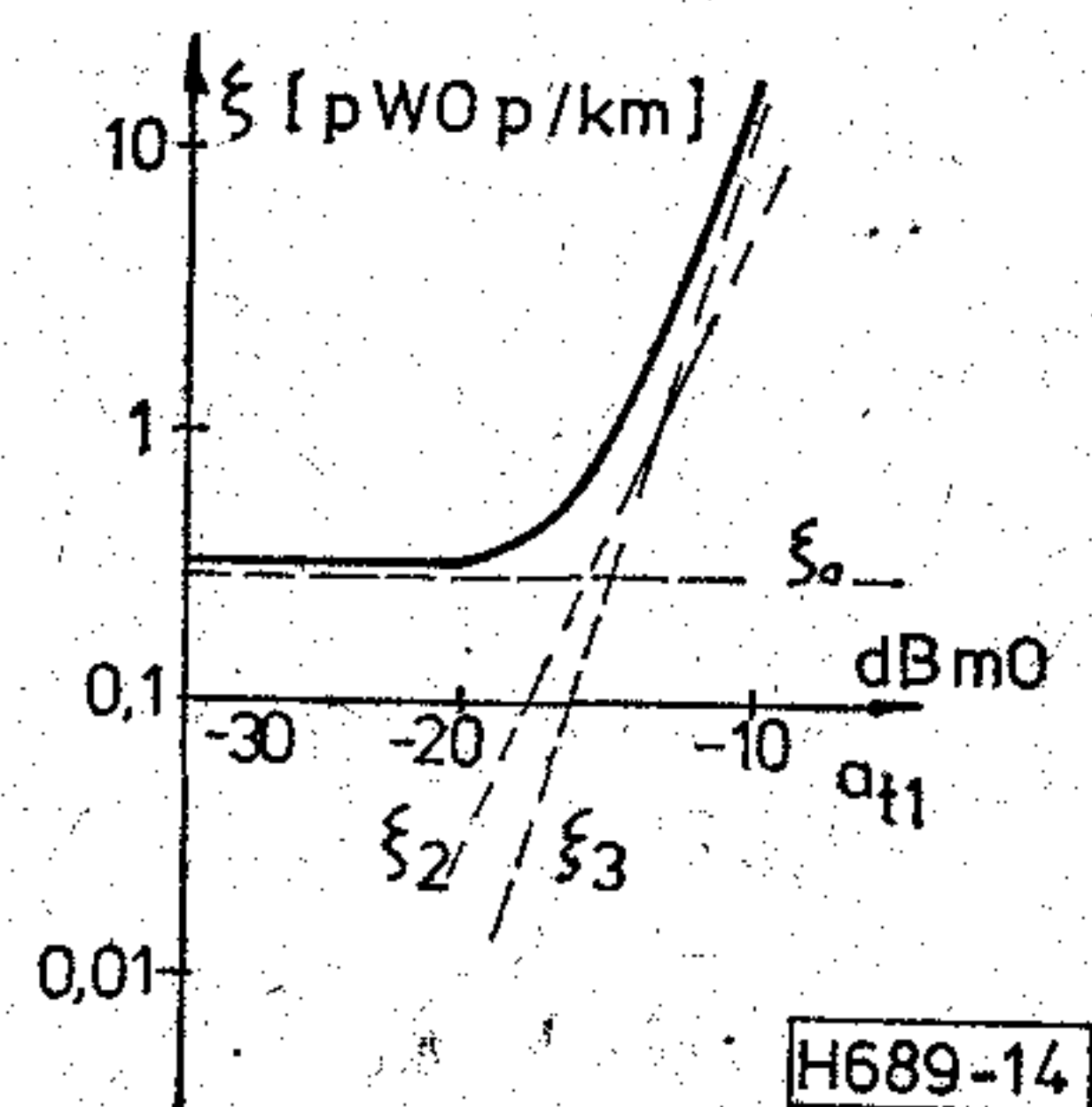
### a) A terheléstől való függés

A (27) formulából következik, hogy bármilyen alakú is legyen a preemfázis görbe, mindig fennáll:

$$\zeta_2(F, a_{t1}) = K_2 10^{2a_{t1}} \text{ és } \log \zeta_2(F) = K'_2 + 2a_{t1} \quad (50)$$

$$\zeta_3(F, a_{t1}) = K_3 10^{3a_{t1}} \text{ és } \log \zeta_3(F) = K'_3 + 3a_{t1}$$

Adott frekvencián  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K'_2$  és  $K'_3$  konstansok. A 14. ábrán tüntetjük fel  $\log \zeta_2$  és  $\log \zeta_3$  függését  $a_{t1}$ -tól. Végeredményben a függőleges tengelyen logaritmikusan léptéket alkalmazva,  $\zeta_2(a_{t1})$  egy 2-es iránytangensű,  $\zeta_3(a_{t1})$  egy 3-as iránytangensű egyenes lesz.



14. ábra. A terhelési diagram

Feltüntetjük a termikus zajokból eredő  $\zeta_0$  értékét is. Eredőképpen a vastagon kihúzott  $\zeta(a_{t1})$  ún. terhelési görbét kapjuk. Kis terheléseknél  $\zeta_0$  dominál, nagy terheléseknél  $\zeta_3$ . Adott  $\zeta(a_{t1})$  görbe esetén, ha hosszabb szakaszon egyenes a  $\zeta(a_{t1})$  görbe, meg tudjuk állapítani, melyik komponens dominál az illető szakaszon. Ha nagyobb terheléseknél meredekebben emelkedik a görbe, az a 3-nál magasabb rendű karakterisztikára utal, a túlvezérlési határ megközelítésére.

Mint általános szabályt megállapíthatjuk, hogy  $a_{t1}$  1 dB-es növelésére  $\zeta_2$  kb. 60%-kal,  $\zeta_3$  kb. 100%-kal nő.  $\zeta_0$  természetesen nem függ a terheléstől.

Mivel a  $\zeta_1$  értékek frekvenciafüggőek, célszerű több frekvenciára megadni a terhelési görbét, legalább az átviteli sáv két szélén és a közepén.



## b) A szintdiagramtól való függés

Fontos ismernünk, hogyan változnak meg a zajteljesítmények, ha megváltozik a berendezés, ill. a vonalszakasz szintdiagramja. Lényeges ez elsősorban a tervezés szempontjából, de lényeges a berendezés üzem szempontjából is. Ugyanis az előírt szintdiagram üzem közben megváltozhat a helytelen szintbeállítás miatt, vagy a pilotszabályozás és a talajhőmérséklet-szabályozás következtében. A változás lehet statikus vagy automata szabályozás esetén dinamikus.

A következőkben csak azt az esetet vizsgáljuk, amikor a névleges szintdiagram párhuzamosan tolik el. Elegendő tehát csak  $a_0$  változásának a hatását vizsgálni.

A (27) formulából következik, hogy teljesen általánosan:

$$\begin{aligned} \zeta_2(F, a_0) &= L_2 10^{a_0} \quad \text{és} \quad \log \zeta_2 = L'_2 + a_0, \\ \zeta_3(F, a_0) &= L_3 10^{2a_0} \quad \text{és} \quad \log \zeta_3 = L'_3 + 2a_0, \end{aligned} \quad (51a)$$

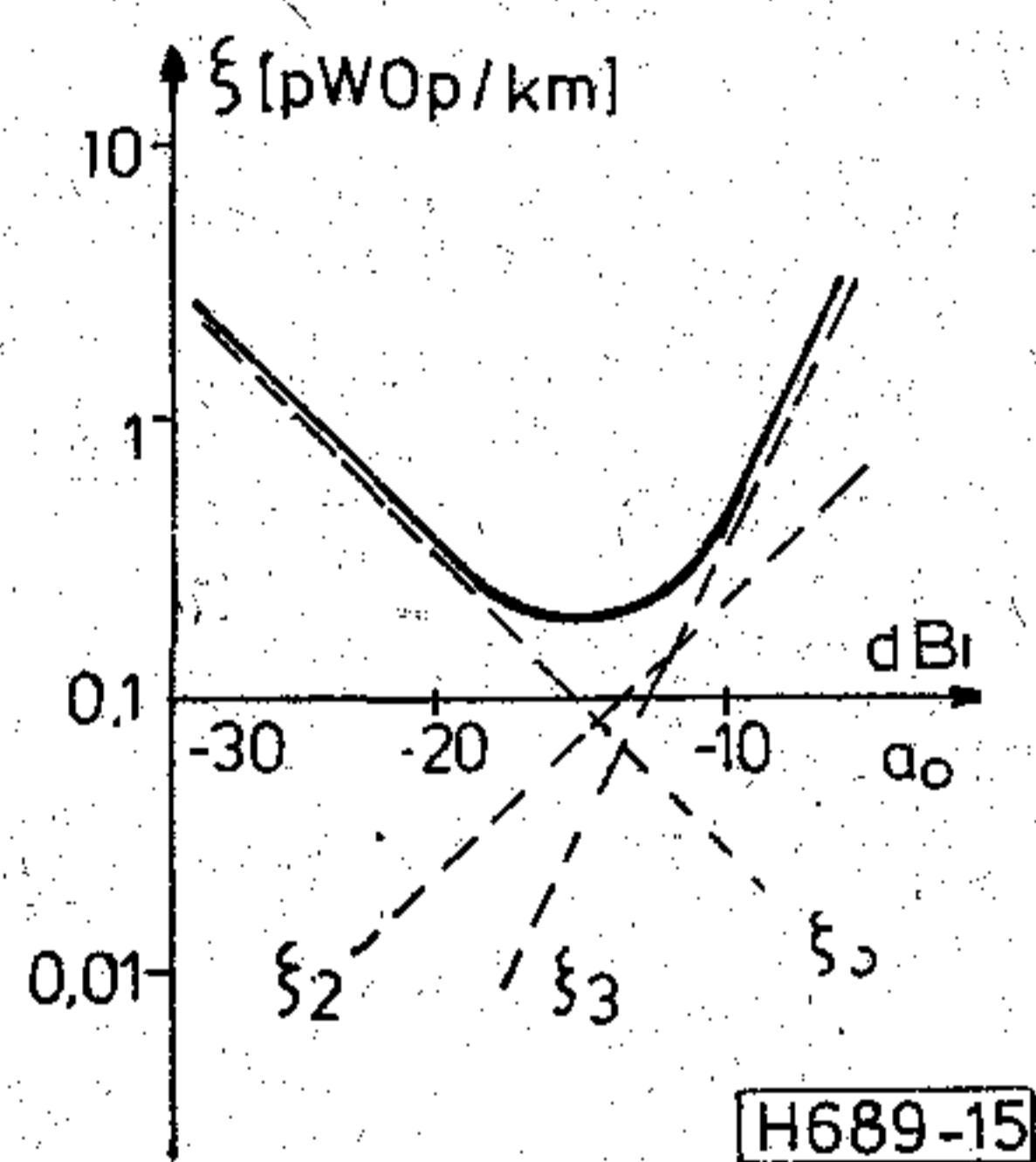
ahol  $L_2, L_3, L'_2$  és  $L'_3$  adott frekvencián konstans.

A termikus zajok is függenek  $a_0$ -tól:

$$\zeta_0(F, a_0) = L_0 10^{-a_0} \quad \text{és} \quad \log \zeta_0 = L'_0 - a_0. \quad (51b)$$

A viszonyokat a 15. ábrán tüntetjük fel,  $\zeta_0 - 1$ ,  $\zeta_2 + 1$  és  $\zeta_3 + 2$  iránytangensű egyenessel ábrázolható. Eredőképpen a vastagon kihúzott ún. V görbét kapjuk. A berendezés optimális körülmények között működik, ha  $a_0$  a V görbe minimum pontjában van.

$a_0$  1 dB-es növelésére  $\zeta_0$  kb. 26%-kal csökken,  $\zeta_2$  kb. 26%-kal,  $\zeta_3$  pedig kb. 60%-kal nő. A V görbét is célszerű legalább három frekvencián megadni.



15. ábra. A V-diagram

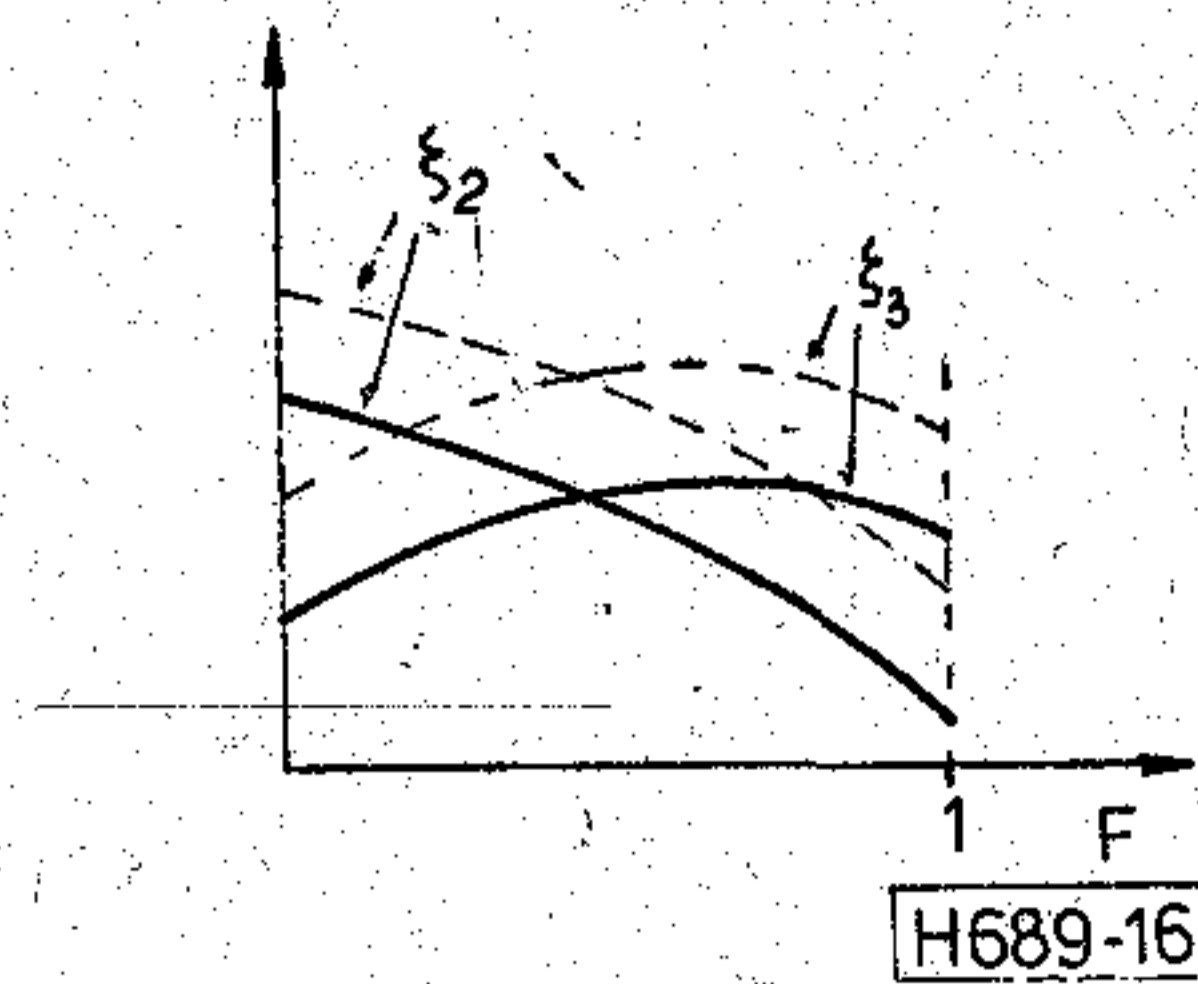
## c) Az $a_{20}$ -tól és $a_{30}$ -tól való függés

A (27) formulából leolvasható:

$$\begin{aligned} \zeta_2(F, a_{20}) &= M_2 10^{-a_{20}} \quad \text{és} \quad \log \zeta_2 = M'_2 - a_{20}, \\ \zeta_3(F, a_{30}) &= M_3 10^{-a_{30}} \quad \text{és} \quad \log \zeta_3 = M'_3 - a_{30}. \end{aligned} \quad (52)$$

Vagyis  $a_{20}$  1 dB-lel való növelésére  $\zeta_2$  kb. 26%-kal csökken, és hasonlóképpen  $a_{30}$  változására  $\zeta_3$ .

Ha a 16. ábra szerint ismerjük adott  $a_{20}$  és  $a_{30}$  mellett  $\zeta_2(F)$ -et és  $\zeta_3(F)$ -et (az ábrán vastagon kihúzott görbék), akkor  $a_{20}$  és  $a_{30}$  változására a két görbe paralel tolik el (szaggatott görbék).



16. ábra. Az intermodulációs zajok függése a visszacsatolás mértékétől

Teljesen azonos módon, ha a visszacsatolás mértéke változik 1 dB-lel, akkor  $a_{20}$  és  $a_{30}$  is 1 dB-lel változik, mindkét görbe kb. 26%-kal paralel eltolódik.

## 14. Számpélda

### 14.1 Egy 60 csatornás preemfázis nélküli berendezés vonalszakaszán az intermodulációs zaj számítása

Az erősítő, ill. erősítőszakasz adatai:

Átvitt sáv: 12–252 kHz,

Kimeneti szint:  $a(f) = a_0 = -14$  dB,

$a_{20} = 66$  dB,  $a_{30} = 77,5$  dB frekvenciafüggetlenül,

$a_{t1} = -11,8$  dBm0,

az erősítőszakasz hossza:  $l = 12$  km,

a harmadrendű termékek  $m = 20$  erősítőszakaszon át összegeződnek amplitúdó szerint.

A (34) formulákban  $\Delta f = 1,74$  kHz,  $\Delta'f = 4$  kHz,  $N = 60$  és  $a_0, a_{t1}, a_{20}$  és  $a_{30}$  értékét bel-ben behelyettesítve,  $l$ -lel való osztás és  $\zeta_3(F)$ -nél még  $m$ -mel való szorzás után kapjuk:

$$\zeta'_2(F) = \frac{4,56}{l} [1 - F - F_e] \quad [\text{pW0p/km}],$$

$$\zeta''_2(F) = \frac{4,56}{l} \left[ \frac{F - F_e}{2} \right] \quad [\text{pW0p/km}],$$

$$\zeta'_3(F) = \frac{0,115 m}{l} [1 + 2F - 2F^2] \quad [\text{pW0p/km}] \quad (53)$$

$$\zeta''_3(F) = \frac{0,115}{l} \left[ \frac{(F - 2F_e)^2}{3} \right] \quad [\text{pW0p/km}],$$

$$\zeta'_{-3}(F) = \frac{0,115}{l} [1 - F - 2F_e]^2 \quad [\text{pW0p/km}].$$

Itt  $F_e = \frac{f_1}{B} = 0,05$ , a sáv eltolása. Eredményeinket a 7. táblázat felső részében foglaljuk össze.

A táblázatból jól látszik, hogy a vonalszakasz zajszámításakor  $\zeta'_3$  és  $\zeta'_{-3}$  hatása elhanyagolható.

### 14.2 Terhelt zaj számítása lineáris preemfázis esetén

Az előző példánkban az erősítők változatlanul hagyása mellett a végállomások szintbeállításával alkalmazunk  $h = 10$  dB = 1,15 N lineáris preemfázist. Ha azt akarjuk, hogy az erősítők átlagos kiadott szintje



$F$	0	0,25	0,5	0,75	1	
$f$	12	72	132	192	252	kHz
$\zeta'_2$	0,36	0,27	0,17	0,08	—	$h=0$ $a_0 = -14$ dBr
$\zeta''_2$	—	0,04	0,09	0,13	0,18	
$\zeta'_3$	0,19	0,26	0,29	0,26	0,19	
$\zeta''_3$	—	< 0,003			—	
$\zeta'_{-3}$	< 0,008				—	
$\zeta_t$	0,55	0,57	0,55	0,47	0,37	$h = 10$ dB $a_0 = -20$ dBr
$\zeta'_2 + \zeta''_2$	1,34	0,57	0,17	0,07	0,04	
$\zeta'_3$	0,40	0,43	0,35	0,23	0,11	
$\zeta_t$	1,74	1,0	0,52	0,30	0,15	$h = 10$ dB $a_0 = -20$ dBr
$A_v$ [dB]	12	9	6	3	0	
$\zeta_t$	0,11	0,13	0,13	0,15	0,15	A visszacsatolás frekvenciafüggetlen
						A visszacsatolás frekvenciafüggő

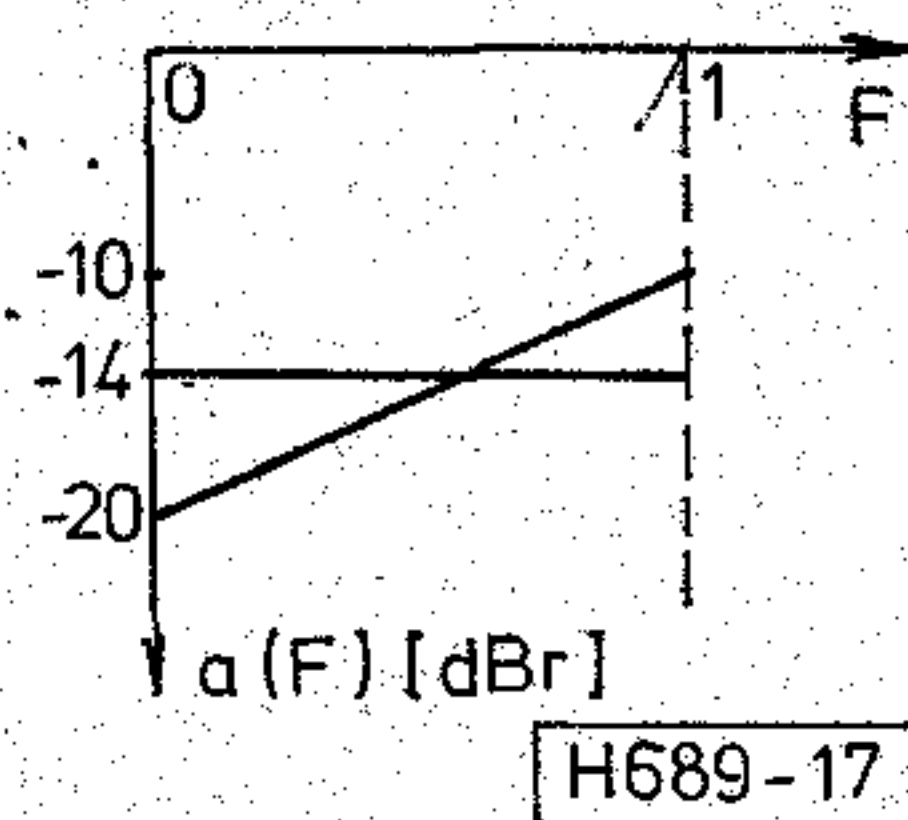
Értékek pW0p/km-ben

továbbra is  $\bar{a} = -14$  dBr maradjon, akkor a (38) formula szerint:

$$a_0 = a(f_1) = -14 + 10 \log \frac{e^{2h} - 1}{2h} = -20,4 \approx -20 \text{ dBr,}$$

$$a(f_2) = a_0 + h = -10 \text{ dBr.}$$

A 17. ábrán tüntetjük fel az erősítők új kimeneti szintjét. Az intermodulációs zajokat a (36) formulából kapjuk (a jobb áttekinthetőség kedvéért és, hogy a 3. és 4. táblázatokat könnyebben tudjuk kezelni, a (36) formulában szereplő  $y'_2$  és  $y''_2$ -ből az  $e^{2hF_e}$  és  $e^{-2hF_e}$  tényezőket kiemeljük).



17. ábra.  $a(F)$  lineáris preemfázis esetén

$$\begin{aligned} \zeta'_2(F) &= \frac{1,145}{l} e^{2hF_e} y'_2(F + F_e) = \\ &= 0,107 y'_2(F + F_e) \quad [\text{pW0p/km}] \\ \zeta''_2(F) &= \frac{1,145}{l} e^{-2hF_e} y''_2(F - F_e) = \\ &= 0,085 y''_2(F - F_e) \quad [\text{pW0p/km}] \quad (54) \\ \zeta'_3(F) &= \frac{0,00723m}{l} y'_3(F) = 0,012 y'_3(F) \quad [\text{pW0p/km}]. \end{aligned}$$

$y'_2$ ,  $y''_2$  és  $y'_3$  értékeit a 3., 4. és 5. táblázatokból vehetjük. Az eredményeket a 7. táblázat középső részén

tüntetjük fel. Látszik, hogy a lineáris preemfázis a sáv felső részén lényegesen csökkenti az intermodulációs zajokat, a sáv alsó részén pedig megnöveli. Hasonló módon befolyásolja a lineáris preemfázis a termikus zajokat is.

E kedvezőtlen hatásokat csökkenthetjük, ha az erősítőben frekvenciafüggő negatív visszacsatolást alkalmazunk. Célszerű a legnagyobb frekvencián változatlanul hagyni a visszacsatolás mértékét, és a kisebb frekvenciák felé fokozatosan növelni. Ezt rendszerint az erősítő gerjedékenységének a növelése nélkül megtehetjük. A 7. táblázat szerint  $A_v$  legyen a frekvenciafüggő visszacsatolás mértéke, maximálisan 12 dB. Feltételezzük, hogy azonos arányban nőnek a torzítási csillapítások is. Ekkor a 7. táblázat alsó részében feltüntetett intermodulációs zajokat kapjuk.

A frekvenciafüggő visszacsatolás  $10^{A_v}$  arányban csökkenti a termikus zajokat is, mert  $A_v$  értékkel kisebb csillapítású kábelkiegyenlítőre van szükség.

### 14.3 Egy 2700 csatornás berendezés vonalszaka intermodulációs zajának számítása

Az erősítő, ill. erősítőszakasz adatai:

átvitt sáv: 0,312–12,388 MHz,  
kimenő szint,  $a(f)$  a 9. táblázat szerinti,  
 $a_0 = -26$  dBr,  
 $a_{20} = 72$  dB,  $a_{30} = 95$  dB, 12,388 MHz-en.

A visszacsatolás frekvenciafüggősége,  $A_v$  a táblázat szerinti.

( $A_v$  értékét a kisebb frekvenciákon korrigáltuk a néhány pontban végzett ellenőrző torzításmérések eredményével.)

$h = 12$  dB = 1,38 Np,  
 $a_{11} = -15$  dBm0.



Az erősítészakasz hossza:  $l = 2$  km,

$$m = 20, \Delta f = 1,74 \text{ kHz}, \Delta'f = \frac{12\,076}{2700} = 4,47 \text{ kHz},$$

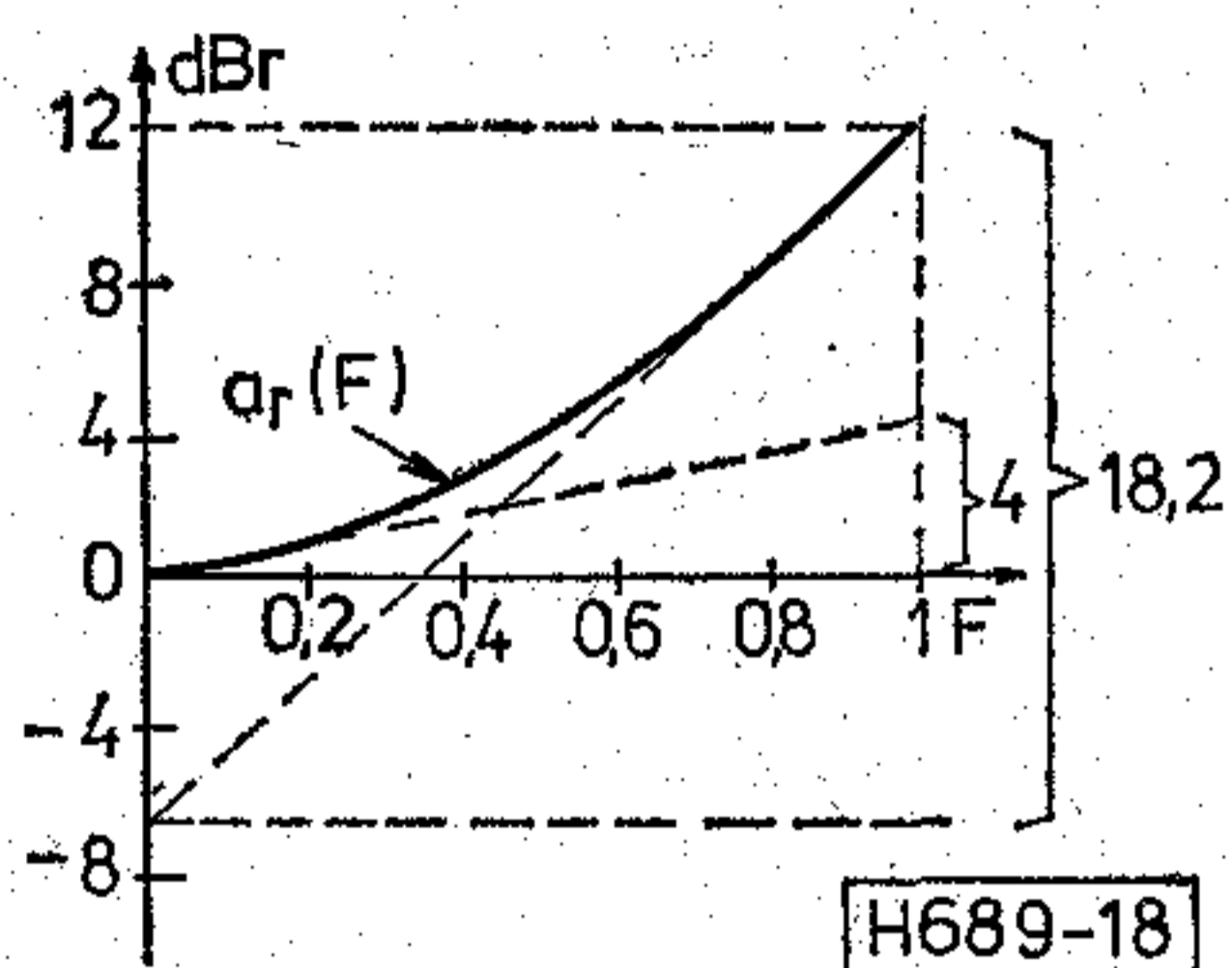
$$F_e = 0,026.$$

Határozzuk meg először a preemfázis karakterisztikát megközelítő biexponenciális görbe matematikai alakját.

A 18. ábra szerint:

$$t_0 = 4 \text{ dB} = 0,46 \text{ Np},$$

$$t_1 = 18,2 \text{ dB} = 2,1 \text{ Np}.$$



18. ábra.  $a_r(F)$  fél-exponenciális preemfázis esetén

$t_0$  és  $t_1$  értékét a (22d)-be behelyettesítve, kapjuk:

$$\gamma = -0,07 \approx 0.$$

Mivel  $\gamma \ll \beta$ , a félexponenciális közelítéssel próbálkozhatunk. A (22f) egyenletbe  $t_1$  és  $h$  értékét behelyettesítve, kiszámíthatjuk  $\beta$ -t:

$$0,223 = \frac{1}{\beta} (1 - e^{-\beta}) = X.$$

A fenti egyenlőség megoldásához bármilyen közelítő módszert alkalmazhatunk, de előnyösen használható a 8. táblázat is, amelyben a gyakrabban szereplő  $\beta$  értékekre megadjuk  $X$  értékét, közbenső értékek számításához lineáris interpolációt használhatunk.

A megoldásnak  $\beta = 4,43$ -at veszünk. A (22b) formulából:

$$b = \frac{2t_1 e^{2h}}{\beta e^{\beta}} = 0,178 \quad \text{és} \quad c = 0,822.$$

Tehát a félexponenciális közelítő görbe, amit  $[a_r(F)]_k$ -val jelölünk:

$$[a_r(F)]_k = 10 \log [0,178 e^{4,43F} + 0,822] \text{ [dBr]}. \quad (55)$$

8. táblázat

$$X = \frac{1}{\beta} (1 - e^{-\beta})$$

$\beta$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	0,432	0,417	0,404	0,391	0,379	0,367	0,356	0,345	0,335	0,326
3	0,317	0,308	0,300	0,292	0,284	0,277	0,270	0,264	0,257	0,251
4	0,245	0,240	0,235	0,229	0,224	0,220	0,215	0,211	0,207	0,203
5	0,199	0,195	0,191	0,188	0,184	0,181	$X \approx \frac{1}{\beta}$			

9. táblázat

$F$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	
$f$	0,312	2,73	5,14	7,55	9,97	12,388	MHz
$a(F)$	-26	-25	-23,5	-20,9	-17,6	-14	dBr
$a_r(F)$	0	1	2,5	5,1	8,4	12	dBr
$[a_r(F)]_k$	0	0,98	2,72	5,3	8,4	12	dBr
$\Delta a_r(F)$	0	-0,2	+2	+1	0	0	cB
$10a_r(F)$	1	1,26	1,8	3,2	6,9	15,8	
$A_v$	17	13	9	5	2	0	dB
$10^{-A_v}$	0,02	0,05	0,13	0,32	0,6	1	
$\zeta_2'$	0,19	0,18	0,17	0,15	0,07	—	pW0p/km
$\zeta_2''$	—	0,002	0,01	0,02	0,05	0,09	pW0p/km
$\zeta_3'$	0,01	0,04	0,10	0,19	0,21	0,13	pW0p/km
$\zeta_t$	0,2	0,22	0,28	0,38	0,33	0,32	pW0p/km



Átszámítás dBm és W, dBmO és WO, dBmOp és WOp között

dBm	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
+ 40	10	12,6	15,8	20	25,1	31,6	39,8	50,1	63,1	73,4	W
+ 30	1	1,26	1,58	2	2,51	3,16	3,98	5,01	6,31	7,94	
+ 20	100	126	158	200	251	316	398	501	631	794	
+ 10	10	12,6	15,8	20,0	25,1	31,6	39,8	50,1	63,1	79,4	mW
+ 0	1	1,26	1,58	2,00	2,51	3,16	3,98	5,01	6,31	7,94	
- 0	1000	794	631	501	398	316	251	200	158	126	$\mu$ W
- 10	100	79,4	63,1	50,1	39,8	31,6	25,1	20,0	15,8	12,6	
- 20	10	7,94	6,31	5,01	3,98	3,16	2,51	2,00	1,58	1,26	
- 30	1	0,794	0,631	0,501	0,398	0,316	0,251	0,2	0,158	0,126	
- 40	10 <sup>5</sup>	79 430	63 100	50 120	39 800	31 620	25 120	19 950	15 850	12 530	
- 50	10 <sup>4</sup>	7943	6310	5012	3980	3162	2512	1935	1585	1259	
- 60	1000	794	631	501	398	316	251	200	159	126	pW
- 70	100	79,4	63,1	50,1	39,8	31,6	25,1	20,0	15,9	12,6	
- 80	10	7,9	6,3	5,0	4,0	3,2	2,5	2	1,6	1,3	
- 90	1	0,79	0,63	0,50	0,40	0,32	0,25	0,2	0,16	0,13	
- 100	0,1	0,08	0,06	0,05	0,04	0,03	0,02	0,02	0,02	0,01	

Kiszámított értékét és a tényleges  $a_r(F)$  görbétől való  $\Delta a_r(F)$  eltérést a 9. táblázatban tüntetjük fel. A maximális eltérés  $< 2$  cB, tehát a közelítést igen jónak kell tekintenünk. (Természetesen a valóságos preemfázis görbe is eltér  $1 \approx 2$  cB-lel a tervezett görbétől, mert azt csak egy bizonyos pontossággal lehet megvalósítani. A preemfázis előállításához rendszerint egy-két áthidalt  $T$  tagot használunk.)

Az intermodulációs vonali zajok, a (40) formulák alapján:

$$\zeta_2'(F) = \frac{\Delta f N}{\Delta' f l} \left[ \frac{w_2'(F + F_e)}{10^{a_r(F)}} \right]$$

$$\cdot 10^{2a_0 + 2a_{11} - a_{20} - A_v + 9} \text{ [pWOp/km]},$$

$$\zeta_2''(F) = \frac{\Delta f N}{\Delta' f l} \left[ \frac{w_2''(F - F_e)}{10^{a_r(F)}} \right]$$

$$\cdot 10^{2a_0 + 2a_{11} - a_{20} - A_v + 9} \text{ [pWOp/km]},$$

$$\zeta_3'(F) = 179 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{-A_v} \frac{98e^{\beta F} - 90Fe^{\beta F} - 207e^{-\beta F} + 5(1 + 2F - 2F^2) + 41,5F + 400}{10^{a_r(F)}} \text{ [pWOp/km]} \quad (56)$$

A számítások végeredményét a 9. táblázatban tüntetjük fel. Látszik, hogy az intermodulációs zajok lényegesen a CCITT által megengedett 1 pWOp/km határ alatt vannak.

Az erősítők még akkor is teljesítik az előírásokat, ha a vonalszakaszon a harmadrendű termékek összegeződése például 40 erősítőn át történik. Számolnunk

$$\zeta_3'(F) = \frac{\Delta f N^2 m}{\Delta' f l} \left[ \frac{w_3'(F)}{10^{a_r(F)}} \right]$$

$$\cdot 10^{2a_0 + 3a_{11} - a_{30} - A_v + 9} \text{ [pWOp/km]}.$$

A fenti formulákban  $a_{20}$  és  $a_{30}$  értéke 12,388 MHz-en értendő.

A konstansok értékét behelyettesítve, és  $w_i(F)$  kifejezéseit a (17) formulákból véve, kapjuk:

$$\zeta_2'(F) = 0,083 \cdot 10^{-A_v} \cdot$$

$$\frac{-0,15e^{\beta F} + 99,7e^{-\beta F} - 2,7F + 13,6}{10^{a_r(F)}} \text{ [pWOp/km]},$$

$$\zeta_2''(F) = 0,083 \cdot 10^{-A_v} \cdot$$

$$\frac{0,12e^{\beta F} - 0,06Fe^{\beta F} + 1,35F - 0,17}{10^{a_r(F)}} \text{ [pWOp/km]},$$

kell még a pilot- és talajhőmérséklet-szabályozók okozta szinteltérések hatásával is. Például:  $a_0$  2 dB-es változására  $\zeta_2$  kb. 1,6-szorosára,  $\zeta_3$  pedig 2,5-szörösére nő. Az erősítők még így is teljesítik a  $\zeta_t < 1$  pWOp/km előírást, de ha egyidejűleg az összegeződés  $> 20$  erősítőnél áll fenn, akkor már túllépjük az előírt értéket.



## 15. Végkövetkeztetések

Cikkünk célja az volt, hogy az intermodulációs zajok számításáról, erről a meglehetősen nehezen áttekinthető és csak bonyolultan számítható témakörrel könnyebben kezelhető és a fizikai lényegét világosabbá tevő tárgyalásmódot adjunk. Az alkalmazott számítások alapján véve egyszerűek, kézi számológéppel is könnyen elvégezhetőek.

Hasznosak és szemléletesek a végformulák alapján képezett diagramok, ezeket azonban helyhiány miatt nem közölhetjük. Ugyancsak a számításokat könnyíti meg az  $y_1(F)$  kifejezés táblázatba való foglalása.

Lineáris preemfázis esetén, mivel csak egy paraméterről van szó, ez egyetlen táblázattal elvégezhető, amit  $y'_2, y'_2, y'_3$ -re a 3., 4. és 5. táblázatban meg is adtunk. Biexponenciális és félexponenciális esetekben azonban több paraméterről van szó, ezért egy táblázatsorozatra van szükség [18]. Megemlíjtjük még, hogy ha  $\beta \gg 1, b \ll 1$ , a biexponenciális és a félexponenciális esetben, egyes tagok elhanyagolhatók, és az így kapott formulák lényegesen egyszerűbbek lesznek.

### Függelék

#### A) A másodrendű különbségi termékek számítása biexponenciális eloszlás esetén

A (10a) formulába behelyettesítve:  $p(F) = be^{\beta F} + ce^{\gamma F}$ , kapjuk:

$$\begin{aligned} w'_2(F) &= 4 \int_0^{1-F} [be^{\beta F_1} + ce^{\gamma F_1}][be^{\beta(F+F_1)} + ce^{\gamma(F+F_1)}] dF_1 = \\ &= 4 \int_0^{1-F} [b^2 e^{2\beta F_1} + c^2 e^{2\gamma F_1} + bc(e^{\beta F} + e^{\gamma F})e^{(\beta+\gamma)F_1}] dF_1 = \\ &= \frac{2b^2}{\beta} [e^{2\beta} e^{-\beta F} - e^{\beta F}] + \frac{2c^2}{\gamma} [e^{2\gamma} e^{-\gamma F} - e^{\gamma F}] + \\ &+ \frac{4bc}{\beta + \gamma} [e^{\beta+\gamma}(e^{-\beta F} + e^{-\gamma F}) - (e^{\beta F} + e^{\gamma F})]. \quad (F.1) \end{aligned}$$

Most és a következőkben a számítások helyességét azzal is ellenőrizhetjük, hogy végeredményeinkben  $b$  és  $c$  valamint  $\beta$  és  $\gamma$  teljesen szimmetrikusan kell hogy szerepeljen.

A másodrendű összegtermékek teljesen hasonló módon számíthatók.

#### B) A harmadrendű különbségi termékek számítása biexponenciális eloszlás esetén

Számítsuk ki először a hasznos sávon belüli eloszlást. A (10d) formulában az integrálandó rész a (9) formula szerint:

$$\begin{aligned} I &= p(F_1)p(F_2)p(F_k) = \\ &= (be^{\beta F_1} + ce^{\gamma F_1})(be^{\beta F_2} + ce^{\gamma F_2})(be^{\beta F_k} + ce^{\gamma F_k}) = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= b^3 e^{\beta F_1} e^{\beta F_2} e^{\beta F_k} + c^3 e^{\gamma F_1} e^{\gamma F_2} e^{\gamma F_k} + \\ &+ b^2 c [e^{\gamma F_1 + \beta F_2 + \beta F_k} + e^{\beta F_1 + \gamma F_2 + \beta F_k} + e^{\beta F_1 + \beta F_2 + \gamma F_k}] + \\ &+ bc^2 [e^{\beta F_1 + \gamma F_2 + \gamma F_k} + e^{\gamma F_1 + \beta F_2 + \gamma F_k} + e^{\gamma F_1 + \gamma F_2 + \beta F_k}]. \quad (F.2) \end{aligned}$$

A fenti kifejezést kell a (10d) formulába helyettesíteni,  $F_j$  megfelelő értékével. Így  $0 < F < 1$ -re kapjuk:

$$\begin{aligned} w'_3(F) &= 36 \left[ \int_F^{1-\frac{F+F_k}{2}} \int_F^{1-\frac{F+F_k}{2}} I(F_j = F - F_1 + F_k) dF_1 dF_k + \right. \\ &+ \int_F^1 \int_0^{1-F} I(F_j = F_1 - F + F_k) dF_1 dF_k + \\ &+ \left. \int_{\frac{F}{2}}^{F+2F_k-F} \int_0^{F+2F_k-F} I(F_j = F + F_1 - F_k) dF_1 dF_k \right]. \quad (F.3) \end{aligned}$$

A számítási munka felét megtakaríthatjuk, ha felismerjük, hogy (F.2)-ben az első rész első és második tagja csak abban különbözik, hogy  $b$  és  $c$ , valamint  $\beta$  és  $\gamma$  fel van cserélve. Hasonlóan a második és a harmadik rész között is csak ez a különbség. Így elegendő csak az első rész első felére és a második részre elvégezni az integrálást, és az eredményhez hozzáadni a  $b$  és  $c$ ,  $\beta$  és  $\gamma$  felcserélésével kapott eredményt. Az első rész első tagjának az integrálja:

$$\begin{aligned} w'_3(F) &= 36b^3 \left[ \int_F^{1-\frac{F+F_k}{2}} \int_F^{1-\frac{F+F_k}{2}} e^{\beta F} e^{2\beta F_k} dF_1 dF_k + \right. \\ &+ \int_F^1 \int_0^{1-F} e^{2\beta F_1} e^{-\beta F} e^{2\beta F_k} dF_1 dF_k + \\ &+ \left. \int_{\frac{F}{2}}^{F+2F_k-F} \int_0^{F+2F_k-F} e^{2\beta F_1} e^{\beta F} dF_1 dF_k \right] = \\ &= 36b^3 \left\{ \left[ \frac{1}{8\beta^2} + \left( \frac{1}{8\beta^2} + \frac{1}{4\beta} \right) e^{2\beta} \right] e^{\beta F} - \right. \\ &\left. - \frac{1}{4\beta} (1 + e^{2\beta}) F e^{\beta F} - \frac{e^{2\beta}}{4\beta^2} e^{-\beta F} \right\} \quad (F.4) \end{aligned}$$

(F.2)-ben a  $c^3$ -nel szorzott tag integrálját úgy kapjuk, hogy a fenti formulában  $b$  és  $\beta$  helyébe  $c$ -t és  $\gamma$ -t írunk. Így kapjuk:

$$\begin{aligned} w'_3(F) &= 36c^3 \left\{ \left[ \frac{1}{8\gamma^2} + \left( \frac{1}{8\gamma^2} + \frac{1}{4\gamma} \right) e^{2\gamma} \right] e^{\gamma F} - \right. \\ &\left. - \frac{1}{4\gamma} (1 + e^{2\gamma}) F e^{\gamma F} - \frac{e^{2\gamma}}{4\gamma^2} e^{-\gamma F} \right\}. \quad (F.5) \end{aligned}$$

(F.2)-ben a  $b^2 c$ -vel szorzott tag integrálja:



$$\begin{aligned}
w'_3(F) &= 36b^2c \int_0^1 \int_0^{\frac{F+F_k}{2}} [e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} e^{2\beta F_k} + \\
&+ e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} e^{(\beta+\gamma)F_k} + e^{\beta F} e^{(\beta+\gamma)F_k}] dF_1 dF_k + \\
&+ \int_0^1 \int_0^F [e^{-\beta F} e^{(\beta+\gamma)F_1} e^{2\beta F_k} + e^{-\gamma F} e^{(\beta+\gamma)F_1} e^{(\beta+\gamma)F_k} + \\
&+ e^{-\beta F} e^{2\beta F_1} e^{(\beta+\gamma)F_k}] dF_1 dF_k + \int_{\frac{F}{2}}^F \int_0^{2F_k-F} [e^{\beta F} e^{(\gamma+\beta)F_1} + \\
&+ e^{\gamma F} e^{(\beta+\gamma)F_1} e^{(\beta-\gamma)F_k} + e^{\beta F} e^{2\beta F_1} e^{(\gamma-\beta)F_k}] dF_1 dF_k = \\
&= 36b^2c \left\{ \left[ \frac{1}{2(\beta+\gamma)^2} - \frac{1}{2\beta(\beta-\gamma)} \right] + \right. \\
&+ \left[ \frac{1}{2(\beta+\gamma)^2} + \frac{1}{2(\beta+\gamma)} - \frac{1}{2\beta(\beta-\gamma)} \right] e^{\beta+\gamma} \left. \right\} e^{\beta F} + \\
&+ \frac{1+e^{\beta+\gamma}}{2(\beta+\gamma)} F e^{\beta F} - \frac{e^{2\beta} + e^{\beta+\gamma}}{2\beta(\beta+\gamma)} e^{-\beta F} + \\
&+ \frac{1+e^{2\beta}}{\beta^2+\gamma^2} e^{\gamma F} - \frac{e^{\beta+\gamma}}{(\beta+\gamma)^2} e^{-\gamma F} \left. \right\}. \quad (F.6)
\end{aligned}$$

(F.2)-ben a  $c^2b$ -vel szorzott tag integrálját úgy kapjuk meg, hogy a fenti formulában  $b$ -t és  $c$ -t, valamint  $\beta$ -t és  $\gamma$ -t felcseréljük. Ebben, valamint (F.4), (F.5), (F.6)-ban az  $e^{\beta F}$ ,  $F e^{\beta F}$  stb. tagok együtt-hatóit összeadva, kapjuk a (13c) formula  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  konstansait.

### C) A harmadrendű összegtermékek számítása biexponenciális eloszlás esetén

A (10f) és (F.2) formulák alapján a  $0 < F < 1$  sávban:

$$\begin{aligned}
w''_3(F) &= 36 \int_0^{\frac{F}{3}} \int_0^{\frac{F-F_1}{2}} \{ [b^3 e^{\beta F} + c^3 e^{\gamma F}] + \\
&+ b^2c [e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} e^{(\beta-\gamma)F_1} + e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} + e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1}] + \\
&+ bc^2 [e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} e^{(\gamma-\beta)F_1} + e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} + e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1}] \} dF_1 dF_1.
\end{aligned}$$

Itt szintén elegendő csak az első tag első felére és a második tagra elvégezni az integrálást. Az első tag másik fele és a harmadik tag  $b$  és  $c$ , valamint  $\beta$  és  $\gamma$  felcserélésével adódik.

$$\begin{aligned}
w''_{31}(F) &= 3b^3 e^{\beta F} F^2, \\
w''_{32}(F) &= 18b^2c \left[ \frac{e^{\gamma F}}{(\beta-\gamma)^2} + \frac{F e^{\beta F}}{\beta-\gamma} - \frac{e^{\beta F}}{(\beta-\gamma)^2} \right]. \quad (F.7)
\end{aligned}$$

A  $b$  és  $c$ ,  $\beta$  és  $\gamma$  felcserélésével kapott tagokat is figyelembe véve, átrendezés után kapjuk a (15) formulát.

### D) A harmadrendű különbségi termékek számítása biexponenciális eloszlás esetén, a hasznos sáv alatt

A (10c) és (F.2) formulák alapján a  $-1 < F < 0$  sávban:

$$\begin{aligned}
w'_{-3}(F) &= 36 \int_{-F}^1 \int_0^{\frac{F+F_k}{2}} \{ b^3 e^{\beta F} e^{2\beta F_k} + c^3 e^{\gamma F} e^{2\gamma F_k} + \\
&+ b^2c [e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} e^{2\beta F_k} + e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} e^{(\beta+\gamma)F_k} + e^{\beta F} e^{(\beta+\gamma)F_k}] + \\
&+ bc^2 [e^{\gamma F} e^{(\beta-\gamma)F_1} e^{2\gamma F_k} + e^{\beta F} e^{(\gamma-\beta)F_1} e^{(\gamma+\beta)F_k} + \\
&+ e^{\gamma F} e^{(\beta+\gamma)F_k}] \} dF_1 dF_k.
\end{aligned}$$

Az első tag első felére és a második tagra adódik:

$$\begin{aligned}
w'_{-31}(F) &= 18b^3 \left\{ \left[ \frac{1}{2\beta} - \frac{1}{4\beta^2} \right] e^{2\beta} e^{\beta F} + \right. \\
&+ \left. \frac{e^{2\beta}}{2\beta} F e^{\beta F} + \frac{1}{4\beta^2} e^{-\beta F} \right\}, \\
w'_{-32}(F) &= 36b^2c \int_{-F}^1 \left\{ \frac{e^{\beta F} e^{2\beta F_k}}{\gamma-\beta} \left[ e^{(\gamma-\beta)\frac{F+F_k}{2}} - 1 \right] + \right. \\
&+ \frac{e^{\gamma F} e^{(\beta+\gamma)F_k}}{\beta-\gamma} \left[ e^{(\beta-\gamma)\frac{F+F_k}{2}} - 1 \right] + \\
&+ \left. e^{\beta F} e^{(\beta+\gamma)F_k} \left[ \frac{F+F_k}{2} \right] \right\} dF_k = \\
&= 18b^2c \left\{ \left[ \frac{e^{2\beta}}{\beta(\beta-\gamma)} + \frac{e^{\beta+\gamma}(\beta+\gamma-1)}{(\beta+\gamma)^2} \right] e^{\beta F} + \right. \\
&+ \frac{e^{\beta+\gamma}}{\beta+\gamma} F e^{\beta F} + \left[ \frac{2}{\beta^2-\gamma^2} - \frac{1}{\beta(\beta-\gamma)} \right] e^{-\beta F} + \\
&+ \left. \frac{e^{-\gamma F}}{(\beta+\gamma)^2} - \frac{2e^{\beta+\gamma}}{\beta^2-\gamma^2} e^{\gamma F} \right\}. \quad (F.8)
\end{aligned}$$

$b$  és  $c$  valamint  $\beta$  és  $\gamma$  felcserélésével kapjuk az első tag második felét és a harmadik tagot. Összevonás után kapjuk a (16) formulákat.

### E) A harmadrendű különbségi termékek számítása fél-exponenciális eloszlás esetén

A (14) formulákban  $A_1$ ,  $B_1$  és  $C_1$  nem tartalmazza az egyes tagok nevezőjében a  $\gamma$  tényezőt szorzóként. Így ezekben minden további nélkül alkalmazhatjuk a  $\gamma=0$  helyettesítést. Így kapjuk a (17c) formula  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  tagjait. Az  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $C_2$ -ben szétválaszthatjuk azokat a tagokat, amelyek  $\gamma \rightarrow 0$  átmenetnél véges értékűek maradnak, és azokat amelyek végtelenné válnak. Így írhatjuk:

$$\begin{aligned}
A_2 e^{\gamma F} + B_2 F e^{\gamma F} + C_2 e^{-\gamma F} \xrightarrow{\text{ha } \gamma \rightarrow 0} 18 \left\{ bc^2 \left[ \frac{1}{\beta^2} + \right. \right. \\
\left. \left. + \left( \frac{1}{\beta^2} + \frac{1}{\beta} \right) e^{\beta} \right] + b^2c \frac{2+2e^{2\beta}}{\beta^2} - c^2b \frac{1+e^{\beta}}{\beta} F - \right.
\end{aligned}$$



$$-b^2c \frac{2e^\beta}{\beta^2} + 18c^3[\dots] + 18 \frac{bc^2}{\gamma} \cdot \left[ \left( -\frac{1}{\gamma-\beta} - \frac{e^\beta}{\gamma-\beta} \right) e^{\gamma F} - \frac{e^{2\gamma} + e^\beta}{\gamma+\beta} e^{-\gamma F} \right]_{\gamma \rightarrow 0}$$

A második tag nem tartalmazza a  $b$  tényezőt. Egyszerű megfontolás útján is belátható, hogy ennek

a tagnak eredményül a preemfázis nélküli esetnek megfelelő értéket kell adnia [legegyszerűbben ez az (F.2) egyenletben  $b=0$ ,  $\gamma=0$  helyettesítéssel látható be]. Tehát a (12b) szerint, az ebből a tagból eredő rész:

$$w'_3(F) = 9(1+2F-2F^2). \quad (F.9)$$

A harmadik tag közös nevezőre hozás után lesz:

$$\begin{aligned} & -18bc^2 \frac{(\gamma+\beta)e^{\gamma F} + (\gamma+\beta)e^\beta e^{\gamma F} + (\gamma-\beta)(e^{2\gamma-\gamma F} + e^{\beta-\gamma F})}{\gamma(\gamma^2-\beta^2)} = \\ & = -18bc^2 \frac{\gamma[e^{\gamma F} + e^{\beta+\gamma F} + e^{2\gamma-\gamma F} + e^{\beta-\gamma F}] + \beta[e^{\gamma F} + e^{\beta+\gamma F} - e^{2\gamma-\gamma F} - e^{\beta-\gamma F}]}{\gamma(\gamma^2-\beta^2)} = \\ & = -18bc^2 \frac{\gamma(2+2e^\beta) + \beta[1+\gamma F + e^\beta(1+\gamma F) - 1 - 2\gamma + \gamma F - e^\beta(1-\gamma F)]}{\gamma(\gamma^2-\beta^2)} \end{aligned}$$

$$18bc^2 \left[ \frac{2+2e^\beta}{\beta^2} + \frac{2F}{\beta} - \frac{2}{\beta} + \frac{2e^\beta F}{\beta} \right], \quad \text{ha } \gamma \rightarrow 0.$$

Végeredményben kapjuk:

$$\begin{aligned} [A_2 e^{\gamma F} + B_2 F e^{\gamma F} + C_2 e^{-\gamma F}]_{\gamma \rightarrow 0} & = 9c^3(1+2F-2F^2) + 18bc^2 \frac{1+e^\beta}{\beta} F + \frac{36b^2c}{\beta^2} [e^{2\beta} - e^\beta + 1] + \\ & + \frac{18bc^2}{\beta} \left[ \left( 1 + \frac{3}{\beta} \right) e^\beta + \frac{3}{\beta} - 2 \right]. \end{aligned} \quad (F.10)$$

## IRODALOM

- [1] Dr. Lajta Gy.: Előkiemelés alkalmazása szélessávú vezetékes összeköttetésben. PKI Közl. VII. 1966.
- [2] Gordos G.: Sokcsatornás berendezések intermodulációs zajainak a számítása. PKI Közl. VII. 1966.
- [3] Csernoch J.: Intermodulációs zajok számítása mikrohullámú FDM berendezésekben, BHG—ORION—TERTA Műsz. Közl. 1976. 2 és 4.
- [4] Cebe L.: Átviteltechnika II. KKVMF jegyzet 1979.
- [5] Brockbank-Wass: Nonlinear Distortion in Transmission Systems. J. IEE. 92. 1945.
- [6] S. Fedida: Some design considerations for links carrying multichannel telephony. The Marconi Review, 1956. No. 1.
- [7] S. Janson—V. Stending: Some problems concerning noise in wide-band carrier systems. Ericsson Technics, 1960. No. 1.
- [8] H. L. Bakker: The output power of line amplifiers in carrier telephony systems employing preemphasis. Philips Tel. Rev. 1965. No. 1.
- [9] N. Rydbeck: A Volterra Series Analysis of Intermodulation Distortion in Carrier Frequency Systems. Ericsson Technics, 1976. No. 2.
- [10] N. Rydbeck: Intermodulation Distortion for a 12 MHz Carrier Frequency System. Ericsson Technics, 1976. No. 2.
- [11] J. Boer—C. Hooljkamp: The required load capacity of FDM multi-channel amplifiers. Philips Tel. Rev. 1978. No. 4.
- [12] R. Bertin—A. Fromageot: Préaccentuation et non linéarité des répéteurs. Cables et Transmission, 1958. No. 3.
- [13] J. Schwob: Distortion non linéaire d'un signal téléphonique multiplex à repartitionen frequence avec préaccentuation. C. et T. 1963. No. 1.
- [14] A. Fromageot: Préaccentuation, puissance de sortie, ... C. et T. 1966. No. 4.
- [15] A. Comte: Calcul des caractéristiques fondamentales des équipements de lignes à 2700 voies et à 10800 voies. C. et T. 1968. No. 3.
- [16] H. Soulier: Calcul du bruit dans une voie téléphonique d'un système a courants porteurs. C. et T. 1971. No. 2.
- [17] H. Soulier: Les bruits dans un système a 60 MHz. C. et T. 1972. No. 1.
- [18] D. Farber: Raszeset harakterisztik mnogokanalnüh szisztem szvjazi sz tranzisztornümi uszilityeljami. 1963.
- [19] A. V. Lebedjev: Raszeset sumov mnogokanalnüh szisztem szvjazi. 1977.

## SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL\*

A távközlés ágazatába tartozó nagy vállalatoknál újfajta telefonrendszerekkel kísérleteznek, melyek különlegessége az, hogy a központ és a mellékállomások között a kapcsolatot üvegszál-kábellel oldják meg. Ezáltal szükségtelessé válik a mellékállomásokon az összes elektromosan táplált építőelem. Egy lézerdíóda segítségével előállított fény üvegszál-

lon keresztül jut el az egyik készülék mikrofontokjában levő akusztikai-optikai átalakítóhoz, innen pedig a modulálás után optikai villán és üvegszálon keresztül a másik készülék hallgatójában levő opto-akusztikai átalakítóhoz. Problémát okoz viszont a hagyományos elektromechanikus csengő alkalmazása, mivel a fény teljesítménye csak 4–5 mW. A Bell-laboratóriumban új akusztikai jelzőberendezést építettek, egy piezoelektromos elemet, amely meglepően magas hatásokkal (33%) optikai bemenőteljesítményt akusztikai teljesítménnyé alakít át. (Funkschau, 1979. márc. 16. [646])

\*

A Bosch-cég bemutatta BCN 5 típusú 1 chipes, kazettás tv-képmagnóját. A könnyen hordozható magnó a cserélhető, kompatibilis kazetták mellett stúdióminőséget is nyújt. Fel-

(Folytatás a 27. oldalon)

\* Válogatás a Kohó- és Gépipari Tud. Informatikai és Ipargazdasági Közp. információs anyagából



# Transzformált szűrők ekvivalens zajsávszélessége

B. NAGY PÉTER  
BME Alkalmazott Biofizikai Laboratórium

Kimutatjuk, hogy ha két lineáris, invariáns szűrő transzfer függvénye egymásból a  $p+p^{-1} \langle - \rangle_s$  transzformációval nyerhető, akkor a két szűrő ekvivalens zajsávszélessége között egy nagyon egyszerű, közvetlen kapcsolat áll fenn. A javasolandó segédtelet bizonyítása után egy egyszerű példát mutatunk be annak felhasználására.

## Alkalmazott jelölések

$a, Q$	szűrőparaméterek,
$f(x)$	általános páros skalárfüggvény,
$K(p)$	az eredeti szűrő transzfer függvénye,
$K_t(p)$	a transzformált szűrő transzfer függvénye,
$p$	komplex frekvencia,
$s$	transzformált komplex frekvencia,
$n$	a szűrő fokszáma,
$x, y$	általános skalár változók,
$\beta$	az eredeti szűrő ekvivalens zajsávszélessége,
$\beta_t$	a transzformált szűrő ekvivalens zajsávszélessége,
$\omega, \omega'$	frekvencia,
$\Omega$	transzformált frekvencia,
$\omega_0, \omega_1$	transzformációs paraméterek.

## A transzformáció hatása az ekvivalens zajsávszélességre

A szokásos  $p+p^{-1} \langle - \rangle_s$  transzformáció esetén a két frekvenciatartomány között az alábbi kapcsolat áll fenn:

$$S/\omega_1 = p/\omega_0 + \omega_0/p \quad (1)$$

és

$$\Omega/\omega_1 = \omega/\omega_0 - \omega_0/\omega. \quad (2)$$

$\omega_0$  és  $\omega_1$  két független transzformációs paraméter, ti. a viszonyítási frekvenciák a két különböző frekvenciatartományban. A továbbiakban  $\omega_1$ -et választjuk egységnek.

A transzformált szűrő transzfer függvényét a fenti frekvenciatranszformáció segítségével nyerhetjük az eredeti szűrő transzfer függvényéből.

$$K_t[p] = K[s] = K[p/\omega_0 + \omega_0/p] \quad (3)$$

A két szűrő ekvivalens zajsávszélessége a jól ismert definíció alapján a következő:

$$\beta = \frac{[2\pi]^{-1}}{|K[j\omega]|_{\max}^2} \int_0^{\infty} |K[j\omega]|^2 d\omega \quad (4)$$

és

$$\beta_t = \frac{[2\pi]^{-1}}{|K\left[j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]|_{\max}^2} \int_0^{\infty} \left|K\left[j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]\right|^2 d\omega. \quad (5)$$

Bár a hosszadalmas integrálás megfelelő irodalmi segédlet [1] felhasználásával gyakran elkerülhető, általában már  $\beta$  meghatározása is nehézkes.  $\beta_t$  kiszámítása látszólag még bonyolultabb, de — mint ahogy azt a későbbiekben kimutatjuk — ez valójában nincs így, mivel  $\beta$  és  $\beta_t$  között egy nagyon egyszerű, közvetlen kapcsolat található.

A későbbiekben bizonyítandó tétel szerint

$$\beta_t = \omega_0 \beta, \quad (6)$$

vagyis a transzformált szűrők ekvivalens zajsávszélessége tulajdonképpen invariáns a transzformációra, mindössze a viszonyítási frekvenciák hányadosával ( $\omega_0$ ) szorzódik meg.

## A javasolt tétel bizonyítása

Könnyen belátható, hogy

$$|K[j\omega]|_{\max} = \left|K\left[j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]\right|_{\max} \quad (7)$$

és

$$\begin{aligned} & \int_0^{\infty} \left|K\left[j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]\right|^2 d\omega = \\ & = \omega_0 \int_0^{\infty} \left|K\left[j\left(\omega' - \frac{1}{\omega'}\right)\right]\right|^2 d\omega', \end{aligned} \quad (8, 9)$$



így a javasolt tétel bizonyításához elegendő kimutatni, hogy

$$\int_0^{\infty} \left| K \left[ j \left( \omega - \frac{1}{\omega} \right) \right] \right|^2 d\omega = \int_0^{\infty} |K[j\omega]|^2 d\omega. \quad (10)$$

Az alábbiakban bebizonyítjuk, hogy minden páros  $f(x)$  függvényre

$$\int_0^{\infty} f(x) dx = \int_0^{\infty} f \left( x - \frac{1}{x} \right) dx. \quad (11)$$

Mivel minden lineáris, invariáns szűrő transzfer függvények abszolút értéke a frekvencia páros függvénye [2], így (11)-ből (10) egyértelműen következik.

A (11) bal oldalába helyettesítsünk be egy új  $y$  változót, amelyre

$$y = x - \frac{1}{x}. \quad (12)$$

Mivel az  $y(x)$  függvény a  $[0, \infty]$  intervallumban szigorúan monoton, így invertálható is. Inverze az alábbi  $x(y)$  függvény:

$$x = \frac{y + \sqrt{y^2 + 4}}{2}, \quad (13)$$

továbbá

$$\frac{\partial x}{\partial y} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{y}{\sqrt{y^2 + 4}}. \quad (14)$$

Alakítsuk át a (11) egyenlet bal oldalát a (12), (13) és (14) egyenletek felhasználásával.

$$\int_0^{\infty} f \left( x - \frac{1}{x} \right) dz = \int_{-\infty}^{\infty} f(y) \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{y}{\sqrt{y^2 + 4}} \right] dy. \quad (15)$$

(15) bal oldalán bontsuk fel az integrálási tartományt két részre. Az így kapott összeg két utolsó tagjában cseréljük fel az integrálási változó előjelét, és használjuk ki, hogy  $f(y)$ ,  $f(x)$ -hez hasonlóan, páros függvény.

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} f \left( x - \frac{1}{x} \right) dz &= \frac{1}{2} \int_0^{\infty} f(y) dy + \frac{1}{2} \int_0^{\infty} f(y) \frac{y}{\sqrt{y^2 + 4}} dy - \\ &- \frac{1}{2} \int_0^{\infty} f(y) dy - \frac{1}{2} \int_0^{\infty} f(y) \frac{y}{\sqrt{y^2 + 4}} dy = \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{\infty} f(y) dy + \frac{1}{2} \int_0^{\infty} f(y) \frac{y}{\sqrt{y^2 + 4}} dy + \\ &+ \frac{1}{2} \int_0^{\infty} f(y) dy - \frac{1}{2} \int_0^{\infty} f(y) \frac{y}{\sqrt{y^2 + 4}} dy = \\ &= \int_0^{\infty} f(y) dy = \int_0^{\infty} f(x) dx \end{aligned} \quad (16)$$

## Példa a segédtétel alkalmazására n-szeres elsőfokú aktív sávszűrők ekvivalens zajsáv szélessége

Az alábbiakban egy egyszerű példát mutatunk be a fentiekben levezetett segédtétel alkalmazására. Határozzuk meg az olyan szűrők ekvivalens zajsáv szélességét, melyek  $n$  db azonos elsőfokú sávszűrő alaptagot tartalmaznak!

A vizsgált szűrők transzfer függvénye,  $K_i(p)$ , az alábbi módon adható meg:

$$K_i[p] = \{K_{i1}[p]\}^n. \quad (17)$$

Elsőfokú sávszűrőnek nevezzük az alábbi két transzfer függvény valamelyikével leírható szűrőket.

$$K_{i1,1}[p] = \frac{1+a^2}{a^2} \frac{pa/\omega_0}{[1+pa/\omega_0][1+p/a\omega_0]} \quad (18)$$

$$K_{i1,2}[p] = \frac{p/Q\omega_0}{1+p/Q\omega_0+p^2/\omega_0^2} \quad (19)$$

$K_{i1,1}(p)$  két valós pólussal,  $K_{i1,2}(p)$  pedig egy komplex póluspárral rendelkezik. A két szűrőfajta között fennálló fizikai különbségek (pl tranzienseik jellege) matematikai szempontból nem lényegesek, hiszen alkalmas helyettesítéssel teljesen azonos alakra hozhatók:

$$Q = \frac{1}{a+a^{-1}}. \quad (20)$$

A továbbiakban ezért általánosan használjuk a (19) szerinti transzfer függvényt minden elsőfokú sávszűrő jellemzésére. A  $K_i(p)$  transzfer függvényrel rendelkező szűrő ekvivalens zajsáv szélességének,  $\beta_i$ -nek a meghatározása a definícióban szereplő bonyolult integrálás elvégzésével rendkívül nehéz lenne, ezért használjuk fel a fenti segédtételt.

$K_i(p)$ -t írjuk át a transzformáció elvégzésére alkalmasabb alakba:

$$K_i[p] = \left[ \frac{p/Q\omega_0}{1+p/Q\omega_0+p^2/\omega_0^2} \right]^n = \left[ \frac{1}{1+Q \left[ \frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p} \right]^2} \right]^n. \quad (21)$$

A fenti segédtétel szerint

$$\beta_i = \frac{\omega_0}{Q} \beta, \quad (22)$$

ahol  $\beta$  az alábbi  $K(p)$  transzfer függvényrel rendelkező szűrő ekvivalens zajsáv szélessége:

$$K[p] = \left[ \frac{1}{1+p} \right]^n, \quad (23)$$

és

$$\beta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} |K[j\omega]|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{[1+\omega^2]^n}. \quad (24)$$

A (24)-ben szereplő határozott integrálra egyszerű rekurzív formulát találhatunk.



$$\int_0^{\infty} \frac{d\omega}{[1+\omega^2]^n} = \frac{\omega}{[1+\omega^2]^n} \Big|_0^{\infty} - \int_0^{\infty} \frac{-2n\omega^2}{[1+\omega^2]^{n+1}} d\omega =$$

$$= 2n \int_0^{\infty} \frac{\omega^2}{[1+\omega^2]^{n+1}} d\omega \quad (25)$$

A (25) egyenlőség bal oldalát bontjuk törzstényezőssé alakra:

$$\frac{\omega^2}{[1+\omega^2]^{n+1}} = \frac{1}{[1+\omega^2]^n} - \frac{1}{[1+\omega^2]^{n+1}}, \quad (26)$$

így

$$\int_0^{\infty} \frac{d\omega}{[1+\omega^2]^n} = 2n \left\{ \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{[1+\omega^2]^n} - \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{[1+\omega^2]^{n+1}} \right\}. \quad (27)$$

(27) rendelkezésével kaphatjuk meg a keresett rekurzív formulát:

$$\frac{2n-1}{2n} \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{(1+\omega^2)^n} = \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{(1+\omega^2)^{n+1}}. \quad (28)$$

Az  $n=1$  esetben az integrálás könnyen elvégezhető:

$$\int_0^{\infty} \frac{d\omega}{1+\omega^2} = \operatorname{artg} \omega \Big|_0^{\infty} = \pi/2. \quad (29)$$

(28) és (29) felhasználásával tetszőleges  $n$  esetben is zárt formulát adhatunk a (27) szerinti határozott integrálra:

$$\int_0^{\infty} \frac{d\omega}{[1+\omega^2]^n} = \frac{\pi}{2} \left[ 1 \times \frac{1}{2} \times \frac{3}{4} \times \dots \times \frac{2n-3}{2n-2} \right] =$$

$$= \frac{\pi}{2} \frac{(2n-2)!}{[(n-1)!]^2 2^{2n-2}}. \quad (30)$$

(22), (24) és (30) felhasználásával az  $n$ -szeres elsőfokú sávszűrők ekvivalens zajsávzsélessége az alábbi:

$$\beta_t = \frac{\omega_0}{4Q} \frac{(2n-2)!}{[(n-1)!]^2 2^{2n-2}}. \quad (31)$$

### Véggöveztetések

A fentiekben kimutattuk, hogy a lineáris, invariáns szűrők ekvivalens zajsávzsélességét — a viszonyítási frekvenciák hányadosától eltekintve — nem befolyásolja a széleskörben használatos  $p+p^{-1}$   $\langle - \rangle$  s transzformáció. A tétel gyakorlatilag minden szűrőre alkalmazható, de tényleges egyszerűsítést csak az aluláteresztőből transzformált sávszűrők esetében tesz lehetővé, amikor is a vizsgált szűrő transzfer függvénye logaritmikus frekvencialeptékben szimmetrikus [3]. Befejezésül a javasolt segédtelet egy konkrét felhasználási lehetőségét is áttekintettük.

### IRODALOM

- [1] Bode, H. W.: Hálózatok és visszacsatolt erősítők tervezése. Műszaki Könyvkiadó, 1961.
- [2] Géher Károly: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, 1968.
- [3] B. Nagy Péter: Tranziens elven történő ultrahang szintmérés. Egyetemi doktori értekezés, 1979.

(Folytatás a 24. oldalról)

vételi minősége megegyezik a BCN 50/40/20 típusokéval. A kazetta bármely állásban kivehető és a BCN 50/40/20 típusok közül bármelyikén felhasználható. A BCN 5 súlya kb. 12 kp. A kazettánkénti játékidő 20 perc. A beépített elem két kazetta megírására elegendő, de külső telepek csatlakoztatásával a felvételi idő meghosszabbítható. Lehetővé teszi a felvétel, a visszatekerés, az áttekerés, a lejátszás, a leállítás, a felvétel kép- és hangszintjének, valamint a telepek feszültségének ellenőrzését. A BCN 5 egyszerű kezelésű, de lehetőség van a távvezérlésre is. A koaxiálisan elhelyezett csévetestek biztosítják, hogy a meghajtáshoz csak egyetlen motort kelljen használni. Ez olcsóbb is és kisebb fogyasztást tesz lehetővé. A kazetta por- és vízmentesen zárt, kicserélése csak néhány másodpercet vesz igénybe. (Funkschau, 1979. jan. 19. [647])

\*

A japán Matsushita cég egysugaras index színes képcső alkalmazásával hordozható televíziós vevőkészüléket fejlesztett. A képernyő átmérője 11,4 cm. A készülék teljesítményfelvétele 7 W, így pl. kilenc szárazelemmel három órán keresztül üzemeltethető.

Az index-képcső, szemben a szokásos háromsugaras árnyékmáskos képcsővel egyetlen elektronsugárral működik. A kék, zöld és piros színezőanyagok függőleges sávokban találhatók a képernyőn. A színes foszforsávok között ultraibolya sugarat kibocsátó agyagból levő indexsávok vannak, amelyek a so-

ronkénti letapogatáshoz szükséges ultraibolya-fényimpulzusokat szolgáltatják. Az ultraibolya-fényimpulzusok ultraibolya-érzékeny fotomultiplier segítségével vezérlőimpulzusokat állítanak elő egy elektronikus kapcsolás számára, amely a színjelek helyes sorrendjét adja meg. A készülék NTSC- és Pal-rendszerben készül. Az index színes képcső előnye még, hogy mágneses térrel szemben teljesen érzéketlen. (Funkschau, 1979. márc. 20. [648])

\*

A száloptikai rendszerek (szálak, kábelek, emitterek és detektorok) piaca 1978-ban 16,5 millió font sterling volt a világon (Japán nélkül). Az elkövetkező öt évben ez a piac 240 millió font sterlinget ér el, s 70% körüli átlagos évi növekedés várható. A Creative Strategies International piackutató intézet szerint a száloptikai rendszerek piaca két, egymástól többé-kevésbé függetlenül fejlődő nagyobb szektorra oszlik: egyik a lakossági tv és a távközlési rendszerek, a másik az adatátviteli hálózatok szegmense. A távközlési rendszerekben a száloptika már versenyképessé vált, és alkalmas a rézhuzal helyettesítésére.

A távközlési ipar fokozatosan átáll a teljesen digitális rendszerekre, a kábeles tv területén azonban ez a fejlődés gyorsabb, mert kevesebb a szigorúan előírt műszaki feltétel.

A másik nagy szegmens, az adatátviteli hálózatok várható éves növekedése nagyobb; 1978-at alapul véve 92%, majd

(Folytatás a 33. oldalon)



# Hordozóanyagok és fémrétegszerkezetek mikrohullámú vékonyréteg-integrált áramköri célokra

VÉRTEŠY MIKLÓŠ-  
DUCZA ISTVÁN  
Távközlési Kutatóintézet

Az elmúlt évtizedben az elektronikai ipar ugrásszerű fejlődését az integrált áramkörök tették lehetővé, mindenekelőtt az elektronikai termékek megbízhatóságának nagyságrendekkel történő megnövekedése, a geometriai méretek és teljesítményigények jelentős csökkenése, valamint az olcsó tömeggyártásra való alkalmasságuk miatt. Ebben a folyamatban a monolit technológia játszotta a főszerepet.

A monolit technológia mellett számos területen széleskörűen alkalmazható a vele egyenrangú, azt kiegészítő, sok esetben azt túlhaladó hibrid integrált technológia, mely elsősorban berendezésorientált, viszonylag kisebb darabszámban igényelt, speciális, egyedi feladatokat ellátó áramkörök előállítására alkalmas. A hibrid eljárás tipikus területei az analóg, a nagyszintű és a nagyfrekvenciás áramkörök.

Mikrohullámú integrált áramkörök megvalósítására legáltalánosabban a vékonyréteg technika alkalmas, amely biztosítani tudja a viszonylag kis csillapítást, valamint a finom vezető- és ellenálláshálózat kialakítását is. Hangsúlyozni kell azonban, hogy a vékonyréteg technológia nem egyedüli megvalósítási lehetőség, bizonyos esetekben ugyanolyan jól vagy jobban alkalmazható a vastagréteg vagy a nyomtatott huzalozású (pl. duroid) technológia is. Újabban olyan törekvések is látszanak, hogy az áramkörök kialakításánál kombinálva használjanak vékony- és vastagréteg technikát (pl. a mikroszalag tápvonalak vékony-, az ellenállások pedig vastagréteges megvalósításban készüljenek [1]).

A hagyományos, kisméretű integrált áramkörökhöz viszonyítva a mikrohullámú eszközök sok szempontból különböznek. A hordozó, valamint a fémrétegek megválasztásánál figyelembe kell venni a mikrohullámú sajátosságokat, elsősorban a hordozó veszteségét, dielektromos állandóját és felületi simaságát, valamint a fémrétegek fajlagos ellenállását és vastagságát. Külön meg kell említeni a viszonylag vastag (5–12  $\mu\text{m}$ ) fémréteg szükségességét. A kis veszteségek megvalósítása miatt a vezető fémréteg vastagságának ugyanis meg kell haladnia a skinmélység 3–5-szörösét [2] (2 GHz frekvencián a skinmélység értéke jól vezető fémeknél pl. Cu, Au, Ag

1,5  $\mu\text{m}$ , a kerámiához jól tapadó, de rosszul vezető rétegeknél pl. Ta, Ti, Cr pedig 4–8  $\mu\text{m}$  [3, 4]). A skinmélység a frekvencia növelésével csökken. Mikrohullámú áramkörök tervezésénél tekintettel kell lenni arra is, hogy a legelterjedtebben alkalmazott mikroszalag tápvonalas elrendezésben az energiaterjedés túlnyomórészt a dielektrikumban történik. Ha két szalagvezető közel kerül egymáshoz, nemkívánatos csatolások léphetnek fel, ezért nem lehet tetszőleges közelségben elhelyezni a vezető és az ellenállás elemeket.

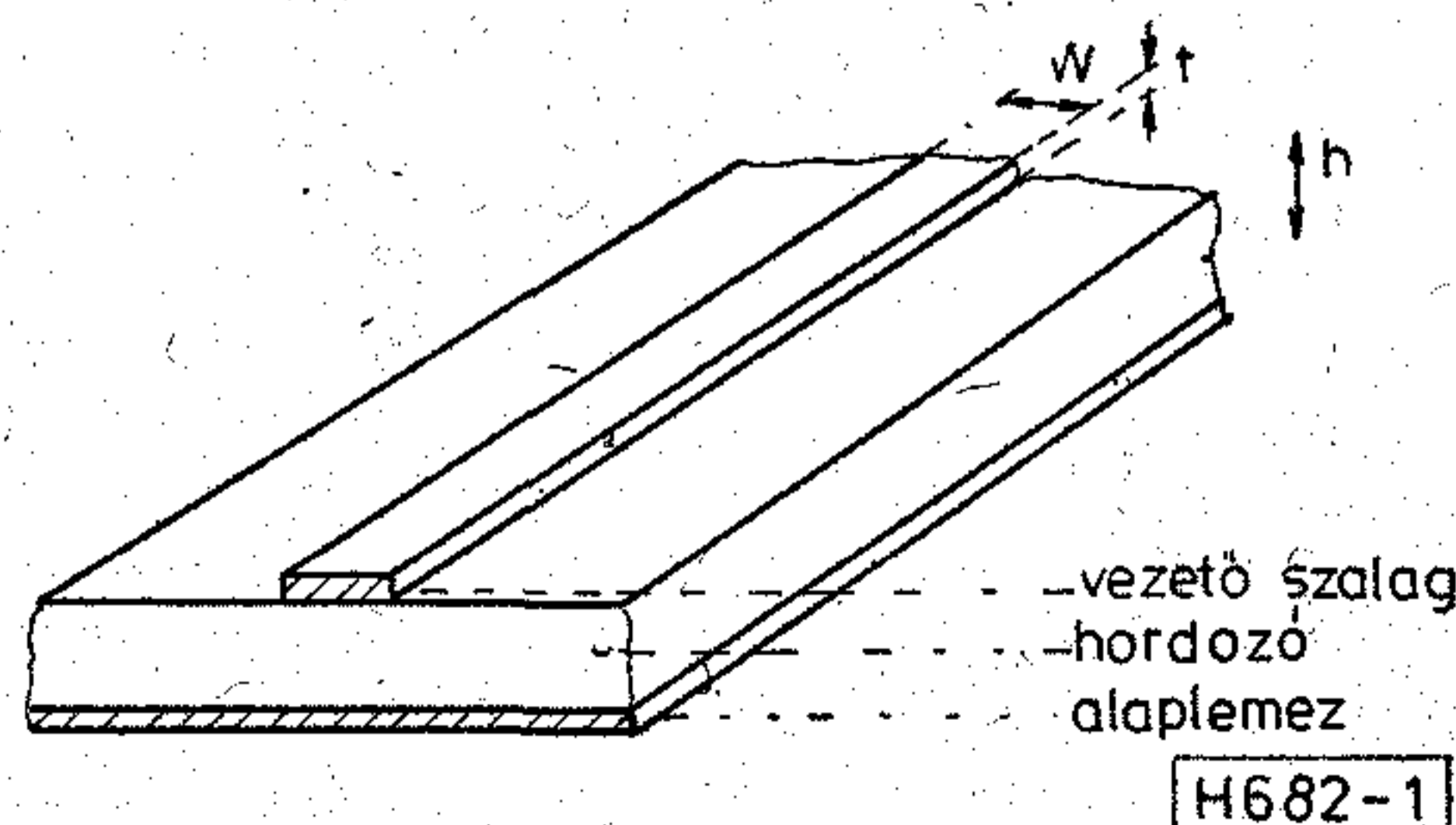
Ezek a különleges mikrohullámú specifikációk a hordozóval, valamint a vezető és az ellenállásrétegek fémezésével szemben (a kisméretű áramkörökkel összehasonlítva) speciális követelményeket támasztanak. Ezeket a követelményeket tárgyaljuk a következő fejezetekben.

## Mikrohullámú vékonyréteg áramkörök hordozóanyagai

A mikrohullámú integrált áramkörök kialakításánál a hordozó (szubsztrátum) kettős szerepet tölt be. Egyrészt mint az áramkör mechanikus értelemben vett hordozója, másrészt mint a két vezető réteg közötti dielektrikum, amelyben az energiaterjedés történik.

A hordozó anyaga és különböző tulajdonságai nagymértékben befolyásolják a mikroszalag áramkörök egyik leglényegesebb paraméterét, a jósági, ill. a veszteségi tényező értékét.

A mikroszalag tápvonalas áramkörök (tipikus elrendezés az 1. ábrán látható) jósági tényezője ( $Q$ )



1. ábra. Mikroszalag tápvonal sematikus képe



a vezető rétegtől ( $Q_V$ ) és a dielektrikumtól függő ( $Q_D$ ) jósági tényezők össze [5]:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_V} + \frac{1}{Q_D}, \quad (1)$$

melyekre a következő összefüggések írhatók fel:

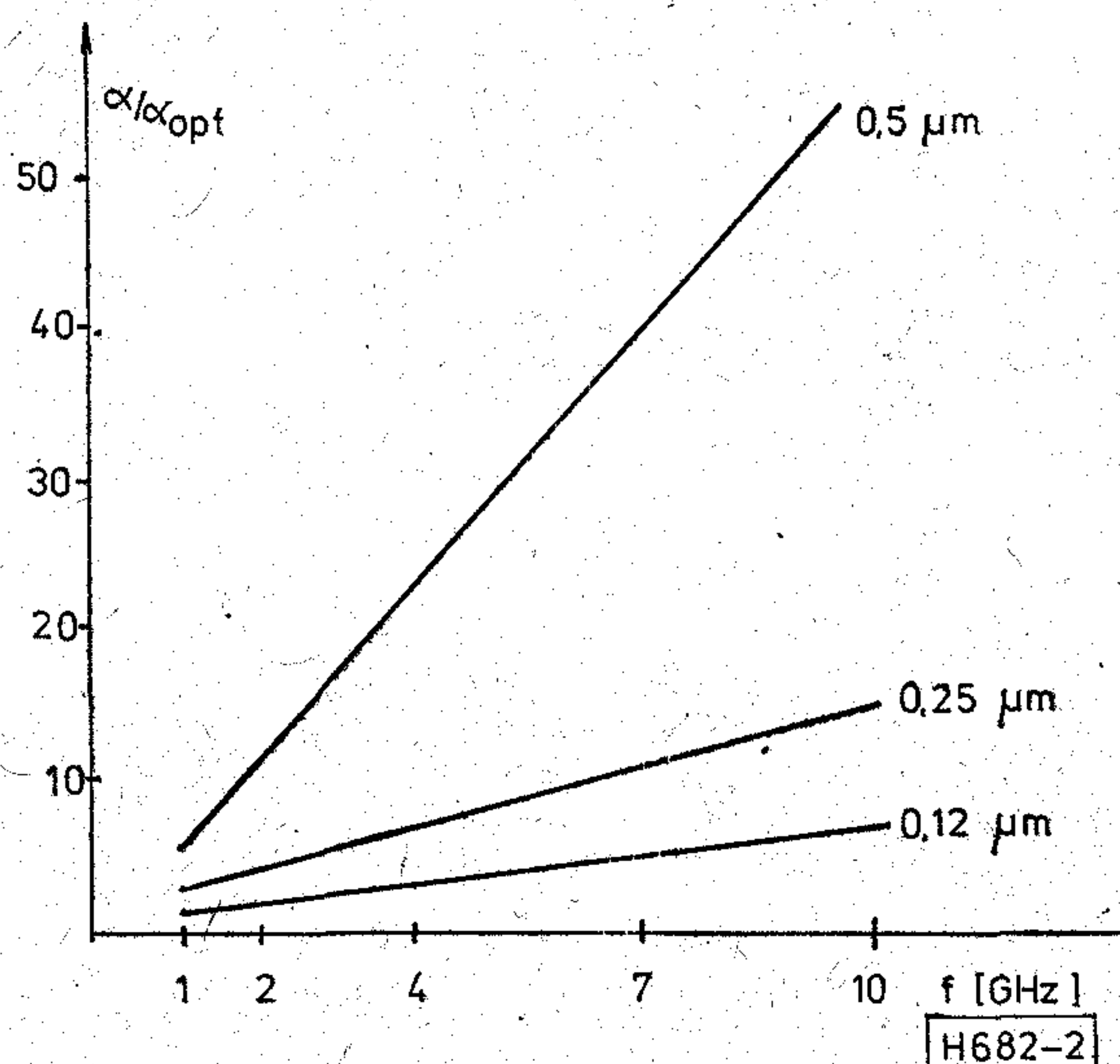
$$Q_V \approx h\sqrt{f}\sqrt{\sigma_V} \quad (2)$$

$$Q_D \sim f\epsilon_h\epsilon_r, \quad (3)$$

ahol  $h$  a hordozó vastagsága,  $f$  a frekvencia,  $\sigma_V$  a fémréteg vezetőképessége,  $\epsilon_h$  a hordozó fajlagos ellenállása,  $\epsilon_r$  pedig a hordozó relatív dielektromos állandója.

A (2) kifejezésben a fentiekén kívül figyelembe kell venni, hogy a vezető szalag jósági tényezője a fémréteg vezetőképességén kívül a szubsztrátanyag felületi érdességétől is függ [2]. Az érdesség négyzetes középértéke polírozott kerámiánál  $0,02 \mu\text{m}$ -t is elérhet, míg egyszerű égetett („as fired”) kerámiánál ez csak  $0,25 \mu\text{m}$  (mikrohullámú alkalmazás esetén ez a megengedhető érdesség felső határa).

Égetett kerámián kialakított mikrohullámú vezetőszalag veszteségének növekedése az optikai felületi minőséghez képest néhány GHz-es frekvencián még csekély (lásd 2. ábrát). A csillapítás növekedése miatt



2. ábra. A felületi érdesség hatása a mikroszalag tápvonal veszteségének nagyságára (optikailag sima felülethez viszonyítva)

mikrohullámú célokra csak finom felületű (a megengedhető felületi érdesség értéke a frekvencia függvénye) kerámia alkalmas. Mivel a kereskedelmi forgalomban kapható  $\text{Al}_2\text{O}_3$  kerámia ára erősen függ a felületi minőségtől (pl. a  $0,25 \mu\text{m}$  és  $0,025 \mu\text{m}$  felületi érdességű kerámiák árának aránya 1:30–50), célszerű mindig gondosan mérlegelni, hogy adott célra milyen felületi minőség szükséges.

A mikrohullámú integrált áramkörök egyik legjellemzőbb elektromos paramétere a hullámellenállás, amely a következő (egyszerűsített) formulával fejezhető ki:

$$\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}\cdot Z_0 = 60 \ln \left( \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \text{ ohm}, \quad \frac{w}{h} \leq 1,$$

$$\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}\cdot Z_0 = \frac{120\pi}{\frac{w}{h} + 2,42 - 0,44 \frac{h}{w} + \left(1 - \frac{h}{w}\right)^6} \text{ ohm}, \quad \frac{w}{h} > 1, \quad (4)$$

ahol  $\epsilon_{\text{eff}}$  az ún. effektív dielektromos állandó (mely a relatív dielektromos állandó és a  $w/h$  hányados függvénye),  $w$  pedig a mikroszalag vonal szélessége. A hullámellenállás tehát a vezetőréteg szélesség és a hordozó vastagság hányadosának a függvénye. Mivel gyakorlati esetekben a hullámellenállás értéke általában 20–100 ohm között van, ez megkötést jelent a  $w/h$  hányados értékére vonatkozóan.

Az előzőek alapján a mikrohullámú vékonyréteg eszközök hordozóival szemben támasztott követelmények az alábbiakban foglalhatók össze [2, 3, 6, 7, 8]:

- vastagságértéke tegye lehetővé a mikroszalag tápvonalak szélességértékeinek figyelembevételével a szükséges hullámimpedancia megvalósítását (a kereskedelmi forgalomban levő hordozók vastagsága általában  $0,635 \text{ mm}$ ),
- dielektromos állandója legyen nagy, valamint a hő- és frekvenciaváltozásoktól független,
- dielektromos vesztesége legyen kicsi,
- felületi érdessége legyen kicsi ( $\leq 0,25 \mu\text{m}$ ), a gazdaságossági szempontokat is figyelembe véve,
- hosszmeretének toleranciája legyen minimális, az egységes árnyékoló dobozmechanika kialakíthatósága érdekében,
- hővezető képessége legyen nagy értékű, mivel a hordozón elhelyezendő elemek által termelt hőmennyiséget el kell vezetnie,
- hőtágulási tényezője lehetőleg legyen a rajta levő rétegek hőtágulásával megegyező vagy ahhoz közel álló, a káros mechanikai feszültségek elkerülése érdekében,
- legyen a vegyszereknek ellenálló, miután pl. az áramkör-előállítás egyik fontos lépése a maratás,
- legyen könnyen megmunkálható, darabolható, fúrható,
- mechanikai szilárdsága legyen megfelelő, ne deformálódjon.

Az 1. táblázatban láthatók a különböző hordozó anyagoknak a mikrohullámú integrált áramkörök előállítására szempontjából legfontosabbnak tartott tulajdonságai [7, 8].

Az üveg és a kvarc relatív dielektromos állandója kicsi, de felületük igen jó minőségű. Hátrányként jelentkezik az üveg nagy veszteségi tényezője, valamint a kvarc nagyon kicsi hővezető képessége és magas ára. Az üveget egyáltalán nem, a kvarcot pedig csak ritkán használják fel mikrohullámú áramkör előállítására, elsősorban nagyobb frekvenciák esetén.

A zafír dielektromos tulajdonságai, hővezető képessége, felületi minősége igen kiváló, azonban viszonylag drága.

A félvezető anyagokat (Si, GaAs) általában 30 GHz feletti frekvenciatartományban használják, miután itt a geometriai méretek jelentősen csökkennek. Igen nagy előnyük, hogy az aktív eszközök (dióda, tran-



Mikrohullámú hordozóanyagok jellemzői

Anyag	Rel. diel. áll. $\epsilon_r$	Veszt. tényező $\tan \delta \cdot 10^{-4}$ [2 GHz]	Hővezetőkép.	Hőtágulási tényező $8 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 25 °C–300 °C	Felületi érdesség átlagos, négyzetese ( $\mu\text{m}$ )
			Joule cm·s·°C		
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> 99,5%	9,5	3	0,021	6,0	polírozott: 0,03–0,15 égetett: 0,25
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> 96%	8,9	6	0,020	6,4	
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> 85%	8,0	15	0,013	6,5	—
BeO 99,5%	6,4	3	0,13	6,0	0,4
TiO <sub>2</sub>	85,0	40	0,002	8,3	
Ferrit	12–14	10	0,14	—	0,025
Si	11,9	40	0,08	4,2	0,025
GaAs	13,3	16	0,023	5,7	0,025
Zafír	9,4–11,5	1	0,021	5,0–6,6	0,025
Kvarc	3,75	1	0,0008	0,55	0,025
Üveg	5,75	36	0,0005	4,6	0,02

zisztor) a vezető- és ellenállás-hálózatokkal egyszerre alakíthatók ki, kedvezőtlen viszont a csillapítás igen nagy értéke.

Mindezek ellenére várható, hogy a félvezető alapú mikrohullámú áramkörök előállításának szerepe a jövőben növekedni fog.

A TiO<sub>2</sub> kerámiának viszonylag nagy dielektromos állandója van, a hullámhosszcsökkenés ezért itt a legjelentősebb (kb. 9-szeres). Elsősorban a viszonylag kisebb frekvenciájú (1–3 GHz-es) áramkörök előállításánál (ahol a geometriai méretek a legnagyobbak) van jelentősége. Sajnos a dielektromos állandó értéke erősen hőmérsékletfüggő, ezért felhasználása nem terjedt el.

A ferrit eddig főleg mint nonreciprok eszköz előállítására alkalmas anyag volt ismert, ilyen területen széles körben alkalmazzák. Újabban nagy felületi simasága miatt egyéb területeken is kezd elterjedni a használata.

A BeO kerámia előnye a jó hővezető képesség, ezért elsősorban nagyteljesítményű áramkörökben alkalmazzák. A megmunkálásánál keletkező por mérgező, ami fokozott biztonsági berendezések alkalmazását igényli.

A legelterjedtebben alkalmazott hordozóanyag az alumíniumoxid kerámia (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). A nagy tisztaságú (99,5%-os) anyagnak jó dielektromos tulajdonságai, jó hővezető képessége van, viszonylag olcsó és jó felületű minőségben lehet előállítani. A tisztaság kérdése azért lényeges, mert pl. a 96%-os kerámia jelentős mennyiségű kötőanyagot tartalmaz. A kötőanyag-tartalom erősen befolyásolja a fajlagos ellenállás, a hővezető képesség, az átütési feszültség, a szilárdság, a veszteségi tényező stb. nagyságát.

Ezek értéke annál kedvezőbb, minél tisztább a kerámia. Mikrohullámú célokra csak a 99,5%-os vagy annál nagyobb tisztaságú Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> kerámia jöhet számításba. Az Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> kerámia 20 GHz frekvenciáig alkalmazható hordozóanyagként.

### Mikrohullámú vékonyréteg áramkörök ellenállásrétegei

Mikrohullámú integrált áramkörök esetében az ellenállásrétegek megvalósítása lezárások, osztók stb. kialakítása érdekében szükséges.

A jó mikrohullámú ellenállással szemben támasztott követelmények nagyjából ugyanazok, mint a kisfrekvenciás elemek esetében: jó stabilitás, jó TK, megfelelő disszipációs készség, 10–1000 ohm/□ közötti négyzetes ellenállásérték és a megfelelő pontosságú beállíthatóság.

Az ellenállásrétegek felvitele a hordozóra gőzöléssel, porlasztással, esetleg galvanizálással, pirolízissel, hidrolízissel történhet. Gyakorlatban csak az első két módszer használatos.

Mikrohullámú ellenállásrétegek előállítására a következő anyagok használatosak: Ta, NiCr és Cr. Az egyes anyagok jellemzőit a 2. táblázat tartalmazza

2. táblázat

Ellenállós anyagok jellemzői

Anyag	$R_s$ ohm/□	TK ppm/°C	Stabilitás	Értékbeállítás
Cr	10–1000	–1000– +1000	gyenge	lézer, erózió
NiCr	40–400	20–1000	jó	lézer, erózió
Ta	5–100	–100– +100	kiváló	anódikus, oxidáció

[2, 3, 5, 6]. Ezek a rétegek egyben biztosítják a rozszul tapadó vezető rétegek számára a hordozóhoz való jó tapadást is.

### Mikroszalag tápvonalak vezető rétegei

A mikroszalag tápvonalak rétegösszetételének kialakításánál figyelembe kell venni, hogy a vékonyréteg technológiában általában alkalmazott vezető anyagok rossz tapadóképeségűek. A kis mikrohullámú csillapítás megvalósításához a szubsztrátum (vagy az ellenállásréteg) és a jól vezető fémréteg közé egy vagy több jól tapadó (de egyben rosszabb vezetőképeségű) vékony, köztes réteget kell kialakítani. Ha az ilyen jellegzetes, tapadást elősegítő réteg vastagsága nem haladja meg jelentősen a 1000 Å-öt, ez a köztes réteg nem járul hozzá számottevően a mikrohullámú veszteség növeléséhez. A tulajdonképpeni vezetőréteggént Au vagy Cu használatos.



Anyag	orel Cu-hoz viszonyítva	Skinmélység [ $\mu\text{m}$ ] 2 GHz-en	Hőtágulási együttható [ $\alpha_T/^\circ\text{C}$ $10^{-6}$ ]	Tapadás a hordozóhoz	Tipikus felhasználási terület
Cu	1,0	1,5	18	rossz	vezető réteg
Au	1,36	1,7	15	nagyon rossz	vezető réteg
Ag	0,95	1,4	21	rossz	
Al	1,6	1,9	26	nagyon jó	
Mo	3,3	2,7	6	jó	
Pd	5,9	3,6	12	rossz	diffúziót gátló réteg
Pt	5,8	3,6	9	rossz	diffúziót gátló réteg
Ni	4,3	3,1	13	rossz	diffúziót gátló réteg
Cr	7,6	4,0	9	jó	tapadást biztosító réteg
Ti	35	8,9		nagyon jó	tapadást biztosító réteg

Az alkalmazható fémrétegek néhány fontos tulajdonságát a 3. táblázat tartalmazza [2, 3, 6, 8, 9].

A különböző fémezési kombinációk kiválasztásakor a következő szempontokat kell szem előtt tartani [3, 6, 10]:

- jó vezetőképesség,
- jó tapadási tulajdonságok, jó ohmos kontaktusok,
- a fémrétegek viselkedése a többi fémmel szemben,
- a fémrétegek viselkedése a gyártási eljárás alatt,
- az előállítás egyszerűsége,
- a kívánt teljesítmény biztosítása,
- a jó stabilitás, ellenállóképesség az elektronmigrációval, elektrokémiai korrózióval szemben,
- galvanikus növeszthetőség.

Az összetett, viszonylag vastag fémrétegrendszerek előállítása általában két vagy három lépésben történik. Az első vagy első két lépésben porlasztással vagy porlasztással és gőzöléssel alakítható ki az alsó ellenállás, valamint a tapadóréteg, s ha kell a közbeneső rétegek és esetleg a vezető rétegből is egy vékony (alsó) réteg. Ennek összvastagsága nem haladja meg az 1  $\mu\text{m}$ -t. Következő lépésként kerül sor a vezetőréteg vastagítására (a kívánt kis csillapítás biztosítása érdekében 5–10  $\mu\text{m}$ -re), ami galvanikus úton történik (a kívánt méretpontosság miatt általában ablakgalvanizálással [11]).

### Fémezési rendszerek

A mikrohullámú áramkörök különböző elektromos specifikációi (pl. a veszteség), a klímavédelem, a stabilitás, a technológia kezelhetősége és egyszerűsége, az előállítási ár stb. részben vagy teljesen ellentmondó követelményeket támasztanak a hordozóval és a fémezési rendszerrel szemben. A megoldás csak kompromisszumok útján lehetséges.

Az előző fejezetekben felsorolt, a fémrétegekkel (ellenállás és vezető) szemben támasztott követelmények teljesítése nem könnyű.

Mikrohullámú célokra használatos vékonyréteg hibrid integrált áramkörök fémezési rendszere a legalsó tapadó vagy ellenállásréteg szerint csoportosítható: Cr, NiCr, Ti és Ta alapú rendszereket különböztünk meg [2, 3, 6, 8–10, 12–16].

#### 1. Csak mikroszalag-vezető kialakítása esetén:

- 1.1. Cr—Au  
Cr—Cu  
Cr—Cu—Au  
Cr—Cu—Ni—Au
- 1.2. Ti—Pd—Au  
Ti—Cu—Ni—Au

#### 2. Ellenállásréteget is tartalmazó áramkörök esetén:

- 2.1. NiCr—Ni—Au  
NiCr—Au
- 2.2. Ta(Ta<sub>2</sub>N)—Au  
Ta—Al—Au  
Ta—Cr—Au  
Ta—Ti—Au  
Ta—Ti—Pt—Au  
Ta—Ti—Pd—Au  
Ta—Ti—NiCr—Au  
Ta—NiCr—Au

Az ellenállásrétegek közül az igényeket leginkább a nitrogénnel adalékolt Ta rétegek (Ta<sub>2</sub>N) teljesítik. Reprodukálhatóságuk, fajlagos ellenállásuk, hőfoktényezőjük megfelelő, stabilitásuk és a szubsztrátumhoz való tapadásuk kiváló. A Ta<sub>2</sub>N ellenállásréteg további előnye, hogy az ellenállások értékbeállítása anódos oxidációval viszonylag egyszerűen, 0,1% pontosságban is elvégezhető. Az oxidréteggel bevont ellenállások a klimatikus viszonyoknak is jobban ellenállnak.

A Ta<sub>2</sub>N alapú áramkörök mellett számos helyen használatos a Cr alapú rétegrendszer is, általában



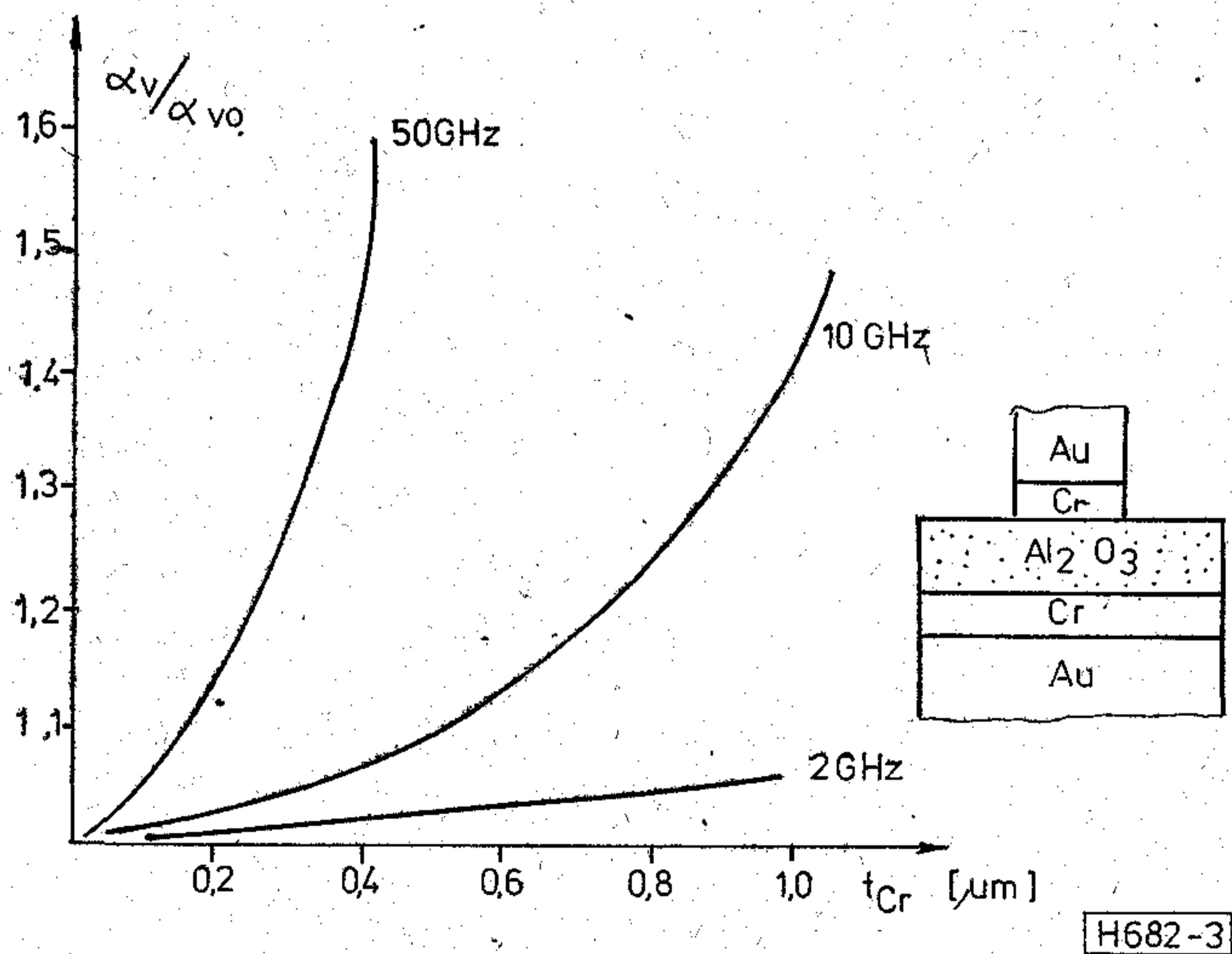
csak mikroszalag tápvonalak kialakítására — tehát csak kötőréteggént — az ellenállásokat morzsa (chip) formában beültetve.

A különböző rétegrendszerek közös jellemzője, hogy vezetőréteggént vagy a legfelső vezetőréteggént csaknem kizárólag Au réteget használnak. Ez biztosítja a rétegek korrózióvédelmét, a jó forraszthatóságot és a jó vezetőképességet is.

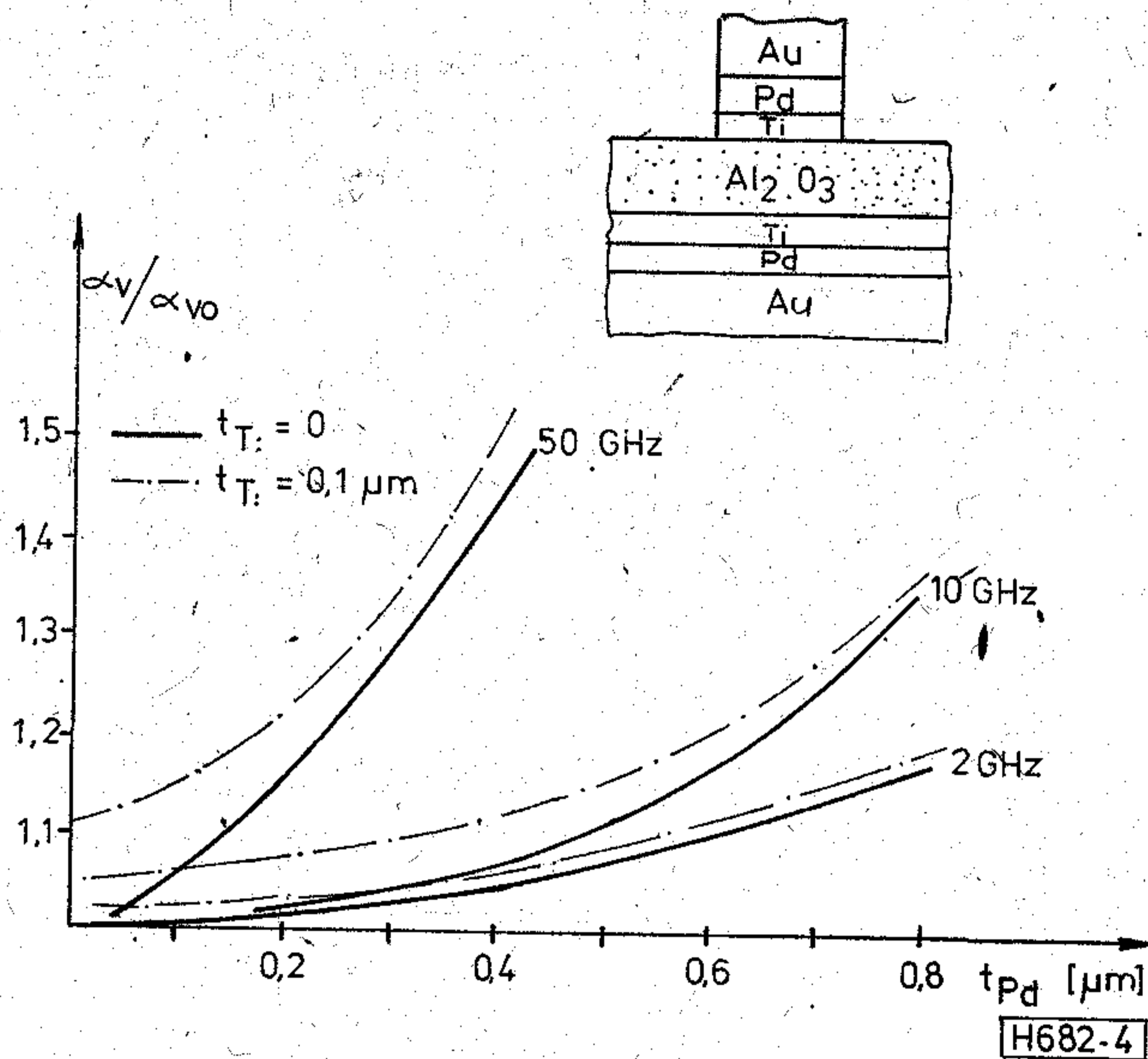
A különböző fémezési rendszerek között a legnagyobb eltérések a rétegrendszerek „köztes” rétegeiben találhatók. Szinte azt lehet mondani, ahány helyen állítanak elő mikrohullámú integrált áramköröket, annyi rétegrendszer létezik. Attól függően, hogy az előállítás során melyik követelmény a legfontosabb (klímavédelem, kis veszteség, technológiai egyszerűség, ár stb.), választható meg a rétegrendszer. Az egyik rendszerről a másikra történő áttérés a különböző hosszadalmas megbízhatósági vizsgálatok miatt nem megy egyik napról a másikra.

Az ellenállás- és köztes rétegek viszonylag nagy fajlagos ellenállásuk miatt megnövelhetik a csillapítás értékét. E rétegek vastagságát ezért nem lehet túl nagyra választani. Például Cr—Au rétegrendszer esetén, ha a Cr-réteg vastagsága 1000 Å alatt van, a veszteség még nagyobb frekvencián sem nő meg jelentős mértékben (lásd 3. ábra) [6]. Három réteg alkalmazásakor (Ti—Pd—Au rendszer) a veszteségértéknek a frekvenciától és a rétegvastagságtól való függését a 4. ábra mutatja [3]. Pl. 10 GHz frekvencián 1000 Å vastag Ti és 2500 Å-nél vékonyabb Pd réteg esetén a csillapításnövekedés 10% alatt van. A csillapítás értéke növekvő frekvenciával igen erősen nő.

A fémréteg rendszerek alkalmazása esetén a fémek egymásra hatása miatt sok esetben megváltoznak a fémek fizikai és elektromos tulajdonságai, pl. csökkenhet a vezetőképesség. Ismeretes pl. hogy az Au, Cu, Ag stb. rétegek vezetőképessége szennyezések hatására csökken [3]. Ha az Au rétegbe az alatta levő fémréteg atomjai bediffundálnak, pl. Cr—Au rendszer esetén a Cr atomok [12, 17], az arany vezetőképessége akár egy nagyságrenddel is csökkenhet, ezáltal a mikrohullámú veszteség megnő, az áramkör nem lesz stabil. Számos szerző szerint ez a diffúziós



3. ábra. Mikroszalag tápvonal relatív vesztesége Cr-Au rendszer esetén a Cr rétegvastagság függvényében [3]



4. ábra. Mikroszalag tápvonal relatív vesztesége Ti-Pd-Au rendszer esetén a Ti és Pd rétegvastagság függvényében [3]

folyamat csak magasabb hőmérsékleten megy végbe, de olyan utalások is ismeretesek, melyek ezt már szobahőmérsékleten is veszélyesnek tartják [18], így a Cr—Au rendszert igényes, stabil áramkörök előállításához nem ajánlják. Hasonló egymásrahatás lép fel Ti—Au vagy Cu—Au esetén.

Ilyen esetben a két fémréteget egy harmadik, az egymásrahatást, a diffúziót gátló, ún. barrier fémréteggel lehet egymástól elválasztani. Erre a legalkalmasabb anyag a Pt, Pd és a Ni. Így alakult ki például az egyik legstabilabbnak, legmegbízhatóbbnak tartott fémezés, a Ta<sub>2</sub>N—Ti—Pd—Au rendszer (pl. Bell vagy GTE).

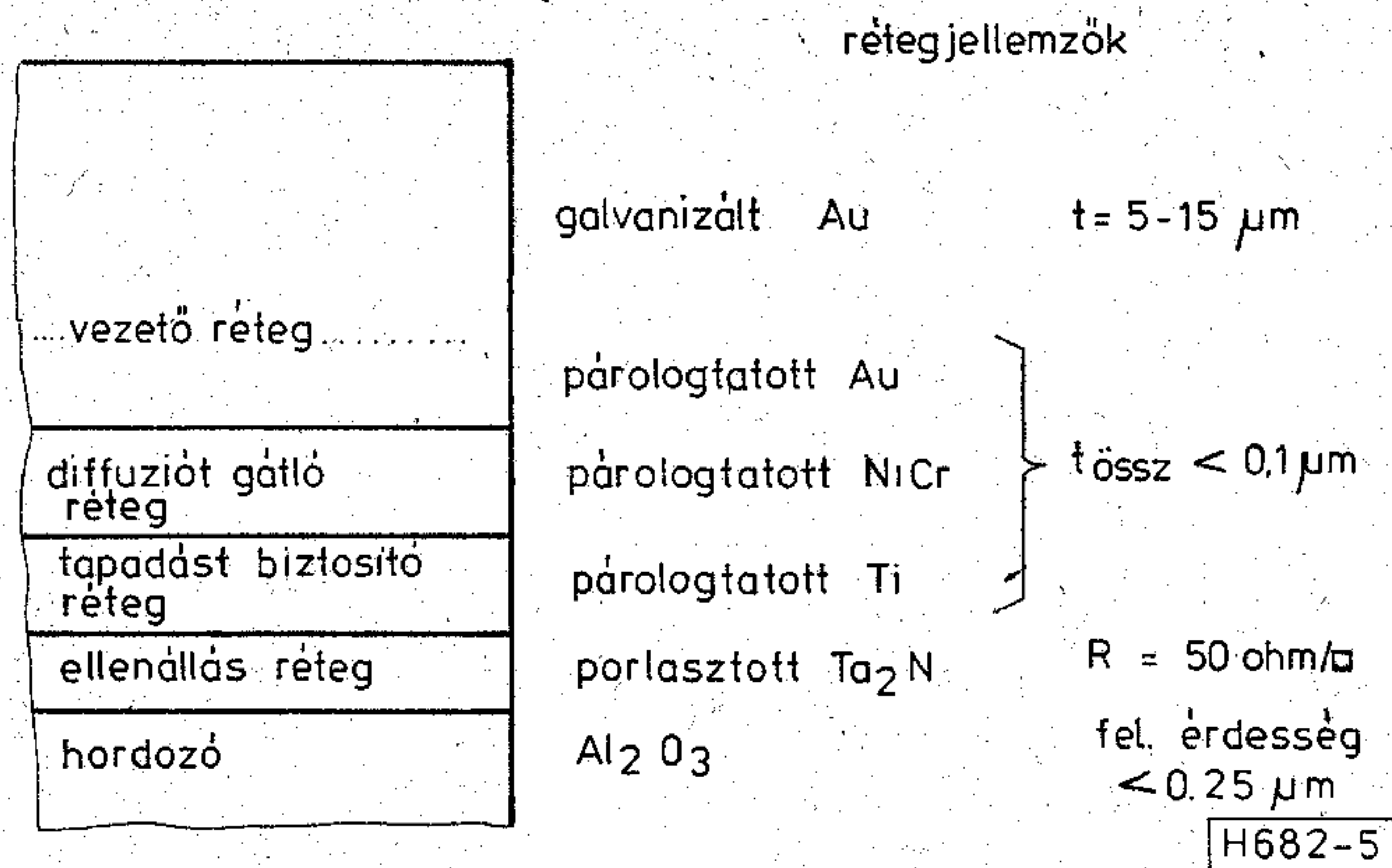
A Ta<sub>2</sub>N—Ti—Pd—Au vagy az ehhez hasonló 4 komponensű fémrétegek kezelése ugyan bonyolultabb, előállítása több időt igényel (bár target-váltós porlasztó berendezésekkel, amelyek 4 fémréteg egymás utáni felvitelére alkalmasak, ez nem okoz jelentős gondot), a megbízhatósági vizsgálatok szerint azonban az ily módon előállított rétegrendszerek alkalmazása mégis gazdaságos, ellenállóbbak a korróziós behatásokkal szemben, nem igényelnek légmentes zárást, nagyobb a stabilitásuk.

Az áramkörök előállítási árát a legfelső, viszonylag vastag Au réteg alkalmazása jelentősen drágítja. Ennek csökkentése érdekében a vastag galvanikus Au réteg helyett pl. jól használható a galvanikus Cu—Au vagy Cu—Ni—Au rétegrendszer [19]. A felső aranyréteg vastagsága ilyenkor a szokásos 5–10 μm helyett csak 2–5 μm. A réz alkalmazása azért is előnyös, mert a réz jobb vezetőképessége miatt kedvezőbbek az ilyen áramkörök csillapításadatai. A galvanikus Cu és Au rétegeket azonban célszerű vékony Ni réteggel elválasztani a diffúzió megakadályozása végett.

#### Mikrohullámú vékonyréteg áramkörök előállítása TKI—HIKI együttműködésben

A TKI és a HIKI között 1976-ban megállapodás jött létre a harmadik generációs mikrohullámú rádiórelé-





5. ábra. TKI-HIKI rendszerű mikrohullámú vékonyréteg-áramkör fémezése

berendezésekben alkalmazott kerámia alapú vékonyréteg áramkörök kutatására, fejlesztésére és kísérleti gyártására. A két intézet közös kutatási-fejlesztési programot dolgozott ki, mely biztosítja a szigetelő alapú mikrohullámú áramkörök hazai gyártását [20].

Ez az együttműködés célszerűnek látszott, mivel a HIKI a (nem mikrohullámú) vékonyréteg technológiában már több éves tapasztalattal rendelkezett, a TKI-nak pedig a mikrohullámú áramkör tervezésében volt évtizedes gyakorlata. Az első célkitűzés egy alaptermék gyors kidolgozása és megvalósítása volt. Fontos szempont volt olyan rétegszerkezet ki-  
választása, amely biztosítja a fémrétegekkel bevont hordozók rugalmas, sokoldalú felhasználhatóságát mikrohullámú és a mikrohullámú berendezésekben egyaránt. Ennek a rétegszerkezetnek a felépítése az 5. ábrán látható.

A NiCr réteg előállítására a felpárolgatás befejező szakaszában az Au párolgatással egyszerre történik, így egy folyamatos, átmeneti NiCr—Au ötvözet réteg alakul ki, amely a mechanikai kötés és a későbbi galvanizálás és forrasztási folyamatok szempontjából egyaránt kedvező. A galvanikus Au réteg vastagsága  $\sim 10 \mu\text{m}$ , előállítása ablakgalvanizálással történik.

(Folytatás a 27. oldalról)

1979-től 1983-ig évi 63%-ra csökken a növekedési ütem. Az első nagyobb volumenű szállítás 1981-re várható.

Minden szegmensben az árak csökkenésére lehet számítani. A szálak és kábelek ára várhatóan gyorsan csökken, de a fényemittáló diódák és a nagy fényerősség-tartományban érzékelő detektorok ára kevésbé csökken, mivel már elég olcsók. A lézerdiodák és az alagúteffektuson alapuló fotodioda detektorok ugyanakkor várhatóan jelentős árcsökkenést mutatnak. (*Weekly-Elektron*, 1979. ápr. 24. [649])

\*

Az Arthur D. Little Inc. (Cambridge, Mass., USA) két éve tartó felmérése szerint az automatikában, fogyasztói elektronikában, irodagép-technikában, hírközlésben és ipari elektro-

Az együttműködés több, mint három esztendeje alatt nagyszámú, különböző frekvenciájú áramkör mintapéldányai, pl. mikrohullámú erősítők, oszcillátorok, szűrők, frekvenciaosztók, iránycsatolók stb. készültek el. A tapasztalatok igazolták a HIKI és a TKI technológiai felkészültségének alkalmasságát mikrohullámú integrált vékonyréteg áramkörök előállítására.

### Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki Kolonits Pálnak, a HIKI tudományos főosztályvezetőjének és a HIKI munkatársainak a két intézet közötti együttműködés keretében nyújtott segítségükért, támogatásukért, valamint a kézirat átnézéséért.

### I R O D A L O M

- [1] W. Wiesbeck—H. Meinel—B. Rembold: European Hybrid Microelectronic Conference, Bad-Homburg, 1977.
- [2] H. Sobol: Proc. IEEE. 59 (1971) 1200-11.
- [3] L. Young—H. Sobol: Advances in Microwaves. Acad. Press. New York, 1974.
- [4] Almássy Gy. (szerk.): Mikrohullámú Kézikönyv. Műszaki Könyvkiadó, 1973.
- [5] M. Krems—W. Schmidt: Frequenz, 25 (1971) 1.
- [6] H. Sobol: Solid State Techn. 1970. febr.
- [7] H. N. Toussaint—R. Hoffmann: Frequenz, 25 (1971) 100.
- [8] M. Caulton—H. Sobol: IEEE of Solid State Circ. SC-5 (1970) 292.
- [9] J. C. Jostan—C. Schwing: Galvanotechnik, 64. 3 (1973)
- [10] G. P. Ferraris: Thin Solid Films. 24 (1974) 113.
- [11] Berceli és m. társai: Híradástechnika, XXV. (1974) 11. old.
- [12] C. A. Harper: Handbook of Material and Proc. for Electr. McGraw-Hill, 1970.
- [13] R. Waugh, et. al.: Solid State Techn. April, 1973. p. 59.
- [14] N. Ohwada et. al.: Rev. of the Electrical Comm. Éab-24. (1976), 756.
- [15] M. Caulton: IEEE of Solid State Circ. SC-5 (1970) 292.
- [16] G. R. Piacentini—G. Minelli: Microel. and. Rel. 15 451 (1976).
- [17] M. Caulton: IEEE 59 (1971) 1481.
- [18] H. Hieber et al.: Proc. of the European Hybrid Microelectronic Conference, Bad-Homburg, 1977.
- [19] J. M. Morabito et al.: IEEE Trans. on Parts, Hybrids and Packaging, PHP-11, 253 (1974).
- [20] Vértessy M.—Ducza I.—Koltai M.—Izsák T.—Farkas E.: Alkatrészkonferencia, Székesfehérvár, 1977.

nikában az elektronikai termékek forgalma eléri a 30 millió dollárt 1987-re az USA-ban és Európában.

A tanulmányt 2 millió dolláros költséggel készítették több mint 60 megrendelő (az USA, Európa és Távol-Kelet kormányai és iparvállalatai) számára; a tanulmány a mikroprocesszor vezérlési modulok világméretű kiszállításait 1987-re 400 millió egységre becsüli.

A szövegfeldolgozóeszköz-kiszállítások az 1977-es 1,5 milliárd dolláros értékről 1987-re 3 milliárd értékűre nőnek. 1982-ben az USA-ban és Európában közel valamennyi autó motorja elektronikus vezérlésű lesz. (*Electronics*, 1979. márc. 28. [650])

\*

A nagy bonyolultságú, nagymértékben integrált (VLSI) áramkörökkel felmerül a félvezetőgyártási technológiában a fel-

(Folytatás a 37. oldalon)



# Miniatűr kristályoszillátorok

I. MORTON  
Motorola

A digitális hírközlő rendszerek kristályvezérelt óragenerátorait ma már egyetlen funkcionális áramköri modulként állítják elő. Az óragenerátor, amely minden számítógép vagy más digitális rendszer fontos része, DIP-tokozású, gazdaságos áramköri egységként áll a tervezők rendelkezésére, és kiegészíthetik vele logikai áramkör-családjaikat.

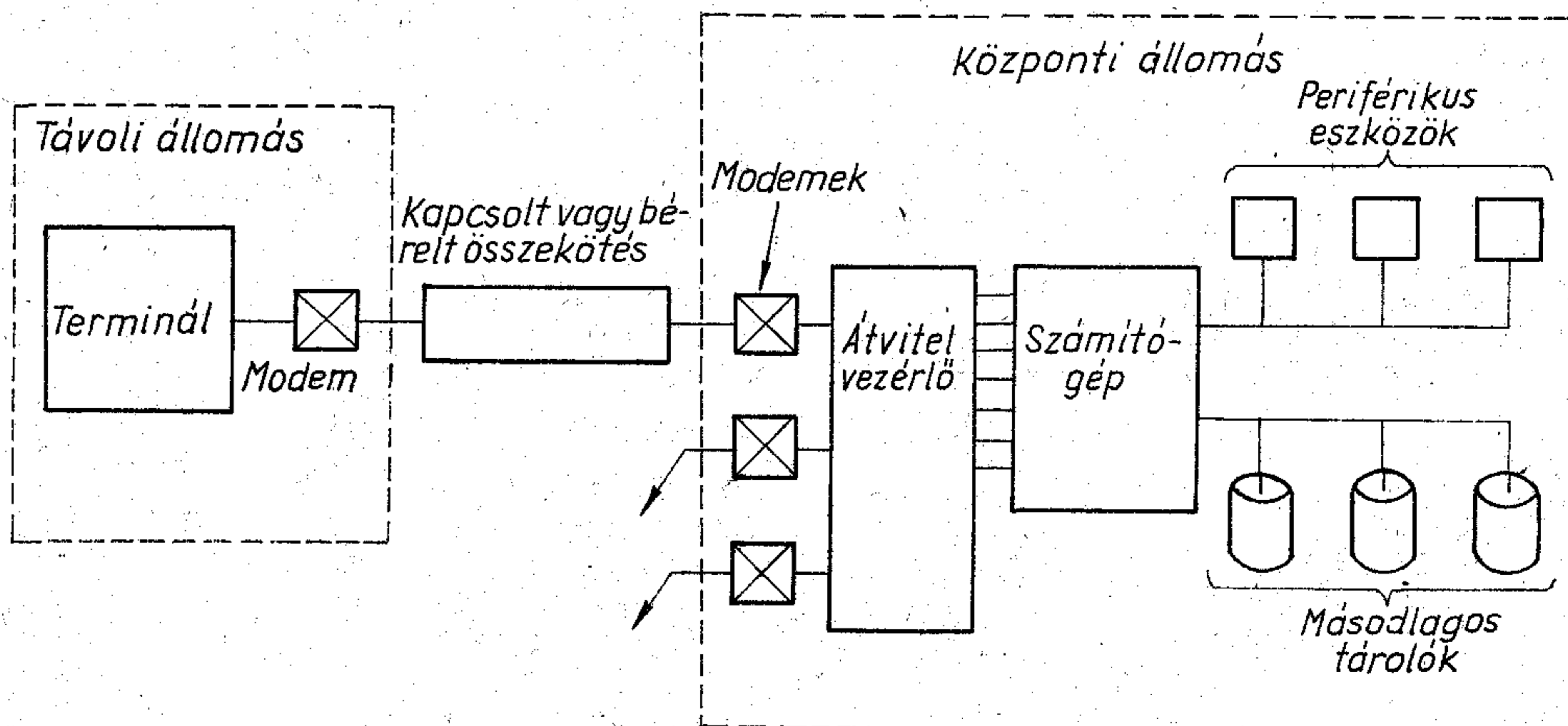
Az adatfeldolgozó rendszerek egységei, úm. központi vezérlő egység, nyomtatók, tárolók stb. órajelének vezérlésére stabil és pontos impulzusgenerátorra van szükség. Ugyancsak pontos időalap szükséges az adatátvitelben a bejövő bitsorozat megfelelő időpontokban való mintavételezésére. A Motorola cég K1019A és K1100A típusú miniatűr oszcillátorai ilyen pontos órajelet szolgáltatnak. Az áramköröket szabványos DIP-tokozásban készítik, legfontosabb alkatrészük az igen stabil kvarckristály.

Az oszcillátorok felépítéséből adódó további előny, hogy a kimeneti jel hullámalakja és frekvenciája széles hőmérsékleti tartományban stabil (az AT kristályoszillátorok jellemzője), valamint a TTL és CMOS kompatibilitás.

## Felhasználási terület

Mind a K1091A (14 lábú DIP-tokozású, diszkrét elemes), mind a K1100A (csökkentett magasságú, hibrid áramkörös) típus adatátviteli rendszerek stabil, TTL kompatibilis órajeleinek generálására készült. Az 1. ábrán láthatók e rendszerek azon egységei,

1. ábra.



H 672-JM 1

Beérkezett: 1979. VII. 22.  
Az angol nyelvű eredeti publikációt fordította és átdolgozta  
May Péter.

amelyekhez óragenerátorra van szükség. Ilyen egységek a terminálok, modemek, multiplexerek, vezérlők, számítógépek és sok periférikus eszköz.

## Csatlakoztatás

A kristályvezérelt TTL óragenerátorok sokféle digitális logikai eszközhöz könnyen csatlakoztathatók. Ilyenek pl. a Schottky és a nagy teljesítményű TTL, CMOS, PMOS, NMOS, valamint a nagy kapacitív terhelést jelentő LSI tárcák és ECL áramkörök.

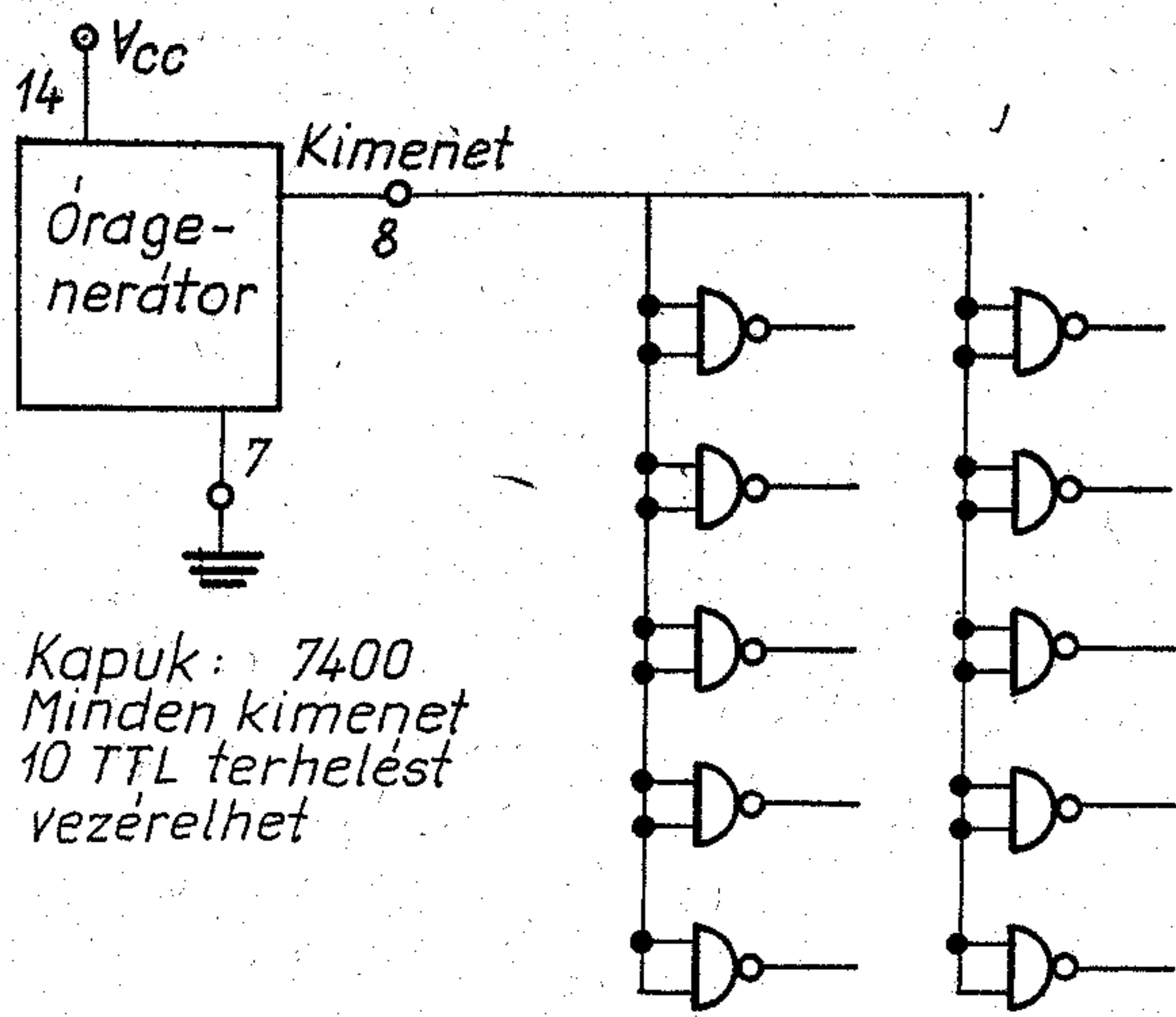
A 2. ábrán látható, hogy max. 10 TTL kapubejelenet vezérlése esetén nincs szükség külön illesztő áramkörre.

CMOS áramkörök vezérlésekor egy felhúzó ellenállást kell beiktatni az oszcillátor kimenete és a CMOS tápfeszültség pozitív pólusa közé. Ez az ellenállás (amely általában 2 kohm) megnöveli a logikai 1 szintet a CMOS kivezéréséhez szükséges értékre, egyúttal kb. 3 ns-mal növeli a fel- és lefutási időt.

## PMOS és 5 V-os NMOS illesztése

Az óragenerátor kimenete és a PMOS vagy az 5 V-os NMOS áramkörök közé a 4. és 5. ábrán látható illesztő áramkört kell iktatni. Ennek az áramkörnek előnye, hogy a PMOS tárolókra jellemző nagy kapacitív terhelést megfelelően nagy árammal és nagy sebességgel tudja kivezérelni.

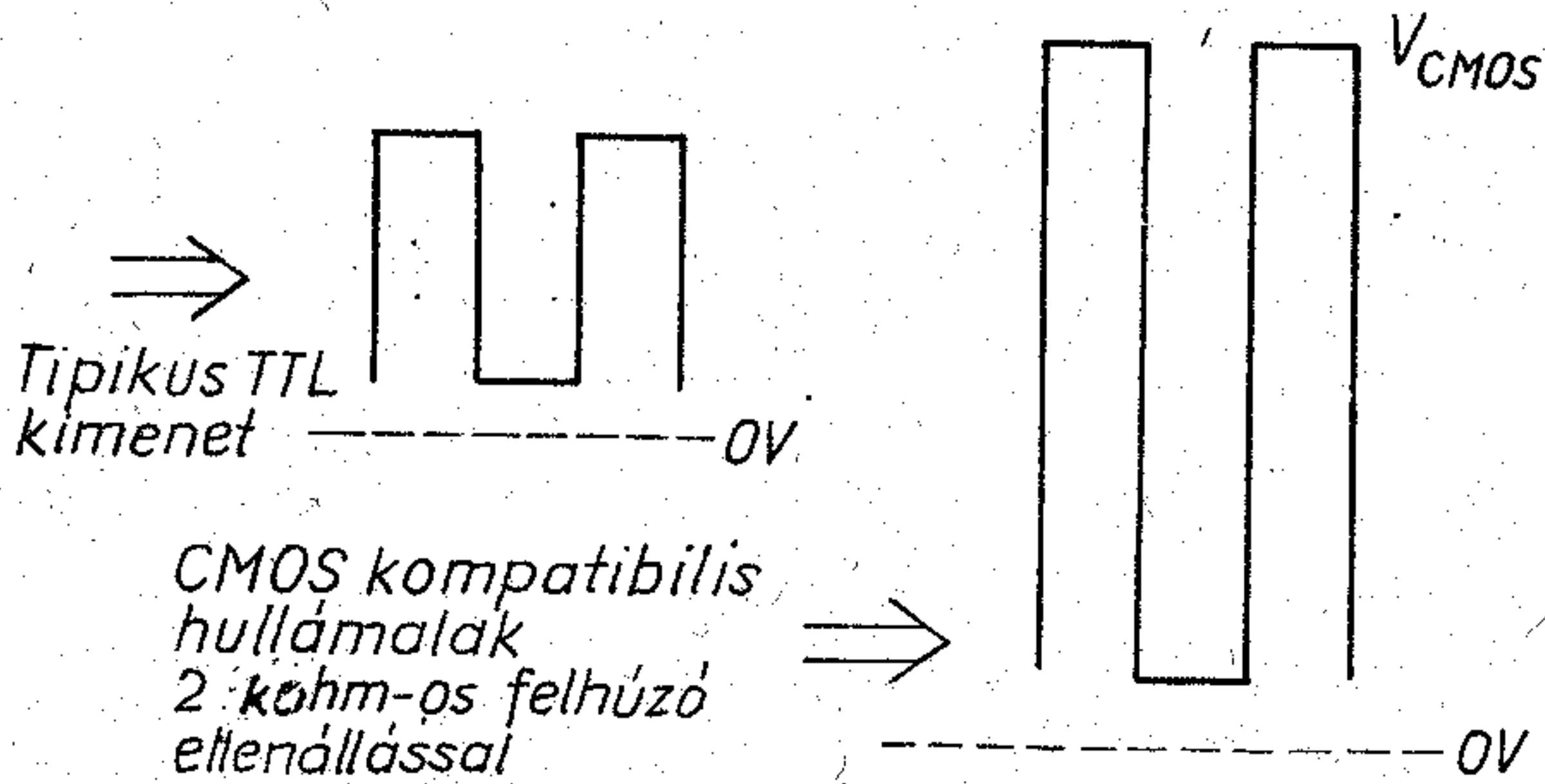
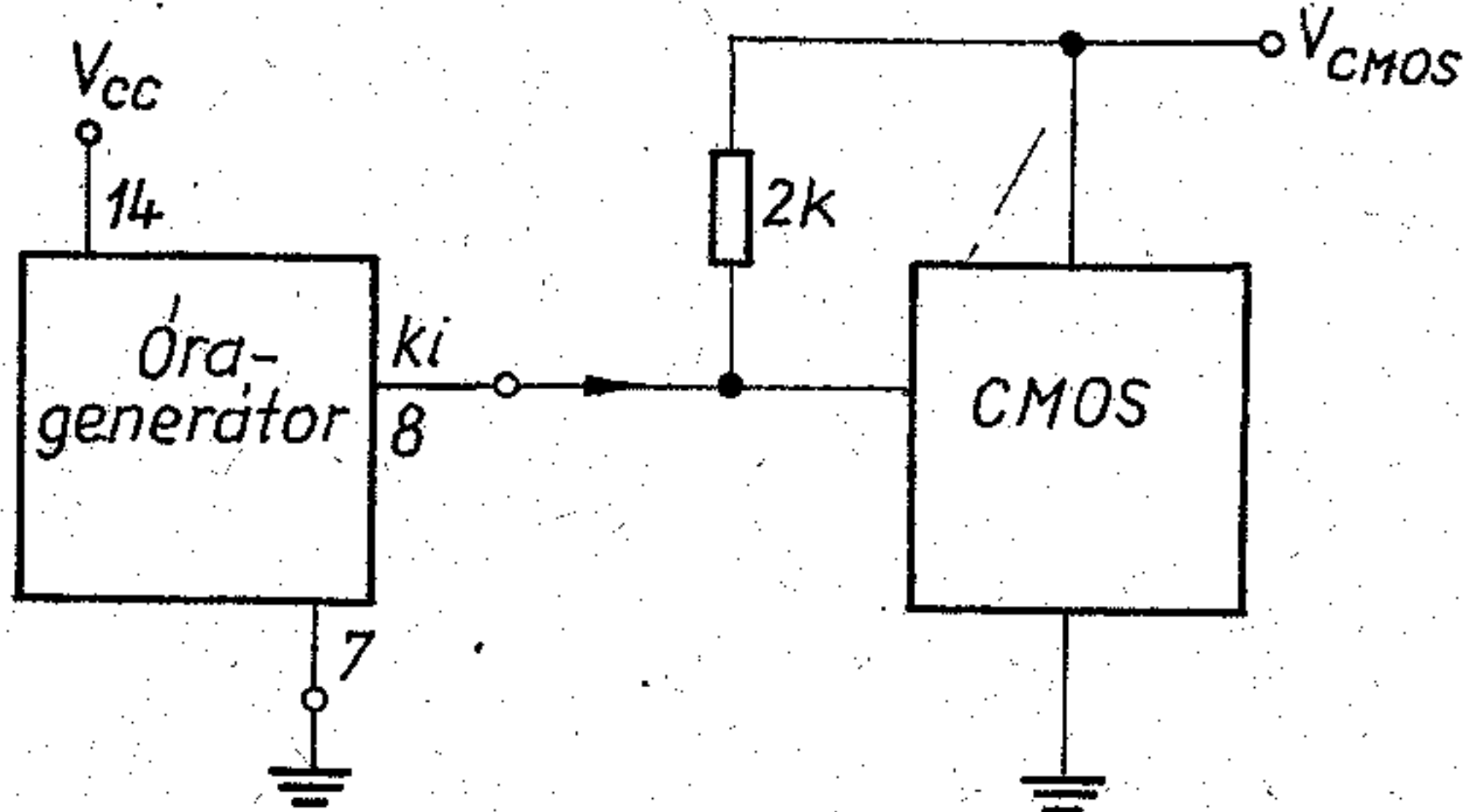




Kapuk: 7400  
Minden kimenet  
10 TTL terhelést  
vezérelhet

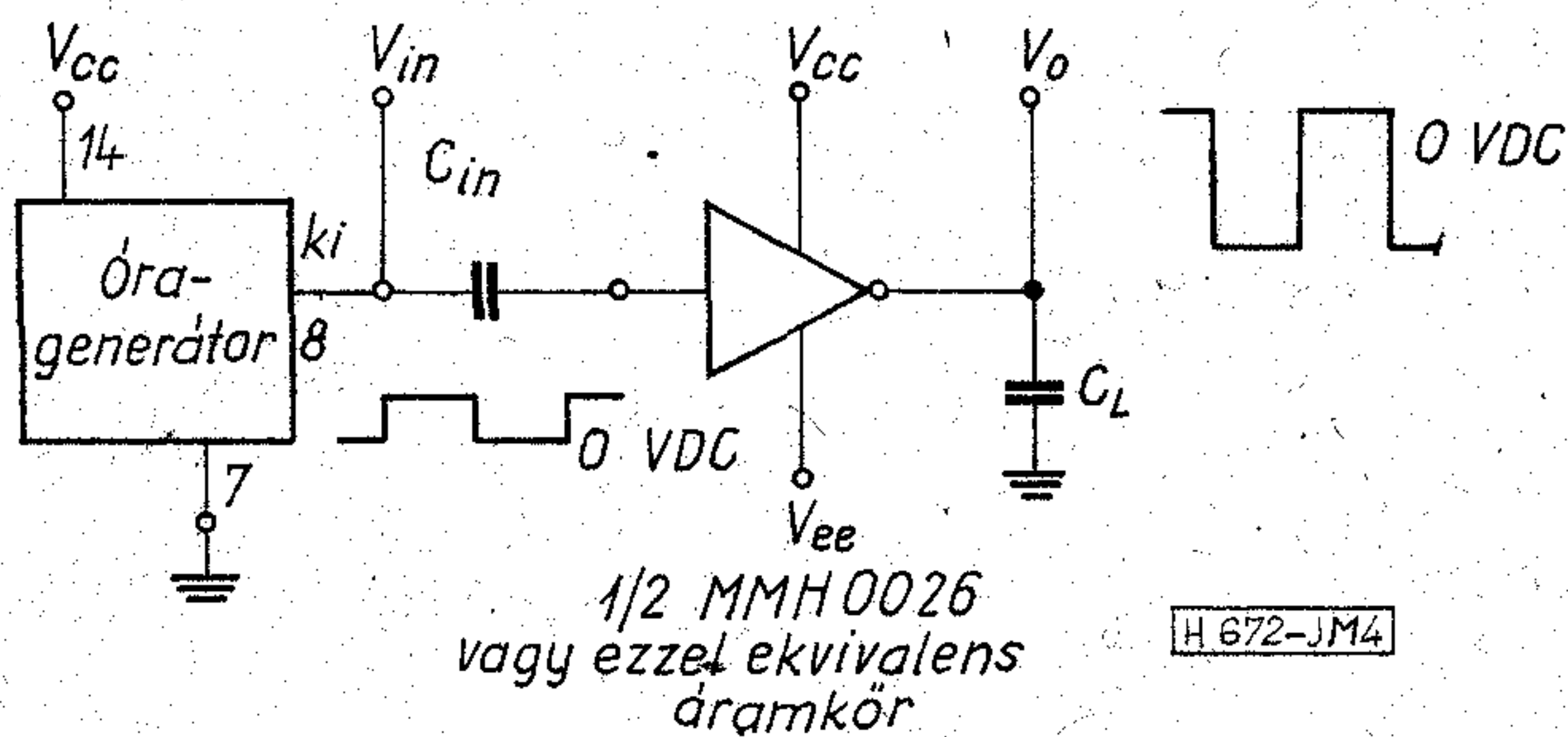
2. ábra. Terhelhetőség

H 672-JM 2



3. ábra. TTL/CMOS csatlakozó áramkör

H 672-JM 3

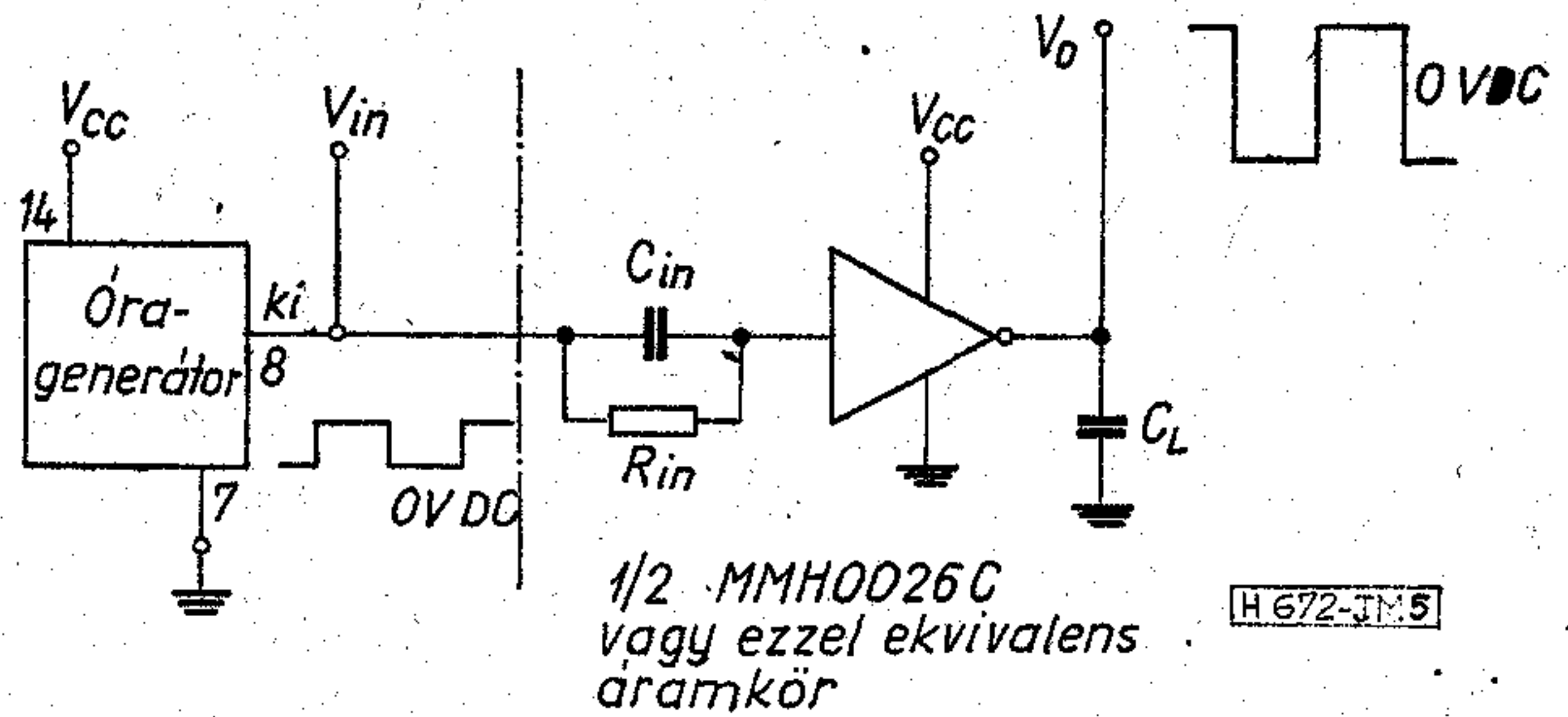


4. ábra. AC csatolású csatlakozó áramkör (kettős tápfeszültséggel)

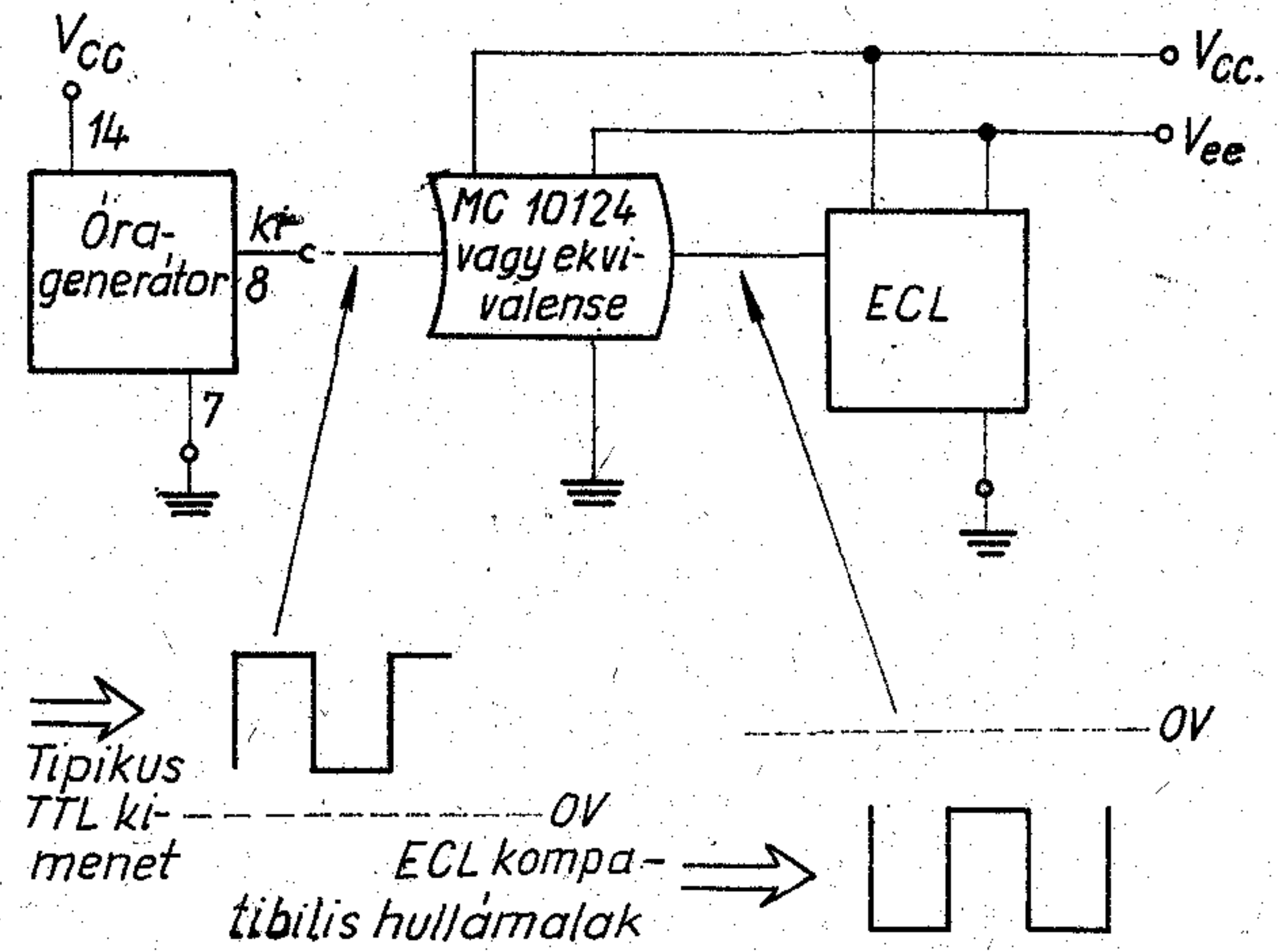
Az ECL eszközök vezérlésére TTL-ECL átalakító áramkört kell alkalmazni, amint az a 6. ábrán látható.

### Specifikációk és jellemző paraméterek

Ezek a minimális specifikációk elegendő támpontot adnak a tervezőknek annak eldöntésére, hogy egy



5. ábra. DC csatolású csatlakozó áramkör (egy tápfeszültséggel)

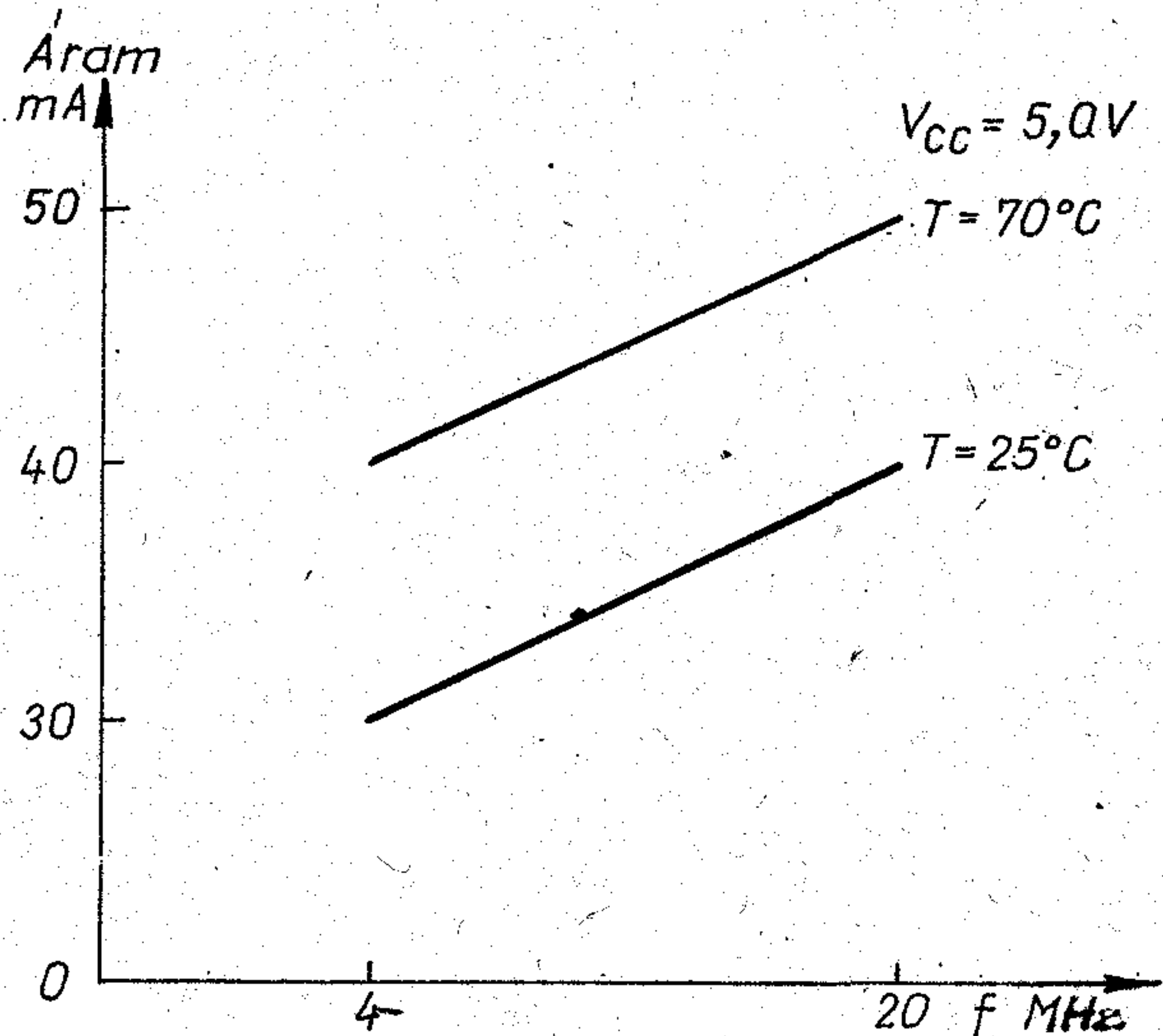


6. ábra. TTL/ECL csatlakozó áramkör

adott esetben az órage-nerátorok felhasználhatók-e vagy nem. Bizonytalan specifikációk és nem kellően meghatározott működési jellemzők helytelen alkalmazást és ebből kifolyóan hibás működést okozhatnak. Ennek elkerülésére fontos a következő kérdések tisztázása:

### A tápegység paraméterei

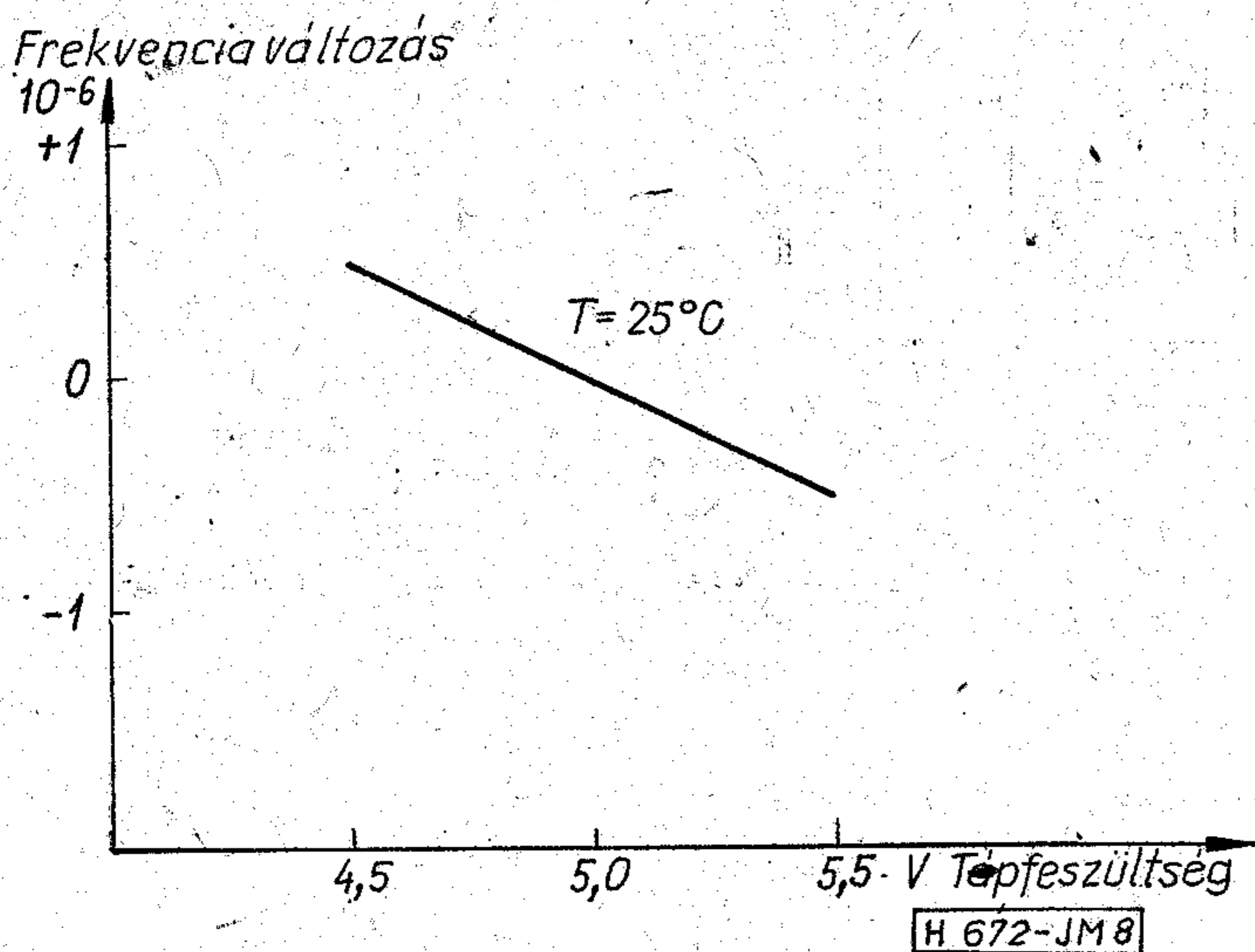
A jellemző áramfelvétel általában 25 °C-ra vonatkozik. A 7. ábrán látható a tápáram változása a



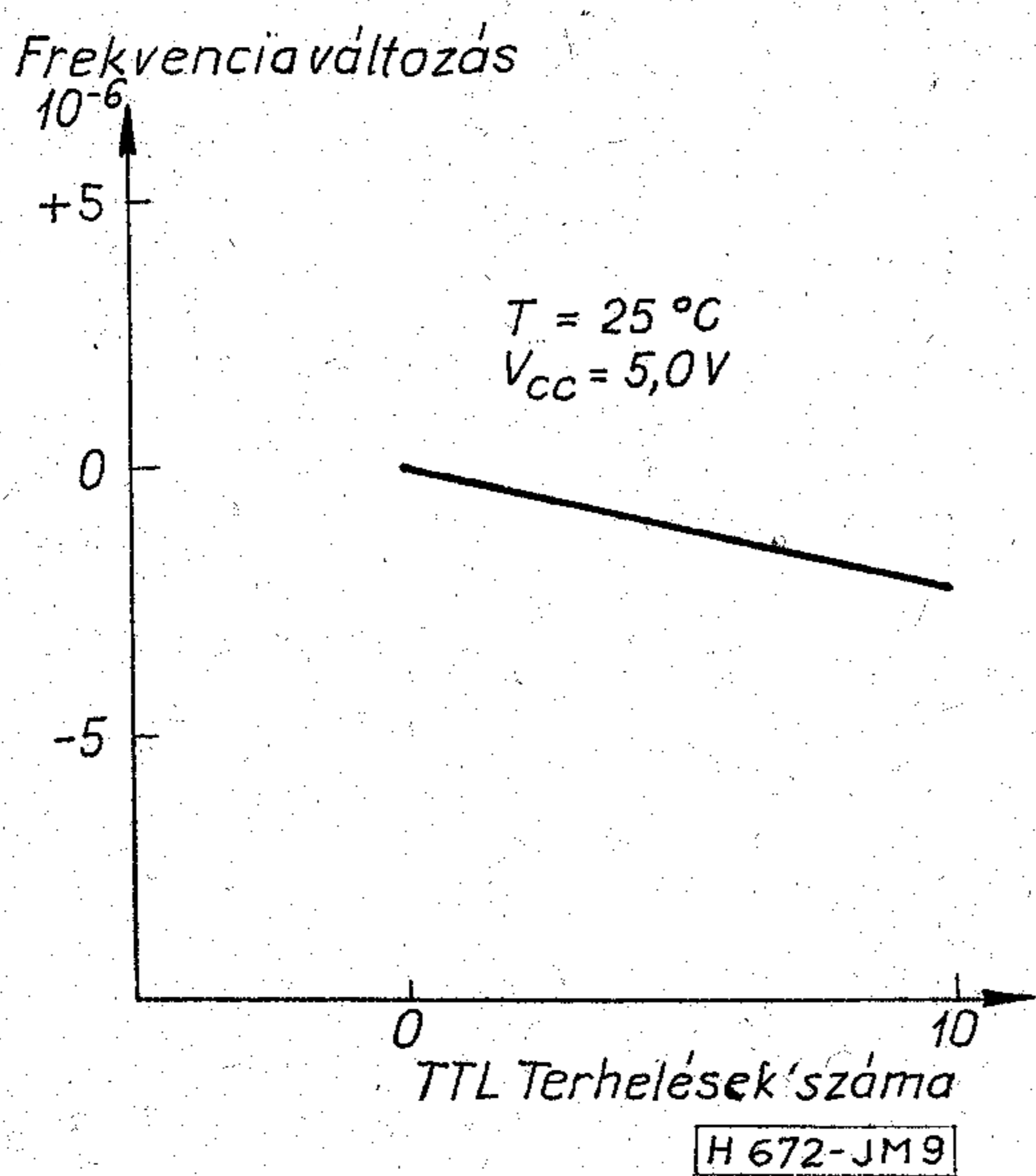
7. ábra. Tipikus áram—frekvencia összefüggés

H 672-JM 7





8. ábra.  $\Delta F$  a tápfeszültség függvényében



9. ábra.  $\Delta F$  a TTL terhelések számának függvényében

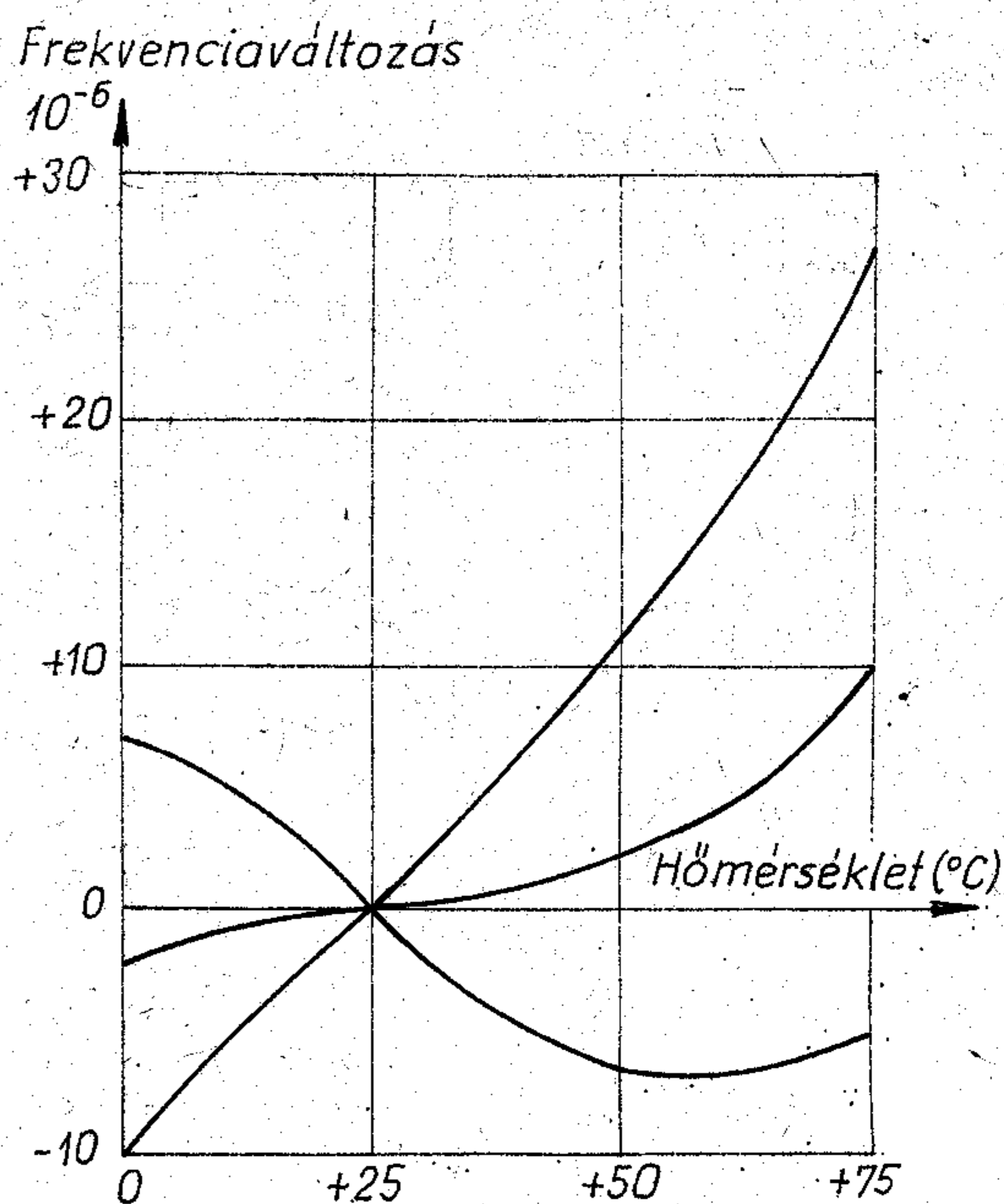
működési frekvencia és a hőmérséklet függvényében.

A szabványos TTL eszközök  $5\text{ V} \pm 5\%$  tápfeszültségre vannak specifikálva, de jól tervezett kristályoszillátorok  $\pm 10\%$  feszültség-ingadozást is elviselnek úgy, hogy kimeneti jellemzőik nem romlanak jelentősen. A 8. ábra a Motorola cég által gyártott óragenerátorok jellemző frekvenciaváltozását mutatja a tápfeszültség függvényében.

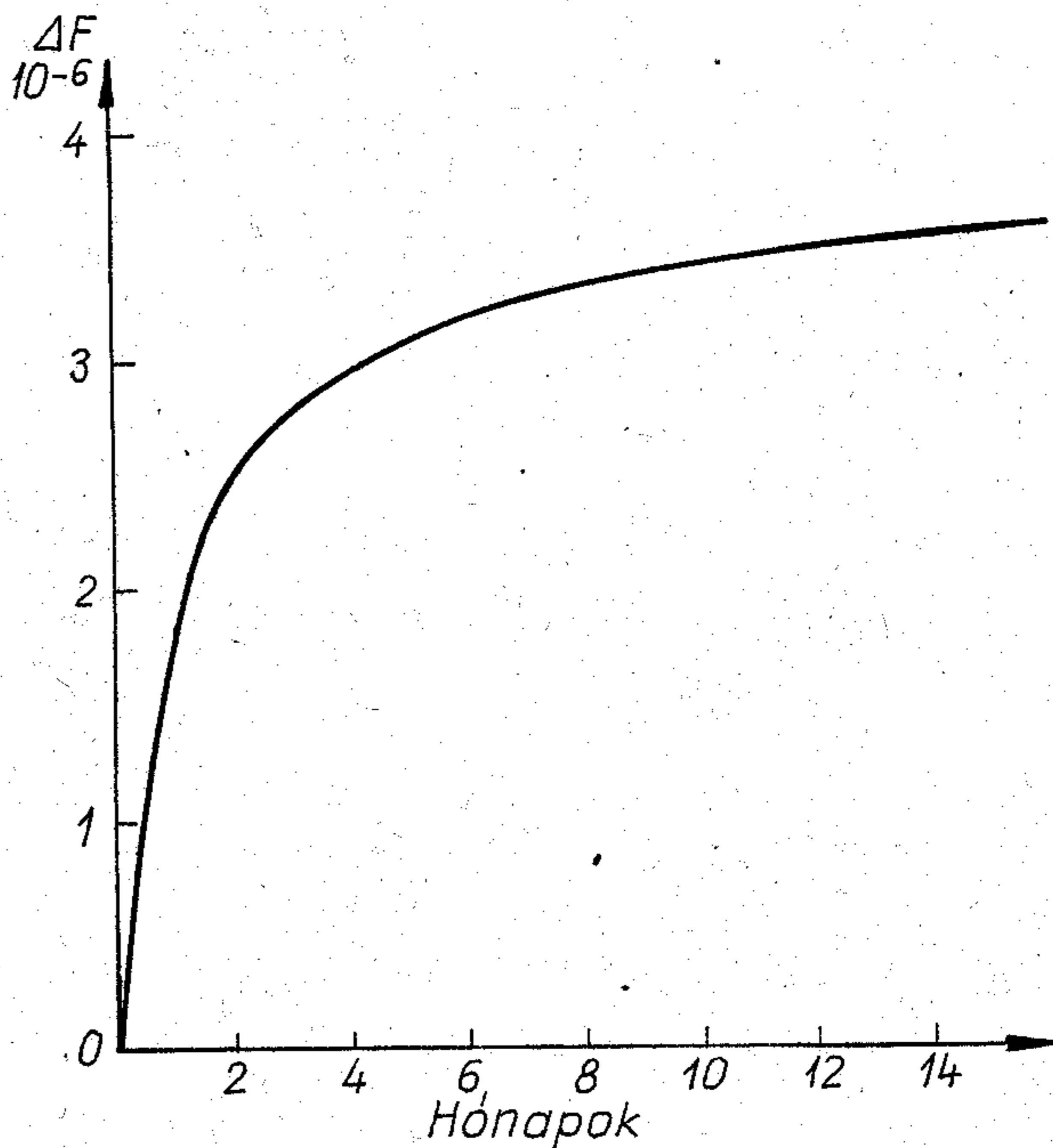
A kristályoszillátorok a tápegység  $+7\text{ V}$ -os transzients feszültségcsúcsait is kibírják, de a normális működés megköveteli, hogy a tápfeszültség értéke a specifikált tűrésen belül maradjon.

### Frekvenciastabilitás

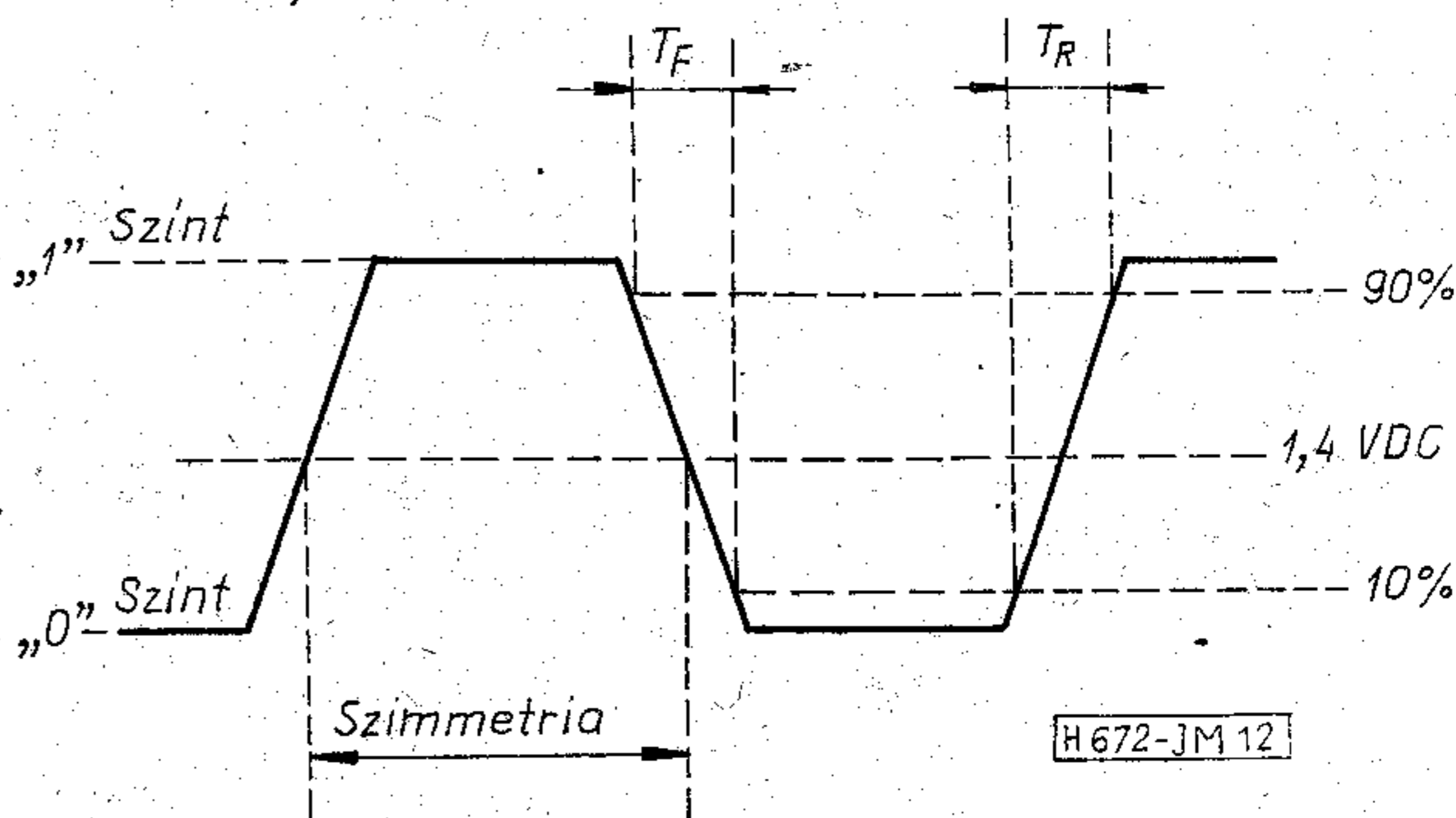
Ide tartozik a frekvencia változása a tápfeszültség-változás, a terhelésváltozás, a beállítási tűrés, a működési hőmérséklet-tartomány, az öregedés, az ütés és rázás függvényében.



10. ábra. Tipikus hőmérséklet—frekvenciaváltozás karakterisztika



11. ábra. A frekvencia változása az idő függvényében (öregedés)



12. ábra. Hullámalak



1. táblázat

Paraméter	Jellemző specifikáció
Frekvenciatartomány	250 kHz...20 MHz
Tápfeszültség	+5 V ± 0,5 V
Tápáram	35 mA
Üzemi hőmérséklet-tartomány	0 °C...+70 °C
Frekvenciastabilitás (tartalmazza 25 °C-on a beállítási tűrés, a működési hőmérséklet, a tápfeszültség-változás, a terhelésváltozás és az öregedés hatását)	± 0,01%
Tárolási hőmérséklet	-55 °C...+125 °C
Kimeneti paraméterek	
Logikai 1 szint	min. 2,4 V
Logikai 0 szint	max. 0,4 V
Szimmetria	50% ± 10%
Felfutási idő	max. 15 ns
Lefutási idő	max. 15 ns
Befolyó áram 0 szinten	min. 16 mA
Kifolyó áram 1 szinten	min. 400 μA
Terhelhetőség	1...10 TTL kapubemenet

(Folytatás a 33. oldalról)

bontóképeség további fokozásának igénye: csökkenteni kell az oxidréteg-vastagságot és a villamos összekötések ellenállását. Ez utóbbi jellemző a poliszilícium vékonyfilmen, lézersugárral végzett kristályosításával jelentősen javítható.

A VLSI áramkörök vizsgálatával kapcsolatban további problémák merülnek fel. Az áramkörökön végzett funkcionális vizsgálatok jó kompromisszumot jelentenek.

A szilícium lapkák kialakítandó mintázat a korszerű litográfiai módszerekkel mikrométer alatti felbontóképeséggel is elkészíthető. Ilyen módszerek az elektronsugár-vetítéses, röntgensugaras és a közvetlen elektronsugaras eljárások. Az elektronsugár-vetítéses eljárásához maszkra van szükség, s a berendezés ára 1,5 és 2 millió dollár közötti; a gyártási sebesség egyelőre nem kielégítő, de 1979 során javulni fog: 20—40 szeletet tudnak majd áramköri mintával ellátni ezek a berendezések. A jelenlegi elektroziszt anyagok korlátozzák elsősorban a technológia sebességét, s ezen a téren javulás várható.

1979-ben még nem lesz jelentős kereskedelmi termelés ilyen technológiával. A jövő a röntgensugárzással szemben ezé a technológiáé, a berendezés kisebb költsége és a nagyobb hibátlan selejtarány miatt. A röntgensugaras eljárás esetében a kezelt felület korlátozott; egyszerre 1—2 morzsányi átmérőjű terület mintázható, s ki kell még fejleszteni a beállítás korszerűbb módszereit.

A nagy felbontóképeségű mintázatkészítés kulcsmegoldásai: az elektronsugaras technológia, a teljes pormentesség, a plazmatechnológia, az oxidréteg lecsökkentése (a jelenlegi 100—400 Å-ról 50 Å-ig), és lézer alkalmazása a kristályszerkezet javítására.

A nagyobb felbontóképeségnek a gazdaságosságra gyakorolt hatását táblázatban érzékelteti. (*Électronique Actualités*, 1979. febr. 2. [657])

\*

A mikroprocesszorok fejlődése tette lehetővé az AEG-nek, hogy a numerikus vezérlésű (NC) feldolgozó gépekben az AEG-Numeric System III mikroprocesszoros vezérlést alkalmazzák. Az új vezérlés különböző változatait a feldolgozó (forgácsoló és csiszoló) gépekben két-, ill. több tengelyes vezérlésre használják. A kívánt alakot a mikroprocesszor ellenőrzi és igen szűk, beállítható határok között megvalósítja. Ha a feldolgozás folyamán az első hibahatárt eléri a

A Motorola cég az összes paraméter legkedvezőbb értékéhez tartozó eredő frekvenciatűrést adja meg ( $\pm 0,01\%$ ), ami a legtöbb adatátviteli alkalmazásban elegendő. Néhány tipikus frekvenciaváltozási diagram a 8., 9., 10. és 11. ábrán látható.

### Kimeneti hullámalak

A kimeneti hullámalak paramétereinek definíciója és értéke az 1. táblázatban és a 12. ábrán látható.

A hullámalakkal kapcsolatos egyéb kérdések méréseket tesznek szükségessé. Mivel a TTL óragerátorok nagy kimeneti impedanciájúak, ezért a hullámalakot a terhelő kapacitás befolyásolja. A mérőfej kapacitása ne haladja meg a 2 pF-ot. Kis impedanciájú terheléseket, mint amilyen egy 50 ohmos koaxiális kábel, ellenállásosztóval vagy illesztő áramkörrel le kell választani az oszcillátor kimenetéről.

A mérésekhez legalább 150 MHz sávszélességű oszcilloszkópot kell felhasználni.

gép (pl. 0,02 mm-t az előírt értéktől való eltérésre), a vezérlés hibajelzést ad, míg a második hibahatár elérésekor leállítja a gépet. A gép mechanikus hibáit a nagy pontosságú vezérlés miatt kompenzálni kell. A vezérlőrendszer alapkiállításban 3 mikroprocesszort tartalmaz: az egyik az adatok ki- és beviteléről gondoskodik, a másik meghatározza a mozgások irányát és nagyságát, a harmadik végzi el a tulajdonképeni vezérlést. Az NC-vezérlési tulajdonságok mellett a mikroprocesszorok biztosítják a megmunkálási állapot jellemzőinek (eltérések, hibák) munka közbeni lekérdezési lehetőségét is. (*Elektronik*, 1979. febr. 22. [656])

\*

Kétségek merülnek fel afelől, hogy az elektronsugaras technológia a közeljövőben szerepet fog játszani a VLSI (igen nagy integráltságú) áramkörök készítésében. Ezt részben a nagy költségek, részben a berendezés műszaki korlátai okozzák. Az 1980-as években meg fog jelenni nagy tömegben a 256 k kapacitású dinamikus RAM, a 32 bites mikroprocesszor, a megabites buborékmemória. A nagy sűrűségű áramkörök különleges maszkolási technológiát igényelnek; 1—2 mikronos vonalszélességre van szükség. Az elektronsugaras technológiai kutatások erre a célra 10 éve kezdődtek meg, de a kísérletek sem a technológia jóságát, sem annak alkalmazhatóságát nem igazolták.

Az IBM képviselője véleménye szerint az elektronsugaras technológia főleg ott lesz alkalmazható, ahol kis sorozatban változatos rajzú áramköröket kell készíteni. (*Electronic News*, 1979. dec. 11. [653])

\*

A KGST-országok 1980—81-ig közösen akarják kifejleszteni a színes tv-készülékek közös harmadik generációs alpmo-delljét. Ezt a KGST állandó bizottság híradástechnikai szekciójának rádiótechnikai és elektronikai választmánya Székesfehérváron megtartott ülésén határozták el. A modul tv-készülék legfontosabb alkotórészeit tipizálnák, s így a tv-készülékek a különböző KGST-országokból származó alapegységekbe összeszerelhetők lennének.

A feladatok elosztása során az Orion és a Videoton a nagyfrekvenciás egység (tuner), illetve a hangfrekvenciás modulok fejlesztését vette át. (*Nachrichten für Aussenhandel*, 1979. apr. 19. [654])



# SZEMLE

A T und N cég (NSZK) legújabb elektronikus tárcsázókészüléke az RN 063, hatvanhárom hívószámot és maximum 20 számjegyet képes tárolni. Impulzusválasztó eljárás szerint működik és özpontra, valamint mellékállomásokra csatlakoztatható.

A tárolás módja: a kívánt hívószámot a telefonáló saját maga tudja a készülékbe beprogramozni, azokat megváltoztatni, illetve törölni. Erre a célra két billentyűzet szolgál egyenként 16 nyomógommbal.

Beépített reteszelés megakadályozza a bevitt telefonadatok véletlenszerű, vagy illetéktelen megváltoztatását. A hívás: a kagyló levétele után az elektronikus hívásadó továbbítja a tárolt számokat. A telefonáló ezt a folyamatot a számjegykijelzőn láthatja, valamint beépített hangszórón hallhatja. Ha a hívott fél foglalt, a hívás tetszés szerinti gyakran megismételhető, míg a stopgomb megnyomásával, vagy a kagyló visszahelyezésével a hívás megszakítható. (*Funkschau*, 1979. ápr. 12. [655])

\*

A Delfti Műszaki Egyetem kutatómunkáján alapszik a Philips cég által fejlesztett Scribofoon. A rendszer lehetővé teszi hang és kép egyidejű továbbítását normális telefonvezetéken. A berendezés lényegében egy elektronikus jegyzetömbből és egy képernyőből áll, amely a leírt, vagy lerajzolt kép vételére, illetve visszaadására szolgál. A kép átvitelére mindössze a telefon-frekvenciasávnak egy igen keskeny tartományára (300...3400 Hz) van szükség és egyidejűleg lehet írni, s beszélni. Az elektronikus jegyzetömb felületét vezető papírréteg borítja, amely alatt számos vízszintes és függőleges vonal fut meghatározott impulzussorozattal. Ha a blokkon levő papírt speciális ceruzával megérintik, jelzi az érintkezés időpontját. Az elektronikus rendszer az impulzuslefutásból felismeri a ceruza helyzetét, azt kódolva továbbítja a telefonvezetéken és a vevőoldali képernyőn megjelenik egy pont. Ez a folyamat mindaddig tart, míg a teljes kép megjelenik a képernyőn. (*Funkschau*, 1979. ápr. 27. [656])

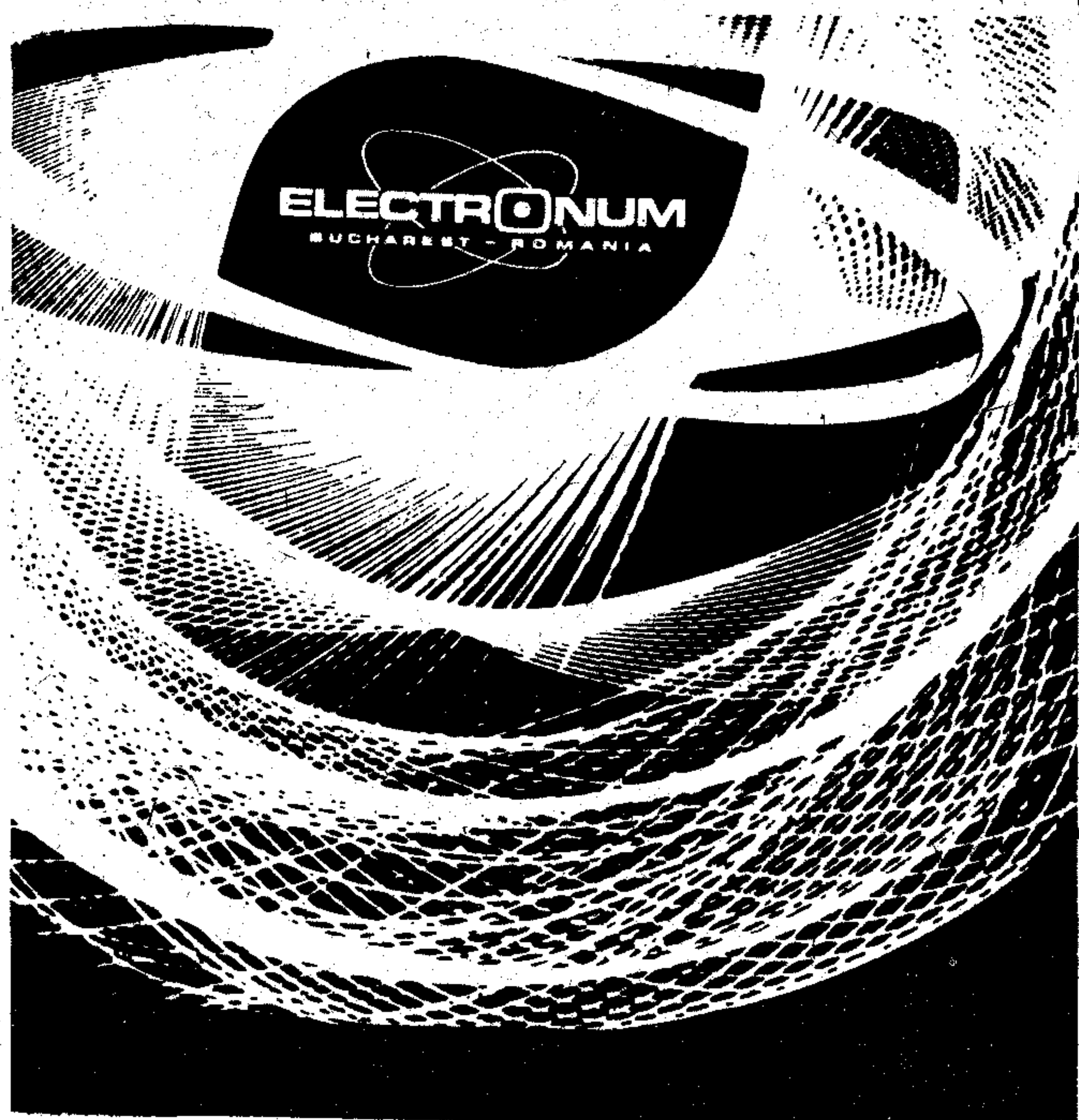
\*

A növekvő adósűrűség miatt egyre nehezebbé válik az egyes műsorok kiválasztása. A Philips kutatólaboratórium a holland rádióval közösen kifejlesztett SPI rendszerrel (Sender-Program-Identifikation = adó-műsor-azonosítás) a frekvencia, vagy csatornaszám szerinti hangolást műsor és adóállomás szerinti hangolással lehet felesérelni.

Hosszú- és középhullámnál a rádiókészülékeket skálával lehet ellátni, amelyn nemcsak a frekvencia, hanem az állomás neve is fel van tüntetve. Ugyanez URH készülékeknél már nem lehetséges, itt csak a frekvencia és a csatornaszám megadására van mód. Az URH adókiválasztás nem könnyű ott, ahol a frekvencia gyakran változik. Ezért az összes rádiótársaságnak azt javasolták, hogy műsoraikat külön kóddal jelöljék. Ezeket a jelöléseket állandóan sugározzák és a vevőben egy display-n lenne látható. Az adó-műsor-azonosító tartalmazná a rádiótársaság nevét, az adóállomás helyét és a műsor jelölését. Az átviteli sebesség a választott kódtól és az információ ismétlési fokától függ. (*Funkschau*, 1979. máj. 11. [657])

\*

A Modular Technology cég az olcsó adatfelvételező berendezések széles skáláját hozta létre. A berendezés intelligenciája változó. Céljuk volt, hogy a legkisebb felhasználóktól kezdve mindenki olyan eszközhöz jusson, amely adott központi információ gyors elérését biztosítja. Jelenleg 3 alaptípust készítenek. A Stargate 1, egyszerű adatbeviteli egység akusztikai csatlakozású: a helyi központi számítógéphez telefonvonalon és hangszórón keresztül csatlakozik. A számítógépnek természetesen rendelkeznie kell a megfelelő beszéd-, ill. hangkiértékelő beviteli egységgel. Ilyen pl. az IBM 3750-es PABX-rendszere. A Stargate 2-nek saját beépített erősítője és hangszórója van. A Stargate 3 a beépített erősítőn és hangszórón kívül még mikroprocesszort is tartalmaz, amelynek a programjai az adatok kijelzését, tárolását és átalakítását is lehetővé teszik. A legtokéletesebb egység jelenleg a Voxbox, teljesen moduláris felépítésű, a vevő kívánságainak megfelelő számú hangérzékelő egységgel kapcsolható össze. (*Data Systems*, 1979. márc. [658])



## Győződjék meg termékeink minőségéről!

Az ELECTRONUM villamos, elektrotechnikai és automatizálási berendezések és termékek teljes körét ajánlja:

- közepes és kis teljesítményű számítógépek
- számítógépek ipari folyamatok ellenőrzésére
- periférikus berendezések számítógépekhez
- integrált áramkörű számlázó és könyvelőgépek
- fekete-fehér álló- és hordozható televíziókészülékek
- 44, 47, 51, 59, 61 és 65 cm méretű képcsövek
- rádióvevő készülékek, mechanikus vagy villamos órával
- passzív és aktív elektronikus alkatrészek
- ferritek
- kapcsolók
- elektronikus és villamos mérőkészülékek
- rádiótelefonok
- telefonkészülékek
- PENTACROSS telefonközpontok
- villamos berendezési szerelvények
- kifeszültségű villamos szerelvények
- automatizálási alkatrészek és berendezések
- kutatás és vizsgálatok ipari folyamatok automatizálása terén
- fényforrások

Műszaki és kereskedelmi felvilágosítást ad:



Export—Import  
Külkereskedelmi Szakvállalat  
72326 Bukarest, Románia  
8, Bld. Dimitrie Pompei  
Pf. 105  
Tel.: 88-33-05  
Telex: 11547; 11584



# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

## Tartalomjegyzék

XXX. évfolyam (1979)

	Szám	Oldal		Szám	Oldal
<i>Dr. Ambrózy András—Dr. Tarnay Kálmán:</i> Barta István szerepe a BME híradástechnikus mérnökök képzésének létrehozásában .....	10	297	<i>Dr. Gottwald Péter—Dr. Ambrózy András:</i> Adalékelosztás mérése vékony GaAs és Si epitaxiális rétegekben .....	11—12	363
<i>Bajor András—Farkas Sándor:</i> Műanyagok galvanizálása .....	4	114	<i>Dr. Grad János:</i> A mintavételező áramkör mint fázisdetektor .....	10	310
<i>Dr. Barát Zoltán:</i> Barta István hozzájárulásai a műszaki akusztikához ...	10	294	<i>Dr. Granát János—Pfliegel Péter:</i> Hálózati transzformátorok méretezése EMG 666 asztali kalkulátoron .....	5	135
<i>Dr. Bársony Péter:</i> Mikrohullámú Ferrites Konferencia .....	2	38	<i>Gudenus Lászlóné:</i> Relék (jelfogók) tranziens lengéséből eredő zaj .....	7	212
<i>Bessenyei Gáborné—Dr. Hangos István:</i> Az integrált áramkörök fém-kerámia tokozásának technológiai problémái és perspektívái .....	3	83	<i>Dr. Herendi Miklós:</i> Programrendszer LC szűrők tervezésére .....	8	225
<i>Dr. Budincsevits Andor:</i> Oxidkerámiák .....	5	149	<i>Huber, Diethard:</i> Mikrohullámú alkatrészgyártáshoz használható félvezető anyagok minősítése .....	7	203
<i>Czeiner Antal:</i> Mintaszámláló berendezés alkalmazása az üzemeltetésben .....	7	207	<i>Jutasi István:</i> Távközlőrendszerek külföldi értékesítése export fővállalkozásban .....	9	269
<i>Dallos György—Szabó Csaba—Győri Jenő:</i> Csomagszórású rádióterminál adatátviteli sebességének növelése ...	11—12	347	<i>Kalinyin A. I.—Samsin V. A.:</i> Az elektromágneses összeférhetőség (kompatibilitás) feltételeinek vizsgálata rádiórelé-vonalak optimális telepítése esetén .....	9	259
<i>Dauner Henrik—Ducza István—Novák Ernő:</i> Harmadik generációs mikrohullámú rádiórelé berendezések anyag-, alkatrész-, szereléstechnikai problémái .....	8	238	<i>Dr. Kóczy T. László:</i> Nemzetközi telefonforgalom-elméleti szeminárium Budapesten .....	2	42
<i>Dr. Dékány Lászlóné—Dr. Kormány Teréz:</i> A villamos érintkező felületek hibásodási mechanizmusa .....	8	247	<i>Koscielny, Czeslaw:</i> Hibacsomó-javítás hardware megvalósítása ciklikus Reed—Solomon-kódok segítségével .....	4	119
<i>Dr. Domonkos Sándor:</i> Továbbképzés a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán .....	5	145	<i>Kovács Endre:</i> Tartásidőmérő berendezés a távbeszélő központok részére ...	2	55
<i>Fazekas Kálmán:</i> Sebesség-torzítás függvény alkalmazása a kép-kódolásban .....	11—12	339	<i>Dr. Kovács Magdolna:</i> LSI áramkörök és mikroprocesszorok hazai szakirodalma .....	9	277
<i>Dr. Ferenczy Pál—Kis-Szölgyémi Ferenc—Dr. Pálinszky Antal:</i> Új rendszerű PAL dekódolási eljárás .....	2	33	<i>Köveskúti Lajos:</i> Felhasználói igények az alkatrésziparral szemben .....	5	129
<i>Dr. Ferenczy Pál:</i> Barta István úttörő munkája a hazai televíziózás megteremtésében .....	10	299	<i>Kulesár Gábor:</i> Algoritmus poligonok lefedésére téglalapokkal .....	6	161
<i>Frigyes István:</i> Negyedik hatványra emelő vivővisszaállító áramkörök viselkedése sávkorlátozott és zajos környezetben .....	1	23	<i>Kürthy Zoltán:</i> Mikroelektronikai Alkatrész Konferencia .....	2	60
<i>Gaál József:</i> Szóráscsökkentő mintavételi módszerek alkalmazása lineáris hálózatok Monte-Carló analízisének gyorsítására .....	10	302	<i>Littvai István:</i> 30 éves a szovjet—magyar műszaki-tudományos együttműködés .....	9	257
<i>Gaál József—Gefferth László—Géher Károly—Halász Edit—Trón Tibor:</i> Szűrőbehangolást szimuláló statisztikus programrendszer .....	11—12	329	<i>Dr. Magos András:</i> Inhomogén szigetelésű hullámvezetők diszperziós függvényének számítása sorbafejtéssel .....	11—12	356
<i>Dr. Géher Károly:</i> Számítógépprogramok katalógusa, 1978 .....	6	168	<i>Monostori László:</i> MOS tranzistorok kétdimenziós numerikus analízise .....	7	193
<i>Dr. Gordos Géza:</i> Újabb eredmények a gépipeszédfeldolgozásban .....	11—12	375	<i>Dr. Nagy Péter:</i> Statikus teletext generátor .....	11—12	337
			<i>Dr. Pálinszki Antal:</i> PAL és NTSC jelek előállításának a szokásostól eltérő megoldásai .....	1	19
			<i>Dr. Pálinszki Antal:</i> PAL-rendszerű dekódolás alapsávi késleltetés felhasználásával .....	3	70



	Szám	Oldal		Szám	Oldal
<i>Dr. Pávó Imre:</i> Távfúzeték-hálózatok topológiai analízise .....	2	45	centrálta paraméterű hálózati modellje .....	11-12	359
<i>Dr. Pávó Imre:</i> Topológiai módszer távfúzeték-hálózatot jellemző mátrix számításához .....	3	73	<i>Zsiga Árpád:</i> Blokkszinkron-rendszerek szinkronizációs időinek számítása	1	1
<i>Redl Endre—Egri Imre—Valkó Iván Péter:</i> Barta István, a mérnök .....	10	289	<i>Egyéb</i>		
<i>Sáfár Zoltán:</i> Az országos távfúzelő-hálózat zajainak megengedhető értékei .....	3	65	INTERNEPCON MOSCOW '78 .....	1	15
<i>Dr. Simon Gyula:</i> Fázist nem fordító erősítők kompenzálása gyors működésre .....	4	97	1978. évi tartalomjegyzék .....	1	17
<i>Dr. Simon Gyula:</i> Aktív szűrők műveleti erősítő központú szintézise .....	11-12	371	<i>Könyvismertetés:</i> S. Tóth Ferenc: Színes tv-készülékek mérése és beállítása. Műszaki Kiadó, 1977. ....	2	37
<i>Skolnik Vilmos—Tóth László:</i> A televízió-műsorjelek DPCM kódolására vonatkozó kísérletek .....	11-12	334	Akadémiai jutalmazottak .....	2	37
<i>Dr. Sömogyi János:</i> Hírközlés fényvezető kábeleken .....	6	173	Ifjúsági találkozó .....	2	54
<i>Stelmach M. F.—Tyimofejev A. I.—Cselnűj A. A.:</i> Lézertechnológia az elektronikus iparban .....	9	264	A Színes Televízió Munkabizottság megalakulásának 10. évfordulója ...	2	58
<i>Sulyok József:</i> A tokozások gázszívárgása következményének számítása	10	10	Beszámoló a HTE taliándörögdi látogatásáról .....	2	58
<i>Sulyok József:</i> Műanyagtokozással védett elemek kryptoklimája nedves környezetben I. rész .....	3	79	HTE-szeminárium Gyöngyösön a termelékenység-növelésről .....	2	59
<i>Sulyok József:</i> Műanyagtokozással védett elemek kryptoklimája nedves környezetben II. rész .....	4	108	Fiatalok látogatása a HIKI-ben .....	2	59
<i>Szeles Adorján:</i> Vékony felületi roncsolt rétegek jellemzése ellipszométerrel	4	104	A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnökségi ülése .....	3	76
<i>Szlavicska László:</i> Eljárás az URH rádiótelefon-hálózatok tervezési jóságának kimutatására .....	6	184	ICECP '80 .....	4	103
<i>Dr. Szokolay Mihály—Németh István:</i> Szelektív személyhívórendszer URH-FM adókon .....	11-12	342	CONSTRONIC '80 .....	4	103
<i>Dr. Szokolay Mihály—Fodor László:</i> Bináris rádióátviteli csatornák modellezése .....	11-12	345	HTE—KGTMI együttműködési szerződés .....	4	113
<i>Takács Sándor:</i> Szélessávú hírközlési kísérletek az optikai tartományban	11-12	350	Hálózatelméleti konferencia .....	4	113
<i>Dr. Tarnay Kálmán—dr. Székely Vladimir—dr. Masszi Ferenc—Rencz Márta—Rang, Toomas:</i> Integrált áramkört elemek fizikai modellezése áramkör-szimulációs program segítségével .....	11-12	322	Ünnepélyes elnökségi ülés .....	5	142
<i>Dr. Tarnay Kálmán—Mizsei János—dr. Masszi Ferenc—Baji Pál—Kovács Balázs—Rang, Toomas—Drozdj György:</i> Félvezető-technológia számítógépes szimulációja .....	11-12	327	<i>Könyvismertetés:</i> Simonyi Károly: A fizika kultúrtörténete, Gondolat Kiadó, 1978.; S. Tóth Ferenc: Színes televízió vételtechnika. Műszaki Kiadó, 1978., Izdatyelsztvo Szvjáz, Moszkva, 1978 .....	5	147
<i>Dr. Tófalvi Gyula:</i> Alkatrésziparunk gondjai .....	2	39	Megemlékezés dr. Dékány Lászlónéről	6	190
<i>Vannai Nándor—Pap László:</i> Ultra kis torzítású szinuszos RC-oszcillátor	11-12	367	Hálózatelméleti Konferencia .....	6	190
<i>Dr. Zóلمي Imre—Armandó Adan Vidal:</i> Új félvezetőbeszköz, a MISS	11-12	332	Negyedik Európai Optikai Hírközlés Konferencia, Genova, 1978 .....	7	220
<i>Dr. Zombory László:</i> Inhomogén elosztott paraméterű RC-vonalak kon-			Mikroszámítógépek és Mikroprocesszorok és Alkalmazásuk Szimposium '79	7	221
			Előadás a száloptikáról a Technika Házában .....	7	222
			Optikai hullámvezetők inkonogenitásai előadás .....	7	222
			Pályázati felhívás .....	8	237
			II. Mikroelektronikai alkatrész konferencia .....	9	268
			Folyóiratcikk-pályázat .....	9	286
			Pályázati felhívás .....	10	298
			Siemens a MIPEL-en .....	10	316
			30 éves a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kara .....	11-12	321
			<i>Könyvismertetés:</i> Dr. Mérey András: Adatszerkezetek. ....	11-12	326
			Lázár György: Integrált áramkörök, mikroprocesszorok, mikroszámítógépek-műszaki-gazdasági kérdései, SZÁ-MOK 1979 .....	11-12	336
			Dr. Almássy György: Elektronikus készülékek szerkesztése .....	11-12	366
			HTE Alkatrész Konferencia, Szombathely 1979. szept. 25-26. ....	11-12	341



## SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

## BHG

Berecz Frigyes  
Bernhardt Richárd  
Eisler Péter  
Dr. Gosztony Géza  
Honti Ottó  
Klug Miklós  
Tölgyesi László

## ORION

Jakubik Béla  
Baracs Sándor  
Csernoch János  
Froemel Károly  
Hettesheimer Dezső  
Sass Károly  
Szabó Károly

## TERTA

Bánsági Pál  
Baján Tibor  
Benedek Elek  
Egerszegi Béla  
Hutter Mihály

# BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXVI. évfolyam

1980

1-2. szám

## Szélessávú keverő a TV I—V. sávokra

SZALAY ISTVÁN  
BHG

### 1. A keverés elmélete

Bevezetőként tekintsük át röviden a keveréssel kapcsolatos és a későbbiek szempontjából legfontosabb elméleti tudnivalókat és alapfogalmakat.

Keverőelemként tudvalevően nemlineáris karakterisztikával rendelkező elemeket lehet felhasználni (1. ábra). A keverést végző elem meredeksége az oszcillátor jelével periodikusan változik, s így a kimenetén a meredekségváltozás függvényében az eredeti bemenőjelből az oszcillátorfrekvencia által „mintavett” kimenőjel jelenik meg.

A meredekség definíciója, mint ismert:

$$S = \frac{di_{ki}}{du_{be}} \left[ \frac{\text{mA}}{\text{V}} \right] \quad (1)$$

Az egyszerűség kedvéért tételezzük föl, hogy a keverőelem négyzetes karakterisztikával rendelkezik, ekkor ugyanis  $S$  lineáris, így egyszerűbb — de a lényeget mégis jól tükröző — képletek adódnak.

Ha a munkaponti meredekséget  $S_0$ -al jelöljük, s a szinuszos oszcillátorjel hatására a meredekség  $S_{\min}$  és  $S_{\max}$  között változik (lásd a 2. ábrát), akkor:

$$S = S_0 + \frac{S_{\max} - S_{\min}}{2} \cdot \cos \omega_{\text{oszc}} t \quad (2)$$

Szinuszos bemenő modulálójelet feltételezve:

$$i_{ki} = S \cdot U_m \cdot \cos \omega_m t = \left[ S_0 + \frac{S_{\max} - S_{\min}}{2} \cdot \cos \omega_{\text{oszc}} t \right] \cdot U_m \cdot \cos \omega_m t \quad (3)$$

Ha ezt a szorzatot kifejtjük, s elvégezzük a trigonometrikus átalakításokat, akkor láthatjuk, hogy a kimeneten megjelenik a modulálójelet, valamint az összeg- és a különbségi jel. A keverés szempontjából az utóbbiak a fontosak (kiválasztásuk megfelelő szűrővel történik):

$$i_{KF} = U_m \cdot \frac{S_{\max} - S_{\min}}{4} \cdot \cos (\omega_{\text{oszc}} \pm \omega_m) t \quad (4)$$

A (4) képletből definíciószerűen:

$$\frac{S_{\max} - S_{\min}}{4} = S_c : \text{keverőmeredekség} \quad (5)$$

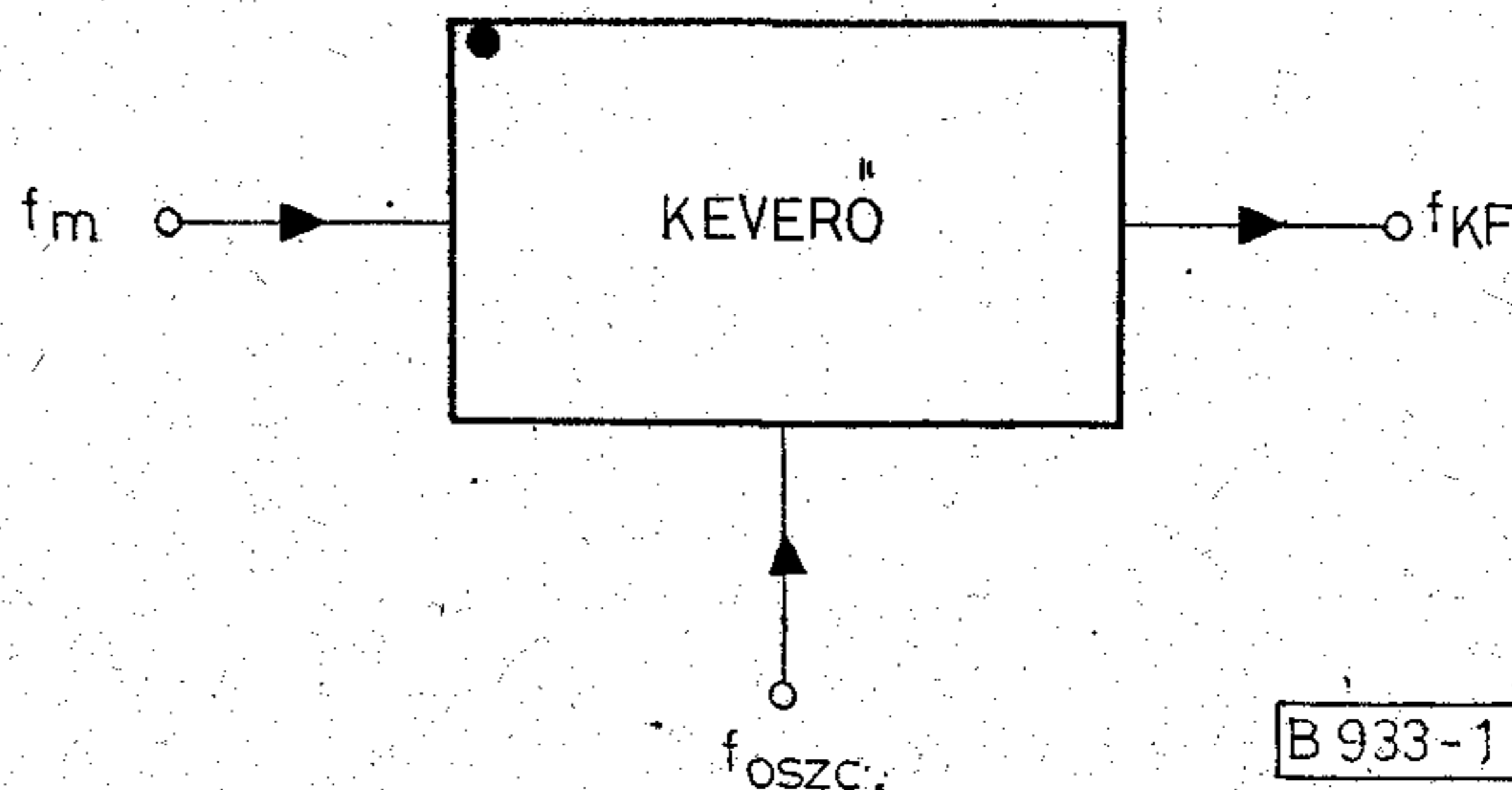
A keverőmeredekség a keverőerősítés meghatározása szempontjából fontos. A keverőerősítés:

$$A_{\text{kev}} = \frac{u_{KF}}{u_m} = S_c \cdot Z_{KF} \quad (6)$$

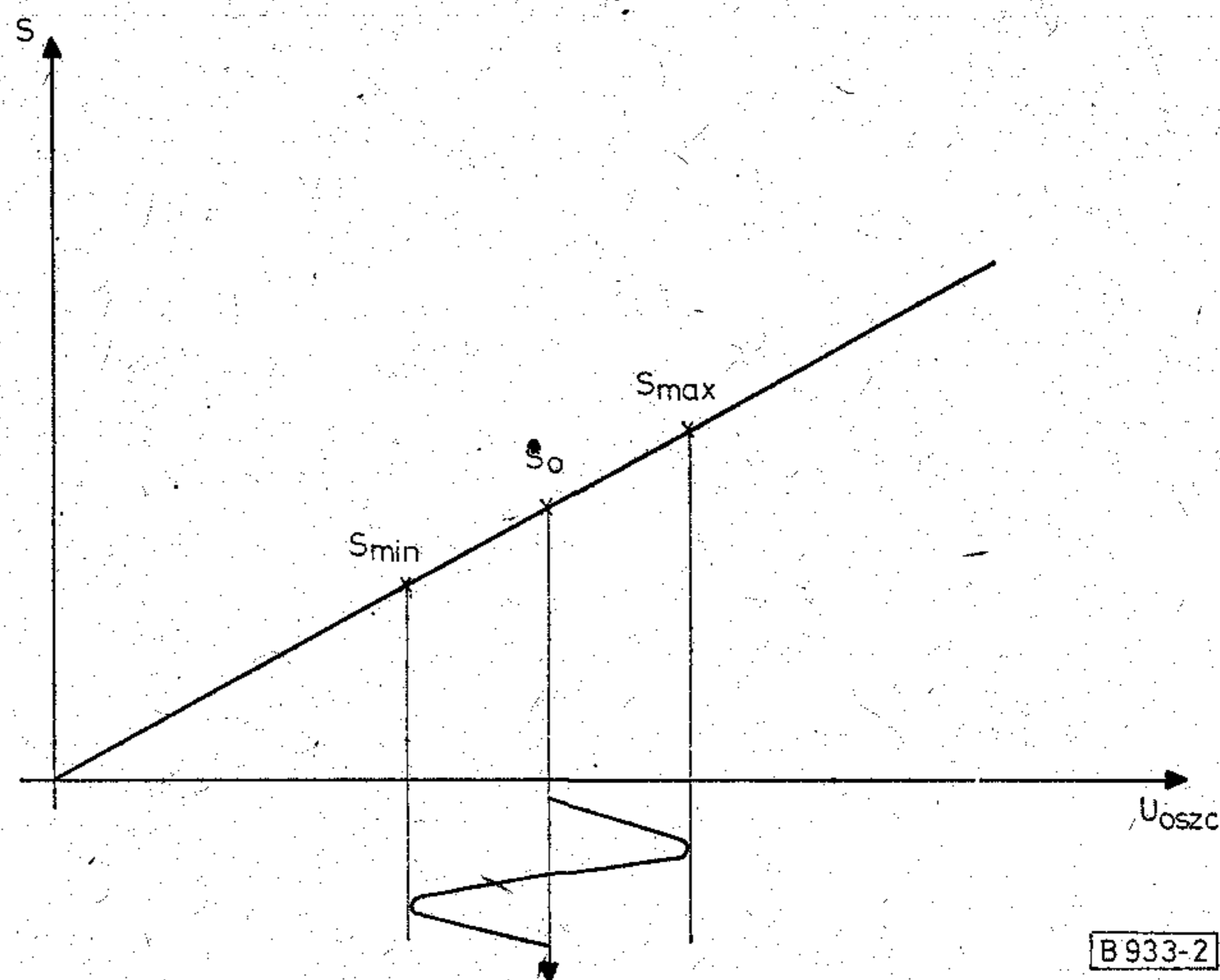
ahol  $Z_{KF}$  a kimenőkör impedanciája KF frekvencián.

### 2. Keverés FET-tel

A FET-ek megjelenése az elektronikában lehetővé tette a jelszint növelését, hiszen vezérlésükhöz is V



1. ábra. Nemlineáris elem mint keverő

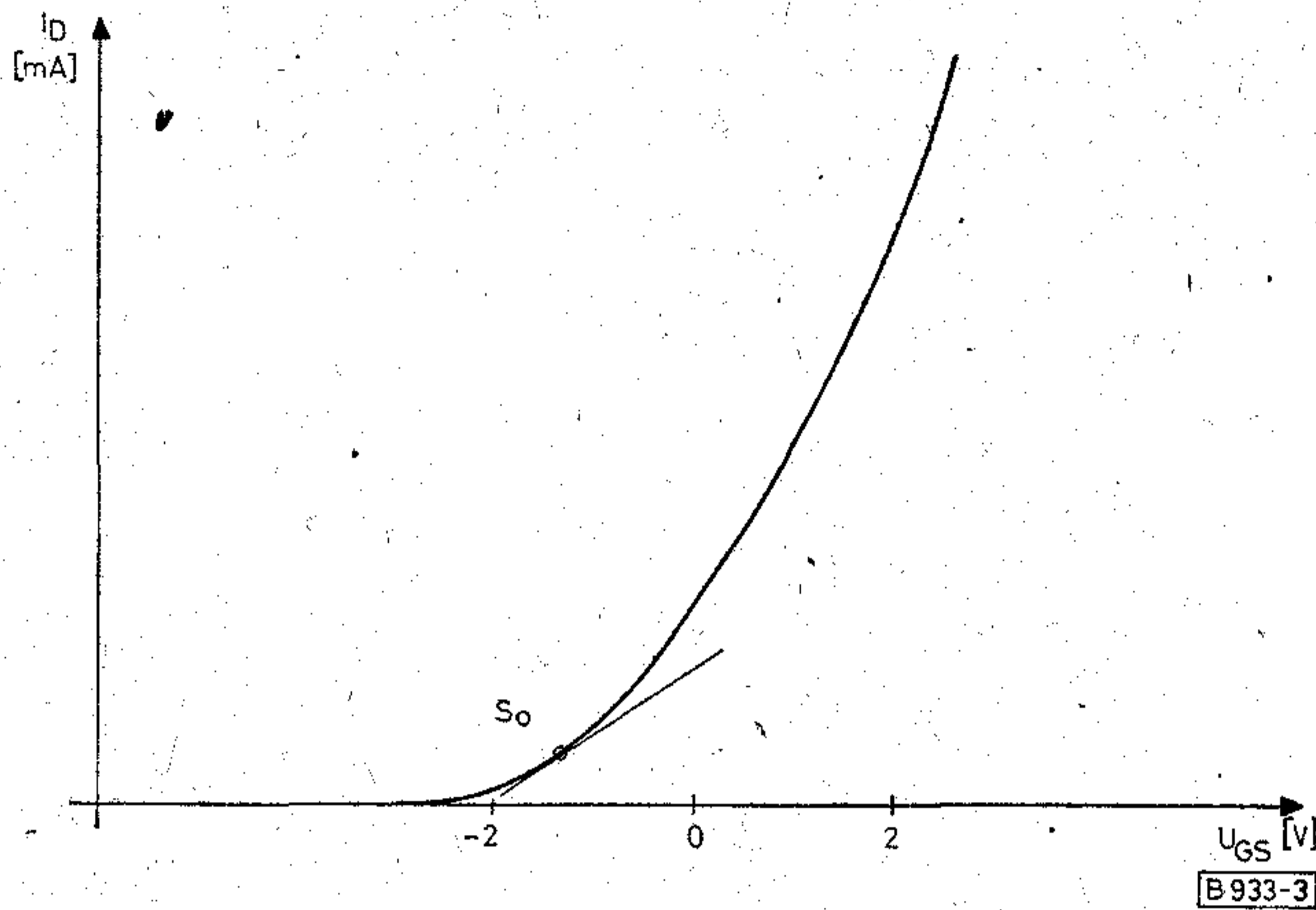


2. ábra. A keverőelem meredekségének változása az oszcillátorjel függvényében



nagyságrendű feszültségekre van szükség a bipoláris tranzisztorok mV-jával szemben.

FET-ek keverőként történő alkalmazásakor (mint egyébként a bipoláris tranzisztoroknál is) fontos a helyes  $S_0$  megválasztása. A 3. ábrán egy n-csatornás MOSFET transzfer karakterisztikáját láthatjuk. Az ábrából láthatóan kis pozitív  $U_{GS}$  feszültségnél ( $I_D$  nagy) az eszköz meredeksége nagy, a karakterisztika



3. ábra. FET transzfer karakterisztikája

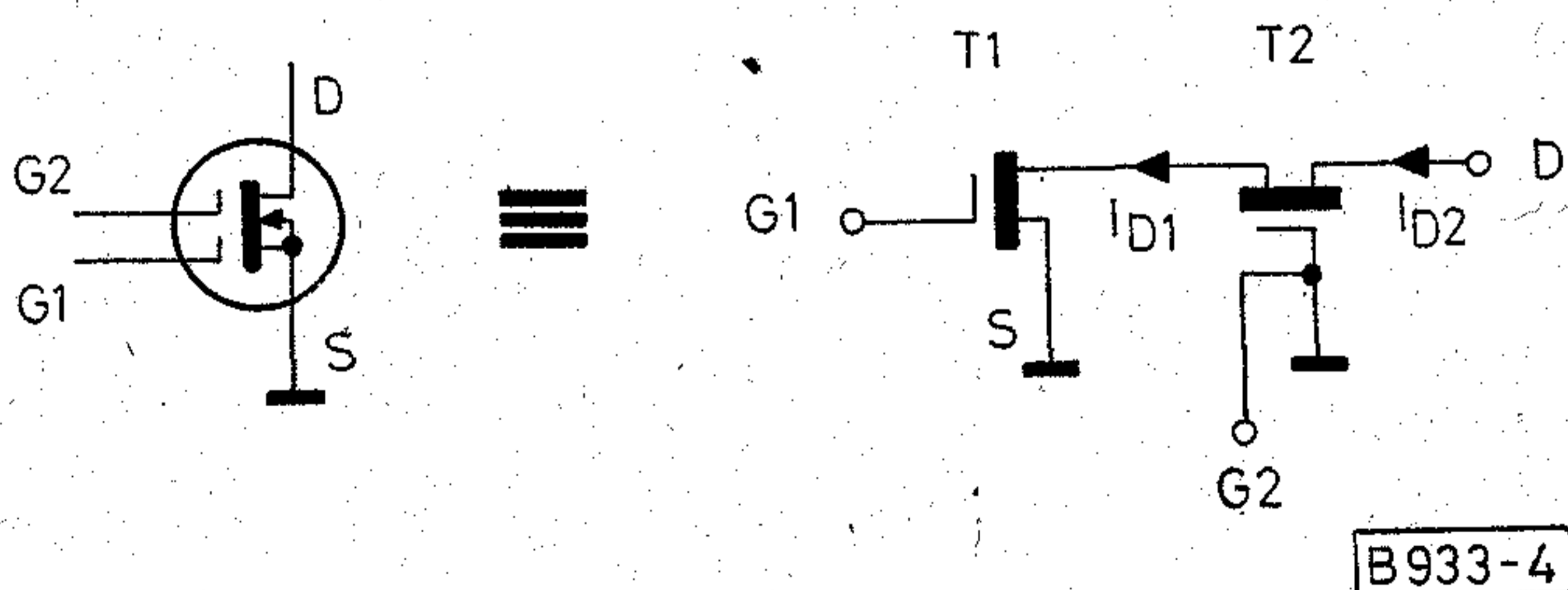
közel lineáris. Ez a tartomány erősítőként való alkalmazásban jó, viszont nem alkalmas keverésre, hiszen a meredekség közel állandó. Ha az eszközt keverőként kívánjuk működtetni, a munkapontot valahol a negatív  $U_{GS}$ , tehát a kisebb áramú tartományban kell megválasztani, ahol a nemlinearitás viszonylag nagy, s még a meredekség is elfogadható.

### 3. Keverés dual-gate MOSFET-tel

#### 3.1. Felépítés

A dual-gate MOSFET (kétkapus szigetelt vezérlő-elektrodás térvezérelt tranzisztor) vagy FET-tetróda kettős vezérlésű térvezérelt tranzisztor. Felépítését tekintve két MOSFET monolitikus kombinációja. A 4. ábrából láthatóan a két FET földelt source—földelt gate kaszkád kapcsolást alkot. E kapcsolásnak közismerten jók a nagyfrekvenciás tulajdonságai. Lényeges jellemzői:

- nagy erősítés kis zaj mellett,
- szabályozhatóság,
- erősítőként való alkalmazásban jó linearitás és nagy kimenőteljesítmény,
- kis visszahatás,



4. ábra. A dual-gate MOSFET elvi rajza

— keverőként való alkalmazásban a bipoláris tranzisztoroknál nagyobb keverőerősítés és kis keresztmoduláció.

Az eszköz használható vezérelt (AGC) erősítőként vagy additív, ill. multiplikatív keverőként is. Az utóbbi esetben a bemenőjelet a  $G_1$  elektrodára, az oszcillátorjelet pedig a  $G_2$  elektrodára adjuk.

#### 3.2. Dual-gate MOSFET, mint keverő

Dual-gate MOSFET-tel felépített keverőkben azt a tényt használjuk fel, hogy a  $T_1$  tranzisztor meredeksége a  $G_2$ -re adott  $U_{GS2}$  feszültség függvényében változik (ez a tény nyer alkalmazást a vezérelt erősítőként való felhasználásban is). Tehát:

$$g_{m1} = \frac{di_D}{du_{GS1}} = f(u_{GS2}) \Big|_{U_{GS1} = \text{áll}} \quad (7)$$

(Ebben a fejezetben a meredekség jelölésére a tranzisztoroknál használatosabb  $g_m$  jelölést használjuk.)

Amint az 5. ábrán láthatjuk, a görbe középső szakasza lineáris, tehát felhasználható keverésre. Erre a szakaszra felírható:

$$g_{m1}(u_{GS2}) = g_{m1}(U_{GS20}) + a_1(u_{GS2} + U_{GS20}), \quad (8)$$

vagy ami ezzel ekvivalens:

$$g_{m2}(u_{GS1}) = g_{m2}(U_{GS10}) + a_2(u_{GS1} + U_{GS10}). \quad (9)$$

A kimenő drain-áram:

$$i_D = g_{m1} \cdot u_{GS1} + g_{m2} \cdot u_{GS2}. \quad (10)$$

(10) képletbe behelyettesítve (8)-at, és (9)-et:

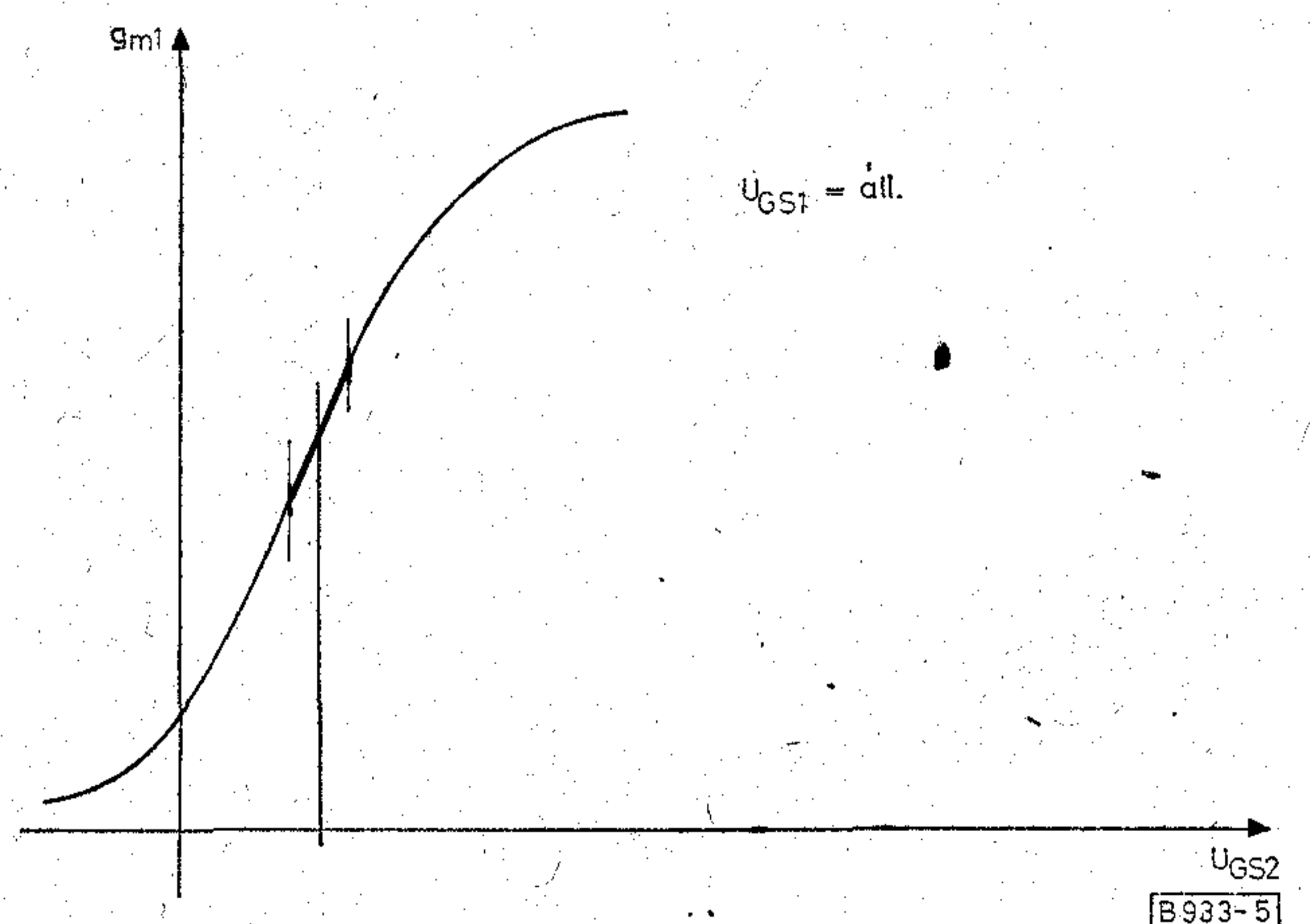
$$i_D = [g_{m1}(U_{GS20}) + a_1(u_{GS2} + U_{GS20})] \cdot u_{GS1} + [g_{m2}(U_{GS10}) + a_2(u_{GS1} + U_{GS10})] \cdot u_{GS2}. \quad (11)$$

A FET multiplikatív keverőként történő alkalmazásában ebből a képletből csak azok a tagok érdekesek a számunkra, amelyekben a két gate-feszültség szorzata szerepel; ezekből kapjuk ugyanis a keverési termékeket. A keverési termék tehát:

$$i_d = (a_1 + a_2) \cdot u_{GS1} \cdot u_{GS2}, \quad (12)$$

ahol

$$a_1 = \frac{dg_{m1}}{du_{GS2}} \quad (13)$$



5. ábra. Dual-gate MOSFET  $g_{m1} = f(U_{GS2})$  karakterisztikája



és

$$a_2 = \frac{dg_{m2}}{du_{GS2}} \quad (14)$$

A dual-gate MOSFET felépítéséből következően (kaskád kapcsolás)  $G1$  elektródára célszerű adni a moduláló feszültséget és  $G2$ -re az oszcillátorjelet. Ezt úgy is fogalmazhatjuk, hogy a keverőmeredekség a  $G1$ -re vonatkoztatva a nagyobb. Felhasználva tehát, hogy

$$u_{GS1} = U_m \cdot \sin \omega_m t \quad (15)$$

és

$$u_{GS2} = U_{oszc} \cdot \sin \omega_{oszc} t, \quad (16)$$

majd ezeket behelyettesítve a (12) képletbe, a trigonometrius átalakítások után a következőket kapjuk:

$$i_d = \frac{1}{2} (a_1 + a_2) \cdot U_m \cdot U_{oszc} \cos(\omega_{oszc} + \omega_m)t + \cos(\omega_{oszc} + \omega_m)t \quad (17)$$

Mivel általában a felső keverési terméket használjuk fel, tehát a második tagot:

$$g_k = S_c = \frac{di_d}{du_m} = \frac{a_1 + a_2}{2} \cdot U_{oszc} \quad (18)$$

$g_k$  és ezzel  $A_k$  keverőerősítés tehát valóban széles határok közt függvénye az  $U_{oszc}$ -nak.

A képletből még az is látszik, hogy  $g_k$  függ  $a_1$ -től, ill.  $a_2$ -től, tehát  $U_{GS1}$ -től és  $U_{GS2}$ -től. Így a maximális keverőerősítés ezen előfeszültségek helyes megválasztásával érhető el.

Az optimális nyugalmi munkaponti feszültségeket egy bizonyos FET-típusra két módon határoztuk meg.

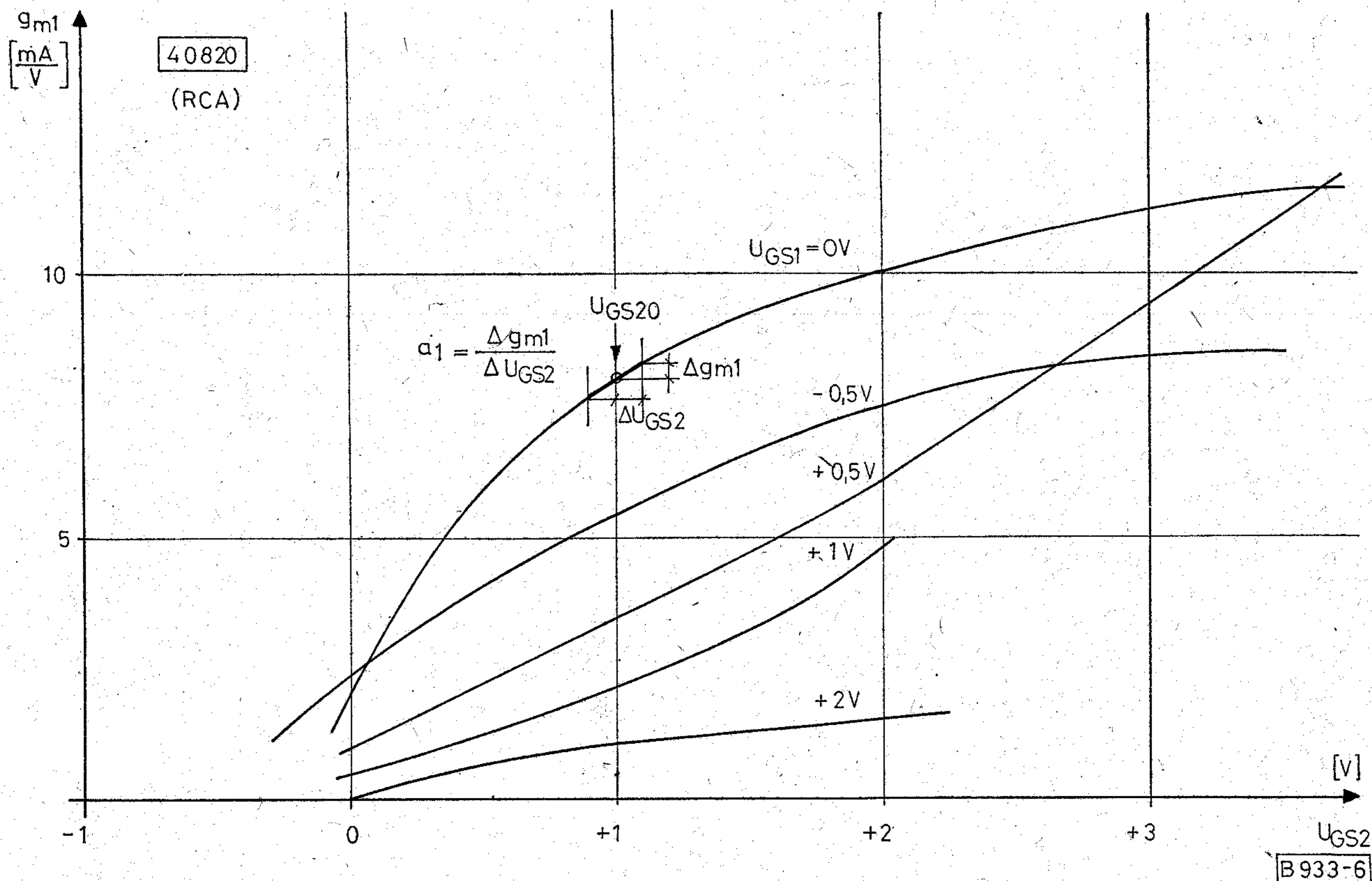
Az egyiknél a katalógus adatait és görbéit felhasználva megszerkesztettük  $U_{GS10}$ -al paramétrezve a  $g_{m1} = f(U_{GS20})$  görbesereget. A görbék közül könnyen kiválasztható az a hely, ahol  $g_{m1}$  változása a legnagyobb, s ez a változás még viszonylag lineáris. Eszerint az adott típusra akkor kapjuk a legnagyobb keverőerősítést, ha a  $G1$  elektródát nem feszítjük elő,  $U_{GS20}$ -t pedig valahol a +1 V tartományában vesszük föl (lásd a 6. ábrát).

A másik módszernél a katalógus által ajánlott mérőkapcsolást felépítve (7. ábra) méréssel határoztuk meg az optimális előfeszültségeket. A két módszerrel nem meglepő módon néhány tized voltot belül megegyező eredményt kaptunk.

Eszerint tehát erősítőként való alkalmazásban (lineáris üzemmód) kb. +4 V-os  $U_{GS20}$ -t kell választani, keverőként pedig kb. +1 V-ot. Ez a munkapont a különböző FET-típusoknál csekély mértékben változhat.

Mivel ezt az  $U_{GS20}$  munkapontot az oszcillátorjel szimmetrikusan modulálja, a MOSFET az oszcillátorjel pozitív félperiódusaiban teljesen nyitva van, míg a negatív félperiódusban zárva. Ez a meredekség lineáris modulációját eredményezi.

A keverőerősítés oszcillátorjeltől való függését könnyebb megállapítani mert a katalógusok általában megadják, de egyszerűen meghatározható méréssel is. A 8. ábrán a BF 900 típusú MOSFET (Texas I.) relatív (bipoláris tranzistorhoz viszonyított) keverőerősítését láthatjuk az oszcillátorfeszültség függvényében  $U_{GS20} = 0,8$  V-nál. Eszerint 0,9 V-os oszcillátorfeszültségnél a keverőerősítés kb. azonos a bi-

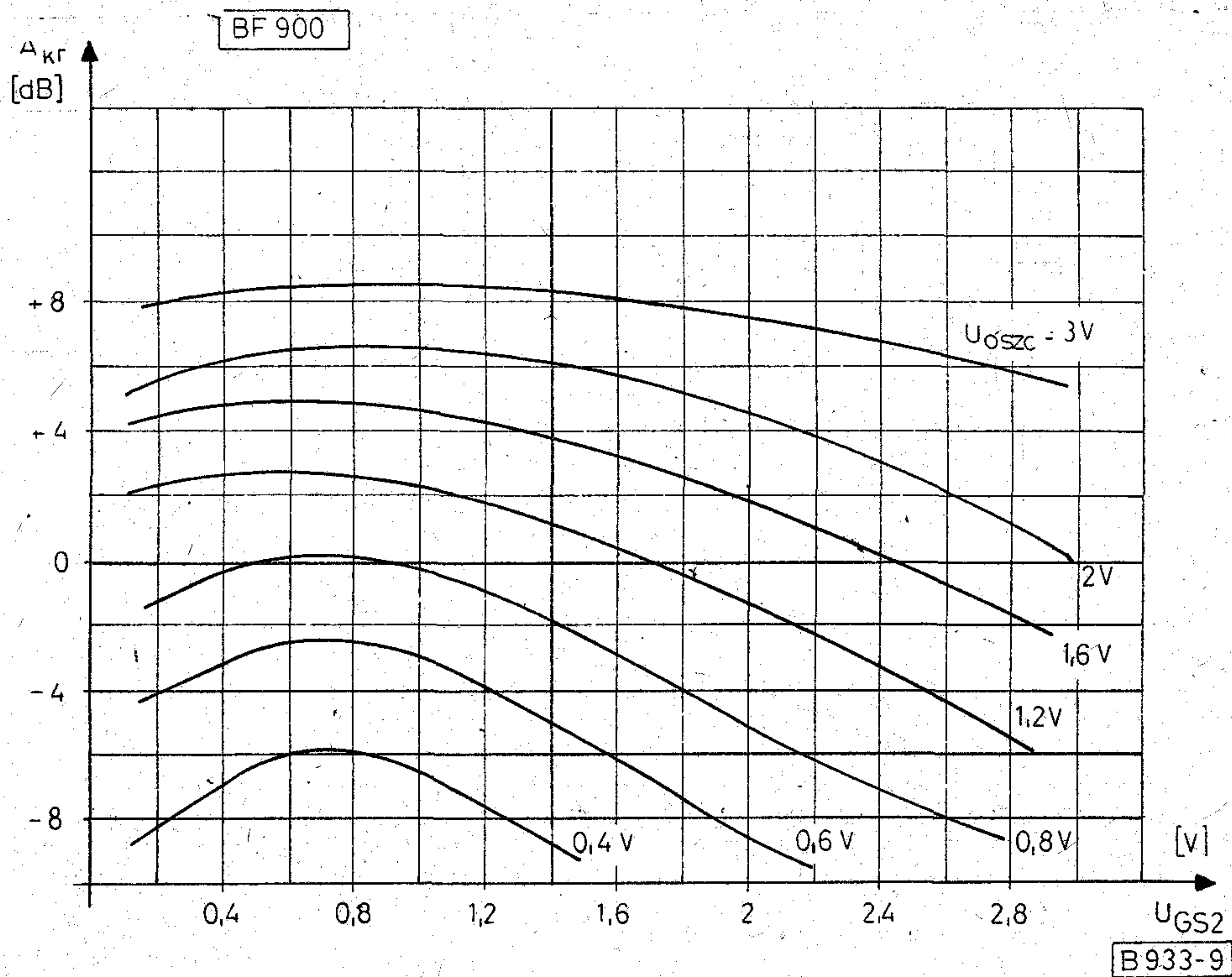


6. ábra. Egy dual-gate MOSFET  $g_{m1} = f(U_{GS2})$  karakterisztikája









9. ábra. A relatív keverőerősítés  $U_{GS2}$  függvényében

A cél olyan viszonylag kis zajú, szélessávú keverőkapcsolás létrehozása volt, amelyet újfejlesztésű alapátjátszóink vevőkeverőjeként 40–860 MHz-ig (I–V. TV-sáv), sávonkénti minimális változtatással alkalmazhatunk. Második követelmény volt, hogy a keverő rendelkezzen valamennyi keverőerősítéssel is. Az eddigiek során alkalmazott keverők ugyanis vagy passzívok voltak (balance modulátor, mikrohullámú diódás keverő), vagy aktív tranzistorosak. Az előbbieket, bár elég kis zajúak (a zaj lényegében csak a veszteségből adódik), tetemes keverési veszteséggel (6–8 dB) rendelkeztek, s ezt a bemeneten elvesztett szintet a későbbiekben nehéz pótolni. Ezenkívül minimálisan két változatra volt szükség a VHF és UHF sávokra. Aktív keverők a keverési tulajdonságok (pl. keresztmoduláció, keverőerősítés) minél jobb kihasználása érdekében keskenysávúak voltak.

Megfelelő dual-gate MOSFET-tel – a típus kiváló nagyfrekvenciás tulajdonságait felhasználva – sikerült „strip-line” technikával olyan keverőkapcsolást kifejleszteni, amely a fentiekben vázolt követelményeknek eleget tesz. A célra legalkalmasabb MOSFET-nek a Texas I. gyártmányú  $n$  csatornás, kiürítéses BF 905 típus bizonyult. Ez a típus, mint általában az újabb MOSFET-ek már monolitikusan integrált gate-védődiodákat is tartalmaz. 1000 MHz-ig alkalmazható. Ez néhány adatából is kiderül:

- $C_{be} \cong 2$  pF,
- $C_{ki} \cong 1$  pF,
- $C_{GD} = 0,02$  pF,
- $F = 4$  dB/1000 MHz.

Maximális keverőerősítést természetesen illesztett transzformátoros, szűrős be- és kimenetek esetén kapnánk. Ezzel 8–10 MHz sáv szélesség (egy tv-

csatorna) mellett kb. 8–10 dB-es keverőerősítést lehet elérni.

Mivel azonban a bemenetnek szélessávúnak kell lenni, nem tartalmazhat hangolt kört vagy illesztőkört. Ezek ugyanis ilyen széles sávban nem realizálhatók. A konkrét keverőkapcsolást a 10. ábrán láthatjuk. Ebből rögtön kitűnik, hogy valójában csak a bemenet (RF és LO) szélessávú, hiszen a keverőnek mindig ugyanarra a középfrekvenciás sávra (kép KF: 38,9 MHz) kell lekeverni az RF jelet.

A keverő 50 ohmos lezárások között működik. A bemeneti illesztést a csatlakozóra közvetlenül ráforrasztott 50 ohmos ellenállások valósítják meg. A magasabb frekvenciás sávoknál az RF bemenet jobb illesztésére az 50 ohmos ellenállással párhuzamosan kompenzáló induktivitást kell elhelyezni, amely a bemenő kapacitással sávközépen rezonanciát alkot. Így sávonként  $r \leq 1,2$  állóhullámarány érhető el.

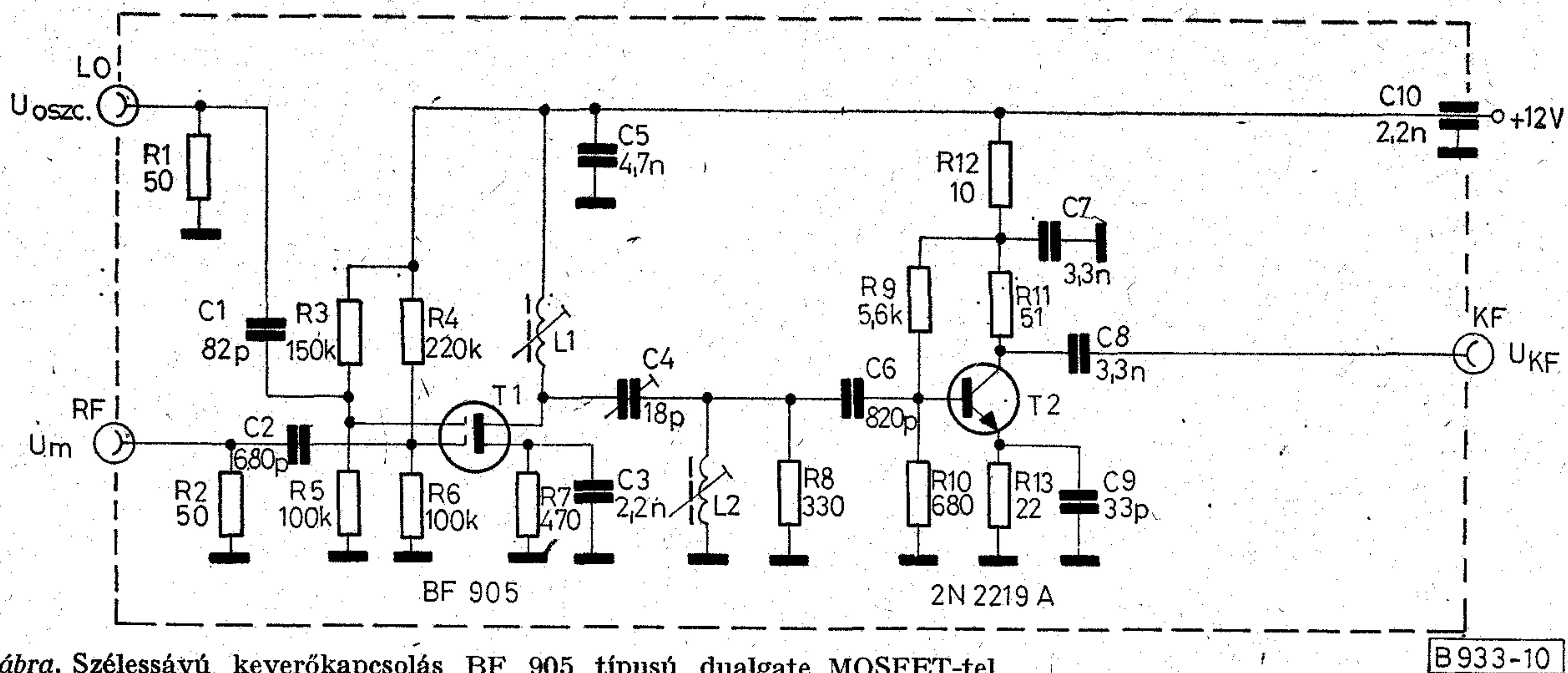
A kimeneti illesztés két lépésben van megvalósítva, egyrészt passzív körökkel, másrészt tranzistoros illesztőkör biztosítja az 50 ohmos kimenetet. Az illesztőkörben alkalmazott induktivitások a kimenő-ill. bemenő kapacitással alkotnak rezonáns kört.

Stabilitási okokból az előfeszültségek a következőkre adódtak:  $U_{G10} = 3,8$  V;  $U_{G20} = 4,8$  V;  $U_{S0} = 3,5$  V; tehát:  $U_{GS10} = 0,3$  V,  $U_{GS20} = 1,3$  V. A keverő erősítése 8 MHz-es KF-sáv szélesség mellett 2...5 dB. A kapcsolás 900 MHz-ig alkalmas keverésre.

## 5. Alkalmazás

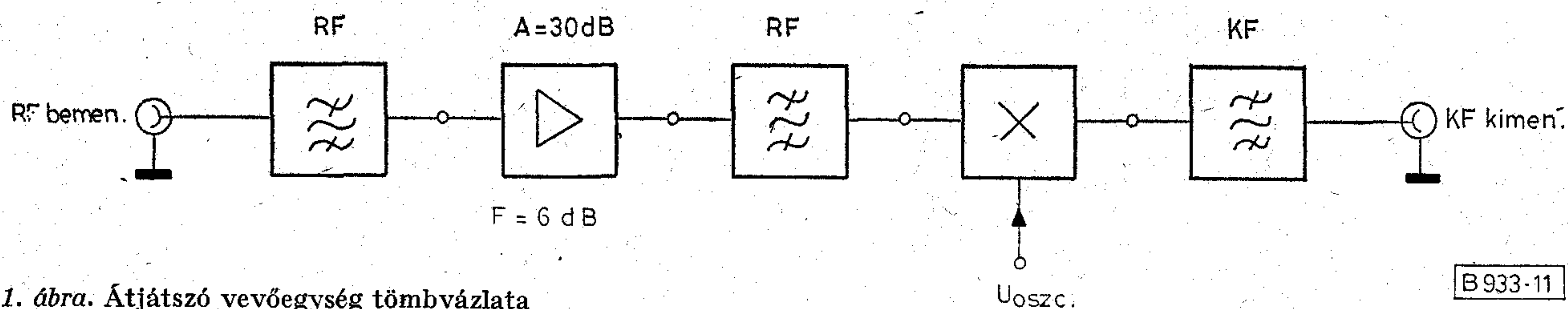
A keverőkapcsolás önmagában  $F = 12$  dB-es zajtényezővel rendelkezik, ami a teljes vevőegységben azáltal csökken, hogy a keverőt kiszajú, nagyerősí-





10. ábra. Szélessávú keverőkapcsolás BF 905 típusú dualgate MOSFET-tel

B933-10



11. ábra. Átjátszó vevőegység tömbvázlata

B933-11

tésű erősítő és szűrő előzi meg. Ezzel a teljes vevőegység zajtényezője az egész sávban kevesebb, mint 7 dB. A keverőt ezenkívül KF szűrő követi, amely nemcsak a szükséges amplitúdómenetet biztosítja, hanem a kimeneten még bizonyos szinten megjelenő oszcillátorjelet is kiszűri. A kapcsolás így biztosítja a jó zajtényezőt, kellő erősítés és szelektivitás mellett (lásd a 11. ábrát).

Ezzel a keverőfelépítéssel lehetővé vált, hogy a teljes vevőegységet különálló modulokból építsük fel, különválasztva a szélessávú (erősítő, keverő) és a hangolt, csatornafüggő (szűrők) modulokat. Az, hogy ezek a modulok külön mérhetők, a gyártásban, bemérésben nagy előnyt jelent az eddigi hangolt, „egybeépített” rendszerrel szemben. Üzembe helyezés utáni csatornaváltáskor csak a szűrőket kell áthangolni, ill. cserélni. Előre behangolt szűrőkkel gyors áthangolásra nyílik lehetőség, s azzal, hogy nem az egész egységet cseréljük, árban jelentős megtakarítás érhető el (lásd hibajavítás is).

## 6. Mérési tapasztalatok

A keverő bemérése rendkívül gyorsan végrehajtható. A kimenő passzív illesztőkörrel a megfelelő KF sávban egyenes átvitelt állítunk be.

Egy tényezőt azonban nem szabad figyelmen kívül hagyni, s ez a szélessávúság. Ha ugyanis szélessávú wobblerral történik a bemérés (pl. Rohde u. Schwarz gyártmányú Polyskop III műszerrel), akkor — különösen az alacsonyabb frekvenciákon — hamis eredményt kaphatunk.

A keverő — bemenete szélessávú lévén — nemcsak kever, hanem csekély mértékben a KF sávot is erősíti, s ez meghamisítja a mérést, mivel a két görbe

(a keverési termék és a direkt út görbéje) nyilvánvalóan egybeesik.

A másik probléma a kimenetből adódik. Ez ugyanis csak a tv-jel szempontjából hangolt, keskenysávú, mivel a 8 MHz-es sáv szélességet 0 dB-es esés mellett biztosítja (ebben a sávban tökéletes az illesztés). Ugyanakkor a KF sávon felül a kimenőkör a direkt útra lankásan eső görbét ad. Ez azt jelenti, hogy most a keverőn direkt úton átjutó, s az illető oszcillátorfrekvencia által meghatározott csatornába eső bemenőjel esik egybe a KF jellel, mivel a wobbler szélessávú bemenete a KF görbét ugyanide rajzolja fel (s ez az eső jelleg miatt zavaróbb).

A probléma két úton oldható fel:

Az egyik megoldás az, hogy a sorozat beméréséhez speciális célszűrőket alkalmazunk: a bemeneten felüláteresztőt, a kimeneten aluláteresztőt, melyek keresztelési frekvenciája közvetlenül a KF sáv fölött van. Ezzel biztosíthatjuk, hogy hamis jel ne juthasson át a keverőn.

A másik megoldásnál pedig a bemérésnél egy, már kész, behangolt KF szűrőt és egy behangolt bemenőszűrőt használunk fel.

## I R O D A L O M

- [1] Dr. Kovács Ferenc: Félvezetők nagyfrekvenciás alkalmazása Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.
- [2] Schürmann, J.: Sperrschicht- und MOS-FET-Schaltkonzepte Funktechnik No. 22. 1976. S. 720—723.
- [3] Schwahn, H.: Das FET-Kochbuch. Theorie und Anwendung von Feldeffekt-Transistoren. Texas Instruments Deutschland GmbH, München, 1977.
- [4] RCA Solid State Databook Series. Linear Integrated Circuits and MOS Devices. RCA Corporation, USA, 1972.
- [5] Preliminary Data Sheet of the Dual-Gate MOS-FET BF 905 Texas Instruments Deutschland GmbH, München, 1977.



# A törésmutató-gradiens megváltoztatása következtében előálló csillapítás-fading számítása

CSERNAK JÁNOS  
ORION

## Általános szempontok

A föld–föld közötti mikrohullámú összeköttetések esetén fellépő fading jelenségek osztályozása az irodalom alapján már eléggé ismert [9, 18]. Ezeknek lényegében két fajtája van. Szelektív (interferenciás) fading és csillapításfading.

A szelektív fading a többutas terjedéssel áll kapcsolatban. Ennek legegyszerűbb változata az amikor az adót a vevővel összekötő direkt sugár valamilyen visszaverő felületről reflektálódó sugárral interferálódik. A visszaverő felület lehet a föld felülete, vízfelület vagy valamilyen légköri rétegződés. Többutas terjedést okozhat még a légköri hullámvezető vagy a sugárpálya valamilyen anomális törése (vannak esetek amikor egyszerre több reflektált hullám is fellép). Szelektív fading ellen elvben többnyire „space diversity” és „frequency diversity” vétellel védekeznek. Tenger feletti terjedés esetén a visszavert sugarat ezenkívül még valamilyen mesterséges akadállyal is el lehet téríteni. A szelektív fading igen sok esetben szapora változású és mélysége bizonyos körülmények között igen nagy lehet. A mikrohullámú sokcsatornás TF összeköttetés esetén a többutas terjedést a termikus zajok növekedésén kívül (vevő bemenő szint csökkenése) az intermodulációs zajok növekedése jellemzi. A többutas terjedés tv-jel átvitel alkalmával a differenciál-erősítés és a differenciál-fázis romlását eredményezheti. A szelektív fadinggel mélyen és bővebben itt nem foglalkozunk.

A fading egy másik nagy csoportja a csillapításfading. Ennek egy része frekvenciafüggetlen, a másik része növekvő frekvenciával növekszik ugyan, de viszonylag kis frekvenciatartományban (pl. 10 GHz alatt a CCIR frekvenciatervekben egy félsávon belül) jó közelítéssel frekvenciafüggetlennek lehet tekinteni és ennél fogva ellene a „frequency diversity” vétel hatástalan.

Az eső által okozott pótlólagos abszorpciós és szórási csillapítás számítása a rendelkezésre álló irodalom és a 223-3 CCIR beszámoló alapján a vonalvezetés szemszögéből nézve a 10 GHz alatti frekvenciatartományban már elég pontosnak mondható. Ezért az eső által okozott csillapításfading mélységét és gyakoriságát jó közelítéssel meteorológiai statisztika alapján már elég jól meg lehet becsülni. Tudományos

szemszögéből nézve természetesen az elméletet még tovább lehet és kell finomítani. Ennek több lehetséges módja van. (Pl. további terjedési mérések végzése, a csapadékintenzitás hely- és időbeli eloszlásának jobb ismerete mellett.)

A légköri nedvességtartalom változása által okozott abszorpciós csillapítás változása a rendelkezésre álló irodalom alapján a vonalvezetés szemszögéből nézve a 10 GHz alatti frekvenciatartományban elég jól kézben tartható. A légkör relatív nedvességtartalmára vonatkozóan igen jó meteorológiai statisztikák állnak rendelkezésre. Mivel a nedvességtartalom változása által okozott abszorpciós csillapításváltozás a 2...10 GHz-es frekvenciatartományban az eső által okozott csillapítás változásánál nagyságrenddel kisebb ( $d_{RF}=40$  km-es hosszúságú RF szakaszon max. 0,5 dB) a föld–föld összeköttetés vonalvezetése esetén ezt csak igen indokolt esetben veszik figyelembe. A téma kutatása a 10 GHz feletti frekvenciatartományban indokolt.

Csillapításfading egy további fajtája a törésmutató és a törésmutató-gradiens megváltozása révén előálló sugárpálya-változás. Föld–föld közötti összeköttetésben a sugárpálya megváltozása kétféle lehet:

- Magassági inverzió következtében előálló részleges vagy teljes visszaverődés.
- A sugárpálya elhajlásának (törésének) megváltozása.

Az *a*) eset felderítésére terjedési mérések alkalmazhatók. Az előálló fading mélységét elvben a Fresnel formulákkal lehet számítani. A számításnak gyakorlati jelentősége azonban csekély. Ezzel az esettel nem foglalkozunk.

A *b*) speciális esettel azonban ennek a dolgotnak a keretében bővebben foglalkozunk. Ez a sugárpálya elhajlásának megváltozása folytonos vonalban azaz a sugárpályának a légkörben történő megtörésének megváltozása a törésmutató gradiens változása miatt. Ez esetben a sugárpálya vonalának folytonossága a meteorológiai adatok megváltozása után is megmarad, csak a sugárpálya alakja változik meg. Ilyen esetben az antennák (de főleg az igen keskeny főnyalábbal rendelkező antennák) főnyalábkarakterisztikája következtében pótlólagos csillapítás állhat elő ( $\pm 0,4^\circ$ -nál keskenyebb főnyaláb).



Erre a jelenségre a régebbi irodalomban a figyelmet már többször felhívták (pl. 16. 193. oldal). A tapasztalat szerint a törésmutató gradiensek megváltozása következtében egy  $d_{RF}=50$  km hosszú RF szakaszon a sugárpálya horizontális síkban már  $0,25^\circ$ -os, vertikális síkban már  $1^\circ$ -os változást is mutathat, ami a vevőantennára történő beesés szögét illeti. Ennek megfelelően a mikrohullámú összeköttetéseknel használható maximális antennanyereséget figyelembe véve a főnyalábszélességet  $G=45...48$  dB-ben állapították meg. Ezt az értéket az összeköttetés tervezésénél ma is betartják.

Az Egyesült Államokban már konkrét mérésekkel igazolták, hogy  $\delta_0 > 1^\circ$  kezdeti találkozási szög esetén a törésmutatónak a föld felszínén vett változása a mikrohullámok terjedését ill. a légköri törését befolyásolja. Ugyanakkor azt is kimutatták, hogy  $\delta_0 < 0,5^\circ$  esetén inkább a légköri gradiens változását kell figyelembe venni. (Gray 1959, Bean és Cahoon 1957.) A CCIR 233-3 sz. beszámolóban külön felhívják a figyelmet arra, hogy az összeköttetés tervezésénél igen hasznos a törésmutató „gradiens értékének” eloszlását és klímafüggőségét a föld felszíne közelében ismerni.

A CCIR 338-2 sz. beszámoló további mérési eredményeket is közöl. A beszámoló szerint egy  $d_{RF}=28$  km-es hosszúságú RF szakaszon 4 GHz és 24 GHz frekvencián (Crawford és Jakes 1952, Sharples 1946.) végzett mérések alapján vertikális síkban  $0,75^\circ$ -os szögeltérést mutattak ki. Horizontális síkban a beesési szög változása a mérések szerint csupán  $0,1^\circ$ -nak adódott. Ilyen nagy értékű szögeltérés viszonylag ilyen rövid szakaszon meglepő eredmény.

Szemléltetésképpen a Finommechanikai Vállalat által gyártott és a BUDAVOX által szállított két forgáspároloid antenna adatait ismertetjük. (Az antennák adatait radom nélkül kell érteni. Az antennák frekvenciatartománya: 8000...8500 MHz)

Típus	Átmérő m	Nyereség dB	Állóhullám	Főnyalábszélesség (fok, tájékoztató adat)
PA3S-80	3	45,7	1,06	$\pm 0,5$
PA4S-80	4	48,2	1,06	$\pm 0,4$

A föld-műhold összeköttetés esetén általában csak csillapításfadinggel számolnak. Gázoknak és hydrometeoroknak az abszorpciós csillapítását itt is dB/km-ben fejezik ki. Csillapítást okozhat itt az oxigén, vízgőz, lecsapódás, köd és felhő. Az exakt számítás itt bonyolítja az a tény, hogy az említett jellemzők függvényei a magasságnak és a csillapításérték a  $\delta_0$  kezdeti találkozási szögtől is függ. A CCIR 234-3. sz. beszámolóban néhány mérési eredményt ezen a területen már nyilvánosságra hoztak. A vízgőz, eső, köd csillapítása 13 GHz felett már jelentős lehet.

A sugárpálya megváltozása a légköri törésmutató-gradiens (vagy a törésmutató magasságfüggésének) megváltozása miatt itt is fellép. Ezt a jelenséget az elkövetkezőkben az előző b) esettel együtt részletesen tárgyaljuk.

Végezetül meg kell említeni azt, hogy a műhold-föld összeköttetés esetén a nagy antennák apertúrá-

ján, a sugárkéven belül, a troposzférában a törésmutató magasságfüggésének viszonylag kismértékű változása gyors amplitúdó- és fázisszcintillációt okoz. Ezt a speciális esetet is külön fejezetben tárgyaljuk. A tárgyalás szükségességét az előzőekben leírtak bőven indokolják.

A félreértések elkerülése érdekében meg kell jelezni, hogy szcintillációt az ionoszféra is okozhat. Ez a jelenség a CCIR 263-3 beszámoló alapján a 2 GHz alatt jelentős. A téma még a tanulmányozás állapotában van. Ebben a dolgozatban erre a jelenségre nem térünk ki.

## Sugárpálya elhajlásának megváltozása a törésmutató és annak gradiense megváltozása következtében.

### Általános eset

Az elektromágneses hullámok terjedését leíró sugárpálya integrál, mely implicit összefüggést állít fel a pálya egy pontjának polárkoordinátái a  $\varphi$  és az  $r$ , ill. a  $\varphi$  és a tengerszint feletti  $h=r-R_0$  magasság között. (Az integrál a felső határ folytonos függvénye.)

$$\varphi = \int_{R_0}^r \frac{dr}{r \sqrt{\left[\frac{n(r)}{n_0}\right]^2 \left(\frac{r}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1}} = \int_0^h \frac{dh}{(R_0+h) \sqrt{\left[\frac{n(h)}{n_0}\right]^2 \left(1+\frac{h}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1}}$$

Itt  $r$  a vizsgált pont távolsága a föld középpontjától,  $R_0$  6378 km a föld sugara,  $\delta_0$  a kezdeti találkozási szög,  $h_0$  a levegő törésmutatója a tenger felszínén, ( $n_s$  a levegő törésmutatója a föld felszínén),  $n(r)$  vagy  $n(h)$  a levegő törésmutatójának magasságfüggése,  $\varepsilon$  a magassági szöghiba (lokátorteknikában használatos).

Az összefüggést felfoghatjuk úgy, hogy a rögzített  $r=R_1$  integrációs felső határ és  $\varphi$  mellett az  $n(r)$  és  $\delta_0$  függvények között létesít kapcsolatot. ( $\delta$  itt speciálisan olyan lineáris függvény, mely önmagával azonos és explicite nem függ az  $r$ -től.  $\delta_0 = \text{const} = c_1$ .) Az általánosság ellen nem vétünk, ha alsó határként a  $R_0$ -t azaz a tenger szintjét vesszük.

Jelöljük a légkörnek a tengerfelszínre vonatkozó relatív törésmutatóját

$$\frac{n(r)}{n_0} = n_R(r)\text{-el.}$$

A fenti egyenletet implicit formában átírva kapjuk, hogy

$$F\langle n_R, \delta_0 \rangle = \varphi - \int_{R_0}^{R_1} \frac{dr}{r \sqrt{n_R^2(r) \left(\frac{r}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1}} \equiv 0 \quad (3)$$

$$F\langle n_R, \delta_0 \rangle = \varphi - \int_{R_0}^{R_1} f[n_R(r), \delta_0, r] dr = 0. \quad (4)$$



Itt

$$f[n_R(r), \delta_0, r] = \frac{1}{r \sqrt{n_R^2(r) \left(\frac{r}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1}}$$

Ebben az egyenletben a felső határt már állandónak kezeljük és külön  $R_1$ -el jelöljük. A  $\varphi$  értéke most itt is állandónak veendő és az nem függ ilyen módon sem az  $n_R$ -től és sem a  $\delta_0$ -tól. A 1. ábrában csupán a forma kedvéért az  $(R_0, 0)$  helyen a  $T$  adót és  $(R_1, \varphi)$  helyen az  $R$  vevőt helyeztük el. Ennek megfelelően  $\delta_0$  az adóantenna adási irányának találkozási szöge a vízszintes síkkal és  $\delta$  az  $R$  vevőantenna vételi irányának a találkozási szöge a vízszintes síkkal.  $h = R_1 - R_0$  a vevőantenna és az adóantenna magassági helyzetének különbsége.

Az  $n_R(r)$  függvény  $\delta_0 n_R$  megváltozása (variációja) esetén  $\delta_0$  olyan  $\Delta \delta_0$ -val változik, hogy az egyenlet jobb oldala zérus marad. ( $\delta_0$ -vel mi itt a megkülönböztetés kedvéért a variálást jelöltük.) Mivel  $\varphi = \text{konst}$  és meghatározott

$$\delta_0 F(n_R, \delta_0) = \delta_0 \int_{R_0}^{R_1} f[n_R(r), \delta_0, r] dr = 0. \quad (2,2)$$

Azaz az  $n_R(r)$  és  $\delta_0$  függvények előző értelemben vett variálása esetén az  $F$  függvény megváltozása zérus. Miután a variálás és az integrálás jele felcserélhető, írhatjuk, hogy

$$\int_{R_0}^{R_1} \left[ \frac{\partial f}{\partial n_R} \delta_0 n_R + \frac{\partial f}{\partial \delta_0} \Delta \delta_0 \right] dr = 0. \quad (2,3)$$

A differenciálhányadosok rendre a következők

$$\frac{\partial f}{\partial \delta_0} = [-\text{tg } \delta_0] \frac{n_R^2(r) \left[\frac{r}{R_0}\right]^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0}}{r \left\{ n_R^2(r) \left[\frac{r}{R_0}\right]^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1 \right\}^{3/2}}$$

$$\frac{\partial f}{\partial n_R} = \left(-\frac{1}{2}\right) \frac{2n_R(r) \left[\frac{r}{R_0}\right]^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0}}{r \left\{ n_R^2(r) \left[\frac{r}{R_0}\right]^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1 \right\}^{3/2}}$$

$$\frac{\partial f}{\partial n_R} \approx -\frac{n_R^2(r) \left[\frac{r}{R_0}\right]^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0}}{r \left\{ n_R^2(r) \left[\frac{r}{R_0}\right]^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1 \right\}^{3/2}}$$

Az utóbbi kifejezésben az

$$n_R(r) \approx n_R^2(r)$$

közelítést alkalmaztuk, mely közelítés az eltérítési mérésekben megengedett.

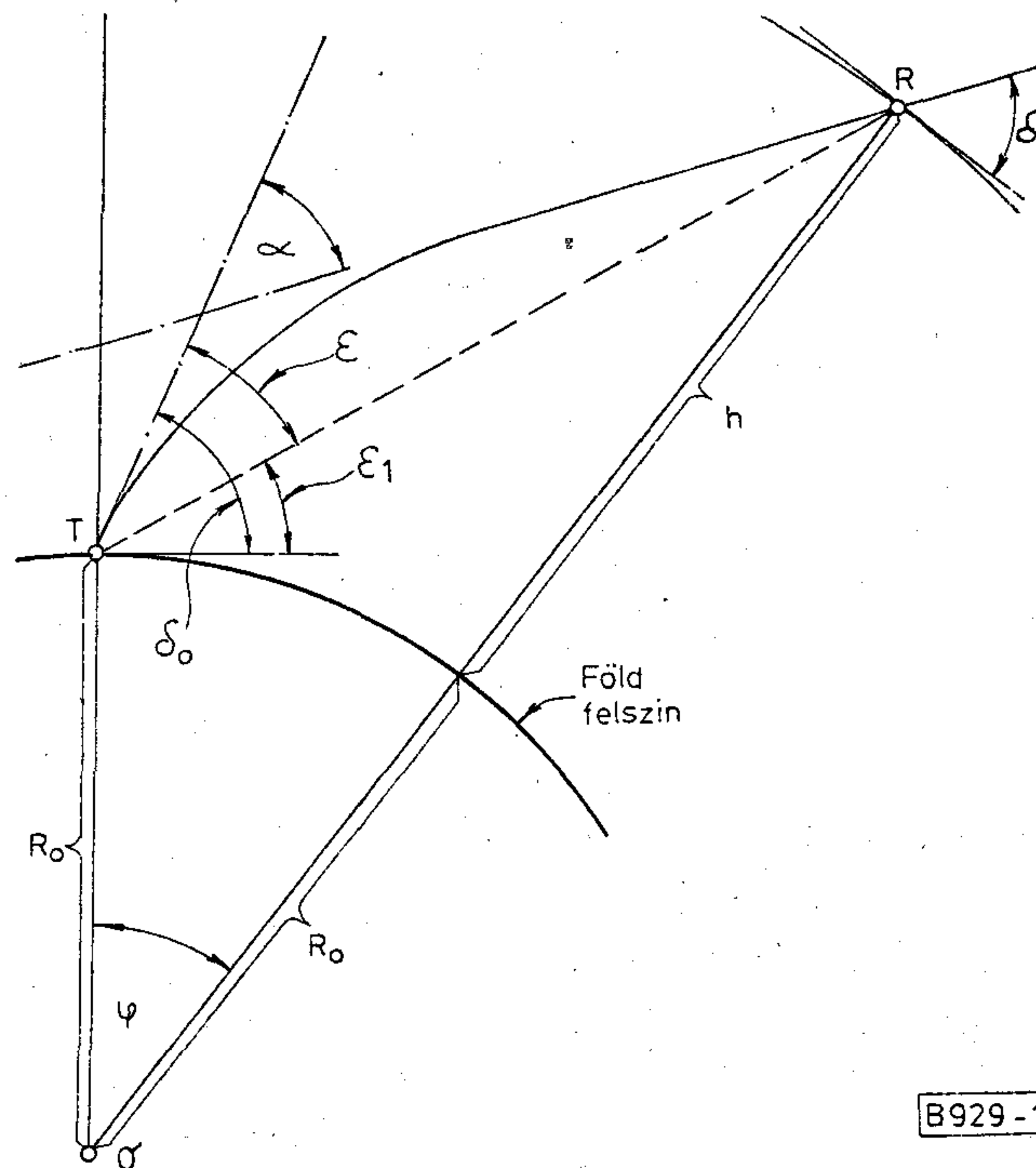
Az eltérés értékének a kiszámítása érdekében vesszük be a föld felszínén vett törőképeség

$$N_s = (n_s - 1) \cdot 10^6$$

magasságban vett törőképeség

$$N(h) = [n(h) - 1] \cdot 10^6$$

értékét.



1. ábra. Csillapításfading számítása

Az eltérés értéke  $N_s = 500$  esetén. (Ilyen nagy érték igen ritkán fordul elő.)

$$|n_R^2 - n_R| = \left| \frac{[1 + N(h)10^{-6}]^2}{1 + N_s 10^{-6}} - \frac{(1 + N_s 10^{-6})[1 + N(h)10^{-6}]}{(1 + N_s)^2} \right|$$

$$|n_R^2 - n_R| = |[N(h) - N_s]10^{-6}| \left| \frac{1 + N(h)10^{-6}}{[1 + N_s 10^{-6}]^2} \right|$$

A relatív hiba abszolút értéke

$$\left| \frac{n_R^2 - n_R}{n_R} \right| = |[N(h) - N_s]10^{-6}| \left| \frac{1}{1 + N_s 10^{-6}} \right| \ll \ll N_s 10^{-6} = 5 \cdot 10^{-4} \sim 0,05\%$$

A differenciálhányadosokat a variált integrálba behelyettesítve kapjuk, hogy

$$\int_{R_0}^{R_1} [\delta_0 n_R + \Delta \delta_0 \text{tg } \delta_0] \left\{ \frac{n_R^2(r) \left(\frac{r}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0}}{r \left[ n_R^2(r) \left(\frac{r}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1 \right]^{3/2}} \right\} dr = 0$$

Az integrálszámítás általános középértéktétele értelmében

$$[\Delta n_R(r=R_K) + \Delta \delta_0 \text{tg } \delta_0] \cdot$$

$$\int_{R_0}^{R_1} \frac{n_R^2(r) \left(\frac{r}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0}}{r \left[ n_R^2(r) \left(\frac{r}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1 \right]^{3/2}} dr = 0.$$

B929-1



Azaz más jelöléssel

$$[\Delta n_{RK} + \Delta \delta_0 \operatorname{tg} \delta_0] \int_{R_0}^{R_1} \frac{n_R^2(r) \left(\frac{r}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0}}{r \left[ n_R^2(r) \left(\frac{r}{R_0}\right)^2 \frac{1}{\cos^2 \delta_0} - 1 \right]^{3/2}} dr = 0.$$

$n_{RK}$  most már egy  $r=R_k$  közbülső helyen vett konkrét függvényeltérítést jelent.

Miután az integrandusz értéke mindig pozitív az integrál értéke zérus soha nem lehet csak  $R_1=R_0$  esetben. Tehát a zárójelben vett érték lesz zérus.

$$\Delta n_R(r=R_k) + \Delta \delta_0 \operatorname{tg} \delta_0 = 0. \quad (2.4)$$

Innen a szükséges szögeltérés a  $T$  adóantenna helyén

$$\Delta \delta_0 = -\frac{\Delta n_R(r=R_k)}{\operatorname{tg} \delta_0} = -\frac{\Delta n_{RK}}{\operatorname{tg} \delta_0}. \quad (2.5)$$

Tehát az  $n_R$  értéke növekedését a  $\delta_0$  szög értékének csökkenésével lehet kompenzálni. A levezetett egyenletfizikailag is magyarázható. A  $\Delta n_{RK}$  törésmutató-változás annál inkább érezteti hatását minél kisebb a  $\delta_0$  kezdeti találkozási szög. Ebből a szempontból a legkedvezőtlenebb eset  $\delta_0 \approx 0$  (föld-föld közötti mikrohullámú összeköttetés) és a legkedvezőbb eset  $\delta_0 \approx 90^\circ$  (merőleges beesés).

A  $\delta_0$  értékének megváltozása természetesen a pálya alakjának megváltozásával jár és a hullámfront normálisa a  $V$  vevőantenna helyén szintén elfordul  $\Delta \delta$  szöggel. Ez azt jelenti, hogy a vett jel erőssége függetlenül  $\Delta \delta_0$ -tól a vevőantenna iránykarakterisztikája következtében további csillapítást szenved. A célunk most ennek a  $\Delta \delta$  szögnek is a kiszámítása. A kiindulási egyenletünk a törési törvény polárkoordinátákban

$$-\frac{R_1}{R_0} n_R(R_1) \cos \delta + \cos \delta_0 = F(n_R, \delta, \delta_0) = 0.$$

Itt  $n_R(R_1)$  a relatív törésmutató,  $\delta$  a találkozási szög a vevőantenna helyén.

Írhatjuk, hogy  $\delta$  szög impliciten az  $n_R$ -tól és a  $\delta_0$ -tól függ.

$$\delta = \delta(n_R, \delta_0).$$

A szögnek a megváltozása

$$\Delta \delta = \left( \frac{\partial \delta}{\partial n_R} \right)_{r=R_1} \Delta n_R + \left( \frac{\partial \delta}{\partial \delta_0} \right)_{r=R_1} \Delta \delta_0. \quad (2.6)$$

Itt  $n_R$  a konkrét relatív törésmutató-változás a vevőantenna helyén.

Az implicit függvény differenciálási szabályait alkalmazva kapjuk, hogy

$$\Delta \delta = -\frac{\left( \frac{\partial F}{\partial n_R} \right)_{r=R_1} \Delta n_R}{\left( \frac{\partial F}{\partial \delta} \right)_{r=R_1}} - \frac{\left( \frac{\partial F}{\partial \delta_0} \right)_{r=R_1} \Delta \delta_0}{\left( \frac{\partial F}{\partial \delta} \right)_{r=R_1}}. \quad (2.7)$$

A műveletek elvégzése után nyerjük a következő eredményt

$$\Delta \delta = \left\{ \frac{R_1}{R_0} \left( \frac{\cos \delta}{\sin \delta} \right)_{r=R_1} \Delta n_R + \left( \frac{\sin \delta_0}{\sin \delta} \right)_{r=R_1} \Delta \delta_0 \right\} \frac{1}{\left[ \frac{R_1}{R_0} n_R(R_1) \right]}. \quad (2.8)$$

A (2.5) kifejezést behelyettesítve

$$\Delta \delta = \left\{ \frac{R_1}{R_0} \left( \frac{\Delta n_R(R_1)}{(\operatorname{tg} \delta)_{r=R_1}} - \frac{\cos \delta_0}{(\sin \delta)_{r=R_1}} \Delta n_R(R_k) \right) \right\} \frac{R_0}{R_1 n_R(R_1)} \quad (\operatorname{tg} \delta)_{r=R_1} > (\sin \delta)_{r=R_1} > 0 \quad \cos \delta_0 > 0. \quad (2.9)$$

Tehát a képletben a két törésmutatóváltozás egymás ellen dolgozik abban az esetben ha a  $\Delta n_R(R_1)$  és a  $\Delta n_R(R_k)$  változások egyirányúak.

Nagy magasságkülönbség esetén (műhold-föld összeköttetés) figyelembe kell venni, hogy

$$\Delta n_R(R_1) \approx 0, \quad \Delta n_R(R_k) \approx 0.$$

A szögváltozás a vevőantenna helyén

$$\Delta \delta = \left\{ \frac{\Delta n_R(R_1)}{(\operatorname{tg} \delta)_{r=R_1}} - \frac{\cos \delta_0}{(\sin \delta)_{r=R_1}} \Delta n_R(R_k) \frac{R_0}{R_1} \right\} \frac{1}{n_R(R_1)}.$$

Mivel

$$\lim_{R_1 \rightarrow \infty} n_R(R_1) = \frac{1}{1 + N_s 10^{-6}}$$

véges érték és

$$R_1 n(R_1) \cos \delta = R_0 n_0 \cos \delta_0 = \text{const}$$

$R_1 \rightarrow \infty$  esetén  $\cos \delta \rightarrow 0$ ,  $\delta \rightarrow 90^\circ$  és  $\operatorname{tg} \delta \rightarrow \infty$ .

A szögváltozás a vevőnek feltételezett műhold helyén zérus

$$\Delta \delta = 0.$$

Tehát a földi antenna korrekciója után a műhold antennáját emiatt nem kell korrigálni.

Általában két szögelfordulásból ( $\Delta \delta_0$ ,  $\Delta \delta$ ) származó csillapításfadinget úgy az adó mint a vevőantenna esetén az iránykarakterisztikájuk alapján külön-külön kell meghatározni és az így kapott csillapításértékeket össze kell adni.

Feltétlenül meg kell jegyezni, hogy az előbb elmondottak változatlan antennák mellett felcserélt adó és vevő esetén a reciprocitási tétel értelmében szintén érvényesek.

A levezetett képletek szerint mint már említettük a  $\Delta \delta_0$ , ill.  $\Delta \delta$  szögeltérések annál nagyobbak minél kisebb a  $\delta_0$  kezdeti találkozási szög.  $\delta_0 = 0$  és  $\Delta n_R = 0$  esetén a probléma határozatlanná válik.

Ezen határozatlanság elkerülése érdekében a  $\delta_0 \in (-5^\circ, +5^\circ)$  szögtartományt érdemes külön vizsgálat tárgyává tenni.

Az elkövetkező számítás  $d_{RF} \in (23, 120 \text{ km})$  RF szakasz tartományban és  $h = 2 \text{ km}$  magasságkülönbségig 1%-os hibával lesz használható.

A szóban forgó magasságtartományban a törésmutató magasságfüggését lineárisnak vehetjük

$$n(h) = n_0 + \beta h$$

A törésmutató gradiense itt közel állandó

$$\frac{dn}{dh} = \beta.$$



A sugárpálya mint ismeretes a fenti szögtartományban és magasságtartományban most a troposzféra síkrétegződését feltételezve jó közelítéssel kör és ennek görbülete [13]

$$g = \frac{1}{r_g} = B = \frac{\beta}{n_0},$$

ahol  $r_g$  a pálya görbületi sugara.

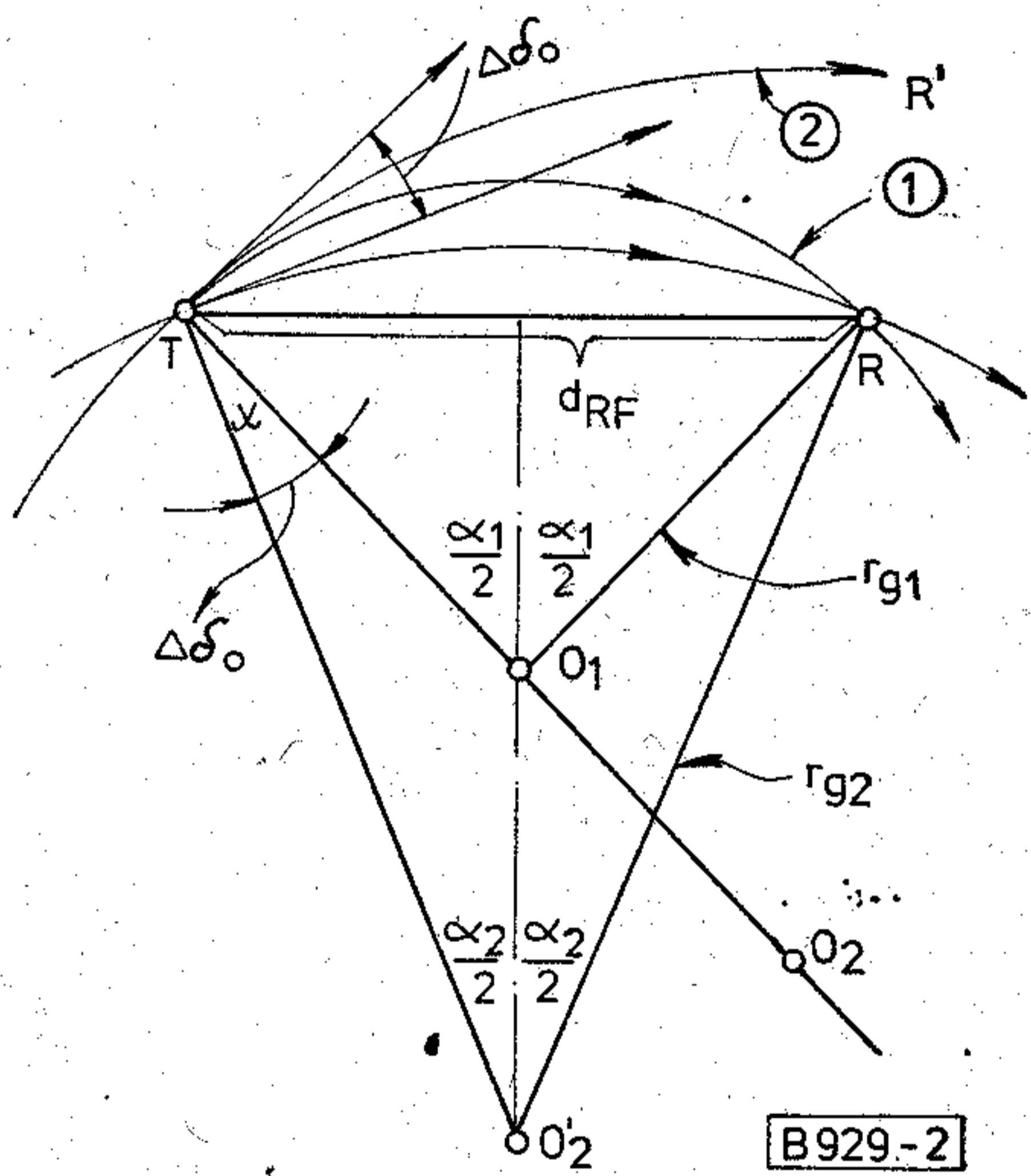
Tételezzük most fel, hogy a törésmutató a tenger felszínén  $n_{01}$ -ről  $n_{02}$ -re, annak gradiense  $\beta_1$ -ről  $\beta_2$ -re változik. A pálya görbületi sugara

$$r_{g1} = \frac{n_{01}}{\beta_1} \text{ ról } \quad r_{g2} = \frac{n_{02}}{\beta_2} \text{ re}$$

változik.

Az  $n_{01}$ ,  $n_{02}$ ,  $\beta_1$  és  $\beta_2$  értékeket a légkör termodinamikai állapotváltozóit határozzák meg.

A viszonyokat a 2. ábrán tüntettük fel.



2. ábra. Csillapításfading számítása

Az ábrán  $T$ -vel az adót és  $R$ -el a vevőt jelöltük. Az 1. indexszel jelölt esetben ( $n_{01}$ ,  $\beta_1$ ) a sugár az 1. vonalon és a 2. indexszel jelölt esetben ( $n_{02}$ ,  $\beta_2$ ) a 2. vonalon az  $R'$  irányában halad ( $d_{RF} = RF$  szakasztávolság). Ahhoz, hogy a  $T$ -ben elhelyezett adóantenna az  $R$  vevőt optimálisan „eltalálja” az adóantennát  $\Delta\delta_0$  szöggel kell elforgatni. Ilyenkor az  $O_2$  pont az  $O_1$ -be kerül.

A szóban forgó szögváltozás

$$\Delta\delta_0 = \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} \approx \sin \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} = \frac{d_{RF}}{2} \left( \frac{1}{r_{g1}} - \frac{1}{r_{g2}} \right).$$

A görbületi sugarakat behelyettesítve kapjuk, hogy

$$\Delta\delta_0 = \frac{d_{RF}}{2} \left( \frac{\beta_1}{n_{01}} - \frac{\beta_2}{n_{02}} \right).$$

(Az előző közelítés hibája  $d_{RF} = 120$  km esetén kisebb mint 0,15%.) Érdekes most még bebizonyítani azt, hogy a szóban forgó  $\Delta\delta_0$  szögváltozás inkább a gradiensek változásától függ, mint a tengerszinten vett törésmutatótól. Ez egyezésben áll Gray (1959) Bean és Cahoon (1957) megállapításaival.

Ez természetesen fizikailag is érthető, hiszen ha a föld felszínén a törőképeség gradiense nem változik nincsen ok a sugárpálya megváltozására. A sugárpálya törésének mértékét a föld felszíne közelében a törőképeség gradiense határozza meg. A kapott eredményt a troposzféra gömbi rétegződése esetére is alkalmazhatjuk.

Ebben az új koordináta-rendszerben a görbületi sugár

$$r_{g1} = \frac{1}{\frac{\beta_1}{n_{01}} + \frac{1}{R_0}} = k_1 R_0 = \frac{R_0}{1 + 6,738 \Delta N_1 10^{-3}} \text{ ról}$$

$$r_{g2} = \frac{1}{\frac{\beta_2}{n_{02}} + \frac{1}{R_0}} = k_2 R_0 = \frac{R_0}{1 + 6,378 \Delta N_2 10^{-3}} \text{ ra}$$

változik ( $k_1$  és  $k_2$  a megfelelő földugártényezők,  $\Delta N_1$  és  $\Delta N_2$  a törőképeségeknek 1 km-es magasságon belüli megváltozásai).

Érdekes, hogy az  $\frac{1}{R_0}$  növekményt a sugárpálya szögváltozásának számításánál nem kell figyelembe venni, mert a különbségképzésnél az kiesik.

Ennélfogva a sugárpálya szögváltozása általában

$$\Delta\delta_0 [\text{rad}] = \frac{d_{RF}}{2} \left( \frac{1}{r_{g1}} - \frac{1}{r_{g2}} \right) = \frac{d_{RF}}{2} \left( \frac{\beta_1}{n_{01}} - \frac{\beta_2}{n_{02}} \right) \quad (2.10)$$

Illetve

$$\begin{aligned} \Delta\delta_0 [\text{rad}] &= \frac{d_{RF}}{2R_0} \left( \frac{1}{k_1} - \frac{1}{k_2} \right) = \\ &= \frac{d_{RF}}{2R_0} 6,378 \cdot 10^{-3} (\Delta N_1 - \Delta N_2) \end{aligned}$$

$$\Delta\delta_0 [\text{rad}] = \frac{d_{RF} [\text{km}]}{2} 10^{-6} [\Delta N_1 - \Delta N_2]. \quad (2.11)$$

Tehát a  $\Delta\delta_0$  szögváltozás a  $\delta_0 \in (+5^\circ, -5^\circ)$  szögtartományban kizárólag a  $\Delta N$  változásától függ. Miután a jelenség geometriailag az  $O_1 O_2$  tengelyre nézve szimmetrikus a hullámfront normálisa a vevő helyén szintén

$$\Delta\delta = \Delta\delta_0$$

szöggel fordul el.

A szögelfordulások következtében előálló függvényfading nagyságát itt is az előzőekben lefektetett módon kell elvégezni. Ha a két antenna azonos, akkor a szögelfordulás következtében előálló fading nagysága az adóantennánál (az iránykarakterisztika alapján) megállapított csillapítás kétszerese.

Végezetül vegyük észre azt is, hogy a  $\delta_0 = \pm 5^\circ$ -os szögtartományban abban a kényelmes helyzetben vagyunk, hogy a  $\Delta\delta_0$  szögeltérést közvetlenül a rádiómeteorológiai adatokból tudjuk számítani ( $k$  vagy  $\Delta N$ ).

Fontos itt még azt is látni, hogy a képlet alapján terjedési mérések eredményeinek felhasználásával nagy nyitottságú szakaszokon a  $k$  értékének a változását meg tudjuk határozni. Ehhez az adó- és vevőantenna karakterisztikáját természetesen ismereni kell.



## A légkör törésmutatója változásának számítása

Az előző fejezetben a  $\delta_0 \in (4^\circ, 90^\circ)$ -os szögtartományra levezetett képletben a törésmutató megváltozását valamely közbülső helyen kell felvenni az adó és a vevő között. Ebben a fejezetben most ezzel a kérdéssel kívánunk részletesen foglalkozni.

A szögeltérést kifejező képlet levezetésénél alkalmaztuk az integrálszámítás középértéktételét.

Ez a következőképpen szól: ha  $f(x)$  egy folytonos függvény az  $(a, b)$  intervallumban, akkor legalább található egy olyan hely az  $(a, b)$  intervallum belsejében, melyre

$$f(\xi) = \frac{\int_a^b f(x) dx}{b-a}.$$

Mi a tétel egy általánosabb formáját alkalmaztuk. Ez a következő: ha  $f(x)$  egy folytonos függvény az  $(a, b)$  intervallumban és  $g(x)$  állandó előjelű ugyanitt, akkor

$$\int_a^b f(x)g(x) dx = f(c) \int_a^b g(x) dx,$$

ahol  $c$  valamely közbülső érték az  $a$  és  $b$  között. Az  $f(\xi)$  az  $f(x)$  függvény lineáris középértéke az  $(a, b)$  intervallumban.

Mivel a fenti kritériumok mind teljesülnek a szóban forgó középértéktétel esetünkben alkalmazható.

Igen lényeges dolog a törésmutató közbülső értéke változását vizsgálat tárgyává tenni. Ezt a közbülső értéket, mely csak véletlenül eshet egybe a lineáris középértékkel módosított középértéknek fogjuk nevezni [ez felel meg az előbbi általánosított középértéktételben szereplő  $f(c)$ -nek].

Az

$$n_R(h) = \frac{1 + N(h)10^{-6}}{1 + N_S10^{-6}} < 1$$

relatív törésmutató módosított középértéke felírásához fel fogjuk először írni annak lineáris középértékét.

Az egyszerűbb számítás kedvéért a következőkben a relatív törésmutatót

$$n_R(h) = 1 + [N(h) - N_S]10^{-6}$$

kifejezéssel közelítjük.

A közelítés relatív hibája a második

$$[N(h) - N_S]10^{-6}$$

tagra vonatkoztatva  $N_S = 500$  esetén kisebb mint,

$$H_1 < 2N_S10^{-6} = 2 \cdot 500 \cdot 10^{-6} = 10^{-3} \sim 0,1\%.$$

A relatív törésmutató lineáris középértéke

$$n_{RLIN} = \frac{1}{h} \int_0^h n_R(h) dh = 1 + (N_K - N_S)10^{-6}. \quad (3.1)$$

Itt a törőképesség lineáris középértéke

$$N_K = \frac{1}{h} \int_0^h N(h) dh = N_K(h).$$

Az integrál konvergens! Mivel a törőképesség függvénye a végtelenben eltűnik, a lineáris középérték is ezt teszi (műhol—föld) összeköttetés

$$\lim_{h \rightarrow \infty} N_K(h) = \lim_{h \rightarrow \infty} \frac{\int_0^h N(h) dh}{h} = \lim_{h \rightarrow \infty} N(h) = 0. \quad (3.2)$$

A törőképesség középértékének határértéke  $h \rightarrow 0$  esetén

$$\lim_{h \rightarrow 0} N_K(h) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{\int_0^h N(h) dh}{h} = \lim_{h \rightarrow 0} N(h) = N_S. \quad (3.3)$$

A törőképesség középértékét tehát lényegében a következő alakban írhatjuk fel

$$N_K(h) = N_S f_K(h).$$

Itt

$$\lim_{h \rightarrow 0} f_K(h) = 1,$$

$$\lim_{h \rightarrow \infty} f_K(h) = 0.$$

Nekünk azonban a lineáris középérték helyett a módosított középértékre van szükségünk. Ezért az általános középértéktétel követelményét egy  $S_A(h)$  függvénnyel vesszük figyelembe. Ennek értékkészlete korlátos, mert az  $N(h)$  függvény is korlátos

$$s_A(h) \in \left[ 0, \frac{N_S}{N_K(h)} \right].$$

Értékét adott esetben főleg a törőképesség magasságfüggésének jellege határozza meg. Erre a függvényre érvényes, hogy

$$\lim_{K \rightarrow 0} s_A(h) = 1.$$

A módosított középérték az előbbieknél megfelelően

$$n_{RK} = 1 + [s_A N_K - N_S]10^{-6} = 1 + N_S [s_A(h) f_K(h) - 1]10^{-6}. \quad (3.4)$$

A  $g_K(h) = s_A(h) f_K(h) - 1$  függvény határértékei

$$\lim_{h \rightarrow 0} g_K(h) = 0,$$

$$\lim_{h \rightarrow \infty} g_K(h) = 1$$

(műhold—föld összeköttetés).

A törőképesség lineáris középértéke exponenciális referencia atmoszféra esetén

$$N_K = \frac{1}{h} \int_0^h N(h) dh = \frac{1}{h} \int_0^h N_S e^{-bh} dh = N_S \left[ \frac{1 - e^{-bh}}{bh} \right].$$

Ugyanez polytropikus atmoszféra esetén

$$N_K = \frac{1}{(\eta h)} \left\{ \frac{A_1}{s} [1 - (1 - \eta h)^s] + \left( \frac{A_2}{s-1} \right) [1 - (1 - \eta h)^{s-1}] \right\}$$

A törésmutató módosított középértékének megváltozása, ha a felszíni törőképesség  $N_{s2}$ -ről  $N_{s1}$ -re változik



$$\Delta n_{RK} = 10^{-6} \{ N_{S2} [s_{A2}(h) f_{K2}(h) - 1] - N_{S1} [s_{A1}(h) f_{K1}(h) - 1] \},$$

$$\Delta n_{RK} = 10^{-6} \{ (N_{S1} - N_{S2}) + N_{S2} s_{A2}(h) f_{K2}(h) - N_{S1} s_{A1}(h) f_{K1}(h) \}.$$

A találkozási szögnek ehhez tartozó megváltozása

$$\Delta \delta_0 = \frac{10^{-6} \{ (N_{S1} - N_{S2}) + N_{S2} s_{A2}(h) f_{K2}(h) - N_{S1} s_{A1}(h) f_{K1}(h) \}}{\operatorname{tg} \delta_0} \quad (3.5)$$

Ez a képlet a szögeltérés számítására négy olyan tényezőt tartalmaz ( $s_{A1}, s_{A2}, f_{K1}, f_{K2}$ ) melyek elméleti úton közvetlenül nem határozhatók meg. Ez a bizonyos fokú határozatlanság első pillanatra korlátozza az előző képlet használhatóságát. Szerencsére az  $s_{A1}, s_{A2}, f_{K1}, f_{K2}$  függvények konkrét meghatározására nincsen szükség.

A föld–föld közötti összeköttetések esetén  $d_{RF} \in (23, 120 \text{ km})$  RF szakasz hosszúság-tartományban ( $h=2 \text{ km}$ ) magasságkülönbségig tehát  $\delta_0 \in (+5^\circ, -5^\circ)$  találkozási szögtartományban a

$$\Delta \delta_0 = \frac{d_{RF}}{2R_0} \left[ \frac{1}{k_1} - \frac{1}{k_2} \right] = \frac{d_{RF} [\text{km}]}{2} 10^{-6} [\Delta N_1 - \Delta N_2]$$

képleteket használják.

Itt  $k_1$  és  $k_2$  a föld sugártényezők,  $\Delta N_1$  és  $\Delta N_2$  a törőképesség-változások,  $h=1 \text{ km}$  magasság és a föld felszíne között,  $d_{RF}$  az RF szakasz hosszúsága,  $R_0=6378 \text{ km}$  a föld sugara.

A 23 km-nél kisebb távolságok esetén a  $\Delta \delta_0$  szögváltozás kicsi és nem annyira érdekes az összeköttetés stabilitása szempontjából. Ennélfogva elegendő azt kevésbé pontosan meghatározni ( $h=2 \text{ km}$  magasságkülönbség és  $d_{RF}=10 \text{ km}$  RF szakasztávolság esetén a tárgyalt számítás pontossága 4,1%). 120 km-nél nagyobb távolság a föld–föld közötti összeköttetés esetén nem fordul elő. A „tropospheric scatter” terjedést ebben a dolgozatban nem tárgyaljuk.

A műhold–föld közötti összeköttetés esetén a találkozási szög megváltozása  $h \rightarrow \infty$  határ átmenet alkalmazásával

$$\Delta \delta_0 [\text{rad}] = \frac{10^{-6} (N_{S2} - N_{S1})}{\operatorname{tg} \delta_0} = - \frac{10^{-6} \Delta N_s}{\operatorname{tg} \delta_0}. \quad (3.6)$$

Itt  $N_s$  a felszíni törőképesség időbeli változása. A képlet fokokban kifejezve

$$\Delta \delta_0 = -5,73 \cdot 10^{-5} \frac{\Delta N_s}{\operatorname{tg} \delta_0}. \quad (3.6)$$

Ez a képlet viszont igen egyszerű és gyors számolásra alkalmas.

#### 1. táblázat

$\delta_0$ [jok]	$\frac{180}{\pi} 10^{-6} \cotg \delta_0$	$\Delta \delta_0$ [fok]			
		$N_s=10$	$N_s=50$	$N=100$	$N_s=200$
1°	$3,28 \cdot 10^{-3}$	$3,28 \cdot 10^{-2}$	0,16	0,321	0,66
2°	$1,64 \cdot 10^{-3}$	$1,64 \cdot 10^{-2}$	$8,20 \cdot 10^{-2}$	0,16	0,33
5°	$6,55 \cdot 10^{-4}$	$6,55 \cdot 10^{-3}$	$3,27 \cdot 10^{-2}$	$6,55 \cdot 10^{-2}$	0,13
10°	$3,25 \cdot 10^{-4}$	$3,25 \cdot 10^{-3}$	$1,62 \cdot 10^{-2}$	$3,25 \cdot 10^{-2}$	$6,5 \cdot 10^{-2}$
45°	$5,73 \cdot 10^{-5}$	$5,73 \cdot 10^{-4}$	$2,86 \cdot 10^{-3}$	$5,73 \cdot 10^{-3}$	$1,15 \cdot 10^{-2}$
60°	$3,31 \cdot 10^{-5}$	$3,31 \cdot 10^{-4}$	$1,65 \cdot 10^{-3}$	$3,31 \cdot 10^{-3}$	$6,62 \cdot 10^{-3}$
85°	$5,01 \cdot 10^{-6}$	$5,01 \cdot 10^{-5}$	$2,51 \cdot 10^{-4}$	$5,01 \cdot 10^{-4}$	$1,00 \cdot 10^{-3}$

A  $\Delta \delta_0$  szögváltozást illetően műhold–föld közötti összeköttetés esetén a viszonyokat egy táblázatban foglaljuk össze.

Az 1. táblázatból látható, hogy a  $\Delta \delta_0$  szögváltozás növekvő  $\delta_0$  kezdeti találkozási szöggel rohamosan csökken. Tehát minél nagyobb a  $\delta_0$  kezdeti találkozási szög annál stabilabb az összeköttetés.

A  $h=2 \text{ km}$  magasságkülönbségnél nagyobb magasságkülönbség már inkább a föld–repülőgép közötti összeköttetés esetén fordul elő. A rádiónavigációs hírközlés a VHF frekvenciatartományban történik. Itt a  $\delta_0$  kezdeti találkozási szög és annak megváltozása nem érdekes. A légi forgalmi lokátor technikában inkább az  $\varepsilon$  magassági szöghibát érdemes meghatározni. Ennek hosszú idejű stabilitása azonban itt sem bír jelentőséggel, hiszen a megfigyelés alatt az  $\varepsilon$  mindig változik és ennél fogva ennek stabilitásáról beszélni értelmetlen.

A lineáris regresszióval létrehozott [7]

$$\varepsilon = m N_s + l$$

táblázat is használható  $\Delta \delta_0$  szögváltozás meghatározására. Ugyanis (mint az a 2.1. ábrából látható) az  $\varepsilon$  magassági szöghiba és a  $\delta_0$  kezdeti találkozási szög között a következő összefüggés áll fenn:

$$\delta_0 = \varepsilon + \varepsilon_1.$$

Mivel  $\varepsilon_1 = \text{const}$  írhatjuk a szögek változására, hogy

$$\Delta \delta_0 = \Delta \varepsilon = m (N_{s2} - N_{s1}).$$

Kis szögek esetén ( $\delta_0 < 5 \text{ mrad}$ ) azonban a lineáris regresszió hibája a különbségképzés miatt fokozottabban jelentkezik és a fenti módszer hibája elég nagy lehet. Ezért a  $\delta_0 = \pm 5^\circ$  szögtartományban érdemesebb az előbb említett módszert alkalmazni (2.11. képlet).

Érdekes megfigyelni, hogy növekvő  $h$  magasságkülönbséggel az  $m$  értékei főleg  $\delta_0 = 20 \text{ mrad} = 1,146^\circ$  felett asszimptotikusan közelednek a  $10^{-6} \cotg \delta_0$  értékeihez. Ezt a tényt a 2. táblázatban mutatjuk be.  $h=70 \text{ km}$  és  $\delta_0 > 100 \text{ mrad} = 5,73^\circ$  esetén a különbség igen kevés [7]. Ezt a közeledést különböző  $h$  magasságkülönbségek és  $\delta_0 = 400 \text{ mrad} = 22,92^\circ$  esetén még a 3. táblázat szemlélteti. (Az asszimptóta  $10^\circ \cotg \delta_0 = 2,37 \cdot 10^{-6}$  egyenes.)



2. táblázat

$\delta_0$ [mrad]	$\delta_0$ [fok]	$m$ [rad] $h=20$ km	$h=50$ km	$10^{-6} \cot \delta_0$ [rad] $h=\infty$
1	$5,7 \cdot 10^{-2}$	$70,3 \cdot 10^{-6}$	$79,4 \cdot 10^{-6}$	$1000,0 \cdot 10^{-6}$
2	0,11	$61,6 \cdot 10^{-6}$	$69,8 \cdot 10^{-6}$	$500,0 \cdot 10^{-6}$
5	0,29	$49,5 \cdot 10^{-6}$	$56,3 \cdot 10^{-6}$	$200,00 \cdot 10^{-6}$
10	0,57	$39,7 \cdot 10^{-6}$	$45,1 \cdot 10^{-6}$	$100,00 \cdot 10^{-6}$
20	1,15	$27,9 \cdot 10^{-6}$	$31,7 \cdot 10^{-6}$	$49,99 \cdot 10^{-6}$
52,4	3,00	$13,6 \cdot 10^{-6}$	$15,8 \cdot 10^{-6}$	$19,07 \cdot 10^{-6}$
100	5,73	$7,6 \cdot 10^{-6}$	$8,9 \cdot 10^{-6}$	$9,97 \cdot 10^{-6}$
200	11,46	$3,8 \cdot 10^{-6}$	$4,5 \cdot 10^{-6}$	$4,93 \cdot 10^{-6}$
400	22,92	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$2,2 \cdot 10^{-6}$	$2,37 \cdot 10^{-6}$

3. táblázat

$h$ (km)	$m$ (rad)
0,1	$0,1 \cdot 10^{-6}$
0,2	$0,1 \cdot 10^{-6}$
0,5	$0,2 \cdot 10^{-6}$
1,0	$0,3 \cdot 10^{-6}$
2,0	$0,6 \cdot 10^{-6}$
5,0	$1,2 \cdot 10^{-6}$
10,0	$1,6 \cdot 10^{-6}$
20,0	$1,8 \cdot 10^{-6}$
70,0	$2,2 \cdot 10^{-6}$

Néhány példa a kezdeti találkozási szög változásának meghatározására föld–föld összeköttetés esetén. Mérési eredmények [9]

A  $k$  földugártényezőt (vagy ami ezzel egyenértékű a  $\Delta N$ -t a felszíni törőképesség  $h=1$  km-en belüli megváltozását) terjedési vagy meteorológiai mérésekkel lehet meghatározni. Általában a terjedési mérésekből megállapított  $k$  tényező automatikusan a mért szakaszon levő  $k$  értékek számtani középértékét adja. Meteorológiai mérés esetén ugyanezt az adatot az  $RF$  szakasz hosszán több ponton elhelyezett szondák egyidejű mérési eredményeinek számtani közepelésével nyerhetjük. Az egyes meteorológiai mérési eredmények számtani középértéke nagyobb időbeli változékonyságot mutat, mint a terjedési mérésekkel megállapított  $k$  érték, hiszen meteorológiai szondák közötti teret meteorológiailag nem ismerjük. Az időbeli változékonyság növekvő  $d_{RF}$  szakasztávolsággal csökken.

A  $\Delta N$  értékek időbeli változása a föld felszínén elég nagy lehet. Az alábbiakban a CCIR 233-3 beszámoló alapján néhány példát említünk (CCIR Rapport 233-3 Influence des Régions non ionisées de l'atmosphère sur la propagation des ondes. Propagation sol-sol.)

a) Az Egyesült Államokban (Cape Kennedy, Florida) az  $N$ -nel csak az idő 0,05%-ában túllépett értéke  $\Delta N_1 = 230 \frac{N}{\text{km}}$  és csak az idő 99,9%-ában túllépett értéke  $\Delta N_2 = -370 \frac{N}{\text{km}}$ .

A mérést a föld felületéhez közel eső 100 m-es szakaszon végezték. Az ehhez tartozó találkozási-

szög-változás  $d_{RF} = 63,78$  km-es hosszúságú  $RF$  szakaszon

$$\Delta \delta_0 = \frac{d_{RF} 10^{-6}}{2} [\Delta N_1 - \Delta N_2] = \frac{63,78 \cdot 10^{-6}}{2} [230 + 370]$$

$$\Delta \delta_0 = 0,02 \text{ rad} \sim 1,1^\circ.$$

Ez már keskeny nyalábszélességű antenna esetén komolyabb fadinget okoz.

b) Franciaországban Párizs környéki mérések, melyeket a föld felülete felett 100 m-es rétegben végeztek, az előző pontban közölt eredményekhez hasonló tapasztalatokat adtak. Ha a méréseket a föld felett 500 m-re terjesztették ki, úgy a  $\Delta N$  értékének változása kisebb volt. A mérések szerint a  $\Delta N$  értékének csak az idő 0,05%-ában túllépett értéke

$\Delta N_1 = 30 \frac{N}{\text{km}}$  és csak az idő 99,8%-ában túllépett

értéke  $\Delta N_2 = -17,0 \frac{N}{\text{km}}$  volt. Az ehhez tartozó

találkozási szög-változás  $d_{RF} = 63,78$  km-es hosszúságú szakaszon

$$\Delta \delta_0 = \frac{d_{RF} 10^{-6}}{2} [\Delta N_1 - \Delta N_2] = \frac{63,78 \cdot 10^{-6}}{2} [30 + 140]$$

$$\Delta \delta_0 = 0,0054 \text{ rad} \sim 0,31^\circ.$$

Látható tehát, hogy a probléma Európában is gondot okozhat.

c) Az Egyesült Királyságban és Japánban lefolytatott mérések eredményei szintén azt mutatták, hogy mért értékek erősen függenek a vizsgált réteg vastagságától. A két országban a mért értékek hasonló eredményt szolgáltatottak és a talaj felett az első 100 m-en a  $\Delta N$ -re a következő szélsőséges értékek adódtak:

$$\Delta N_1 = 70 \frac{N}{\text{km}} \text{ (Az idő max. 0,1%-ában),}$$

$$\Delta N_2 = -200 \frac{N}{\text{km}} \text{ (Az idő max. 99,9%-ában).}$$

Ennek a változásnak megfelelő szögváltozás  $d_{RF} = 63,78$  km-es  $RF$  szakasztávolság esetén

$$\Delta \delta_0 = \frac{d_{RF} 10^{-6}}{2} [\Delta N_1 - \Delta N_2] = \frac{63,78 \cdot 10^{-6}}{2} [70 + 200]$$

$$\Delta \delta_0 = 0,0086 \text{ rad} \sim 0,5^\circ.$$

d) A Szovjetunióban végzett mérések (Kalinin 1964) kimutatták, hogy a törésmutató gradiense a 0...200 m-es föld feletti rétegben a normál eloszlást közelíti meg a legtöbb klímaterületen (a tengerparti és a hegyi területeket kivéve). A várható érték és a szórás klimatikus területenként változik és függ az évszaktól is.

e) Ötéves rádiószonda-mérések trópusi állomásokon a törőképesség gradienseinek nagyobb mértékű változását mutatták, mint a legtöbb mérsékelt égövű tájra számított 0...-157  $\frac{N}{\text{km}}$  érték.

Szemléltetésképpen a

$$|\Delta \delta_0| = \left| \frac{d_{RF}}{2} \right| \left| \frac{1}{k_1} - \frac{1}{k_2} \right|$$



szögváltozást (fokokban) különböző  $k$  változások eseteére kiszámítottuk. Az eredményt a 4. táblázat szemlélteti.

Feltétlenül meg kell jegyezni azt, hogy az említett CCIR beszámolóban néhány mondatban felhívták a figyelmet arra, a törőképeség nagymértékű megváltozása általában nem terjed ki a teljes RF szakasz hosszúságra. Tehát annak a valószínűsége, hogy egy teljes RF szakaszon a törőképeség az előbbieken említett nagy mértékben változzék eléggé kicsi.

Ennek ellenére a vonaltervezés biztonsága érdekében nem célszerű a föld-föld közötti mikrohullámú összeköttetések esetén az antennanyereséget 48 dB fölé emelni. Ezt gyakorlati tapasztalatok támasztják alá.

A föld-műhold összeköttetés esetén a  $\delta_0$  kezdeti találkozási szög viszonylag nagy és ennek megfelelően a találkozási szög változása eléggé kicsi. Itt természetesen nagyobb antennanyereségek is használhatók.

Japánban egy 30 km-es szakaszon a beesési szög változását vizsgálták a  $\Delta N$  változása függvényében. A  $\Delta N$  értékét a szakasz közepén vizsgálták. Az eredmények a várakozást igazolták.

Végezetül meg kell említeni az ORION vállalat néhány hullámterjedés-mérési tapasztalatát.

1978. január 1. – 1978. június 30. időközben (1,5 év) a Klinovec–Zelena Hora szakaszon KTT 8000, ill.  $2 \times$  KTV 8000 berendezéssel Csehszlovákiában terjedésmérést folytattunk. A használt frekvenciasáv 8150...8400 MHz (az oszsz 8 GHz-es frekvenciaterv felső félsávja).

#### Az ORION KTT 8000 berendezés adatai:

Adóteljesítmény (adókeverő karimáján mérve)	min 250 mW ~ -6 dBW
Adófrekvencia stabilitása	$2 \cdot 10^{-5}$
Vevő zajtényező (vevőkeverő karimáján mérve)	max 8,5 dB
Helyi oszcillátor stabilitása	$2 \cdot 10^{-5}$
Vevő KF szélessége	$\pm 12$ MHz
Középfrekvencia	70,08 MHz
Antennák nyeresége (PA-8/3 Cassegrain)	45 dB

#### A szakasz jellemzői a következők:

RF szakasz hosszúsága	$d_{RF} = 59,4$ km
Teljes szakaszcsillapítás (adókeverő karima és vevőkeverő karima között)	$A_{TOT} = -73,51$ dB
Küszöbszint	$A_{KU} = -103$ dBW
Vevő bemenőszint	$P_{VdB} = -6$ dBW + $A_{TOT} = -79,51$ dBW
Fadingtartalék	$A_{KU} - P_{KUdB} = 23,49$ dB
Adóantenna magassághelyzete (Klinovec)	35,5 m
Vevőantenna magassághelyzete (Zelena Hora)	46,4 m

4. táblázat

$K_2 = -\frac{2}{3}$	$k_2 =$				
	$-\frac{2}{3}$	$\infty$	$\frac{4}{3}$	1	$\frac{2}{3}$
$-\frac{2}{3}$	—	0,43	0,64	0,72	0,86
0		—	0,21	0,29	0,43
$\frac{4}{3}$			—	0,07	0,21
1				—	0,14
$\frac{2}{3}$					—

Frekvenciák

$$\begin{aligned} f_{21} &= 8178,03 \text{ MHz} \\ f_{23} &= 8234,10 \text{ MHz} \\ f_{25} &= 8290,16 \text{ MHz} \\ f_{27} &= 8346,23 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Terep jellege: Klinovec környékén erősen tagolt.

Látható, hogy a terjedésmérést négy szimplex adóvevő párral folytattuk le a frekvenciafüggőség felderítése érdekében.

A mérés alkalmával a vett térerősség dBW-ben kifejezett szintjével egyenesen arányos AGC feszültséget regisztráltuk. Regisztráláshoz KUTESZ 175-ös szintírot használtunk (papírtovábbítás sebessége 60 mm/h volt). A terjedési mérés már jelenleg a kiértékelés stádiumában van. Annyi már most bizonyos, hogy a regisztrált szintek 2–3 dB-es lassú, több óráig, napokig (sőt hetekig) tartó változásán kívül erre szuperponálva sokszor igen gyors, néha 22 dB-ig terjedő változást is mutattak.

Miután a szakasz igen nagy mértékben nyitott, az ilyen mélységű lassú fading már a törésmutató-gradiens lassú változásával magyarázható (valószínűleg  $K_1 = \infty$  és  $K_2 = 1$ , ill.  $\Delta N_1 = -156,8$  és  $\Delta N_2 = 0$  határok között). Helyszíni megfigyelés alapján eső ilyen változások idején nem fordult elő. A  $k$  értékének változását a kiértékelés folyamán még tovább pontosítjuk.

Az év legrosszabb hónapjában a vizsgált idő 0,1%-ban előálló mélyfading értéke  $\alpha$

$$A_m [\text{dB}] = -1,5f [\text{GHz}] - 21 \text{ dB}$$

képlettel számolva ( $f = 8,26$  GHz a működési félsáv közepes frekvenciája)

$$A_m = -32,2 \text{ dB.}$$

Ezt a mérések előreláthatólag igazolni nem fogják. A CCIR 338-2 beszámoló szerint a vizsgált idő 0,1%-hoz tartozó mélyfading értéke ( $\epsilon_F = 0,001$ )

$$10 \log \frac{P_v}{P_{v0}} = 10 \log \frac{\epsilon_F}{k_F Q} \frac{1}{f^B} \frac{1}{d_{RF}^{3,5}}$$

képlet alapján az Európára vonatkozó  $K_F = 1,4 \cdot 10^{-8}$ ,  $Q = 1$ ,  $B = 1$  mennyiségekkel számolva ( $d_{RF} = 59,4$  km,  $f = 8,26$  GHz)

$$10 \log \frac{P_v}{P_{v0}} = -22,71 \text{ dB}$$



(a távolságot km-ben, a frekvenciát GHz-ben kell behelyettesíteni).

Ezt viszont a mérésekkel reláthatólag igazolni fogják.

Az eddigi kiértékelés szerint regisztrált szintek változása mind a négy frekvencián igen nagy hasonlóságot mutat. Ennek ellenére a „frequency diversity” hatásosságra egyértelmű megállapítást tenni valószínűleg nem lehet, mert a frekvenciák relatív távolsága ( $3 \times 56/8000$ ) és a papírsebesség 60 mm/h igen kicsi. (CCIR 338-2 sz. beszámoló 5. sz. ábra.)

Végezetül meg kell jegyezni azt, hogy a KTV 8000 berendezésnek a nagy távolság és a viszonylag hosszú tápvonalak miatt lecsökkent fadingtartaléka az üzem fenntartásához még kellően elegendőnek bizonyult. Üzemmegszakadás nem fordult elő. A szóban forgó berendezést az ORION már továbbfejlesztette. A berendezés többek között ma már nagyobb adóteljesítménnyel működik.

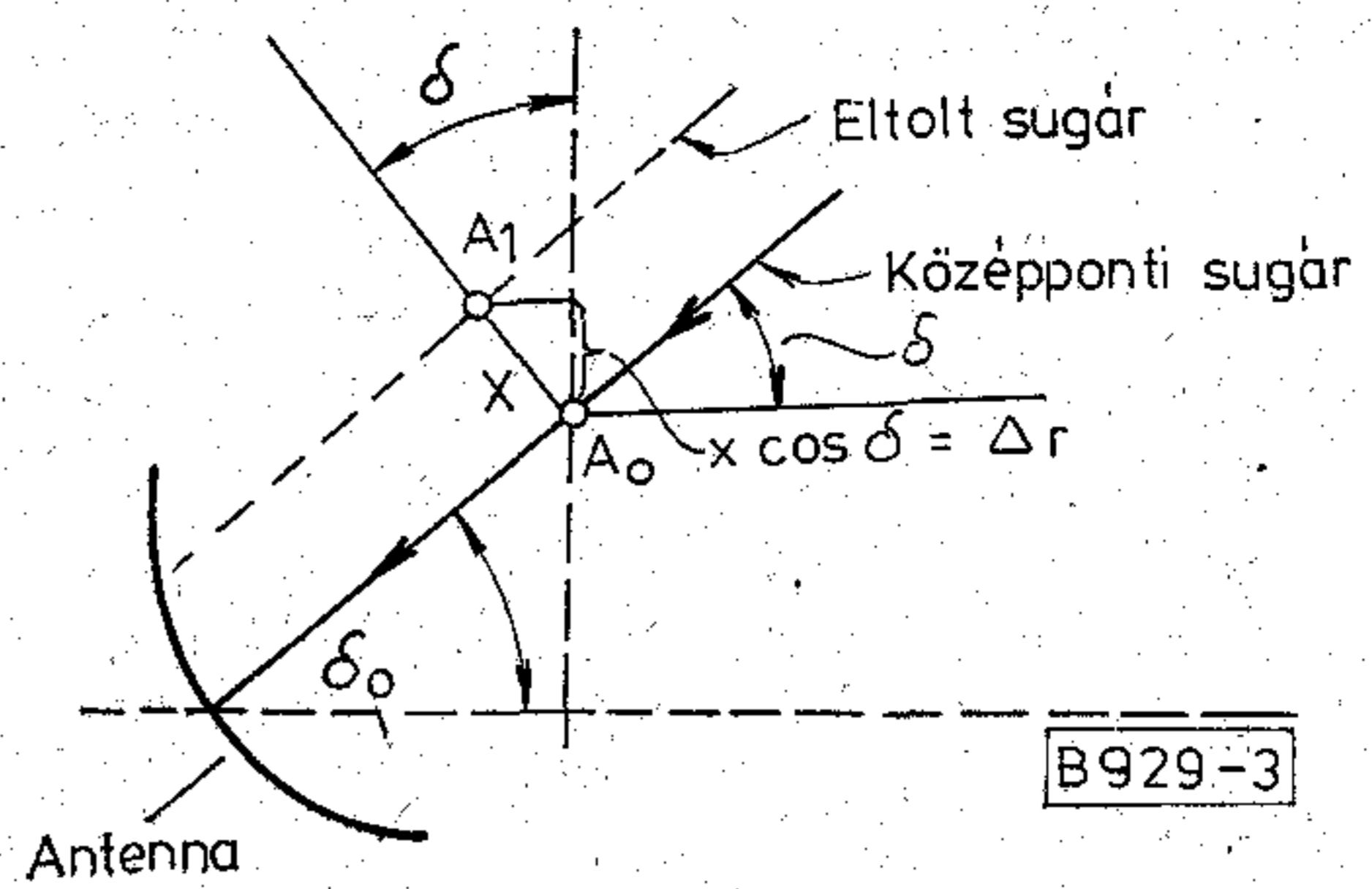
### Amplitúdó és fázis szcintilláció műhold—föld közötti összeköttetés esetén. (A műhold, az adó és a vevő a földön van.)

Műhold—föld közötti összeköttetés esetén a sugárpálya alakváltozásán kívül, melyet a troposzférában a törésmutató-magasság függésének viszonylag nagy mértékű változása okoz (large-scale variation) a sugárkéven belüli a törésmutató-magasság függésének időbeli viszonylag kis mértékű változása gyors amplitúdó és fázis szcintillációt okoz (small-scale variation). Ez korlátozza a követő rendszer pontosságát, mely normális körülmények között feltételezi azt, hogy a földi vevőantenna apertúrasíkjába érkező hullámnak nincsen fázistorzítása. Ez a fázisinkohérensia veszélyezteti a frekvencia stabilitását és hozzájárul a vevőantenna nyereségének dinamikus csökkenéséhez. (A műhold most adó.)

Az eddigi tapasztalat szerint 20 GHz alatt és nagy kezdeti találkozási szög esetén ennek a jelenségnek a hatása elhanyagolható. Magasabb frekvenciákon azonban bizonyos meteorológiai körülmények között ennek hatása jelentős lehet. Néhány méter átmérőjű paraboloid antennát feltételezve 100 GHz és 35 GHz frekvencián  $\delta_0 > 45^\circ$  mellett tiszta időben a fading csúcsértéke  $\pm 4$  dB, ill.  $\pm 2$  dB.  $\delta_0 = 10^\circ$  körüli szögértékek esetén a fading csúcsértéke 100 GHz és 35 GHz frekvencián esetenként a  $\pm 12$  dB-t, ill. a  $\pm 6$  dB-t is elérheti [9].

Becsles szerint 6 m átmérőjű antenna esetén a fenti körülmények között a troposzféra által okozott fázisdifferencia 100 GHz és 35 GHz frekvencián  $\delta_0 > 45^\circ$  mellett néha elérheti a  $40^\circ$ , ill.  $15^\circ$ -ot.  $\delta_0 = 10^\circ$  körüli szögértékek esetén ez az érték 100 GHz és 30 GHz frekvencián  $80^\circ$ , ill.  $30^\circ$  is lehet [9]. A CCIR 234-3 sz. beszámolóban már hivatkoznak egy japán elméleti tanulmányra. Ennek egy megállapítása az, hogy 2 és 10 GHz között a szcintilláció független a frekvenciától. (Report 234-3. Influence of the non-ionized atmosphere on wave propagation. Earth — space propagation.)

Az elkövetkezőkben kiszámítjuk a szcintilláció következtében létrejövő fading nagyságát.



3. ábra. Szcintilláció

Első lépésben a törésmutató magasságfüggését időben állandónak tételezzük fel, majd a második lépésben megvizsgáljuk a helyzetet időbeli változás esetén.

Kiindulásképpen tekintsük a 3. ábrát. Az antennára  $\delta_h$  találkozási szögben érkezik az antenna apertúraszélességének megfelelő sugárnyaláb. A sugárnyalábban megkülönböztetünk a szimmetriatengelyben és annak irányában haladó középponti sugarat és tőle  $y$  távolságban eltoltsugarat. Célunk e két sugár közötti fáziskülönbség kiszámítása, mely a  $\Delta r = y \cos \delta$  magasságkülönbség következtében előálló  $\Delta n_h$  törésmutató-változást okoz.

Ennek értéke az adótól a vevőig (a műholdtól a földig) a sugárnyalábon belüli

$$\Delta n_h = n(r + \Delta r) - n(r)$$

törésmutató-változás következtében görbementi integrálással adódik. Az integrálásra nyilván azért van szükség, mert a törésmutató-változás a sugárpálya mentén nem állandó és egyszerű szorzás nem lehetséges. (Skalár-vektor függvény skalár értékű görbementi integrálja.)

$$\Delta \varphi_s = \frac{\omega}{c} \int_0^{\varphi_1} [n(r + \Delta r) - n(r)] ds.$$

A műhold polárkoordinátáit  $R_1$ , ill.  $\varphi_1$ -el jelöljük.  $ds$  a sugárpálya egy eleme.

$$\left( c = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}} \text{ a fény sebessége.} \right)$$

Alkalmazva a

$$\Delta n_0 = n(r + \Delta r) - n(r) \approx \frac{dn}{dr} \Delta r = \frac{dn}{dr} y \cos \delta$$

és

$$ds = \sqrt{r^2 + \left(\frac{dr}{d\varphi}\right)^2} \left(\frac{d\varphi}{dr}\right) dr$$

helyettesítéseket a fáziskülönbség

$$\Delta \varphi_s = \frac{\omega}{c} y \int_{R_0}^{R_1} \left(\frac{dn}{dr}\right) \cos \delta \left[ \sqrt{r^2 + \left(\frac{dr}{d\varphi}\right)^2} \right] \left(\frac{d\varphi}{dr}\right) dr. \quad (5.1)$$



Kis átalakítás után kapjuk, hogy

$$\Delta\varphi_s = \frac{\omega}{c} y \int_{R_0}^{R_1} \left( \frac{dn}{dr} \right) \cos \delta \frac{\sqrt{1 + \frac{1}{r^2} \left( \frac{dr}{d\varphi} \right)^2}}{\frac{1}{r} \frac{dr}{d\varphi}} dr.$$

Figyelembe véve, hogy

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{r} \frac{dr}{d\varphi} \quad \text{és} \quad \sqrt{1 + \frac{1}{r^2} \left( \frac{dr}{d\varphi} \right)^2} = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} = \frac{1}{\cos \delta},$$

$$\Delta\varphi_s = \frac{\omega}{c} y \int_{R_0}^{R_1} \left( \frac{dn}{dr} \right) \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} dr = \frac{\omega}{c} y \int_{n_s}^1 \frac{dn}{\operatorname{tg} \delta}.$$

Tudjuk, hogy a teljes eltérés szöge műhold-föld összeköttetés esetén [7]

$$\alpha = \int_{n_s}^1 \frac{dn}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{n_s - 1}{\operatorname{tg} \delta_0} \quad [\text{rad}].$$

Ezt behelyettesítve kapjuk a fáziskülönbséget

$$\Delta\varphi_s = \frac{\omega}{c} \frac{N_s 10^{-6}}{\operatorname{tg} \delta_0} y = \omega'' y \quad [\text{rad}]. \quad (5.2)$$

Látható tehát, hogy a földi vevőantenna alsó széléhez érkező hullám fázisa különbözik annak felső széléhez érkező hullámok fázisától. A vevőantenna ennek következtében a beérkező hullámnak csak a lineáris középértékét veszi. Mivel az átlagolás attól függ, hogy az antenna négyszögletes vagy kör alakú apertúrával rendelkezik-e, ezért a két esetet az alábbiakban külön-külön tárgyaljuk.

Igen fontos észrevenni itt még azt is, hogy az előbb kapott fáziskülönbséget és az ebből származó szcintillációs fadinget a föld felületén mérhető törőképesség változásából lehet számítani. Az előbbi integrálással tulajdonképpen feleslegessé tettük a törésmutató helyfüggésének pontos ismeretét. Ennek megfelelően a szcintillációs fading statisztikája az  $N_s$  eloszlására vezethető vissza. Az adott földrajzi helyen most már az a kérdés, hogy a szcintillációs fading a többi fadingkomponenshez viszonyítva (levegő, vízgőz, hidrometeorit, felhő, köd, depolarizáció stb.) milyen helyet foglal el.

#### a) Négyszögletes apertúra

A beérkező hullám elektromos térerőssége (pontosabban az elektromos térerősség amplitúdójának helyfüggése) a vevőantenna apertúra síkjában a 4. ábra jelöléseit figyelembe véve

$$E(y) = E_3 \cos \omega'' y = E_0 \cos \left[ \left( \frac{\omega}{c} \right) \left( \frac{N_s 10^{-6}}{\operatorname{tg} \delta_0} \right) y \right].$$

Itt

$$\omega'' = \frac{\omega}{c} \left( \frac{N_s 10^{-6}}{\operatorname{tg} \delta_0} \right)$$

jelölést alkalmaztuk.

A beérkező hullám lineáris középértéke, ha a vevőantenna vertikális mérete  $b_v$  és horizontális mérete  $a_v$

$$E_k = \frac{1}{a_v b_v} \int_{-\frac{a_v}{2}}^{\frac{a_v}{2}} \int_{-\frac{b_v}{2}}^{\frac{b_v}{2}} E(y) dy dx = E_0 \frac{\sin \frac{b_v \omega''}{2}}{\frac{b_v \omega''}{2}}. \quad (5.3)$$

Tehát a vett jel amplitúdója függ az antenna vertikális méretétől.

Abban az esetben ha

$$\frac{b_v \omega''}{2} = \pi$$

azaz

$$b_v \frac{f}{c} \left( \frac{N_s 10^{-6}}{\operatorname{tg} \delta_0} \right) = 1$$

a vett jel zérusra csökken.

Adott rádiometeorológiai körülmények ( $N_s = \text{const}$ ) és adott  $b_v$  antennaméret esetén ez a jelenség az

$$f = f_s = \frac{c}{b_v} \left[ \frac{\operatorname{tg} \delta_0}{N_s 10^{-6}} \right] \quad (5.4)$$

frekvencián következik be.

Az antennanyereség csökkenésének a mértéke dB-ben kifejezve

$$A_{sz} = 20 \log \frac{E_K}{E_0} = 20 \log \frac{\sin \left( \frac{b_v \omega''}{2} \right)}{\left( \frac{b_v \omega''}{2} \right)}. \quad (5.5)$$

A határfrekvenciát

$$\frac{\sin \left( \frac{b_v \omega''}{2} \right)}{\left( \frac{b_v \omega''}{2} \right)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sim -3 \text{ dB-es}$$

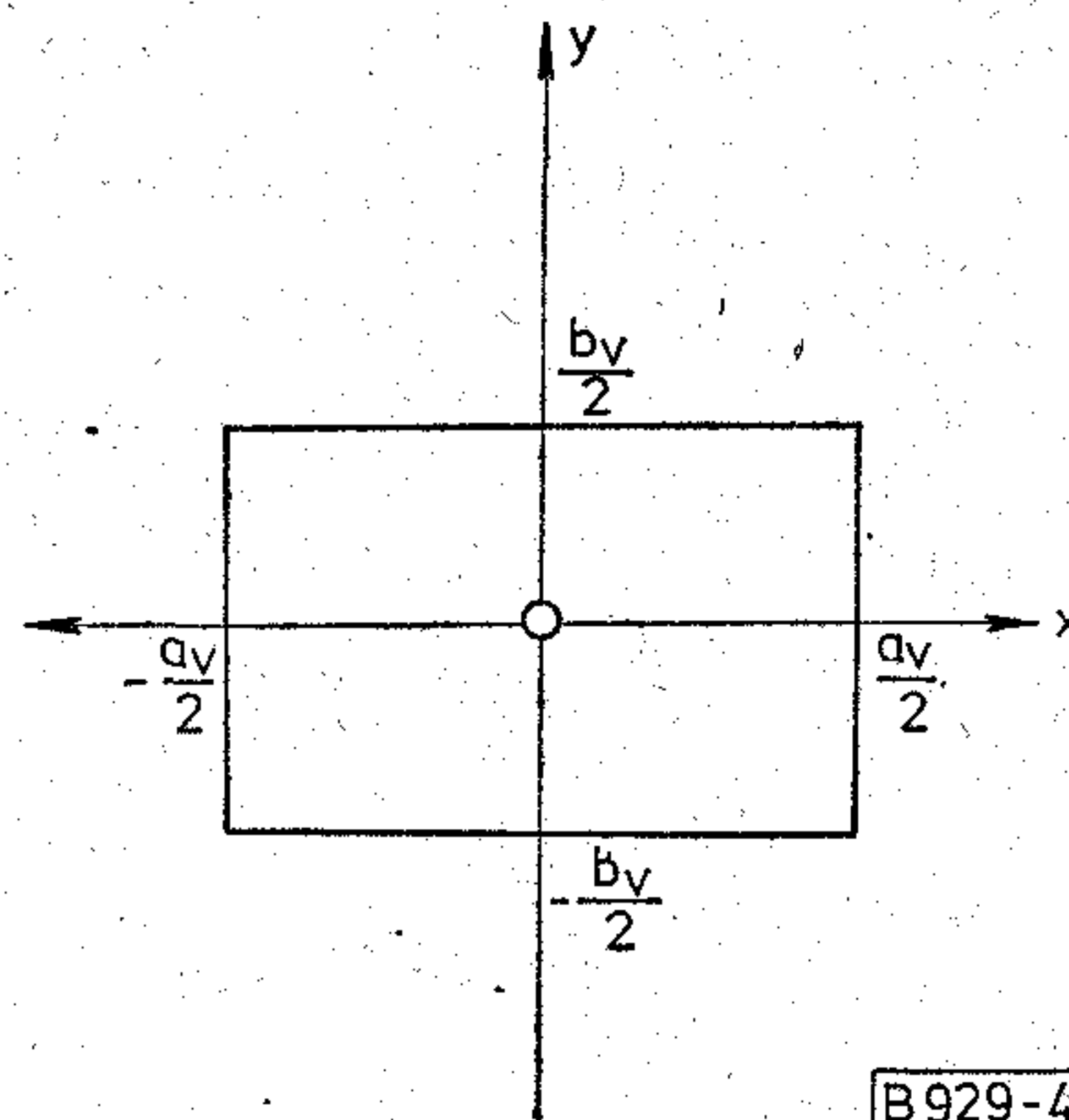
szintcsökkenés definiálja.

Ennek megfelelő szögérték

$$\frac{b_v \omega''}{2} = 1,3916 \text{ rad} \sim 79,73^\circ,$$

illetve

$$\frac{b_v f}{c} \left( \frac{N_s 10^{-6}}{\operatorname{tg} \delta_0} \right) = \frac{1,3916}{\pi} = 0,443.$$



4. ábra. Négyszögletes apertúra



## A határfrekvencia

$$f_c = 0,4429 \frac{c}{b_v} \left[ \frac{\operatorname{tg} \delta_0}{N_s 10^{-6}} \right]. \quad (5.6)$$

A viszonyokat különböző kezdeti találkozási szögek,  $b_v = 10$  m vertikális antennaméret és különböző földfelszíni törőképeségek esetén az alábbi 5. táblázat szemlélteti.

5. táblázat

$\delta_0$ (fok)	$N_s = 280$ $f_s$ [GHz] $f_c$		$N_s = 320$ $f_s$ [GHz] $f_c$		$N_s = 360$ $f_s$ [GHz] $f_c$	
10	18,88	8,36	16,52	7,32	14,68	6,50
45	107,07	47,43	93,69	41,50	83,28	36,89
70	294,18	130,30	257,40	114,02	228,80	101,35

Abban az esetben amikor a földfelszíni törőképeség időben  $\Delta N_s$ -et változik, úgy változik a földi vevő bemenőszintje is (szcintilláció). Ennek a változásnak az értéke, ha  $\Delta N_s \ll N_s$  könnyen meghatározható.

A vevő bemenőszint-változása (szcintilláció nagyságának) meghatározásaként írjuk fel az időtől független csillapításértéket.

$$A_{sz} = 20 \log \left[ \frac{\sin A_s N_s}{A_s N_s} \right] = 8,686 \ln \left[ \frac{\sin A_s N_s}{A_s N_s} \right] = A_{sz}(f)$$

alakban.

Itt

$$A_s = \left( \frac{b_v \pi}{c} \right) \left( \frac{10^{-6}}{\operatorname{tg} \delta_0} \right) f.$$

A  $\Delta A_{sz}$  csillapításváltozást az  $N_s$ -nek viszonylag kis értékű  $\Delta N_s$ -el történő megváltozása esetén jó közelítéssel ha eléggé az  $f_s$  frekvencia alatt vagyunk (határfrekvencia és ez alatt)

$$\Delta A_{sz} \approx \frac{dA_{sz}}{dN_s} \Delta N_s$$

összefüggést számítjuk  $\left( \frac{\Delta N_s}{N_s} < 0,1 \right)$ .

A differenciálást elvégezve

$$\Delta A_{sz} = 8,686 \left[ A_s \frac{\cos A_s N_s}{\sin A_s N_s} - \frac{1}{N_s} \right] \Delta N_s.$$

Átalakítás után kapjuk, hogy

$$\Delta A_{sz} = 8,686 \left[ \frac{A_s N_s}{\operatorname{tg} A_s N_s} - 1 \right] \frac{\Delta N_s}{N_s}. \quad (5.7)$$

Látható tehát, ha jóval határfrekvencia alatt dolgozunk akkor,

$$A_s N_s \approx 0 \quad \text{és} \quad \lim_{A_s N_s \rightarrow 0} \left[ \frac{\operatorname{tg} A_s N_s}{A_s N_s} \right] = 1$$

és ennek következtében

$$\Delta A_{sz} \approx 0.$$

Tehát a szcintilláció nagysága mélyen a határfrekvencia alatt viszonylag már kis értékű.

Az

$$y = \frac{x}{\operatorname{tg} x} - 1$$

függvény értéke határfrekvencián ( $x = 1,3916$  rad)

$$y_c = -0,7479.$$

Szubtropikus klímaterület esetén ( $\Delta N_s = 10$ ,  $N_s = 320$ ) a szcintilláció középértéke az  $N_s$  középértékének hónaponkénti változása következtében

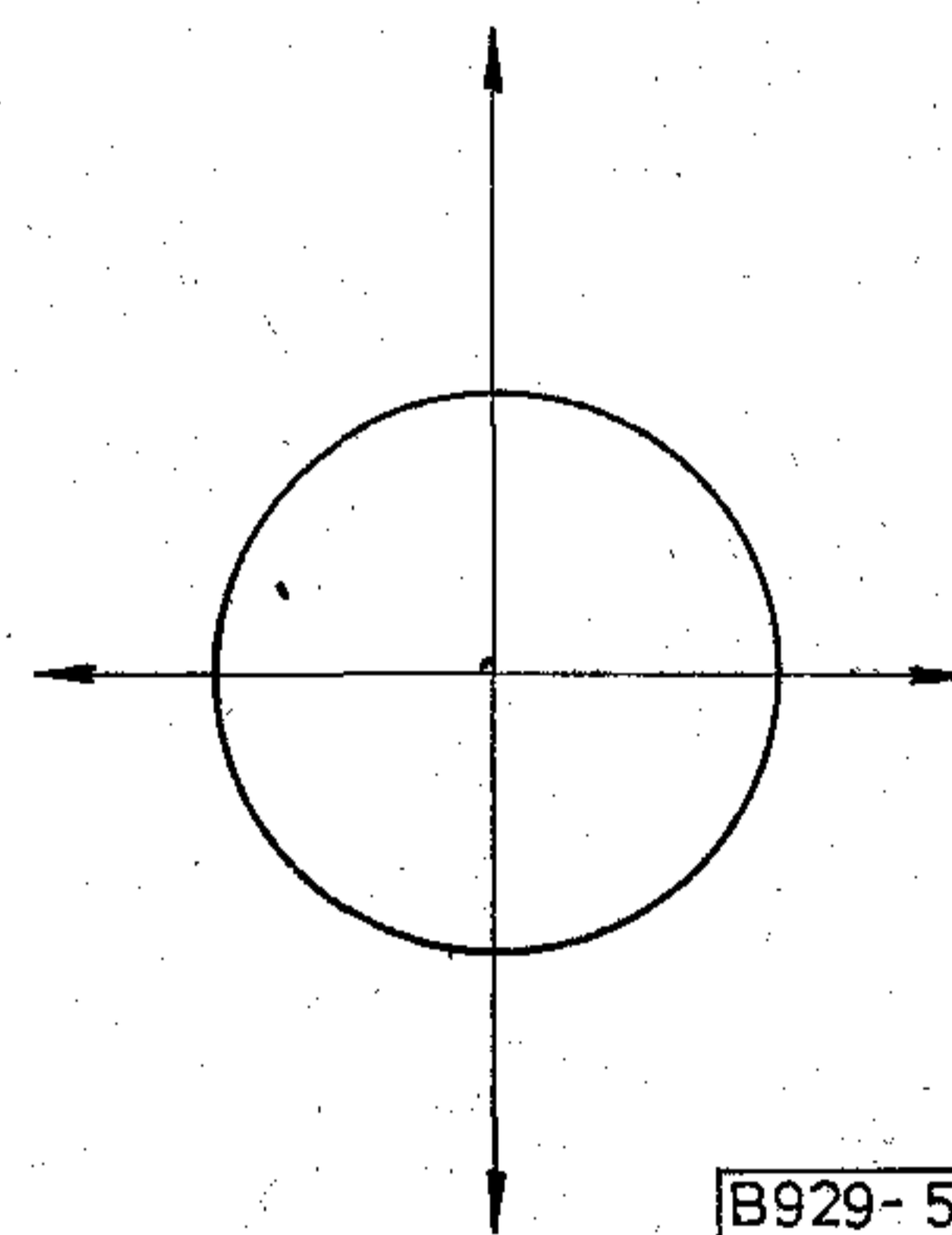
$$A_{sz} = (-8,686) \cdot (-0,7479) \cdot \left( \frac{10}{320} \right),$$

$$A_{sz} = -0,20 \text{ dB.}$$

Nagyobb  $N_s$  érték megváltozás esetén a fading érték egyszerű különbségképzéssel adódik.

## b) Kör alakú apertúra (5. ábra)

Ebben az esetben a lineáris közepelést egy kör területére kell elvégezni.



5. ábra. Kör alakú apertúra

A kör egyenlete a vevőantenna körvonala:

$$x^2 + y^2 = a_v^2$$

(„ $a_v$ ” az antenna apertúrájának sugara). A vett hullám lineáris közepértéke kör alakú apertúra esetén

$$E_k = \frac{1}{a_v^2 \pi} \int_{-a_v}^{a_v} \int_{-\sqrt{a_v^2 - x^2}}^{\sqrt{a_v^2 - x^2}} E(y) dy dx. \quad (5.8)$$

A feladat természetének megfelelően polárkoordinátákra térünk át és alkalmazzuk az

$$x = r \cos \varphi,$$

$$y = r \sin \varphi$$

összefüggéseket.

A transzformáció determinánása

$$\begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial r} & \frac{\partial x}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial y}{\partial r} & \frac{\partial y}{\partial \varphi} \end{vmatrix} = r.$$



Az integrálás minden nehézség nélkül elvégezhető

$$E_k = \frac{1}{a_v^2 \pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{a_v} E_0 \cos \omega''(r \sin \varphi) r dr d\varphi.$$

Átalakítás után kapjuk, hogy

$$E_k = \frac{2E_0}{a_v^2} \int_0^{a_v} r \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos \omega''(r \sin \varphi) d\varphi \right] dr.$$

Az első fajú első rendű Bessel-függvények ismert

$$J_0(\omega''r) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(\omega''r \sin \varphi) d\varphi, \quad (5.9)$$

összefüggése alapján a közepes elektromos térerősség

$$E_k = \frac{2E_0}{a_v^2} \int_0^{a_v} r J_0(\omega''r) dr = \frac{2E_0}{(\omega''a_v)^2} \int_0^{\omega''a_v} x' J_0(x') dx'.$$

Az integrálást elvégezve kapjuk, hogy

$$E_k = \frac{2E_0}{(\omega''a_v)^2} [x' J_1(x')]_0^{\omega''a_v}.$$

A közepes térerősség kör alakú apertúra esetén tehát

$$E_k = E_0 \frac{2J_1(\omega''a_v)}{\omega''a_v} = E_0 \frac{2J_1\left(\omega'' \frac{D}{2}\right)}{\omega'' \frac{D}{2}}. \quad (5.10)$$

Itt  $D$  az antenna átmérője.

Az antennanyereség csökkenésének mértéke

$$A_{sz} = 20 \log \frac{E_k}{E_0} = 20 \log \frac{2J_1\left(\omega'' \frac{D}{2}\right)}{\omega'' \frac{D}{2}} = 20 \log \frac{2J_1(A_{s1}N_s)}{A_{s1}N_s} \quad (5.11)$$

ahol

$$A_{s1} = \frac{D\pi}{c} \left( \frac{10^{-6}}{\text{tg } \delta_0} \right) f.$$

Az utóbbi helyettesítésnek a szcintilláció számításánál vesszük hasznát.

A vett jel abban az esetben tűnik el, ha

$$\omega'' \frac{D}{2} = 3,83.$$

(az első fajú első rendű Bessel-függvény első zérushelye).

$$\frac{D}{2} \left( \frac{\omega}{c} \right) \left( \frac{N_s 10^{-6}}{\text{tg } \delta_0} \right) = 3,83.$$

Ez adott meteorológiai körülmények között és antenaátmérő esetén

$$f = f_s = \frac{c}{D} \cdot \frac{3,83}{\pi} \left[ \frac{\text{tg } \delta_0}{N_s 10^{-6}} \right] = 1,219 \left( \frac{c}{D} \right) \left[ \frac{\text{tg } \delta_0}{N_s 10^{-6}} \right] \quad (5.12)$$

frekvencián következik be.

A határfrekvenciát ( $A_{sz} = -3$  dB) az előbbihez hasonlóan itt az

$$f_c = \frac{c}{D} \frac{1,616}{\pi} \left[ \frac{\text{tg } \delta_0}{N_s 10^{-6}} \right] = 0,514 \left( \frac{c}{D} \right) \left[ \frac{\text{tg } \delta_0}{N_s 10^{-6}} \right] \quad (5.13)$$

egyenlet definiálja.

A viszonyokat kör alakú apertúra esetén is a könnyebb áttekintés végett egy táblázattal szemléltetjük. A 6. táblázatban példaképpen  $D = 15,5$  m antennaátmérőt tételezünk fel.

6. táblázat

$\delta_0$ [fok]	$N_s = 280$ $f_s$ [GHz] $f_c$		$N_s = 320$ $f_s$ [GHz] $f_c$		$N_s = 360$ $f_s$ [GHz] $f_c$	
10	14,85	6,27	12,99	5,48	11,55	4,87
45	84,22	35,53	73,69	31,09	65,50	27,64
70	231,37	97,63	202,46	85,42	179,96	75,93

Utóbbi két táblázat alátámasztja azt a gyakorlatban is igazolt állítást, hogy  $\delta_0 = 45^\circ$  felett a 2...10 GHz-es frekvenciatartományban szcintilláció gyakorlatilag független a frekvenciától. Látható az utóbbi két táblázatból továbbá az is, hogy a fading mélysége és frekvenciafüggőség annál nagyobb mértéke minél kisebb a kezdeti találkozási szög.

A  $\Delta A_{sz}$  csillapításváltozás az  $N_s$ -nek viszonylag kis értékű  $\Delta N_s$ -el történő megváltozása esetén (feltételezve itt is azt, hogy  $\frac{\Delta N_s}{N_s} < 0,1$ )

$$\Delta A_{sz} \approx \frac{dA_{sz}}{dN_s} \Delta N_s,$$

$$\Delta A_{sz} = 8,686 \left\{ \frac{J_1'(A_{s1}N_s)}{A_{s1}N_s} A_{s1} - \frac{1}{N_s} \right\} \Delta N_s.$$

Az első fajú első rendű Bessel-függvény ismert differenciálási szabályát alkalmazva

$$J_1'(x) = J_0(x) - \frac{1}{x} J_1(x),$$

$$\Delta A_{sz} = 8,686 \left\{ (A_{s1}N_s) \left[ \frac{J_0(A_{s1}N_s) - \frac{J_1(A_{s1}N_s)}{A_{s1}N_s}}{J_1(A_{s1}N_s)} \right] - 1 \right\} \frac{\Delta N_s}{N_s}$$

$$\Delta A_{sz} = 8,686 \left\{ \frac{J_0(A_{s1}N_s)}{\left[ \frac{2J_1(A_{s1}N_s)}{A_{s1}N_s} \right]} - 1 \right\} \frac{2\Delta N_s}{N_s}. \quad (5.14)$$

Nagyon könnyen belátható, hogy mélyen a határfrekvencia alatt a szcintilláció itt is viszonylag csekély értékű. Határfrekvencián (pl.  $\delta_0 = 10^\circ$ ,  $N_s = 320$ ,  $f_c = 5,5$  MHz) az  $A_s N_s = 1,616$  feltételt alkalmazva szubtrópusi klímaterületen a szcintilláció értéke az



$N_s$  középértékének pl.  $\Delta N_s = 10$  értékű változása következtében

$$\Delta A_{sz} = 8,686 \left\{ \frac{0,45}{\left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \right]} - 1 \right\} \frac{2 \cdot 10}{320},$$

$$\Delta A_{sz} = -0,197 \text{ dB} \approx -0,2 \text{ dB}.$$

Az eredmény ez esetben nem nagyon különbözik a négyszögapertúra esetén kapott értéktől.

Most már érdekes a kérdést kör alakú apertúra esetén az  $N_s$  törőképesség nagyobb mérvű megváltozása esetén is megvizsgálni. Legyen a törőképesség két értéke:

$$N_{s2} = 320, \quad N_{s1} = 220.$$

Itt is feltételezzük a csupán számítás egyszerűsége érdekében, hogy

$$A_s N_{sz} = 1,616.$$

A szcintilláció következtében fellépő fading

$$\Delta A_{sz} = 20 \left[ \log \frac{2J_1(A_{s1}N_{s2})}{A_{s1}N_{s2}} - \log \frac{2J_1(A_{s1}N_{s1})}{A_{s1}N_{s1}} \right]$$

$$\Delta A_{sz} = 20 \left[ \log \frac{1}{\sqrt{2}} - \log 0,853 \right] = -1,63 \text{ dB},$$

$$\Delta A_{sz} = -1,63 \text{ dB}.$$

Ha a törőképesség kifejezése zérusra csökken

$$N_{s1} = 0$$

mivel

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{2J_1(x)}{x} = 1.$$

A fading értéke

$$\Delta A_{sz} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{ dB}.$$

Ezek az értékek már mérhetőek és kimutathatók.

Igen lényeges dolog most már a CCIR 234-3 sz. beszámoló alapján a föld-műhold összeköttetés különböző fading jelenségeit összehasonlítani. Ebből a szempontból érdemes röviden a többi csillapítás-fading-komponenst is megvizsgálni, hogy a szcintillációs fading helyét ezek között megállapíthassuk. A  $D = 15,5$  m-es átmérőjű antenna határfrekvenciája szcintillációs fading szempontjából  $\delta_0 = 10^\circ$  esetén  $f_c = 5,5$  MHz (5.1. táblázat) és a szcintillációs fading értéke az  $N_s = 320$ -nak  $N_s = 220$ -ra való csökkenése esetén az előbb definiált határfrekvencián mint kiszámítottuk  $-1,63$  dB. A CCIR 234-3 beszámoló 2. ábrájából az is kitűnik, hogy horizontális sugárpálya esetén a  $7,5 \text{ gr/m}^3$  abszolút nedvességtartalom csillapítása kb  $-2$  dB-t tesz ki. Az eső csillapítása erősen függ a kezdett találkozási szögtől továbbá az esőintenzitás függőleges és vízszintes eloszlásától. A probléma még tüzetes tanulmányozást igényel és a CCIR 234-3 beszámoló ideiglenesen a 233-3 föld-

föld közötti összeköttetésre vonatkozó beszámolóra hivatkozik.

Köd esetén Rayleigh-szóródás lép fel, ha a köd-szemcsék  $0,01$  cm-nél kisebbek. Ennek csillapítását a CCIR 234-3 beszámoló 5. ábrája alapján lehet kiszámítani. Az ábra szerint a köd kilométerenkénti csillapítása  $-8$  °C hőmérséklet esetén pl.  $M = 20 \text{ gr/m}^3$  abszolút páratartalom mellett (extrapolálással)  $f = 55,5$  GHz frekvencián

$$\left[ k = 0,05 \left( \frac{\text{dB}}{\text{km}} \right) \left( \frac{\text{g}}{\text{m}^3} \right)^{-1} \right] - 1 \text{ dB/km}$$

és  $f = 50$  GHz frekvencián

$$\left[ k = 2,5 \left( \frac{\text{dB}}{\text{km}} \right) \left( \frac{\text{g}}{\text{m}^3} \right)^{-1} \right] - 50 \text{ dB/km}.$$

Látható, hogy magasabb frekvenciákon a köd- vagy felhőcsillapítás elég nagy értékeket vehet fel.

A Szovjetunió európai részének a közepén föld-műhold terjedési méréseket végeztek. Ennek feladata volt az idő  $0,1\%$ -ához tartozó fading értéket megállapítani. A mérés időtartama  $10$  év volt és az alatt az idő alatt különböző intenzitású csapadékok és különböző méretű felhők és felhősodések voltak megfigyelhetők. A mérések eredményeként azt találták, hogy  $f = 10$  GHz-en  $\delta_0 = 10^\circ$  kezdeti találkozási szög mellett az idő  $0,1\%$ -ához  $-3,5$  dB és  $1\%$ -hoz  $-1,2$  dB mélységű fading tartozott. Ugyanezen a frekvencián a zenit irányban ( $\delta_0 = 90^\circ$ )  $-0,15$  dB-t, ill.  $-0,1$  dB-t értékeket mértek.  $f = 20$  GHz frekvencián az idő  $0,1\%$ -hoz  $-18$  dB és az idő  $1\%$ -hoz  $-5,5$  dB mélységű fading tartozott.

Az eddig leírtakból látható, hogy  $13$  GHz alatt a szcintillációból származó fading elég jól észlelhető. Ezt egyébként a  $4$  GHz-en működő földi állomások statisztikája is bizonyítja.

## IRODALOM

- [1] Livingston: The physics of microwave propagation. Prentice-Hall Electrical Engineering series.
- [2] BR Bean and E. I. Dulton: Radio Meteorology.
- [3] CCIR XIII PLENARY ASSEMBLY Geneva 1974. Volume V Propagation in non-ionized media.
- [4] J. Fagot: La modulation de fréquence, théorie, application aux faisceaux hertziens. Société française de documentation électronique Paris 1959.
- [5] Helmuth Brodhage, Wilhelm Hormuth: Planung und Berenhnung von Richtfunkverbindungen. Siemens AG.
- [6] František Straňák CSs: Technika radioreléových spojů. Nadas Praha 1967.
- [7] Yokoi H., Yamada M. Satoh T.: Atmospheric attenuation and scintillation of microwaves from outer space. Astronomical Society Japan Vol 22. 4. 511—524.
- [8] Csernoch János: Fading jelenségek hatása a mikrohullámú rádiórelé összeköttetésekre. Műszaki közlemények. 1976. XII. évfolyam 5. szám.
- [9] CCIR XIII PLENARY ASSEMBLY Geneva 1974. Volume VI. Ionospheric propagation.
- [10] Dr. Udo Kühn: Einige neuer Ausbreitungsuntersuchungen an Richtfunkstrecken. „Technische Mitteilungen des RFZ“. 19. Jahrgang. Heft 3/1975.



# Új típusú hangfrekvenciás végződések az átviteltechnikában

SIMON LAJOS  
TERTA

## Felhasználói igények

A hangfrekvenciás végződések alapszolgáltatása: távbeszélő- és jelzésátvivő csatorna csatlakoztatása távbeszélő központhoz, előfizetői készülékhez, vagy más hangfrekvenciás berendezéshez.

A hangfrekvenciás végződés a távbeszélő csatorna felé négyhuzalosan csatlakozik. A távbeszélő központ vagy az előfizető felőli kéthuzalos áramkörök átalakítását négyhuzalossá hibrid áramkör végzi.

A távbeszélő-forgalom lebonyolításához szükséges jelzések a vivőáramú rendszer felé külön adó és vevő jelzőeren csatlakoztathatók. A kézi- vagy gépi-kapcsolású távbeszélő-központ vagy az előfizető különböző választó impulzusait, illetve vonaljelzéseit — ezek lehetnek egyenáramú vagy váltakozóáramú jelek — jelzésátalakító áramkör alakítja át külön adó és vevő jelzőeren (E—M jelző vezetékek) föld-impulzusok formájában továbbított jelzéseké.

A hangfrekvenciás végződéseknek a fent leírt alapszolgáltatása és az ezzel kapcsolatos nemzetközi követelményrendszer hosszú időszakot figyelembe véve lényegében nem változott. Ennek ellenére az elmúlt pár év alatt az átviteltechnikai berendezésekben több új típusú végződés egység jelent meg mind a hazai, mind a külföldi viszonylatban. A jelenség a távbeszélő forgalom gyors növekedésével és a távhívás elterjedésével magyarázható.

A világ telefonhálózatának fejlődési ütemét jól szemléltetik a következő adatok: 1970-ig egy negyedszázad alatt az előfizetői vonalak száma négyszeresére növekedett, majd ezt követően öt év alatt megduplázódott. A városok közötti és nemzetközi telefonforgalom ugrásszerűen megnövekedett a távhívás bevezetésével. Ennek eredményeképpen a nemzetközi telefonforgalom évi növekedése több világrészen eléri a 30%-ot. Ezeknek a fejlődési adatoknak az arányában nő a vivőfrekvenciás berendezések iránti kereslet is.

A fenti berendezéseknek legnagyobb darabszámú áramköri egységei közé tartoznak a hangfrekvenciás végződések. Ez indokolja, hogy fejlesztésük során egyre inkább alkalmazkodni kell az új felhasználói és gyártási igényekhez, melyek: a helyfoglalás és energiafogyasztás csökkentése, az üzemfenntartás egyszerűsítése, tömegszerű gyárthatóság, a megbízhatóság növelése. Ez a követelményrendszer szükségessé tette differenciált áramköri egységek kifej-

lesztését továbbá egy olyan konstrukciós rendszert, amelyben az áramköri egységek több variációban és különböző darabszámmal alkalmazhatóak.

## Mechanikai és áramköri konstrukció

Az átviteltechnikai berendezésekben alkalmazott új fejlesztésű hangfrekvenciás végződések a Telefongyár E2 típusjelű egységes konstrukciós rendszerében készülnek.

A konstrukciós rendszer jellemzőit a „BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények” korábbi cikkei már ismertették, ezért itt csak a továbbiak megértéséhez szükséges lényegesebb jellemzőket ismertetjük.

A betét baloldalán levő aljzatokhoz csatlakoztathatók az állomási kábelek (a központok, vagy az előfizetők hangfrekvenciás és jelző vezetékei). A betét jobboldali dugaszaihoz a táp- és riasztó áramkörök és a jelzőfrekvenciás generátorok csatlakoztathatók.

A berendezések konstrukció szempontjából önálló, jól definiálható része a betét. A hangfrekvenciás végződés a betétnek önálló funkcióval rendelkező áramköri egysége.

A végződés egységek fémburával ellátott nyomtatott áramköri lapon készülnek. Az egységek a betét kábelezéséhez hátsó dugaszolással csatlakoznak. A hangfrekvenciás végződések előlapja általában 20 mm széles. Ez egyben megszabja az alkatrészek szerelési magasságát is, amely kb. 12,5 mm. Ilyen egységekből egy betétbe teljes kiépítés esetén összesen 24 db helyezhető el.

A hangfrekvenciás végződés lényegében két áramköri részre bontható: a 2/4 huzalos átalakító áramkörre, valamint a jelzésátalakító áramkörre.

Az áramkörök kialakításánál az volt a fő szempont, hogy modern, kisméretű alkatrészekből épüljenek fel és számottevő tápáramfogyasztásuk csak a jelzésátvitel ideje alatt legyen. Ez utóbbi szempont azt jelenti, hogy a 2/4-huzalos átalakító csak passzív, transzformátoros hibridáramkör lehet, felhasználva a rendelkezésre álló kisméretű, nagypermeabilitású mágneses anyagokat. A kéttranszformátoros hibridáramkör elvi felépítése tehát a hagyományos, korábbi megoldáshoz hasonló. Azért csak hasonló és nem megegyező, mert a kis geometriai méretek miatt a transzformátorok paraméterei nagyobb mértékben



térnek el az elméleti értékektől (nagyobb veszteség, szórt kapacitás, szórt induktivitás), melyeket az áramkör kialakításánál figyelembe kellett venni, és azokat kompenzálni kellett. A hangfrekvenciás jelűtnak lényeges elemei a csillapító tagok, amelyek a pontos szintillesztést teszik lehetővé. Ezek az egyszerűbb végződéstípusoknál diszkrét ellenállásokból épülnek fel.

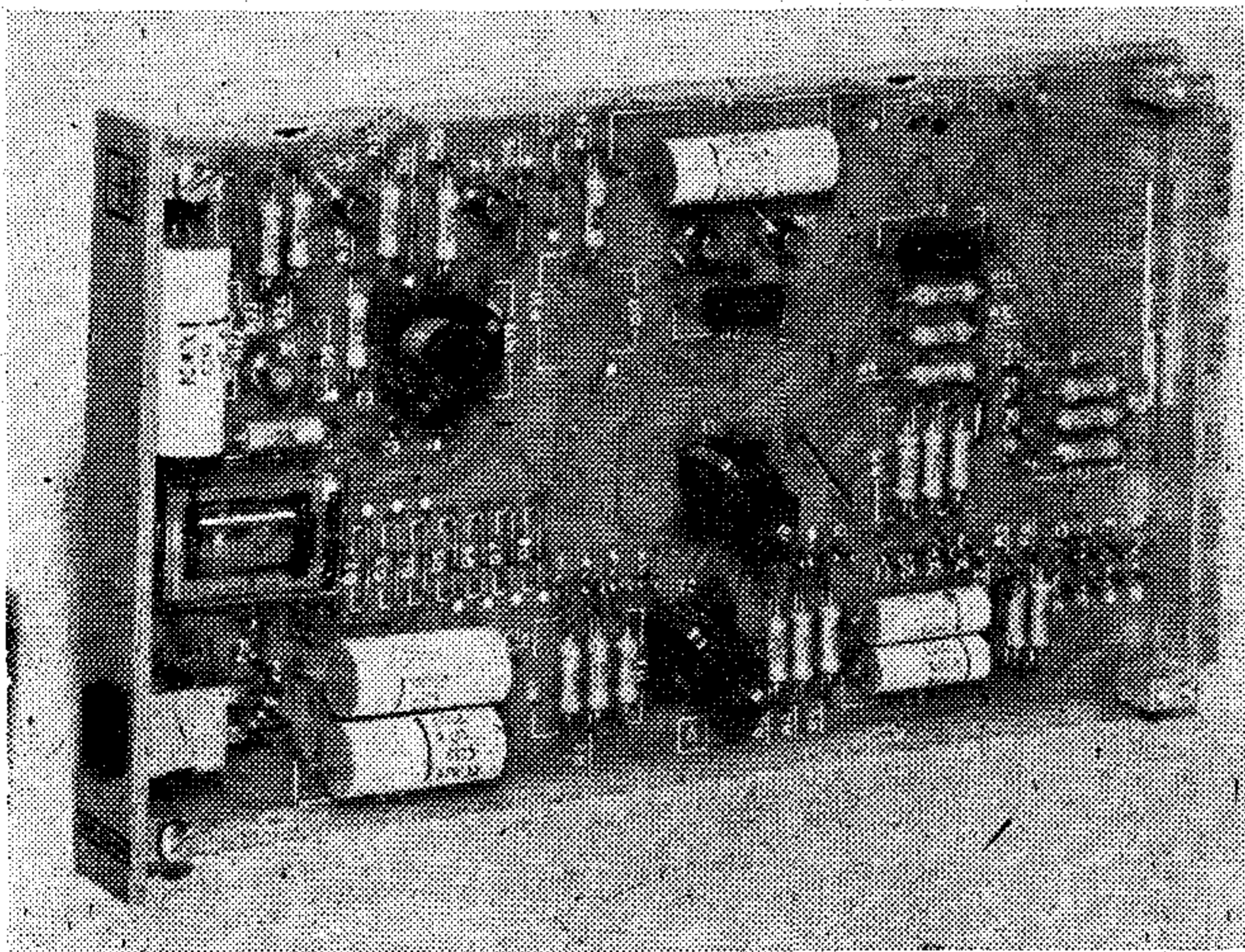
A szélesebb szintátfogást biztosító bonyolultabb végzésekben vastagréteg technológiával kerámia lapkán készült csillapítótag-sorokat használunk.

A jelzésátalakító lényegében egyszerű logikai funkciókat ellátó kapcsolóáramkör, amely adott sorrendben és meghatározott idő-működéssel kontaktusokat ad. Erre a feladatra korábban szinte kizárólag mechanikus jelfogókat alkalmaztak, legfeljebb a működési időt meghatározó áramkörökhöz használtak félvezetőket. A jelfogók általában energiaigényes kapcsoló elemek. A hazai típusok geometriai mérete sem illeszkedik jól a végződés egységek jelenlegi mechanikai konstrukciójához. Hátrány még, hogy egyes jelfogó típusok rendszeres karbantartást igényelnek. Ilyen szempontok alapján — kritika alá véve a jelzésátalakító áramkörben felhasználható alkatrészeket — adódott egy jó kompromisszum: A logikai áramköröket és a kapcsolók egy részét diszkrét félvezetőkből építettük fel. Azokon a helyeken pedig, ahol az áramkörök galvanikus szétválasztása vagy kis átmeneti ellenállás biztosítása szükséges nagymegbízhatóságú, karbantartást nem igénylő, kis-méretű jelfogókat alkalmaztunk.

Az így kialakított mechanikai és elektromos konstrukció biztosítja a gyár számára a gazdaságos sorozatnagyság feltételeit, míg a felhasználó számára a fokozott követelményeket kielégítő, nagymegbízhatóságú működést.

### Hangfrekvenciás végzések változatai

Kis csatornaszámú berendezéseinkben, ahol a teljes modulációs rendszer egy keretben van, a hangfrekvenciás végzéseket a vivőáramú csatornákkal belső kábelezés köti össze. Az itt alkalmazott végzések



1. ábra. A 2/4-huzalos végződés kisállomási, egyszerűsített változata

(1. ábra) 4-huzalos oldala tehát jól meghatározott áramkörökhöz csatlakozik. Ez lehetővé teszi a hibrid áramkör egyszerűsítését. A végződés *kisállomási* változata ezért egyszerűbb felépítésű.

Közép és nagy csatornaszámú rendszereinkben használt berendezéseink általában olyan felépítésűek, hogy egy keret azonos funkciót ellátó egységeket vagy önálló modulációs fokozatot tartalmaz. Ilyen berendezés a HZK-300 típusjelű hangfrekvenciás végződő keret, amely teljes kiépítése esetén 300 db 2/4-huzalos végződés egység befogadására alkalmas. A végzések itt alkalmazott *nagyállomási* változata a 4-huzalos vivőáramú csatornák felé állomási kábelezésen és állomási rendezőn keresztül csatlakoztatható tehát a végződésnek mind a 2-huzalos, mind a 4-huzalos oldalon jól definiált csatlakozásokkal kell rendelkeznie.

Ez különleges megoldásokat igényel.

Törekedni kellett a kis áteresztő csillapítású, jó illesztési paraméterekkel rendelkező hibrid áramkör megvalósítására. A végződés egységeket befogadó HZB-24 típusjelű betétnek nagyon sok külső áramköri csatlakozást kell biztosítania. Az állomási kábelezés csatlakoztatására szolgáló dugaszaljzatok a betét baloldalán és alsó vízszintes sávjában helyezkednek el. A hangfrekvenciás és jelző vezetékek csatlakoztatására 26 pontos dugaszaljzatok szolgálnak.

A végződés egységek előlapján elhelyezett mérőmegszakító aljzatok lehetővé teszik az üzemfenntartási ellenőrzések elvégzését az egység kihúzása nélkül, üzem közben is.

Mind a kisállomási, mind a nagyállomási végződés egységeknél a kéthuzalos beszédág az előlapon elhelyezett dugaszaljzat rövidrezáró dugaszának eltávolításával megszakítható. Így dugaszolható mérőzsinór segítségével lehetővé válik a csatlakozás a központ, vagy a csatorna felé.

A nagyállomási végződés egységeknél lehetőség van a négyhuzalos beszédágak és az egyenáramú jelzőágak vizsgálatára is. Az egység előlapján levő speciális kialakítású csatlakozó lehetővé teszi a nagyimpedanciájú párhuzamos csatlakozást (figyelést) a négyhuzalos áramkörök megbontása nélkül, vagy a négyhuzalos beszéd- és jelzőágak egyidejű megbontásával az illesztett csatlakozást, mind a központ, mind a csatorna felé. Ezt a csatlakozási lehetőséget kis csatornaszámú berendezéseknél a csatornaegységek biztosítják.

A nagytávolságú hírközlésben az átviteltechnikai berendezések általában távbeszélő-központokat kötnek össze egymással. Ebben a legáltalánosabb alkalmazásban a 2/4-huzalos végződés a távbeszélőközpontot csatlakoztatja a vivőáramú csatornához. Az ilyen általános alkalmazású 2/4-huzalos végződésnek gyárunk elkészítette a kisállomási és nagyállomási változatait. A kisállomási végzések az előbbiekben elmondottak szerint egyszerűbb felépítésűek.

A különleges távbeszélőtechnikai csatlakozások iránti igény, tovább differenciálta a hangfrekvenciás végzéseket. Létre kellett hozni a *speciális típusú végzéseket*, amelyeknek ismertetésére a későbbiekben térünk ki.



## 2/4-huzalos végződések

A továbbiakban részletesebben ismertetjük egy nagyállomási 2/4-huzalos végződés egység működését blokkséma alapján (2. ábra). A 2/4-huzalos végződés beszédátvitel és jelzésátvitel szempontjából — megfelelő forrcsúcsátkötésekkel — három különböző üzemmódban működtethető.

Mindhárom üzemmódban

- a beszédátvitel a csatornák felé 4-huzalos,
- a jelzésátvitel a csatornák felé két külön jelzőéren (E—M) földpotenciál adásával és vételével történik.

A távbeszélő-központ felé a csatlakozások a három üzemmódban a következők:

1. Üzem mód (3. ábra)  
Beszédátvitel: 2-huzalos  
Jelzésátvitel: beszédvezetéken váltakozó árammal (csengető feszültséggel); manuális központhoz való csatlakozásra alkalmas.
  2. Üzem mód (4. ábra)  
Beszédátvitel: 2-huzalos  
Jelzésátvitel: két külön jelzőéren (E—M) földpotenciál adásával és vételével (a központ oldal közvetlenül a jelzés adó-vevőhöz csatlakozik), Kistorzítású impulzusátvitelre alkalmas, automata központhoz.
  3. Üzem mód (5. ábra)  
Beszédátvitel: 4-huzalos; mindkét irányú beszédágban változtatható csillapítótagokkal.
- Jelzésátvitel: azonos a 2. üzemmódban leírtakkal.

Az üzemmódok bemutatása után röviden ismertetjük az egyes átviteli utakat.

### Beszédátvitel

A hangfrekvenciás, 2-huzalos áramkörök az állomási kábelezésen, a betét csatlakozóin és a betét kábelezésen keresztül kapcsolódnak a 2/4-huzalos végződés egységekre. A névleges csatlakozási szintek az egységekben forrcsúcsátkötéssel állíthatók be.

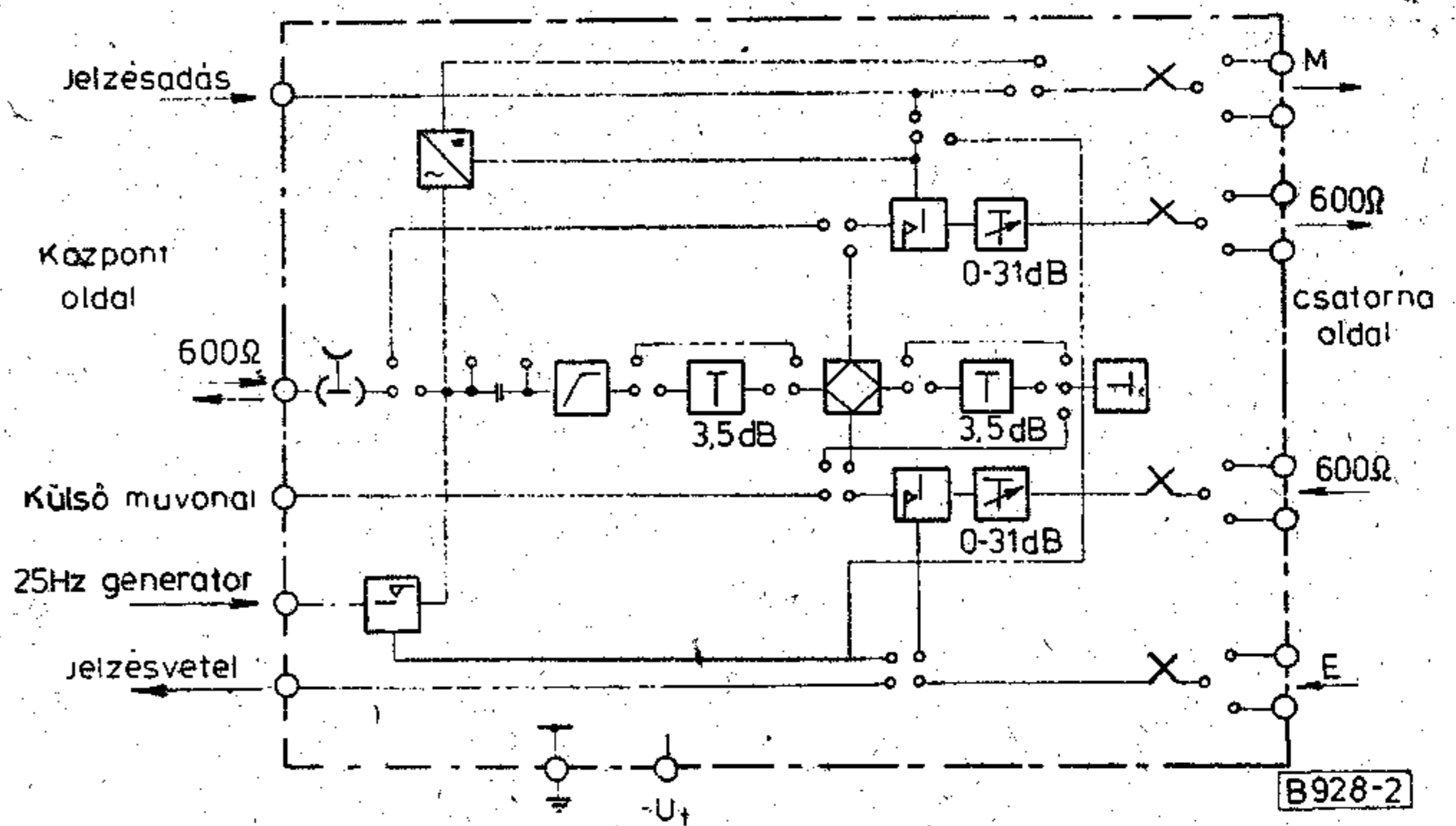
A 2-huzalos áramkört transzformátoros hibrid áramkör alakítja át négyhuzalossá.

A hibrid transzformátor kiegyenlítésére a végződés egység átlag vonalutánzatot tartalmaz a leggyakrabban előforduló vonalimpedanciák kiegyenlítésére alkalmas soros és párhuzamos RC elemekkel.

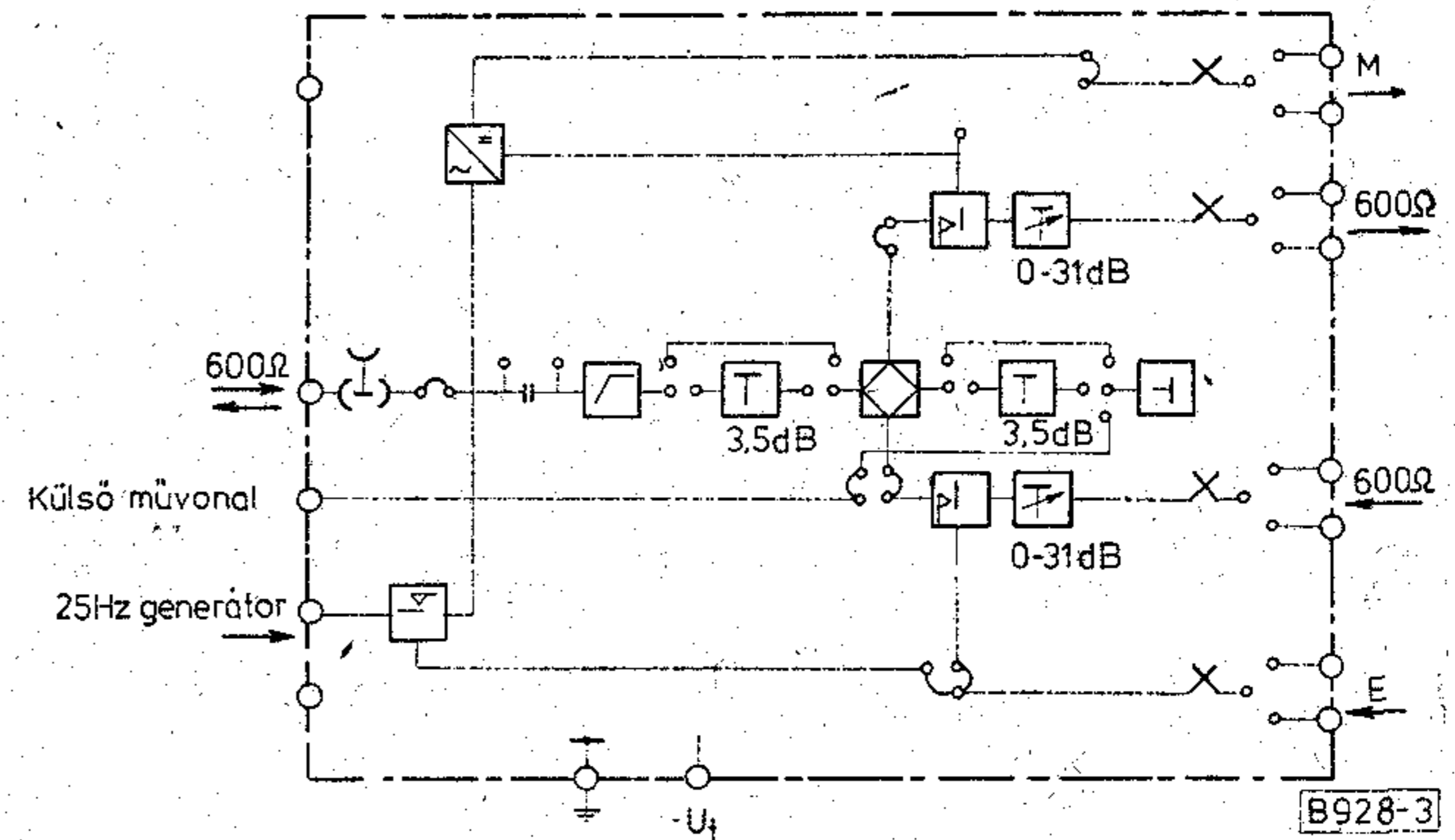
Az átlagostól eltérő impedanciájú vonal vagy pontosabb kiegyenlítés igénye esetén az egységhez — az állomási kábelezésen keresztül — külső vonalutánzat csatlakoztatható.

Az előbbi lehetőségek közül a kívánt csatlakozást az egységben forrcsúcsátkötéssel lehet beállítani.

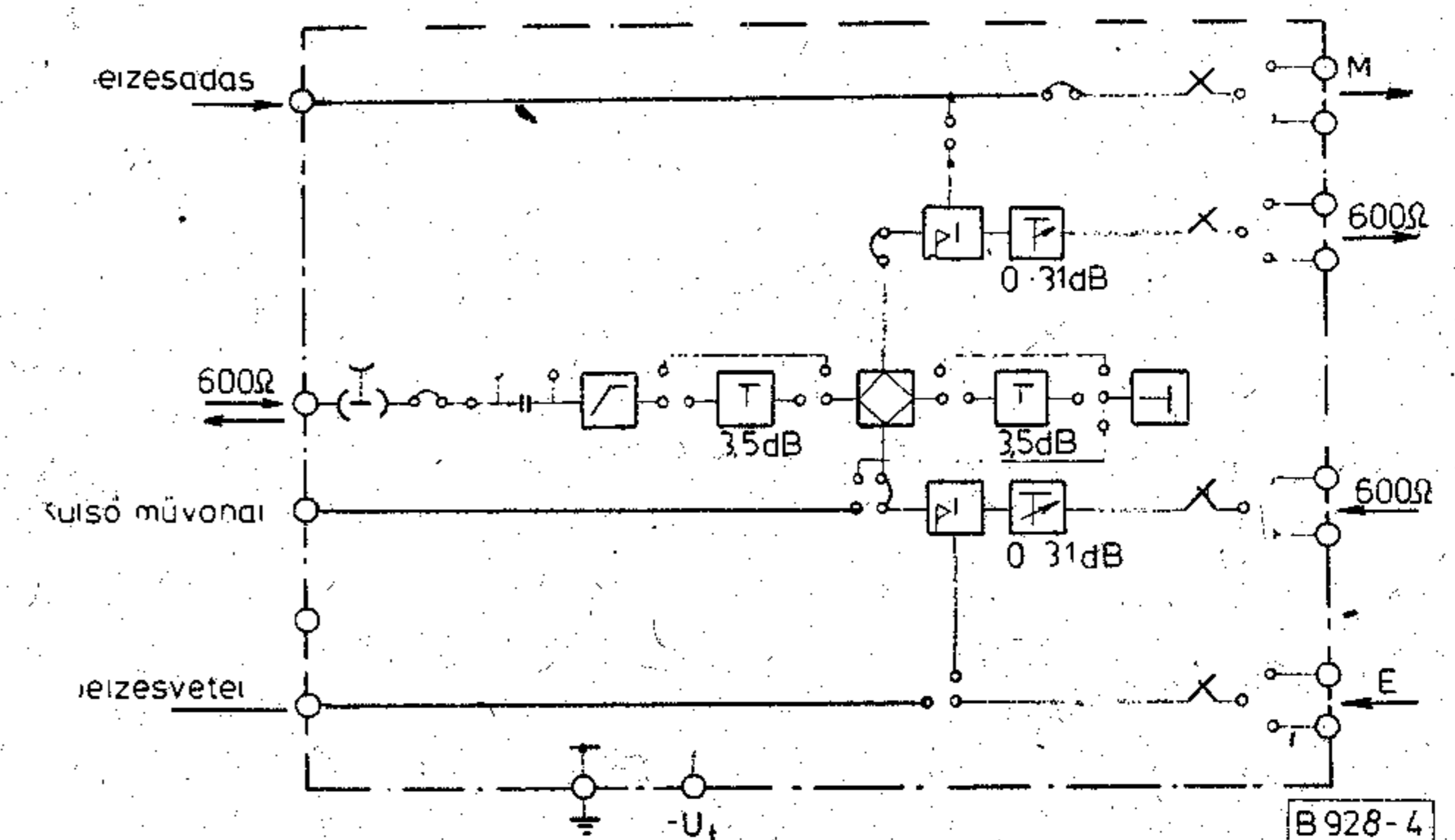
Amennyiben a beszédcsatorna 4-huzalosan csatlakozik a központhoz a végződés egységben a hibrid áramkört ki kell iktatni (3. üzemmód). Ilyenkor a beszédágban mindkét irányban egy-egy csillapítótag sor van a csatlakozási szintek beállítására.



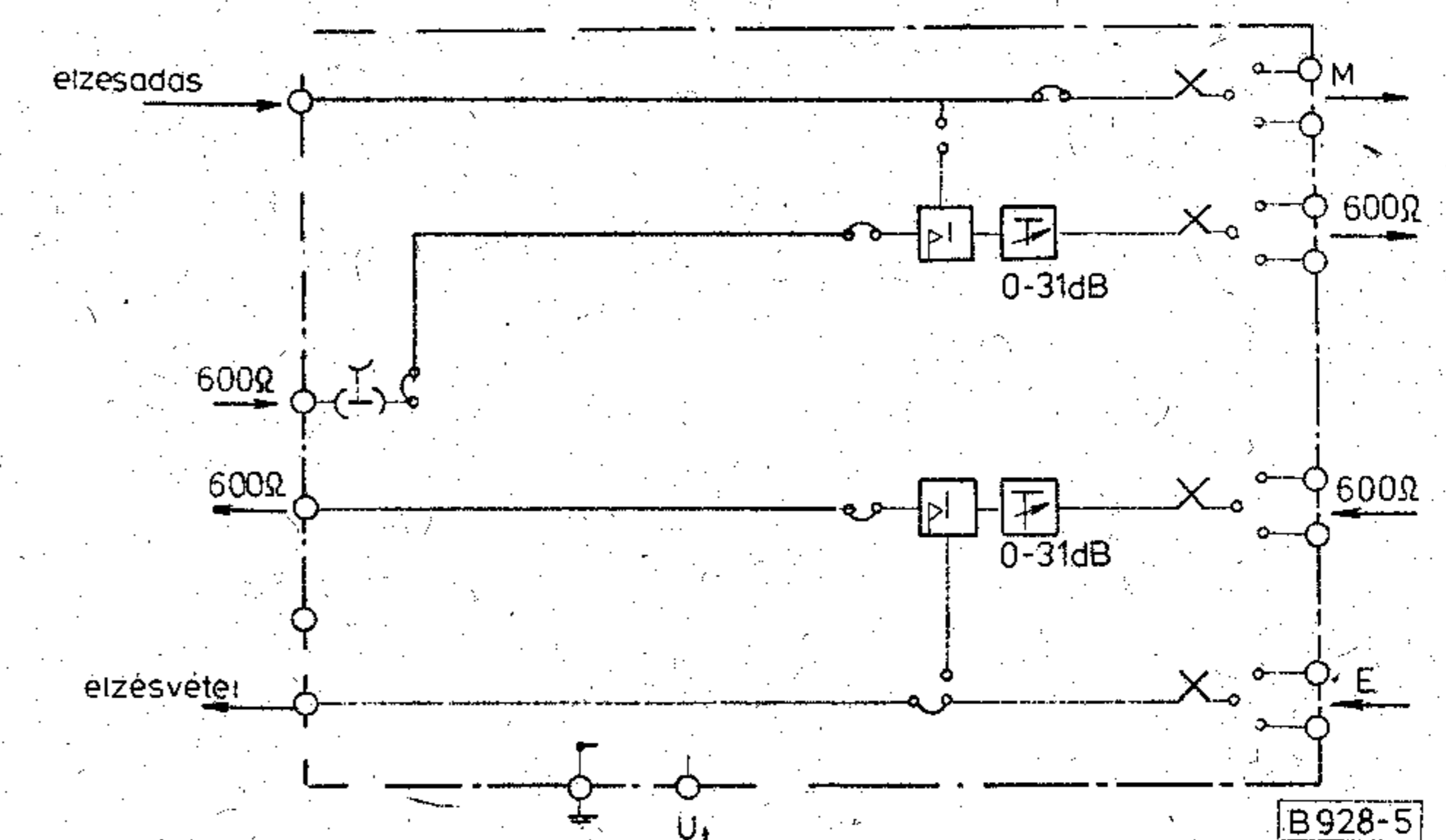
2. ábra. 2/4-huzalos végződés blokksémája



3. ábra. Az 1. üzemmód blokksémája



4. ábra. A 2. üzemmód blokksémája



5. ábra. A 3. üzemmód blokksémája



## Jelzésátvitel

A 2/4-huzalos végződésrendség alkalmazott üzemmódjától függően az alábbi jelzésátviteli módok lehetségesek:

### a) Egyenáramú jelzés külön jelzőeren (E—M)

A csatornák adó és vevő jelzőerei jelzésátalakító áramkör beiktatása nélkül közvetlenül kapcsolódnak a központ felé. Ez a jelzés mód a végződésrendség 2. és 3. üzemmódjában valósítható meg. A végződésrendségben beszédsávon belüli jelzésátvitel esetén a jelzésátvitel időtartamára a megfelelő irányú 4-huzalos beszédság jelfogó kontaktussal lezárható, adásirányban a jelzés zavarásának kizárására; vételirányban a beszédsávon belüli jelzés továbbjutásának megakadályozására.

### b) Váltakozó áramú jelzés a kéthuzalos beszédsávon.

Manuális távbeszélő-központokhoz való csatlakozás esetén a jelzésátvitel a 2-huzalos beszédsávon 16...50 Hz frekvenciájú váltakozó árammal történik. A központ felől jövő váltakozó áramú hívást (csengetést) a végződésrendség hívásvevője alakítja át a csatorna felé „föld” jelzéssé és továbbítja az M jelzőeren. A csatorna E vételi jelzőeren érkező „föld” jelzés hatására a jelzésátalakító áramkör megfelelő késleltetéssel a végződésrendségre csatlakoztatott csengetőgenerátor jelét a 2-huzalos beszédsávonra kapcsolja.

Váltakozó áramú jelzés adására és vételére a végződésrendség 1. üzemmódja alkalmas.

A jelzésátalakító áramkör biztosítja, hogy egyidejűleg csak egyirányú jelzésátvitel lehetséges.

A kis csatornaszámú berendezések telepítési helye eleve megszabja az alkalmazott 2/4-huzalos végződés szükséges üzemmódját és ez a berendezés üzemeltetése során nem változik. Ez a körülmény lehetővé teszi, hogy a végződés nem kívánt üzemmódjához tartozó alkatrészek elhagyásával az egységek újabb egyszerűsített változatait hozzuk létre. Ez a felhasználói igényekhez való alkalmazkodás növeli a berendezések gazdaságosságát.

## A hangfrekvenciás végzések speciális típusai

A korábban ismertetett hangfrekvenciás végződés — mint azt már említettük — helyközi forgalomban alkalmazott központokat csatlakoztatja az átviteli rendszerekhez. Ezen általános felhasználás mellett az egyes országok hírhálózatának felépítése speciális igényeket is támaszt.

Két ilyen már kielégített igényt emelünk ki:

A vivőáramú csatorna CB előfizetői készülék és távbeszélő-központ között létesít összeköttetést: az előfizetői készülék felé csatlakozó végződésnek a központot, a központ felé csatlakozó végződésnek az előfizetőt kell leutánoznia. Ezt teszi lehetővé a *CB előfizetői- és központoldali végződés*.

A kisebb települések helyi telefonigényeit kielégítő rurál telefonközpontok bekapcsolódása a helyközi távbeszélő forgalomba speciális csatlakozási és szintillesztési problémákat vet fel.

Egyik alkalmazásnál a helyi központ által vezérelt kapcsolóknak a központ oldali 2-huzalos csatlako-

zásról vezérlőjel hatására át kell váltaniok szintillesztett 4-huzalos csatlakozásra. Másik alkalmazásban szintén a távbeszélő-központ által vezérelve a 2-huzalos csatlakozási szinteket kell változtatni a tranzit forgalomnak megfelelően. Ezeknek a követelményeknek tesz eleget a *K típusú 2/4-huzalos végződés*.

Ezeket a speciális végzések ismertetjük a továbbiakban.

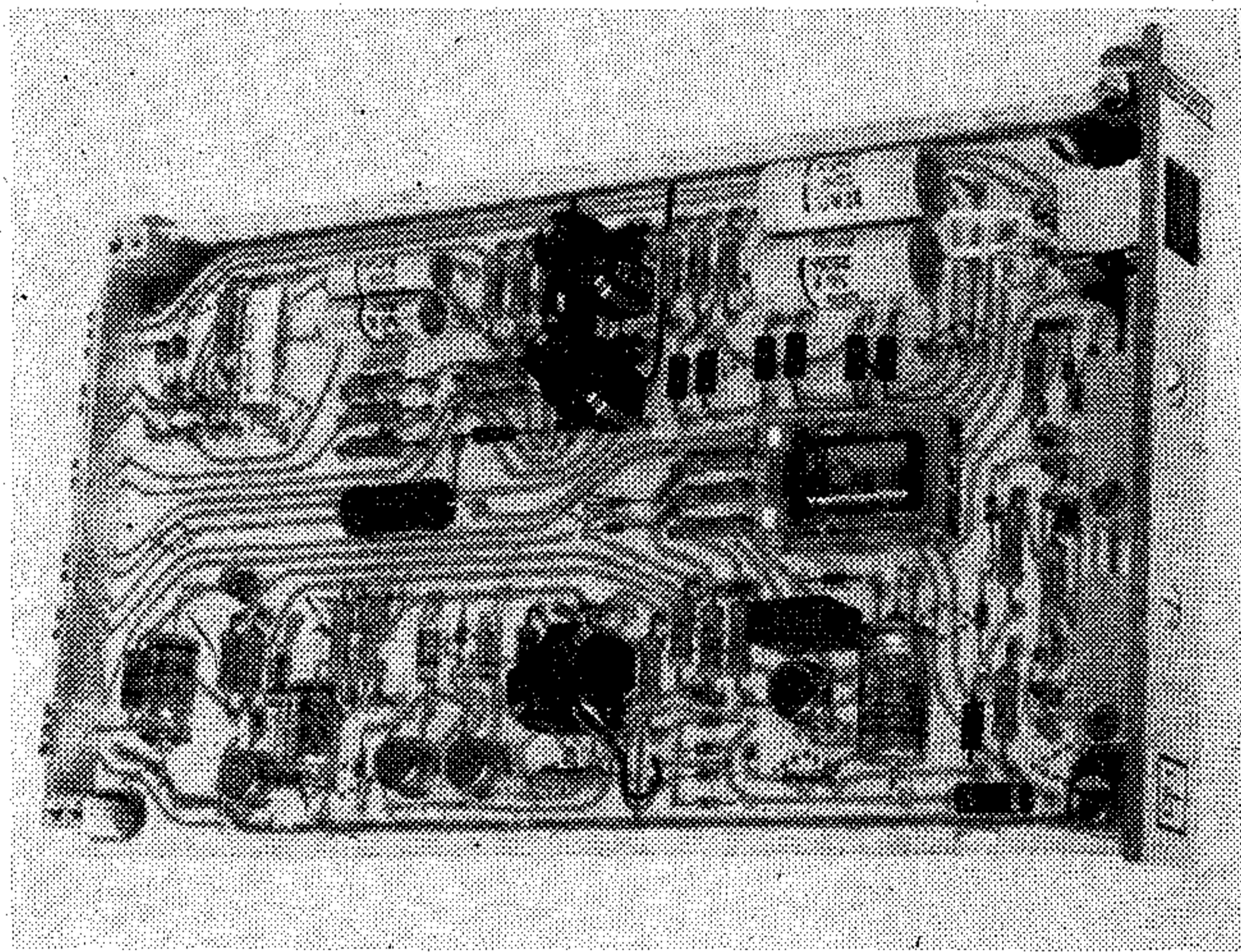
### CB központ oldali végződés (6., 7. ábra)

A végződés a négyhuzalos vivőáramú csatornát kapcsolja össze a kéthuzalos távbeszélő-központtal.

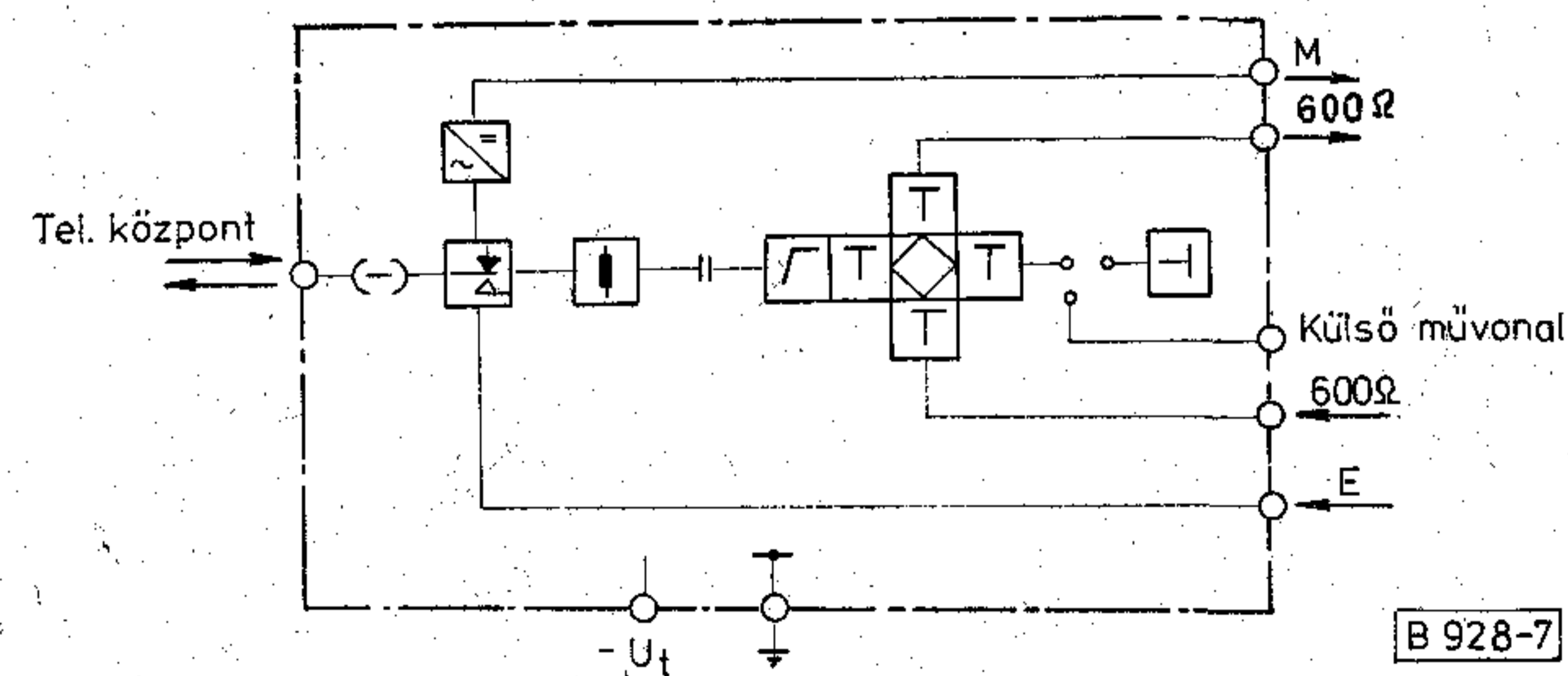
A beszédsávon kéthuzalos-négyhuzalos átalakítására itt is hibrid transzformátor szolgál. A hibrid áramkör kiegyenlítésére belső vagy külső vonalutánzatot lehet a transzformátorokhoz kapcsolni, megfelelő forresúcsátkötéssel.

Új áramköri megoldást kívánt az a követelmény, hogy a távbeszélő-összeköttetés ideje alatt egyenáramú hurkot kell biztosítani a központ felé. Ezt korábban, a jelenleg alkalmazott alkatrészválasztékhoz viszonyítva nagyméretű fojtótekerccsel valósították meg. Az új végződésben „elektronikus fojtót”, azaz diszkrét félvezetőkből felépített áramgenerátort alkalmazunk, amely adott értékhatárok között átengedi a távbeszélő központ „mikrofon áramát”, és mivel a váltakozó áramú impedanciája nagy, a beszédsávon nem söntöli.

A jelzésátalakító áramkör működésének lényege: a kéthuzalos beszédsávon a központból jövő csengetőjel hatására földpotenciált kapcsol az M



6. ábra. CB központoldali végződés



7. ábra. CB központoldali végződés blokk-sémája



jelzőerre, a csatorna E vételi jelzőerén érkező „föld” jelzés hatására egyenáramú hurkot ad a központ felé a kéthuzalos beszédvezetékre.

### CB előfizetői végződés (8., 9. ábra)

A végződés a négyhuzalos vivőáramú csatornát a kéthuzalos előfizetői távbeszélő készülékkel kapcsolja össze. A 2/4-huzalos hibrid áramkör kialakítása azonos a központoldali végződésben alkalmazottal.

Az előfizetői, és a rendszer oldal egymástól eltérő jelzéseit átalakítja. „Elektronikus fojtón” keresztül földfüggetlen egyenfeszültséget kapcsol a kéthuzalos vonalra az előfizetői készülék mikrofonjának táplálására. Ha az előfizető hívást kezdeményez, záródik az előfizetői hurok, mikrofonáram folyik az előfizetői készüléken. Ennek hatására az egység jelzés adás kimenetén (M jelzőerén) földpotenciál jelenik meg.

Ha az előfizetőre hívás érkezik, a csatorna E vételi jelzőerén érkező „föld” jelzés működésbe hozza a csengető feszültséget kapcsoló áramkört, amely a váltakozóáramú csengető jelet periodikusan szaggatja és kapcsolja az előfizetői vonalra.

A távbeszélő-összeköttetés üzeme alatt az előfizetői végződés folyamatos „föld” potenciált ad az M jelzőerre, ezért a CB végzések alkalmazása csak a folyamatos jelzésátvitelt a biztosító beszédcsatornán (pl. sávon kívüli jelzés átvitel) lehetséges.

### K típusú végződés (10. ábra)

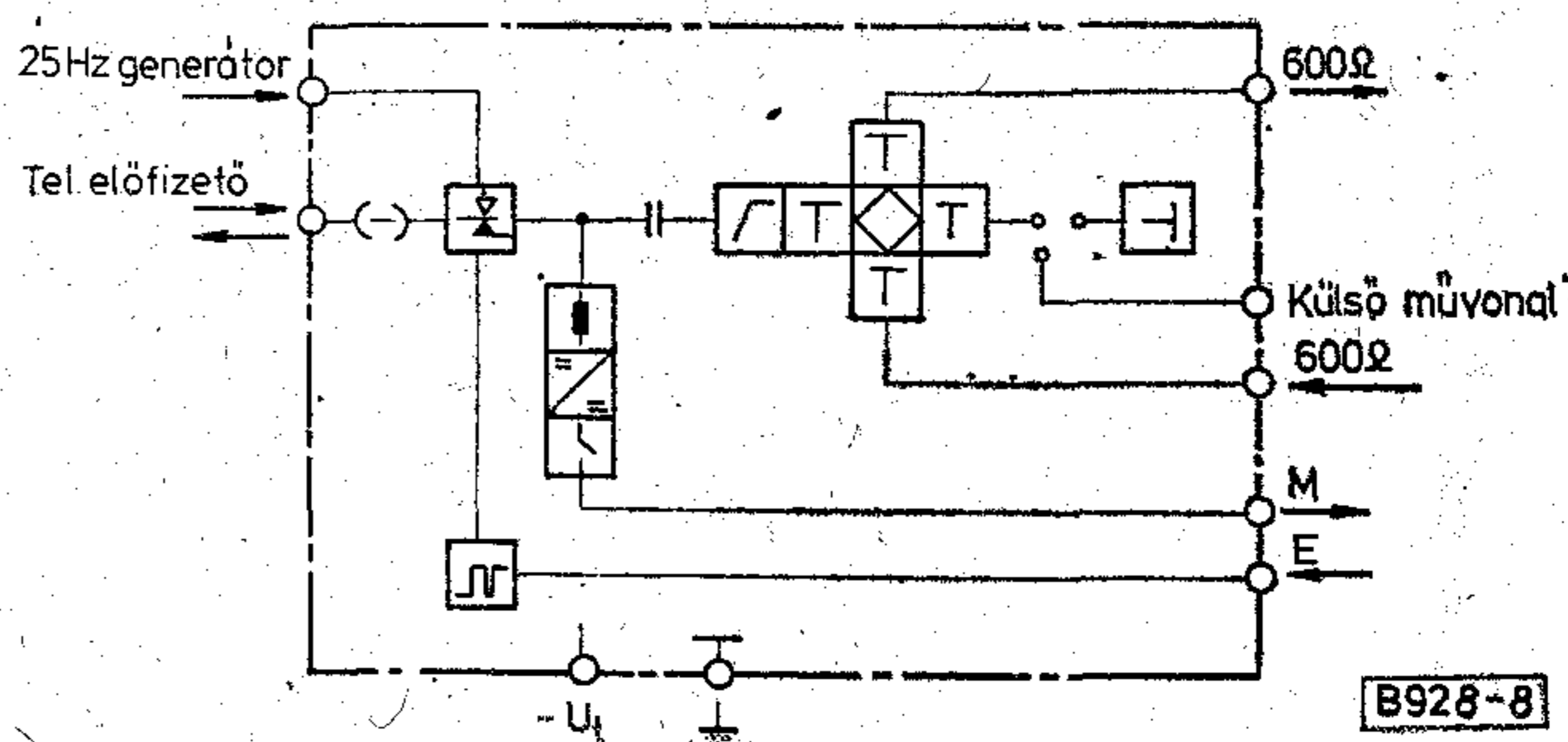
A végződés két különböző üzemmódban működhet. A kiválasztott üzemmódot forrcsúcsátkötéssel lehet beállítani.

Az 1. üzemmódban az egység 2-huzalos csatlakozik a távbeszélő-központhoz 0 dBr adás- és -7 dBr vételi szinttel. A központból külön vezetéken érkező vezérlő jel jelfogó érintkezőket működtet, amelyek adás- és vételágban 7 dB-es csillapítótagokat iktatnak ki. Így az egység alkalmas 2-huzalos tranzit csatlakozásra -7 dBr adás- és 0 dBr vételi szinttel. Ebben az üzemmódban az átkapcsoló áramkört két egymástól független vezérlő jel működtetheti.

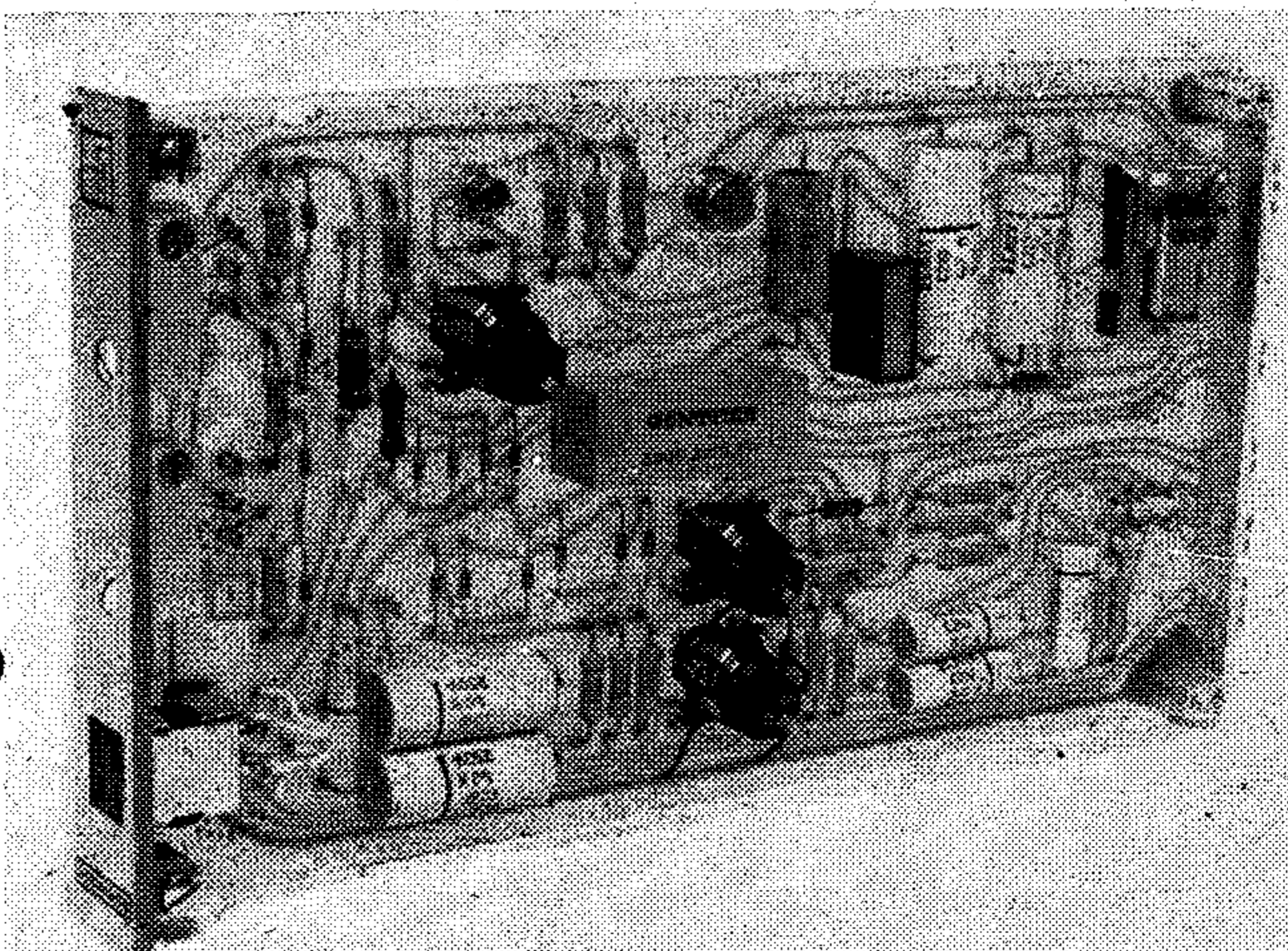
A 2. üzemmód alapállapotában az egység az előbbi üzemmóddhoz hasonlóan szintén 2-huzalos csatlakozik a központhoz. A távbeszélő-központról külön vezetéken csatlakoztatott vezérlő jel kapcsolókat működtet, amelyek a hibrid áramkört kiiktatva a központ felőli csatlakozást 4-huzalossá alakítja át. Ez az üzemmód 4-huzalos tranzit csatlakozásra alkalmas -3,5 dBr adási és vételi szinttel.

A végződés kapcsoló áramköreinek a távbeszélő-központ felé definiált impedanciával kell csatlakozniuk. A vezérlő feszültségeket a hangfrekvenciás áramköröktől galvanikusan el kell választani. Ezeknek a feltételeknek a gazdaságos kielégítésre kapcsolóként jelfogókat, a logikai funkciók ellátására tranzistoros áramkört alkalmazunk.

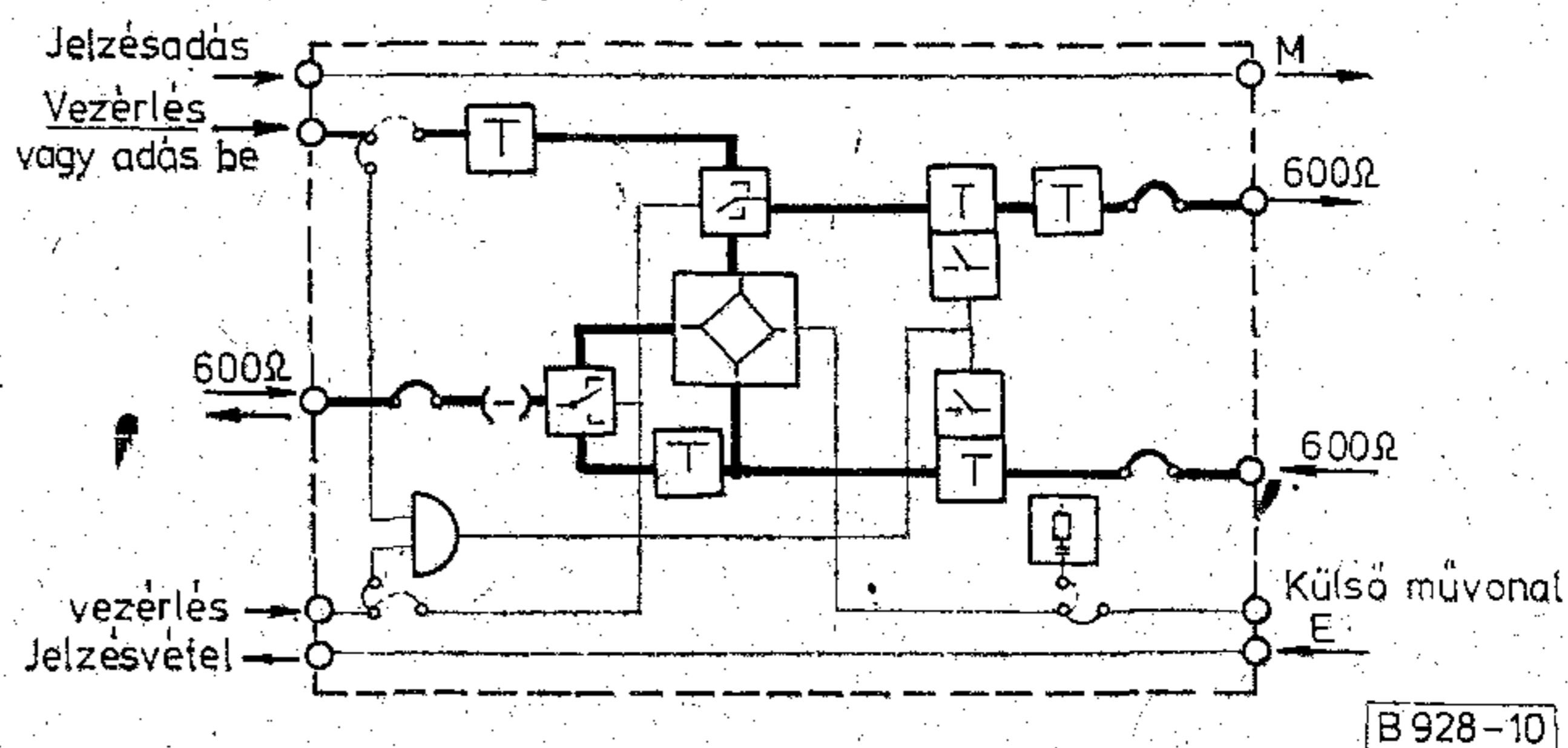
Végezetül bemutatunk egy speciális igényeket kielégítő, CB végzések tartalmozó berendezést. Látható, hogy a berendezések betétes felépítése a funkcionális egységeknek az ismerttetett egységes konstrukciója és széles áramköri választéka lehetővé teszi, hogy különleges felhasználói igényeket is ki lehet elégíteni. A (11. ábra) berendezés felső betét



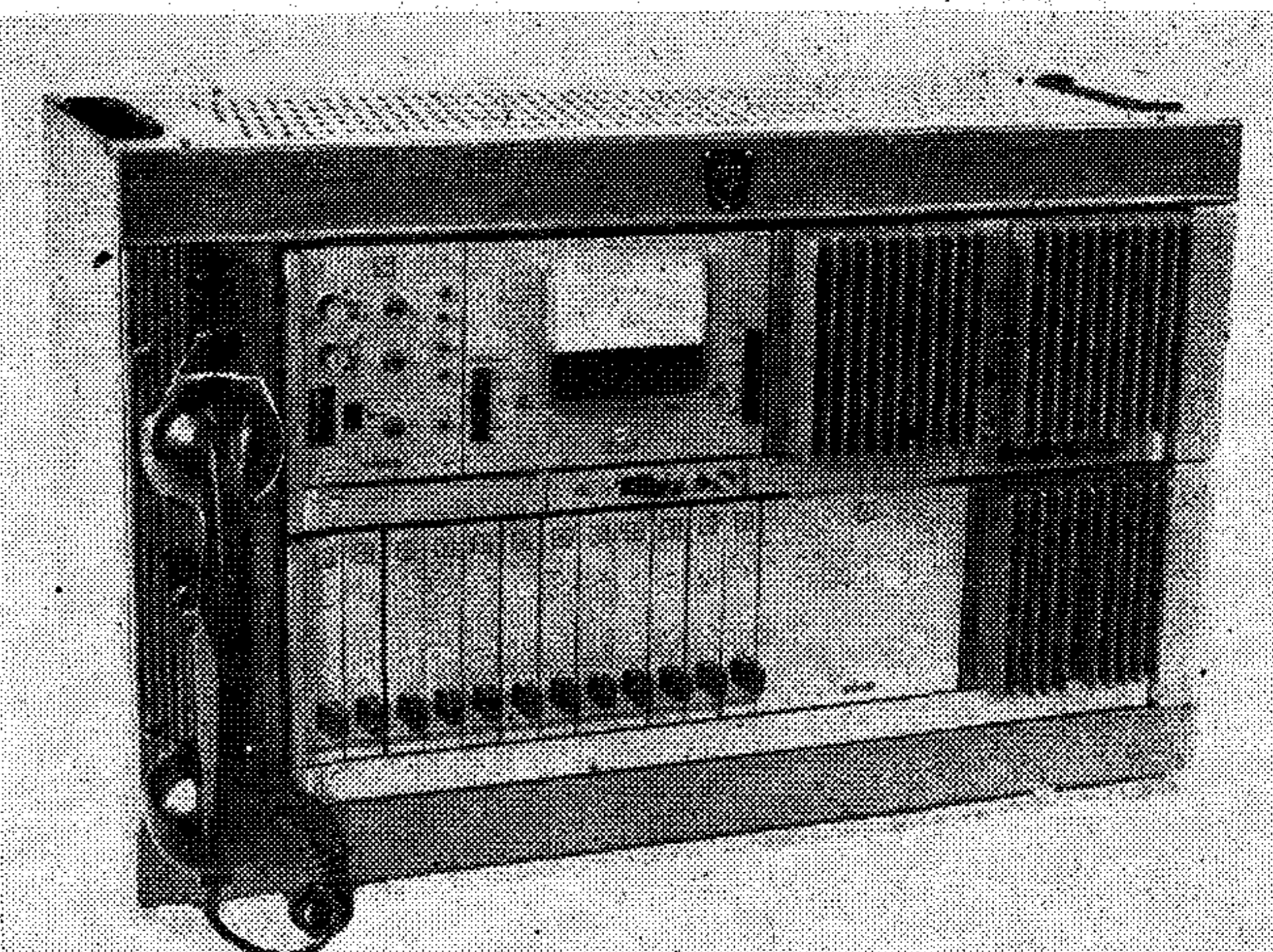
8. ábra. CB előfizetői végződés bloksémája



9. ábra. CB előfizetői végződés



10. ábra. K típusú végződés bloksémája



11. ábra. 12 db CB végződést tartalmazó berendezés



sorában van a berendezés tápegysége, az üzemfenn-tartási ellenőrzéseket biztosító szintadó-vevő, figyelő-egység és szolgálati telefon. Az alsó betétsorban van-nak a végződésegyeségek, valamint a 25 Hz-es csengető generátor.

### A hangfrekvenciás végzések műszaki adatai

#### Nagyállomási 2/4-huzalos végződés

Átviteli frekvenciasáv	300–3400 Hz
Névleges 2-huzalos adási szint	0 dBr
Beállítható adási szint	–3,5 dBr
Névleges 2-huzalos vételi szint	–7 dBr
Beállítható vételi szint	–3,5 dBr
Névleges 4-huzalos adási szint	–13 vagy –14 dBr
Névleges 4-huzalos vételi szint	+4 dBr
A 4-huzalos beszédágakban levő szintbeállító csillapító-tagok csillapítástartomány	0...31 dB
Beállítási fokozat	1 dB
Névleges impedancia a 2- és 4-huzalos oldalon	600 ohm, szimmetrikus
Reflexiócsillapítás a csatlakozási kapcsokon, 600 ohmos ellenálláshoz képest, a nem mért kapcsok 600 ohmos lezárása, valamint a hívászáró kondenzátorok rövidrezárása mellett az átviteli frekvenciasávban névleges csatlakozási szinteknél	min. 20 dB
A hibrid áramkör üzemi csillapítása	max. 4 dB
Üzemi csillapításingadozás az átviteli frekvenciasávban	max. 0,5 dB
A visszforduló jel csillapítása a 4-huzalos adás- és vételkapcsok között a teljesen kiegyensúlyozatlan állapot-hoz képest, valamennyi kapocspár 600 ohmos lezárásánál	min. 60 dB
Beépített átlag vonalutánzat: soros kapacitás értéke	0,5; 1; 2 $\mu$ F
ellenállás értéke	600 vagy 910 ohm
párhuzamos kapacitás értéke	70 nF
hívászáró kondenzátor értéke	2 $\mu$ F

Váltakozó áramú jelzés a 2-huzalos beszédágakon:

Csengető frekvencia	16...50 Hz
Csengető feszültség	max. 80 V <sub>eff</sub>
Vételi érzékenység	min. 15 V <sub>eff</sub> /10 mA <sub>eff</sub>

Vételirányú jelzésekészletetés manuális üzemmódban:

nincs jelzésátvitel, ha a vett jelzés időtartama van jelzéstovábbítás ha az időtartama	max. 0,1 s. min. 1,2 s.
--	----------------------------

#### CB végzések

Átviteli frekvenciasáv	300–3400 Hz
Névleges 2-huzalos szintek: adás	0 dBr
vétel	–7 dBr
Névleges 4-huzalos szintek: adás	–13 vagy –14 dBr
vétel	+4 dBr
Csillapításingadozás az átviteli frekvenciasávban	max. 0,5 dB
Névleges impedancia a 2- és 4-huzalos oldalon	600 ohm, szimmetrikus
Központoldali és előfizetői végződés együttes impulzustorzítása	max. 10 ms.

#### CB központoldali végződés

Névleges áram a kéthuzalos hurokban	30 mA
Csengető frekvencia	16...50 Hz
Csengető feszültség	max. 90 V <sub>eff</sub>
Csengetés-vételi érzékenysége	20 V <sub>eff</sub>
Vonallellomás a központ felé U <sub>T</sub> = 48 V $\pm$ 10% feszültségű központi telep mellett	max. 1200 ohm

#### CB előfizetői végződés

Névleges áram az előfizetői hurokban	30 mA
Az előfizetői hurok ellenállása	max. 1200 ohm
Az előfizetői vonal megengedett átvezetése	10 kohm

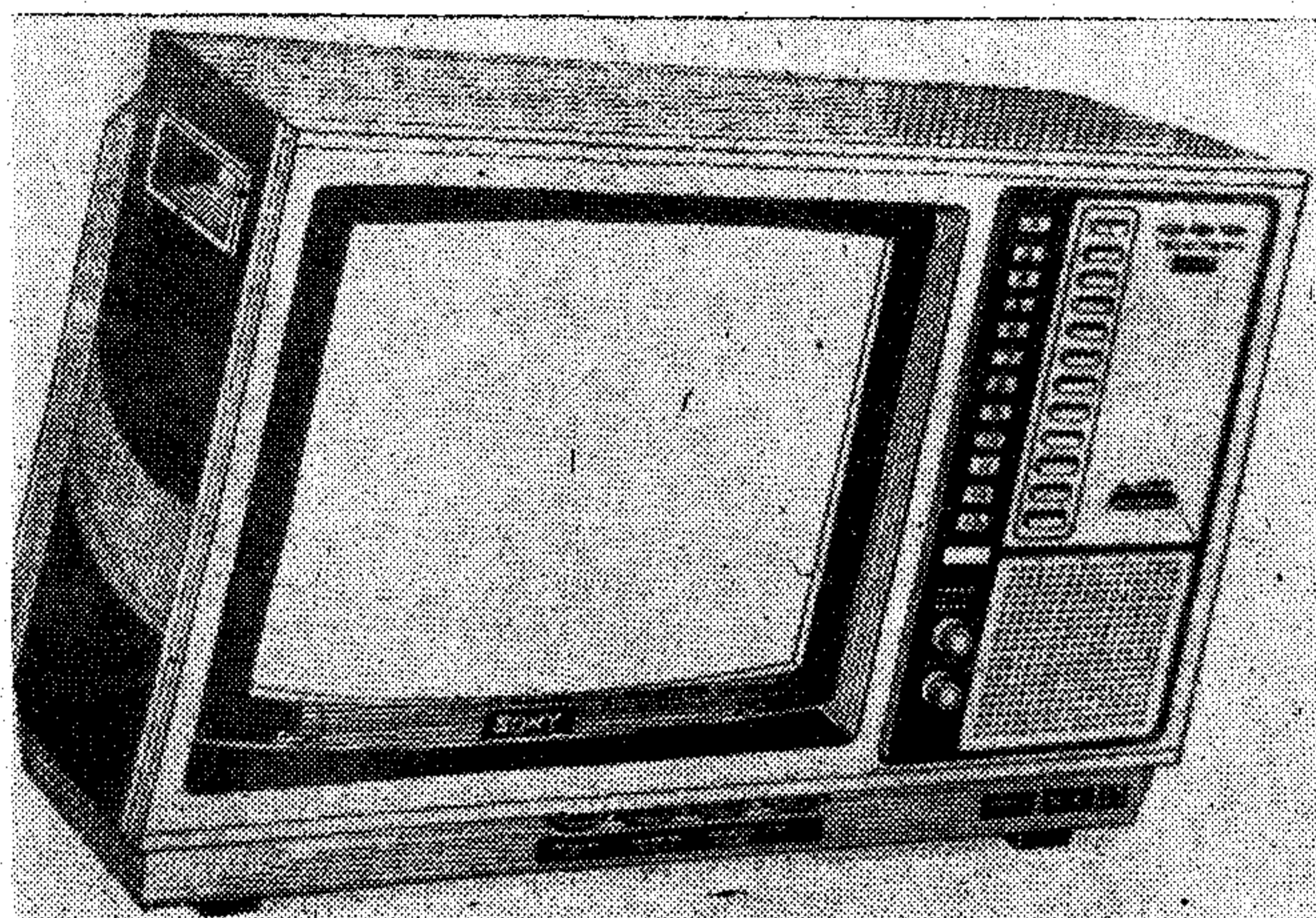


## Vezetékes televízió New Yorkban

MALCSINER FERENC  
BHG

### Vételi lehetőségek a felhőkarcolókban

Egy New York-i hatvanemeletes szálloda 29-ik emeletén kaptunk szobát. Az épület teljes egészében acélvázaz szerkezetű, mely a hotel prospektusa szerint: „rugalmasságánál fogva minden földrengésnek ellenáll”. Lehet hogy igaz — szerencsére gyakorlati kipróbálására nem került sor, hiszen New Yorkban emberemlékezet óta nem volt földrengés —, de hogy egy ilyen épület a rádióhullámok számára tökéletes árnyékolást jelent, azt hamarosan tapasztaltam. *1. ábra.* A magammal hozott nagy érzékenységű táskarádióval csak az ablak mellett lehetett néhány állomást venni.



*2. ábra.* Sony, 12 plusz 1 csatornás színes tv-készülék



*1. ábra.* Az acélvázaz épület teljes árnyékolást jelent. Itt nélkülözhetetlen a kábeles televízió

A szobámban tv-készülék. Hogyan működhet ilyen körülmények között? Idő nincs a kipróbálásra, mert a szemközti épületbe kell átmenni vacsorázni. Az étterem épületének tetejéről veszem szemügyre hotelünket. Sem az épületen, sem annak tetején nem látszik semmiféle antenna.

Mikor visszatérek szobámba, kipróbálom a tv-vételi lehetőségeket.

A szoba sarkában egy Sony gyártmányú „Trinitron” típusú készülék áll. A katalógus szerint: „13 csatornás, színes, hordozható készülék. Súlya kb. 12 kg. Új rendszerű express hangolású, világító csatornaindikátorral ellátott, tranzistorizált készülék. Ára 370 Dollár.” (*2. ábra.*)

Bekapcsolom, majd sorra nyomom a csatornaváltó gombokat. Sehol semmi! Néhol egy-egy hangfoszlány, de kép nem jelenik meg a képernyőn.

Keresem a tv hátoldalán az antennabemenetet. Koaxiális 60 Ohmos kábel csatlakozik hozzá. Követem a kábel nyomvonalát. A szoba túlsó sarkában egy asztalkán elhelyezett, kb. 40×15×20 cm külméretű dobozhoz vezet. A dobozon felirat: Cable Television Co. Szóval ez az a sokszor emlegetett kábeles televízió!

### A kábeles tv-rendszer

A doboz mellett szép kivitelű, háromnyelvű prospektus, mely kezelési utasítást, műszaki adatokat és kapcsolási vázlatot tartalmaz.

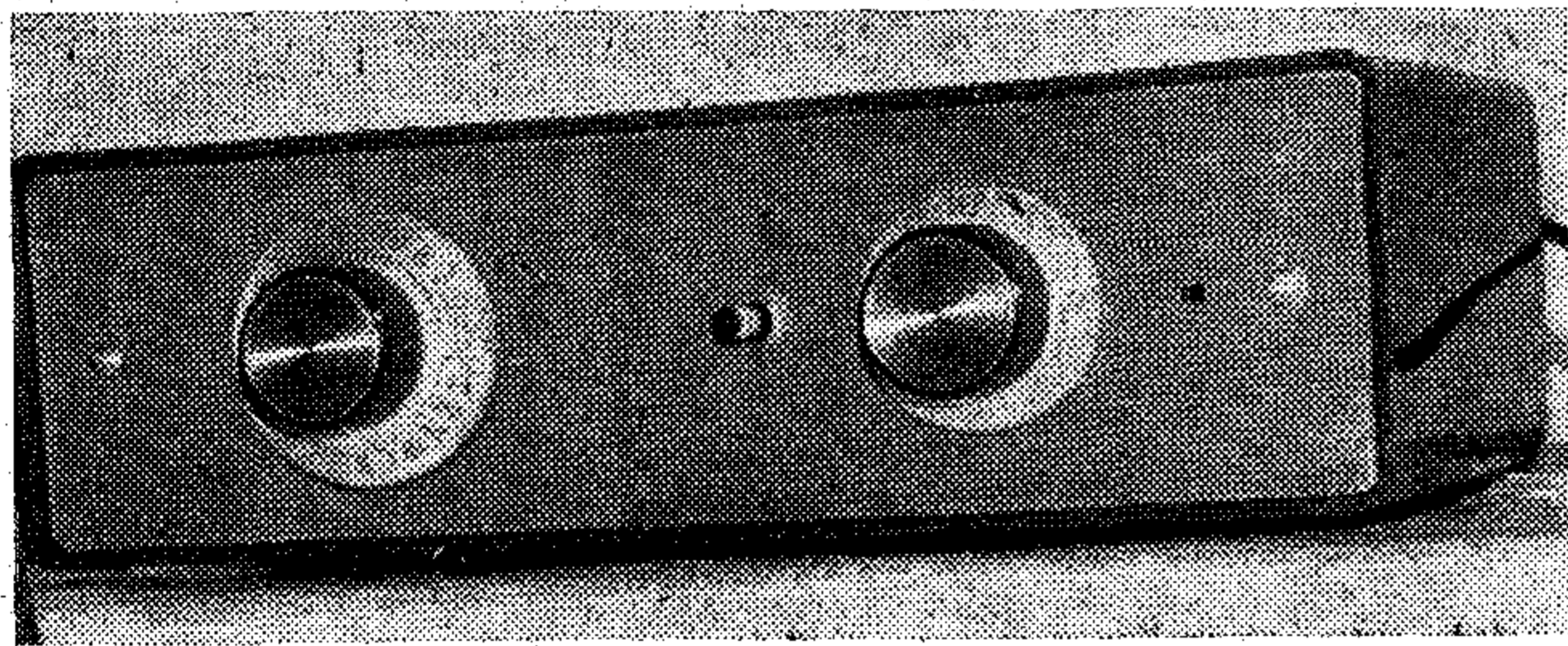
A füzetből a következőket sikerül megtudnom. A doboz egy konverter, mely a központi erősítőből



kábelen érkező jeleket — nagyfrekvenciás kép és hanghordozó információkat —, a tv-vevő kf-jére transzponálja át. A vevőkészülékeken a 13-as csatornaváltó gomb benyomásával kapcsolódik rá a KF-erősítő első fokozata az antennabemenetre, miközben a tv oszcillátora kikapcsolódik.

A készülék a Cable Television Co. cég tulajdona. Megvenni nem lehet. Használatáért havi használati díjat kell fizetni. A bérleti díj készüléktípusonként és szolgáltatásonként változik. A mi készülékünk havi használati díja 20 dollár. Ennek ellenében a cég felelősséget vállal, hogy a nap bármely órájában mind a huszonnégy műsor zavartalan vételét biztosítja, akár színesben, akár fekete-fehérben. A készülék felszereléséről és karbantartásáról a cég gondoskodik, hasonlóképpen mint a távbeszélő-készülékek esetében szokásos. Hibás vételt, vagy egyéb zavarokat egy megadott telefonszámon kell bejelenteni.

A készülék szerény külsejű, egyszerű kivitelű fémdoboz (3. ábra). Hátul három kábel. Első a már említett tv-készülékhez vezet. A második a hálózati csatlakozó (115 V, 60 Hz). A harmadik a bejövő



3. ábra. Konverter a kábeles televízió számára

koaxiális kábel, mely végigfut a fal mentén és a távbeszélő-készülék vezetékével közös nyílásban tűnik el a falban.

A készülék előlapján két kezelógomb látható. A baloldali, egy 24 állású szám-, illetve betűjelzéssel ellátott hullámváltó tárcsája. A jobb oldali tárcsa a készülék be- és kikapcsolására, továbbá a „szellemképek kiküszöbölésére” szolgál. A tömbvázlat alapján lekövethető, hogy a bejövő koaxiális kábel reflexio-mentesítésére szolgál.

A két forgatógomb között egy kisebb, skála nélküli forgatógomb foglal helyet, amely a helyi oszcillátor utánállítására szolgál.

A baloldali gomb fele részben számjelzéssel, fele részben betűjelzéssel van ellátva. A számjelzések az általánosan használt szórakoztató műsorok bekapcsolását jelzik. Feltűnik, hogy a tárcsán hiányzik az 1-es szám, az 5-ös csatorna jelölését pedig utólagosan távolították el, amint ez a 3. ábrán is látható. Oka valószínűleg az, hogy az újabb rendszerű konverterek — melyek ismertetésére még e cikk keretében kitérünk — az 5-ös csatornára keverik le a vett műsorokat.

### Tapasztalatok

Bekapcsolom a tv-t. Benyomom a 13-as csatorna gombját. Ezután a szoba tulsó sarkában üzembe helyezem a konvertert. Sorra kapcsolom a számozott állomásokat 2-től 12-ig. Kiváló minőségű színes műsorok jelennek meg a képernyőn. Néhol gyenge

szellemkép jelentkezik, mely a jobboldali tárcsával teljesen megszüntethető.

A műsorok közül hat angol, kettő spanyol, egy olasz és egy kínai nyelvű. (A műsoridő általában hajnali 5 órától éjfélig tart. Az angol nyelvű adók közül legalább három éjjel-nappal műsort sugároz.)

Ezután a betűjelzéssel ellátott állásba forgatom a hullámváltó gombját. A-tól N-ig terjed a betűjelzés, összesen 14 állásban. Az adásokban sem akkor, sem később szisztematikus rendszert nem sikerül felfedeznem. Az mindenesetre megállapítható, hogy ezek a műsorok nem a nagyközönség számára készültek, hanem valószínűleg a hírszolgálati irodák és a laptudósítók veszik igénybe az informatív jellegű műsorokat.

### Különleges szolgáltatások

A prospektusból megtudom, hogy a tv-társaságok különleges szolgáltatásai a betűjelzéses csatornákon vehetők.

Egy megfigyelés alkalmával az alábbi programok és szolgáltatások jelentek meg a képernyőn, fekete-fehérben:

- A csat. Üres. Valószínűleg mindig, mert piros színű a betűjelzés.
- B csat. Helyszíni sportközvetítés. Base-ball. Angol nyelvű.
- C csat. Spanyol nyelvű hírek a stúdióból.
- D csat. Üres.
- E csat. Teleprinter szolgálat. A tv-hez video-recordert vagy telexszerű írógépet lehet kapcsolni, mely a képernyőn megjelenő szöveget leírja, illetőleg a Video Recorder a szöveget szalagra veszi. A készülékek ki és bekapcsolását a kezelő távollétében automatikusan végzi a beépített időzítő áramkör. A tv képernyőjén egyidejűleg kb. 12 sor és 30 betű jelenik meg (360 n). A szöveg állandóan felfelé mozog, úgy, hogy a legalsó sor 20 sec alatt tűnik el a képernyő felső szélén. Így az olvasási (rögzítési) sebesség: 900 n/min. Ez megfelel 54 000 betűnek óránként, ami nem nevezhető túlságosan gyorsnak.
- F csat. Meteorológiai szolgálat. Meteorológiai műholdak fényképezik a felhő és a domborzati képeket és direktben sugározzák a közvetítő állomásokon keresztül a képernyőre. Két műhold által „látott” kép figyelhető meg. Egyik észak—déli, a másik kelet—nyugati irányban halad. Keringési idejük kb. 90 perc. Közben szakemberek magyarázzák a látottakat és közlik a prognózist.
- G, H, I csatornákon állandó lapszemle látható, főként angol nyelven. A képernyőn egy hírlapkivágás, vagy egy-egy fotó jelenik meg, miközben angol nyelven kommentálják a látottakat. Gyakoriak a nyugati és a közeli lapok bemutatása is.
- J csat. Tőzsdei árfolyamhírek, táblázatokkal és magyarázatokkal.



K csat. Sporthírek, sporteredmények táblázatokkal és kommentátorokkal.

L csat. Spanyol nyelvű hírek és lapszemle.

M és N csatornákon közvetítik a legjellegzetesebb amerikai műsort. Neve: 24 Hours News. Éjjel nappal, megszakítás nélkül, műholdakon keresztül helyszíni közvetítéseket adnak a Föld legkülönbözőbb pontjairól. Ott-tartózkodásunk idején helyszíni közvetítéseket láttunk a zambiai harcokról. Ezek a műsorok nincsenek szerkesztve vágva és rendezve, hanem éppen a legaktuálisabb pillanatokhoz hozzák a képernyőre. Kizárólag a hírszolgálati irodáknak és a külföldi tudósítóknak szólnak. A rendezés hiánya miatt sok a várakozási idő. Mivel az itt kapott képeket a tudósítók idegen országokba is eljuttatják a sajtó vagy a tv számára, ezért ennek a műsornak kolportálása (terjesztése) csak rendkívül magas előfizetési díj ellenében van megengedve. (Úgy mondták, több ezer dollár havonta.)

A betűjelzéses műsorok államilag dotált adóállomásokon keresztül jutnak el a felhasználóig. E műsorokban nincsenek reklámok. A minőség nem mindig kifogástalan, ami a gyors, előkészítés nélküli műsorok természetes velejárója.

A napi híryanagy olyan mérhetetlenül nagy, hogy annak figyelése teljesen lehetetlen. Utólagos áttekintése viszont azzal a veszéllyel jár, hogy a híryanagy elvesztené aktualitását. Ezen úgy segítenek, hogy a Hírszerkesztőség hatóránként az addig sugárzott anyagból tartalomjegyzéket készít, méghozzá oly módon, hogy az anyagot témakörök szerint csoportosítják. Így létezik pl. sport, diplomáciai, gazdasági, műszaki stb. szekció.

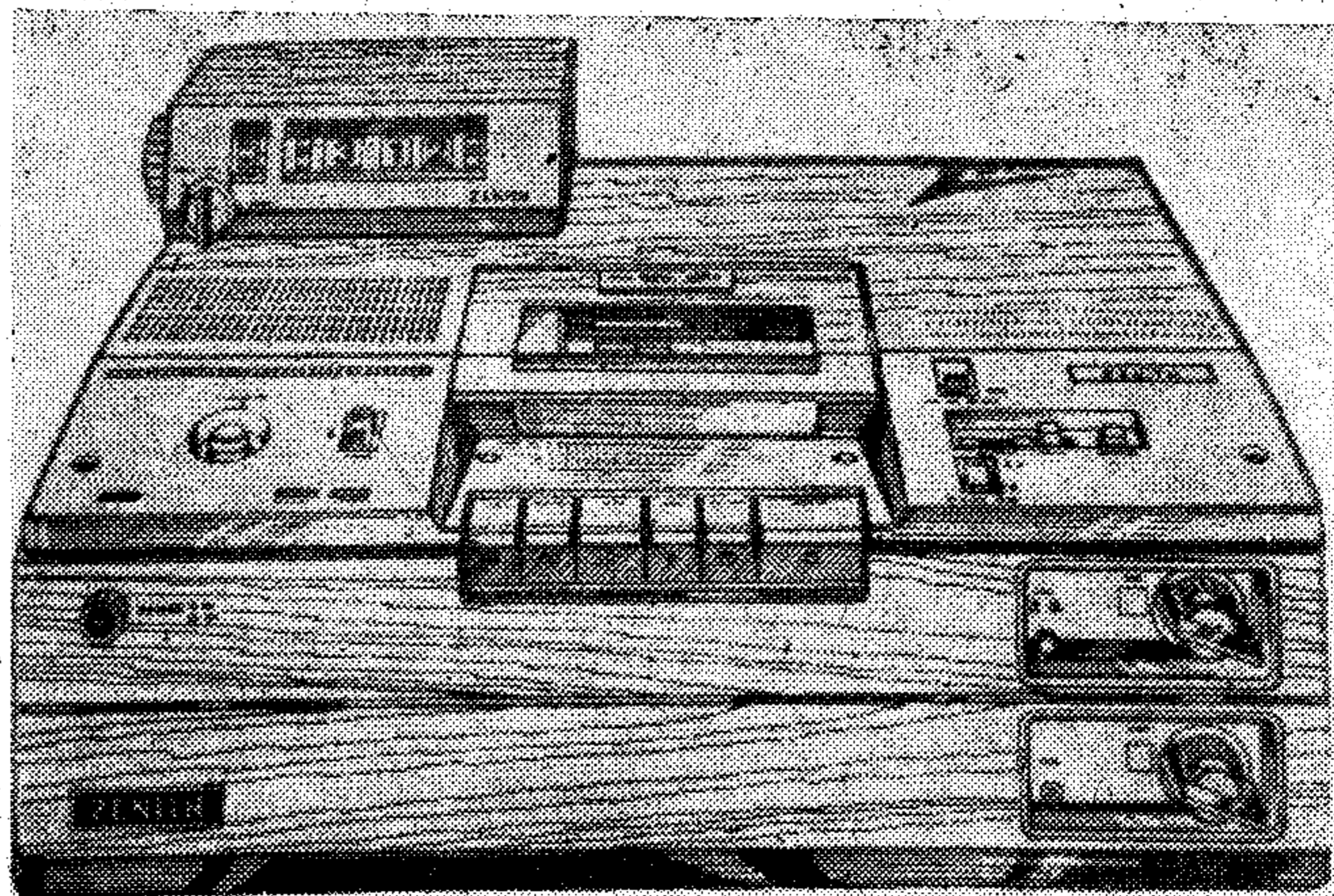
### Készülékek a különleges szolgáltatásokhoz

A híryanagyot természetesen senki sem figyeli közvetlenül. A tv-készülékhez Video Recordert kapcsolnak. Az adás megkezdése előtt code jeleket sugároz az adó és csak azok a Video Recorderek lépnek működésbe, melyekbe a tulajdonosuk előre betáplálta a rögzíteni kívánt témakör jeleit. Ezt a témát a gép a tulajdonos távollétében automatikusan rögzíti szalagra, többnyire kazettára. A későbbi „visszakérdésnél” csak a témák tartalomjegyzéke jelenik meg a képernyőn, melyből a kívánt téma gyorsan kiválasztható.

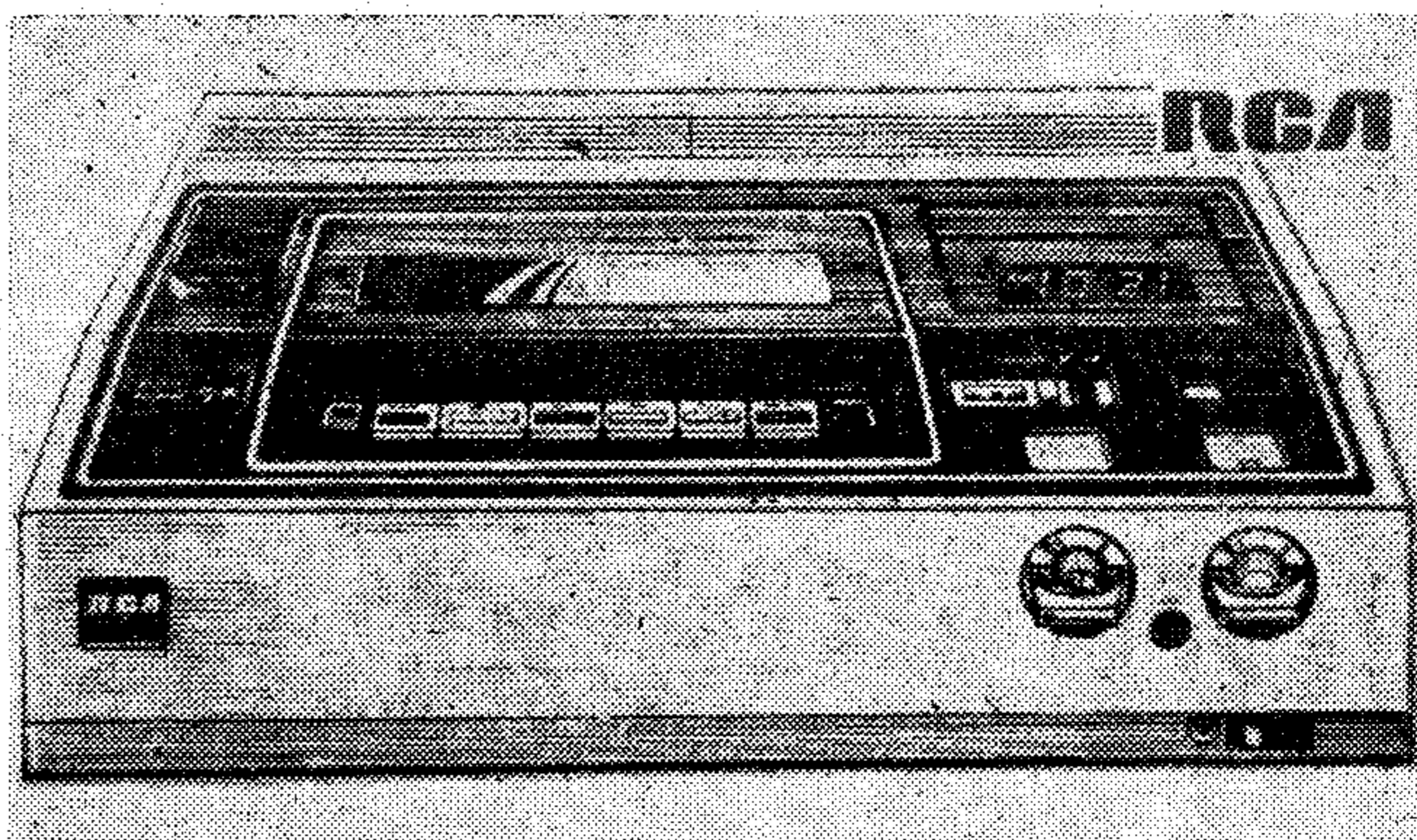
Ezek a berendezések egyelőre rendkívül költségesek és csak közületek számára kifizetődők. Ilyen készüléket nem sikerült megtekintenünk.

Egy általánosan használt berendezést azonban volt alkalmunk megtekinteni üzem közben is. Ez egy viszonylag olcsó Zenith gyártmányú Video Cassette Recorder (4. ábra). A készülék a színes szórakoztató tv-műsorok rögzítésére is alkalmas. Digitális órával és programozó automatikával is el van látva. Ára 750 dollár.

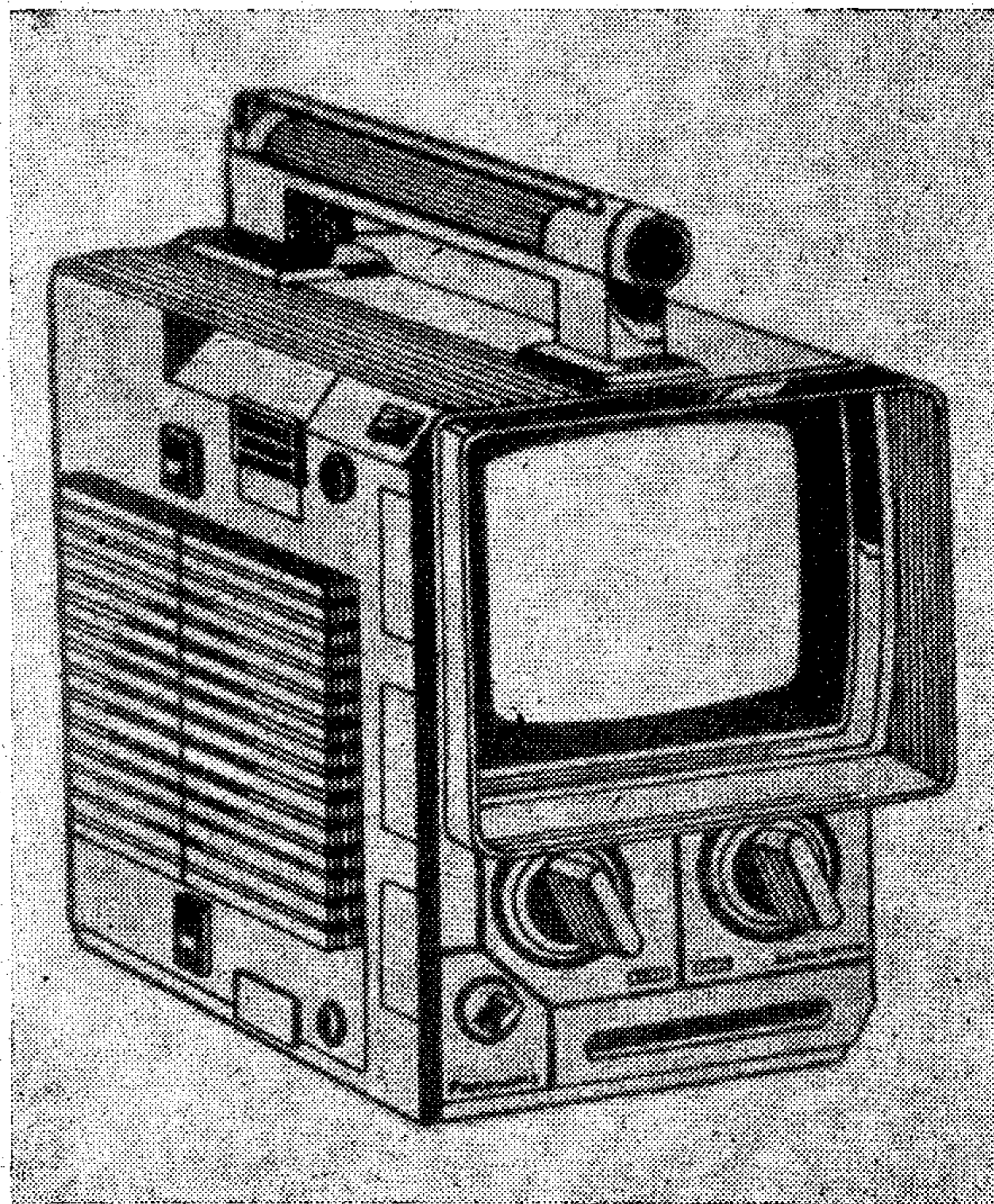
Az 5. ábrán egy RCA képmagnó látható, mely hosszabb műsorok rögzítésére is alkalmas. Gyorszámlálóval és „tartalomjegyzék keresővel” is el



4. ábra. Zenith gyártmányú kazettás képrögzítő számlálóval



5. ábra. RCA nagy teljesítményű Video Recorder



6. ábra. Panasonic kisképernyős portable tv-készülék

van látva. Árát a leírás nem közli, de valószínűleg 3000–5000 dollár körül mozog.

A betűjelzéses csatornák vételére azonban nemcsak Video Recordereket, hanem külön erre a célra kisméretű tv-készülékeket is gyártanak. Ezek kis, több-



nyire 5–12''-os képernyővel rendelkező, hordozható készülékek, melyek járműveken is üzemeltethetők.

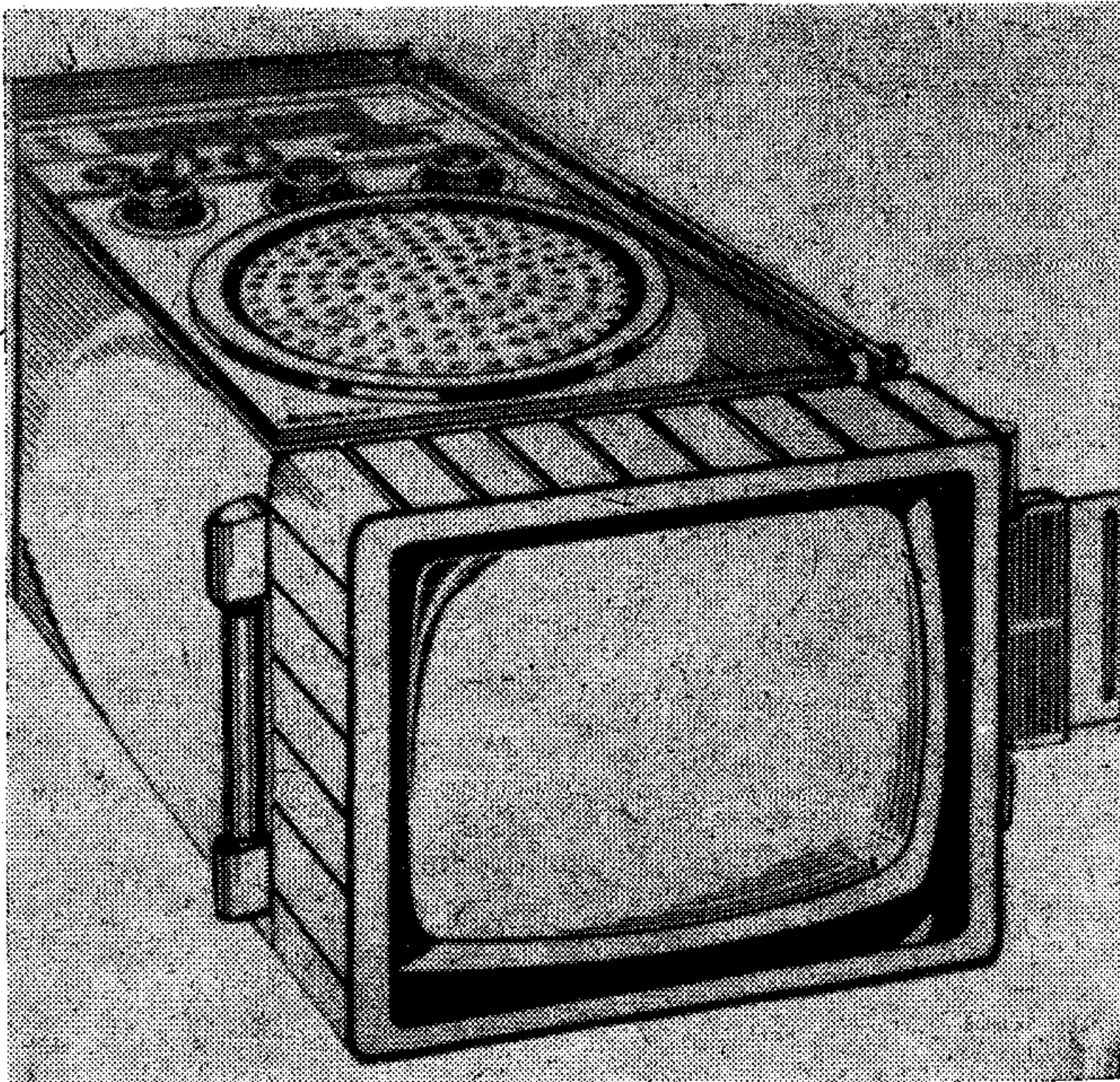
Különös ellentmondás, hogy a gépkocsikban — bal- esetveszély miatt —, a szórakoztató műsorok meg- tekintése nincs megengedve. Ugyanakkor a betűjel- zéses műsorok vétele megengedett. Erre az üzleti életben megkívánt gyors információk miatt van szükség.

Képeinken három ilyen szolgálati célra használható tv-készüléket mutatunk be.

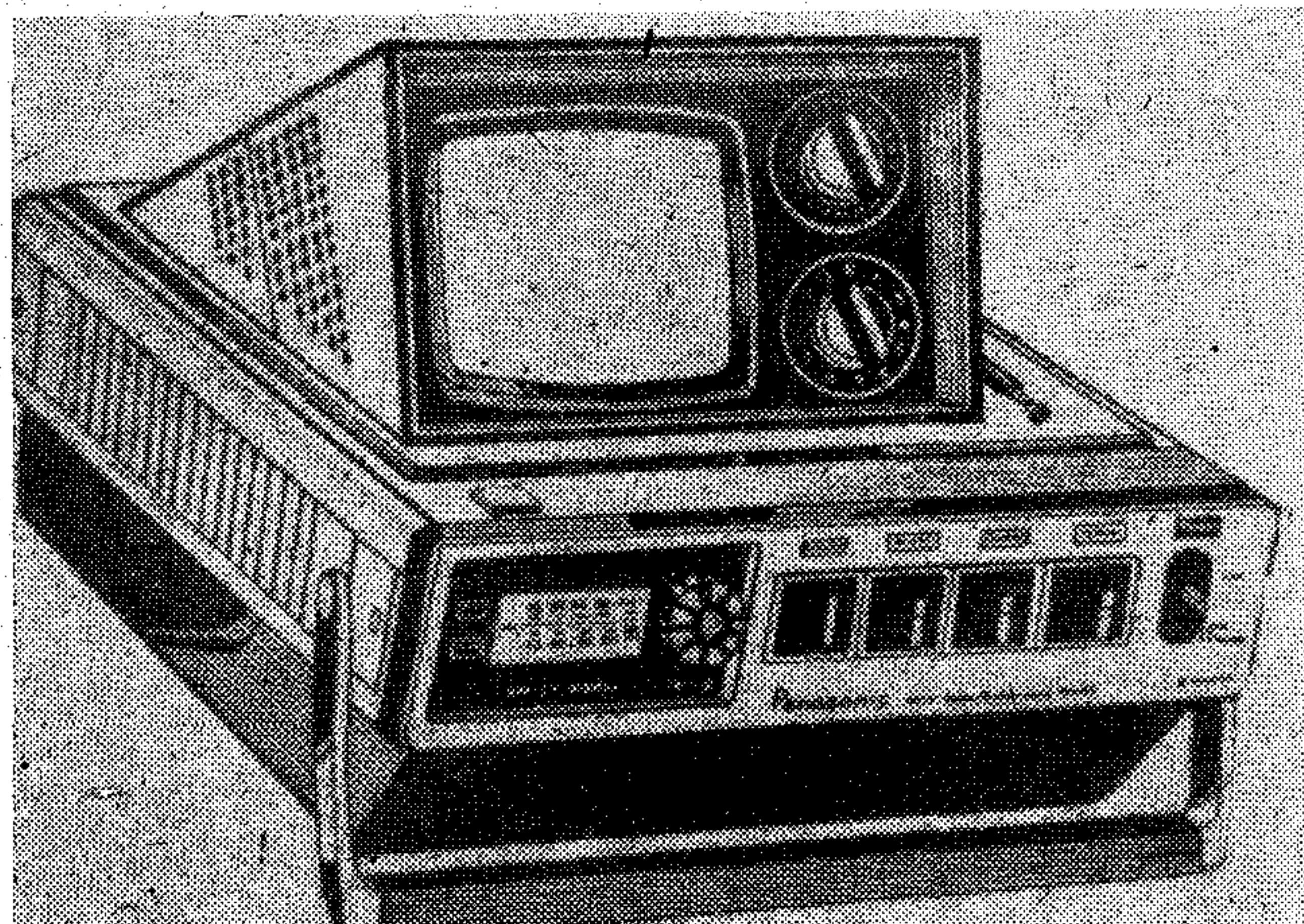
A 6. ábrán a Panasonic gyár olcsó készüléke lát- ható. 5''-os képernyővel rendelkezik. Mint minden e csoportba tartozó készülék, ez is csak fekete-fehér képek vételére alkalmas. Hálózati üzem esetén külön adaptert igényel. Felnyitható teleszkópantennája a fogantyúban nyert elhelyezést. Ára 115 dollár.

A 7. ábrán a Hitachi gyár ugyancsak 5''-os kép- ernyőjű készüléke látható. AC–DC üzemre alkal- mas. 9 db „D” cellával működik. Rendkívül érzé- keny, igen stabil készülék. Ára 155 dollár.

A 8. ábrán a Panasonic gyár felnyitható képernyőjű



7. ábra. Kisképernyős Hitachi tv-készülék az ipari adások vételére



8. ábra. Rádióval kombinált felnyitható képernyős ipari célú tv-készülék

készüléke látható. A készülék AM/FM vevővel is kombinálva van. Kétféle képernyőmérettel hozzák forgalomba: 5'', illetve 9''. Áruk a képernyő nagy- ságától függően 205, ill. 255 dollár.

### Szórakoztatás vagy reklám?

Mint ismeretes, az Egyesült Államokban a normál szórakoztató műsorok vételére alkalmas tv-készülé- kek után nem kell havi előfizetési díjat fizetni. A tv-társaságok a reklámok előfizetési díjából tartják fenn magukat.

Az utóbbi években a reklámok annyira elszaporod- tak, hogy szinte lehetetlenné teszik a tv-műsorainak élvezetét. Ez a műsorrend az európai nézők számára egészen szokatlan. A legérdekesebb filmműsorok közben, a legváratlanabb pillanatokban jelennek meg, az egyébként kiváló minőségű, de a témától teljesen eltérő reklámok a képernyőn. Ez alól nem kivétel az élőadásban sugárzott hír-, vagy sportközvetítés sem. Általában 4–5 percenként, kb. 20–40 másod- percre szakad meg a műsor a reklámok miatt.

Mit lehet tenni ez ellen? A Radio Center-ben, a 46. utca és a Fifth Avenue környékén, — lehet kapni néhány dollárért egy kis készüléket, a „Repeat Maker-t”, mely a reklámok alatt kézbe fogható és a rajta levő gombok segítségével végigzongorázhatjuk a tv többi műsorait, feltéve, hogy tv-készülékünk távirányítással is fel van szerelve. Ez egy kis teljesít- ményű, ultrahanggal vagy újabban nagyfrekvenciá- val működő készülék, mely a tv-készülék távirányí- tott sáv váltását teszi lehetővé. Hatósugara igen korlátozott, mivel nagyobb teljesítmények esetén a szomszédos tv készülékekre is hatással lenne.

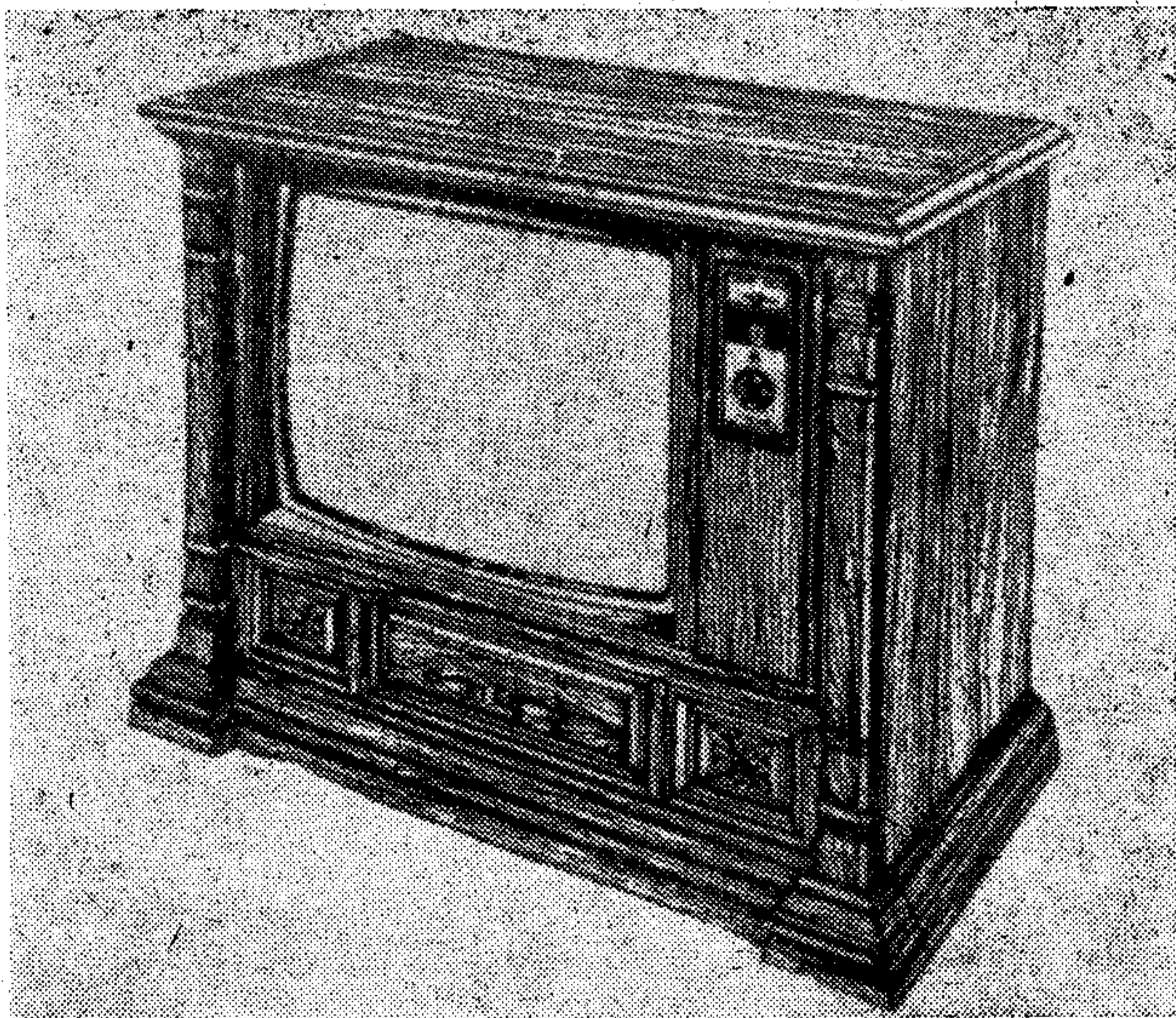
Kapható olyan Repeat Maker is, mely önműködően kapcsolja végig a sávokat (csatornákat) és fél perc múlva automatikusan visszakapcsolja az eredeti csatornára a tv-készüléket. Eleinte élveztem az ér- dekes kis készüléket, de rövid idő múlva belefáradtam a sok kapcsolgatásba is inkább beletörődtem, hogy a legizgalmasabb vadnyugati kalandfilm közben, két sombrero kisgyerek elővegye a kocsmai pult alól az Old Whiskys üveget és az ital címkéjét premier planban mutassa a nézőknek.

### A kábeles televízió-hálózat telepítése

A Cable Television rendszerénél a Repeat Maker nem alkalmazható. Ott az átkapcsolást a konverteren kézzel kell végezni.

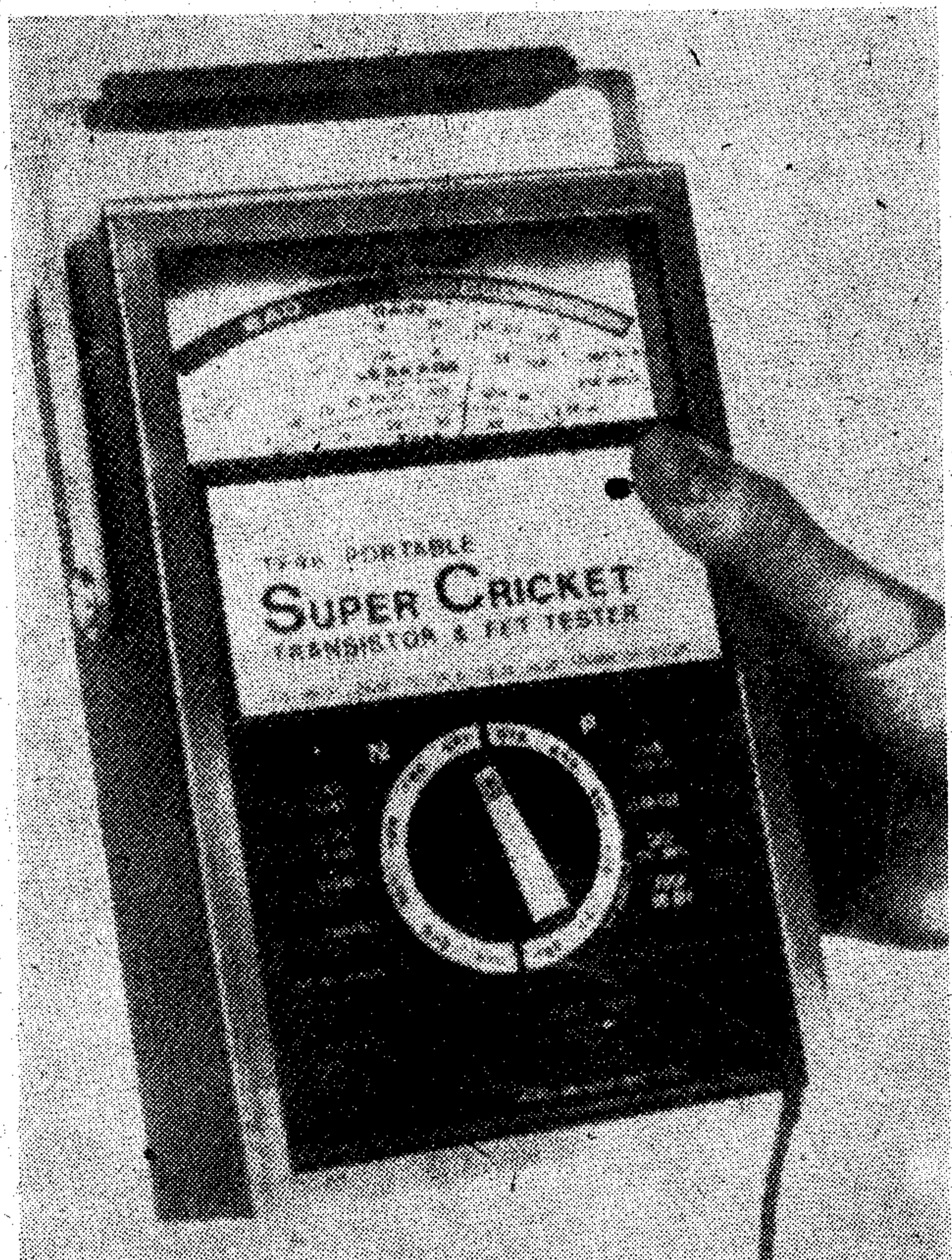
Bár a műsorok számunkra szinte élvezhetetlenek voltak, a műsorok minősége kifogástalan volt. Sze- rettük volna megismerni ezért a Cable Television rendszerét. Sajnos nem sikerült semmiféle leírást vagy ismertetést találnunk. Mit lehetne tenni? Lent ültünk a szálloda halljában és néztük a sarokban álló, majdnem kandalló nagyságú, 79 cm-es képcsővel rendelkező színes tv műsorát (9. ábra). mikor a kol- légámnak mentő ötlete támadt. Odament a nyomó- gombos távbeszélőhöz, és benyomkodta a Cable Television cég karbantartó osztályának a telefon- számát. Kérte, hogy küldjék ki a „service man-”t mert hibás a készülékünk. Megígérték, hogy a hiba





9. ábra. Földön álló, stílbútorszerűen kiképzett 79 cm-es képernyőjű tv-készülék a szórakoztató műsorok vételére

elhárításáról azonnal intézkednek. Mintegy húsz perc várakozás után érkezett meg a service man. Felmentünk a szobánkba, leültettük és őszintén elmondtuk, hogy a készüléknek nincs semmi hibája, csak nem értünk a kezeléséhez. Eleinte rossz néven vette, azt hitte tréfálunk vele. Mikor elmondtuk, hogy európai szakemberek vagyunk és érdeklődünk a Cable Television iránt, készségesen hajlandó volt mindent elmagyarázni, bár kifejtette, hogy rengeteg a munkája mert egyedül több mint ezer előfizető készülékének karbantartásáról kell gondoskodnia. (1)



10. ábra. Kézi szervizműszer a „Service man” táskájából

Betelefont a központba és közölte hollétét a munkahelyével. Először a szerviz-táskáját mutatta meg. Ez egy kisebb bőrönd volt, melyben a szokásos kézi szerszámokon kívül egy kis vevőkészülék, egy miniaturizált jelgenerátor és egy kéziműszer volt elhelyezve. Ez utóbbi nemcsak az IC-k és tranzisztorok gyors vizsgálatára volt alkalmas, hanem az egyéb egyen- és váltóáramú, továbbá az egyszerűbb nagyfrekvenciás mérések is elvégezhetőek voltak segítségével (10. ábra). Típusa: TF 46. Portable Super Cricket transistor & FET tester.

Ezután elmondta, hogy a kábeles tv-rendszer több „district”-re bontja a várost. Ezek száma 30 és 50 között lehet New Yorkban. Minden district központi antennarendszerrel és szelessávú erősítővel van ellátva, melyek kimenő teljesítménye néhány Watt nagyságrendű.

A district-ek alcsoportokra vannak bontva, önálló alcsoporterősítőkkel. Egy-egy ilyen alcsoport erősítő kb. 1000 előfizetőt lát el műsorral. Vendégünk egy ilyen körzet karbantartója.

Fentieken kívül, minden nagyobb épület, így ami szállodánk is, még külön elosztó erősítővel rendelkezik, melyhez a mi esetünkben kb. 250 konverter csatlakozik.

A teljes hálózat felépítése mindenütt 60 ohmos koaxiális kábelon keresztül történik, a district központtól kezdve a tv-készülékekig.

Háromféle konverter van forgalomban. A miénk az egyik legrégebbi típus. Az újabb rendszereknél a konverter tápfeszültsége a kábelon keresztül érkezik, mint az a CB távbeszélő-készülékekénél szokásos. A legegyszerűbb konverter csupán a szórakoztató — tehát a számjelzéses — műsorok vételére alkalmas. Mind a tíz színes műsor vehető a segítségével. Ezen típus előfizetési díja havi 10 Dollár.

(Ez nem a tv-előfizetési díj, mert az — amint említettem — ingyenes, hanem a konverteré.)

A második konvertertípus hasonló egyszerű szolgáltatásokra alkalmas. E rendszer azonban nem a vevő KF-jére keveri le a beérkező jelet, hanem az egyik, jelen esetben az 5-ik csatornára transzponálja át. Ez a típus nagyjából hasonlít a nálunk régebben alkalmazott „adapterre” mikor a második műsor adása megindult. Különbség csak a hangolási rendszerben, a frekvenciában és a tápfeszültség hozzávezetésében van.

Végül a harmadik konvertertípus, melynek megjelenési formája a 3. ábrán látható, jelenti a legnagyobb mérvű szolgáltatást, mivel 24 csatorna vételére alkalmas. A készülék műszaki adatai a következők:

A konverter három önálló, tranzisztorizált erősítő és keverőegységet tartalmaz, melyek frekvenciasávjai egymást átfedik, ill. kiegészítik egymást. Így az alábbi frekvenciakörzetek vételére alkalmas:

1. VHF I—II. 45—96 MHz  
(CCIR 2—4 csat.)
2. VHF III. 170—230 MHz  
(CCIR 5—12 csat.)
3. VHF IV. 250—310 MHz  
(CCIR 13—17 csat.)
4. UHF I. 320—390 MHz  
(CCIR 17—20 csat.)



5. UHF II. 470—790 MHz  
(CCIR 21—60 csat.)

A 3. és 4. és részben az 5. pont alatti körzetek tartoznak a betűjelzéssel ellátott kapcsolóállásokhoz.

A sáváltás varicap diódákkal, a frekvenciahangolás és -utánállítás potencióméterekkel történik.

Főbb műszaki adatok:

A bemenő nagyfrekvenciás

feszültség szélső határértékei	5 $\mu$ V—30 mV
Erősítés, frekvenciától függően	20—34 dB
Tükörszelektivitás	jobb mint 40 dB
Zajszám (frekvenciafüggő érték)	3...9 kTo
KF szelektivitás	jobb mint 42 dB
Megengedett max. állóhullámarány	1:3
Hőfokegyüttható (+10 és +40 °C között)	max 100 kHz/°C

(Ez utóbbi meglehetősen gyenge érték. Hosszabb használat után a konvertert szükséges volt utána hangolni.)

Kimenő frekvencia a szóban forgó készülék esetében: 38.9—33.4 MHz.

Tápfeszültség: 12 V. (Kábelén érkező feszültség esetén a pozitív pólus földelt.)

Negyedóra múlva telefonon keresik új ismerősünket. Búcsúzóul megkérdelem, van e ismeretsége valamelyik tv-adóállomáson? Igennel válaszol és megígéri, hogy másnap telefonál. Másnap délben jelentkezett azzal a hírrel, hogy estére vár minket barátjával az Empire State Building tetején levő adóállomáson.

### Látogatás egy tv-adóban

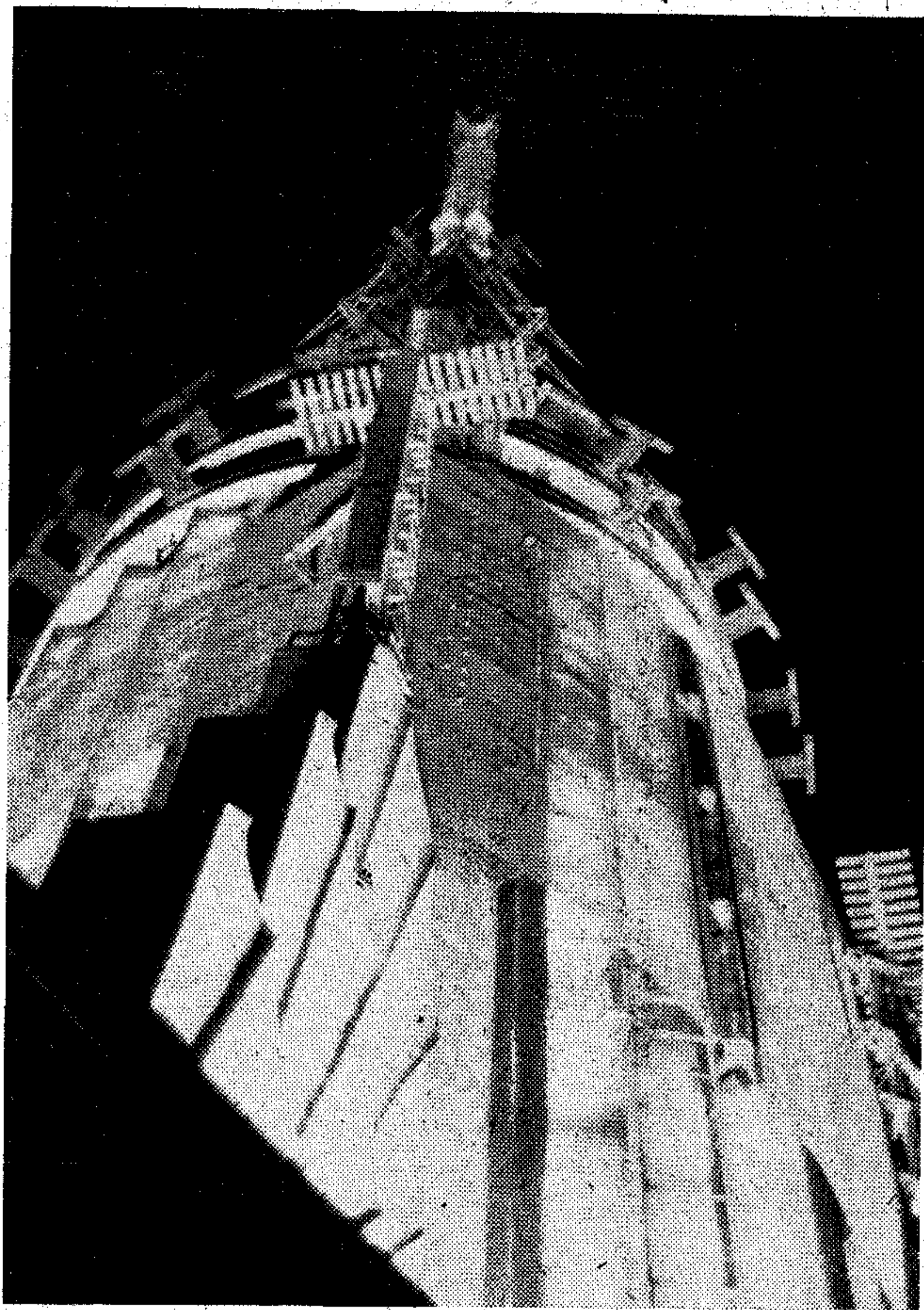
Este 10 óra volt, mire odaérkeztünk a város központjában levő felhőkarcolóhoz. A 104. emeletig gyorslift visz fel. Mintegy másfél percig tart az út. A gyors légnyomásváltozástól erősen ropog a fülünk. Húszan vagyunk a liftben.

Mikor a kilátó-erkélyre lépünk lenyűgöző kép fogad. Lábunk alatt mélyen a kivilágított város. Szemben velünk a Panam légitársaság lapostetejű 80 emeletes épülete, mely a helikopterek légikikötője. Innen indul az utasjárat az Airport Kennedy-re. Most már ritkábban használják, mert tavaly a szélvihar lesodort egy leszállni készülő helikoptert az utcára. A balesetnek sok halálos áldozata volt.

Feltekintek a toronyra. Az antennákkal teletűzdelt, alulról megvilágított torony feledhetetlen látványt nyújt (11. ábra). Ezután átszállunk egy másik liftbe, mely további hét emelettel visz felfelé. Innen már gyalog folytatjuk utunkat. Keskeny lépcsőn, három további emelet megmászása után jutunk célhoz. Itt vár tegnapi ismerősünk.

Belépünk egy kb. négy méter átmérőjű, kör alakú helyiségbe. A fal mentén különböző adók vannak elhelyezve költői rendetlenségben. Mint elmondják, ebben a helyiségben 2 db 30 kW-os színes tv-adó, és 2 db 4 kW-os URH-hangadó van elhelyezve.

A műsort a 148. utcában levő stúdióból mikroláncon keresztül kapják. Az adók hasznos teljesítményét koaxiális kábelén vezetik a felettünk nagy magasságban elhelyezkedő antennatoronyra.



11. ábra. TV és URH adóantennák az Empire State Building tornyán, 420 méter magasságban

Az egymás feletti emeleteken összesen kilenc tv-társaság állomásai helyezkednek el. Mintegy harminc adó van összezsúfolva erre a szűk helyre! Terjeszkedési lehetőség nincs. Itt létszükséglet a fejlesztés és a korszerűsítés, de legfőként a miniatürizálás.

A helyiségnek, melyben tartózkodunk, sem a szellőzése sem a természetes világítása nincs megoldva. Az állomást összesen 1 fő kezeli, akinek pihenése, étkezése, tisztálkodási lehetősége nincs kellőképpen megoldva. Találón mondja kísérőnk: „Úgy kell tekinteni mintha egy elhagyatott világítótornyban teljesítenénk szolgálatot.” A munkaidő viszont csak heti 35 óra. Az állomás heti 140 óra műsort sugároz, ezt négy fő látja el szolgálati inspekcióval. Az állomáskezelők sem javítást sem karbantartási munkát nem végeznek. Ezt a berendezéseket gyártó cég service szolgálata végzi a műsorszüneti időkben. A helyszínen semmiféle közép vagy nagyjavítás nem végezhető. Minden meghibásodott egységet lecseréléssel pótolnak és a javításokat a gyártó vállalat telephelyén végzik.

Szeretnék néhány felvételt készíteni, de látom, nem veszik szívesen. A hely is nagyon szűk, csak nagy látószögű optikával lehetne dolgozni. Megígérik, hogy majd inkább küldenek leírást a berendezésekről. (Valóban, három hónappal később meg is érkezett postán. Ezek alapján egy másik cikk keretében fogok műszaki ismertetést adni.)

Egyébként bármelyik állomást bárki megtekintheti, előzetes telefonbejelentés után.



Visszamegyünk a 104. emeletre. Egy búcsúpillantást vetünk a bizarr külsejű toronyra. Innen érzékelhető a legjobban, hogy az egyre szűkülő alapterületű helyiségek, csak egyre kisebb adók telepítését teszik lehetővé. Itt a további terjeszkedés teljesen lehetetlen. A miniatürizálás itt létkérdés.

### Éjfélkor a Radio Centerben

A gyorslift miatt kissé émelygő gyomorral érkezünk ismét az utcára. Óriási a forgalom, akár csak nappal. Az áruházak nagy része most is nyitva tart. Végighaladunk a Radio Centeren. Az üzletek kirakatai roskadáig zsúfolva. Igen nagy az áru kínálat. Utolsó ittlétem óta, feltűnően megcsappant a Japán és egyéb Keletről — Tajwan, Honkong — származó berendezések száma. A kirakatban kvarcórától kezdve, a tv-Recorderekig minden megtalálható (12. ábra). Előbbiek ára 6–20 dollár körül, míg az utóbbiak ára 600–5000 dollár között mozog.

Meglátok egy korszerű, zsebben hordható kazettás magnót, melynek nagy előnye, hogy egykézzel is lehet kezelni. Ára mindössze 22 dollár. Összeszedem maradék pénzemet és megveszem a kis magnót. A kereskedő, akit szendergéséből zavartunk fel, mikor meghallja hogy honnan jöttünk, ráadásaként ad két C 60-as kazettát és a telepek árát sem számolja fel külön. Azóta is nagy örömmel használom ezt a jóminőségű, könnyen kezelhető kis készüléket (13. ábra). Adatai:

Átvitel: 80–12 000 Hz  $\pm 3$  dB

Torzítás kimenetről: max 2%

Leadott hangteljesítmény: 150 mW. (A beépített kisméretű hangszórója miatt azonban ajánlatos a visszajátszást másik erősítőn keresztül végezni.)

Beépített elektret mikrofonnal rendelkezik.

Súlya telepek nélkül: 160 gramm. (4 db ceruzaelemmel működik hat órán keresztül.)

Külön érdekessége, hogy a beépített számlálószerkezet csak szalagfutás közben működik, így a felvett műsorrészlet igen könnyen megtalálható.

Közben kísérőnk is kedvet kap, és vesz magának 12 dollárért egy URH-autórádiót (14. ábra).

Már hajnalodik mire lefekszünk. Sietnünk kell, mert délelőtt 10 órára a 148. utcába megyünk a stúdióba.

### Látogatás egy tv-stúdióban

A digitális ébresztőóra reggel 7-kor kapcsolja be a tv-készüléket. Míg társam a fürdőszobában tartózkodik, gyorsan végigkapcsolgatom a Cable tv-gombját. Teljes üzem. A 24 vehető csatornán 21 állomás sugároz műsort, vagy különböző információkat.

Reggeli után a Sub-Way-ra szállunk, mely megfelel a mi metrónknak, csak nem olyan szép és ápoltságos. Igaz, hogy 270 km hosszban szeldesi keresztül-kasul a várost.

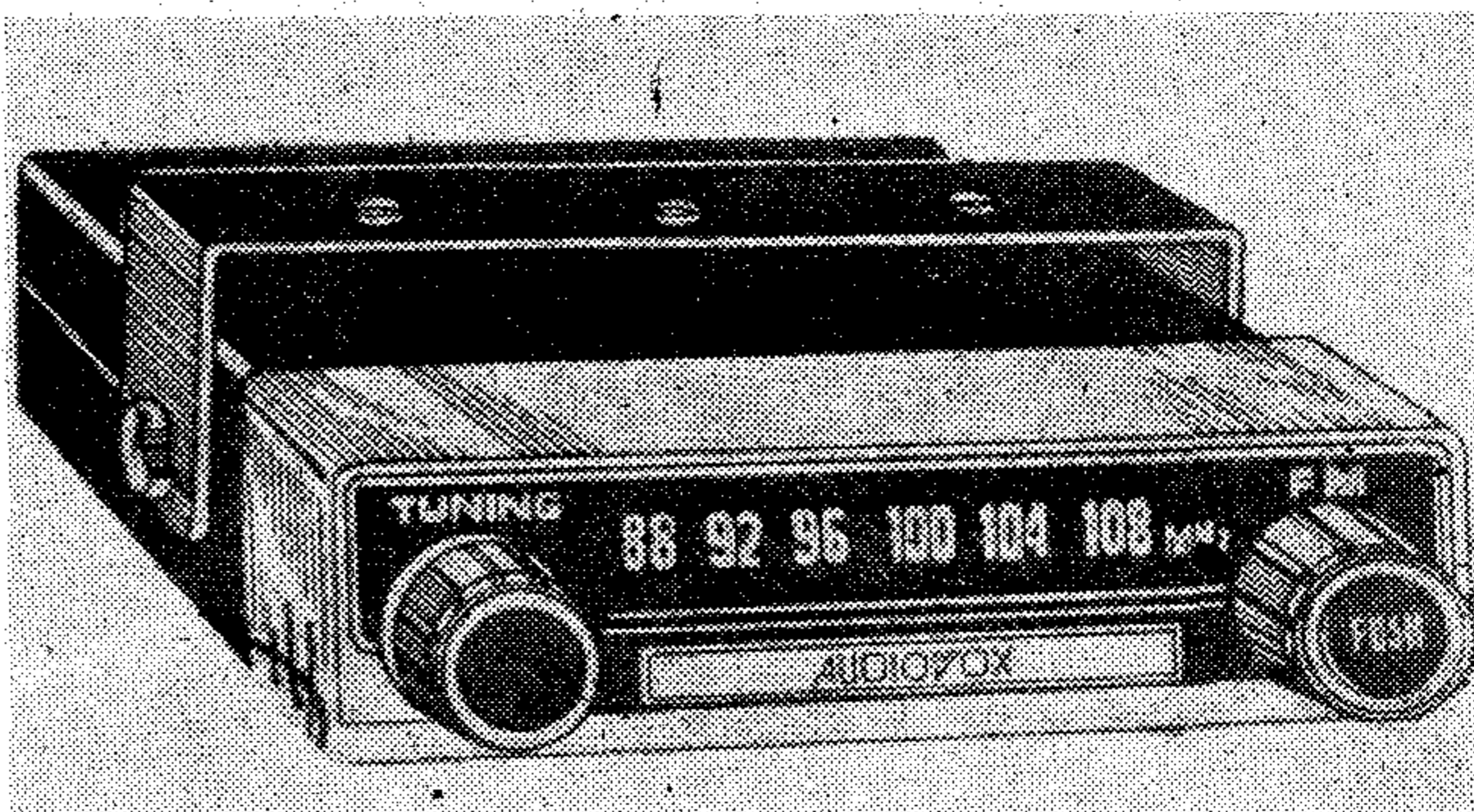
Kiszállunk a 125. utcánál. A többi utat gyalog tesszük meg a Harlemen keresztül. Igazi külváros. Biztonságosabb lett volna taxin jönni, de az költségesebb. Minden baj nélkül odaérkezünk a TV and Broadcasting Corporation stúdiója elé (15. ábra).



12. ábra. Óriási áru kínálat a Radio Centerben éjjel-nappal

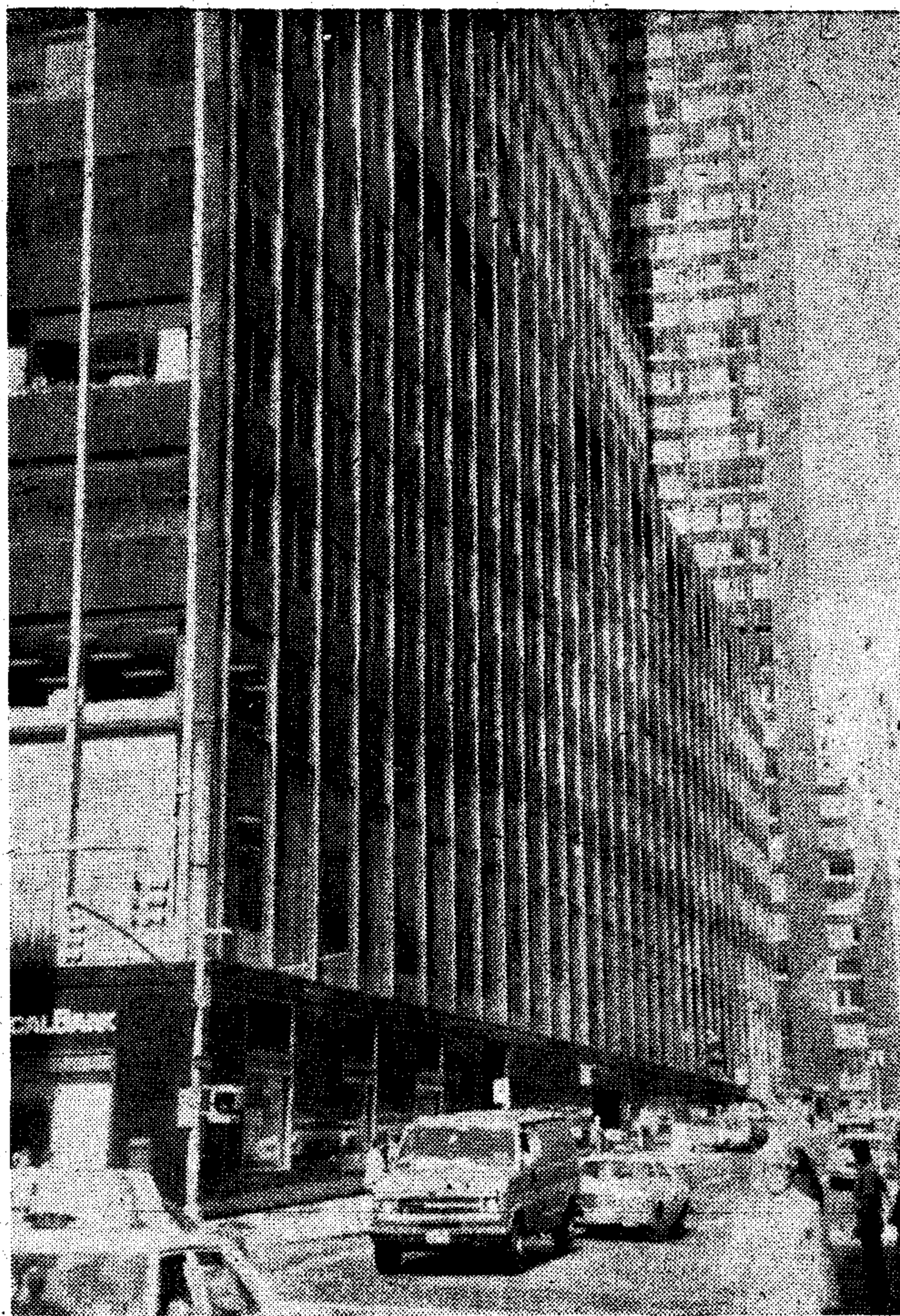


13. ábra. Kazettás zsebmagnó beépített mikrofonnal



14. ábra. FM autórádió a CCIR sávra





15. ábra. Az egyik rádiótársaság tv-stúdiójának épülete



16. ábra. Szokatlan látvány a kőrengetegben: kutya-ító

(Egyik ház előtt furcsa látvány: kis márványító kutyák számára, Dog Bar felirattal. Gyorsan lefényképezem: 16. ábra.)

A stúdió portáján elmondjuk hogy mi járatban vagyunk. A portás a lifthez kísér és mondja, hogy menjünk fel a negyedik emeletre és keressük meg a 47-es stúdiót, mert ott most éppen felvétel van. Azután magunkra hagy. Bolyongung az épületben míg megtaláljuk a stúdiót. Valamilyen színes reklámfilm-et forgatnak a nálunk is megszokott össze-visszaságban a hatalmas stúdió egyik sarkában.

Mivel senki sem áll szóba velünk, továbbmegyünk

egy másik, aztán egy harmadik stúdióba. Nem látnak semmi rendkívülit. Legfeljebb az tűnik fel, hogy a felvevő kamerák mind svájci gyártmányúak. Mikor végre találunk valakit aki szóba áll velünk, elmondja, hogy az amerikai Western Electric Corp. előállított egy újrendszerű színes vidikont, melyet konkurenciális okokból az USA területén nem hoznak forgalomba. Európában viszont igen. Így Svájcban a csövet megveszik, beépítik egy amerikai tervek szerint készült kamerába és visszaküldik megrendelőjüknek New Yorkba. Mindenütt vannak kis-kapuk . . .

Új ismerősünk javaslatára bemegyünk a műsor-elosztó és „időegyeztető” helyiségbe, miközben ő sietve magunkra hagy bennünket. A helyiségben nagyméretű kezelőasztal, felette húsz képernyő, melyeken a legkülönbébb színes műsorok láthatók. Bemutatkozunk a kezelőnek. Csodálkozásunkra magyarul válaszol. Mint kiderül Jugoszláv illetőségű, Újvidéki születésű és így meglehetősen jól beszél magyarul. Mint mondja Jugoszlávia is hasonló berendezést kíván vásárolni és ő most itt tölt egy évet hogy a berendezés kezelését megismerje. Mivel rendes munkát vállalt, ezért teljes fizetést kap.

A helyiség egyik oldalán hatalmas üveglak, melyen keresztül a telerecorder terembe láthatunk. Huszonnégy képmagnó van kétsorban elhelyezve. Mint elmondta, itt minden műsor telerecorderrel megy. A műsorok napokkal előre programozva vannak 1 másodperces pontossággal. A computer az állomás kezelőjétől függetlenül kapcsolja az előre elkészített programok közé a reklámokat, miközben a műsort adó telerecordert a reklám idejére leállítja. A megszakítást akkor is elvégzi a computer, ha történetesen előadás megy, mint pl. a hírek, vagy a sportközvetítések alkalmával.

Eddig nincs is semmi rendkívüli. Az első komplikáció ott kezdődik, hogy a reklámokat a megrendelők nem az egész tv-hálózatra, hanem csak egyes városokra kívánják korlátozni. A megszakítási szünetekben más városokban más cégek reklámját kell „bedobni”, melynek időtartama másodpercre kell hogy egyezzen a központi adón sugárzott rekláméval. Ellenkező esetben a műsorba „belógna” a reklám adása.

Ezt a kívánalmat még jobban bonyolítja, hogy az Egyesült Államok keleti és nyugati partja között 6 órás zónaidő eltérés van. A műsoroknak viszont a lakosság életritmusához kell igazodni. Ezért a napi műsorokat 1–1 órás késésekkel továbbítják a hat zónába. Vagyis ugyanazt a műsort hatszor vetítik le 1 órás időközökben. Ezért van szükség ilyen sok monitor képernyőre a helyiségben.

A rendkívüli hírekkel azonban nem lehet várni. A „President” beszédét a zónaidőtől függetlenül azonnal sugározni kell. Ekkor a reklámadás is szünetel.

A műsorszakítás az általunk meglátogatott „kisebbségi” Társaságnál még mikroláncon keresztül történik. A lánc hossza — bár ezt kissé kételkedéssel fogadtuk —, ismerősünk szerint meghaladja a 20 000 km-t. A nagyobb cégek azonban már önálló stacioner műholdakkal oldják meg a közvetítéseket.

Kissé szédül a fejünk a sok adattól és variációs lehetőségtől. Azzal vigasztalódunk, hogy az ottani szakemberek sem ismerik — és nem ismerhetik —



a teljes rendszert, csupán egy kis részét. Jellemző példa erre, hogy kísérőnknek öt telefont kellett lebonyolítania, amíg valaki választ adott arra a kérdésünkre, melyet tegnapi látogatásunk során már tisztáztunk —, hogy hogyan juttatják el a műsort a stúdióból az Empire Building Tetejére. De ez a válasz is téves volt mert azt a felvilágosítást adták hogy: telefonvezetéken...

Mikor délben elköszöntünk, kísérőnk mondja, hogy lejárt a munkaideje és szívesen hazavisz kocsiján a szállodánkba. Örömmel fogadjuk ajánlatát. Mikor kiszállunk, keztrázunk, és megfogadjuk hogy írunk egymásnak. De ő sem írt és én sem jelentkeztem. Pedig igazán megérdemelte volna. Majd ha ez a cikk napvilágot lát, küldök neki egy példányt. Most már bizonyára ő is hazatért Belgrádba.

## HÍREK ÜZEMEINKBŐL

### Nívódíj átadása a BHG-ban

Nívódíjakat adott át Berecz Frigyes, a BHG vezérigazg. helyettese a BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények Szerkesztőbizottsága 1980. január 17-i ünnepi ülésén.

A nívódíjakat — hagyományainkhoz híven — a szerkesztő bizottság értékelése alapján a folyóiratban megjelent legszínvonalasabb közlemények alkotói között osztották ki.

Az 1979-ben megjelent színvonalas közleményért a három társvállalatnál publikálók közül nívódíjat kapott:

**Sztaics Ákos (BHG):** A QA 96/MRK elektronikus alközpont kezelőkészüléke (1979/5), **Mandják Géza (BHG):** Tranzisztorizált TV átjátszó erősítők

(1979/3), **Tömöri M. Tivadar (BHG):** Szállítószalagok híradástechnikai szereléshez (1979/4), **Bajor András—Dr. Farkas Sándor (ORION):** Epoxigyanta alapú bevonó anyagok a korrózióvédelemben

(1979/3), **Dr. Somogyi András—Denk Attila (ORION):** A GTT 8000/960 mikrohullámú rádiórelé berendezés

(1979/2), **Legén László—Üveges Tivadar (TERTA):** Nyomtatott huzalozású áramköri lapok gépi forrasztása

(1979/5), **Pölöskey Géza—Horváth Lajos (TERTA):** Beszerzési lehetőségekhez jól illeszkedő műanyagválaszték és feldolgozástechnológia politereftalát fröccsanyagokra

(1979/2) című cikkekért.

### A hatodik mobil központ üzembehelyezése Kőbánya-Újhegyen

1979. december 14-én újabb értékes munkasiker jelezte a BHG munkáját.

Átadásra került a Ferenc ARF 102 főközpont mobil fogadórésze, amely 10 db ARF 102 Mobil 1000-es budapesti konténerközpont bekapcsolását teszi lehetővé.

Ezzel egyidejűleg készült el a Kőbánya-Újhegyre telepített budapesti kivitelű Mobil 1000 központ prototípusa is.

E két üzembe helyezés mérföldkő a vállalat történetében, hiszen azt jelenti, hogy a főközpont fogadórészeiben fejlesztett új áramkörök és a budapesti Mobil központ prototípusa jól vizsgázott és jóváhagyásra került.

Ezzel a Mobil központ bekapcsolással már a hatodik központ került üzembe helyezésre és a Mobil központok sorozatgyártása elkezdődhet.

Kiegészítésként annyit kell hozzáfűzni, hogy ezzel egy hosszabb — Magyar Posta—BHG — fejlesztési időszak zárult le.

Az új fejlesztésű, tervezésű áramkörök és egyéb új konstrukciós megoldások, a tűz- és munkavédelem stb. a Posta és a BHG szakemberei összefogásával készültek el.

### Korszakváltás a Telefongyárban

A Telefongyár 1980-tól fokozatosan áttér a hagyományos konstrukciójú gyártmányokról az E-2 gyártmány családra, amely azt jelenti, hogy kevesebbféle alkatrész felhasználásával készülhetnek a korszerű gyártmányok. Emellett a tételszámcsökkenés nem az egyetlen eredmény, mert ezzel párhuzamosan növekszik a gyártandó azonos alkatrészek darabszáma. Kisebb igény lesz a kooperációra, lehetőség nyílik az előretartásra. Az irányításban is fontos tényezőként hat majd a készletgazdálkodásra az optimális sorozatnagyság megállapítása. Így egy sor termelési kapacitást másra lehet felhasználni.

Egy konkrét példa. A Telefongyár legnagyobb gyáregysége az A—I. gyáregység, amely a teljes termelési értéknek több mint 50 százalékát hozza. Ha ezt a gyáregységet át állítják az E-2-es konstrukció gyártására, az A—I. gyáregység kb. 3500-zal kevesebbféle alkatrészt fog a berendezésekbe beépíteni.

Természetesen az átállás után is szükséges lesz bizonyos mennyiségű hagyományos alkatrész gyártására a garanciális javítások miatt.



ETO 621.391.827.42.001.24

Cebé L.:

**Az intermodulációs zajok számítása preemfázis esetén**

HÍRADÁSTECHNIKA (1980) 1—2. sz.

A cikk egy módszert ismertet intermodulációs zajok számítására. A módszer előnyösen alkalmas a preemfázis nélküli, a lineáris preemfázis és a vezetékes híradástechnikában gyakran előforduló, biexponenciális terhelésseloszlásra visszavezethető preemfázis karakterisztikák esetén való számolásra. A számítások elvégzését a cikkben közölt táblázatok is megkönnyítik.

ETO 621.372.54:621.391.822.018.42

B. Nagy P.:

**Transzformált szűrők ekvivalens zajsáv szélessége**

HÍRADÁSTECHNIKA (1980) 1—2. sz.

Szerző kimutatja, hogy ha két lineáris, invariáns szűrő transzfer függvénye egymásból a  $p+p^{-1}$   $\langle - \rangle$  s transzformációval nyerhető, akkor a két szűrő ekvivalens zajsáv szélessége között egy nagyon egyszerű, közvetlen kapcsolat áll fenn. A javasolandó segédtevé bizonyítása után egy egyszerű példát mutatunk be annak felhasználására.

ETO 621.3.029.6:621.3.049.772.2

Vértesy M. — Ducza I.:

**Hordozóanyagok és fémréteg szerkezetek mikrohullámú vékonyréteg integrált áramköri célokra**

HÍRADÁSTECHNIKA (1980) 1—2. sz.

A cikk összefoglalja a mikrohullámú vékonyréteg áramkörök hordozó anyagaival, ellenállásrétegeivel, valamint vezető rétegeivel szemben támasztott követelményeket, villamos és mechanikus paramétereiket, az alkalmazott technológiai eljárásokat. Ismerteti a TKI—HIKI együttműködésben kifejlesztett vékonyréteg áramkörök rendszerét.

ETO 621.382.323:621.372.632:621.397.61

Szalay J.:

**Szélessávú keverő a TV I—V. sávokra**

HÍRADÁSTECHNIKA (1980) 1—2. sz.

A cikk a dual-gate MOSFET-ek keverőként történő alkalmazását ismerteti, különös tekintettel a TV-s felhasználású keverőkre. Bemutat egy konkrét kapcsolást az előnyök és a hátrányok tárgyalásával, s végül kitér néhány mérési problémára.

ETO 621.391.812.621

Csernoch J.:

**A törésmutató-gradiens megváltozása következtében előálló csillapítás-fading számítása**

HÍRADÁSTECHNIKA (1980) 1—2. sz.

A szerző a cikkben ismerteti a törésmutató gradiens megváltozása következtében előálló csillapítás-fadingnek az ORION gyárban kifejlesztett új számítási módszereit. A probléma azért fontos, mert ilyen fading ellen a mikrohullámú összeköttetés „frequency diversity” vétele hatástalan.

A szerző külön vizsgálja a föld—föld és a föld—műhold között lényegében a troposzférában fellépő csillapítás-fading problémákat. A számítás végeredményét összehasonlítja az eddigi mérési eredményekkel. A cikk keretében megismerhetjük a gyár által lefolytatott terjedési mérés néhány új eredményét.

ETO 621.395.44

Simon E.:

**Új típusú hangfrekvenciás végződések az átviteltechnikában**

HÍRADÁSTECHNIKA (1980) 1—2. sz.

A cikk ismerteti a Telefongyár E2 konstrukciójú új hangfrekvenciás végződéseit. Bevezetőben áttekinti az új végződés-típusok kifejlesztésének szempontjait.

A hangfrekvenciás végződések számos változata lehetővé teszi a felhasználói igényekhez való rugalmas alkalmazkodást. A választékban megtalálhatók a kis- és nagycsatornás rendszerekben általánosan alkalmazott 2/4-huzalos végződések, valamint a különleges távbeszélőtechnikai csatlakozásokat lehetővé tevő speciális hangfrekvenciás végződések.

DK 621.391.827.42.001.24

Цебе, Л.:

**Расчет помех от нелинейных переходов в случае применения контура предварительного наклона (КПН)**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) (1980) № 1—2

Приводится методика расчета помех от нелинейных переходов. Метод удобно может применяться для расчета линейного КПН и для расчета цепей при отсутствии КПН. Метод также годен для расчета часто применяемых в технике проводной связи КПС, характеристики которых могут приводиться к биэкспоненциальному распределению нагрузки. Для облегчения расчетов приведены таблицы.

DK 621.372.54:621.391.822.018.42

Б. Надь, П.:

**Эквивалентная ширина спектра шума преобразованных фильтров**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) (1980) № 1—2

Автором доказывается, что если передаточная функция любого из двух линейных, инвариантных фильтров может быть получена из другой с помощью преобразования  $p+p^{-1}$   $\langle - \rangle$  s, тогда имеется очень простая, непосредственная связь между их эквивалентными ширинами спектра шума. После доказательства предлагаемой леммы, на простейшем примере иллюстрируется ее применение.

DK 621.3.029.6:621.3.049.772.2

Бертеши, М.—Дуца, И.:

**Подложки и структуры металлических слоев микроволновых тонкопленочных интегральных схем**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) (1980) № 1—2

Обобщаются требования к материалам подложки, сопротивлениям и тоководящим дорожкам. Излагаются их электрические и механические параметры и применяемые технологические процессы. Приводится система тонкопленочных схем полученная в результате сотрудничества TKI—HIKI.



DK 621.382.323:621.372.632:621.397.61

Салаи, И.:

### Широкополосный смеситель для полосы частот 1-У телевидения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) (1980) № 1—2

Статья излагает применение dual-gate MOSFET в качестве смесителя, обращая особое внимание на смеситель для телевизионной передачи. Продемонстрирует конкретную схему с изложением некоторых преимуществ и недостатков, а в конце текста приводит некоторые проблемы измерения.

DK 621.391.812.621

Чернох, Я.:

### Метод расчета затухания замираний (fading) вследствие изменения градации пролома

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) (1980) № 1—2

Автор данной статьи излагает новый метод расчета затухания замираний вследствие изменения градации пролома разработанного на заводе ОРИОН. Данная проблема является очень важной, ввиду того, что против такого замирания прием „frequency diversity“ при микроволновой связи не воздействует.

Автором отдельно рассматриваются проблемы затухания замираний в тропосфере при связи Земля—Земля и Земля—Спутник. Конечный результат расчета сопоставляется с достигнутыми до сих пор результатами.

В рамках данной статьи предоставляется возможность ознакомиться с новыми результатами проведенного на заводе измерения распространения.

DK 621.395.44

Шимон, Л.:

### Новые типы низкочастотного окончания в технике уплотнения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) (1980) № 1—2

Данная статья излагает новую конструкцию E2 завода Телефондьяр оборудования низкочастотных окончаний. В введении дает обзор об основных точках зрения разработки новых устройств низкочастотного окончания.

Значительное количество вариантов устройств низкочастотных окончаний дает возможность на гибкое приспособление к требованиям потребителя. В ассортименте устройств имеются окончания на 2/4 проводов, которое обычно используется в оборудовании с малым и большим количеством каналов, а также специальные низкочастотные окончания, которые используются для подключения аппаратуры техники специальной телефонной связи.

★

DK 621.391.827.42.001.24

Cebe, L.:

### Реchnung von Intermodulationsgeräuschen im Falle von Preemphasis

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) Nr. 1—2.

Der Aufsatz erörtert eine Methode zur Rechnung von Intermodulationsgeräuschen. Diese Methode ist vorzüglich geeignet zur Rechnung im Falle von Preemphasischarakteristiken ohne Preemphasis, von linearer Preemphasis und im Falle von Preemphasischarakteristiken, welche auf die, in der Drahtgebundenefernmeldetechnik oft erscheinenden biexponentialen Belastungsverteilungen, reduzierbar sind. Die Ausführung der Rechnungen wird auch durch die, in dem Aufsatz dargestellten Tabellen, erleichtert.

DK 621.372.54:621.391.822.018.42

B. Nagy, P.:

### Äquivalente Geräuschbandbreite von transformierten Filtern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) (1980) Nr. 1—2

Der Verfasser weist nach, dass wenn die Transferfunktion von zwei linearen invarianten Filtern durch die  $p+p^{-1}$  Transformation voneinander zu gewinnen ist, dann steht zwischen der äquivalenten Geräuschbandbreite der beiden Filter ein sehr einfaches unmittelbares Verhältnis. Nach dem Beweis des vorzuschlagenden Hilfsatzes wird ein einfaches Beispiel zur dessen Anwendung erörtert.

DK 621.3.029.6:621.3.049.772.2

Vértesy, M.—Ducza, I.:

### Tragersubstanzen und Metallschichtkonstruktionen für Mikrowellendünnschicht integrierte Schaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) Nr. 1—2.

Die Verfasser fassen zusammen die Erfordernisse, elektrische und mechanische Parameter und die angewandten technologischen Verfahren bezüglich der Tragersubstanzen von Mikrowellendünnschichtstromkreisen, Widerstandsschichten und Leitschichten. Sie erörtern ferner das Dünnschichtstromkreissystem entwickelt durch die Kooperation von der Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik und Forschungsinstitut für die Nachrichtentechnische Industrie.

DK 621.382.323:621.372.632:621.397.61

Szalay, I.:

### Breitbandmischer für die Fernsehänder I—V.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) Nr. 1—2.

Der Artikel macht die als dual-gate MOSFET-Mischer erfolgte Anwendung bekannt, mit besonderer Hinsicht auf die Fernsehverwendungs-Mischer. Stellt eine konkrete Schaltung mit der Verhandlung deren Vorteile und Nachteile vor, und zum Schluss erwähnt er einige Messungsprobleme.

DK 621.391.812.621

Csernoch, J.:

### Berechnung des in Folge des Brechungsexponents entstehende Dämpfungsfading

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) Nr. 1—2.

Der Verfasser erklärt in seinem Artikel die in der Fabrik Orion entwickelte neue Brechungsmethode des in Folge der Änderung des Brechungsexponents entstehende Dämpfungsfadings. Das Problem ist deswegen wichtig, weil der Empfang der Mikrowellen-Verbindung „Frequency diversity“ gegen Fading unwirksam ist. Der Verfasser prüft separat das zwischen Erde-Erde und Erde-Satellit wesentlich in der Troposphäre auftretende Dämpfungsfadingproblem. Vergleicht das Endergebnis der Berechnung mit den bisher erhaltenen Messergebnissen.

DK 621.395.44

Simon, L.:

### Neuartige Typen der Tonfrequenz-Endungen in der Übertragungstechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) Nr. 1—2.

Der Artikel stellt die neuen Tonfrequenz-Endungen der von der Fabrik Telefongyár erzeugten Konstruktion E2 dar. In der Einleitung überblickt er die Entwicklungs-Gesichtspunkte der neuen Endungstypen.

Die zahlreichen Variante der Tonfrequenz-Endungen ermöglichen die schnellkräftige Anpassung zu den Ansprüchen der Verbrauchern. In den Sortimenten sind die in klein- und Grosskanalsystemen allgemein verwendeten 2/4-Draht Endungen, sowie die besonderen fernsprechtechnische Anschlüsse ermöglichende spezielle Tonfrequenz-Endungen zu befinden.

★

UDC 621.391.827.42.001.24

Cebe, L.:

### Calculation of Intermodulation Noises in Case of Pre-emphasis

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) No 1—2.

The paper presents a method to calculate intermodulation noises. The method is advantageously suitable to calculate in case of pre-emphasis characteristics without pre-emphasis, with linear pre-emphasis and with pre-emphasis characteristics which are reducible to biexponential load distribution occurring frequently in wirebound telecommunication engineering. The table presented in the paper make the calculation easier.



UDC 621.372.54:621.391.822.018.42

B. Nagy, P.:

### Equivalent Noise-Band-Width of Transformed Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) (1980) No. 1—2.

The author shows that if the transfer function of two linear invariant filters can be gained from each other by  $p + p^{-1}$  transformation, then there exists a very simple direct relation between the equivalent noise-band-width of the two filters. After proving the auxiliary theorem to be suggested, a simple example is presented to its use.

UDC 621.3.029.6:621.3.049.772.2

Vértesy, M. — Ducza, I.:

### Substrates and Metal Layer Structures for Microwave Thin-film Integrated Circuit Purposes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) No 1—2.

In the paper the requirements, electrical and mechanical parameters and applied technological procedures regarding the substrates, resistance layers and conducting layers of microwave thin-film integrated circuits are summarized. The thin-film circuit system developed in the collaboration of the Research Institute for Telecommunication with the Industrial Research Institute for Electronics, is presented.

UDC 621.382.323:621.372.632:621.397.61

Szalay, I.:

### Broadband mixer for TV bands I—V.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) No 1—2.

This article reviews the application of dual-gate MOSFET-s as mixer with special regard the mixers in TV applications. A concrete circuit is introduced discussing the advantages and disadvantages, and at last some measuring problems are mentioned.

UDC 621.391.812.621

Csernoch, J.:

### The damping-fading calculation resulted from the changing of refraction index gradient

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) No 1—2.

In this article the author introduces the new calculation method of damping-fading resulted from the changing of the refraction index gradient, developed in ORION. The problem is an important one, because the diversity reception of a microwave connection is ineffective against such fading. The author examines the damping-fading problems arising in the troposphere between earth-earth and earth-satellit by themselves. The result of the calculations are compared with the measuring results till now.

From the article some new results of the propagation measurement carried out by the factory can become acquainted.

UDC 621.395.44

Simon, L.:

### New types of voice frequency terminals in transmissions

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest). (1980) No 1—2.

The article introduces the new voice frequency terminals of Telefon-gyár built in E2 construction. By way of introduction the aspects of the development of new terminal types are reviewed.

The numerous versions of voice frequency terminals make possible the flexible compliance with the users' claims. In the choice there can be found the 2/4 wire terminals generally used in small and big channel systems, and the special voice-frequency terminals for special telephon connections.

## HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9—11. 1073. Telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodnál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszá-  
ra. Előfizetési díj: fél évre 90,— Ft, egész évre 180,— Ft. Egyes szám ára 15,— Ft. Megjelenik havonta. A folyó-  
irat külföldre előfizethető: „KULTÚRA“ Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest, Postafiók 149.



Egyetemi Nyomda — 79.4956 Budapest. 1980. Felelős vezető Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25375



**FOTO OPTIKA** sz

Szerviz:

H-1132 Budapest  
Visegrádi u. 60.  
Tel.: 295-427

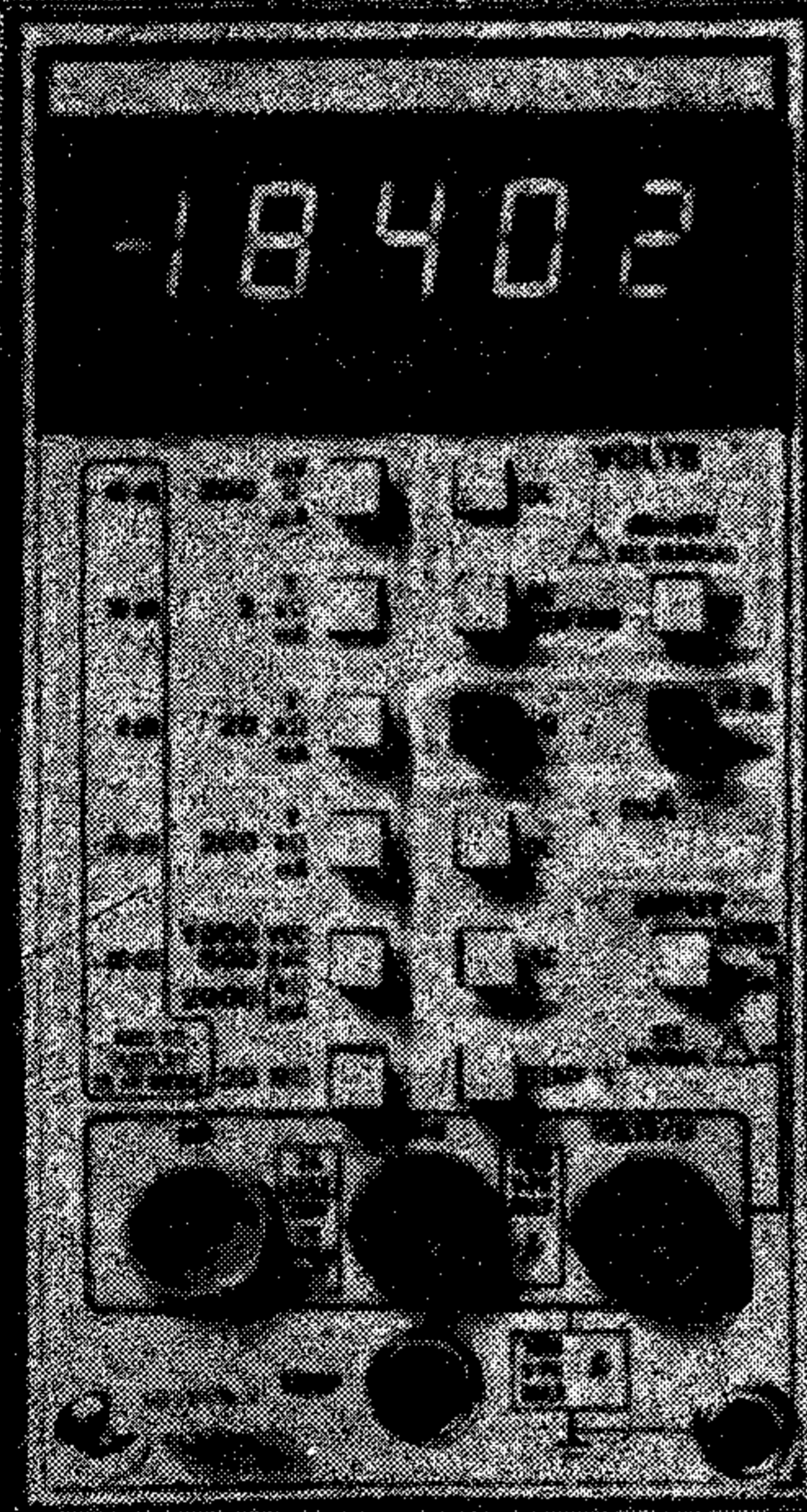
Központ:

H-1053 Budapest  
Kossuth Lajos u. 17.  
Tel: 173-022  
FS: 22-6019 FOISZ H

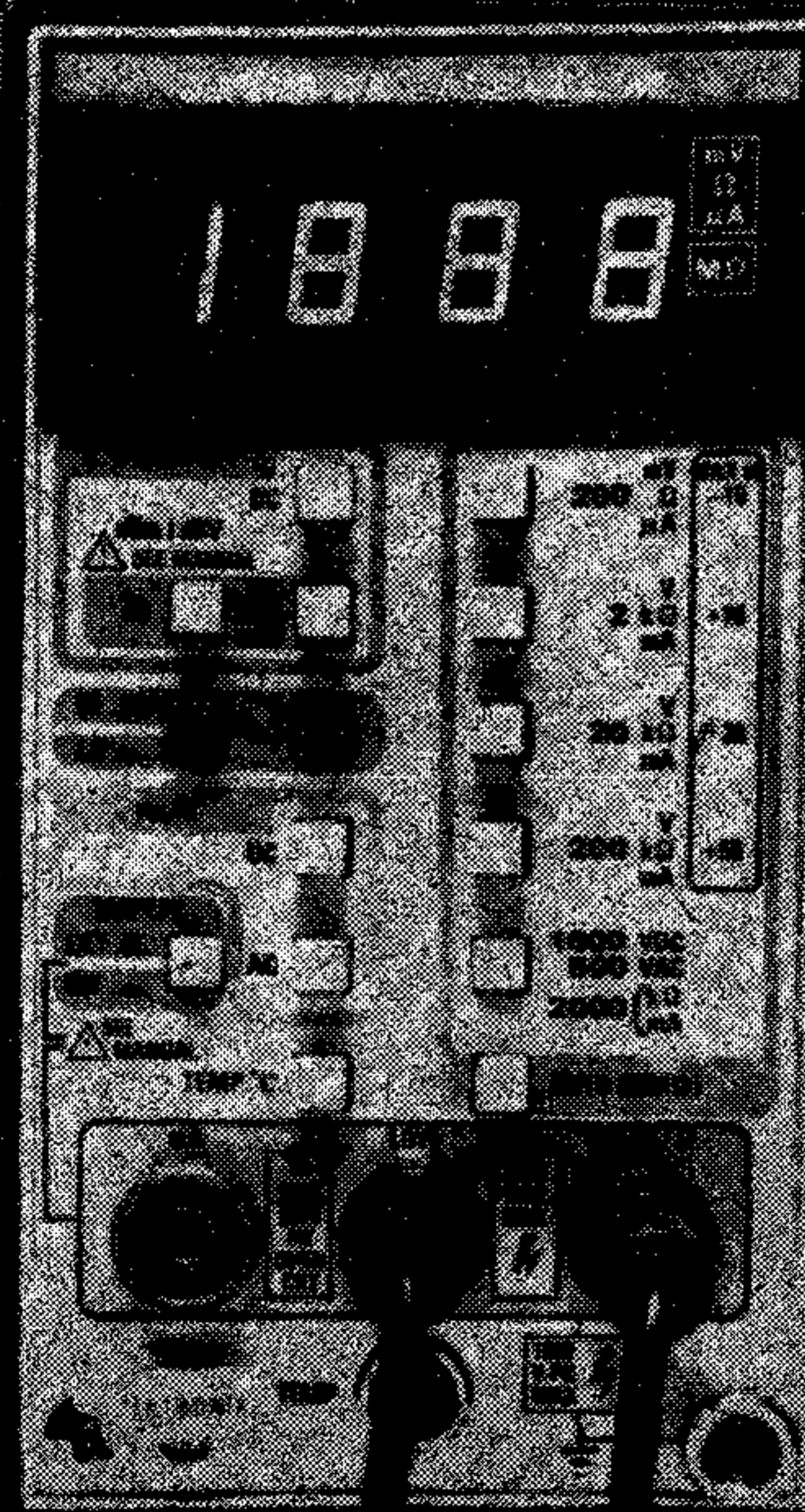
**Tektronix**<sup>®</sup>  
COMMITTED TO EXCELLENCE

**TM 500**

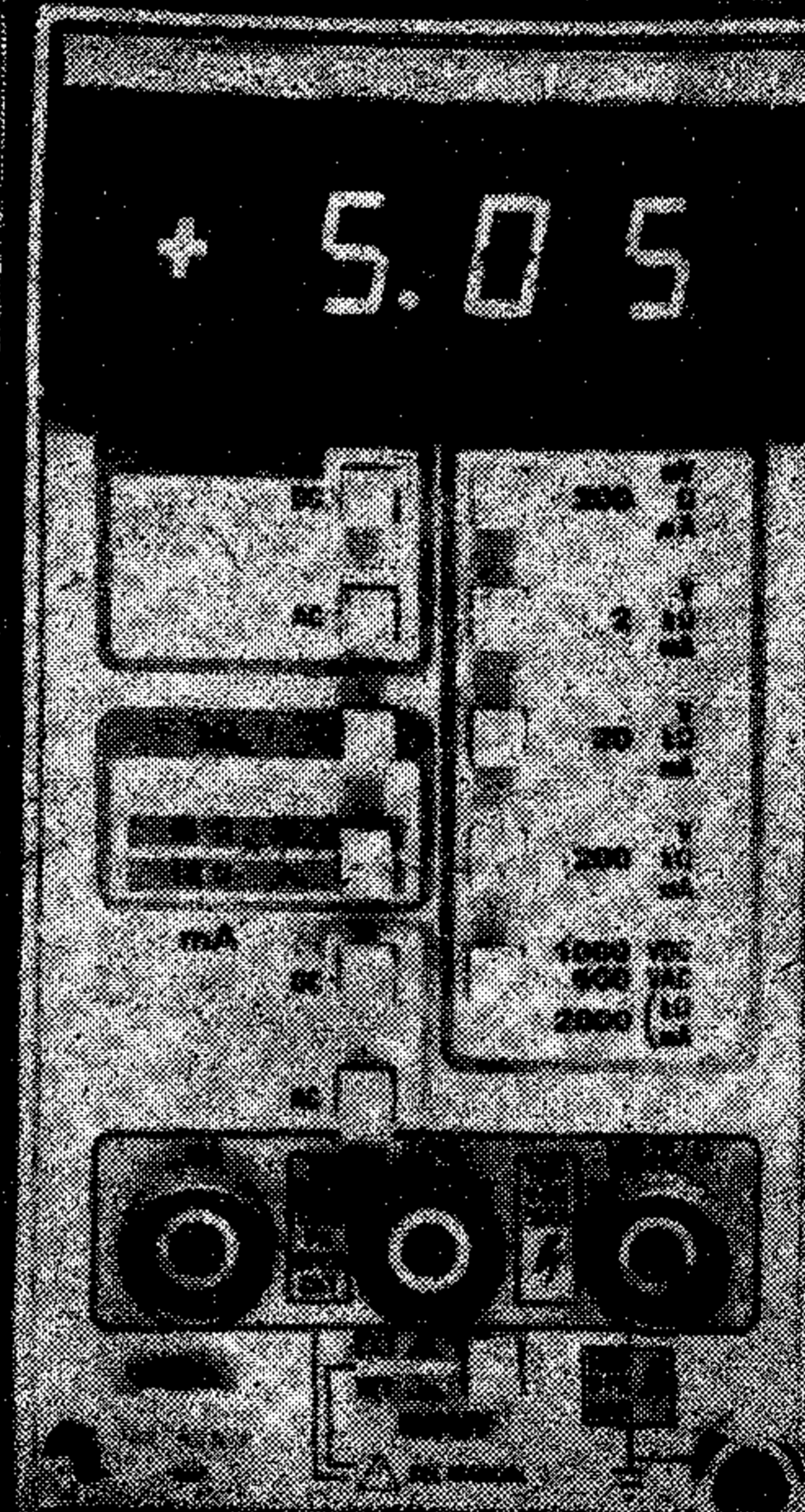
**Új multiméter család**



4<sup>1</sup>/<sub>2</sub> Digit DMM  
7 funkció  
valós effektívérték-mérés



3<sup>1</sup>/<sub>2</sub> Digit DMM  
7 funkció  
automatikus tartomány-  
választás



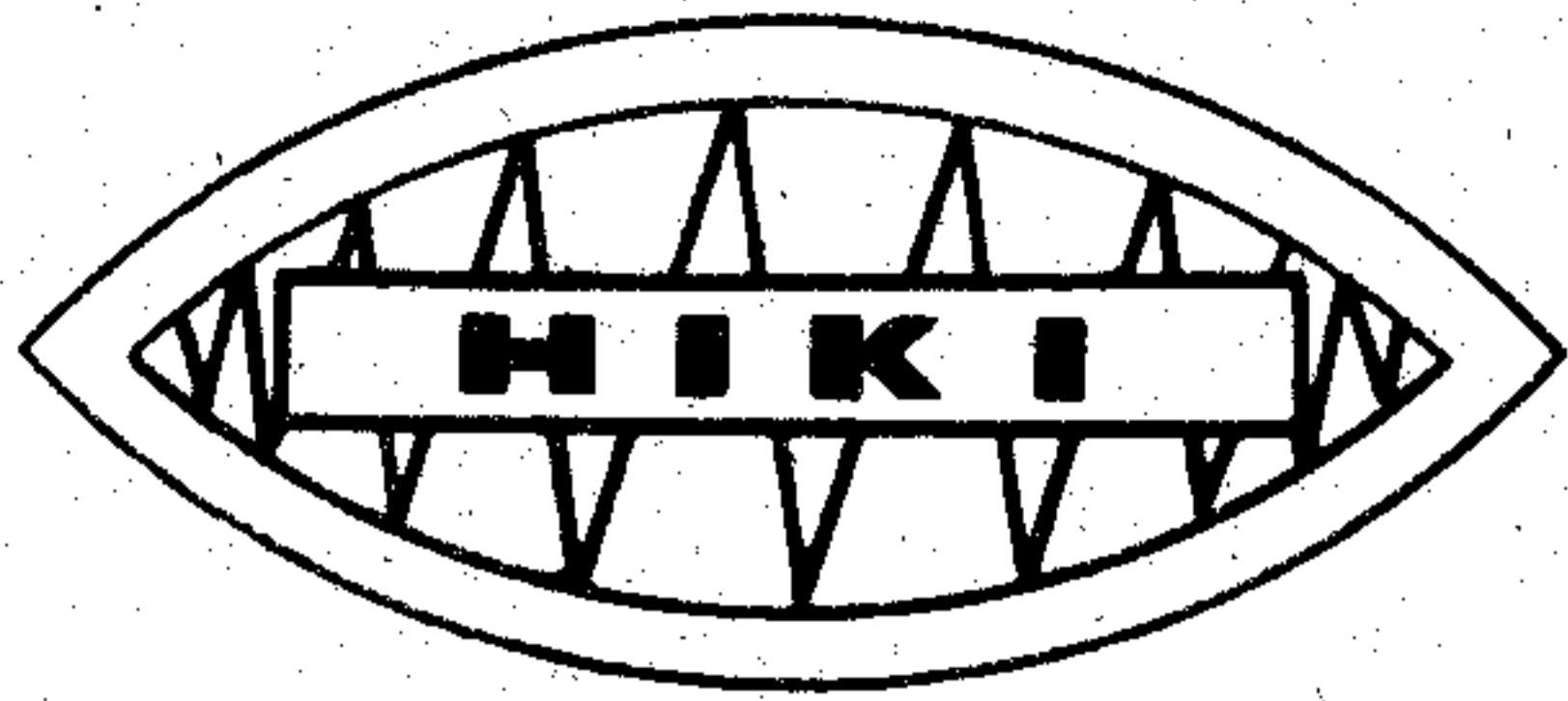
3<sup>1</sup>/<sub>2</sub> Digit DMM  
5 funkció



**ROHDE & SCHWARZ-TEKTRONIX**

A-1100 Wien, Sonnleithnergasse 20, Telefon 62 61 41-0, Telex 133933





## Komplex hibrid integrált áramkörök

Az elektronika nagymérvű hazai fejlődése szükségessé teszi különleges integrált áramkörök előállítását. Ezek általában kis sorozatban gyártott, de igen szigorú műszaki specifikációkat kielégítő hibrid integrált áramkörök.

Ipari igények alapján kifejlesztettük a különböző konverterek széles skáláját

4—8—10—12 bites D/A és A/D konverter  
feszültség-frekvencia konverter

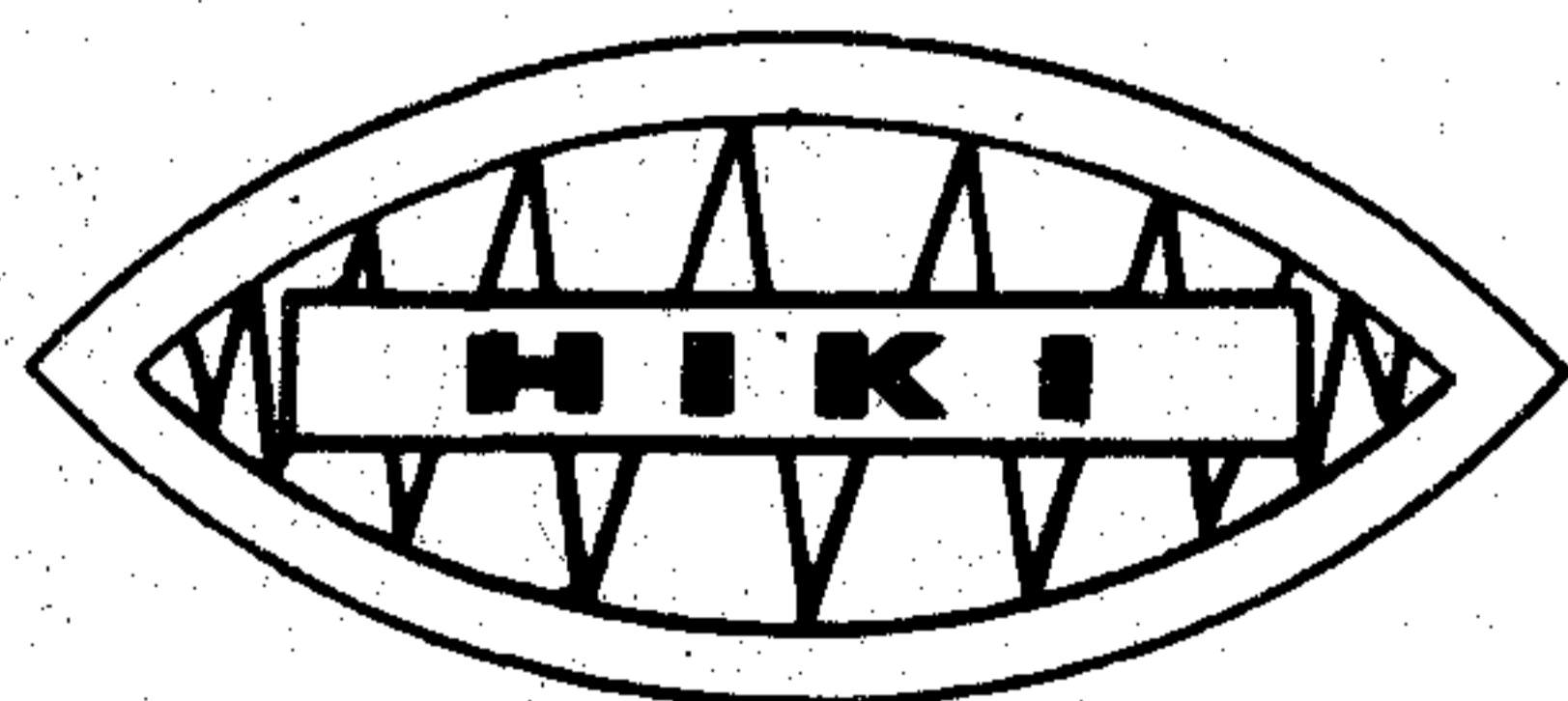
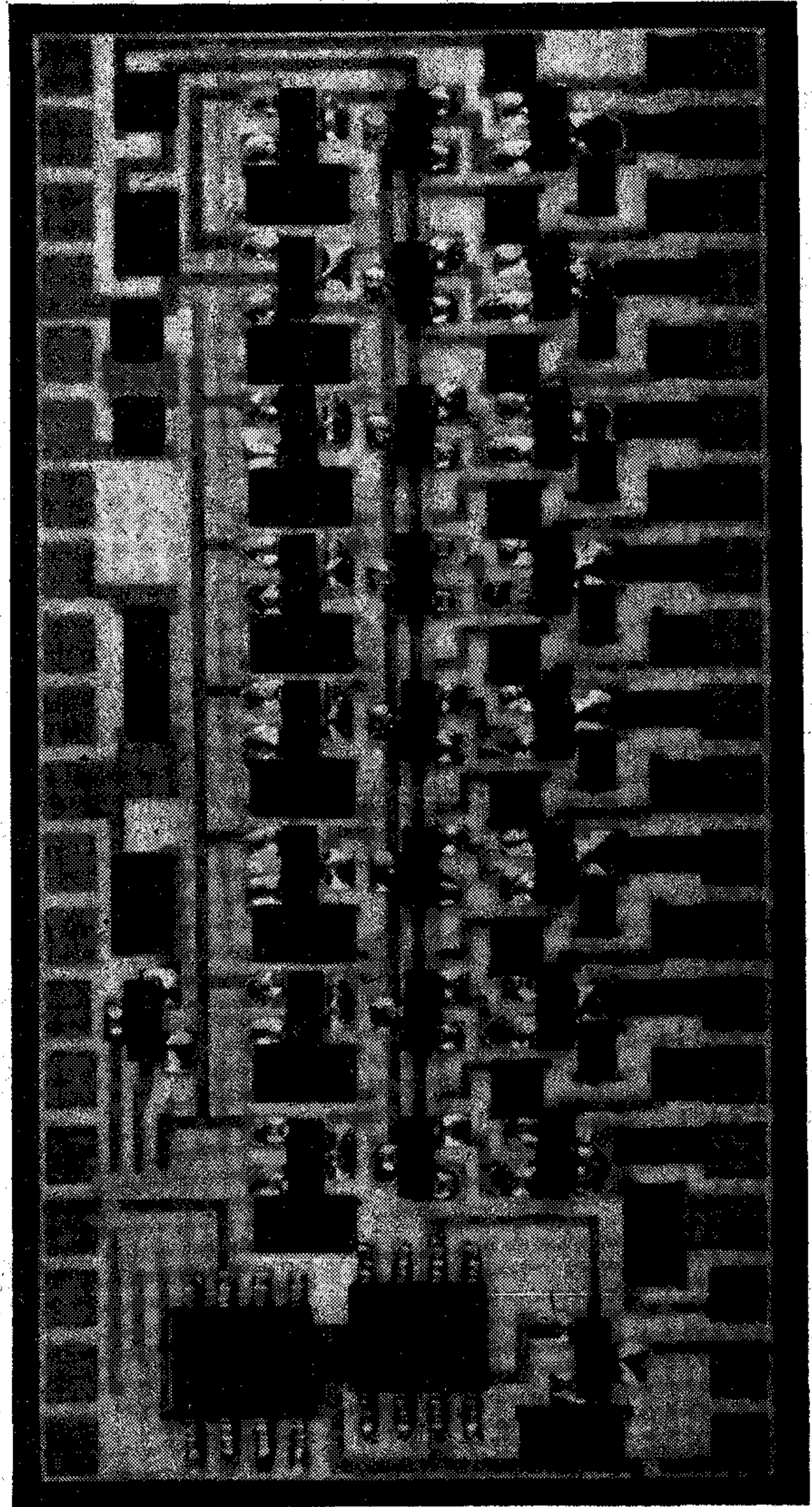
log/antilog konverter

gyors mintavevő-tartó áramkör

valódi RMS-DC átalakító

kisméretű tápegységmodul, amely a fenti egységek tápellátását biztosítani tudja TTL-szintű tápegységről

Hibridáramkör alkalmazástechnikai szolgálatunk a fenti termékekről készült katalóguslapokkal segíti a tervezők munkáját. Segítséget nyújtunk áramköreink felhasználását illetően, valamint megfelelő tapasztalatokkal rendelkezünk importból származó konverterek hazaira történő kiváltásában.



## Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

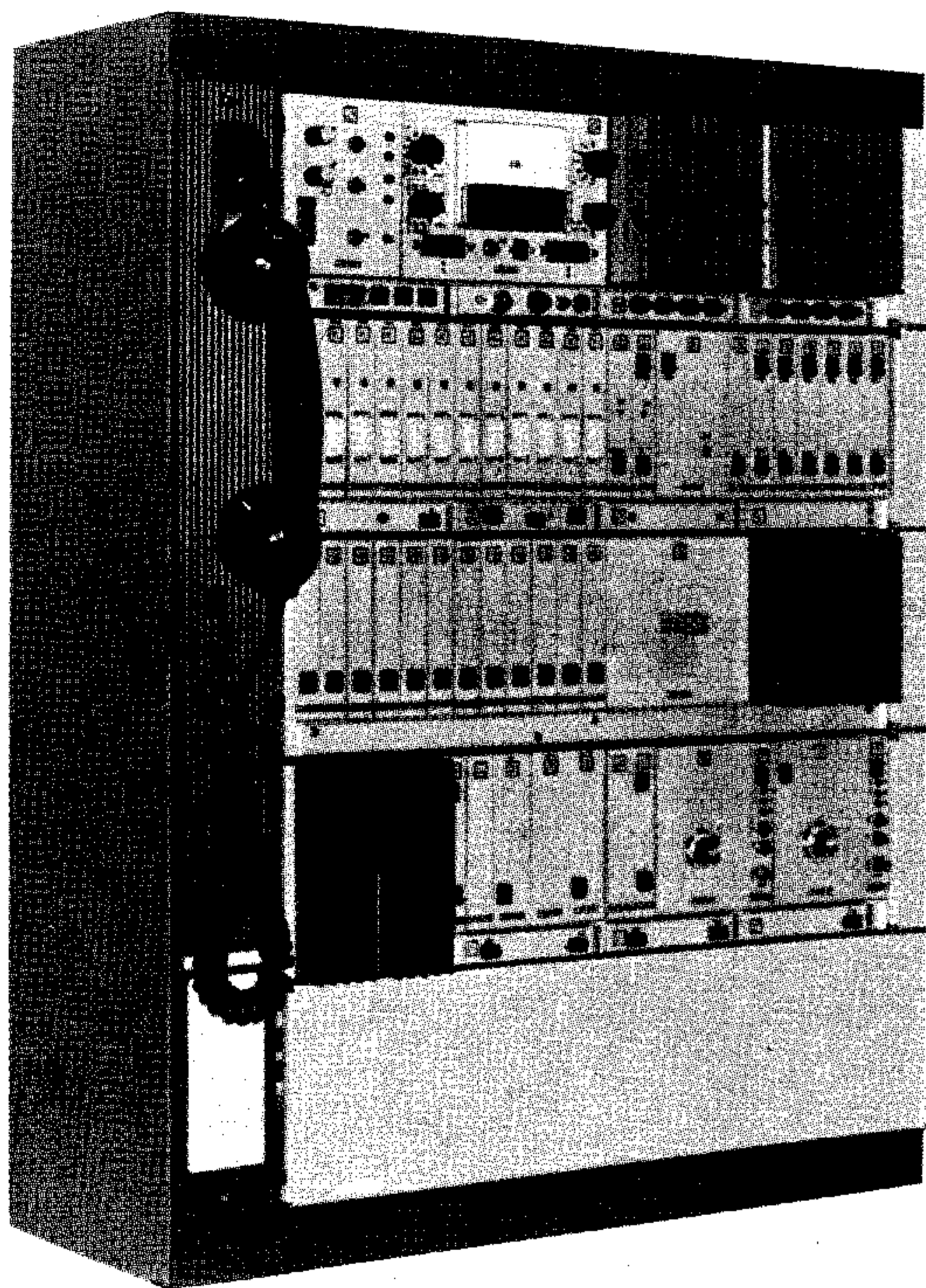
Műszaki Kereskedelmi Osztálya, 1393 Budapest,  
Pf. 348



# A Telefongyár 1978. évi BNV nagydíjas termékei



Bo—12—E2 légvezetékes végállomás

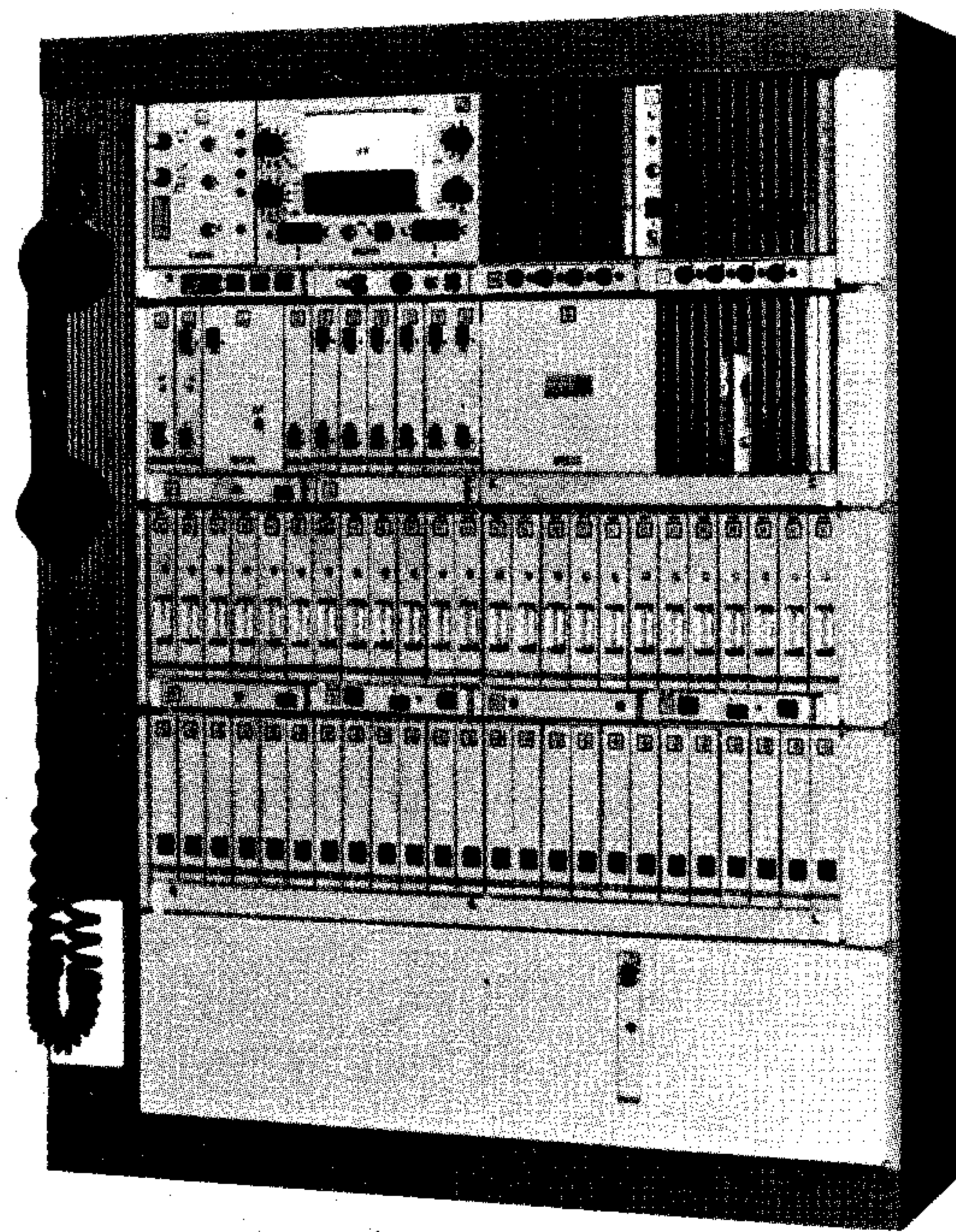


A hálózatról és telepről egyaránt táplálható Bo—12—E2 berendezés teljesítményigénye csak kb. egyharmada, mérete közel egynegyede a hagyományos 2600 mm-es Bo—12 légvezetékes (tranzistoros) berendezésnek.

Az ugyancsak miniatürizált BM—24 berendezés a mikrohullámú összeköttetésekhez készült, és távolsági összeköttetésben egyidejű 24 beszélgetés lefolytatását teszi lehetővé.

A Bo—12—E2 légvezetékes 12 csatornás és a BM—24 multiplex berendezések korszerű miniatürizált kivitelű konstrukciójukkal elnyerték a BNV 1978. évi vásári nagydíját.

A korszerű digitális és analóg monolit integrált áramkörök és szilícium-tranzisztorok alkalmazása lehetővé tette a berendezések nagyfokú miniatürizálását az üzembiztonság növelése mellett.



BM—24 multiplex végállomás

**TERTA — Telefongyár**  
1956 Budapest Pf.: 16.  
Telefon: 634-240

**Exportálja BUDAVOX H-1392 Budapest P.O.B. 267.**



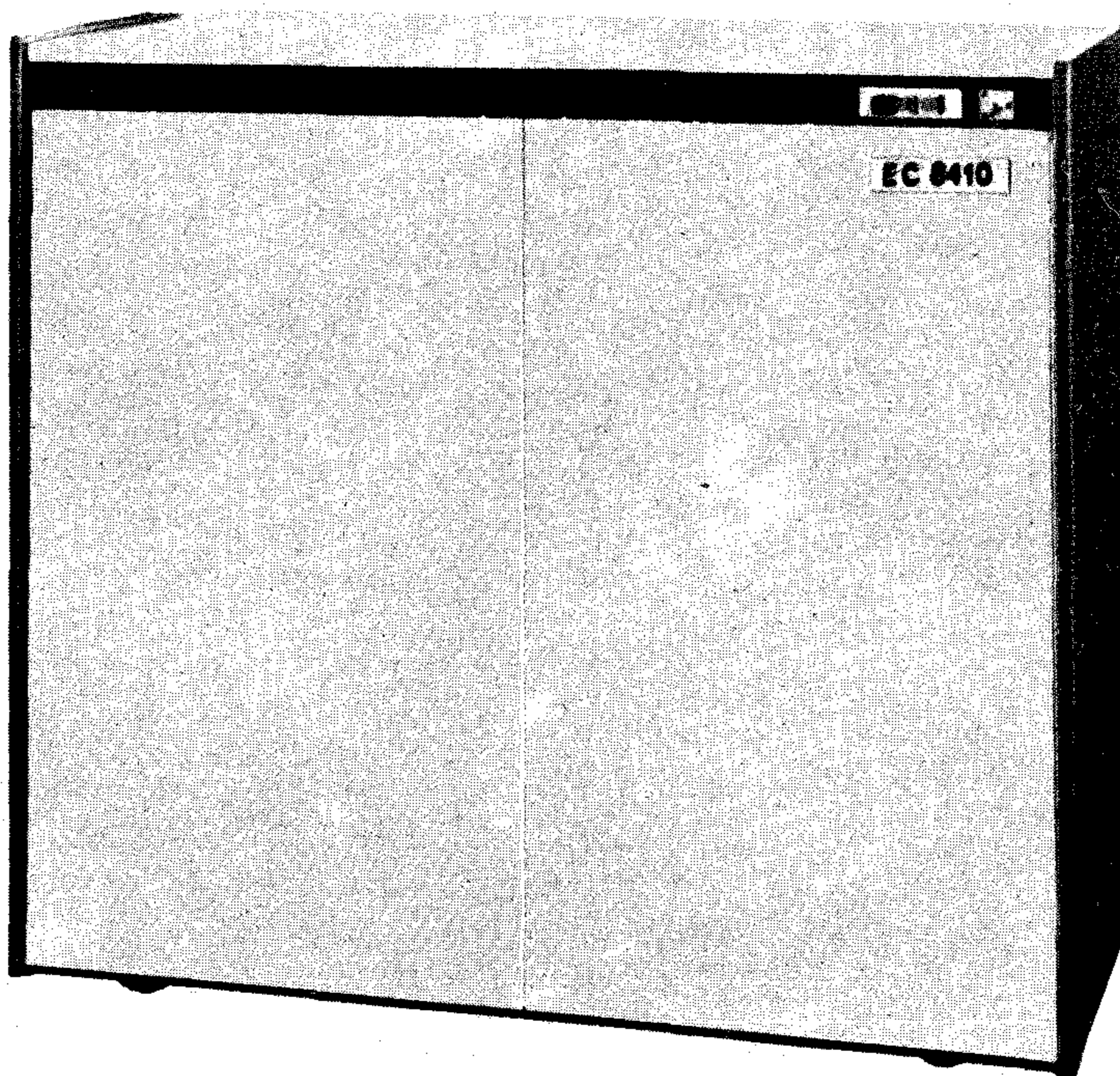
Összevont szám ára: 30,— Ft



## 1979-ben BNV díjas termék TMX-2410 típusú adatátviteli multiplexor

Az EC8410 (TMX-2410) multimikroprocesszoros berendezés biztosítja a terminálokból és adatátviteli hálózatból álló távadatfeldolgozási rendszer illesztését a központi számítógéphez. Alkalmazható bármelyik ESZR multiplexor helyén, így az emulátor üzemmódban működő távadatfeldolgozási processzorok feladatát is betölti.

A TMX-2410 berendezés maximális lehetőségei: egyidejű információcsere 32 hírközlő csatornán és 19 200 b/s adatátviteli sebesség. Számítógépek közötti összeköttetésre 48 kb/s sebesség került megvalósításra.



A TMX-2410 az ESZR közepes és nagy számítógépeinek — vagyis az R20 és annál nagyobb modelleknek — a multiplex csatornájához tud csatlakozni. A kétcsatornás átkapcsoló lehetőséget biztosít két számítógéphez való egyidejű csatlakozásra. A TMX-2410 együttműködik más rendszerű kompatibilis számítógépekkel, így az IBM/360 és /370 rendszerek számítógépeivel.

**Komplett távadatfeldolgozási  
alrendszerek** kialakítását és szállítását  
teszi lehetővé a Telefongyár legújabb gyártmánya a  
TMX-2410 típusú adatátviteli multiplexor

**TERTA — Telefongyár**  
**1956 Budapest Pf.: 16.**  
**Telefon: 634-240**

**Exportálja BUDAVOX H-1392 Budapest P.O.B. 267.**