

F 1879

VI

# Magyar HÍRADÁSTECHNIKA



**2**

Magyar

# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

*Felelős szerkesztő:*

Balogh Pál  
V., Október 6. u. 7.  
Telefon: 183-772

*Szerkesztő:*

Boglár Gyula  
XI., Fehérvári út 70.  
Telefon: 268-840

A Híradástechnikai  
Tudományos Egyesület  
Titkársága:

V., Szabadság tér 17.  
Telefon: 113-027

Előfizetési ár  
egész évre 30 Ft  
Egyes szám ára 5 Ft

Megjelenik kéthavonként

TARTALOM:

<i>dr. Sárkány Tamás</i> : Új mérő módszer AM-PM konverzió és AM kompresszió mérésére .....	45
<i>dr. Berceli Tibor</i> : Felületi hullámvezetők tervezése .....	51
<i>Forró Dezső és Gál István</i> : A távválasztás elektronikus áramkörei .....	64
<i>Sebestyén Béla és Vajda Ferenc</i> : Egyenfeszültség stabilizálása félvezető-zenerdiódával .....	69
<i>Seres Péter és Nagy Béla</i> : Szinuszos gerjesztésű ferrográf az 1-60 KHZ frekvenciatartományra .....	75
Обобщение на русском языке .....	79
Zusammenfassungen in deutscher Sprache .....	79
Summaries in English .....	80
Résumés des articles en langue française .....	80

MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA

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

Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent 1150 példányban

61.12991 Egyetemi Nyomda, Budapest, Dohány utca 12

Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hirlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-450) vagy bármely postahivatalnál  
Előfizetési díj: félévre 15, Ft, egész évre 30, Ft, Egyes szám ára: 5 Ft. Megjelenik kéthavonta — Csekk számlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066  
vagy átutalás az MNB 47. sz. folyószámlájára

# Új mérő módszer AM-PM konverzió és AM-kompresszió mérésére\*

DR. SÁRKÁNY TAMÁS

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja  
Távközlési Kutató Intézet

A szerző új mérő módszert ismertet, amellyel mikrohullámú rendszerek középfrekvenciás és mikrohullámú erősítőinek AM-PM konverziója és AM-kompressziója üzemszerű viszonyok mellett, közvetlen leolvasással és gyorsan mérhető. Az új módszer szerint a mérendő erősítőre amplitudóban és fázisban egyidejűleg modulált vivőhullámot kell adni. A kimenő jelet különleges spektrum-analizátor — amely lehetővé teszi a két modulációs oldalsáv nagy pontosságú összehasonlítását — oszcilloszkópon ábrázolja. A mérés a kimenő jel ismeretlen fázismodulációjának ismert bemenő fázismodulációval történő kompenzálásán alapszik. A kompenzáció bekövetkezését az jelzi, hogy a két oldalsáv minimálissá és egyenlővé válik. A konverzió értéke két, fokban és decibelben kalibrált műszerről, a kompresszió értéke egy középfrekvenciás osztó decibel-skálájáról közvetlenül leolvasható.

A szerző az új mérő módszert összehasonlítja az irodalomból ismert módszerekkel, és megállapítja, hogy a mérési pontosságot döntően a csillapításmérés pontossága szabja meg. Közli az új módszer alapjául szolgáló rövid analízist, a mérőberendezés specifikációját és bemutat néhány jellegzetes oszcillogramot.

## 1. Bevezetés

Ismeretes, hogy mikrohullámú rendszerekkel szemben igen szigorú minőségi követelményeket támasztunk, különösen sokcsatornás telefonátvitel esetén. Az egy rádiófrekvenciás csatornával átvitt beszédcsatornák száma a távvalasztásos rendszer elterjedésével az utóbbi években rohamosan emelkedett, és nagy beszédcsatornaszám esetén (600-tól 1800 csatornáig) az alapsávi torzításokat előidéző okok közül az AM-PM konverzió létezése, illetve az AM-kompresszió elégtelensége két igen lényeges paraméterré vált. A cikk tárgyát képező két jelenség közül tehát az egyik kívánatos, a másik nem.

Kívánatos az AM-kompresszió, amelyet más kifejezéssel AM-elnomásnak vagy limitációnak is neveznek, és amely azt fejezi ki, hogy az FM-vevőkészülékben levő limiter-áramkör a bejövő frekvenciamodulált (továbbiakban: FM) jel zavaró amplitudómodulációját (továbbiakban: AM) csökkenti. Az AM-kompresszió — amelyet általában dB-ben adnak meg — azt fejezi ki, hogy a kimenő és bemenő jel AM-indexeinek viszonya hány dB.

Nem kívánatos viszont az AM-PM konverzió, amely azt fejezi ki, hogy az amplitudómoduláció csökkenésével egyidejűleg fázismoduláció (továbbiakban: PM) lép fel; az amplitudómoduláció mintegy átalakul fázismodulációvá. Az AM-PM konverzió — amelyet általában fok/dB-ben adnak meg — azt fejezi ki, hogy a bemenő jel 1 dB-es AM-je a kimenő jelben hány fokos PM-el idéz elő.

Az AM-PM konverzió azért zavaró, mert a PM egyenértékű valamilyen FM-mel, amelyre az FM-vevőkészülék diszkriminátora érzékeny, és így a vevőkészülék torzított kimenő jelet ad. E torzítás szokásos URH-FM műsorvevőkben általában elhanyagolható, de jelentős lehet mikrohullámú rendszerekben, különösen nagy beszédcsatornaszám átvitele esetén.

## 2. AM + PM jel oldalsáv-amplitudói

Az új módszer alkalmazásához szükségünk van egy AM + PM jel oldalsáv-amplitudóinak a két modulációs indexszel való kifejezésére. Előrebocsátjuk, hogy az analízis során egyetlen frekvenciával történő modulációra szorítkozunk, és 0,2 radiánnál kisebb fázismodulációt tételezünk fel. Ekkor az elméletileg adódó végtelen sok oldalsáv helyett elegendő egy-egy oldalsávot figyelembe venni, ami igen jó közelítést ad. Ez a közelítés egyébként nemcsak metamatikailag indokolt, hanem azért is, mert a gyakorlatban mérésre szóba jövő áramkörök zajszintje elfedi a többi oldalsáv-párt. 0,2 radiánnak kb. 12 fokos fázismoduláció felel meg, tehát, ha a méréshez 1 dB-es bemenő AM-et használunk, akkor a közelítést kb. 12 fok/dB konverzióig alkalmazhatjuk, ami gyakorlatilag szóba jövő áramkörök esetében bőségesen elegendő.

A következő jelöléseket használjuk:

$m$  = az amplitudómoduláció indexe, amely a modulációs mélységgel egyenlő,

$\Theta$  = a szögmoduláció indexe, amely frekvenciamoduláció esetén a frekvencialököt és a moduláló frekvencia viszonyával, fázismoduláció esetén a fázislökettel egyenlő,

$F$  = a felső oldalsáv és a vivőhullám amplitudóviszonya,

$A$  = az alsó oldalsáv és a vivőhullám amplitudóviszonya.

Az irodalomból ismert analízis végeredményeit a következő táblázatban foglaljuk össze.

\* Kivonat a szerző kandidátusi értekezéséből.

Moduláció	Oldalsáv-amplitudó
Csak AM	$F = A = \frac{1}{2} m$ (1)
Csak FM vagy csak PM	$F = A = \frac{1}{2} \Theta$ (2)
AM + FM vagy AM + PM	$F = \frac{1}{2} (m + \Theta)$ (3a)
	$A = \frac{1}{2}  m - \Theta $ (3b)

A táblázat szerint tehát *tiszta moduláció esetén a két oldalsáv-amplitudó egyező, kettős moduláció esetén különböző.* Ezt az amplitudó-eltérést, sőt  $m = \Theta$  esetén az alsó oldalsáv eltűnését felhasználhatjuk a *nemkívánatos moduláció érzékeny kimutatására* (pl. oszcillátor amplitudómodulációja esetén a fellépő frekvencia-moduláció jelzése) [1], [2]. Meg kell azonban jegyeznünk, hogy a (3) egyenletek csak akkor érvényesek, ha az amplitudó- és frekvencia-modulációt létrehozó jelek fázisban vannak.

Az új mérőmódszer kifejlesztéséhez arra a felismerésre volt szükség, hogy *AM-PM konverzió esetén az előálló fázismoduláció és az őt létrehozó amplitudómoduláció között nincs merev fáziskapcsolat*, hanem az áramkör és a torzítás jellegétől függően tetszőleges fáziskülönbség állhat elő. Az *AM-PM konverzióknak tehát nemcsak nagysága van, hanem fázisa is*, amiről tudomásunk szerint az irodalomban nincs szó. Az *AM-PM konverzió esetén előálló AM + PM jelre tehát az irodalomból ismert (3) egyenletek nem alkalmazhatók.* Ezért meghatároztuk az oldalsávok amplitudóit abban az esetben, amikor a két moduláció között tetszőleges fáziskülönbség van [3]. A számítás eredményét a következő táblázat adja:

Moduláció	Oldalsáv-amplitudó
AM + FM vagy AM + PM, a két moduláció között $\Phi$ fáziskülönbség	$F = \frac{1}{2} \sqrt{m^2 + \Theta^2 + 2m\Theta \cos \Phi}$ (4a)
	$A = \frac{1}{2} \sqrt{m^2 + \Theta^2 - 2m\Theta \cos \Phi}$ (4b)

Látjuk, hogy a  $\Phi = 0$  speciális esetben a (4) egyenletek átmennek az ismert (3) egyenletekben. A

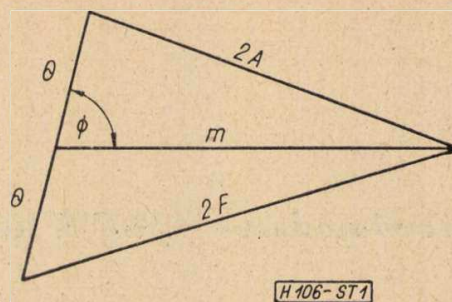
$$\cos \Phi = -\cos(\pi - \Phi)$$

összefüggés alapján a (4) egyenleteket a következő alakban is írhatjuk:

$$(2F)^2 = m^2 + \Theta^2 - 2m\Theta \cos(\pi - \Phi) \quad (5a)$$

$$(2A)^2 = m^2 + \Theta^2 - 2m\Theta \cos \Phi \quad (5b)$$

Minthogy az (5) egyenletek a *cos-tételt* fejezik ki, az *oldalsáv-amplitudóknak szemléletes geo-*



1. ábra. Geometriai módszer a felső és alsó oldalsáv-amplitudó ( $F$  és  $A$ ) szerkesztéséhez kettős moduláció esetén, ha ismeretes az AM-index ( $m$ ), a PM-index ( $\Theta$ ) és a két moduláció közötti fáziskülönbség ( $\Phi$ )

*metriai értelmezést adhatunk.* Az 1. ábra szerint  $m$ ,  $\Theta$  és  $\Phi$  ismeretében az oldalsáv-amplitudókat úgy szerkeszthetjük meg, hogy *egy  $m$  hosszúságú egyenes egyik végpontján átmenő, azzal  $\Phi$  szöget bezáró másik egyenest húzunk, és erre mindkét irányban felmérünk  $\Theta$  távolságot. Az így nyert végpontokat az  $m$  hosszúságú egyenes másik végpontjával összekötve kapjuk az oldalsáv-amplitudók kétszeresét.*

Az 1. ábra alapján kettős moduláció (AM + FM vagy AM + PM) esetére, ha a két moduláció közötti fáziskülönbség tetszőleges, a következő három tételt állapíthatjuk meg.

1. tétel. Az oldalsáv-amplitudók általában különbözőek, kivéve azt az esetet, amikor a két moduláció közötti fáziskülönbség  $90^\circ$  vagy  $270^\circ$ ; ekkor a két oldalsáv-amplitudó egyező, függetlenül a két modulációs index értékétől.

2. tétel. Rögzített AM-index, valamint  $90^\circ$ -os vagy  $270^\circ$ -os fáziskülönbség esetén a két egyező oldalsáv-amplitudó akkor minimális, ha a PM-index zérus.

3. tétel. Valamelyik oldalsáv eltűnésének két feltétele van:

a) a két moduláció indexe egyező,

b) a két moduláció közötti fáziskülönbség  $0^\circ$  vagy  $180^\circ$ .  $0^\circ$  esetén az alsó,  $180^\circ$  esetén a felső oldalsáv tűnik el.

### 3. Mérési eljárás [4], [5]

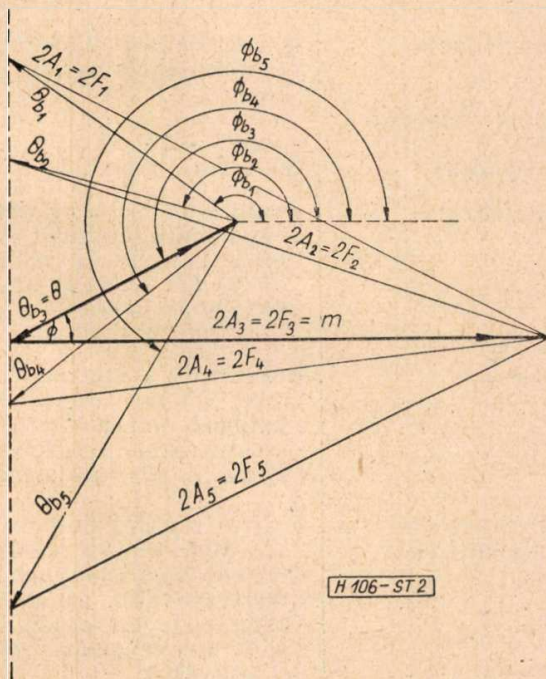
A mérendő áramkör bemenetére olyan *különleges generátorral* csatlakozunk, amely AM + PM jelet ad és a két moduláció közötti fáziskülönbség tetszőleges értékűre állítható. A bemenő jel AM-indexét a kívánt, pl. 1 dB-es értékre állítjuk (amellyel az áramkört vizsgálni akarjuk), a bemenő jel PM-indexét és a két moduláció közötti fáziskülönbséget pedig úgy szabályozzuk, hogy a bemenő jel fázismodulációja éppen kompenzálja az áramkör által adott fázismodulációt. Az említett szabályozás közben *különleges spektrumanalizátorral* figyeljük a kimenő jel két oldalsáv-amplitudóját. Könnyen belátható, hogy a kompenzálás akkor következik be, amikor az oldalsáv-amplitudók két feltételt *egyidejűleg* teljesítenek:

1. feltétel: a két oldalsáv-amplitudó egyenlő,

2. feltétel: a két oldalsáv-amplitudó más beállításához képest minimális.

A kompenzációs folyamatot az 1. és 2. ábra alapján tekinthetjük át. Az 1. ábra megfelel a kompenzálatlan állapotnak, amikor a két oldalsáv amplitúdója általában különböző. A 2. ábrán a kompenzációs eljárás folyamán bekövetkező néhány olyan állapotot tüntettünk fel, amikor az 1. feltétel (a két oldalsáv-amplitúdó egyenlősége) teljesül. Ez olyan esetekben következik be, amikor a kimenőfeszültség  $\Theta$  jelű vektorának és a bemenőfeszültség  $\Theta_b$  jelű vektorának eredője olyan vektort szolgáltat, amely a kimenőfeszültség  $m$  jelű vektorára merőleges, tehát, amikor a kimenő jelben a két moduláció fáziskülönbsége  $90^\circ$  vagy  $270^\circ$  (lásd a 2. szakasz 1. tételét). A 2. ábra szerint ezt az állapotot végtelen sok  $(\Theta_{b_1}, \Phi_{b_1}), (\Theta_{b_2}, \Phi_{b_2}), (\Theta_{b_3}, \Phi_{b_3}), (\Theta_{b_4}, \Phi_{b_4}), (\Theta_{b_5}, \Phi_{b_5})$  stb. pár beállításával létesíthetünk, és a két megegyező oldalsáv-amplitúdó nagysága mindegyik beállításnál más és más lesz. *A végtelen sok, az 1. feltételt teljesítő beállítás közül azonban csak egyetlen teljesíti egyidejűleg a 2. feltételt is* (más beállításokhoz képest minimális amplitúdó), és éppen e beállítás mellett válik egyenlővé a bemenő jel ismert fázismodulációja az áramkör által létesített ismeretlen fázismodulációval (lásd a 2. szakasz 2. tételét). A 2. ábrán ezt az állapotot a  $(\Theta_{b_3}, \Phi_{b_3})$  pár beállítása idézi elő. E szerint tehát az AM-PM konverzió nagysága *közvetlenül leolvasható* a generátor saját AM-jét és PM-jét mérő két műszerről, az AM-PM konverzió fázisa pedig annak a fázistolónak a skálájáról, amelylyel a két moduláció közötti fáziskülönbséget állítjuk.

A kompresszió értékének meghatározása a kompenzációs beállítás után már igen egyszerű,



2. ábra. A kompenzációs eljárás egyes lépéseinek szemléltetése. A két egyező oldalsáv közül áttekinthetőség kedvéért csak az alsót tüntettük fel.  $m$  — a kimenő jel AM-indexe;  $\Theta$  — a kimenő jel PM-indexe;  $\Phi$  a kimenő jel két modulációja közötti fáziskülönbség;  $\Theta_b$  — a generátor PM-indexe;  $\Phi_b$  — a generátor két modulációja közötti fáziskülönbség

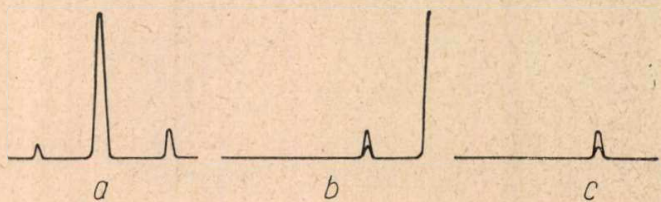
hiszen a spektrumvonalak most már tiszta AM-jeltől erednek, tehát a kimenő jel AM-indexe az (1) egyenlet szerint valamelyik oldal-sáv és a vivőhullám amplitúdóviszonyának kétszerese. Az amplitúdóviszony a spektrum-analizátor osztó-állítással mérhető, tehát a bemenő jel AM-indexének ismeretében az AM-kompresszió a spektrumanalizátor osztó-skálájáról olvasható le.

Megjegyezzük, hogy a kompenzációt eredményező szabályozás olyan jellegű nullázási folyamat, mint az impedanciamérésre szolgáló váltóáramú hídkapcsolások kettős nullázási eljárása (az ohmos és reaktív összetevő kiegyenlítése), és a különleges spektrumanalizátor mintegy „nullindikátorként” szerepel.

Mint hogy a generátor két modulációs indexét mutató műszerek skáláit szintén az oldalsáv és a vivőhullám amplitúdóviszonyának mérésével, tehát a spektrumanalizátor osztójának leolvasásával hitelesíthetjük, azt a fontos következtést vonhatjuk le, hogy az új mérőmódszer szerint mind a konverzió, mind a kompresszió mérését csillapításmérésre vezetjük vissza, tehát a mérési pontosságot döntően a csillapításmérés pontossága szabja meg.

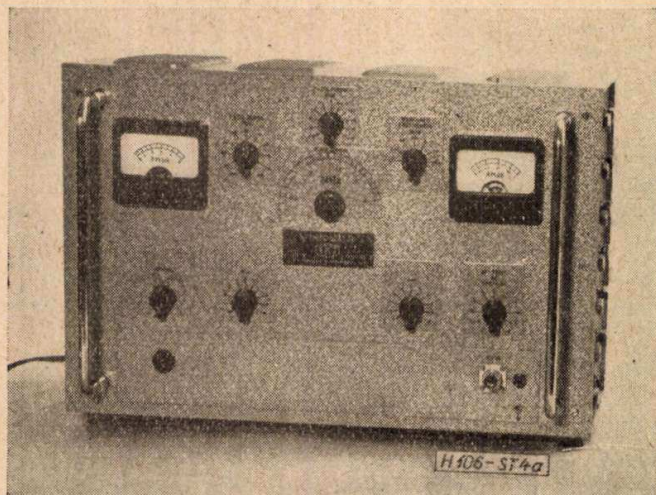
Az előbbieken részletezett mérési eljárást oldalsáv-mérőmódszernek neveztük el, minthogy a konverziót és kompressziót az oldalsáv-spektrumvonalak indikációja alapján mérjük. Ha azonban a mérendő spektrumot szokásos spektrumanalizátorral ábrázoljuk oszcilloszkópon, akkor az összehasonlítandó két oldalsáv egymástól távol esik, így a pontos egyezés indikációja nehézkes. A fő nehézséget azonban az jelenti, hogy *kis modulációs index esetén a vivőhullám amplitúdója igen nagy a két oldalsávéhoz képest*, és az erősítés növelésekor a vivőhullám spektrum-vonalának megfelelő impulzus túlvezérli az analizátor és az oszcilloszkóp erősítőjét, ami az oszcillogramot eltorzítja. Limiter-áramkör mérésekor például a vivőhullám amplitúdója az oldalsáv-amplitúdó 500-szorosát is elérheti. Ezért a következő két fogást alkalmazzuk.

1. A spektrumanalizátor helyi oszcillátorát frekvenciában moduláló feszültséget nem adjuk közvetlenül az oszcilloszkóp vízszintes erősítőjére, hanem kb.  $90^\circ$ -os fázistolón át. Míg tehát a 3a ábra szerinti szokásos ábrázolásmóddal a frekvencia pl. balról jobbra haladva végig nő, addig a 3b ábra szerinti oszcillogramon a frekvencia balról jobbra haladva tovább nő,

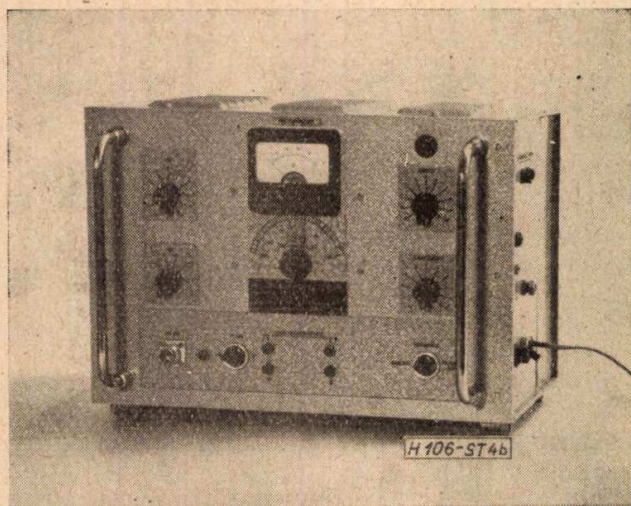


3. ábra. Ábrázolási módok spektrum-analizátorral. a — szokásos módszer; b — „frekvenciatengely visszagörbítve”, vivőhullám megjelenik c — „frekvenciatengely visszagörbítve”, vivőhullám kioltva

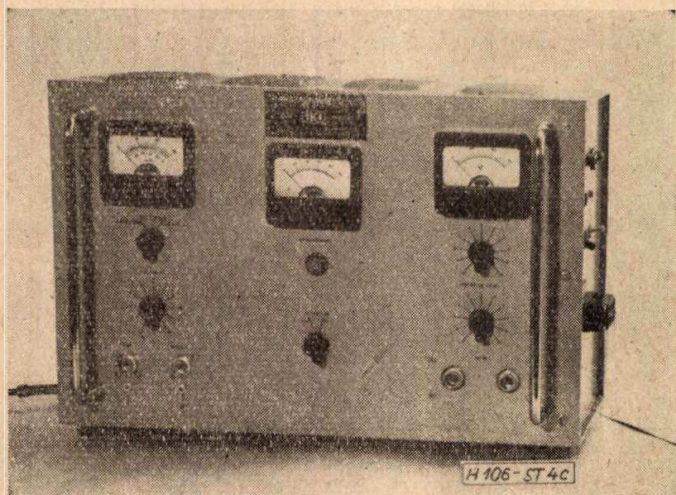
majd jobbról balra visszafelé haladva nő; a frekvenciategelyt így mintegy „visszagörbítjük”. A vivőhullámnak megfelelő spektrumvonal tehát az eltérítés jobb oldali szélén van, és ettől balra a katódsugár egymásra rajzolja a két vizsgálandó oldalsávot. Így ezek egyezése nagy pontossággal indikálható.



a



b



c

4. ábra. Az új műszerek fényképei; a — KF-modulátor; b — KF-spektrumanalizátor; c — transzponálóegység elektronikus része, mikrohullámú szerelvények nélkül

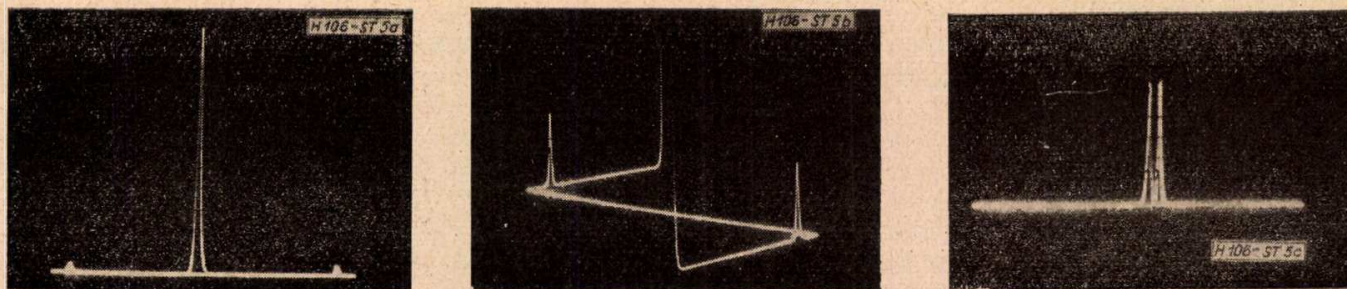
2. A spektrumanalizátor és az oszcilloszkóp túlvezérlését úgy akadályozzuk meg, hogy a zavaróan nagy amplitudójú, információt amúgy sem tartalmazó vivőhullám-spektrumvonalat kioltjuk. Ezt úgy érjük el, hogy megfelelő kapujellel a szóban forgó vivőhullám letapogatásának időtartományában lezárjuk a spektrumanalizátor-KF-erősítőt. Így a 3b ábra helyett a 3c ábra oszcillogrammját kapjuk: a vivőhullám spektrumvonala eltűnik. Ezután már nincs akadálya az egymást fedő oldalsáv-spektrumvonalak felerősítésének és pontos összehasonlításának.

#### 4. Az új mérőberendezés

Az új mérőberendezés három mérőműszerből áll. A KF-modulátor szolgáltatja a mérendő áramkörre adandó AM + PM jelet, amelyben a két moduláció közötti fáziskülönbség tetszőleges értékre állítható. A KF-spektrumanalizátor alkalmas az említett különleges ábrázolásra, és ennek megfelelően üzemmód-átkapcsolót tartalmaz. Ennek ún. NORMÁL állásában a 3b

#### Rövid specifikáció

Felhasználás	Középfrekvenciás és mikrohullámú erősítők AM-PM konverziójának és AM-kompressziójának mérése mikrohullámú rendszerekben
Középfrekvenciás adatok:	
frekvenciasáv	65...75 MHz
be- és kimenőszint	0,5 V ± 3 dB
csatlakozás	75 ohmos koaxiális kábel
Mikrohullámú adatok:	
frekvenciasáv	az alkalmazott klystrontól és mikrohullámú szűrőktől függ
be- és kimenőszint	—40...—20 dBm
csatlakozás	50 ohmos koaxiális kábel
Mérőmódszer	amplitudóban és fázisban egyidejűleg modulált vivőhullám beadásakor a kimenő jel két oldalsáv-amplitudójának indikálása spektrumanalizátorral
Leolvasás	közvetlen; a konverzió értéke fokban és dB-ben kalibrált két műszerről, a kompresszió értéke dB-ben kalibrált osztó-skáláról
Mérőfrekvencia (moduláló frekvencia)	7 értékre átkapcsolható az 1,2 MHz-től 8,4 MHz-ig terjedő tartományban; e tartomány kb. átfogja az 1920 telefoncsatornáiig terjedő frekvenciamultiplex alapsávokat
Konverziómérési tartomány	0,25 fok/dB...10 fok/dB
Kompressziómérési tartomány	0...40 dB



5. ábra. Az új oldalsáv-módszer jellegzetességeit szemléltető spektrumok. Az egyes képek magyarázatát lásd a szövegben  $f_0 = 70$  MHz;  $f_{mod} = 8,4$  MHz; AM = 1 dB; PM = 0

ábra szerinti szokásos spektrumképet, ún. OLDALSÁV állásában pedig a 3c ábra szerinti spektrum-képet nyerjük.

Az említett két műszerrel középfrekvenciás erősítők konverzióját és kompresszióját mérhetjük, de ezeket a *transzponáló egységgel* kiegészítve, lehetővé válik *mikrohullámú erősítők* konverzió- és kompressziómérése is. A transzponáló egység lényegében közös klystronnal táplált két keverőt tartalmaz. Az egyik keverő a KF-modulátortól származó KF-jelet a kívánt frekvenciára transzponálja fel és adja a mérendő mikrohullámú erősítő bemenetére, a másik keverő pedig a mérendő mikrohullámú erősítő kimenetéről vett jelet visszatranszponálja a középfrekvenciára és ráadja a KF-spektrum-analizátorra.

### 5. Fényképek

A 4. ábrán a három új mérőműszer fényképei láthatók.

Az 5. ábrán az új oldalsáv-mérő módszer jellegzetességeit mutatjuk be. Az a ábrán a spektrum-analizátor NORMÁL üzemmódjában látható egy tiszta AM-jel spektruma 1 dB-es AM esetén; a spektrum-analizátorban levő detektor közel kvadratikusan jellegző borbéje folytán az oldalsávok alig észlelhetők. A b ábrán az oldalsáv-amplitudó növelése céljából nagyobb erősítést állítottunk be, és ezért jól láthatóak a durva túlvezérlés jelei. A c ábrán változatlan erősítés mellett átkapcsoltunk OLDALSÁV üzemmódra: a vivőhullám spektrumvonala eltűnt, a torzulás megszűnt, és a két összehasonlítandó oldalsáv-spektrumvonal egymás mellé rajzolódott. Megjegyezzük, hogy az analizátor helyi oszcillátorának hangolásával az oldalsávok egymáshoz

képest tologathatók, és így fedésbe is hozhatók, mint a 3c ábrán.

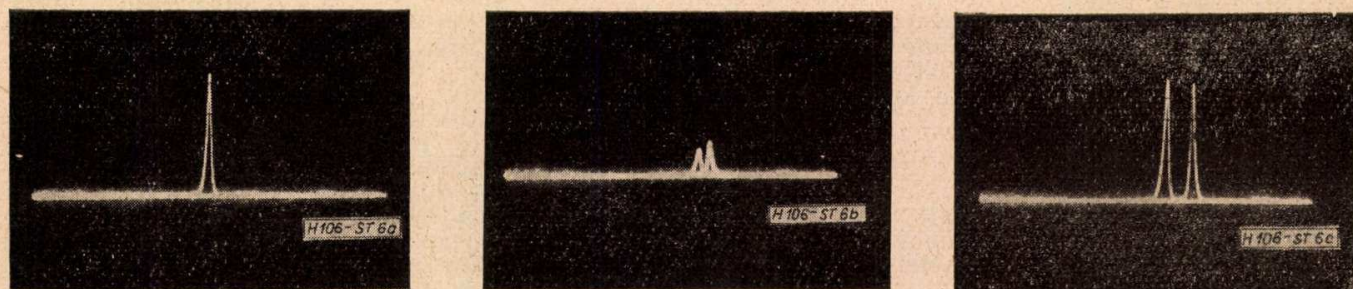
A 6. ábrán bemutatjuk, hogyan folyik le egy középfrekvenciás limiter-áramkör mérése. Az a ábra NORMÁL üzemmódban készült, az analizátor osztóját nagy csillapításra állítva. A mért áramkörnek olyan a kompressziója, hogy az ábrán csak a vivőhullám látható, az oldalsávok látszólag eltűntek.

A b ábrán átkapcsoltunk OLDALSÁV üzemmódra, és az analizátor osztójának csillapítását lecsökkentettük 25 dB-lel. A vivőhullám eltűnt, és az eltérő amplitudójú oldalsávok megjelentek.

Az a és b oszcillogramm felvételekor a generátor tiszta AM-jelet adott. A c ábra a 3. szakaszban tárgyalt kompenzálás beállítása után készült: a generátoron a PM nagyságát és fázisát úgy szabályoztuk, hogy az oldalsávok minimálisak és egyenlők legyenek, és az analizátor osztójának csillapítását a már említett 25 dB-en felül addig csökkentettük, amíg a két oldalsáv egyező amplitudója elérte a vivőhullám eredeti amplitudóját. A c ábra beállítása után leolvastuk a KF-modulátor két műszeréről a konverziót, a KF-spektrum-analizátor osztójáról pedig a kompressziót. A 6. ábra oszcillogramjai esetében a konverzió 1,5 fok/dB, a kompresszió 18 dB volt.

### 6. Összehasonlítás ismert mérőmódszerekkel

Befejezésül az új módszert összehasonlítjuk az irodalomban ismertetett módszerekkel, amelyek két csoportra oszthatók. A *fázisdetektoros módszer* [6], [7], [8] lényege az, hogy a mérendő áramkör bemenetére tiszta AM-jelet adunk, bemenetéről és kimenetéről pedig



6. ábra. Spektrumok középfrekvenciás limiter mérésekor. Az egyes képek magyarázatát lásd a szövegben.  $f_0 = 70$  MHz;  $f_{mod} = 3,6$  MHz; AM = 1 dB

fázisdetektorra csatlakozunk, amely AM-re nem érzékeny. Adott bemenő AM esetén ekkor a fázisdetektor kimenőfeszültsége a konverzióval arányos. A *spektrum-módszer* [9], [10] szerint a mérendő áramkör bemenetére két különböző frekvenciájú, nagy szintkülönbségű jelet adunk. E két jel olyan modulált vivőnek felel meg, amelynek spektrumában elnyomtuk az egyik oldalsávot. A mérendő áramkör konverziójának és kompressziójának az a hatása, hogy az áramkör kimenetén megjelenik az elnyomott oldalsáv, tehát a kimeneten három különböző frekvenciájú jelet kapunk. Ezek amplitudóiból adódik a konverzió és kompresszió értéke.

A fázisdetektoros módszer alkalmazásakor a legnagyobb problémát a *fázisdetektor kalibrációja és a kellő AM-elnyomás biztosítása* jelenti, a spektrum-módszerben pedig a fő nehézség abból ered, hogy a spektrumadatok nem adják közvetlenül a konverziót és kompressziót, hanem bonyolult, közel egyenlő számok különbségképzését megkívánó képletek alkalmazására van szükség, ami hosszadalmas számítást és a mérőmódszer pontatlanságát eredményezi. Ennek ellenére tudomásunk szerint *haladóhullámú erősítők konverziómérésére eddig legelterjedtebben a [9]-ben ismertetett spektrum-módszert használták*. E módszerrel mérték az amerikai Bell-laboratórium TH jelű rendszerének csövét [9], a német Siemens-cég FM/TV-960/4000 jelű rendszerének csövét [11] és a magyar TKI-laboratórium GTT 4000/A jelű rendszerének csövét [12].

Az új oldalsáv-mérőmódszert nyilván a *spektrum-mérések csoportjába sorolhatjuk be*, de az irodalomból ismert spektrum-módszerhez képest *három döntő előnyt* állapíthatunk meg.

1. Az új oldalsáv-módszer *közvetlen leolvasással* adja mind a konverzió, mind a kompresszió értékét, és nincs szükség bonyolult képletekkel való számításra. Ez a mérés gyorsaságát és kényelmét nagymértékben fokozza.

2. A *képletekkel való számítás elmaradása lényegesen növeli a mérési pontosságot, amelyet döntően csupán a csillapításmérés pontossága határoz meg.*

3. *Nincs szükség két független generátorra*, amelyek közötti frekvenciakülönbség nem stabil és nem is pontosan ismert, hanem egyetlen modulált generátort használunk. Így hangoláskor, illetve szintváltoztatáskor egyetlen generátort kell állítani, és nem szükséges két generátort együtt tartani szint- és frekvenciakülönbség szempontjából.

Az új mérőberendezés a *Távközlési Kutató Intézetben* készült, a GTT 4000/A, a GTT 4000/600 és a DRUZSBA jelű mikrohullámú berendezések műszerfejlesztési programja keretében. A KF-spektrumanalizátor áramáramköreit *Meleg József*; a KF-modulátor áramköreit *Margittai Pál*; a transzponáló egység mikrohullámú részét *Berceli Tibor*, a műszaki tudományokkandidátusa, elektronikus részét *Baranyi András* tervezte.

#### Irodalom

1. W. Runge: Untersuchungen an amplituden- und frequenzmodulierten Sendern, Elektrische Nachrichtentechnik, 1930. dec., p. 492.
2. A. Hund: Frequency Modulation (McGraw—Hill, New York, 1942), p. 40.
3. Sárkány Tamás: Új mérőmódszer AM-PM konverzió és AM-kompresszió mérése, kandidátusi értekezés, Budapest 1960.
4. Sárkány Tamás: Mérési eljárás AM-PM konverzió és AM-kompresszió mérése, TA-571 számú szabadalom.
5. Sárkány Tamás: Spektrumanalizátor, TA-567 számú szabadalom.
6. J. P. Laico, H. L. McDowell, C. R. Moster: A Medium Power Traveling-Wave Tube for 6,000-Mc Radio Relay, Bell System T. J., 1956. nov, p. 1319.
7. C. F. Augustine, A. Slocum: 6 kMc Phase Measurement System for Traveling Wave Tubes, IRE Trans. PG1-4, 1955. okt, p. 145.
8. B. Hård: Some Design Problems in FM Broadband Microwave Systems, Alta Frekvenza, 1958. júl—aug., p. 256.
9. Ref. [6], p. 1336.
10. B. Я. Король: szóbeli közlés.
11. Berceli Tibor: szóbeli közlés.
12. Berceli Tibor: Haladóhullámú erősítők, Magyar Híradástechnika, XI. évf. 6. sz., 1960. jún., p. 108.

## SZEMLE

Összeállította: HARGITAI ENDRE

Az idén egyik japán cég teljesen tranzisztoros hordozható televízió vevőkészüléket hoz piacra. A készülékben 23 tranzistor és 14 dióda lesz. A képcső 12 cm-es. A 12 V-os telepből 15 W-ot vesz fel a készülék, amelynek súlya mindössze 5 kg. Ára kb 200 dollár lesz.

\*

Ugyancsak Japánban egyik cég olyan tranzisztoros zsebrádiót hozott piacra, amely egyben fényképezőgép is. A kombináció az amatőrök több milliós tábora részére készült; két kis tok helyett csak egyet kell vállukra akasszanak; Zenét is hallgathatnak, de emellett a fényképezésről sem kell lemondani kirándulás alkalmával. Az új készülék neve RAMERA.

A General Electric Co cég a Hazel Gove-i és Coventry-i félévezető gyáraiban hetente 120 000 diódát és tranzisztort állít elő.

\*

1959-ben 250 millió gramofonlemezt állítottak elő a világon. Ehhez 18 000 tonna vinil- és 7000 tonna sztirolyantát használtak fel. A műanyagokkal szemben támasztott követelmények igen nagyok, mert például a hosszanjátszó lemezeknél 80...120 barázda jut egy centiméterre, ami azt jelenti, hogy a 0,08 mm széles és 0,04 mm mély vágatok sajtólása rendkívül „tisztá” munkát követel meg. Lejátszáskor a fajlagos túnyomás 350 kg/cm<sup>2</sup> nagyságú, ilyen igénybevétel mellett is több száz lejátszást ki kell bírnia a lemez anyagának.



## Felületi hullámvezetők tervezése

DR. BERCELI TIBOR

a műszaki tudományok kandidátusa  
a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja  
Távközlési Kutató Intézet

*A szerző olyan bevonatos huzalok menti hullámterjedés kérdéseit tárgyalja, melyek bevonata dielektromos és mágneses tulajdonsággal rendelkezik. Közelítő képleteket ad ilyen bevonatos huzalok esetében a mezőkoncentráció, a csoportsebesség, a futási idő, a teljesítmény-eloszlás, a hullámellenállás, a veszteségek és az átvihető teljesítmény meghatározására.*

*A mágneses bevonat erősebben koncentrálja a teret, mint a dielektromos. A mezőkoncentráció gyorsan nő a permeabilitás növelésével és kevésbé függ a dielektromos állandótól. A felületi hullámvezetők fázistorzítása kismértékű és ellenkező értelmű, mint a csőtáponnalak fázistorzítása. Ezért rövid csőtáponnalal kiegyenlíthető.*

*Adott táponnal teljes veszteségének a mezőkoncentráció függvényében minimuma van. A minimális veszteséghez tartozó mezőkoncentráció megfelelő vastagságú bevonattal állítható elő. Az átvihető teljesítmény számítására két képlet szolgál. Az egyik megadja az átvihető impulzus csúcs-teljesítmény értékét, a másik pedig az átvihető átlagteljesítmény értékét.*

### 1. Bevezetés

Az utóbbi években jelentős érdeklődést keltett a felületi hullámterjedés kérdése. Sommerfeld [1] már 1899-ben elméletileg kimutatta, hogy egy véges vezetőképességű és sima felületű hengeres huzal mentén felületi hullámterjedés lehetséges. Újabban a figyelmet e kérdésre Goubau [2], [3] irányította, rámutatva a felületi hullámterjedés viszonylag kis csillapítására. Sok esetben a sima fémhuzal menti erőter kiterjedése nagy és ezért a hullámterjedést zavarják a környező tárgyak. Goubau a mező erősebb koncentrációja céljából a huzalt dielektromos réteggel vonta be. Elméleti és kísérleti vizsgálatait ilyen huzalokon végezte. A mező koncentrációja mágneses bevonattal is növelhető. Ilyen vezetőkkel elsősorban Kaden [4] foglalkozott. A felületi hullámok különböző fajtáinak általános elméleti problémáit Barlow és Cullen [5] tárgyalta.

Ebben a cikkben olyan huzalokkal foglalkozunk, melyek bevonata dielektromos és mágneses tulajdonsággal rendelkezik. Célunk az ilyen bevonatos huzalok számításához és gyakorlati tervezéséhez használható közelítő képletek meghatározása volt. A hullámterjedés jellemzőinek a vezető adataitól való függését

diagrammokon is bemutatjuk. A nyert eredmények használhatók dielektromos bevonatú huzalok esetére is, amikor a viszonylagos permeabilitás értéke 1; és használhatók az eredmények mágneses bevonatú huzalok esetére is, ekkor a viszonylagos dielektromos állandó értéke 1.

Meghatároztuk a mezőkoncentrációnak a függését a bevonat dielektromos állandójától és permeabilitásától. Közelítő képleteket adunk a fázissebesség, a csoportsebesség, a futási idő, a vezető körüli teljesítményeloszlás, a bevonatban haladó teljesítményhányad és a hullámellenállás számításához. Foglalkozunk továbbá a vezeték-csilapítás, a gerjesztési veszteség, az optimális mezőkoncentráció és a maximális átvihető teljesítmény meghatározásával. Végül eljárást ismertetünk a felületi hullámvezetők tervezésére, s ezt példával illusztráljuk.

### 2. Mezőegyenletek

Számításainkat végtelen kiterjedésű homogén térben kifizített végtelen hosszú bevonatos huzal esetére végezzük. A huzal bevonata dielektromos és mágneses tulajdonságú. A Maxwell-egyenleteknek ilyen határfeltételek esetére nyert megoldásai közül számunkra csak az a megoldás lesz érdekes, mely radiálisan szimmetrikus transzverzális mágneses hullámokat ad. Más módusok csillapodása nagy és gerjedésük sem valószínű a szimmetrikus elrendezés miatt, ezért a további tárgyalásból ezeket kizárjuk.

A bevonatos huzal keresztmetszeti képét a koordináta-rendszer elhelyezésével együtt az 1. ábra mutatja. A fémhuzal sugara  $r_1$ , a bevonat külső sugara  $r_2$ . A hullám terjedési iránya a  $z$  irány. A gerjesztés legyen az idő függvényében szinuszos. Számításainkat csillapítatlan hullámterjedés esetére végezzük. A huzal vezetőképességét tehát végtelennek vesszük, a bevonatot pedig veszteségmentesnek tételezzük fel.

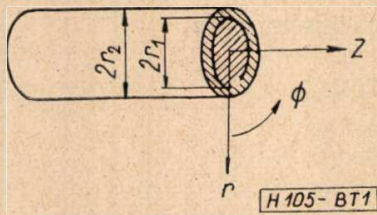
#### 2.1 Térerősség-összetevők

A bevonatban a térerősség-összetevőket leíró egyenletek:

$$\left. \begin{aligned} E_{ri} &= A_i \frac{\gamma}{g_i} [N_0(g_i r_1) J_1(g_i r) - J_0(g_i r_1) N_1(g_i r)] e^{j\omega t - \gamma z} \\ E_{zi} &= A_i [N_0(g_i r_1) J_0(g_i r) - J_0(g_i r_1) N_0(g_i r)] e^{j\omega t - \gamma z} \\ H_{\phi i} &= A_i \frac{K_i}{g_i} \sqrt{\frac{\epsilon_i}{\mu_i}} [N_0(g_i r_1) J_1(g_i r) - J_0(g_i r_1) N_1(g_i r)] e^{j\omega t - \gamma z} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Az  $A_i$  együttható a gerjesztés erősségétől függ, az  $i$  index a bevonatra utal.  $N_0$  illetőleg  $N_1$  a nullarendű, illetőleg az elsőrendű Neumann-

függvényt,  $J_0$ , illetőleg  $J_1$  a nullarendű, illetőleg az elsőrendű Bessel-függvényt jelöli. Továbbá  $\omega$  a szögfrekvencia,  $t$  az időkoordináta,  $K_i$



1. ábra. A bevonatos huzal keresztmetszeti képe és a koordináta rendszer elhelyezése

pedig a szabad hullám terjedési tényezője a bevonat anyagában :

$$K_i = j\omega \sqrt{\epsilon_i \mu_i} \quad (2)$$

ahol  $\epsilon_i$  a bevonat dielektromos állandója,  $\mu_i$  pedig a permeabilitása.

A  $g_i$  paraméter definíciója a következő:

$$g_i = \sqrt{\gamma^2 - K_i^2} \quad (3)$$

A  $\gamma$  paraméter a felületi hullám terjedési tényezője, mely általában komplex:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (4)$$

Itt  $\alpha$  a csillapítási tényező és  $\beta$  a fázistényező.

Mivel csillapítatlan hullámterjedést vizsgálunk, a  $\gamma$  terjedési tényező képzetes. Értéke  $K_i$  és  $K_0$  között van, mint ez fizikailag nyilvánvaló. Ezért a  $g_i$  paraméter valós.

A külső teret leíró egyenletek:

$$\left. \begin{aligned} E_{r0} &= -j A_0 \frac{\gamma}{g_0} H_1^{(1)}(jg_0 r) e^{j\omega t - \gamma z} \\ E_{z0} &= A_0 H_0^{(1)}(jg_0 r) e^{j\omega t - \gamma z} \\ H_{\phi 0} &= -j A_0 \frac{K_0}{g_0} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} H_1^{(1)}(jg_0 r) e^{j\omega t - \gamma z} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Az  $A_0$  együttható a gerjesztés erősségétől függ, a 0 index a külső térre utal.  $H_0^{(1)}$ , illetve  $H_1^{(1)}$  az elsőfajú nullarendű, illetve elsőrendű Hankel-függvény.  $K_0$  a szabadtéri terjedési tényező:

$$K_0 = j\omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \quad (6)$$

ahol  $\epsilon_0$  a külső tér dielektromos állandója,  $\mu_0$  pedig a permeabilitása.

A  $g_0$  paraméter:

$$g_0 = \sqrt{K_0^2 - \gamma^2} \quad (7)$$

### 2.2. Határfeltételek

A felülettel párhuzamos térerősség-összetevők folytonosan mennek át a felületen. Tehát hányadosuk is folytonosan megy át :

$$\left( \frac{E_{zi}}{H_{\phi i}} \right)_{r=r_2} = \left( \frac{E_{z0}}{H_{\phi 0}} \right)_{r=r_2} \quad (8)$$

Helyettesítsük be ide az (1) és az (5) egyenleteket:

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{\mu_i}{\epsilon_i}} \frac{g_i}{K_i} \frac{N_0(g_i r_1) J_0(g_i r_2) - J_0(g_i r_1) N_0(g_i r_2)}{N_0(g_i r_1) J_1(g_i r_2) - J_0(g_i r_1) N_1(g_i r_2)} &= \\ = j \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{g_0}{K_0} \frac{H_0^{(1)}(jg_0 r_2)}{H_1^{(1)}(jg_0 r_2)} & \quad (9) \end{aligned}$$

Ezzel kiküszöböltük az  $A_0$ ,  $A_i$  és  $\gamma$  tényezőket.

A (3) és a (7) egyenletekből kiküszöbölve  $\gamma$  értékét:

$$g_i^2 = K_0^2 - K_i^2 - g_0^2 \quad (10)$$

Két ismeretlen:  $g_i$  és  $g_0$  meghatározására rendelkezésünkre áll tehát két egyenlet. A (9) egyenlettel való számítás azonban bonyolult, ezért közelítésekkel fogunk élni.

### 2.3 A közelítő számítás korlátai

Közelítéseinkben feltételezzük, hogy:

$$g_i r_2 \ll 1 \quad \text{és} \quad g_0 r_2 \ll 1 \quad (11)$$

Ekkor a (9) egyenletben szereplő hengerfüggvények kis argumentumú közelítéseit használhatjuk.

Továbbá a (10) egyenletben el fogjuk hanyagolni  $g_0^2$  értékét  $K_i^2 - K_0^2$  mellett. Ennek feltétele:

$$\left| \frac{g_0}{K_0} \right|^2 \ll \epsilon_{ir} \mu_{ir} - 1 \quad (12)$$

Ahol  $\epsilon_{ir} = \frac{\epsilon_i}{\epsilon_0}$  a bevonat relatív dielektromos

állandója és  $\mu_{ir} = \frac{\mu_i}{\mu_0}$  a bevonat relatív permeabilitása. Itt a  $K_i^2$  mennyiséget  $K_0^2$ -tel fejeztük ki. A (12) feltétel a (20) képlet értelmében meghatároz egy minimális fázissebességet, amelyre a közelítő számítás már nem alkalmazható. E minimális fázissebesség értéke csak  $\epsilon_{ir}$ -től és  $\mu_{ir}$ -től függ, és pedig ezek növekedésével csökken.

A (12) feltétel teljesülése esetén  $g_i$  közelítőleg:

$$g_i \approx \sqrt{K_0^2 - K_i^2} \quad (13)$$

Helyettesítsük be a (13) kifejezést (11) első egyenlőtlenségébe és fejezzük ki  $r_2$  értékét:

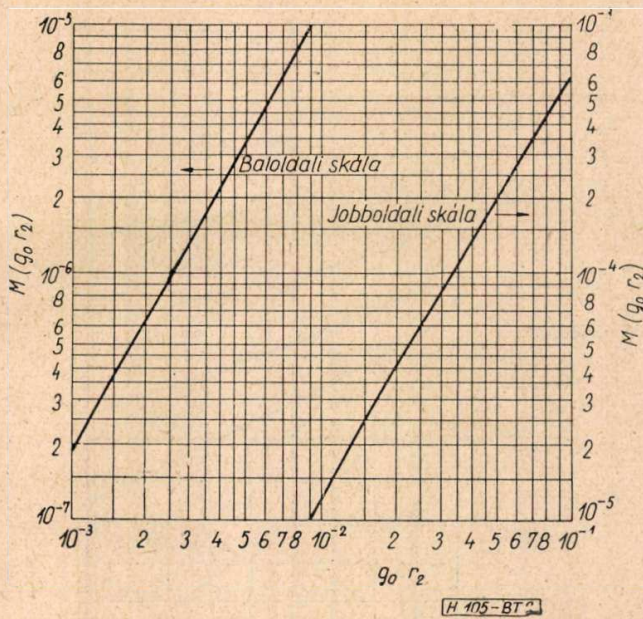
$$r_2 \ll \frac{\lambda_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_{ir} \mu_{ir} - 1}} \quad (14)$$

Mint ahogy  $g_i > g_0$ , a (14) feltétel teljesülése esetén (11) második feltétele is teljesül.

A közelítő számítás tehát olyan vezetők esetére érvényes, amelyek külső sugara a hullámhosszhoz képest kicsi, és pedig a (14) feltételnek megfelelően; továbbá amelyek esetén a hullámterjedés fázissebessége jóval nagyobb a (12) feltétel révén meghatározott értéknél.

### 3. Mezőkoncentráció

Helyettesítsük a Bessel-, Neumann- és Hankel-függvények kis argumentumú közelítéseit a (9) egyenletbe, akkor a következőt nyerjük:



2. ábra. A mezőkonzentráció ( $g_0$ ) meghatározására szolgáló görbe, melyet a (17) egyenlet ad meg

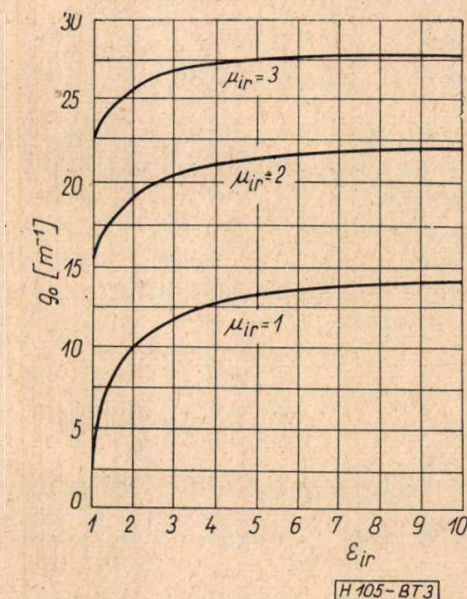
$$\sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i} \frac{g_i^2}{K_i} r_2} \ln \frac{r_2}{r_1} = - \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0} \frac{g_0^2}{K_0} r_2} \ln 0,89 g_0 r_2 \quad (15)$$

A levezetés során egy további elhanyagolást végeztünk, amely a (11) feltételen alapult. Helyettesítsük  $g_i^2$  helyébe a (13) közelítést és rendezzük át az egyenletet:

$$\left(\mu_{ir} - \frac{1}{\varepsilon_{ir}}\right) \left(\frac{r_2}{\lambda_0}\right)^2 \ln \frac{r_2}{r_1} = - \left(\frac{g_0 r_2}{2\pi}\right)^2 \ln 0,89 g_0 r_2 \quad (16)$$

Vezessük be az  $M(g_0 r_2)$  jelölést, mely előbbi egyenletünk jobb oldalával azonos:

$$M(g_0 r_2) = - \left(\frac{g_0 r_2}{2\pi}\right)^2 \ln 0,89 g_0 r_2 \quad (17)$$



3. ábra. A mezőkonzentráció ( $g_0$ ) függése a dielektromos állandótól. A görbék segédváltozója a permeabilitás

Így a (16) egyenlet az alábbi:

$$\left(\mu_{ir} - \frac{1}{\varepsilon_{ir}}\right) \left(\frac{r_2}{\lambda_0}\right)^2 \ln \frac{r_2}{r_1} = M(g_0 r_2) \quad (18)$$

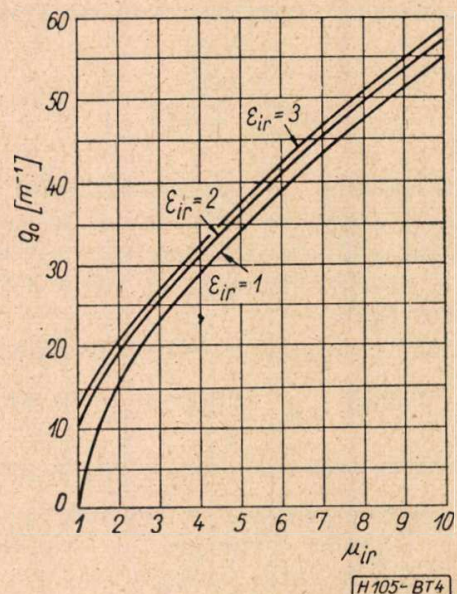
Az egyenlet bal oldalán szereplő tényezők adottak, ezekből  $M(g_0 r_2)$  kiszámítható. Ennek ismeretében (17) alapján  $g_0 r_2$ , ebből  $g_0$  meghatározható. Mivel ez az egyenlet számítások céljára alkalmatlan,  $M(g_0 r_2)$  értékét diagramban ábráztuk  $g_0 r_2$  függvényében (2. ábra).

A  $g_0$  paraméter jelzi a mezőkonzentrálódás mértékét. Minél nagyobb  $g_0$ , annál nagyobb a mezőkonzentráció. A mezőkonzentráció a felületi hullám legfontosabb jellemzője. Valamennyi egyéb jellemző ennek a függvénye.

A mezőkonzentráció, vagyis  $g_0$  növekszik a frekvencia, a bevonatvastagság, a dielektromos állandó és a permeabilitás növelésével; a huzalátmérő növelésével pedig csökken. A frekvencia változással létrejövő mezőkonzentráció-változás nagymértékű.

Érdeemes külön kiemelni a mezőkonzentráció függését az anyagi jellemzőktől. A dielektromos állandó hatását a mezőkonzentrációra a 3. ábrán mutatjuk be. Az ábrázolt eset olyan vezetőre vonatkozik, amelynek külső sugara 1,5 mm, belső sugara 1,2 mm és az üzemi frekvencia 3000 MHz. Nézzük először a dielektromos bevonat esetét, vagyis azt, amikor  $\mu_{ir} = 1$ . Az  $\varepsilon_{ir} = 1$  és  $\varepsilon_{ir} = 2$  értékek között  $\varepsilon_{ir}$  növekedésével igen gyorsan nő a mezőkonzentráció. Az  $\varepsilon_{ir} = 2$  értéktől kezdve a mezőkonzentráció növekedése kicsi\*. Nagy dielektromos állandójú anyag használata a mezőkonzentráció növelése szempontjából számottevő előnyt tehát nem

\* Feltételezzük, hogy a következő módus, a  $TM_{0,2}$  hatásfrekvenciájához nem vagyunk közel. Egyébként is csak ilyen viszonyok érdekesek, mert akkor nem nagy a hullámvezető csillapítása.



4. ábra. A mezőkonzentráció ( $g_0$ ) függése a permeabilitástól. A görbék segédváltozója a dielektromos állandó

jelent. Ha a bevonat mágneses tulajdonsággal is rendelkezik, a dielektromos állandónak a mezőkoncentrációra kifejtett hatása a permeabilitás növekedésével erősen csökken, amint ez a 3. ábrából látható.

A permeabilitásnak a mezőkoncentrációra való hatását a 4. ábrán mutatjuk be. Az értékek most is arra az esetre vonatkoznak, amikor a vezető külső sugara 1,5 mm, belső sugara 1,2 mm és az üzemi frekvencia 3000 MHz. Mint látható, a mezőkoncentráció a permeabilitás növelésével gyorsan nő, viszont alig függ a dielektromos állandótól. A 3. és a 4. ábrát összehasonlítva megállapíthatjuk továbbá, hogy a mágneses bevonat erősebben koncentrálja a teret, mint a dielektromos. A mezőkoncentráció növelése céljából érdemes tehát nagy permeabilitású anyagot alkalmazni. Ez azonban a csillapítás növekedésével jár együtt, mivel a rendelkezésre álló mágneses anyagok vesztesége nagyobb a dielektromos anyagokénál. A mágneses bevonat tervezési előnyöket a méteres hullámok tartományában nyújt, ahol a szükséges mezőkoncentráció dielektromos anyagok használata esetén csak vastag bevonattal érhető el.

#### 4. Fázissebesség, csoportsebesség

##### 4.1 Fázishullámhossz, fázissebesség

A terjedési tényezőt  $g_0$  ismeretében a (7) képletből nyerhetjük. Csillapítatlan hullámterjedésről lévén szó, a  $\gamma$  terjedési tényező képzetes, abszolút értéke tehát megegyezik a fázistényezővel. Ebből a fázishullámhossz:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 + g_0^2 \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2}} \quad (19)$$

A fázishullámhossz mindig kisebb, mint a szabadtéri hullámhossz. A felületi hullám hossza a mezőkoncentráció és a frekvencia növelésével csökken.

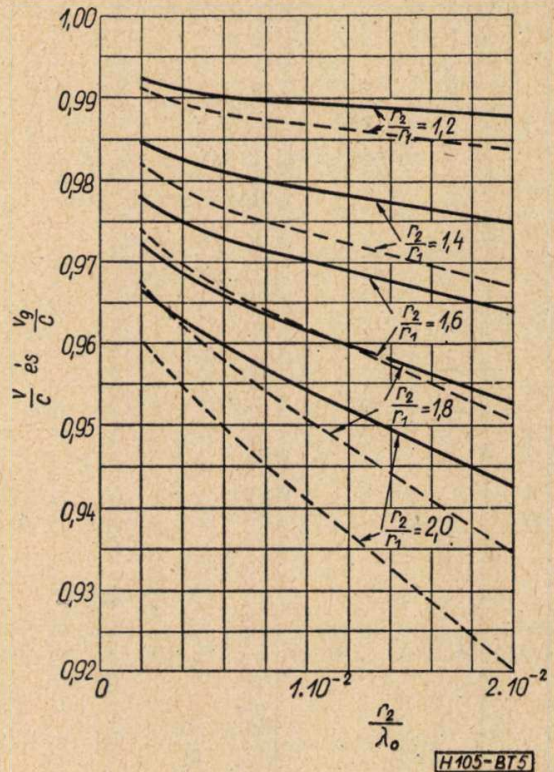
Hasonlóképpen nyerhető a fázissebesség:

$$v = \frac{c}{\sqrt{1 + g_0^2 \left(\frac{c}{\omega}\right)^2}} \quad (20)$$

A fázissebesség mindig kisebb, mint a fénysebesség. A mezőkoncentráció és a frekvencia növelésével csökken. A fázissebesség frekvenciafüggő, a csoportsebesség így nem egyenlő a fázissebességgel.

A fázissebességnek a fénysebességhez viszonyított értékét  $\frac{r_2}{\lambda_0}$  függvényében különböző

$\frac{r_2}{r_1}$  értékek esetére az 5. ábrán adjuk meg (folytonos vonalú görbék). A görbék polietilénbevonatú vezetők vonatkoznak, vagyis  $\epsilon_{ir} = 2,26$ . A vízszintes tengely léptéke változatlan  $r_2$  esetén arányos a frekvenciával. Mint látható, a frekvencia növelésével a fázissebesség csökken. Úgyszintén csökken a fázissebesség a



5. ábra. A fázissebességnek a fénysebességhez viszonyított értéke (folytonos vonalú görbék) és a csoportsebességnek a fénysebességhez viszonyított értéke (szaggatott vonalú görbék)  $\frac{r_2}{\lambda_0}$  függvényében különböző  $\frac{r_2}{r_1}$  értékek esetében. A dielektromos állandó:

$$\epsilon_{ir} = 2,26$$

bevonatvastagság növelésével (azaz  $\frac{r_2}{r_1}$  növekedésével) is.

##### 4.2 Futási idő, csoportsebesség

A futási időt egységnyi hosszra vonatkoztatva a következő képlet adja meg:

$$\tau = \frac{1}{c} \left[ 1 + \frac{c^2}{2} \left( \frac{g_0}{\omega} \right)^2 \frac{\ln 0,89 g_0 r_2 - 0,5}{\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5} \right] \quad (21)$$

A futási idő nagyobb, mint a fény terjedési ideje. A részletes számítást a Függelék 1. pontjában közöljük.

A csoportsebesség a futási idő reciproka. A (21) képlet reciprokát véve a csoportsebességre megfelelő átalakítások után a következő kifejezést kapjuk:

$$v_g = v - \frac{c^3}{2} \left( \frac{g_0}{\omega} \right)^2 \frac{1}{\ln \frac{0,68}{g_0 r_2}} \quad (22)$$

A csoportsebességnek a fénysebességhez viszonyított értékét  $\frac{r_2}{\lambda_0}$  függvényében, különböző

$\frac{r_2}{r_1}$  értékek esetére szintén az 5. ábrán láthatjuk (szaggatott vonalú görbék). A dielektromos állandó:  $\epsilon_{ir} = 2,26$  ismét. Amint lát-

$$\frac{\partial \tau}{\partial \omega} = \frac{c}{2} \frac{g_0^2}{\omega^3} \left[ -\frac{\ln 0,89 g_0 r_2 - 0,5}{(\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5)^2} + \frac{\ln 0,89 g_0 r_2}{(\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5)^3} \right] \quad (23)$$

ható, a csoportsebesség kisebb a fázissebesség-nél; a frekvencia és a bevonatvastagság növelésével értéke csökken.

Kérdés, milyen a futási idő frekvenciafüggése. E célból képezzük  $\tau$ -nak a frekvencia szerinti deriváltját. A részletes számítás elég hosszadalmas, ezért csak a végképletet (23) közöljük.

A  $\frac{\partial \tau}{\partial \omega}$  érték pozitív, a futási idő így a frekvencia növelésével nő, vagyis a csoportsebesség a frekvencia növelésével csökken, mint ezt már említettük. Csőtápvonalakban terjedő hullámok csoportsebessége a frekvencia növelésével nő, mégpedig sokkal gyorsabban, mint amilyen gyorsan csökken a felületi hullámvezetők mentén terjedő hullámok csoportsebessége. A felületi hullámvezető fázistorzítása tehát rövid csőtápvonallal kiegyenlíthető.

## 5. Teljesítményeloszlás

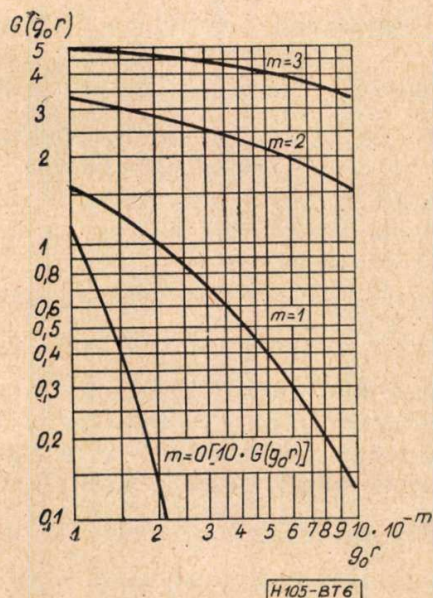
### 5.1 Teljesítményeloszlás a vezeték körül

Vizsgáljuk meg, milyen a teljesítményeloszlás a vezeték körül. Határozzuk meg e célból egy, a vezeték körüli  $r$  sugarú hengeren kívül terjedő teljesítmény mennyiségét. Írjuk fel a

$$P_r = -A_0 A_0^* \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \gamma \frac{K_0}{g_0^4} G(g_0 r) \quad (26)$$

ahol:

$$G(g_0 r) = -(g_0 r)^2 \left\{ \frac{2j}{g_0 r} H_0^{(1)}(jg_0 r) H_1^{(1)}(jg_0 r) + [H_0^{(1)}(jg_0 r)]^2 + [H_1^{(1)}(jg_0 r)]^2 \right\} \quad (27)$$



6. ábra. A vezeték körüli teljesítményeloszlás számítására szolgáló görbék, melyeket a (27) egyenlet határoz meg

Poynting-vektor  $Z$  irányú összetevőjét:

$$S_z = \frac{1}{2} \operatorname{Re} [E_{r_0} H_{\phi_0}^*] = -\frac{1}{2} A_0 A_0^* \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \frac{\gamma K_0}{g_0^2} [H_1^{(1)}(jg_0 r)]^2 \quad (24)$$

A  $\frac{1}{2}$ -es szorzó az időbeli átlagolás következménye. A konjugált érték képzésénél figyelembe vettük a Hankel-függvény viselkedését: a  $H_1^{(1)}$  Hankel-függvény pozitív képzetes argumentum esetén negatív valós, így konjugáltja megegyezik az eredeti értékkel.

Integráltjuk a Poynting-vektor (24) szerinti értékét az  $r$  és  $\infty$  közötti gyűrű alakú felületre, ekkor kapjuk az  $r$  sugarú hengeren kívül terjedő teljesítményt:

$$P_r = 2\pi \int_r^\infty S_z r dr = -\pi A_0 A_0^* \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \frac{\gamma K_0}{g_0^2} \int_r^\infty [H_1^{(1)}(jg_0 r)]^2 r dr \quad (25)$$

Az integrál megoldását a függelék 2. pontjában közöljük. Az ott szereplő eredményt a (25) egyenletbe helyettesítve:

A  $G(g_0 r)$  függvény a 6. ábrán látható. Az  $m$  paraméter  $g_0 r$  dekádjait jelzi. Az  $m=0$  esetben  $G(g_0 r)$  10-szeresét ábrázoltuk, hogy a görbe a diagrammon elférjen.

A  $g_0 r < 0,1$  tartományban a Hankel-függvények kis argumentumú közelítéseit használhatjuk. Ekkor  $G(g_0 r)$  értéke:

$$G(g_0 r) \approx -\frac{8}{\pi^2} [\ln 0,89 g_0 r + 0,5],$$

ha  $g_0 r < 0,1$ . (28)

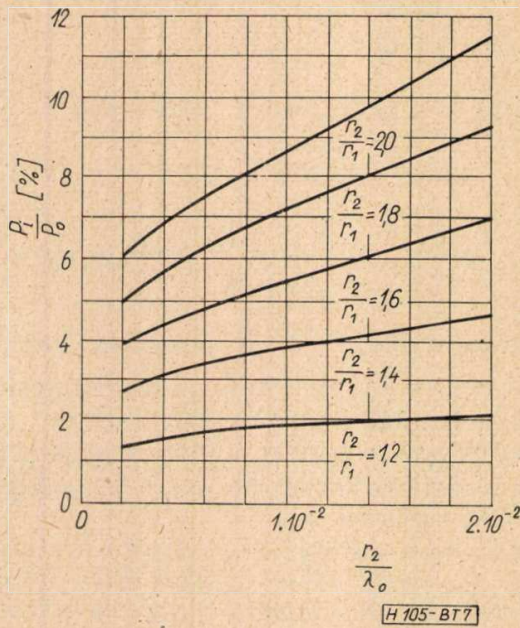
Az  $r$  sugarú hengerfelületen kívül terjedő teljesítmény tehát, ha  $g_0 r < 0,1$ , közelítőleg:

$$P_r \approx A_0 A_0^* \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \frac{\gamma K_0}{g_0^4} [\ln 0,89 g_0 r + 0,5],$$

ha  $g_0 r < 0,1$ . (29)

### 5.2 A vezeték mentén a külső térben haladó teljesítmény

Fejezzük ki az  $A_0$  tényezőt az  $I_0$  áramerősséggel. A gerjesztési törvény értelmében jó



7. ábra. A bevonatban haladó teljesítménynek a vezeték mentén a külső térben haladó teljesítményhez viszonyított értéke  $\frac{r_2}{\lambda_0}$  függvényében különböző  $\frac{r_2}{r_1}$  értékek esetére. A dielektromos állandó:  $\epsilon_{ir} = 2,26$

közelítéssel:  $(H_{\phi_0})_{r=r_2} = \frac{I_0}{2\pi r_2}$ . Itt elhanyagoltuk a bevonatban haladó eltolási áramok hatását.  $H_{\phi_0}$  (5)-ben megadott értékével:

$$A_0 A_0^* \approx \frac{g_0^4}{16 \omega^2 \epsilon_0^2} I_0^2 \quad (30)$$

Ahol  $I_0$  az áramerősség amplitudója.

A vezeték mentén a külső térben haladó teljesítményt a (29) képlet adja meg  $r = r_2$  helyettesítéssel. Vegyük figyelembe a (30) összefüggést, így a vezeték mentén a külső térben haladó teljesítményre a következő kifejezést kapjuk:

$$P_0 = \frac{j}{4\pi} I_0^2 \frac{\gamma}{\omega \epsilon_0} [\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5] \quad (31)$$

### 5.3 A bevonatban haladó teljesítmény

A bevonatban haladó teljesítményt  $E_{ri}$  és  $H_{\phi_i}$  értékei határozzák meg, amelyeket az (1) egyenletek adnak meg. Mivel  $g_i r_2 \ll 1$ , használhatjuk a Bessel- és a Neumann-függvények kis argumentumú közelítéseit. A későbbiek szempontjából előnyösebb a térerősség-összetevőket az áramerősséggel kifejezni. Keressük meg ezért az  $A_i$  tényező és az  $I_0$  áramerősség közti összefüggést. A gerjesztési törvény értelmében a mágneses térerősség a huzal felületén:

$$(H_{\phi_i})_{r=r_1} = \frac{I_0}{2\pi r_1}$$

Így  $H_{\phi_i}$  (1) szerinti értékével:

$$A_i = -j \frac{g_i^2}{4 \omega \epsilon_i} I_0 \quad (32)$$

A mágneses térerősség fázisban van az áramerősséggel. Az  $A_i$  tényező fázisát ennek megfelelően választottuk meg.

A bevonatban levő térerősségeknek az áramerősséggel kifejezett közelítő értékei tehát:

$$\left. \begin{aligned} E_{ri} &= -j \frac{1}{2\pi} \frac{\gamma}{\omega \epsilon_i} I_0 \frac{1}{r} e^{j\omega t - \gamma z} \\ E_{zi} &= j \frac{1}{2\pi} \frac{g_i^2}{\omega \epsilon_i} I_0 \ln \frac{r}{r_1} e^{j\omega t - \gamma z} \\ H_{\phi_i} &= \frac{1}{2\pi} I_0 \frac{1}{r} e^{j\omega t - \gamma z} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

A behelyettesítés után  $E_{ri}$  és  $H_{\phi_i}$  kifejezésében egy  $g_i r$ -től függő tag is adódott, ezt azonban, mivel  $g_i r \ll 1$ , az  $\frac{1}{g_i r}$  tag mellett elhanyagoltuk.

A bevonatban haladó teljesítményt a Poynting-vektor tengelyirányú összetevőjének a bevonat keresztmetszetére képzett integrálja adja meg. Az integrálást elvégezve és a (16) egyenletet figyelembe véve a bevonatban haladó teljesítményre a következő kifejezést nyerjük:

$$P_i = -\frac{j}{4\pi} \frac{1}{\epsilon_{ir} \mu_{ir} - 1} \left( \frac{g_0}{K_0} \right)^2 \frac{\gamma}{\omega \epsilon_0} I_0^2 \ln 0,89 g_0 r_2 \quad (34)$$

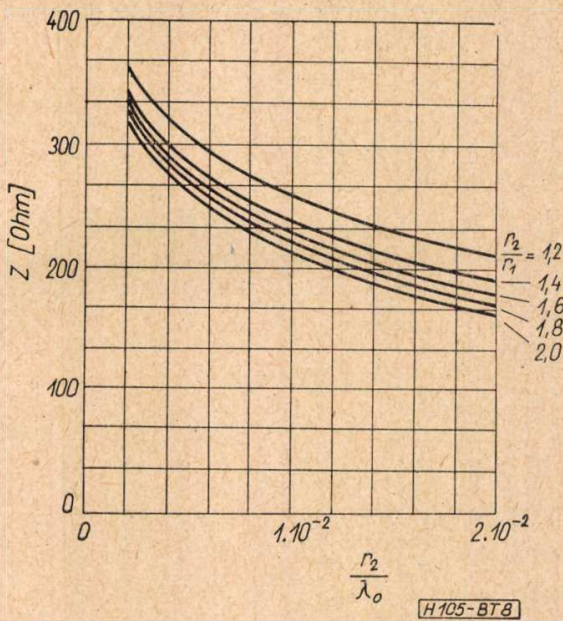
Nézzük meg, hogy a bevonatban haladó teljesítmény hányadrésze a vezeték mentén a külső térben haladó teljesítménynek. E célból képezzük a (34) és a (31) egyenletek hányadosát:

$$\frac{P_i}{P_0} = -\frac{1}{\epsilon_{ir} \mu_{ir} - 1} \left( \frac{g_0}{K_0} \right)^2 \frac{\ln 0,89 g_0 r_2}{\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5} \quad (35)$$

A bevonatban haladó teljesítménynek a vezeték mentén a külső térben haladó teljesítményhez viszonyított értéke  $\frac{r_2}{\lambda_0}$  függvényében, különböző  $\frac{r_2}{r_1}$  értékek esetére a 7. ábrán látható. Itt is  $\epsilon_{ir} = 2,26$  (polietilén-bevonat).

Amint látható, a bevonatban haladó teljesítmény-hányad a frekvencia és a bevonatvastagság növekedésével nő, vagyis nő a mezőkonzentráció növelésével.

A bevonat dielektromos állandójának növekedésével a  $\frac{P_i}{P_0}$  hányados csökken. Az energia egy része kiszorul a külső térbe. A permeabilitás növelése viszont a fenti arányt ellenkező értelemben befolyásolja. A permeabilitás növekedésével közel egyenes arányban nő  $g_0$  értéke, ezért nő a  $\frac{P_i}{P_0}$  hányados. A dielektromos állandó növekedésével viszont  $g_0$  értéke az egyenes aránynál lényegesen lassabban nő, ezért a  $\frac{P_i}{P_0}$  hányados csökken. Változatlan



8. ábra. A hullámellenállás  $\frac{r_2}{\lambda_0}$  függvényében. A görbék segédváltozója  $\frac{r_2}{r_1}$ . A dielektromos állandó:  $\epsilon_{ir} = 2,26$

mezőkoncentráció esetén a dielektromos állandó és a permeabilitás növelésével a bevonatban haladó teljesítmény-hányad egyaránt csökken.

Vegyünk figyelembe 3%-nál kisebb fázissebesség-csökkenést és tételizzük fel, hogy  $\epsilon_{ir} \mu_{ir} > 2$ . Ekkor a kérdéses  $g_0$  tartományban  $\frac{P_i}{P_0}$  kisebb 8%-nál. Ezért  $P_i$  értékét  $P_0$  mellett a legtöbb gyakorlati esetben elhanyagolhatjuk.

## 6. Hullámellenállás

A hullámellenállás, az átvitt teljesítmény és az áramerősség között a következő összefüggés van:

$$P = \frac{1}{2} Z I_0^2 \quad (36)$$

A teljes átvitt teljesítmény helyett közelítőleg csak a vezeték mentén a külső térben átvitt teljesítménnyel fogunk számolni, a bevonatban haladó teljesítményt elhanyagoljuk. A (36) képletből (31) figyelembevételével:

$$Z = \frac{j}{2\pi} \frac{\gamma}{\omega \epsilon_0} (\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5) \quad (37)$$

Használjuk a  $\gamma \approx K_0$  közelítést, akkor 10-es alapú logaritmusra áttérve:

$$Z = 138 \log \frac{0,68}{g_0 r_2} \quad (38)$$

A hullámellenállás változatlan külső átmérő esetén csökken a mezőkoncentráció növekedésével, vagyis a bevonatvastagság, a frekvencia, a dielektromos állandó és a permeabilitás növelésével. Változatlan bevonatvastagság esetében a fémhuzal átmérőjének növelésekor a hullámellenállás szintén csökken.

A hullámellenállás értékét  $\frac{r_2}{\lambda_0}$  függvényében,

különböző  $\frac{r_2}{r_1}$  arányok esetére a 8. ábrán adjuk meg (a bevonat polietilén,  $\epsilon_{ir} = 2,26$ ). A hullámellenállás, mint látható, a frekvencia és a bevonatvastagság növelésével csökken.

A felületi hullámvezetők hullámellenállásának meghatározása hasznos a gyakorlati tervezés szempontjából, mégpedig a gerjesztő tölcser és a felületi hullámvezető illesztésének, vagy két különböző felületi hullámvezető illesztésének vizsgálatakor.

## 7. Veszteségek

### 7.1 Vezeték-csillapítás

A veszteségek hatását a szokásos módon számítjuk azzal a feltevessel, hogy a mezőeloszlás egy egyenfázisú síkban közelítőleg ugyanaz, mint a veszteségmentes esetben.

A teljesítmény változása  $z$  irányban:  $P = P_1 e^{-2\alpha z}$ . Differenciálva ezt a kifejezést és  $\alpha$  értékét kifejezve:

$$\alpha = -\frac{1}{2} \frac{1}{P} \frac{dP}{dz} \quad (39)$$

Itt  $\alpha$  a csillapítási tényező Neper/m-ben. A  $\frac{dP}{dz}$  differenciálhányados az egységnyi hosszban elvesztett energiát jelöli.

A vezeték vesztesége három részből áll: a huzal fémes veszteségéből, továbbá a bevonat dielektromos és mágneses veszteségéből.

A fémes veszteséget a huzalban folyó áram négyzetének a huzal ellenállásával való szorzata adja. A huzal egységnyi hosszán elvesztett energia tehát:

$$\frac{dP_c}{dz} = -\frac{1}{4\pi r_1} \sqrt{\frac{\omega \mu_c}{2\sigma_c}} I_0^2 \quad (40)$$

ahol  $\sigma_c$  a huzal vezetőképessége és  $\mu_c$  a permeabilitása.

A dielektromos veszteség miatt a bevonatban elvesző energia a teljes elektromos térerősséggel arányos, mely utóbbi az összetevők vektoriális összegezésével nyerhető. Mivel a sugárirányú elektromos térerősségösszetevő sokkal nagyobb, mint a tengelyirányú, ez utóbbit számításunkban elhanyagoljuk. Így a dielektromos veszteség miatt a bevonat egységnyi térfogatában

elvesző energia:  $-\frac{1}{2} \omega \epsilon_i \operatorname{tg} \delta |E_{ri}|^2$ , ( $\operatorname{tg} \delta =$  di-

elektromos veszteségi tényező). Integráljuk ezt a kifejezést a bevonat keresztmetszetének felületére, akkor a (16) egyenlet figyelembevételével kapjuk:

$$\frac{dP_d}{dz} = \frac{1}{4\pi} \frac{\gamma^2}{\omega \epsilon_0} \left(\frac{g_0}{K_0}\right)^2 \frac{1}{\epsilon_{ir} \mu_{ir} - 1} \operatorname{tg} \delta I_0^2 \ln 0,89 g_0 r_2 \quad (41)$$

A mágneses veszteség miatt a bevonat egységnyi térfogatában elvesző energia:

$-\frac{1}{2} \omega \mu_i \operatorname{tg} \varphi |H_{\Phi i}|^2$ , ( $\operatorname{tg} \varphi =$  mágneses veszteségi tényező). Ezt integrálva a bevonat kereszt-

metszetének felületére és figyelembe véve a (16) egyenletet, kapjuk:

$$\frac{dP_m}{dz} = -\frac{1}{4\pi} \omega \mu_0 \frac{\varepsilon_{ir} \mu_{ir}}{\varepsilon_{ir} \mu_{ir} - 1} \left(\frac{g_0}{K_0}\right)^2 \operatorname{tg} \varphi I_0^2 \ln 0,89 g_0 r_2 \quad (42)$$

Határozzuk meg ezután a csillapítási tényező értékét. A számítás folyamán a bevonatban haladó teljesítményt elhanyagoljuk és  $\frac{\gamma}{K_0}$

értékét 1-nek vesszük. A csillapítási tényező egyes tagjai a (31), (39), (40), (41) és (42) képletek alapján Neper/m dimenzióban a következők:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_c &= -\frac{1}{2} \frac{1}{r_1} \sqrt{\frac{\omega \varepsilon_0 \mu_c}{2 \sigma_c \mu_0}} \frac{1}{\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5} \\ \alpha_d &= \frac{j}{2} \frac{1}{\varepsilon_{ir} \mu_{ir} - 1} \frac{g_0^2}{K_0} \operatorname{tg} \delta \frac{\ln 0,89 g_0 r_2}{\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5} \\ \alpha_m &= \frac{j}{2} \frac{\varepsilon_{ir} \mu_{ir}}{\varepsilon_{ir} \mu_{ir} - 1} \frac{g_0^2}{K_0} \operatorname{tg} \varphi \frac{\ln 0,89 g_0 r_2}{\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5} \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

A teljes csillapítás a három tag összege. A fenti egyenleteket átalakítva és dB/m dimen-

zióra áttérve a teljes csillapítás:

$$\alpha = \frac{R(g_0 r_2)}{r_1 \sqrt{\lambda_0}} + \left[ \frac{1}{\varepsilon_{ir} \mu_{ir} - 1} \operatorname{tg} \delta + \frac{\varepsilon_{ir} \mu_{ir}}{\varepsilon_{ir} \mu_{ir} - 1} \operatorname{tg} \varphi \right] \frac{\lambda_0}{r_2^2} B(g_0 r_2), \quad \left[ \frac{\text{dB}}{\text{m}} \right] \quad (44)$$

ahol:

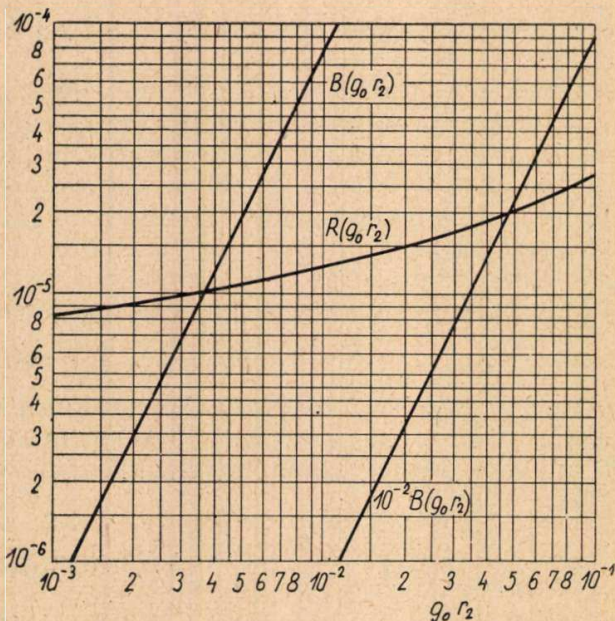
$$R(g_0 r_2) = -0,397 \sqrt{\frac{\mu_{cr}}{\sigma_c}} \frac{1}{\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5} \quad (45)$$

$$B(g_0 r_2) = 0,69 (g_0 r_2)^2 \frac{\ln 0,89 g_0 r_2}{\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5} \quad (46)$$

Ha a huzal anyaga réz:

$$R(g_0 r_2) \approx -5,25 \cdot 10^{-5} \frac{1}{\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5} \quad (47)$$

A könnyebb számítás kedvéért a (46) és a (47) függvényeket diagramban ábrázoltuk (9. ábra).



9. ábra. A csillapítás számítására szolgáló görbék, melyeket a (46) és a (47) egyenletek határoznak meg

A fémes csillapítás nő a mezőkoncentráció növekedésével, vagyis a frekvencia, a bevonatvastagság, a dielektromos állandó és a permeabilitás növelésével. A huzalátmérő és a vezetőképesség növelésével a fémes csillapítás csökken.

A dielektromos csillapítás nő a frekvencia, a bevonatvastagság és a permeabilitás növelésével. A dielektromos állandó növelésével azonban csökken, mivel ez csökkenti a bevonatban az elektromos térerősséget. Változatlan mezőkoncentráció esetén a dielektromos csillapítás a külső átmérőtől alig függ.

A mágneses csillapítás növekszik a frekvencia, a bevonatvastagság és a permeabilitás növelésével, a dielektromos állandótól viszont alig függ. Változatlan mezőkoncentráció esetén a mágneses csillapítást a külső átmérő változása csak kismértékben befolyásolja.

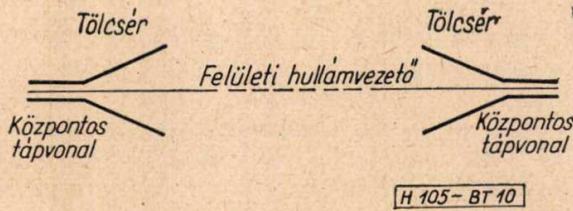
Érdekes különbség észlelhető a dielektromos és a mágneses csillapításnak az anyagjellemzőktől való függésében. Változatlan mezőkoncentráció esetén a dielektromos állandó és a permeabilitás növelésével a dielektromos csillapítás gyorsan csökken, míg a mágneses csillapítás alig csökken (az  $\varepsilon_{ir} \mu_{ir} = 2$  érték felett). Azonos adatok esetén a dielektromos csillapítás kisebb, mint a mágneses csillapítás és  $\varepsilon_{ir} \mu_{ir}$  növelésével a különbség közöttük növekszik. A csillapítás csökkentése szempontjából tehát érdemes nagy dielektromos állandójú dielektromos bevonatot használni.

### 7.2 Gerjesztési veszteség

A felületi hullámvezető gerjesztése központos tápvonalból kiindulóan tölcserrel történik, mint



ez a 10. ábrán látható. A tölcser az energiának csak egy részét alakítja felületi hullámú energiává, az energia másik részét kisugározza. A kisugárzott energia veszteséget jelent.



10. ábra. A felületi hullám gerjesztése

A tölcser határfokát közelítőleg számíthatjuk. Nézzük e célból a vételi oldalon fellépő viszonyokat. A tölcser a mezőnek csak azt a részét képes felfogni, amely a szájnyílás területébe esik. Tehát a tölcser szájsugarának megfelelő hengerfelületen belül terjedő teljesítménynek a teljes átvitt teljesítményhez viszonyított értéke adja a tölcser határfokát, amely a (26) képlet révén:

$$\eta = 1 - \frac{G(g_0 r_h)}{G(g_0 r_2)} \quad (48)$$

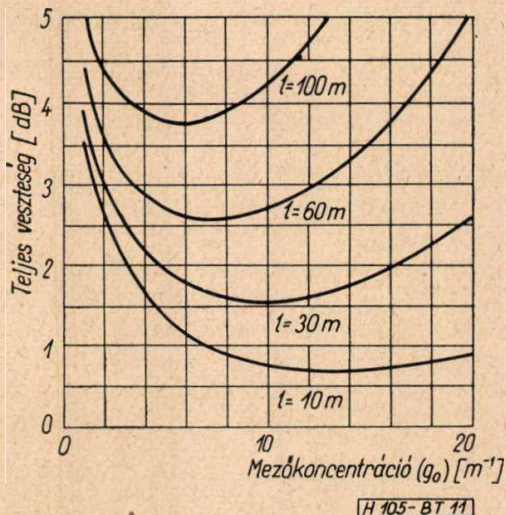
ahol  $r_h$  a tölcser szájsugara. A bevonathan haladó energiát elhanyagoltuk.

A reciprocitás elve következtében a tölcser határfokának adás és vétel esetében ugyanakkorának kell lennie. A két tölcser együttes határfokának dB-ben kifejezett értékét nevezük gerjesztési veszteségnek:

$$L_g = -20 \log \left[ 1 - \frac{G(g_0 r_h)}{G(g_0 r_2)} \right] \quad (49)$$

A gerjesztési veszteség annál kisebb, minél nagyobb a tölcser szájnyílása és minél nagyobb a mezőkonzentráció.

A gerjesztési veszteség a gyakorlatban 1–2 dB-lel nagyobb a (49) képlettel meghatározott értéknél. A gerjesztési veszteséget nagyméretű tölcser alkalmazásával sem lehet 1 dB alá csökkenteni.



11. ábra. Felületi hullámú tápvonalak teljes veszteségének a mezőkonzentrációtól való függése. A tápvonalak hossza különböző:  $l = 10$  m,  $30$  m,  $60$  m és  $100$  m. Egyéb adataik azonosak

A járulékos veszteség függ a gerjesztő tölcser kúposágától. A tölcserben ugyanis gömb-hullámterjedés jön létre, az egyenfázisú felületek tehát gömbfelületek. A felületi hullámterjedés egyenfázisú felületei viszont síkfelületek. A járulékos veszteség annál kisebb, minél jobban megközelíti a tölcserben terjedő hullám egyenfázisú felülete a tölcser szájánál a sík felületet. Ezért a tölcser kúpszögét célszerű kicsire választani. Ezzel azonban adott szájnyílás esetén a tölcser hossza megnő. E két ellentétes követelmény figyelembevételével a tölcser kúpszögét helyes  $10$ – $15^\circ$ -ra választani, amivel egyúttal megakadályozzuk azt is, hogy a tölcserben zavaró módusok gerjedjenek.

Az előzőekben ismertetettek irányt mutatnak a gyakorlati tervezés számára. A járulékos veszteséget számítással meghatározni azonban nem tudjuk, ezért a továbbiakban elhanyagoljuk.

### 7.3 Teljes veszteség

A felületi hullámvezető tápvonal teljes vesztesége a vonalvesztés és a gerjesztési veszteség összege. A vonalvesztés a vezeték csillapítási tényezőjének és a vezeték hosszának a szorzata. A csillapítási tényező a (44) képletből számítható, a vezeték hossza adott, a gerjesztési veszteség pedig a (49) képletből nyerhető.

### 8. Optimális mezőkonzentráció

Adott felületi hullámvezető teljes vesztesége a mezőkonzentráció függvényében valamely mezőkonzentráció-értéknél minimumot mutat. Ezt a mezőkonzentráció-értéket optimális mezőkonzentrációnak nevezük. Ha a mezőkonzentrációt az optimális érték alá csökkentjük, a gerjesztési veszteség gyorsabban nő, mint amilyen gyorsan csökken a vonalvesztés. Így a tápvonal teljes vesztesége nőni fog. E tartományban a gerjesztési veszteség az uralkodó. Ha a mezőkonzentrációt az optimális érték fölé növeljük, a vonalvesztés nő gyorsabban, mint amilyen gyorsan a gerjesztési veszteség csökken. Így a tápvonal teljes vesztesége ismét nő. E tartományban a vonalvesztés az uralkodó.

Az elmondottak jobb megvilágítására a 11. ábrán ábrázoltuk négy különböző hosszúságú, de egyébként azonos méretű tápvonal teljes veszteségét a mezőkonzentráció függvényében. A tápvonalak adatai a következők: a tölcser szájának sugara  $r_h = 10$  cm, a vezető külső sugara  $r_2 = 1,5$  mm, az üzemi frekvencia  $f = 3000$  MHz ( $\lambda_0 = 10$  cm), a bevonat dielektromos állandója  $\epsilon_{ir} = 2$ , a dielektromos veszteségi tényező  $\text{tg } \delta = 3 \cdot 10^{-4}$ . A gyorsabb számítás kedvéért a bevonatnak csak dielektromos tulajdonságot tulajdonítunk, vagyis  $\mu_{ir} = 1$ ,  $\text{tg } \varphi = 0$ . Ez minőségileg nem változtat az eredményeken. A tápvonalak hossza  $10$  m,  $30$  m,  $60$  m és  $100$  m. Amint az ábrán látható, a tápvonal hosszának növelésével az optimális mezőkonzentráció a kisebb koncentrációértékek

felé tolódik el. A tápvonal hosszának növelésével a vonalveszteség növekedett és ezért tolódott el az optimális mezőkoncentráció kisebb értékre. Analógia révén tehát megállapítható a többi tápvonal-adat változásának hatása az optimális mezőkoncentrációra, csak azt kell megállapítani, hogy a változás a vonalveszteséget növeli-e vagy csökkenti.

Az optimális mezőkoncentráció valamennyi tápvonal-adattól függ. Az optimális mezőkoncentráció nő a gerjesztő tölcéserek szájsugarának, a tápvonal hosszának, a bevonat veszteségi tényezőinek és permeabilitásának csökkenésével, továbbá a bevonat dielektromos állandójának, a vezeték átmérőjének és vezetőképességének növekedésével. Az optimális mezőkoncentráció függ a frekvenciától is. A frekvencia növelésével a mezőkoncentráció optimális értéke csökken.

Az optimális mezőkoncentráció pontos meghatározása a következőképpen történhet. A tápvonal teljes veszteségét megadó képleteket  $g_0$  szerint differenciáljuk. Az optimális értéket akkor kapjuk, ha ezt a differenciálhányadost zérussal tesszük egyenlővé. Sajnos  $g_0$  optimális értéke explicit formában nem adható meg. Ezért ezt az eljárást nem használhatjuk. Az optimális mezőkoncentráció értékét próbálgatással keressük meg.

A mezőkoncentráció változtatása az előbbiekben a bevonatvastagság változtatásával volt

egyértelmű. Az optimális mezőkoncentráció megkeresése tehát az optimális bevonatvastagság megkeresését jelenti. Ezért a 11. ábra abszcisszája egyúttal a bevonat vastagságát is jelölheti.

A mezőkoncentráció változtatása a frekvencia változtatásával is megvalósítható. Ekkor a tápvonal valamennyi adata, beleértve a bevonatvastagságot is, állandó. Így a tápvonal teljes veszteségének frekvenciafüggését nyerjük. Az optimális mezőkoncentráció azon a frekvencián jön létre, ahol a teljes veszteség minimális.

## 9. Legnagyobb átvihető teljesítmény

### 9.1 Legnagyobb átvihető csúcs-teljesítmény

Az átvihető legnagyobb teljesítményt először az elektromos térerősségnek a levegőben megengedhető legnagyobb értéke alapján határozzuk meg. A térerősség a bevonat felületén a legnagyobb. Összetevői az (5) egyenletekből adódnak. Itt a térerősségeket megadó kifejezések valós része érdekes, ezért figyelembe kell venni a Hankel-függvények viselkedését. A  $H_0^{(1)}$  Hankel-függvény pozitív képzetes argumentum esetén negatív képzetes. A  $H_1^{(1)}$  Hankel-függvény pedig pozitív képzetes argumentum esetén negatív valós. Ezeknek megfelelően a térerősség összetevőknek a felületen felvett értékei:

$$\left. \begin{aligned} (E_{r_0})_{r=r_2} &= -jA_0 \frac{\gamma}{g_0} H_1^{(1)}(jg_0 r_2) \cos(\omega t - \beta z) \\ (E_{z_0})_{r=r_2} &= jA_0 H_0^{(1)}(jg_0 r_2) \sin(\omega t - \beta z) \end{aligned} \right\} \quad (50)$$

$E_{z_0}$  és  $E_{r_0}$  között  $\frac{\pi}{2}$  fáziskülönbség van. Mivel

$E_{z_0}$  kisebb amplitudójú, mint  $E_{r_0}$ , az eredő térerősség legnagyobb értéke  $E_{r_0}$  amplitudójával egyenlő:

$$E_{\max} = -jA_0 \frac{\gamma}{g_0} H_1^{(1)}(jg_0 r_2) \cong jA_0 \frac{2}{\pi} \frac{\gamma}{g_0^2 r_2} \quad (51)$$

Itt felhasználtuk a Hankel-függvény kis argumentumú közelítő kifejezését.

A legnagyobb átvihető teljesítmény kiszámításakor elhanyagoljuk a bevonatban haladó teljesítményt. Fejezzük ki az (51) egyenlet segítségével  $A_0$   $A_0^*$  értékét  $E_{\max}^2$  révén, majd írjuk ezt és az  $r=r_2$  helyettesítést a (29) kifejezésbe, akkor kapjuk:

$$P_{\max} = -\pi \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{K_0}{\gamma} r_2^2 E_{\max}^2 (\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5) \quad (52)$$

Levegőben a térerősség legnagyobb megengedhető értéke  $3 \cdot 10^6$  V/m. Ezt,  $\epsilon_0$  és  $\mu_0$  értékét, továbbá a  $\frac{\gamma}{K_0} = 1$  közelítést behelyettesítve az (52) egyenletbe megkapjuk a legnagyobb átvihető csúcsteljesítményt:

$$P_{\max} = 1,73 \cdot 10^{11} r_2^2 \log \frac{0,68}{g_0 r_2} \quad (53)$$

A legnagyobb átvihető csúcs-teljesítmény csökken a mezőkoncentráció növelésével, vagyis a frekvencia, a bevonatvastagság, a dielektromos állandó és a permeabilitás növelésével. Változatlan mezőkoncentráció esetén a vezetőkülső átmérőjének növelésével az átvihető teljesítmény nő.

### 9.2 Legnagyobb átvihető átlag-teljesítmény

Az eddigiekben az átvihető legnagyobb teljesítményt a megengedhető legnagyobb térerősség-érték alapján határoztuk meg. Felületi hullámvezetők tervezésekor azonban a melegedés hatásával is számolnunk kell, mert a szigetelőanyagok nagy része magas hőmérsékleten nem használható. A vezetők melegedését a veszteségek okozzák. Az egységnyi hosszban elveszett teljesítmény a (39) képletből fejezhető ki:

$$\left| \frac{dP}{dz} \right| = \frac{2}{8,686} \alpha P. \quad (54)$$

A képletbe  $\alpha$  értékét dB/m dimenzióban kell behelyettesíteni.

A vezetékben keletkező hő a hővezetés révén kiáramlik a vezeték külső felületére, ahonnan hőcsere (konvekció) segítségével átadódik a környezetnek.

A hővezetés általános egyenlete:

$$\frac{dQ}{dt} = \sigma_h \frac{F}{d} (T_1 - T_2), \left[ \frac{\text{kcal}}{\text{óra}} \right] \quad (55)$$

ahol  $\frac{dQ}{dt}$  az áramló hőenergia,  $\sigma_h$  a hővezető-képesség,  $F$  az áramlásra merőleges felület nagysága,  $d$  a hővezető anyag hossza,  $T_1 - T_2$  a hőmérsékletkülönbség. A termikus ellenállás

tehát  $R_T = \frac{1}{\sigma_h} \cdot \frac{d}{F}$ . Számításainkat a vezeték egy-

ségnyi hosszára végezzük el. Így  $\frac{dQ}{dt} = \frac{1}{1,16} \left| \frac{dP}{dz} \right| \equiv$  ugyanis  $1 \frac{\text{kcal}}{\text{óra}} = 1,16 \text{ W}$ .

A huzalban keletkező hő a bevonat teljes vastagságán átáramlik. A bevonat termikus ellenállása:  $R_T = \frac{1}{2\pi\sigma_h} \ln \frac{r_2}{r_1}$ . Így a huzalban keletkező hőnek a vezeték külső felületére vezetéséhez szükséges hőmérsékletkülönbség:

$$\Delta T_c = \frac{1}{1,16} \frac{1}{2\pi\sigma_h} \left| \frac{dP_c}{dz} \right| \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (56)$$

A bevonatban a hő elosztottan keletkezik. Ezért az elvezetéshez szükséges hőmérsékletkülönbség kisebb lesz. Mégpedig a mezőeloszlás ismeretén alapuló részletes számítás szerint, amelyet a függelék 3. pontjában közlünk, ez a következő:

$$\Delta T_i = \frac{1}{2} \frac{1}{1,16} \frac{1}{2\pi\sigma_h} \left| \frac{dP_i}{dz} \right| \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (57)$$

Éppen fele annak az értéknek, mely akkor adódna, ha a keletkező hőenergia a bevonat teljes vastagságán áramlana keresztül.

A vezetékben keletkező teljes hőenergiának a vezeték felületére vezetéséhez szükséges hőmérsékletkülönbség (56) és (57) összege, vagyis (54) behelyettesítésével:

$$T_1 - T_2 = 3,16 \cdot 10^{-2} \frac{1}{\sigma_h} \left( \alpha_c + \frac{\alpha_d + \alpha_m}{2} \right) P \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (58)$$

Itt  $T_1$  a bevonat belső felületének,  $T_2$  pedig külső felületének hőmérséklete.

A vezeték külső felületére kiáramló hőenergia hőcsere révén a környező levegőnek adódik át. A hőátadás általános egyenlete:

$$\frac{dQ}{dt} = aF (T_2 - T_3), \left[ \frac{\text{kcal}}{\text{óra}} \right] \quad (59)$$

ahol  $T_3$  a környező levegő hőmérséklete a vezetőtől nagy távolságban,  $a$  a hőátadási tényező. A hőátadási tényező, sajnos, igen sok paraméter függvénye. Kis átmérőjű vezetők és

nem nagy hőmérsékletkülönbségek esetén  $a$  közelítőleg a következő [6]:

$$a = 0,169 \frac{(T_2 - T_3)^{1/8}}{(r_2)^{5/8}} \quad (60)$$

Az egységnyi hosszban keletkező hőenergia környezetnek való átadásához szükséges hőmérsékletkülönbség (54), (59) és (60) figyelembevételével:

$$T_2 - T_3 = 0,225 \frac{\alpha^{8/9}}{(r_2)^{5/9}} P^{8/9} \quad (61)$$

A teljes  $T_1 - T_3$  hőmérsékletkülönbség (58) és (61) összege. E képletek segítségével meghatározhatjuk, hogy adott teljesítmény átvitele esetén mekkora lesz a vezeték túlmelegedése. Ily módon megállapíthatjuk, hogy e teljesítmény átvitelére a vezeték alkalmas-e vagy sem.

Érdekesebb kérdés azonban számunkra, hogy egy vezeték a maximálisan megengedhető túlmelegedéssel mekkora teljesítmény átvitelére alkalmazható. E célból az (58) és a (61) egyenletek összegéből ki kellene fejezni  $P$  értékét. Ez, sajnos, nem végezhető el.  $P$  értékét csak az ismételt közelítések módszerével kereshetnők meg. Ehelyett egyszerű közelítéssel élünk. Vékony bevonat esetében a  $T_1 - T_2$  hőmérsékletkülönbség általában sokkal kisebb, mint a  $T_2 - T_3$  hőmérsékletkülönbség. Az előbbit tehát elhanyagoljuk az utóbbi mellett. Így a legnagyobb átvihető teljesítmény a (61) egyenletből:

$$P_{\max} = 5,35 \frac{(r_2)^{3/8}}{\alpha} (T_2 - T_3)_{\max}^{9/8} \quad (62)$$

A legnagyobb átvihető teljesítmény annál nagyobb, minél nagyobb túlmelegedés engedhető meg, minél nagyobb a vezeték átmérője és minél kisebb a vezeték csillapítása.

A legnagyobb átvihető teljesítmény meghatározására tehát két képlet szolgál. A legnagyobb átvihető teljesítményt az (53) képlet az elektromos télerősség megengedhető legnagyobb értékéből határozza meg, míg a (62) képlet a megengedhető legnagyobb túlmelegedés értékéből. Ez utóbbi általában nagyságrendekkel kisebb értéket ad. Folytonos üzem esetében ezért rendszerint elegendő csak az utóbbi képlettel számolni. Nagyteljesítményű impulzusok átvitelkor azonban mindkét képlet szükséges. Az átlagteljesítménynek nem szabad túllépnie a (62) képlet által adott értéket, az impulzus csúcsteljesítménye pedig nem lehet nagyobb az (53) által megadott értéknél. A legnagyobb átvihető teljesítmény mindkét esetben a tápvonal bemenetére vonatkozik, mivel a vonalon a hullám csillapodik.

## 10. A tervezés menete

Felületi hullámvezetők tervezéséhez bizonyos adatok elő vannak írva, ezeken változtatni általában nem lehet. Ilyen adatok: az áthidaló távolság, a működési frekvenciasáv, a

vezető körül biztosítható tiszta terület nagysága. Ez az utóbbi meghatározza a felületi hullám mezőkiterjedésének felső határát. A felületi hullám mezőkiterjedését a határsugárral jellemezhetjük, mely a  $g_0$  mezőkoncentráció érték reciproka:

$$r_0 = \frac{1}{g_0} \quad (63)$$

A környező tárgyak a hullámterjedést nem zavarják, ha azok a vezetőtől legalább a határsugár háromszorosának megfelelő távolságra vannak. Jellemezzük a vezető körül biztosítható tiszta terület határát  $r_a$  sugárral. Akkor az előbbieket szerint a következő feltételt kell kielégíteni:  $r_a \geq 3r_0$ . Vagy (63) kapcsán:

$$g_0 \geq \frac{3}{r_a} \quad (64)$$

A vezető körül biztosítható tiszta terület sugara tehát meghatározza  $g_0$  minimális értékét.

A felületi hullámvezető egyéb adatait a tervező saját mérlegelése alapján állapítja meg. A bevonatvastagság kivételével a hullámvezető hiányzó adatait: a tölcser szájsugarának és a vezeték külső sugarának értékét felvesszük, továbbá megválasztjuk a bevonat anyagát. Ezután próbálgatással megkeressük a sáv közép-ső frekvenciájára az optimális mezőkoncentráció értékét, melyből meghatározzuk a bevonat szükséges vastagságát. Ezzel a tápvonal valamennyi adata ismeretes. Végül ellenőrizzük, hogy a hullámvezető a szükséges teljesítmény átvitelére alkalmas-e, és meghatározzuk a fázistorzítás mértékét.

A csillapítás csökkentése céljából a tölcser szájsugarát és a vezeték külső sugarát lehetőleg nagy értékűre vegyük fel, a bevonat anyagául nagy dielektromos állandójú és kis veszteségszögű anyagot válasszunk. A vezető külső sugarát azért is érdemes nagy értékűre venni, mert ezáltal a felületre lerakódó eső, hó, jég és egyéb szennyeződés hatása a hullámterjedésre kisebb lesz.

Az optimális mezőkoncentrációt nem tudjuk minden esetben előállítani. Ugyanis egyrészt a bevonat nélküli huzal mezőkoncentrációjánál kisebb koncentrációt megvalósítani nem tudunk, másrészt a mezőkoncentráció nem lehet kisebb a (64) képlet által megadott értéknél, hogy a környező tárgyak a hullámterjedést ne zavarják. Következésképpen, nagyon hosszú felületi hullámvezetők esetében, amikor az optimális mezőkoncentráció nem valósítható meg, a megengedhető legkisebb mezőkoncentráció és a lehetséges legnagyobb tölcserméret választása a helyes tervezési módszer.

### 11. Példa

Tervezzünk felületi hullámvezetőt 30 m távolság áthidalására. Az átviendő frekvenciasáv: 2500—3500 MHz. A vezető körül biztosítható tiszta terület sugara 1 m.

Felvesszük a tápvonal következő adatait: a vezeték külső sugara  $r_2 = 1,5$  mm, a gerjesztő tölcser szájsugara  $r_h = 10$  cm, a bevonat dielektromos állandója  $\epsilon_{ir} = 2$ , veszteségi tényezője pedig  $\delta = 3 \cdot 10^{-4}$ .

A vezető körül biztosítható tiszta terület sugara meghatározza  $g_0$  minimális értékét. Ez a (64) képletből  $(g_0)_{\min} = 3 \text{ m}^{-1}$ . A sáv közepén,  $f = 3000$  MHz-en ( $\lambda_0 = 10$  cm) megkeressük az optimális mezőkoncentráció értékét. Kezdjük a számítást  $g_0 = 4 \text{ m}^{-1}$  értékkel, mert így a sáv alsó szélén sem lesz kisebb  $g_0$  értéke, mint  $(g_0)_{\min}$ . Tehát  $g_0 r_2 = 0,006$ . A 2. ábrából  $M(g_0 r_2) = 4,77 \cdot 10^{-6}$ . A (18) képletből meghatározzuk a belső sugár értékét,  $r_1 = 1,44$  mm. A következő lépés a csillapítási tényező kiszámítása. A 9. ábrából  $R(g_0 r_2) = 1,11 \cdot 10^{-5}$  és  $B(g_0 r_2) = 2,75 \cdot 10^{-5}$ . Ezeket a (44) képletbe helyettesítve  $\alpha_c = 0,0244 \frac{\text{dB}}{\text{m}}$  és  $\alpha_d =$

$= 0,00036 \frac{\text{dB}}{\text{m}}$ . Tehát  $\alpha = 0,02476 \frac{\text{dB}}{\text{m}}$ . A vonalveszteség így  $L_v = \alpha l = 0,743$  dB. Számítuk ki most a gerjesztési veszteséget. A 6. ábrából  $G(g_0 r_h) = 0,56$  és  $G(g_0 r_2) = 3,85$ . A (49) képletből a gerjesztési veszteség tehát  $L_g =$

$= 1,36$  dB. Így a teljes veszteség  $L_t = L_g + L_v = 2,1$  dB.

Ezután kiszámítjuk a tápvonal teljes veszteségét  $g_0 = 5 \text{ m}^{-1}$  mezőkoncentráció-érték esetére, mely:  $L_t = 1,88$  dB. A teljes veszteség csökken, tehát a minimum-pont felé tartunk. A próbálgatást folytatva megkeressük  $g_0$  optimális értékét. A 11. ábra egyik görbéje éppen példánk esetét ábrázolja. Eszerint a minimális veszteség 1,5 dB. A görbéből a mezőkoncentráció optimális értéke:  $(g_0)_{\text{opt}} = 10 \text{ m}^{-1}$ . A belső sugár ehhez tartozó értéke  $r_1 = 1,2$  mm. Az optimális bevonatvastagság tehát 0,3 mm. Ezzel meghatároztuk vezetőnk valamennyi méretét.

A következőkben határozzuk meg a vezető menti hullámterjedés különböző jellemzőinek értékét. A jellemzőknek elsősorban az adott sávban a kedvezőtlen irányban felvett szélső értékei érdekesek. Ezek minden jellemző esetében a sáv felső frekvenciáján adódnak. Az értékek a következők. A fázissebesség a (20) képletből:  $\frac{v}{c} = 98,66\%$ . A csoportsebesség a (22)

képletből:  $\frac{v_g}{c} = 98,3\%$ . A bevonatban haladó

teljesítmény-hányad a (35) képlet alapján:  $\frac{P_i}{P_0} = 3,1\%$ . A hullámellenállás a (38) képletből nyerhető:  $Z = 217,6$  ohm. Az átvihető

impulzus-csúcsteljesítmény az (53) képlet révén: 613 kW. Az átvihető átlagteljesítmény 30 °C túlmelegedés feltételezésével a (62) képletből: 485 W. Az átvihető teljesítmény mindkét esetben a tápvonal bemenetére vonatkozik.

A következőkben néhány tápvonal-jellemző frekvenciafüggésével foglalkozunk. A határ-

sugár és a hullámellenállás frekvenciafüggését a 12. ábra mutatja. A frekvencia növekedésével a határsugár és a hullámellenállás csökken. A 13. ábra az egységnyi hosszra vonatkoztatott futási időt ábrázolja a frekvencia függvényében, valamint megadja a görbe meredekségének értékét  $\left(\frac{\partial \tau}{\partial f}\right)$  is. Mint látható a fázistorzítás kis-mértékű és a csőtápvonalak fázistorzításával ellenkező értelmű. A veszteségek frekvenciafüggése a 14. ábrából látható. A vonalvesztés a frekvencia növekedésével nő, a gerjesztési veszteség pedig csökken. A teljes veszteség, amely a kettő összege, minimumot mutat a sáv közepén.

12. Függelék

12.1 A futási idő meghatározása

Az egységnyi hosszra vonatkoztatott futási idő definíció szerint a fázistényezőnek a körfrekvencia szerinti parciális differenciálhányadosa. A fázistényező kifejezhető a (7) összefüggésből. Mivel  $\left|\frac{g_0}{K_0}\right| \ll 1$ , a négyzetgyökvonás közelítőleg elvégezhető. Csillapítatlan hullámterjedés esetén a fázistényező értékére  $K_0 = j \frac{\omega}{c}$  figyelembevételével kapjuk:

$$\beta = \frac{\omega}{c} + \frac{1}{2} \frac{c}{\omega} g_0^2 \quad (65)$$

Az egységnyi hosszra vonatkoztatott futási idő ennek  $\omega$  szerinti deriváltja:

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{1}{c} - \frac{1}{2} \frac{c}{\omega^2} g_0^2 + \frac{c}{\omega} g_0 \frac{\partial g_0}{\partial \omega} = \\ &= \frac{1}{c} \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{c g_0}{\omega} \right)^2 \ln 0,89 g_0 r_2 - 0,5 \right] \end{aligned} \quad (66)$$

A  $\frac{\partial g_0}{\partial \omega}$  differenciálhányados értékét a következőképpen kapjuk meg. Deriváljuk az  $M(g_0 r_2)$  függvénynek a (17) képlet által adott kifejezését  $\omega$  szerint:

$$\frac{\partial M(g_0 r_2)}{\partial \omega} = \left[ -\frac{g_0 r_2}{2\pi^2} \ln 0,89 g_0 r_2 - \frac{g_0 r_2}{4\pi^2} \right] \frac{\partial g_0 r_2}{\partial \omega} \quad (67)$$

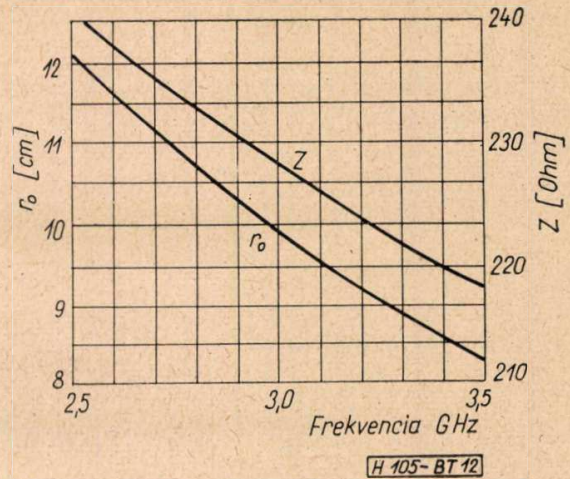
Ugyanez a differenciálhányados a (18) képletből is meghatározható:

$$\begin{aligned} \frac{\partial M(g_0 r_2)}{\partial \omega} &= \frac{1}{2\pi^2} \left( \mu_{ir} - \frac{1}{\epsilon_{ir}} \right) \frac{r_2^2}{c^2} \omega \ln \frac{r_2}{r_1} = \\ &= \frac{2}{\omega} M(g_0 r_2) \end{aligned} \quad (68)$$

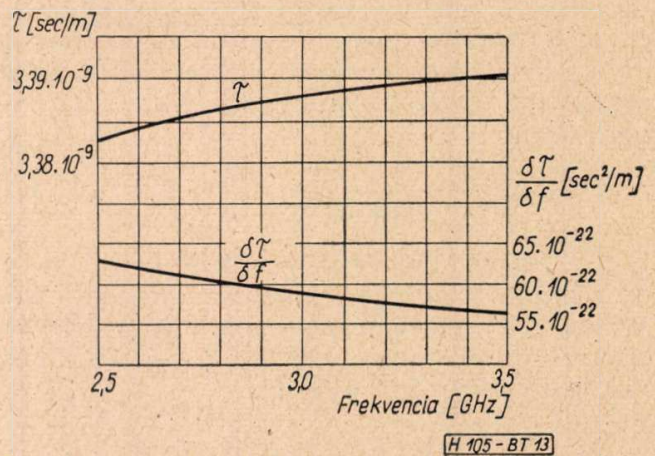
Ide behelyettesítve  $M(g_0 r_2)$  kifejezését a (17) képletből:

$$\frac{\partial M(g_0 r_2)}{\partial \omega} = -\frac{2}{\omega} \left( \frac{g_0 r_2}{2\pi} \right)^2 \ln 0,89 g_0 r_2 \quad (69)$$

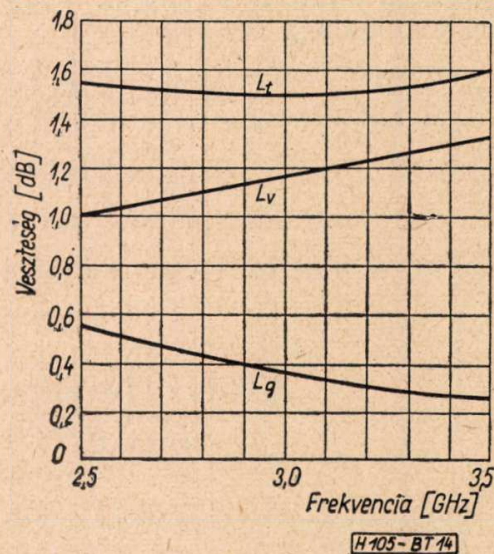
A (67) és a (69) egyenletekből  $\frac{\partial g_0 r_2}{\partial \omega}$ -t ki-



12. ábra. A határsugár és a hullámellenállás frekvenciafüggése



13. ábra. Az egységnyi hosszra vonatkoztatott futási idő frekvenciafüggése (felső görbe) és a görbe érintőjének frekvenciafüggése (alsó görbe)



14. ábra. A veszteségek frekvenciafüggése.  $L_t$  a tápvonal teljes vesztesége,  $L_v$  a vonalvesztés,  $L_g$  a gerjesztési veszteség

fejezve és  $r_2$ -vel osztva nyerjük  $\frac{\partial g_0}{\partial \omega}$  értékét:

$$\frac{\partial g_0}{\partial \omega} = \frac{g_0}{\omega} \frac{\ln 0,89 g_0 r_2}{\ln 0,89 g_0 r_2 + 0,5} \quad (70)$$

### 12.2 A vezeték körüli teljesítményeloszlás számításihoz

Feladat a (25) kifejezésben szereplő integrál meghatározása. Az ilyen típusú integrálok megoldása:

$$\int_{r_1}^{r_2} r [Z_\nu(gr)]^2 dr = \int_r^\infty r [H_1^{(1)}(jg_0 r)]^2 dr = -\frac{1}{2} r^2 \left\{ \frac{2j}{g_0 r} H_0^{(1)}(jg_0 r) H_1^{(1)}(jg_0 r) + [H_0^{(1)}(jg_0 r)]^2 + [H_1^{(1)}(jg_0 r)]^2 \right\} \quad (72)$$

### 12.3 A legnagyobb átvihető teljesítmény számításához

Feladat a bevonatban keletkező hőnek a vezeték külső felületére vezetéséhez szükséges hőmérsékletkülönbség meghatározása. Számításainkat a vezető egységnyi hosszára végezzük el. A bevonatban egy  $r$  sugarú és  $dr$  vastagságú csőben keletkező hő elvezetéséhez szükséges hőmérsékletkülönbség az (56) képlethez hasonlóan:

$$\Delta T_r = \frac{1}{1,16} \frac{1}{2\pi\sigma_h} \left| \frac{dP_i}{dz} \right|_r \ln \frac{r_2}{r} \quad (73)$$

Az elemi csővecskében keletkező hő az egységnyi térfogatban keletkező hő és a csővecske térfogatának szorzata. Vegyük most csak a dielektromos veszteség következtében keletkező hőenergia értékét:

$$\left| \frac{dP_d}{dz} \right|_r = \pi \omega \varepsilon_i \operatorname{tg} \delta |E_{ri}|^2 r dr \quad (74)$$

Ezt  $E_{ri}$ -nek (33)-ban megadott értékével együtt (73)-ba helyettesítve és integrálva az  $r_1$  és  $r_2$  koordináták között, megkapjuk a szükséges hőmérsékletkülönbség értékét:

$$\Delta T_d = -\frac{1}{2} \frac{1}{1,16} \frac{1}{8\pi^2\sigma_h} \frac{\gamma^2}{\omega \varepsilon_i} \operatorname{tg} \delta I_0^2 \left( \ln \frac{r_2}{r_1} \right)^2 \quad (75)$$

Fejessük ki  $I_0^2$  értékét  $P_0$  révén a (31) képletből, továbbá  $\ln \frac{r_2}{r_1}$ -nek (nem a négyzetének) értékét a (16) képletből. Helyettesítsük ezeket

$$= \frac{1}{2} \left\{ r^2 \left[ \frac{dZ_\nu(gr)}{d(gr)} \right]^2 + \left( r^2 - \frac{\nu^2}{g^2} \right) [Z_\nu(gr)]^2 \right\}_{r_1}^{r_2} \quad (71)$$

Itt  $Z_\nu$   $\nu$ -ed rendű hengerfüggvényt jelent. Ha ezt az összefüggést a (25) egyenlet esetére alkalmazzuk és figyelembe vesszük a hengerfüggvények differenciálásának szabályait, kapjuk:

a (75) egyenletbe, és vegyük figyelembe a (39) és a (43) egyenleteket:

$$\Delta T_d = \frac{1}{2} \frac{1}{1,16} \frac{1}{2\pi\sigma_h} \left| \frac{dP_d}{dz} \right| \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (76)$$

Ez éppen fele annak az értéknek, mely akkor adódna, ha az egységnyi hosszban keletkező hőenergia a bevonat teljes vastagságán áramlana keresztül.

Hasonló számítással ugyanilyen eredményt kapunk a mágneses veszteség miatt felszabaduló hőenergia elvezetése esetében is.

#### IRODALOM

1. Sommerfeld, A.: „Über die Fortpflanzung elektrodynamischer Wellen längs eines Drahtes.” Annalen der Physik und Chemie, 1899, 233. old.
2. Goubau, G.: „Surface Waves and their Application to Transmission Lines,” Journal of Applied Physics, 1950. 1119. old.
3. Goubau, G.: „Designing Surface-Wave Transmission Lines.” Elektronics, 1954. ápr. 180. old.
4. Kaden, H.: „Fortschritte in der Theorie der Drahtwellen.” Archiv der Elektrischen Übertragung, 1951. 399. old.
5. Barlow, H. E. M.—Cullen, A. L.: „Surface Waves,” Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Part III. 1953, 329. old.
6. Мухеев, М. А. „Основы теплопередачи“, Государственное Энергетическое Издательство, Москва—Ленинград, 1949.
7. Stratton, J. A.: „Electromagnetic Theory,” McGraw—Hill Book Company, Inc., New York, 1941. 360. old.
8. Berceli Tibor: „Kisvesztésű hullámvezetők,” Kandidátusi disszertáció, 1955.

## A távválasztás elektronikus áramkörei

FORRÓ DEZSŐ és GÁL ISTVÁN

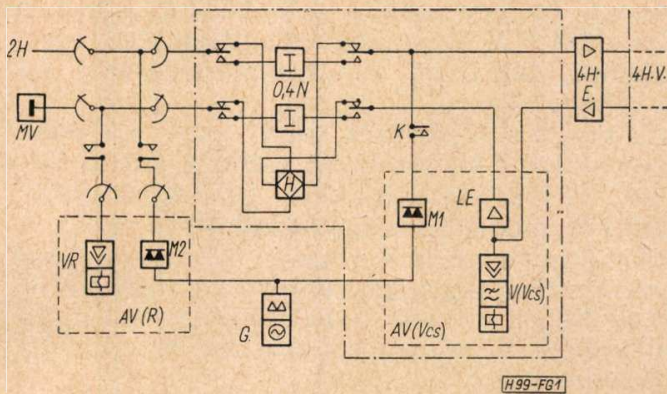
Beloianisz Híradástechnikai Gyár

Magyarországon a kétfrekvenciás távválasztó berendezések üzemi próbák alatt állnak. A CCITT ajánlásainak megfelelő hangfrekvenciás kódrendszer működteti a távválasztást lehetővé tevő elektronikus szerelvényeket. A szerzők a jelek keltését, a modulációs eljárást és a vétel szerelvényeit ismertetik. A szerelvények korszerű dugaszolható rendszerben épültek és tranzisztoros áramköröket tartalmaznak.

A közelmúltban kidolgoztuk azokat a korszerű elektronikus áramköröket, amelyek lehetővé teszik az előfizetői távválasztás beveze-

tését. A kifejlesztett elektronikus adó és vevő áramkörökkel a telefonösszeköttetésben résztvevő interurbán központok között olyan jelzésátviteli rendszer alakítható ki, amely tetszőszerinti rendszerű távbeszélő központokhoz illeszthető. Kísérleti áramköreink Rotary rendszerű központokkal működnek össze, a hazai viszonyoknak megfelelően.

A bevezetett távválasztó rendszer kétfrekvenciás és a CCITT ajánlásainak, amelyek



1. ábra. A távvalasztási jelzésátvitel elrendezése

az ilyen hangfrekvenciás jelzésátviteli rendszereket és kódokat részletesen körülírják, minden minőségi tekintetben megfelel. A választási- és vonaljelzések ajánlott csoportosítását figyelembe vettük, sőt szétválasztottuk e két csoport adását és vételét is. Ezek szerint a vonaljelzéseket továbbra is a vonalcsatlakozó szerelvényekbe épített adómodulátorok adják és vevők veszik, míg a választási jelzéseket a regiszterekbe szereltek szolgáltatják, illetve érzékelik. A jelzescsoportok adási és vételi szétválasztásának előnye az áramkörök egyszerűsödésében, valamint a vonal- és választási jelzések egymástól független jelzésrendszerek alkalmazásának a lehetőségében rejlik. Az alább leírt áramkörök először elektroncsöves kivitelben készültek el, ezek laboratóriumi központberendezésekben kifogástalanul működtek. A már korszerűbb tranzistoros megoldásokat ugyancsak kidolgoztuk. Üzemi próbájuk jelenleg mintegy  $2 \times 200$  km hosszúságú szakaszon folyamatban van. Ismertetésünk erre a tranzistoros kivitelre vonatkozik.

### 1. A jelzésátvitel elvi elrendezése

A négyhuzalos vonal (4 H. V.) erősítve, vagy esetleg erősítés nélkül a Vcs vonalcsatlakozó szerelvényen keresztül kapcsolódik a távbeszélő központhoz, illetve a 2 H kéthuzalos ágra kapcsolt hívott, vagy hívó előfizetőhöz (1. ábra). A vonalcsatlakozó szerelvény a vonaljelzések adására és vételére hivatott AV (Vcs) adómodulátor-vevőberendezést, és a végforgalomban szükséges H villaáramkört, valamint a 0,4 N értékű csillapítótagokat tartalmazza. A vonalcsatlakozóba épített A—V (Vcs) adómodulátor-vevő M1 adórésze a K vezérlő kontaktuson keresztül adja a vonaljelzéseket a négyhuzalos vonal adási irányába, a V (Vcs) jelvevő pedig közvetlenül csatlakozik a vételágra. A közvetlen csatlakozás szükségessé teszi, hogy a vevőt megóvjuk a vonalon folyó beszéd esetleges működtető hatásával szemben, más szóval ezen a helyen a beszédműködtetés ellen védett vevőt kell alkalmaznunk. A LE leválasztó erősítő a vevőt a közelvégi zavarok ellen védi és egyúttal kiegyenlíti a vevő beiktatási csillapítását.

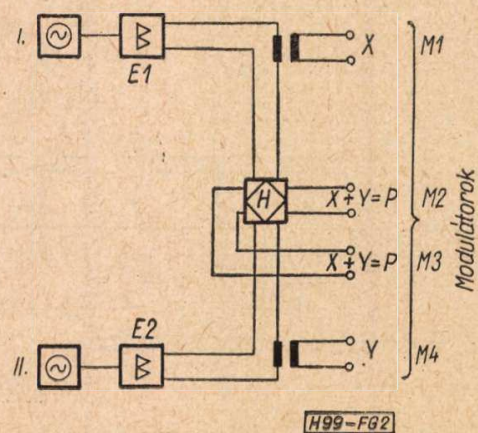
A vonaljelzések befejezése után a négyhuzalos bejövő vonalra a regiszterbe épített AV (R) adómodulátorvevő kapcsolódik négyhuzaloson, a H villaáramkör helyett az ilyenkor beiktatott és a vonalcsatlakozóba épített csillapítótagokon keresztül. A választási jelzések lebonyolítása után a központ vezérlőáramköre az említett csillapítótagok helyett a H villaáramkört iktatja be és a kéthuzalos előfizetői vonalhoz a megfelelő MV művonalat rendel. Az így felépített beszédáramkörbe a regiszterbe szerelt vevő már nincs bekapcsolódva, ezért beszédvédelemmel nem kell ellátni, ami lényeges kiviteli egyszerűsítést jelent. A regiszterbe helyezett M2 adómodulátor hasonlóképpen egyszerűbb lehet, mint a vonalcsatlakozó szerelvénybe épített, mert a választási jelzések a kétfrekvenciás rendszerben csak az egyik, illetve a másik frekvencia adását igénylik, míg a vonalcsatlakozóból e két jel összegének is ki kell mennie a vonalra. A G generátor olyan felépítésű, hogy egyszerre több távvalasztó csatornát képes ellátni vivőfrekvenciával. Ebből a szempontból tehát a megoldás gazdaságos.

### 2. Elektronikus távvalasztási jelzésátvitel

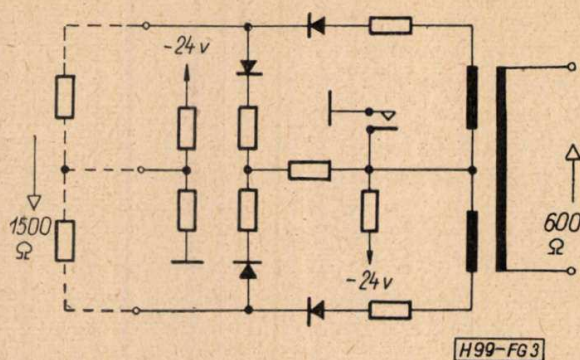
A távvalasztási jelzésátvitel elektronikus szerelvényeinek feladata a két távoli előfizető, illetve interurbán központ közötti elektromos kapcsolat felépítéséhez szükséges jelzések (kódok) előállítás, adása, vétele és az összeköttetés létrehozására kialakított vezérlő áramkörök működtetése. Az 1. ábra elrendezésének megfelelően alkalmazott hangfrekvenciás jelzőrendszer kétfrekvenciás, a CCITT ajánlásai szerint  $X = 2040$  Hz és  $Y = 2400$  Hz jelzőfrekvenciákkal. A jelzescód kialakításában e két frekvencia, valamint összegük ( $X + Y = P$ ) is szerepel. A jelzőfrekvenciákat a G generátor áramkör állítja elő és az M1, illetve M2 jelű statikus modulátorok kódolják és juttatják az átviteli áramkörbe.

#### 2.1 Kétfrekvenciás generátor áramkör

A jelzőfrekvenciákat és azok összegét előállító jelzésadó generátor áramkör felépítése a két jelzőfrekvenciára vonatkoztatva szimmetrikus (2. ábra). Az X jelet szolgáltató I.



2. ábra. Kétfrekvenciás jelzésadó-generátor-áramkör



3. ábra. Statikus modulátor

generátor és az  $Y$  jelet adó  $II$ . generátor egy-egy ellenütemű erősítőn át ( $E1$  és  $E2$ ) csatlakozik egyrészt közvetlenül a hozzárendelt  $M1$ ,  $M4$  modulátorra, másrészt pedig a  $H$  villaáramkör szembenlevő kapocspárjaira. Így a két generátor egymást nem befolyásolhatja és a generátorok csatlakozásával szomszédos kapocspárok nyert két  $X + Y = P$  típusú jelcsoport is független lesz egymástól.

A villaáramkör záróirányú kb. 4 N értékű csillapítását a két frekvencia közötti áthallás szempontjából növeli az a feszültségosztó, amely a generátorerősítő belső ellenállásából és a villaáramkörrel sorbakötött transzformátor impedanciájából áll. Ezzel a módszerrel az áthallás 7 N-nél jobb értékre csökkenthető, nem különleges villatekeres alkalmazása esetén is.

A 2. ábra szerint elrendezett generátorkapcsolás kimenetein, vagyis az  $M1$ – $M4$  modulátorok csatlakozási pontjain, végeredményben megjelennek a kódolás céljaira használható frekvenciák ( $X$ ,  $Y$ ,  $2 \times X + Y$ ).

## 2.2 Modulátorok

A modulátorok feladata, hogy a generátor áramkörben előállított frekvenciákból és azok összegéből a vonal, illetve a választási jelzéseknek megfelelő kódokat juttassanak a négyhuzalos áramkör adóirányába. A modulátorok

minden esetben azonos felépítésűek, statikus kivitelűek. A kapcsolás ellenállásokból, germánium diódákból és transzformátorból áll (3. ábra).

A vezérlés (áteresztés vagy zárás) a diódák egyenáramú előfeszítésének változtatásával történik. Ezt a feladatot külső jelfogós áramkör végzi. A modulátor kapcsolása olyan, hogy a bemenő impedancia a vezérléstől (zárás-nyitás) gyakorlatilag független, ezért az adógenerátor áramkörében okozott terhelésváltozás elhanyagolható. Kimenő impedancia (a vonal felé) 600 ohm.

A modulátor záróirányú csillapítása mintegy 7 N-rel nagyobb az áteresztő irányú csillapításnál, ami az előírt jel/zaj értéknél jobb.

## 2.3 Kétfrekvenciás jelzésadó

Az adógenerátor áramkör és a modulátorok összekapcsolási módját a vonalcsatlakozóba épített modulátorok esetében a 4. ábra tünteti fel.

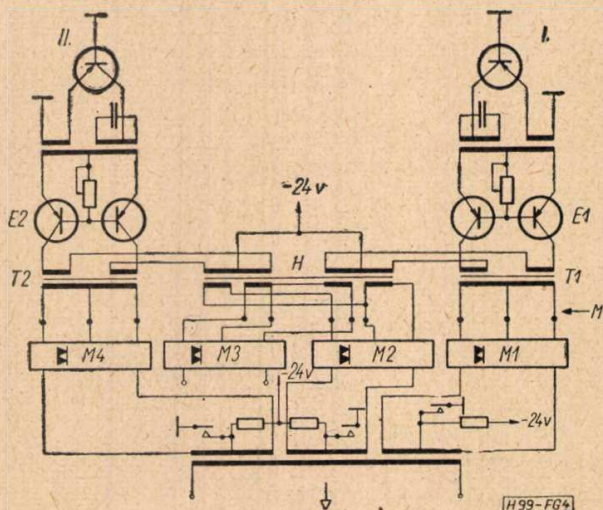
Az  $I$ . és  $II$ . tranzisztoros oszcillátorok állítják elő az  $X$  illetve  $Y$  jelzőfrekvenciákat.

Az oszcillátorok  $C$  osztályúak, bázis alapkapsolásban. A báziskörbe megfelelő hőmérséklet kompenzáció van beépítve, ezt az egyszerűsített ábrán nem tüntettük fel. Az oszcillátor frekvenciája a hőmérséklet ingadozására ( $-10^\circ\text{C} - +50^\circ\text{C}$ ) legfeljebb 0,5 Hz-cel tér el a névleges értéktől. Az  $E1$ , illetve  $E2$  ellenütemű erősítő fokozat lehetővé teszi, hogy a  $T1$ , illetve  $T2$  kimenő transzformátorok, valamint a  $H$  villaáramkör szekunder oldalaira több modulátor legyen csatlakoztatható. A multiplikálható generátor kimeneteket  $M$  betűjelzéssel láttuk el. Az ellenütemű erősítők bázis alapkapsolásúak. Az erősítés a báziskörben széles határok között állítható be, frekvenciaelhúzás veszélye nélkül. Az oszcillátort és az ellenütemű erősítőt együttesen vizsgálva, a telepfeszültség  $\pm 10\%$ -os ingadozása-kor a kimenő szint legfeljebb  $\pm 3$  cN-rel változik (a megengedett  $\pm 10$  cN-rel szemben), a frekvenciaingadozás pedig max.  $\pm 2$  Hz (megengedve  $\pm 6$  Hz).

A több csatornára közös generátor áramkör mindegyik generátora 50 modulátort táplálhat a  $T1$ , illetve  $T2$  transzformátoron át  $X$  vagy  $Y$  jellel és 25–25 modulátornak adhatnak  $P$  típusú jeleket a  $H$  jelű villaáramkör szekunderjén, amely kététekeres formában került kivitelezésre.

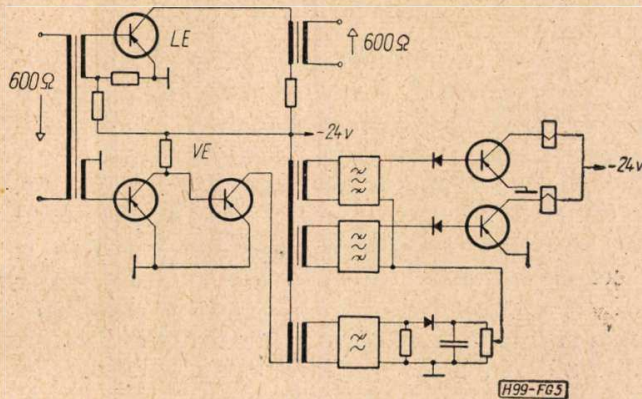
Az egyéni modulátorok kimenő transzformátora áramkörönként közös, ezért a jeláramkörbe (vonalba) az egyéni modulátorok vezérlésének megfelelően  $X$ ,  $Y$  vagy  $P$  típusú jelek egyaránt kimehetnek.

A regiszterbe szerelt jelzésadó áramkör felépítése az ismertettnél egyszerűbb, a 4. ábrán megadottaktól annyiban tér el, hogy az  $M2$  és  $M3$  modulátorok nem szerepelnek benne, mert  $P$  típusú jelekre választási jelkódokban nincsen szükség.



4. ábra. Kétfrekvenciás jelzésadó (vonalljelzések adására)





5. ábra. Kétfrekvenciás védett jelvevő

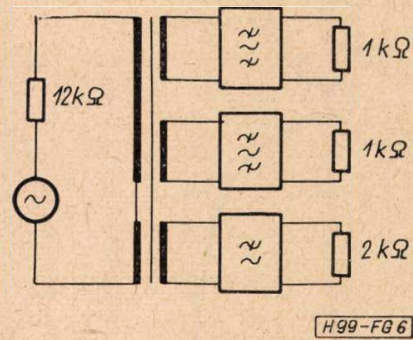
#### 2.4 Kétfrekvenciás vevőáramkörök

Kétfrekvenciás jelrendszerben a vevőáramköröknek két frekvenciára kell szelektíven működniük és a bejövő jelzések hatására egyenfeszültséggel a jelzések ütemében a vezérlő áramkört táplálniuk. A két jelfrekvencia a kódolástól függően egyidejűleg, vagy külön-külön is beérkezhet. A vonalcsatlakozóba épített vevő esetén, a vevőt beszédvédelemmel kell ellátni, vagyis, ha a beszéd esetleg tartalmazná a vevő kitüntetett jelfrekvenciáit, akkor a működést meg kell gátolni. Még kell azonkívül azt is akadályozni, hogy a közelségi áthallások, vagy zavaró áramok a vevőt működtessék. A regiszterbe épített vevőnél, amely csupán a választási jelzések folyamata alatt kapcsolódik a vonalra, védelemre nincs szükség, ezért védetlen vevőknek képezhetjük ki, ami a felépítésben lényeges egyszerűsítést jelent.

A szelektív működést szűrők alkalmazásával érhetjük el. Védett vevőnél, a beszédre működés ellen, a beszédenergiából nyert zárófeszültség alkalmazható, a közelségi zavartatás ellen pedig leválasztó erősítő, vagy villaáramkör beiktatásával védekezhetünk.

A vonalcsatlakozó szerelvénybe épített kétfrekvenciás jelvevő közvetlenül a bejövő vonalra csatlakozik, ezért tartalmazza az *LE* leválasztó erősítőt és a beszédműködtetés elleni szűrőket is (5. ábra).

A leválasztó erősítő és a *VE* jelvevő bemenete közös. A leválasztó erősítő kimenetéről a vonal tovább halad a helyi központ felé. A leválasztó erősítő csak annyit erősít, hogy pótolja a szelektív vevő beiktatási csillapítását, hiszen fő célja a szelephatás elérése. A két fokozatú *VE* vevőerősítő kimenetére két sávszűrő és egy aluláteresztő szűrő kapcsolódik. A sávszűrő mindegyike egy-egy jelfrekvenciára hangolt, kimenetükről a jel egyenirányítva egyenáramú erősítőn halad át, majd jelfogót működtet. Ezek a vevő jelfogók a bejövő jelzéseknek megfelelő egyenáramú jelzéseket továbbítanak. Az aluláteresztő szűrő kimenetén a beszédenergiából nyert jelek a beszéd működtető hatása elleni védelem céljából az egyenáramú erősítők munkapontját befolyásolják.

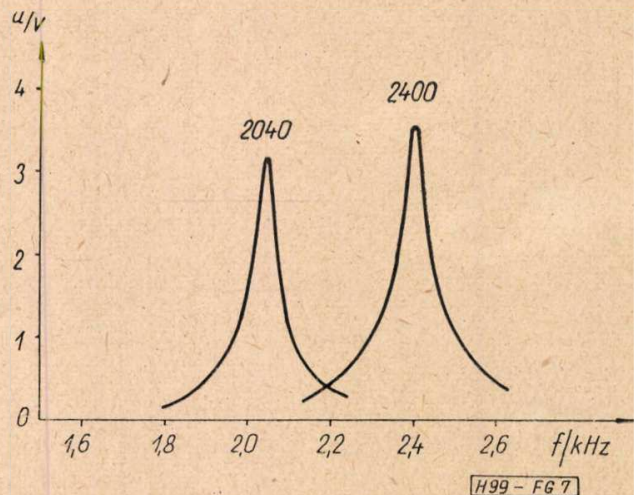


6. ábra. A jelzésvevő szűrőinek mérési elrendezése

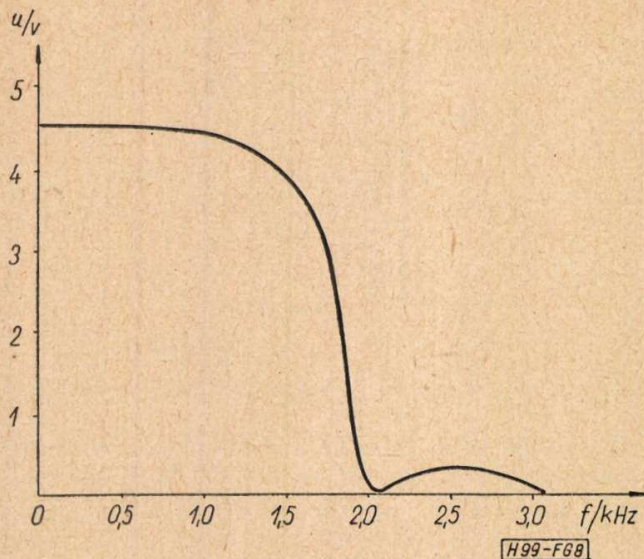
A vevő kétfokozatú erősítőjének második fokozata korlátozó. Erre azért van szükség, mert a CCITT ajánlásainak megfelelően a vevőnek tág szinthatárok (a névleges szinthez képest  $\pm 1$  N) között is működnie kell. Ez a tartomány elegendő két vonalszakasz áthidalására. Beállítható a vevő azonban három vonalszakasz ( $\pm 1,5$  N a névlegeshez képest) áthidalására is, mégpedig úgy, hogy ne működjen, ha a jelszint a névleges szint alá már 3 N-rel csökkent.

A sávszűrők és az aluláteresztő szűrő frekvencia menetét — a 6. ábra szerinti áramkörben mérve — a 7. és 8. ábrák tüntetik fel. Látható, hogy az aluláteresztő szűrő a 2 kHz alatti frekvenciákat engedi át. Ha a vonalon beszéd folyik, akkor a beszédenergia, amelynek zömét a 2 kHz alatti frekvenciák tartalmazzák, előállítja az egyenáramú jelzés-erősítő lezáró előfeszültségét és így beszédkor a vevő nem működhet, még akkor sem, ha a beszédben a viszonylag kisebb energiájú jelfrekvenciák előfordulnának. A beállítás természetesen olyan, hogy a vonal megengedett zajszintje, amely szintén az aluláteresztő szűrő tartományába esik, a jelzésátvitelt ne gátolhassa meg.

A regiszterbe épített, beszédműködtetés elleni védelemmel el nem látott vevő felépítése lényegesen egyszerűbb, mint a vonalcsatlakozó áramkörbe beépített védett kivitelűé. Az elvi felépítésben elmarad az 5. ábrán bejelölt *LE* leválasztó erősítő és a beszéd ellen védő áram-



7. ábra. Sávszűrők



8. ábra. Aluláteresztő szűrő

kör. A védetlen vevő névleges vevőszintje 0,8 N-rel alacsonyabb, mint a védetté, mert működésekor a jel csillapítótagokon jut rá. Egyéb előírások megegyeznek a védett vevőnél megadottakkal.

### 3. Mérési eredmények

Az alábbiakban táblázatban összefoglalva adjuk meg a kifejlesztett kétfrekvenciás tranzistoros jelzőrendszer laboratóriumi mérési eredményeit. Az összehasonlítás kedvéért feltüntettük a CCITT megfelelő ajánlásait is.

Üzemi jellemző	CCITT ajánlás	Mért érték
szint	—	— 1,0 N
vételszint tartomány	$\pm 1$ N	$\pm 1,5$ N
nem működés szintje	— 3 N	— 2,5 N
szelektivitás	$\pm 15$ Hz	$\pm 15$ Hz
nem működik, ha a frekvenciaeltérés	$< \pm 150$ Hz	$< \pm 140$ Hz
működési idő	$\cong 20$ ms	$< 20$ ms
jeltorzulás 1fr.-nál	$\cong 5$ ms	$< 5$ ms
jeltorzulás 2fr.-nál	$\cong 8$ ms	$< 8$ ms
beiktatási csillapítás	$\cong 5$ cN	$< 5$ cN
közelvégi csillapítás	$\cong 7$ N	$> 6,5$ N
reflexió	$\cong 30\%$	$< 30\%$
jelutánzás/100 beszédóra	$\cong 10$	$< 5$
frekv. ingadozás	$\cong \pm 6$ Hz	$\cong \pm 2$ Hz
szintingadozás	$\cong \pm 10$ cN	$\cong \pm 3$ cN
modulátor jel/zaj	$> 5,8$ N	$\cong 7$ N

### 4. Kostrukeió

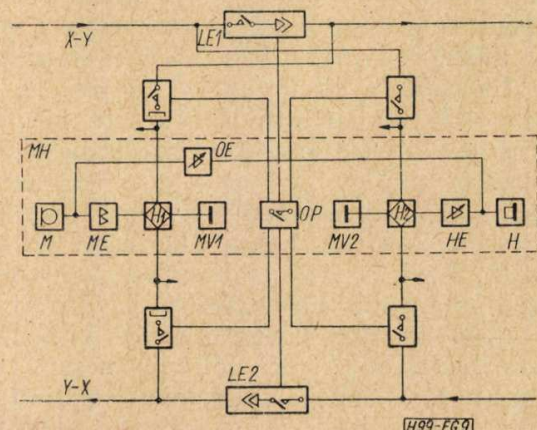
A távválasztó berendezés egységei az átviteltechnikában bevált dugaszolható, fiókos rendszerűek. Az egész berendezés nem külön egységként kerül szerelésre, hanem részenként beilleszkedik a megfelelő áramkör (regiszter, vonalcsatlakozó) szerelvényei közé. Az egységek könnyen cserélhetők, az alkatrészek javítás céljából hozzáférhetőek, kis helyszükségletűek. Az alkalmazott tranzistorok és miniatűr áramköri elemek magyar gyártmányúak. A telepfeszültség a távbeszélőközpontok szokásos telepfeszültsége (24, 48, 60 V).

### 5. Négyhuzalos manuális kezelői munkahely

A négyhuzalos interurbán vonalakat villaáramkörrel illesztjük a kéthuzalos interurbán vonalokhoz, vagy a helyi előfizetőkhoz. A villaáramkört a négyhuzalos vonalvégződésben, vagy esetleg a kéthuzalos vonalvégződésben, illetve a helyi trunk végződésben helyezhetjük el. Az első esetben az összeköttetést a központon keresztül kéthuzaloson kell kapcsolni, vagyis a vonal és művonal ágakat egyaránt érintkezőkön kell átvezetni. E kapcsolat hátránya, hogy a kontaktusok meghibásodása esetén a villaáramkör vonal és művonal oldalán egyidejűleg lezáratlan maradhat, ami a négyhuzalos áramkör begerjedéséhez is vezethet. Helyesebb ezért a villaáramkört a kéthuzalos végződésbe építeni, mert ekkor a hozzátartozó művonal véglegesen hozzákapcsolható. Ilyenkor a központ a négyhuzalos beszédágakat kapcsolja, ami automatikusan kapcsoló központokban megoldott, de manuális központokban, munkahelyeken át, ez nem volt lehetséges, mert a kezelő a vonalokhoz csak kéthuzaloson tudott kapcsolódni.

Az alábbiakban ismertetett tranzistoros kivitelű négyhuzalos kezelői munkahely segítségével a kezelő négyhuzaloson kapcsolódhat a kiszolgált vonalakra, és pedig elektronikus úton, kontaktusok közbeiktatása nélkül.

A manuális kezelői munkahely két részből áll: az LE1—LE2 és Z1—Z4 erősítőket és vezérlő elemeket tartalmazó kapcsoló áramkörből és az MH szoroson vett kezelői munkahelyből (9. ábra). A kapcsoló áramkörből annyi



9. ábra. Négyhuzalos manuális kezelői munkahely

szükséges, ahány négyhuzalos vonalat a kezelő kiszolgál. A multiplikációt az ábrába bejelöltük.

Lássuk a berendezés működését és főbb tervezési szempontjait.

A négyhuzalos beszédáramkör adás és vétel ágát az *LE1*, illetve az *LE2* leválasztó erősítők, mint szelepek ketté osztják. Ezek az erősítők a beszédáramkört csak annyira erősítik, amennyit az áramkörre kapcsolt *Z* jelű vezérelt záró áramkörök csillapítják. A kezelő az *OP* szerelvényekkel kulcs működtetéssel megfelelő lezáró előfeszültséget adhat a leválasztó erősítőkre — akár külön-külön is — és ezzel a négyhuzalos adás, illetve vételkapcsolatot megszüntetheti.

A leválasztó erősítőknek természetesen a négyhuzalos erősítőkre előírt feltételeknek kell eleget tenniük, ez azonban elérhető két fokozattal, mert erősítési igény jóformán nincs. Fontos körülmény, hogy az erősítők ki- és bemenő impedanciái azonosak legyenek lezárt és nyitott állapotban is.

A *Z1*—*Z4* kapcsoló áramkörök ugyancsak központi vezérlésűek. Az *OP* szerelvény kulcsvezérléseivel a kezelő ezeket egymástól függetlenül nyithatja, vagy zárhatja és így az *M* mikrofonnak és a *H* hallgatónak a kívánt utat nyithatja meg a négyhuzalos áramkör kiválasztott ága, vagy ágai felé.

A *Z* kapcsoló áramkörök egyenfeszültséggel vezérelt statikus modulátorok. Nagy impedanciával csatlakoznak a négyhuzalos beszédáramkörre. Lezárt állapotban ugyancsak igen nagy impedanciájúak a *H1*, illetve *H2* villaáramkör felé nézve, ezért a kezelői készletre több, legfeljebb 10 négyhuzalos távvalasztó áramkör hasonló záróköre párhuzamosan kapcsolható (feltétel, de természetes, hogy a kezelő mindig csak egy áramkörrel dolgozik egyidejűleg).

Az *M* mikrofon az *ME* mikrofonerősítőn keresztül kapcsolódik a *H1* villaáramkörre.

Ha a kezelő pl. *X*—*Y* irányba beszél (tehát *Z1* nyitott), a lezárt állapotban levő *Z2* nagy impedanciája felborítaná a *H1* villaáramkör egyensúlyát (ami a kétoldali beszédhez képest nagy szintugrást jelentene), ezért ilyenkor a kezelő *Z1* nyitásával egyidejűleg lezárást ad *Z2* felől is. A *H* hallgató áramköre hasonló a mikrofonéhoz, de itt nem szükséges egyoldalú működésről külön lezárásról gondoskodnunk, mert a vételirányok a villa szembenlevő kapcsolójaira csatlakoznak.

A mikrofonerősítő ellenütemű, és a kb. 1 mW-ot szolgáltató mikrofon direkt vezérli az ellenütemű fokozatot. Nagy erősítés szükséges, mert ki kell egyenlíteni a villa energiafelezésén kívül a *Z1*, illetve *Z2* nagy impedanciájú áramkörökről a 600 ohmos vonalra való csatlakozáskor előállító kb. 10 kohm—600 ohm leosztási veszteséget is, hogy a vonalon 0 N szint álljon rendelkezésre. Ugyancsak a mikrofonról tápláljuk az *OE* önhang előállító erősítőt is. Az önhang értéke 0 és —3 N között tetszés szerint állítható be. Az önhang direkt úton nem állítható elő, mert különben bekerül a beszédáramkörbe is, és közvetve begerjedést okoz.

A hallgató rendkívül érzékeny, ezért a hallgatóerősítő igen egyszerű lehet. Változtatható erősítéssel készítettük el, a normál beállítás megfelel a CB készülékekben szokásosnak.

Igen lényeges, hogy a négyhuzalos kezelői készlet áramkörei ne rontsák el a négyhuzalos beszédáramkör áthallási viszonyait, ezért különös gondot kell fordítani a *Z* jelű lezáró áramkörök nagy zárócsillapítására és szimmetriájára. A multiplikáció helyén kerülhetnek a különböző beszédáramkörök egymással csatlakozásba. Hasonlóan gondos felépítésű kell, hogy legyen a két villaáramkör is. A megépített laboratóriumi modellen 8 N-nél jobb áthallási csillapításokat mértünk és minden áramkör a várakozásnak megfelelően működött.

## Egyenfeszültség stabilizálása félvezető zenerdiódákkal

SEBESTYÉN BÉLA ÉS VAJDA FERENC  
Központi Fizikai Kutató Intézet

*A közlemény egyenfeszültség stabilizálására alkalmas zenerdióda áramköröket és ezekre vonatkozó számításokat ismerteti, melyek alapján nagystabilitású fűtőfeszültség- és referencifeszültség-stabilizátorok méretezhetők.*

### 1. Bevezetés

A zenerdióda igen alkalmas elem stabilizátoráramkörök felépítésére. Tulajdonságainál fogva különösen jól alkalmazható referenciaáramkörökhöz és fűtőfeszültségstabilizátorokhoz.

A KFKI Elektronikus Laboratórium keretén belül kidolgoztunk néhány olyan — referenciafeszültség és állandó értékű fűtőfeszültség előállítására szolgáló — áramkört, melyek egyszerűségük mellett igen kedvező tulajdonságokat

mutatnak. Ezek közös alapelveken épülnek fel. Az áramköri viszonyok áttekintéséhez és a méretezéshez szükséges számításokat elvégeztünk.

Az alábbiak folyamán a zenerdióda-stabilizátor alapáramköréből indulunk ki. Érintjük a stabilizáció mechanizmusát, a terhelt és terheletlen áramkör jellemzőit, valamint a zenerdióda néhány tulajdonságát. Ezt követően a kompenzált stabilizátorkör leírása következik. Végül a kidolgozott áramköröket ismertetjük.

### 2. Alapáramkör egyenfeszültség stabilizálására

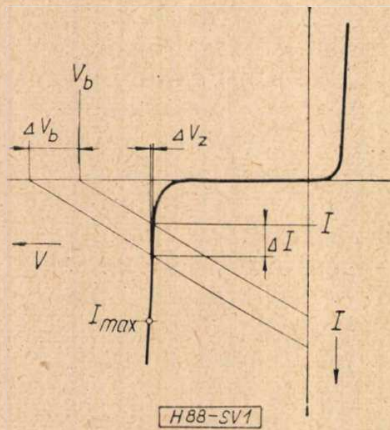
#### 2.1 A stabilizáció mechanizmusa

A zenerdióda jelleggörbéje a zárószakaszon analógiát mutat a gáztöltésű stabilizátorcsövekével. A zenertartományban a dióda kapcsain

lévő feszültség messzemenően független a diódán átfolyó áramtól. A  $V_z$  zenerfeszültségnél nagyobb  $V_b$  feszültséget kapcsolva a diódára —  $R$ -ellenállás közbeiktatásával — ezen a korlátozó ellenálláson át

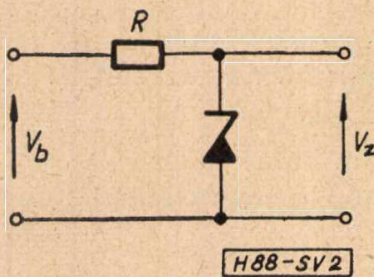
$$I = \frac{V_b - V_z}{R} \quad (1)$$

áram folyik. A zenerdióda feszültség-áram jelleggörbéjét az 1. ábra mutatja. Az  $R$ -ellenállás munkaegyenesét berajzolva láthatjuk, hogy  $V_b$ -értékének változásával az  $I$ -áram nagymértékben változik, ugyanakkor a dióda kapcsán levő feszültség alig.



1. ábra

Ennek megfelelően a legegyszerűbb stabilizátorkapcsolás ellenállás és zenerdióda sorbakapcsolásából áll (2. ábra). Ez az ún. terheletlen alapáramkör. A zenerdiódával  $R_t$  terhelőellenállást kapcsolva paralel, a terhelt alapáramkörhöz jutunk (6. ábra).



2. ábra

2.2. A terheletlen stabilizátoráramkör jellemzői

A terheletlen alapáramkör működése szempontjából lényeges a dióda munkaponti áramának megfelelő beállítása. A munkapont szempontjából figyelembe kell venni a megengedhető disszipáció, valamint az optimális stabilizáció szempontjait.

A disszipáció szempontjából a munkapontot úgy kell megválasztani, hogy üzem közben a disszipáció soha ne lépje túl a diódára megengedett max. értéket.

A max. disszipáció által meghatározott és a zener szakasz kezdő pontja közötti tartományban a dióda munkapontját a továbbiak-

ban úgy kell megválasztani, hogy a stabilitás az elérhető legjobb legyen.

A  $V_z$  kimenőfeszültség stabilitása a munkaponti áram megválasztásától a következő módon függ:

Legyen a bemenőfeszültség változása  $\Delta v_b$  és a  $v_b$ -változás mellett fellépő kimenőfeszültség-változás  $\Delta v_z$ , a zenerdióda differenciális ellenállása pedig  $r_d$ . A kör stabilitási tényezője:

$$S = \frac{\Delta v_b}{\Delta v_z}$$

A 3. ábra alapján

$$\Delta v_z = \frac{r_d}{r_d + R} \Delta v_b$$

tehát

$$S = 1 + \frac{R}{r_d}$$

és (1) figyelembevételével

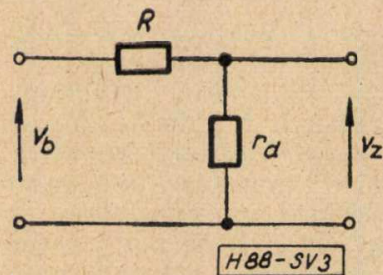
$$S = 1 + \frac{V_b - V_z}{I \cdot r_d} \quad (2)$$

Ismeretes, hogy

$$r_d = f(I)$$

és

$$I r_d \neq \text{konst.}$$



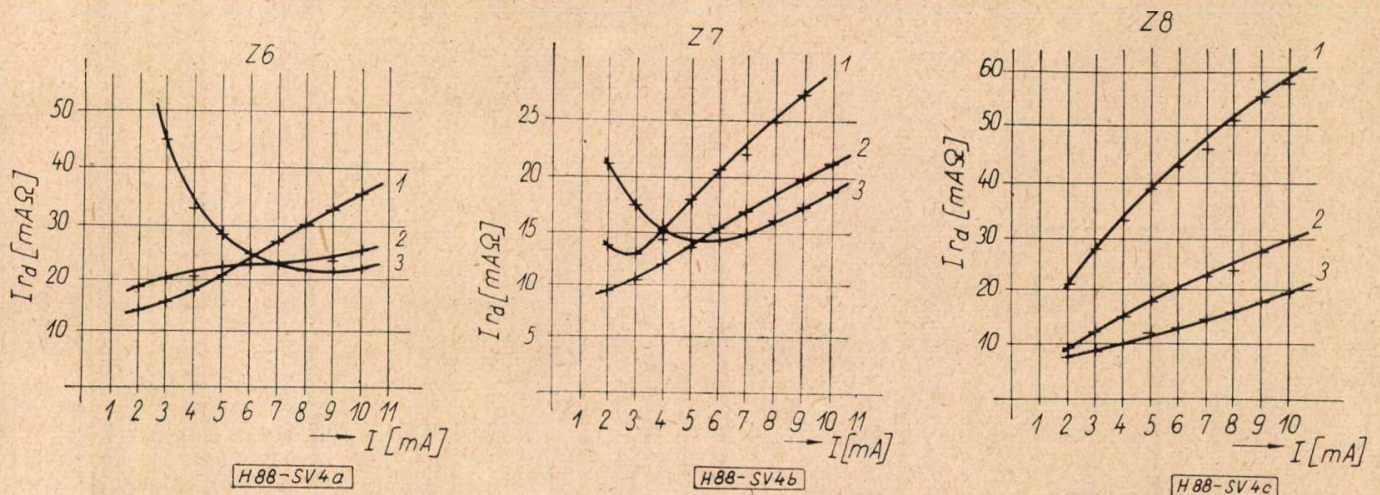
3. ábra

Példaképpen megemlítjük a Ferranti KS 30 A, KS 36 A, KS 40 A és KS 44 A referenciadiódák adatait, valamint az Intermetall Z6, Z7 és Z8 diódákon végzett mérések eredményeit.

A Ferranti diódák adatait az 1. táblázat tartalmazza, a 2. táblázatban ugyanezeknek a diódáknak a (2) összefüggés alapján számított stabilitási tényező értékeit láthatjuk. A számítás folyamán ( $V_b - V_z$ ) értékét 10 V-nak választottuk.

1. táblázat

Dióda tip.	KS 30 A	KS 36 A	KS 40 A	KS 44 A	r <sub>b</sub> [Ω]
Dióda áram					
1 mA	500	450	33	60	
5 mA	130	65	15	30	
20 mA	30	15	10	20	
zener feszültség	3,3 V	5,6 V	8,2 V	12 V	



4. ábra

2. táblázat

Dióda áram	Dióda tip.				stabilitás z
	KS 30 A	KS 36 A	KS 40 A	KS 44 A	
1 mA	21	23,2	304	167,7	
5 mA	16,4	31,8	134,5	67,7	
20 mA	17,65	34,4	51	26	

A Z6, Z7 és Z8 típusú diódákból 3—3 darabot vizsgáltunk s a mérések alapján számítottuk az  $I_{rd} = f(I)$  görbéket, melyeket a 4a, 4b és 4c ábra mutat be.

A felhozott példák és az elvégzett mérések nem nyújtanak megfelelő statisztikát általános érvényű következtetések levonásához. Annyi azonban bizonyos, hogy az  $I_{rd}$  a munkaponti áram függvényében erőteljesen változik — bár az egyes diódáknál különbözőképpen —, és az  $S$  stabilitási tényező ott éri el a maximumát, ahol az  $I_{rd}$  szorzat minimumot mutat, természetesen a  $V_b$ -értéket állandónak, a  $V_z$ -értéket pedig jó közelítéssel állandónak tekintve a (2) összefüggésben.

Ahol különös súlyt fektetünk az optimális stabilitás elérésére, az adott diódák  $I_{rd} = f(I)$  görbéinek felvétele ajánlatos az  $(I_{rd})_{min}$  meghatározása szempontjából.

Teljesítmény-zenerdiódák esetében a jó hatások, referencia diódák esetén alacsony üzemi hőmérséklet biztosítása érdekében esetleg célszerű lemondani a munkaponti áram növeléséről még akkor is, ha ezzel  $S$  értékét javíthatjuk.

A (2) összefüggésből kitűnik az is, hogy a stabilitás jósága a bemenőfeszültségnek is függvénye.

Érdekes annak megállapítása, hogy a relatív stabilitási tényező hogyan függ  $V_b$ -től. A relatív stabilitási tényezőt az

$$S_r = \frac{v_b/V_b}{v_z/V_z} = \left(1 + \frac{V_b - V_z}{I \cdot r_d}\right) \frac{V_z}{V_b} \quad (3)$$

összefüggés definiálja, melyből továbbá

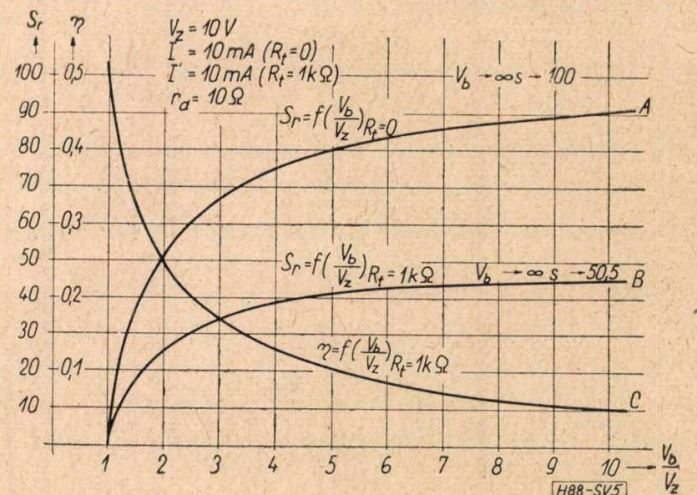
$$S_r = \frac{V_z}{V_b} \left(1 - \frac{V_z}{I \cdot r_d}\right) + \frac{V_z}{I \cdot r_d} \quad (4)$$

A relatív stabilitási tényező változását  $\frac{V_b}{V_z}$  függvényében, adott dióda és állandó  $I_{rd}$  érték mellett, terheletlen stabilizátor áramkör esetére az 5. ábra A-görbéje ábrázolja. A görbéről látható, hogy  $\frac{V_b}{V_z} \rightarrow \infty$  esetén,  $S_r$  egy határozott értékhez tart. Ez a (4) összefüggésből számítható

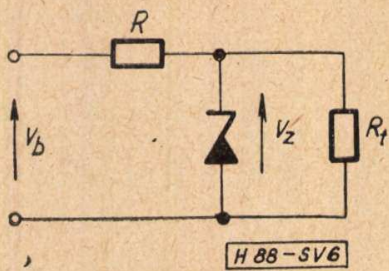
$$\lim_{\frac{V_b}{V_z} \rightarrow \infty} S_r = \frac{V_z}{I \cdot r_d} = S_{rmax} \quad (5)$$

Látható az is, hogy  $\frac{V_b}{V_z} = 3$  értéknél, már

$$S_r = 0,67 \cdot S_{rmax}$$



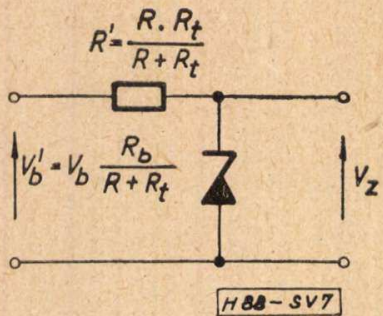
5. ábra



6. ábra

2.3. A terhelt stabilizátoráramkör jellemzői

A terhelt stabilizátorkör a 6. ábrán látható.  $R_t$  a terhelő ellenállást jelöli. Az  $R - R_t$  lánc



7. ábra

a dióda számára — Thevenin tétele alapján — a 7. ábrán látható helyettesítő áramkörrel egyenértékű. Ennek megfelelően felírható, hogy a dióda munkaponti árama

$$I' = \frac{V'_b - V_z}{R'}$$

Természetesen a diódán zeneráram csak akkor halad át, ha az  $R, R_t$  ellenállás aránya olyan, hogy  $V'_b > V_z$ .

A továbbiakban hasonló módon számolhatunk, mint terheletlen áramkör esetén. Az  $I'$  munkapontot azonos szempontok alapján választjuk meg. A stabilitási tényező pedig

$$S = 1 + \frac{V'_b - V_z}{I' r_d} \quad (6)$$

A relatív stabilitási tényezőre is analóg módon nyerjük, hogy

$$S_r = \frac{v'_b/V'_b}{v_z/V_z} = \frac{V_z}{V'_b} \left[ 1 - \frac{V_z}{I' r_d} \right] + \frac{V_z}{I' r_d} \quad (7)$$

Ebből az összefüggésből azonban nem látható közvetlenül az  $S_r$ -relatív stabilitási tényező függése a  $\frac{V_b}{V_z}$  mennyiségtől, ezért a (7) összefüggésbe helyettesítjük a

$$V'_b = \frac{R_t}{R + R_t} V_b$$

értéket. Így kapjuk, hogy

$$S_r = \frac{V_z}{V_b} \frac{R + R_t}{R_t} \left( 1 - \frac{V_z}{I' r_d} \right) + \frac{V_z}{I' r_d} \quad (8)$$

és mert

$$R = \frac{V_b - V_z}{I' + \frac{V_z}{R_t}} = \frac{R_t(V_b - V_z)}{I' R_t + V_z}$$

$$\frac{R + R_t}{R_t} = \frac{V_b - V_z}{I' R_t + V_z} + 1 = \frac{V_b}{I' R_t + V_z} \left( 1 - \frac{V_z}{V_b} \right) + 1$$

Az így kapott értéket (8)-ba helyettesítve

$$S_r = \left( V_z \frac{1 - \frac{V_z}{V_b} + \frac{V_z}{V_b}}{I' R_t + V_z} \right) \left( 1 - \frac{V_z}{I' r_d} \right) + \frac{V_z}{I' r_d} \quad (9)$$

Az 5. ábrán megadott dióda,  $I' = 10$  mA;  $R_t = 1$  k $\Omega$  esetre számítottuk  $S_r$ -értékét a  $\frac{V_b}{V_z}$ -mennyiség függvényében. Az  $S_r = f\left(\frac{V_b}{V_z}\right)$  összefüggést az 5. ábra  $B$ -görbéje mutatja be. Látható, hogy az üresjárási esethez képest  $S_r$ -értéke kb. a felére esik a  $\frac{V_b}{V_z} > 2$  érté-

keknel. Látható, hogy  $\frac{V_b}{V_z} \rightarrow \infty$  esetén  $S_r$  most is —  $S_{rmax}$ -határértékhez tart, mely (9)-ből számítható.

$$S_{rmax} = \frac{1 - \frac{V_z}{I' r_d} + \frac{V_z}{I' r_d}}{1 + I' \frac{R_t}{V_z}} + \frac{V_z}{I' r_d} \quad (10)$$

Terhelt teljesítménykör esetén lényeges adat a hatásfok is.

A hasznos teljesítmény:  $N_h = \frac{V_z^2}{R_t}$

Az összes teljesítmény:  $N_\sigma = \left( I' + \frac{V_z}{R_t} \right) V_b$

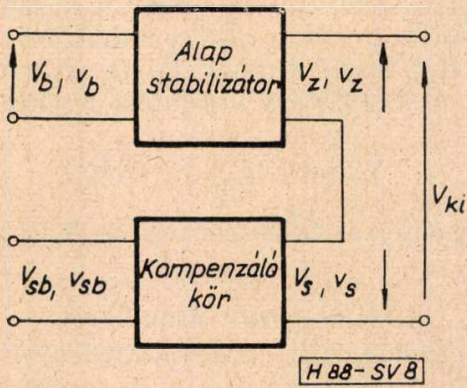
A hatásfok:  $\eta = \frac{N_h}{N_\sigma} = \frac{V_z^2/R_t}{\left( I' + \frac{V_z}{R_t} \right) V_b} =$

$$= \frac{1}{\frac{I' R_t}{V_z} + 1} \cdot \frac{V_z}{V_b} \quad (11)$$

A hatásfok értékét az 5. ábrán a  $C$ -görbe ábrázolja a megadott dióda, 1 k $\Omega$  munkaellenállás, valamint  $I' = 10$  mA mellett,  $\frac{V_b}{V_z}$  mennyiség függvényében.

Az eddigieket összefoglalva a következőket állapíthatjuk meg:

A zenerdióda alapáramkör stabilitási tényezőinek értéke függ a munkaponti áram beállításától, függ az áramkör bemenőfeszültsége és a zenerfeszültség viszonyától. A kör akkor stabilizál optimálisan, ha  $I' r_d$  értékét a lehető legkisebbre, a  $\frac{V_b}{V_z}$  értékét az ésszerűségnek



8. ábra

megfelelő lehető legnagyobbra választjuk. Terhelés esetén az üresjárási esethez képest a stabilitás mindig csökken. A  $\frac{V_b}{V_z}$  értékének növelése a hatásfok erőteljes csökkenését vonja maga után. A stabilizátoráramkör beállításánál ezen túlmenően figyelembe kell venni a diódára megadott max. disszipáció értékét, valamint referenciakörök esetén az alacsony üzemi hőmérséklettel járó előnyöket.

Amennyiben stabilizátoráramkörrel szemben olyan követelményeket támasztunk, melyek az alapáramkör adottságait meghaladják, akkor kompenzált stabilizátorkört alkalmazhatunk.

### 3. A kompenzált stabilizátor áramkör

#### 3.1 A kompenzált stabilizátoráramkör leírása

A kompenzált stabilizátorkör lényegében az eddig ismertett alapáramkörből és egy hozzácsatolt kompenzáló körből áll, a 8. ábrán látható módon. Alapelve az, hogy az alapáramkör kimenőkapcsaival olyan feszültségforrást kapcsolunk sorba, mely az alapáramkör kimenőfeszültségének megváltozását mindenkor kompenzálja. Más szóval, ha az alapáramkör kimenőfeszültsége  $V_z$ , a segédáramkör kimenőfeszültsége  $V_s$ , a stabilizátorkör teljes kimenőfeszültsége pedig  $V_{ki}$  és a változásokat azonos indexű kisbetűkkel jelöljük, akkor kell, hogy

$$v_s = -v_z$$

azaz

$$v_s + v_z = 0$$

és így

$$v_{ki} = 0 \text{ legyen.}$$

Ha a  $V_b$  — mint eddig — az alapáramkör bemenőfeszültségét,  $V_{sb}$  pedig a segédáramkör bemenőfeszültségét jelöli akkor, mert jó közelítéssel

$$v_z \sim v_b$$

kell, hogy a illetve

$$\begin{aligned} v_s &\sim v_z \\ v_s &\sim v_b \end{aligned} \quad (12)$$

feltételt is kielégítsük. Ez legegyszerűbben úgy érhető el, hogy segédáramkörnek azonos hálózatról táplált, azaz

$$v_{sb} \sim v_b$$

valamint a

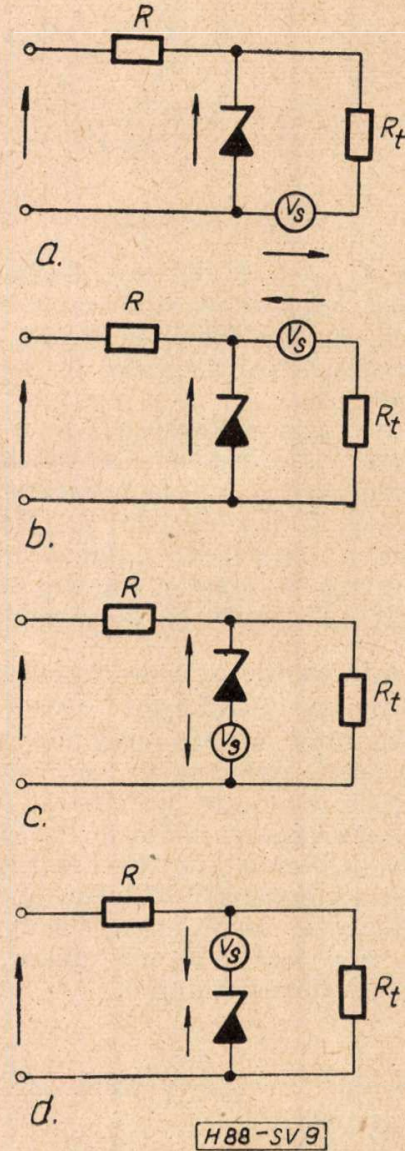
$$v_s \sim v_{sb}$$

feltételt is kielégítő stabilizálatlan feszültségforrást választunk, amikor is a (12) feltétel teljesül.

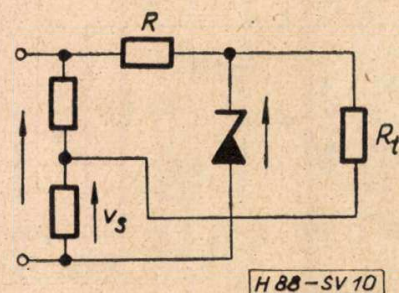
Az alap- és kompenzáló kör egymáshoz illesztése többféle módon is megvalósítható, ahogy a 9. ábrán látható. A segédfeszültség az alapáramkörben is előállítható a 10. ábrán látható módon.

#### 3.2 A terheletlen stabilizátoráramkör jellemzői

Legyen az alapáramkör bemenőfeszültségének relatív változása  $\frac{v_b}{V_b}$ . Az elmondottakból



9. ábra



10. ábra

következően ennek egyenlőnek kell lennie a segédforrás relatív kimenőfeszültségváltozásával  $\frac{v_s}{V_s}$ -el. Azaz

$$\frac{v_b}{V_b} = \frac{v_s}{V_s}$$

További célunk, hogy megállapítsuk valamely adott alapáramkörhöz szükséges kompenzáló forrás  $V_s$ -feszültségét. Minthogy  $v_s = -v_z$

$$\frac{v_b}{V_b} = -\frac{v_z}{V_s}$$

Mindkét oldalt  $V_z$ -vel osztva, majd rendezve kapjuk, hogy

$$V_s = -V_z \frac{v_z/V_z}{v_b/V_b}$$

azaz

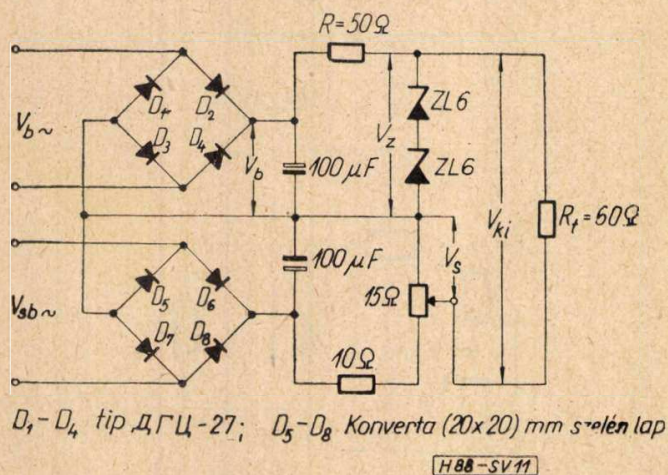
$$V_s = -V_z/S_r \tag{13}$$

Ha tehát  $V_s = -V_z/S_r$  feszültségű kompenzáló forrást kapcsolunk alapáramkörünkhöz a 8. ábrának megfelelő módon, ez az alapáramkör kimenőfeszültségváltozását elvileg tökéletesen kompenzálja.

A gyakorlatban a kompenzáció a levezetett feltétel kielégítése esetén sem tökéletes, mert a dióda jelleggörbéje sem nem lineáris, sem nem szimmetrikus. Ennek ellenére megfelelő beállítás mellett a kompenzált stabilizátorkör stabilitási tényezője lényegesen (esetleg több nagyságrenddel) jobb, mint az alapáramköré.

### 3.3 A terhelt stabilizátoráramkör jellemzői

A segédforrás feszültségét terhelt áramkör esetére számítva azonos eredményre jutunk, mint (13) alatt. Azonban ez esetben  $V_s$ -értéke az  $S_r$ -értéken keresztül a terhelés függvénye. Azonos alapáramkör, változó terhelés esetén változtatni kell tehát  $V_s$ -értékét is. Ebből következik, hogy a kompenzált stabilizátorkör állandó terhelő ellenállás esetén nyújt kedvező tulajdonságot, vagy legfeljebb még akkor, ha a terhelésváltozás elhanyagolható.



11. ábra

Terhelt stabilizátorkör esetén a terhelő áram a segédforráson is átfolyik, és annak belső ellenállásán  $R_b I_t$  feszültségesést létesít. Ennek megfelelően a segédforrás üresjárású feszültsége

$$V_{sü} = -\left(\frac{V_z}{S_r} + R_b I_t\right) \tag{14}$$

( $R_b$  a segédforrás belső ellenállása,  $I_t$  a terhelő áram.)

## 4. Kidolgozott áramkörök

### 4.1 Nagystabilitású feszültségstabilizátor

A leírt alapelvek szerint megépített fűtőfeszültségstabilizátor kapcsolási vázlata a 11. ábrán látható. Az alapstabilizátor az  $R$  ellenállásból és a ZL6 diódákból áll. A  $V_b$ -feszültséget egyenirányítás útján a hálózathoz nyerjük. Ugyancsak a hálózathoz nyerjük a  $V_s$  segédforrás feszültséget is egyenirányítás és osztás útján. Pontos értéke 15 ohm-s potencióméter segítségével állítható be.

A stabilizátoráramkör jellemző értékeit a 3. táblázatban állítottuk össze.

A táblázatban nem szerepel a terhelő ellenállás értéke, mely  $R_t = 60 \Omega$  valamint a  $V_{ki}$  feszültségre szuperponált bűgőfeszültség, melynek értéke a mérés szerint 80 mV.

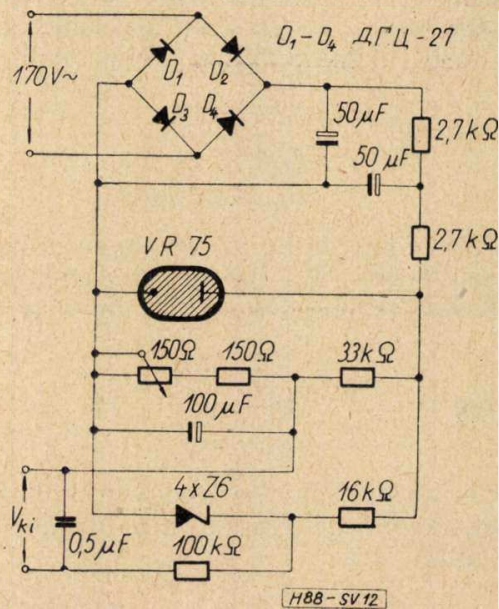
3. táblázat

$V_b \sim$	$V_{sb} \sim$	$V_b$	$V_z$	$V_s$	$V_{ki}$	$S_r$
32 V <sub>eff</sub>	6,35 V <sub>eff</sub>	34,2 V	14,2 V	2,32 V	11,88 V	>100

Az  $S_r > 100$  érték alapján látható, hogy a hálózat  $\pm 10\%$ -os változása esetén a kimenőfeszültség relatív változása  $< 10^{-3}$ .

### 4.2 Nagystabilitású referenciaforrás

A megvalósított nagystabilitású referenciaforrás kapcsolási vázlatát a 12. ábra mutatja



12. ábra



be. A stabilizátorkör bemenőfeszültségét a  $D_1$ — $D_4$  diódákkal a hálózathoz állítjuk elő, majd a VR75 típ. gázkisülésű stabilizátorcsővel előstabilizáljuk. A kompenzáló feszültséget a 10. ábrán megadott módon, a főáramkörben állítjuk elő, a 33 k $\Omega$ ; 150  $\Omega$ -s ellenállások és a 150  $\Omega$ -s potencióméter körében. A segéd-feszültség ilyen módon való előállításának egyszerűsége mellett azzal az előnnyel is jár, hogy a stabilizátorcső spontán ingadozása a kimenőkapcsokon nem érezteti hatását.

A kört 100 k $\Omega$ , 0,5  $\mu$ F elemekből álló tag egészíti ki, mely a stabilizátoron átfutó esetleges feszültséglökések vágását célozza. Ezáltal a kör belső ellenállása ugyan megnő, azonban ez

nem okoz nehézséget, mert a kimenőkapcsokon nincs terhelés.

A kimenőkapcsokon a kompenzáló potencióméter helyes beállítása mellett, a hálózat 10 %-os változása esetén, a kimenőfeszültség relatív változását nem tudtuk indikálni. Mindenesetre a változás kisebb, mint  $5 \cdot 10^{-6}$ . A kimenőkapcsokon mért bűgőfeszültség értéke ugyancsak indikálhatatlan volt, azonban mindenesetre kisebb, mint 20  $\mu$ V csúcstól csúcsig.

A referenciaáramkör időbeli stabilitását külön nem mértük, azonban a vele működtetett tápegység kimenőfeszültségének 8 órán át mért max. relatív változása  $8 \cdot 10^{-5}$  volt a kezdőértékre vonatkoztatva.

## Színuszos gerjesztésű ferrográf az 1—60 kHz frekvenciatartományra

SERES PÉTER ÉS NAGY BÉLA

Beloianisz Híradástechnikai Gyár

*A dolgozat egy laboratóriumi berendezés tervezését és kivitelét ismerteti, melyet a szerzők ferrit gyűrűsmagok vizsgálatához fejlesztettek ki. A berendezés a gyakorlatban jól bevált.*

### Bevezetés

Az elektronikus vezérlésű, ill. teljesen elektronikus távbeszélő központokban, valamint sok egyéb elektronikus berendezésben alkalmazzák a különféle lágymágneses gyűrűs magokat. Ezen magok mágneses tulajdonságait többféle mérési módszerrel határozhatjuk meg. Az eljárások közül legelterjedtebb a hiszterézishurok felrajzolásával történő mérés. A módszer pontossága a gyakorlati követelményeknek megfelel, a berendezés pedig viszonylag egyszerű. Előnye még, hogy gyors, nagy tömegű kvalitatív mérést tesz lehetővé, mivel a hiszterézishurok alakját látva, rögtön következtethetünk az anyag mágneses tulajdonságára.

Az alábbiakban egy kísérleti célokra használt ferrográfot ismertetünk, amely a BHG Telefontechnikai Fejlesztési osztályán készült. A készüléket teljesítménygenerátorral és csővoltage mérővel kiegészítve egy impulzus-oszcilloszkóp adaptereként használtuk fel.

### A mérés elve

A mérőberendezés elve az 1. ábrán látható. A mérendő magot az 1 befogó szerkezetbe helyezzük. A gyűrűn ezáltal két egymenes tekerecs ( $n_1$  és  $n_2$ ) lesz. A 2 generátor által szolgáltatott  $i_H = J_H \sin \omega t$  áram az  $n_1$  tekercsen át gerjeszti a magot. A létrejövő fluxusváltozás az  $n_2$  tekercsben  $u_2$  feszültséget kelt, amely a fluxusváltozás sebességével és így a mágneses indukció idő szerinti differenciálhányadosával arányos. Az  $u_2$  feszültséget a 3 integrátorra adva,

az indukcióval arányos  $u_B$  feszültséget nyerjük. Az  $R_H$  ellenálláson jelentkező  $u_H$  feszültség az  $i_H$  árammal, azaz a mágneses térerővel arányos. Tehát az  $u_B$  és  $u_H$  feszültségeket a 4 és 5 erősítőn át egy katódsugárcső függőleges, ill. vízszintes eltérítő lemezeire vezetve, a kapott Lissajous-ábra a mag anyagára jellemző hiszterézishurkot adja.

A fizikai képet matematikailag is követhetjük. Az  $i_H$  áram pillanatnyi értéke és a  $H$  térerő pillanatnyi értéke között a gerjesztési törvény szerinti összefüggés

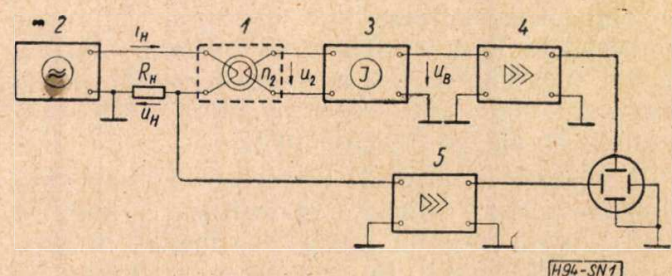
$$H = \frac{0,4 n_1}{d_k} i_H \text{ [Oe]}, \quad (1)$$

ahol  $n_1$  — a primer menetszám (jelenleg  $n_1 = 1$ ),  
 $d_k$  — a gyűrűs mag közepes átmérője cm-ben,

$i_H$  — a gerjesztő áram A-ban.

A  $H$  és  $u_H$  közötti kapcsolat, miután  $u_H = i_H R_H$

$$H = \frac{0,4 n_1}{d_k R_H} u_H \text{ [Oe]}, \quad (2)$$



1. ábra. A ferrográf elvének blokk-sémája

ahol  $R_H$  és  $U_H$  ohmban, ill. V-ban helyettesítendő. Az  $n_2$  tekercsen jelentkező feszültség abszolút értéke a Faraday-törvény szerint

$$u_2 = n_2 S \frac{dB}{dt} \cdot 10^{-8} \text{ [V]}, \quad (3)$$

ahol  $n_2$  — a szekunder ménetszám (jelenleg  $n_2 = 1$ ),

$S$  — a gyűrűs mag keresztmetszete  $\text{cm}^2$ -ben,

$dB/dt$  — az indukció változási sebessége G/sec-ban.

Ha  $u_2$ -t egy RC integrátorra adjuk, melynél a kimenő és bemenő feszültségek közötti összefüggés

$$u_{ki} = \frac{1}{RC} \int_0^t u_{be} dt \quad (4)$$

akkor a (3)-at a (4)-be helyettesítve kapjuk, hogy

$$u_{ki} = u_b = \frac{n_2 S}{RC} B 10^{-8} \text{ [V]} \quad (5)$$

ahol  $R$  és  $C$  ohmban, ill. faradban helyettesítendő.

### Tervezési szempontok

Berendezésünkkel — az osztályon folyó, ill. tervbe vett munkákkal kapcsolatban — csupán a 4 mm és 7 mm külső átmérőjű magok mérését kívántuk biztosítani az 1 kHz — 60 kHz frekvenciatartományban. A kivitelezés szempontjait is ennek megfelelően választottuk.

Berendezésünkkel, beállított maximális térerő ( $H_m$ ) mellett, a maximális és remanens indukciót ( $B_m$  és  $B_r$ ), a koercitív erőt ( $H_c$ ) és a négyszögességi tényezőt ( $R_s$ ) kívánjuk mérni. Lehetőség van a szűzgörbe felvételével a permeabilitás frekvencia, ill. gerjesztés függvényében történő közelítő meghatározására, valamint a differenciális permeabilitás ( $dB/dH$ ) mérésére.

Arra törekedtünk, hogy a mérések viszonylag gyorsan elvégezhetőek legyenek, ill. a mag mérésre való előkészítése lehetőleg egyszerű legyen (ugyanis minden beépítésre kerülő magot mérni kell). Különösen az utóbbi szempontot célozta az, hogy mind az  $n_1$ , mind az  $n_2$  tekercs ménetszámát 1-nek választottuk. Ez olyan kivitelezést tett lehetővé, hogy a magot csak a befogó szerkezetre kell illeszteni, és annak fedelét lecsukva, a berendezés máris mérőképes. Ezzel megtakarítható a mérések előtti tehercseles munkája, ami — kis magokról lévén szó — amúgy is eléggé körülményes.

A befogó szerkezet tervezésénél szem előtt kellett tartani annak biztosítását, hogy a fenti követelmények kielégítése mellett a szerkezet elektromos és mágneses szempontból is kifogástalan legyen.

### A gerjesztés

Teljesítménygenerátorként gyári készítményt kívántunk felhasználni. Kiválasztásánál figyelembe kellett venni, hogy az előírt frekvenciatartományon belül legalább 2 Oe térerőt tudjon biztosítani. Ezért megfelelő teljesítményű generátor szükséges. Tehát a szükséges teljesítményt minél kisebb értékre kell szorítanunk. Az 1. táblázatból látható, hogy 2 Oe térerő előállításához elég nagy áram szükséges.

1. táblázat

2 Oe térerőhöz szükséges áramerősség egyetlen gerjesztő menet esetén

$D^*$ [mm]	4	7	12	33
$d_k^{**}$ [mm]	3,25	5,50	10	26
$J_H$ [A]	1,63	2,75	5	13

\*Szabványos magok névleges külső átmérője

\*\*A  $D$  méretű szabványos magok közepes átmérője

A meghajtó teljesítmény — adott áram mellett —  $R_H$  értékével változtatható.

Ezért célszerű  $R_H$ -t kis értékűnek választani.  $R_H$  csökkentésének viszont alsó határt szab az a körülmény, hogy a  $H$  térerősség — vagyis az  $i_H$  áram — szinuszosága csak akkor áll fenn, ha

$$R_H \gg \omega L_1 \quad (6)$$

ahol  $L_1$  az  $n_1$  tekercs inductivitása, és  $\omega$  a gerjesztő áram frekvenciája [1]. Szinuszos gerjesztésre azért kell törekednünk, mivel így  $u_2$  a differenciális permeabilitás értékével is arányos [2].

Definíció szerint a differenciális permeabilitás

$$\mu_d = \frac{dB}{dH} \text{ [G/Oe]}$$

A (3) egyenletet átalakítva, behelyettesítjük  $\mu_d$  értékét, és akkor kapjuk, hogy

$$u_2 = n_2 S \mu_d \frac{dH}{dt} \cdot 10^{-8} \text{ [V]} \quad (7)$$

Ez egyúttal azt jelenti, hogy  $u_2$  arányos lesz  $\mu_d$ -vel, ha  $dH/dt = \text{constans}$ . Amennyiben  $H$  változása szinuszos, vagyis

$$H = H_m \sin \omega t = \frac{0,4 n_1 J_H}{d_k} \sin \omega t$$

és  $H_m$  értéke olyan nagy, hogy a mag már kis  $\omega t$  értékeknél telítődik, akkor felírhatjuk, hogy

$$\frac{dH}{dt} \approx H_m \omega = \frac{0,4 n_1 J_H}{d_k} \omega = \text{const.} \quad (8)$$

A (8)-at a (7)-be helyettesítve

$$u_2 = 0,4 \cdot 10^{-8} \frac{S n_1 n_2 J_H \omega}{d_k} \mu_d \quad (9)$$

lesz.

Miután jelen esetben  $n_1 = n_2 = 1$ , tehát

$$u_2 = 0,4 \cdot 10^{-8} \frac{S \omega J_H}{d_k} \mu_d \quad (9a)$$

$R_H = 0,5 \Omega$  értéket választottunk, amely 4 mm külső átmérőjű magnál

$$P = \frac{J_H^2 R_H}{2} = \frac{1,63^2 \cdot 0,5}{2} = 0,66 \text{ [VA]},$$

ill. 7 mm külső átmérőjű magnál

$$P = \frac{2,75^2 \cdot 0,5}{2} = 1,89 \text{ [VA]}$$

névleges teljesítményt jelent. Az egy menettel történő gerjesztés ugyanakkor lehetővé teszi azt is — mivel  $L_1$  minimális értékű —, hogy a (6) egyenlőtlenség még tízezres nagyságrendű permeabilitás esetén is teljesüljön, és így ilyen magokat is közel szinuszos gerjesztéssel vizsgálhatunk.

### Erősítők

A  $B$ -csatorna erősítője egyszerű impulzus-erősítő, és így tervezésénél ennek megfelelően kellett eljárni. Járulékos követelmény, hogy a  $B$  és  $H$  csatornák erősítőjében a jel átfutási ideje egyenlő legyen, [3] vagyis

$$t_{0H} = t_{0B} = \text{const.} \quad (10)$$

A  $t_0$  átfutási idő állandóságára vonatkozó követelmény jól ismert tény. Ha ugyanis egy erősítőre valamilyen jelet adunk, akkor a jel alakú áthaladásához az szükséges, hogy

$$A(\omega) = \text{const.}$$

és

$$\varphi(\omega) = t_0 \omega$$

legyen, ahol  $A(\omega)$  az erősítés,  $\varphi(\omega)$  az erősítő fázistolása a kérdéses frekvenciatartományban,  $t_0 = \text{const.}$  a jel átfutási ideje.

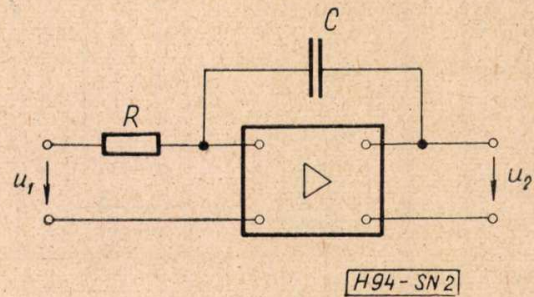
A  $B$ -csatorna impulzuserősítőjének tervezésénél — amint az szokásos — a felfutási idő és a tetőesés csökkentésére kellett törekednünk.

Az erősítendő jel, vagyis az indukcióval arányos feszültség közelítőleg négyszögimpulzusok sorozatából áll, és felfutási ideje nem kisebb  $T_j = 2\mu \text{ sec}$ -nál.

Az erősítés felső 3 dB-es pontját 2,5 MHz-nek választva, a felfutási idő növekedése elhanyagolható lesz. A jel legalacsonyabb ismétlési frekvenciája 1 kHz. Ha az erősítés alsó 3 dB-es pontját 100 Hz-nek vesszük, akkor az impulzustetők helyes átvitele ezen a frekvencián is biztosított.

A  $H$ -csatorna erősítőjénél leghelyesebb, ha felépítésében teljesen megegyezik a  $B$ -csatornával. Így biztosítható legjobban a (10) követelmény. Elegendő azonban az is, ha a  $H$  erősítő sávzélessége (felső 3 dB-es pontja) kb. 1 MHz.

Ebben az esetben az előírt 1 — 60 kHz frekvenciasávban a (10) még teljesül. Az érzékenységre vonatkozóan a  $B$ -csatornánál legalább  $1 \text{ mV}_{cs-cs}/\text{cm}$  értéket, a  $H$ -csatornánál  $150 \text{ mV}_{cs-cs}/\text{cm}$  értéket kellett biztosítani.



2. ábra. Az integrátor elvi rajza

### Az integrátor

Integrátorként Miller-integrátort használtunk fel. Elvi rajza a 2. ábrán látható. A berendezés helyes működése nagyrészt e fokozat pontosságától függ. A pontos integrálás egyik kritériuma a Miller integrátor elvéből következően

$$1 \ll \omega_{\min} RC (1 + A) \quad (11)$$

ahol  $\omega_{\min}$  a gerjesztő áram legkisebb frekvenciája,  $R$  és  $C$  az integrátor paraméterei (lásd 2. ábra) és  $A$  az erősítés értéke.

A másik követelmény, hogy

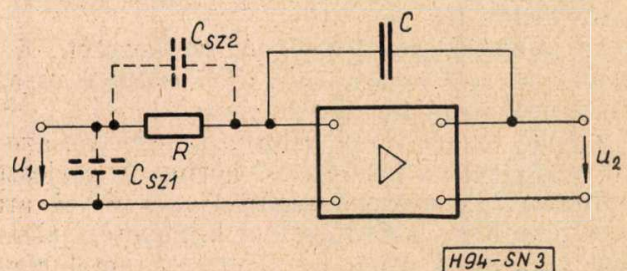
$$A \gg 1 \quad (12)$$

legyen. A (11) és (12) teljesülése esetén bizonyítható (a 2. ábra jelöléseit használva), hogy

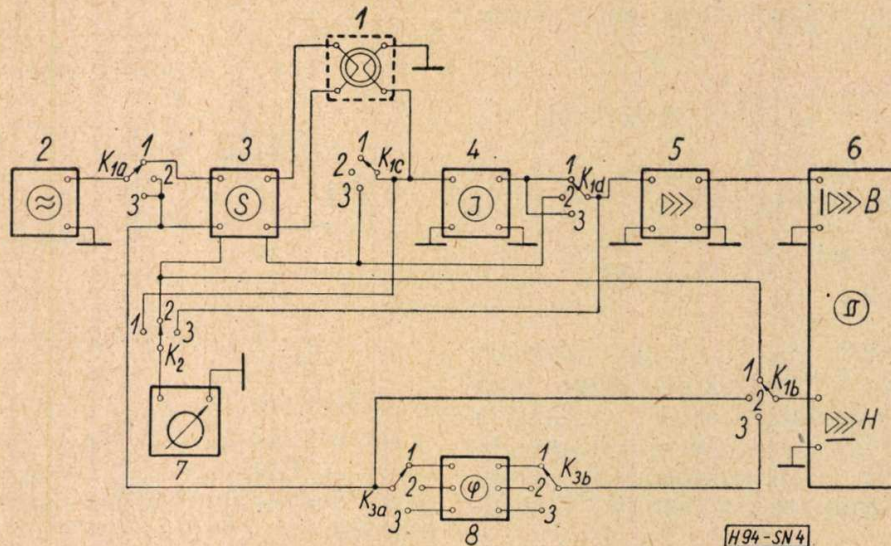
$$u_2 = \frac{1}{RC} \int_0^t u_1 dt. \quad (13)$$

A fent előírt követelményeken kívül figyelemmel kell lenni az alkalmazott erősítő nagy bemenő ellenállására. Ez egyrészt megkívánja az 1 Mohm körüli rácsellenállás alkalmazását, valamint azt, hogy a  $C$  kapacitás átvezetés és veszteség szempontjából jó minőségű legyen. A Miller-hatás következtében ugyanis a kapacitásnak ezek a tényezői a bemenő ellenállást csökkentik.

Fontos még a szórt kapacitások kérdése is (3. ábra). Az erősítő bemenetének szórt kapacitását — a kapcsolás működési elvéből kifolyólag — elhanyagoljuk. A többi szórt kapacitás hatása abban jelentkezik, hogy a kimeneten az  $u_1$  integráljával arányos feszültség mellett,  $u_1$  leosztott értéke is megjelenik. A 3. ábra alapján felírható, hogy



3. ábra. Az integrátor szórt kapacitásának figyelembevétele



4. ábra. A ferrográf bloksémája

$$u_2 = \frac{A}{R[C(1+A) + C_{Sz}]} \int_0^t u_1 dt + u_1 \frac{AC_{Sz}}{C(1+A) + C_{Sz}} \quad (14)$$

ahol  $C_{Sz} = C_{Sz1} + C_{Sz2}$ . A (14)-ből láthatjuk, hogy  $C_{Sz}$  értéke minél kisebb kell, hogy legyen, más szóval

$$C_{Sz} \ll C(1+A) \quad (15)$$

Az ábra alapján levezethető még az alábbi feltétel is

$$\omega_{\max} RC_{Sz} \ll 1 \quad (16)$$

ahol  $\omega_{\max}$  a gerjesztő áram legnagyobb frekvenciája. A (15) és (16) feltételek teljesítésével, valamint (12) figyelembevételével a (14) formulából kapjuk, hogy

$$u_2 \approx \frac{1}{RC} \int_0^t u_1 dt$$

ami megegyezik (13)-mal.

### A gyakorlati megoldás

Az adapter bloksémája a 4. ábrán látható. Az adaptert kiegészítő berendezésekkel használhatjuk. Teljesítménygenerátornak Orion KTS HG4 42—60 típusú, csővoltmérőként Orion EMG 1315/D típusú, impulzusoszcillóskópnak pedig Orion EMG 1343/B típusú berendezéseket használtunk fel.

Az adapter az 1 befogó szerkezetet, a 3 szelektort, a 4 integrátort, az 5 erősítőt és a 8 fázisösszehasonlítót tartalmazza.

A mag behelyezése után, a képernyőn azonnal megjelenik a hiszterézis görbe. A gerjesztő áramot a 2 generátor szolgáltatja, a B-vel arányos feszültség a 4 integrátor kimenetén jelenik meg. A feszültséget az 5 erősítő emeli megfelelő szintre, és így kerül a 6 oszcilloszkóp függőleges bemenetére. A H-vel arányos feszültség

— miután ennek szintje megfelelő nagyságú — közvetlenül a vízszintes erősítő bemenetére jut. A 3 szelektor a  $K_1$  kapcsolóval tulajdonképpen üzemmódváltó. A  $K_1$  1. állásában a képernyőn a hiszterézishurkot, a többi állásban — helyes működés esetén — dőlt egyenes vonalat kapunk. A 2. állásban a B és H csatorna fázistolását, a 3. állásban az integrátor működését ellenőrizzük. A 3. állásban a 8 fázisösszehasonlítót kapcsoljuk a H csatorna elé. A 8 fázisösszehasonlító egyszerű, RC integráló tagokból áll, amelyeket úgy választottuk meg, hogy az adott frekvenciasávon belül, helyesen integráljanak. Tehát az elektronikus integrátor működését is megfigyelhetjük az oszcilloszkóp ernyőjén.

Az integrátornál — a fentiekben említett (11) feltételnek megfelelően — nem tudjuk átfogni a teljes frekvenciatartományt. Ezért ezt három részre osztottuk, és mindegyik sávban más-más integráló kondenzátort ( $C$ ) alkalmaztunk. A három sáv az 1—4 kHz, a 4—16 kHz és a 16—60 kHz frekvenciatartomány. Az  $R$  ellenállás mindhárom tartományban ugyanaz. A csekély mértékű szórt kapacitás biztosítja a (16) feltétel teljesedését is. A Miller-integrátor erősítőjét egy E180F pentóddával valósítottuk meg. Ennek nagy meredeksége (16,5 mA/V) lehetővé teszi, hogy kellő sáv szélesség mellett megfelelő nagy legyen az erősítés [vö. (12) feltétellel].

Az előerősítőben is E180F csöveket használtunk fel. A kimenő fokozat EF80 csővel katód-follower. Ez kis impedanciájú kimenetet biztosít, és így koaxiális kábellel csatlakozhatunk az oszcillográfhoz.

A teljes B csatornának alacsony frekvencián igen nagy az erősítése, és így szükségessé vált az adapter egyenáramú fűtése és a tápegység stabilizálása.

Az alkalmazott generátor optimális illesztő ellenállása 5 ohm. Miután  $R_H = 0,5$  ohm értékű, ezért illesztő transzformátort alkalmaztunk.

## A ferrogáf-adatper jellemző adatai

Az alkalmazott gerjesztés szinuszos.

A mérhető magok:  $\varnothing 4 \times 2,5 \times (1,6 \sim 2,0)$  mm  
és  $\varnothing 7 \times 4 \times (1,8 \sim 2,0)$  mm méretű gyűrűs magok.

Frekvenciatartomány: 1—60 kHz.

Legnagyobb gerjesztő teljesítmény  $H = 2$  Oe  
térerőhöz: kb. 2 W.

Elvégezhető mérések: maximális és remanens indukción, koercitív erő, négyszögességi tényező és permeabilitás mérése.

## IRODALOM

1. *Раземблат*: Динамический характеристики сердечников прямоугольной петлей гистерезиса Аброматика и телемеханика Том XIX № I 1958.
2. *Василова*: Себых и Боярченко: Проектирование магнитных усилителей. Госэнергоиздат, Москва 1959.
3. *Веклер*: Фрзовые искажения в каналах В и Н при осциллографировании гистерезисных пелель ферромагнетиков. Журнал технической физики. Том XXIII. выпуск 50, за 1953 г.
4. *Dylen*: Pulse Response Characteristics of Rectangular Hysteresis Loops Ferromagnetic Materials, Trans. A IEE p. I. vol. 72. (1953) p. 648.
5. *Geyger*: Magnetic-Switch B-H Loop Tracer, Electronics 1956. No 10. p. 167.

## Обобщение

*Шаркань Т.*: Новый метод измерения преобразования АМ—ФМ и сжатия АМ

Описан новый метод измерения при помощи которого можно быстро измерять преобразование АМ—ФМ и сжатие АМ усилителей ПЧ и СВЧ систем СВЧ в рабочих условиях, с непосредственным отсчетом. Согласно новому методу на измеряемый усилитель подается несущая волна, модулированная одновременно по амплитуде и фазе, и выходной сигнал изображается на экране осциллографа при помощи анализатора спектра, позволяющего сравнение двух модуляционных боковых полос с высокой точностью. Принцип измерения заключается в том, что неизвестная фазовая модуляция выходного сигнала компенсируется известной входной фазовой модуляцией и компенсация наступает в тот момент когда обе боковые полосы равны между собой и в то же время являются минимальными. Величину преобразования АМ—ФМ можно отсчитать непосредственно на двух приборах градуированных в угловых делениях и децибелах, а величину сжатия АМ на шкале в децибелах аттенюатора ПЧ.

Новый метод сравнивается с методами, известными из литературы и утверждается, что точность измерения определена главным образом точностью измерения ослабления. Дается краткий анализ на котором новый метод основан. Сообщены основные данные изготовленного измерительного устройства и приведено несколько типичных осциллограмм.

*Берцели Т.*: Проектирование волноводов по поверхности

Автор трактует вопросы распространения волн по поверхности таких покрытых проводов, покрытие которых имеет диэлектрические и магнитные свойства. Даются приближительные формулы для определения концентрации поля, групповой скорости времени пробега, распределения мощности, распределения волн, потерь и передаваемой мощности, в случае таких покрытых провод.

Магнитное покрытие концентрирует поле лучше, чем диэлектрическое. Концентрация поля быстро растёт при увеличении проницаемости и зависит меньше от диэлектрической постоянной. Фазовое искажение волноводов по поверхности мало, а имеет противоположное значение, как фазовое искажение трубчатых волноводов. По этому может быть компенсировано коротким волноводом.

Общие потери данного волновода имеют минимум в зависимости концентрации поля. Концентрация поля принадлежащая к минимальным потерям можно осуществлять покрытием соответствующей толщины. Две формулы даны для расчёта передаваемой мощности. Одна из этих даёт величину передаваемой пиковой импульсной мощности, а другая, величину передаваемой средней мощности.

*Форро Д. и Гал И.*: Электронные цепи дальнего набора

Оборудования двухчастотного дальнего набора испытываются в эксплуатации во Венгрии. Низкочастотная и кодовая система соответствующая рекомендациям МККТТ управляет электронные блоки дальнего набора. Авторы описывают ленирование сигналов, модуляционную систему и приёмные аппаратуры. Блоки изготовлены в системе применяющей штепсели и содержат транзисторные цепи.

*Шебештен Б. и Вайда Ф.*: Стабилизация напряжения постоянного тока с Зенер — диодами

Статья описывает цепи Зенер-диод, подходящие к стабилизации напряжения постоянного тока и расчёты таких цепей, на основании которых стабилизаторы напряжения накала и сравнительного напряжения может быть проектированы.

*Шереш П. и Надь Б.*: Феррограф с синусоидальным возбуждением для диапазона частот 1—60 кГц

Описывается проектирование и изготовление лабораторной установки, разработаны авторами для испытания ферритных кольцевых сердечников. Установка оправдалась в практике.

## Zusammenfassungen

*T. Sárkány*: Ein neues Verfahren zur Messung von AM-PM Konversion und AM-Kompression

Die neue Messmethode ist geeignet zur schnellen Prüfung von Zwischenfrequenz- und Mikrowellen-Verstärkern unter betriebsmäßigen Zuständen. Entsprechend der Methode ist der Eingang des zu messenden Verstärkers mit einer Trägerspannung gesteuert, die gleichzeitig amplituden- und phasenmoduliert wird, und das Ausgangs-Signal wird mit Hilfe eines Spektrumanalysators, der durch spezielle Konstruktion zur Vergleichung der beiden Seitenbänder und zur Unterdrückung des Trägers geeignet ist, auf einem Oszillographen dargestellt. Das Messverfahren beruht auf einer Kompensation der unbekanntenen Ausgangs-Phasenmodulation mit einer bekannten Eingangs-Phasenmodulation, und die genaue Egalität ist gekennzeichnet durch die Übereinstimmung und durch das Minimalwert der Seitenbänder. Die AM-PM Konversion wird dann von zwei, direkt in Dezibel- und Winkelgrad-Werten geeichten Instrumenten abgelesen, und die AM-Kompression wird durch Ablesen der Dezibel-Skala eines UHF-Attenuators bestimmt. Die neue Methode und die von der Litteratur bereits bekannten Methoden werden gegeneinandergestellt, und es wird behauptet, das die Genauigkeit der Messung überwiegend durch die Genauigkeit der Attenuation-Messung bestimmt wird. Die neue Methode beruht auf einer Analysis, die kurz beschrieben wird, ferner ist die Spezifikation des effektiv gebauten Messplatzes tabelliert, und einige typische Oszillogramme sind dargestellt.

*T. Berceli*: Projektierung der Oberflächenwellenleiter

Der Verfasser beschäftigt sich mit den Problemen der Wellenausbreitung bei Drähten deren Überzug dielektrische und magnetische Eigenschaften hat. Im Falle solcher Drähte gibt er approximative Formeln bezüglich der Bestimmung der Feldkonzentration, der Gruppengeschwindigkeit, der Laufzeit, der Leistungsverteilung, des Wellenwiderstandes und übertragbarer Leistung. Der magnetische Überzug konzentriert das Feld stärker als der dielektrische. Die Feldkonzentration wächst schnell mit der Steigerung der Permeabilität und hängt wenig von der dielektrischen Konstante ab. Die Phasverzerrung der Oberflächenwellenleiter ist gering und der Phasverzerrung der Wellenleiter entgegengesetzt, deshalb kann sie mit kurzem Wellenleiter ausgeglichen werden. Der gesamte Verlust des gegebenen Wellenleiters hat ein Minimum in der Funktion der Feldstärke. Die zu dem minimalen Verlust gehörige Feldstärke kann mit entsprechend dickem Überzug hergestellt werden. Zur Kalkulation der übertragbaren Leistung gibt es zwei Formeln. Die eine gibt den Wert der Spitzenleistung des übertragbaren Impulses und die andere den der übertragbaren Durchschnittleistung.

*D. Forro — I. Gál*: Elektronische Stromkreise der Fernwahl

In Ungarn stehen die Zweifrequenz-Fernwahlen unter Betriebsproben. Die, die Fernwahl ermöglichende elektronische Geräte werden von einem den CCITT-Vorschriften entsprechendem Ton-

frequenz-Codesystem betätigt. Die Verfasser beschreiben die Erregung der Signale, das Modulationsverfahren und die Empfangsgeräte. Die Apparate wurden in modernem Einschubsystemen ausgeführt und enthalten Transistorstromkreise.

**B. Sebestyén—F. Vajda:** Stabilisierung der Gleichstromspannung mit Halbleiter-Zener-Dioden

Die Verfasser beschreiben die Zener-Dioden-Stromkreise, die zur Stabilisierung der Gleichstromspannung geeignet sind. Ferner beschäftigen sie sich mit den diesbezüglichen Berechnungen auf deren Grund Stabilisatoren von Heizspannung grosser Stabilität und Referenzspannung bemessbar sind.

**P. Seres—B. Nagy:** Ferrograph von Sinuserregung für das Frequenzbereich von 1 kHz—60 kHz

Der Artikel gibt die Projektierung und Ausarbeitung einer Laboratoriumeinrichtung bekannt, welche die Verfasser zur Prüfung der Ferritkerne entwickelt haben. Die Einrichtung ist in der Praxis wohlbehütet.

**Summaries**

**T. Sárkány:** A New Method for Measuring AM-to-PM Conversion and AM-Compression

The new method presented is suitable for rapid testing of i-f and microwave amplifiers under operational conditions. According to the method, the input of the amplifier to be measured is driven by a carrier simultaneously modulated in amplitude and phase, and the output signal is displayed on an oscilloscope by a spectrum-analyser having special facilities for comparing the two side-bands and rejecting the carrier frequency. The technique of measurement is based on compensating the unknown phase modulation of the output signal with the known input phase modulation, the exact equality being indicated by noting the coincidence and minimum value of the two side-bands. The AM-to-PM conversion is then read on two meters calibrated directly in decibels and degrees, and the AM-compression is determined by reading the decibel-scale of an UHF-attenuator.

The new method is compared with those already known from the literature, and it is stated that the accuracy of measurement is primarily determined by the accuracy of measuring attenuation. A short analysis upon which the new method is based is given, specifications of the actually built equipment are outlined, and some typical oscillograms are shown.

**T. Berceli:** Design of Surface Wave Guides

The author discusses the problems concerning surface wave propagation on coated wires of dielectric and magnetic properties. He gives the approximative formulae regarding the determination of field concentration, group velocity, delay time, distribution of power, characteristic impedance, losses and transmissible powers in the case of wires with above mentioned coating. The magnetic coating concentrates the field more intensively than the dielectric one. The field concentration increases quickly with the increasing of permeability and depends on the dielectric constant. The phase distortion of the surface wave guides is small and varies in a contrary sense, than the phasis distortion of wave guides and so it can be equalized with short wave guides. The total loss of a transmission line has a minimum in the function of the field concentration. The field concentration belonging to the minimum loss can be produced with a coating of adequate thickness. For the calculation of transferable power there are two formulae. One gives the transferable impulse peak power, the other the transferable average power.

**D. Forró and I. Gál:** Electronic Circuits of Toll Dialing System

The two frequency toll dialing equipments are under service test in Hungary. The appropriate coded voice frequency system in accordance with the CCITT specification is driving the electronic equipment making toll dialing possible. The authors describe the generating of signals, the process of modulation and the receivers. The equipments were constructed in modern plug-in type systems and with transistorized circuits.

**B. Sebestyén—F. Vajda:** The Stabilisation of Direct Voltage with Semi Conductor Zener-Diodes

The article presents Zener-diode circuits suitable for stabilizing direct voltage and referring calculations on the basis of which stabilizers of high-stability filament voltage supply and reference voltage can be dimensioned.

**P. Seres—B. Nagy:** Ferrograph of Sinusoidal Induction for a Frequency Range of 1—60 Kilocycles

The article presents the planning and development of a laboratory equipment, constructed by the authors for the research of ferrit ring cores. The equipment proved well in practice.

**Résumés**

**T. Sárkány:** Une nouvelle méthode pour la mesure de la conversion AM-PM et de la compression AM

Description d'une nouvelle méthode pour la mesure rapide des amplificateurs MF et HF en conditions de service. Suivant cette méthode, une onde porteuse modulée en même temps en amplitude et en phase est conduite à l'amplificateur à mesurer et l'image du signal de sortie est obtenu sur l'écran d'un oscilloscope à l'aide d'un analyseur de spectre qui permet la comparaison des deux bandes latérales de modulation avec une grande précision. La nouvelle méthode se base sur le principe suivant: la modulation de phase inconnue du signal de sortie est compensée par la modulation de phase d'entrée connue et l'égalité exacte est indiquée par la coincidence et la valeur minimale des deux bandes latérales. La valeur de la conversion de la modulation d'amplitude en modulation de phase peut être alors lue sur deux instruments calibrés directement en décibels et en degrés, pendant que la compression de la modulation d'amplitude on établit par la lecture de l'échelle en décibels d'un atténuateur MF.

Après avoir comparé la nouvelle méthode avec les méthodes connues de la littérature, on constate que la précision de la mesure est déterminée surtout par la précision de la mesure de l'atténuation. On donne brièvement l'analyse sur laquelle la nouvelle méthode est basée. Spécifications de l'appareil construit et quelques oscillogrammes typiques.

**T. Berceli:** Le projet des guides d'ondes à surface

L'auteur décrit des questions de la propagation des ondes au long des fils d'un revêtement à propriété diélectrique et magnétique. Il donne des formules approximatives concernant la détermination du champ, la vitesse du group, la durée de la propagation, la distribution de la puissance, l'impédance caractéristique, des pertes et des puissances transférables. Le revêtement magnétique donne une meilleure concentration de champ, comme le diélectrique. La concentration du champ augmente vite avec l'accroissement de la perméabilité et dépend peu de la constante diélectrique. La distorsion de phase est petite et a un sens inversé de la distorsion de phase du guide d'onde. C'est pourquoi on la peut ajuster avec de court guide d'onde. La perte totale de la guide d'onde a un minimum dans la fonction de la concentration du champ. La concentration du champ appartenant à la perte minimale peut être produite d'un revêtement à épaisseur convenable. Deux formules servent la calcul des puissances transférables. L'une donne la valeur de la puissance de crête de l'impulse transférable, l'autre la puissance moyenne transférable.

**D. Forró — I. Gál:** Les circuits électroniques de la sélection à distance

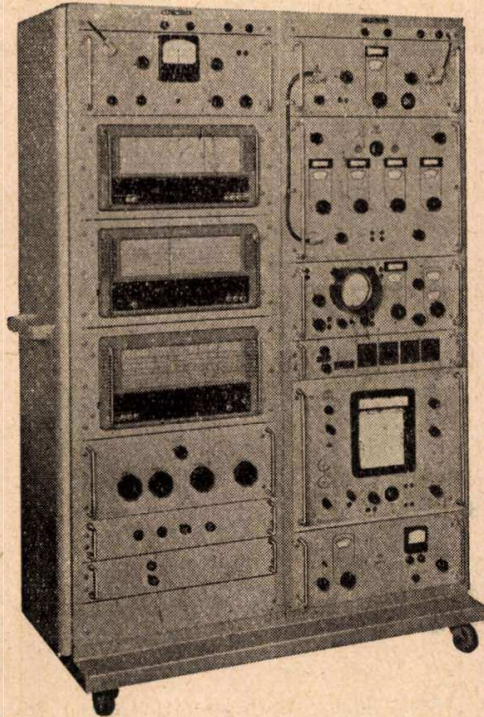
En Hongrie les équipements de la sélection à distance à deux fréquences ont été mis en service d'essai. Ces systèmes à fréquences vocales codées, qui sont en accordance avec les spécifications du CCITT, font appel à l'utilisation des équipements électroniques permettant de réaliser la sélection à distance. Les auteurs décrivent la génération des signaux, le procédé de modulation et les équipements de la réception. Les équipements ont été construits en système moderne enfichable qui contiennent des circuits à transistor.

**B. Sebestyén—F. Vajda:** La stabilisation de la tension continue par semi-conducteur Zener-diode

L'article présente des circuits à Zener-diode appropriés pour la stabilisation de la tension continue et des calculations y concernant, sur la base des quelles on peut dimensionner des stabilisateurs de tension de chauffage et de tension de référence.

**P. Seres—B. Nagy:** Ferrograph excitée à fréquence sinusoidale dans la bande de 1 kHz—60 kHz

L'article fait connaître le projet et l'exécution d'une installation de laboratoire, développée par les auteurs pour des essais des anneaux torroïdals en ferrite. Dans la pratiques l'équipement fonctionne bien.



**SCHOMANDL K. G. MÜNCHEN N. SZ. K.**

Vezérképviselőt:  
**Industrialimpex — München**

Schomandl-féle precíziós készülékek:

igen nagy pontosságú  
frekvenciamérés,  
frekvencia-regisztrálás  
frekvencia keltés

Szállítunk

regisztráló precízós frekvenciamérő berendezéseket  
normál frekvencia-kristálygenerátorokat  
precíziós dekadikus frekvencia-generátorokat  
szelektív felhullám erősítőket  
frekvenciakülönbség-írószerkezeteket  
adó-vezérlő berendezéseket

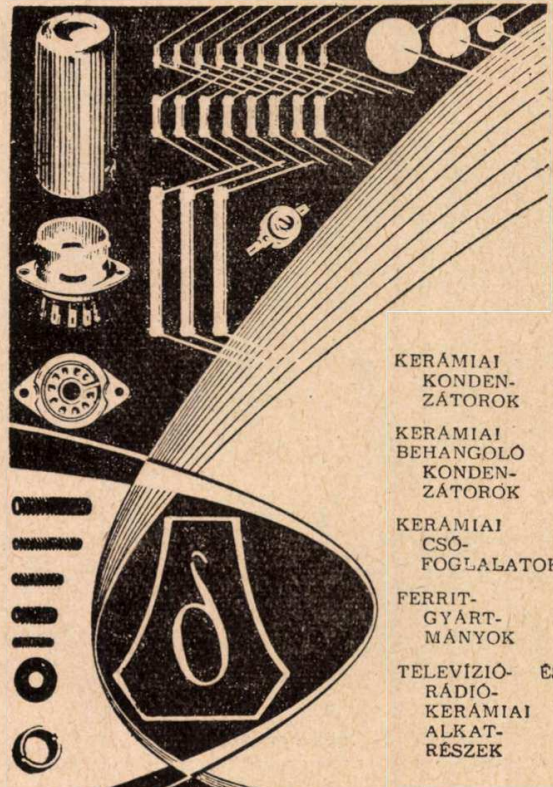
Schomandl-féle frekvenciamérő és regisztráló berendezések aktív és passzív méréshez, kivétel:  
adó-távmérő berendezés, MA 5 típus.

Frekvenciatartomány: 100 Hz —  
ultranagy frekvenciatartományig  
Pontosság:  $1 \cdot 10^{-8}/24$  óra  
Beállítási pontosság:  $\pm 0,1$  Hz



Gyárt és javít  
telefontechnikai mérőberendezéseket

Budapest, XVIII., (Pestlőrinc) Marx utca 12.  
TELEFON: 146-086, 347-143, 147-063



KERÁMIAI  
KONDEN-  
ZÁTOROK

KERÁMIAI  
BEHANGOLÓ  
KONDEN-  
ZÁTOROK

KERÁMIAI  
CSÖ-  
FOGLALATOK

FERRIT-  
GYÁRT-  
MÁNYOK

TELEVÍZIO-  
RÁDIO-  
KERÁMIAI  
ALKAT-  
RÉSZEK

*Gyártja és  
forgalomba hozza:*

**KÖBÁNYAI PORCELÁNGYÁR**

Budapest, s. Tátra-u. 4. T. 148-512



## TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

### Nagyfeszültségű készülékek :

anyagvizsgáló röntgenberendezések,  
elektrosztatikus készülékek

### Feszültség gyors szabályozók :

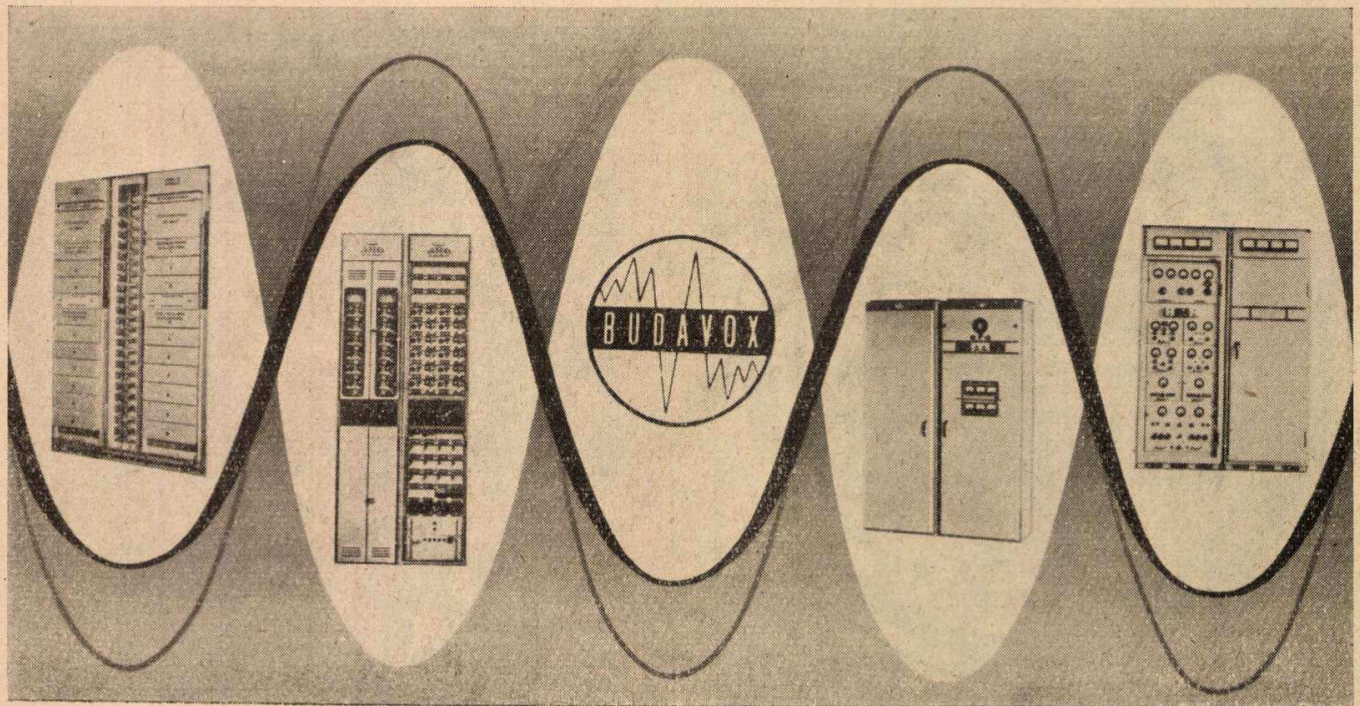
váltakozó áramú stabilizátorok,  
generátor gyors szabályozók

### Feszültség szabályozók :

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerces  
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

### Transzformátorok :

egy és háromfázisú sorozat, különleges transzformátorok  
100 kVA-ig és híradástechnikai transzformátorok



Telefonkészülékek. CB és LB kapcsolótáblák.  
Automata telefonközpontok. Átviteltechnikai berendezések.  
Átviteltechnikai mérőműszerek. Nagyfrekvenciájú generátorok.

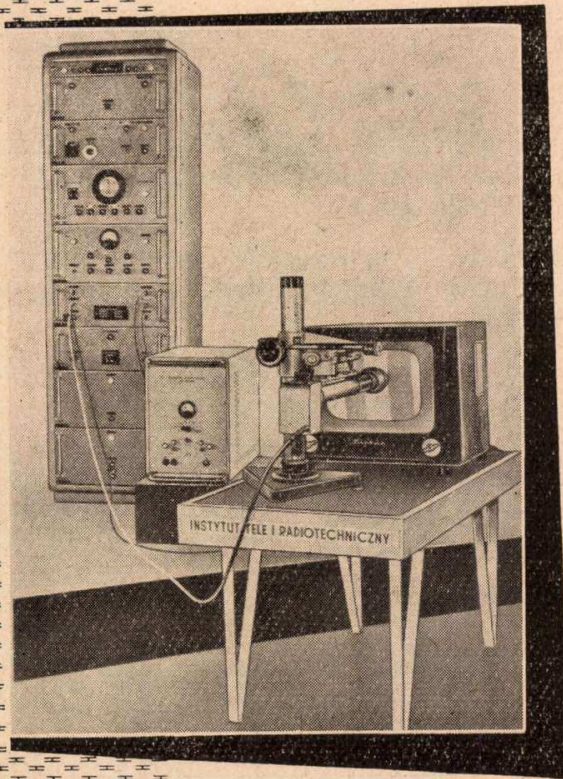
Rövid és középhullámú adóállomások.  
Hordozható és beépített adó-vevő berendezések.  
Ismétlőállomások. Többcsatornás mikrohullámú berendezések.

## BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

Budapest, VII., Tanács körút 3a. Telefon: 426-549, Távirat: Budavox, Budapest





Minden kutatólaboratóriumban, amely a televíziótechnika problémájával foglalkozik,  
minden televíziókészülék- és berendezésgyárban,  
minden televíziójavító műhelyben

használunk lengyel elektronikus mérőkészülékeket a televíziótechnika részére.

Legmodernebb konstrukciójú kiváló készülékek, megbízható kivitelű építő sorozatok. Leggondosabb szerelés. Legegyszerűbb kezelés.

*Ajánlunk:*

TSE-2M típusú elektrooptikai képminőség-vizsgáló berendezéseket, fekete-fehér televízió képekhez, különféle konstrukciójú fűrészszezég generátorokat, video-generátorokat, kisfrekvenciás és nagyfrekvenciás generátorokat, volt-, ohmmérőket a televíziótechnika részére, vektoroszkópokat, fáziseltolódás-mérőket és egyéb televíziómérő berendezéseket.

FORDULJON TÁJÉKOZTATÁSÉRT HOZZÁNK !  
KÉSZSÉGGEL NYÚJTUNK BÁRMILYEN FELVILÁGOSÍTÁST  
ÉS ELKÜLDJÜK AJÁNLATAINKAT.

*Kizárólagos exportőr:*

# "Elektrim"

Lengyel Külkereskedelmi Elektrotechnikai Kft.  
Warszawa, 2, Czackiego 15/17. Lengyelország

Telefon : 662-71

Távirati cím : Elektrim Warszawa

Postafiók : 254



## A HÍRADÁSTECHNIKAI ANYAGOK GYÁRA

Vác, Zrínyi utca 17.

- a híradástechnikai és műszeripari vállalatok részére készíti a különböző típusú és formájú M 800-as és M 1100-as permeabilitású ferritanyagokat (eltérítő gyűrű, U-mag, fazékmag, hangolómag stb.)
- gyártmányai közé tartoznak továbbá a nyomtatott áramkörű lemezek amelyeket üvegszövet alapú és bakelit alapú folírozott lemezekből a megadott típusok, illetve rajzsémák szerint állít elő
- szalagrendszerben gyárt rádió, televízió és más híradástechnikai átviteli berendezésekhez különböző típusú transzformátorokat
- horganylemez hengerdjében minden méretben és minőségben gyártja a horganylemezeket. Gyárt továbbá különböző összetételű tömör és töltetes forrasztóon huzalokat. Gyártmányai közé tartozik a fémszórás továbbá a galvanizálás

*Felvilágosításokat szívesen ad a gyár Műszaki és Kereskedelmi Osztálya*

## GYÁRTMÁNYAINK:



TV és URH vevőantennák  
 Antenna szerelvények, szigetelők  
 Központi antennák és erősítők  
 Híradástechnikai csatlakozók  
 Fényjelző, személyhívó berendezések  
 TELINFORM vezeték nélküli személyhívó  
 berendezés  
 Vészlámpák (üzemekhez, raktárakhoz stb.)  
 Feszültség szabályozó berendezések  
 Tranzisztoros transzverterek  
 Telefontechnikai töltőberendezések  
 Szikraforgácsoló tápegységek  
 Különleges száraz egyenirányító berendezések

**HÍRADÓTECHNIKAI VÁLLALAT BP. XI., DARÓCZI ÚT 1/3**