

VI

Magyar HÍRADÁSTECHNIKA



3

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>Csurgay Árpád:</i> Előírt reflexiójú inhomogén tápvonalszakaszok tervezése	85
<i>Huszty Dénes:</i> Mérőberendezés kemény ferritek mágneses tulajdonságainak meghatározására	94
<i>Gál József:</i> Univerzális távbeszélő segédközpont (Bérháztelefon)	102
<i>Boglár Gyula:</i> Az elemi csillapításfüggvény megközelítése	109
<i>Vajda János:</i> Linearizáló kapcsolat	111
Iparági hírek	121
Обобщение на русском языке	123
Zusammenfassungen in deutscher Sprache	123
Summaries in English	123
Résumés des articles en langue française	124

MAGYAR HÍRADÁSTECHNIKA

Felelős szerkesztő: Balogh Pál — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450
Felelős kiadó: Solt Sándor — Megjelent 1270 példányban

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 08. sz. folyószámlájára

Előírt reflexiójú inhomogén tápvonalszakaszok tervezése

CSURGAY ÁRPÁD

Távközlési Kutató Intézet

A különböző hullámellenállású tápvonalak széles sávban kis reflexiójú, illesztett összekötésére inhomogén tápvonalszakaszt alkalmazunk. A dolgozat első részében az inhomogén tápvonalszakasz négyppólus-paramétereit határozzuk meg (Analízis). Megmutatjuk, hogy az illesztetlen lezárt inhomogén tápvonalszakasz bemeneti reflexió-frekvencia függvényét és a cikkben definiált kontúrfüggvényt a Fourier-transzformáció kapcsolja össze. Ez a felismerés vezet át a dolgozat második részébe, ahol az előírt reflexió-frekvencia függvényhez tartozó kontúrfüggvény meghatározásával foglalkozunk (Szintézis). Megvizsgáljuk azt a kérdést, hogy egyáltalán milyen reflexió-függvények írhatók elő és megmutatjuk az előírt reflexiófüggvényt realizáló inhomogén tápvonalszakasz tervezésének módját.

A számítási módszert inhomogén távvezetésekre (TEM módusú tápvonalak) és „E”-síkbán változó méretű derékszögű négyyszög-keresztmetszetű TE_{10} módusú csőtápvonalakra dolgozzuk ki.

Bevezetés

A különböző hullámellenállású tápvonalak illesztett összekötésére az ultrarövid és a mikro-hullámú technikában változó hullámellenállású (inhomogén) tápvonalszakaszokat alkalmaznak. Az inhomogén tápvonalszakasz feladata az, hogy úgy illessze az összekötendő két tápvonalat, hogy egy megadott frekvenciaintervallumban a reflexió tényező értéke egy előírt értéknél kisebb legyen.

Sokcsatornás mikro-hullámú gerinchálózati berendezésekben a tápvonalakon fellépő reflexiók okozta echo-zaj megengedhető értéke szigorú illesztési feltételeket ír elő. Ha a leg-egyszerűbb, és az irodalomban is sok helyen tárgyalt, lineáris megoldást választjuk, akkor a szigorú illesztési feltételek nagyon megnövelik az átmeneti szakasz szükséges hosszát. Ha ezzel szemben tetszőleges kontúrú engedünk meg, lényegesen lerövidíthetjük a szükséges hosszúságot. Ezzel kapcsolatban vetődik fel a következő kérdés: tetszőleges kontúrú átmenet reflexiófüggvénye hogyan határozható meg; és egy előírt reflexiófüggvényhez milyen kontúr tartozik. Ez a két kérdés, a tetszőleges kontúrú inhomogén tápvonalszakaszok analízisének és szintézisének problémája, a jelen dolgozat tárgya.

Az inhomogén tápvonalakkal foglalkozó irodalom egyik része a változó hullámellenállású

tápvonalak differenciálegyenletét speciális hullámellenállás-függvények (exponenciális, hiperbolikus, parabolikus) esetén oldja meg [1], [2], [3]. A dolgozatok másik csoportja közelítéssel oldja meg a differenciálegyenletet vagy szukcesszív approximációs megoldást javasol. A közelítő megoldások között van egy, amely lehetővé teszi a szintézisfeladat megfogalmazását. Ezért a következőkben ezt a közelítést használjuk fel, melyet Frank [4], Bolinder [5] és Matsumaru [6], [7] is alkalmaznak és amelynek pontosságát Willis [8] és Solymár [9] megvizsgálták.

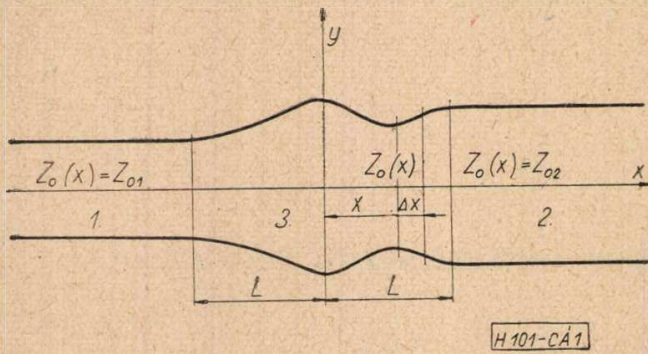
A fenti dolgozatok az inhomogén tápvonalat változó hullámellenállású távvezetéknek kezelik. Reiter [10] dolgozatának eredményeit felhasználva, megvizsgáljuk az inhomogén csőtápvonalak differenciálegyenletét is, és megmutatjuk azokat a feltételeket, amelyek esetén az inhomogén csőtápvonalszakasz változó hullámellenállású távvezetéknek tekinthető.

Ezután a szintézisfeladat, tehát előírt paraméterű inhomogén tápvonalszakasz tervezésének kérdésével foglalkozunk. Jelentősen megkönnyíti munkánkat az a felismerés, hogy egy inhomogén tápvonal reflexió-frekvencia függvénye és a dolgozatban definiált kontúrfüggvény közötti kapcsolat analóg egy aperturasugárzó megvilágításfüggvénye és iránykarakterisztikája közötti kapcsolattal. Ez a felismerés ugyanis lehetővé teszi, hogy felhasználjuk Kovács—Solymár előírt iránykarakterisztikájú antennák megvilágításfüggvényének szintéziséről írt dolgozatát [11] és az approximáció elméletnek az exponenciális típusú egész függvényekről szóló fejezetét [16].

Analízis

1. Az inhomogén tápvonalszakasz reflexió-mátrixa

Ebben a pontban az inhomogén tápvonalszakaszt egyetlen módust szállító, változó hullámellenállású és terjedési tényezőjű tápvonalnak tekintjük. A következő pontban megmutatjuk, hogy a TE_{10} beeső módusú változó derékszögű négyyszög keresztmetszetű csőtápvonal



1. ábra

vonala milyen feltételek teljesülése esetén tekinthető változó hullámellenállású távvezetéknek.

Az 1. ábrán az 1 homogén tápvonalat a 3 inhomogén tápvonalszakasz kapcsolja a 2 homogén tápvonalhoz. Ismeretes, hogy a homogén tápvonalak elektromos állapotát általános esetben két két egymással szemben haladó feszültség- és áramhullámmal írhatjuk le [12]. Egy veszteségmentes homogén tápvonal x helyén a t időpillanatban mérhető feszültség és áram a következő:

$$u(x,t) = \text{Re} [U^+ e^{j(\omega t - \beta x)} + U^- e^{j(\omega t + \beta x)}]$$

$$i(x,t) = \text{Re} [Y_0 U^+ e^{j(\omega t - \beta x)} - Y_0 U^- e^{j(\omega t + \beta x)}] \quad (1)$$

ahol U^+ a pozitív x irányban haladó hullám komplex amplitudója;

U^- a negatív x irányban haladó hullám komplex amplitudója;

ω a körfrekvencia $\omega = 2\pi f$;

$j\beta$ a terjedési tényező $j\beta = j \frac{2\pi}{\lambda} = \sqrt{ZY}$;

Re a valós rész képzés jele;

Z_0 a tápvonal hullámellenállása;

Y_0 a tápvonal hullámadmittanciája

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} = \sqrt{\frac{Y}{Z}}$$

Z a hosszegységre eső soros impedancia;

Y a hosszegységre eső söntölő admittancia.

A feszültség és áram komplex amplitudói az x helyen:

$$U(x) = U^+ e^{-j\beta x} + U^- e^{j\beta x}$$

$$I(x) = Y_0 U^+ e^{-j\beta x} - Y_0 U^- e^{j\beta x} \quad (2)$$

(2)-ből látható, hogy egy homogén tápvonal elektromos állapotát Z_0 , β , U^+ és U^- egyértelműen meghatározzák.

Az 1 tápvonal jellemzői legyenek:

$$Z_{01}, \beta_1, U_1^+ = a_1, U_1^- = b_1;$$

a 2 tápvonal jellemzői pedig:

$$Z_{02}, \beta_2, U_2^+ = b_2, U_2^- = a_2.$$

Az inhomogén tápvonal Δx elemi szakaszát homogén tápvonalnak tekintve meghatározhatjuk az inhomogén tápvonalszakasz x függvényében változó $Z_0(x)$ hullámellenállását és és $j\beta(x)$ terjedési tényezőjét.

Legyen adott Z_{01} , β_1 , Z_{02} , β_2 , $Z_0(x)$ és $\beta(x)$, és keressük az 1 és 2 tápvonalak feszültségparaméterei közötti kapcsolatot. Ismeretes, hogy ez a kapcsolat lineáris és az inhomogén tápvonalszakasz négy-pólus paramétereitől függ. Tegyük fel, hogy a_1 és a_2 (most primernek tekintett) paraméterek adottak, akkor

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (3)$$

Az S_{11} , S_{12} , S_{21} és S_{22} komplex számok az inhomogén tápvonalszakasz négy-pólus paramétereire, az ún. reflexió-mátrix elemei

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Mivel az inhomogén tápvonalszakasz reciproknégy-pólus, a reflexió-mátrix két eleme, S_{12} és S_{21} egyenlők (17):

$$S_{12} = S_{21} = S_T \quad (5)$$

A következőkben az adottnak tekintett $Z_0(x)$ és $\beta(x)$ függvényekből meghatározzuk az inhomogén tápvonalszakasz reflexió-mátrixának elemeit.

a) S_{11} meghatározása.

A (3) egyenlethől látható, hogy ha $a_2 = U_2^- = 0$, akkor

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{U_1^-}{U_1^+} \quad (6)$$

Az $U_2^- = 0$ feltételt úgy biztosíthatjuk, hogy a 2 tápvonalat illesztetten zárjuk le és a jelet az 1 tápvonalon vezetjük az inhomogén tápvonalszakaszhoz.

A (6) egyenlet jobboldalán álló mennyiségek meghatározása céljából az 1. ábrán látható inhomogén tápvonal differenciálegyenletéből indulunk ki:

$$-\frac{dU(x)}{dx} = Z(x) I(x)$$

$$-\frac{dI(x)}{dx} = Y(x) U(x) \quad (7)$$

ahol $U(x)$ és $I(x)$ a feszültség és az áram komplex amplitudói az x helyen, $Z(x)$ és $Y(x)$ pedig az x helyen a Δx elemi szakasz koncentrált paraméterű helyettesítő elemeiből, ΔZ -ből és ΔY -ből a következőképpen számíthatók ki:

$$Z(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta Z(x)}{\Delta x}$$

$$Y(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta Y(x)}{\Delta x} \quad (8)$$

Az inhomogén tápvonal hullámellenállását és terjedési tényezőjét az

$$Z_0(x) = \frac{1}{Y_0(x)} = \sqrt{\frac{Z(x)}{Y(x)}} \\ j\beta(x) = \sqrt{Z(x) Y(x)}$$

egyenletek definiálják. Ha az inhomogén tápvonal x helyén fellépő feszültséget és áramot is felbontjuk pozitív és negatív x irányban terjedő komponensekre, akkor kapjuk:

$$U(x) = U^+(x) \cdot e^{-j\beta(x) \cdot x} + U^-(x) \cdot e^{j\beta(x) \cdot x} \\ I(x) = Y_0(x) \cdot U^+(x) e^{-j\beta(x) \cdot x} - \\ - Y_0(x) U^-(x) \cdot e^{j\beta(x) \cdot x} \quad (9)$$

Tegyük fel, hogy $U_{(x)}^+ \neq 0$ és vezessük be az

$$\frac{U^-}{U^+} e^{2j\beta x} = \Gamma_1(x) \quad (10)$$

jelölést. ($\Gamma_1(x)$ nem más, mint az x helyen fellépő reflexiós tényező.)

Ebben az esetben

$$U(x) = U^+ e^{-j\beta x} [1 + \Gamma_1(x)] \\ I(x) = Y_0 U^+ e^{-j\beta x} [1 - \Gamma_1(x)] \quad (11)$$

Helyettesítsük be (11)-et (7)-be. Ekkor U^+ -ra és Γ_1 -re kapunk egy differenciálegyenletrendszert:

$$-\frac{d(U^+ e^{-j\beta x})}{dx} (1 + \Gamma_1) = \\ = U^+ e^{-j\beta x} \left[j\beta(1 - \Gamma_1) + \frac{d\Gamma_1}{dx} \right] \quad (12)$$

$$-\frac{d(U^+ e^{-j\beta x})}{dx} (1 - \Gamma_1) = U^+ e^{-j\beta x} \left[j\beta(1 + \Gamma_1) - \right. \\ \left. - \frac{d\Gamma_1}{dx} + \frac{Y_0'}{Y_0} (1 - \Gamma_1) \right] \quad (13)$$

Elosztva (13)-at (12)-vel, rendezés után kapjuk:

$$\frac{d\Gamma_1}{dx} - 2j\beta\Gamma_1 - \frac{1}{2} \frac{Y_0'}{Y_0} (1 - \Gamma_1^2) = 0 \quad (14)$$

A (14) egyenlet egy az ismeretlen $\Gamma_1(x)$ függvényre vonatkozó elsőrendű, másodfokú, változó együtthatójú differenciálegyenlet. Megoldása csak speciális Y_0 és β függvények esetén egyszerű. Mivel kis reflexiójú illesztőtranszformátort tervezünk Γ_1^2 -et 1 mellett elhanyagoljuk. Ezt az elhanyagolást Willis megvizsgálta és azt találta, hogy ha az inhomogén tápvonalszakasz hossza $2L \geq \frac{\lambda}{2}$, a hullám-

ellenállás viszony pedig $\frac{Z_{02}}{Z_{01}} \leq 2$, akkor a

reflexiós tényezők abszolút értékének hibája kisebb, mint a maximális reflexiós tényező 2%-a [8].

A differenciálegyenlet most

$$\frac{d\Gamma_1}{dx} - 2j\beta\Gamma_1 - \frac{1}{2} \frac{Y_0'}{Y_0} = 0 \quad (15)$$

elsőrendű lineáris.

Vezessük be az

$$f(x) = -\frac{1}{2} \frac{Y_0'(x)}{Y_0(x)} = \frac{1}{2} \frac{d(\ln Z_0(x))}{dx} \quad (16)$$

kontúrfüggvényt, melynek értéke a $(-L, +L)$ intervallumon kívül zérus, mert a homogén tápvonal hullámellenállása nem függ x -től és így x szerinti deriváltja zérus.

(15) általános megoldása:

$$\Gamma_1(x) = e^{2j \int_0^x \beta(\xi) d\xi} \cdot \left[C - \int_0^x f(\zeta) e^{-2j \int_0^\zeta \beta(\xi) d\xi} d\zeta \right] \quad (17)$$

A határfeltétel az $U_2^- = 0$ -ból és (10)-ből következik:

$$\Gamma_1(L) = 0$$

Behelyettesítve ezt (17)-be, kapjuk:

$$\Gamma_1(x) = e^{2j \int_0^x \beta(\xi) d\xi} \cdot \int_x^L f(\zeta) \cdot e^{-2j \int_0^\zeta \beta(\xi) d\xi} d\zeta \quad (18)$$

Ha a terjedési tényező nem függ x -től (TEM módusú tápvonalaknál, és ahogy azt a következő pontban megmutatjuk, csak „E” síkban változó méretű derékszögű négyszögkeresztmetszetű csőtápvonalaknál ezzel az esetel állunk szemben), akkor

$$\Gamma_1(x) = e^{2j\beta_0 x} \cdot \int_x^L f(\zeta) e^{-2j\beta_0 \zeta} d\zeta \quad (19)$$

(10)-et figyelembe véve, a reflexió-mátrix első eleme:

$$S_{11} = e^{2j\beta_0 L} \cdot \Gamma_1(-L) = \int_{-L}^L f(\zeta) e^{-j\Omega \zeta} d\zeta,$$

ahol $\Omega = 2\beta_0$.

Mivel a kontúrfüggvény a $(-L, +L)$ intervallumon kívül zérus, írható, hogy:

$$S_{11} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \cdot e^{-j\Omega x} dx = \mathcal{F}\{f(x)\} \quad (20)$$

tehát S_{11} a kontúrfüggvény Fourier-transzformáltja.

b) S_{22} meghatározása.

A (3) egyenletből látható, hogy ha $a_1 = 0$, akkor

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{U_2^+}{U_2^-}$$

Tegyük fel, hogy $U^-(x) \neq 0$, és vezessük be a

$$\Gamma_2(x) = \frac{U^+}{U^-} e^{-2j\beta x} \quad (21)$$

jelölést.

Ha ezután elvégezzük ugyanazokat a műveleteket, melyeket az előző pontban végeztünk, akkor ugyanazon közelítő feltételek teljesülése esetén, az x -től nem függő terjedési tényezőjű tápvonalszakasz reflexió-mátrixának második elemére kapjuk:

$$S_{22} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(-x) \cdot e^{-j\Omega x} dx, \quad (22)$$

tehát

$$S_{22} = \mathcal{F}\{f(-x)\}, \quad (23)$$

az $f(-x)$ függvény Fourier-transzformáltja.

c) S_T meghatározása.

A (3) és (5) egyenletekből, ha $a_2 = U_2 = 0$, akkor:

$$S_T = \frac{b_2}{a_1} = \frac{U_2^+}{U_1^+} \quad (24)$$

S_T meghatározásához tehát az $U^+(x)$ függvényt kell meghatároznunk abban az esetben, amikor az inhomogén tápvonalszakaszt illetően lezárjuk az $x = L$ helyen és így biztosítjuk az $a_2 = 0$ feltétel teljesülését.

Az $U^+(x)$ függvényt a (12) és (13) differenciálegyenletrendszerből határozhatjuk meg. A fenti feltételt kielégítő $\Gamma_1(x)$ függvényt már meg is határoztuk. Ha tehát (19)-et behelyettesítjük például a (12) egyenletbe, akkor a keresett $U^+(x)$ függvényre kapunk egy elsőrendű lineáris szétválasztható differenciálegyenletet, melyet könnyen megoldhatunk. A differenciálegyenlet:

$$-\frac{d(U^+ e^{-j\beta x})}{U^+ e^{-j\beta x}} = \left(j\beta \frac{1 - \Gamma_1}{1 + \Gamma_1} + \frac{d\Gamma_1}{dx} \right) \quad (25)$$

(25) határfeltétele:

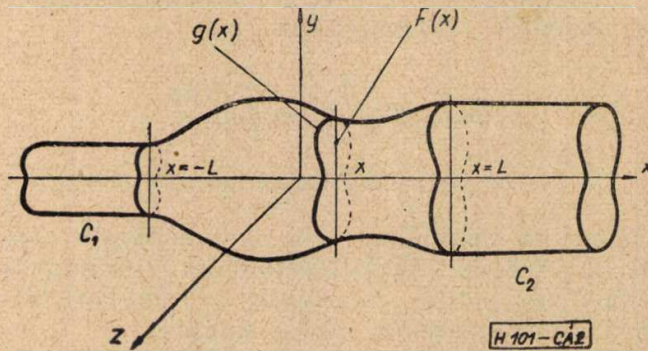
$$(U^+ e^{-j\beta x})_{x=-L} = U_1^+ e^{j\beta L} \quad (26)$$

A (26) határfeltételt kielégítő partikuláris megoldás:

$$U^+ e^{-j\beta x} = \frac{1 - \Gamma_1(-L)}{1 + \Gamma_1(x)} U_1^+ e^{j\beta L} \cdot \exp \left\{ -j \int_{-L}^x \frac{1 - \Gamma_1}{1 + \Gamma_1} dx \right\}. \quad (27)$$

(27)-ből meghatározva a (24) jobboldalán szereplő mennyiségeket, meghatározhatjuk a reflexió-mátrix még ismeretlen elemét:

$$S_T = e^{j\Omega L} [1 + \Gamma_1(-L)] \cdot \exp \left\{ -j \frac{\Omega}{2} \int_{-L}^L \frac{1 - \Gamma_1}{1 + \Gamma_1} dx \right\}. \quad (28)$$



2. ábra

2. Változó keresztmetszetű csőtápvonalak

a) Az általánosított táviró egyenletek.

A 2. ábrán $(-\infty, -L)$ intervallumban homogén C_1 jelű csőtápvonalat inhomogén csőtápvonalszakasszal kapcsoljuk a C_2 csőtápvonalhoz. Tegyük fel, hogy az inhomogén csőtápvonalszakasz belső felületének egyenlete

$$f(x, y, z) = 0 \quad (29)$$

x -nek folytonos függvénye és x szerint differenciálható. Az $f(x, y, z) = 0$ felület és az $x =$ konstans sík metszészvonala zárt görbe, melyet a továbbiakban $g(x)$ -el, a görbe által kifeszített az $x =$ konstans síkba eső felületet pedig $F(x)$ -el jelöljük.

A csőtápvonal elektromágneses tere minden keresztmetszetben ortogonális módusok szerint sorbafejtethető. Az egyes módusok ekvivalens feszültségekkel és áramokkal jellemezhetők. Ezek a paraméterek csak x függvényei. Az egyes módusokhoz ezért távvezetékek rendelhetők. Homogén csőtápvonalakban az egyes módusokhoz tartozó távvezetékek egymástól független homogén tápvonalak. Ez azt jelenti, hogy ha valamelyik módusban gerjesztjük a csőtápvonalat, akkor más módusok nem keletkeznek. Inhomogén csőtápvonalaknál más a helyzet. Itt az egyes módusokhoz inhomogén távvezetékek tartoznak, amelyek egymással kölcsönösen csatolva vannak. A távvezetékek közötti csatolás a módusok egymásba alakulását reprezentálja. Az egyes módusok ekvivalens feszültségei és áramai kielégítik az általánosított táviró egyenleteket [10]:

$$\begin{aligned} -\frac{dU_i}{dx} &= j\beta_i K_i I_i - \sum_{p=1}^{\infty} T_{ip} U_p \\ -\frac{dI_i}{dx} &= j\beta_i K_i^{-1} U_i + \sum_{p=1}^{\infty} T_{ip} I_p \end{aligned} \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (30)$$

ahol i és p a módusokat jelző számok;

U_i és I_i az i -dik módus ekvivalens feszültsége, és árama az x helyen;

β_i az i sorszámú módus terjedési tényezője az x helyen;

K_i az i sorszámú módus karakterisztikus impedanciája az x helyen;

T_{pi} csatolási tényező, amely

$$T_{pi} = \int_F \bar{\mathbf{e}}_p \frac{\partial \bar{\mathbf{e}}_i}{\partial x} dF \quad (31)$$

Itt \mathbf{e}_p és $\bar{\mathbf{e}}_i$ a p , illetve i sorszámú módus normalizált vektorfüggvénye az x helyen. Az $\bar{\mathbf{e}}$ vektorfüggvények ortonormált függvényrendszert alkotnak, mert kielégítik az

$$\int_F \bar{\mathbf{e}}_p \bar{\mathbf{e}}_i dF = \delta_{ip} = \begin{cases} 1, & \text{ha } i = p \\ 0, & \text{ha } i \neq p \end{cases}$$

egyenletet. A normalizált vektorfüggvényekről részletesebben lásd [15]-öt.

b) Derékszögű négyszögkeresztmetszetű inhomogén csőtápvonalszakasz reflexiófüggvénye TE_{10} beeső módus esetén.

Vizsgáljuk meg azt a speciális esetet, amikor a C_1 és C_2 csőtápvonal derékszögű négyszögkeresztmetszetű és az átmenet minden $x = \text{konstans}$ síkkal való metszete derékszögű négyszög (3. ábra). A jel a C_1 -ben TE_{10} módusban terjedjen az inhomogén tápvonalszakasz felé.

A következőkben meghatározzuk az alaplómódusbeli reflexiót, elhanyagolva a magasabb módusokból az alaplómódusba visszacsatolt teljesítményt. Elegendően lassan változó keresztmetszet esetén ez az elhanyagolás jogos [9]. Az alaplómódusra vonatkozó táviróegyenlet ebben az esetben:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{dU_1}{dx} &= j\beta K I_1 - T_{11} U_1 \\ -\frac{dI_1}{dx} &= j\frac{\beta}{K} U_1 + T_{11} I_1 \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Az itt szereplő

$$T_{11} = \int_F \bar{\mathbf{e}}_{10} \frac{\partial \bar{\mathbf{e}}_{10}}{\partial x} dF \quad (33)$$

ahol
$$\bar{\mathbf{e}}_{10} = \sqrt{\frac{2}{ab}} \left(\cos \frac{\pi z}{a} \right) \bar{\mathbf{j}} \quad (34)$$

Kiszámítva (33)-at kapjuk:

$$T_{11} = -\frac{1}{2} \frac{d}{dx} [\ln b(x)] \quad (35)$$

A (32)-ben szereplő együtthatók:

$$\begin{aligned} \beta K &= \omega \mu & \beta &= \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a(x)} \right)^2} \\ \frac{\beta}{K} &= \omega \varepsilon - \frac{\pi^2}{a^2 \omega \mu} & \text{innen } K &= \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a(x)} \right)^2}} \end{aligned} \quad (36)$$

Felbontva U_1 -et pozitív és negatív x irányban terjedő komponensekre, majd bevezetve az előző ponthoz hasonlóan a $\Gamma(x)$ mennyiséget, (32)-be való behelyettesítés és rendezés után kapjuk:

$$\frac{d\Gamma}{dx} - 2j\beta \Gamma + (1 - \Gamma^2) \left(\frac{1}{2} \frac{d \ln K}{dx} - T_{11} \right) = 0$$

Ha az átmenet kis reflexiójú, azaz $\Gamma^2 \ll 1$, akkor

$$\frac{d\Gamma}{dx} - 2j\beta \Gamma = T_{11} - \frac{1}{2} \frac{d \ln K}{dx} \quad (37)$$

Behelyettesítve ide (35)-öt,

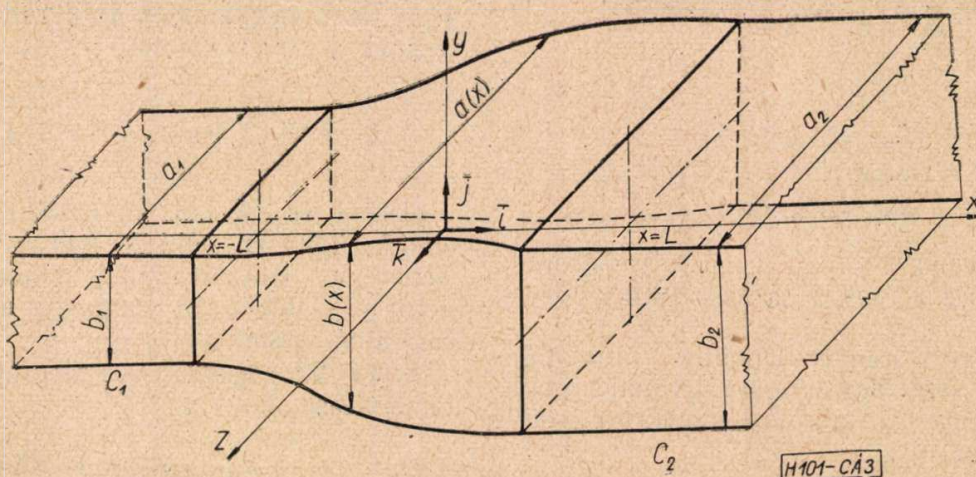
$$\frac{d\Gamma}{dx} - 2j\beta \Gamma + \frac{1}{2} \frac{d}{dx} [\ln b K] = 0 \quad (38)$$

(38)-at, (15)-öt és (36)-ot összehasonlítva azt a triviálisnak látszó eredményt kapjuk, hogy a szóban forgó változó keresztmetszetű csőtápvonal olyan inhomogén tápvonal, melynek terjedési tényezője:

$$j\beta(x) = j\frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a(x)} \right)^2} \quad (39)$$

hullámellenállása pedig:

$$Z_0(x) = b(x) K(x) = \frac{b(x) \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a(x)} \right)^2}} \quad (40)$$



3. ábra

(40)-ből látható, hogy a TEM módusú tápvonalakra jellemző, a változó hullámellenállástól, illetve a változó geometriai méretektől független terjedési tényezőjű esetnek derékszögű négyszögkeresztmetszetű csőtápvonalaknál az $a(x) = \text{konstans}$ eset felel meg. Természetesen csak az említett feltételek teljesülése esetén.

Szintézis

1. A feladat

A dolgozat első részében meghatároztuk egy adott inhomogén tápvonalszakasz négy pólus paramétereit. A második részben megvizsgáljuk az egyik végén illesztetten lezárt inhomogén tápvonalszakasz bemeneti reflexió-frekvencia függvénye szintézisének problémáját. A bemeneti reflexió-frekvencia függvény éppen a reflexió-mátrix egyik a főátlóban levő elemével egyenlő. Erről viszont tudjuk, hogy egyenlő a kontúrfüggvény Fourier-transzformáltjával. A szintézis feladat megoldása tehát a Fourier-transzformáció megfordításával oldható meg. A megadott reflexió-függvény inverz Fourier-transzformáltja a kontúrfüggvénnyel egyenlő, amelyből a hullámellenállás függvény és a geometriai méretek meghatározhatók. Ha egy önkényesen felvett reflexió-frekvencia függvénnyel végigvezetjük a most elmondott számítást, akkor azt tapasztaljuk, hogy kapott hullámellenállás függvény általában nem realizálható. Mint minden szintézis feladatnál, úgy itt is meg kell vizsgálnunk a megoldhatóság feltételét is. Választ kell tehát adnunk arra a kérdésre, hogy milyen reflexió-függvények adnak realizálható kontúrfüggvényt. Ezután meg kell mutatnunk, hogy a tetszőlegesen felvett reflexió-függvény hogyan approximálható realizálható kontúrfüggvényt adó reflexió-függvényekkel. A következő pontokban ezekkel a kérdésekkel foglalkozunk.

2. Realizálható kontúrfüggvényt adó reflexió-frekvencia függvények

Mivel

$$f(x) = \frac{1}{2} \frac{Z_0'(x)}{Z_0(x)} = \frac{1}{2} \frac{d}{dx} [\ln Z_0(x)] \quad (1)$$

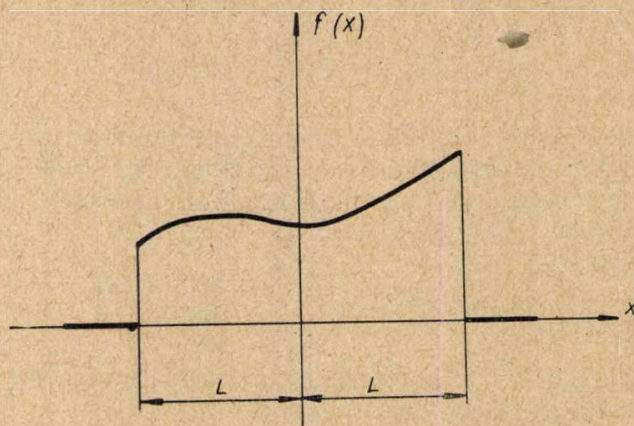
és

$$Z_0(x) = \begin{cases} Z_{01}, & \text{ha } x < -L \\ Z_0(x), & \text{ha } -L < x < L \\ Z_{02}, & \text{ha } x > L \end{cases} \quad (2)$$

az $f(x)$ függvény a $(-L, +L)$ intervallumon kívül zérus. Ez a realizálhatóság első feltétele. (4. ábra.)

A realizálható kontúrfüggvény valós függvény, mert a veszteségmentes tápvonal hullámellenállása, s így (1) alapján kontúrfüggvénye is valós, tehát:

$$f(x) = f^*(x) \quad (3)$$



4. ábra

A konstruktív függvénytan azoknak a függvényeknek a halmazát, melyek eleget tesznek az első feltételnek és négyzetesen integrálhatók, azaz

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |f(x)|^2 dx$$

létezik, F_L függvényosztálynak nevezi. Ebből következik, hogy minden $2L$ hosszúságú inhomogén tápvonal kontúrfüggvénye az F_L függvényosztályba tartozik, azaz ha $f(x)$ egy realizálható kontúrfüggvény, akkor

$$f(x) \in F_L \quad (4)$$

Az approximációelmélet Wiener-Paley tétele szerint az F_L függvényosztályhoz hozzárendelhető egy másik függvényosztály, — a továbbiakban W_L — amely az F_L függvényosztállyal a Fourier-transzformáción keresztül kölcsönösen egyértelmű kapcsolatban áll. Pontosabban megfogalmazva:

ha $f(x) \in F_L$, akkor $\mathcal{F}\{f(x)\} = \varphi(\Omega) \in W_L$

és ha $\varphi(\Omega) \in W_L$, akkor $\mathcal{F}^{-1}\{\varphi(\Omega)\} = f(x) \in F_L \quad (5)$

A W_L függvényosztály függvényeit az definiálja, hogy négyzetesen integrálhatók és eleget tesznek a következő feltételnek:

$$\varphi(\Omega) = \sum_{k=0}^{\infty} C_k \frac{\Omega^k}{k!} \quad \text{és} \quad \lim_{k \rightarrow \infty} \sqrt{|C_k|} \leq L \quad (6)$$

(4)-ből és (5)-ből következik, hogy ha az előírt $\Gamma(\Omega) \in W_L$ akkor $f(x) = \mathcal{F}^{-1}\{\Gamma(\Omega)\} \in F_L$. Tehát a realizálhatóság szükséges feltétele, hogy az előírt $\Gamma(\Omega)$ függvény a W_L függvényosztályba essék.

A [11] 22. függelékében megtalálható annak a bizonyítása, hogy a

$$h(\Omega) = \frac{\sin \Omega L}{\Omega} \cdot \frac{P(\Omega)}{Q(\Omega)} \quad (7)$$

függvény a W_L függvényosztályba tartozik, ha $P(\Omega)$ és $Q(\Omega)$ Ω -nak azonos fokszámú polinomjai, és $Q(\Omega)$ gyökhelyei egybe esnek a $\sin \Omega L$ zérushelyeivel. Könnyen belátható, hogy ha a $\frac{P(\Omega)}{Q(\Omega)}$ függvény páros függvény, akkor

$$\mathcal{F}^{-1}\{h(\Omega)\} = [\mathcal{F}^{-1}\{h(\Omega)\}]^*,$$

tehát $h(\Omega)$ inverz Fourier-transzformáltja valós. Realizálható kontúrfüggvényt kapunk tehát, ha a reflexiófüggvény

$$h(\Omega) = \frac{\sin \Omega L}{\Omega} \cdot \frac{P(\Omega)}{Q(\Omega)} \quad (8)$$

alakú, ahol $P(\Omega)$ és $Q(\Omega)$ azonos fokszámú polinomok, $\frac{P(\Omega)}{Q(\Omega)}$ páros függvény és $Q(\Omega)$ gyökhelyei megegyeznek a $\sin \Omega L$ zérushelyeivel.

A

$$\frac{P(\Omega)}{Q(\Omega)} = \sum_{k=0}^n C_k \frac{(-1)^k (\Omega L)^2}{(\Omega L)^2 - k^2 \pi^2} \quad (9)$$

függvény teljesíti a fenti feltételeket. Ha tehát a C_k együtthatókat és L értékét úgy választjuk meg, hogy a

$$h(\Omega) = \frac{\sin \Omega L}{\Omega} \cdot \sum_{k=0}^n C_k \frac{(-1)^k (\Omega L)^2}{(\Omega L)^2 - k^2 \pi^2} \quad (10)$$

előírt mértékben közelítse meg az előírt reflexiófüggvényt, akkor $h(\Omega)$ inverz Fourier-transzformáltja realizálható kontúrfüggvény lesz és feladatunkat megoldhatjuk.

3. A tervezés menete

Az előírás az, hogy az (f_1, f_2) intervallumban Γ megadott módon változzék. Első lépésben meghatározzuk, hogy az (f_1, f_2) intervallumnak milyen (Ω_1, Ω_2) intervallum felel meg. A realizálandó reflexiófüggvényt (10) alakban vesszük fel. A (10)-ben $n+1$ szabad paraméter szerepel. (Az L és a C_k -k.) Ezek közül 1-et, C_0 -át, a határfeltételek kielégítésére tartjuk fenn, a maradék n szabad paraméter segítségével pedig az (Ω_1, Ω_2) intervallumban n helyen írhatjuk elő az előírt és a megközelítő függvények egyenlőségét.

A kontúrfüggvényt az így meghatározott $h(\Omega)$ függvényből inverz Fourier-transzformáció segítségével állíthatjuk elő:

$$f(x) = \mathcal{F}^{-1}\{h(\Omega)\} = \sum_{k=0}^n \frac{C_k}{2} \cos \frac{k\pi x}{L}. \quad (11)$$

Mivel pedig:

$$f(x) = \frac{1}{2} \frac{d}{dx} \ln Z_0(x), \quad (12)$$

a hullámellenállás függvény:

$$Z_0(x) = A e^{2 \int f(x) dx} = A \exp \left\{ \sum_{k=0}^n \frac{C_k L}{k\pi} \sin \frac{k\pi x}{L} \right\}. \quad (13)$$

A határfeltételek:

$$Z_0(-L) = Z_{01}, \quad Z_0(L) = Z_{02} \quad (14)$$

Ebből:

$$A = \sqrt{Z_{01} Z_{02}} \quad (15)$$

és

$$C_0 = \frac{1}{2L} \ln \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \quad (16)$$

A keresett hullámellenállás függvény:

$$Z_0(x) = \sqrt{Z_{01} Z_{02}} \exp \left\{ \frac{1}{2L} \left(\ln \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \right) x + \sum_{k=1}^n \frac{C_k L}{k\pi} \sin \frac{k\pi x}{L} \right\} \quad (17)$$

Az inhomogén tápvonalszakasz geometriai adatait a (17) egyenletből határozhatjuk meg.

Példák

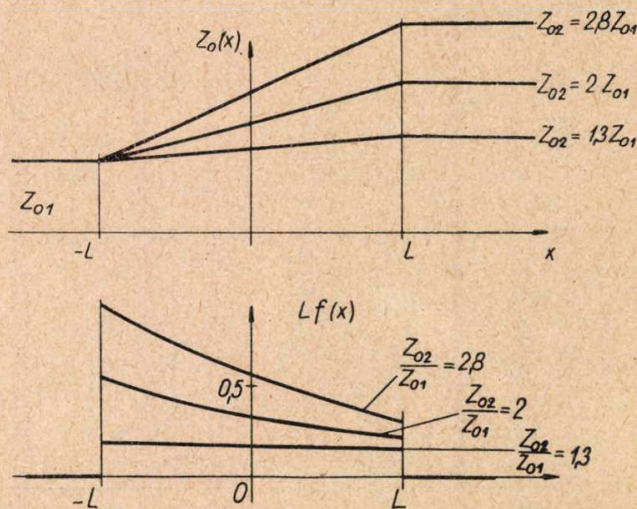
1. Lineáris átmenet reflexiófüggvénye

A lineáris hullámellenállás változású TEM módusú átmenetek és az E-síkban lineárisan változó méretű TE_{10} módust szállító derékszögű négyszögkeresztmetszetű csőtápvonalak reflexiófüggvényét fogjuk kiszámítani. A hullámellenállás függvény (5. ábra)

$$Z_0(x) = \frac{Z_{01} + Z_{02}}{2} + \frac{Z_{02} - Z_{01}}{2L} x = a + bx \quad (1)$$

A kontúrfüggvény (5. ábra):

$$f(x) = \frac{1}{2} \frac{Z_0'(x)}{Z_0(x)} = \frac{1}{2} \frac{b}{a + bx} \quad (2)$$



5. ábra

H 101-CA5

A terjedési tényező:

$$j\beta_0 = \text{konstans.}$$

TEM módúsú tápvonalaknál

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (3)$$

„E” síkban változó keresztmetszetű csőtápvonalnál $a = \text{konstans}$, tehát

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}$$

Behelyettesítve (2)-t és (3)-at Γ kifejezésébe kapjuk, hogy

$$\Gamma = \int_{-L}^L \frac{b}{2(a + bx)} e^{-2j\beta_0 x} dx \quad (4)$$

Az (4) integrál:

$$\Gamma = \frac{1}{2} e^{2j\beta_0 \frac{a}{b}} \{Ciu_2 - Ciu_1 - j[Siu_2 - Siu_1]\} \quad (5)$$

ahol:

$$u_1 = \frac{1}{2\beta_0} \cdot \frac{b}{a} \left(1 - \frac{bL}{a}\right) \quad (6)$$

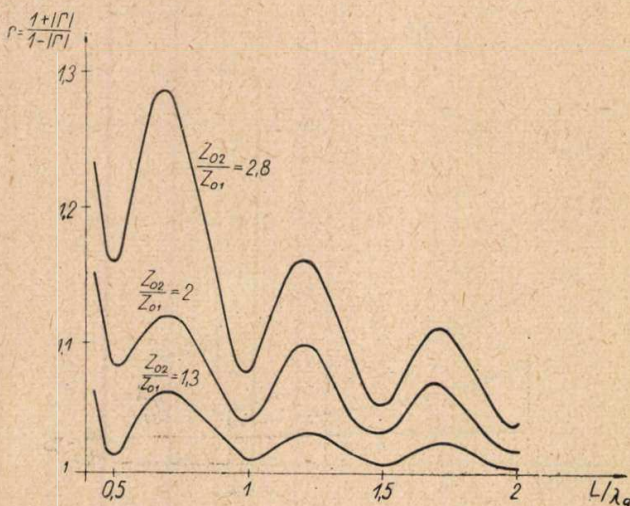
$$u_2 = \frac{1}{2\beta_0} \cdot \frac{b}{a} \left(1 + \frac{bL}{a}\right)$$

és

$$|\Gamma| = \frac{1}{2} \sqrt{(Ciu_2 - Ciu_1)^2 + (Siu_2 - Siu_1)^2} \quad (7)$$

(Ci az integrálcósinus, Si az integrálsinus függvények jele)

A 6. ábrán megrajzoltuk az $r = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$ állóhullámarányt az L/λ_g függvényében különböző Z_{01}/Z_{02} viszonyok esetén.



6. ábra

2. Konstans $\beta(x)$ függvénnyel rendelkező, tehát TEM tápvonalak, illetve E síkban változó keresztmetszetű csőtápvonalak reflexiófüggvényének szintézise

Ha $\beta(x) = \beta_0$ akkor az $\Omega = 2\beta_0$ -ból meghatározható az f_1 -nek megfelelő Ω_1 és az f_2 -nek megfelelő Ω_2 , melyek ismeretében az (Ω_1, Ω_2) intervallumban kielégíthetők az előírások. Például $|\Gamma| \leq \epsilon$ előírás esetén elegendően sok 0-hely felvételével (tehát n - növelésével) teljesíthető a $|\Gamma| \leq \epsilon$ előírás.

a) Az exponenciális átmenet.

Ha egyetlen frekvencián elegendő a reflexiófüggvény zérussá tétele, akkor (10)-et $n = 0$ esetén alkalmazzuk.

$$\Gamma(\Omega) = C_0 \frac{\sin \Omega L}{\Omega} \quad (8)$$

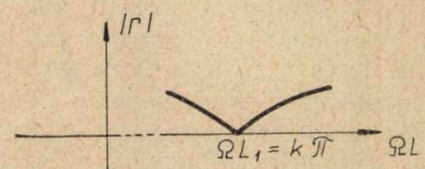
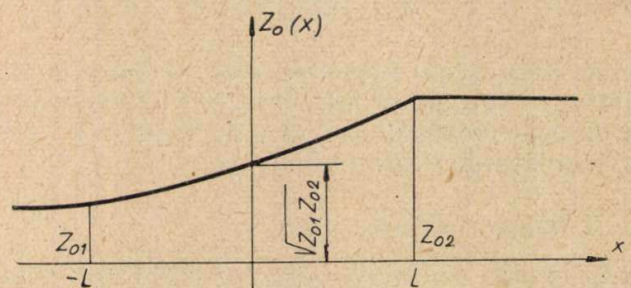
(17)-ből:

$$Z_0(x) = \sqrt{Z_{01} Z_{02}} e^{\frac{1}{2} (\ln \frac{Z_{02}}{Z_{01}}) x} \quad (9)$$

Ha f_1 -en akarjuk zérussá tenni a Γ -t, akkor meghatározzuk az f_1 -hez tartozó Ω_1 -et és az

$$\Omega_1 L = k\pi, \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

egyenletből kiszámítjuk L -et.



7. ábra

A 7. ábrán megrajzoltuk a $Z_0(x)$ és a $\Gamma(\Omega)$ függvényeket.

b) Az $n-1$ eset.

Ha két frekvencián írunk elő zérus reflexiót, akkor $n = 1$, tehát:

$$\Gamma(\Omega) = \frac{\sin \Omega L}{\Omega} \left[C_0 - C_1 \frac{(\Omega L)}{(\Omega L)^2 - k^2 \pi^2} \right]. \quad (10)$$

A hullámellenállás függvény (17)-ből:

$$Z_0(x) = \sqrt{Z_{01} Z_{02}} \exp \left\{ \frac{1}{2L} \left(\ln \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \right) x + \frac{C_1 L}{\pi} \sin \frac{\pi x}{L} \right\} \quad (11)$$

Ha Ω_1 és Ω_2 a két reflexió-nullahely, akkor

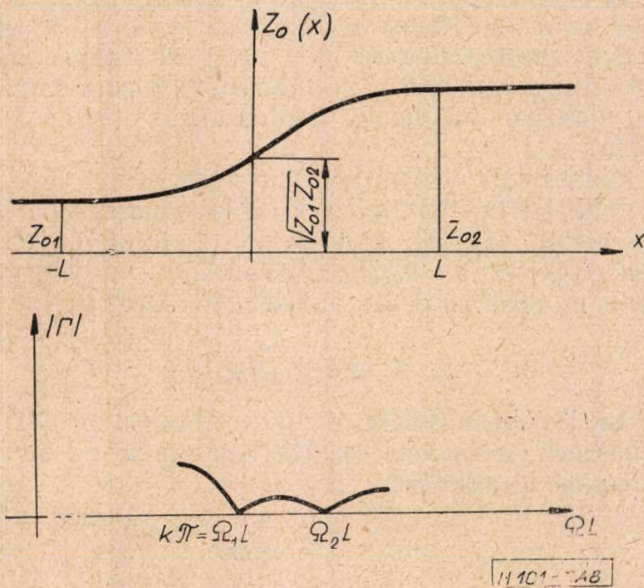
$$\Omega_1 L = k\pi, \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (12)$$

és

$$C_0 - C_1 \frac{(\Omega_2 L)^2}{(\Omega_2 L)^2 - \pi^2} = 0$$

ahonnan:

$$C_1 = \frac{1}{L} \left(\ln \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \right) \frac{(\Omega_2 L)^2 - \pi^2}{(\Omega_2 L)^2} \quad (13)$$



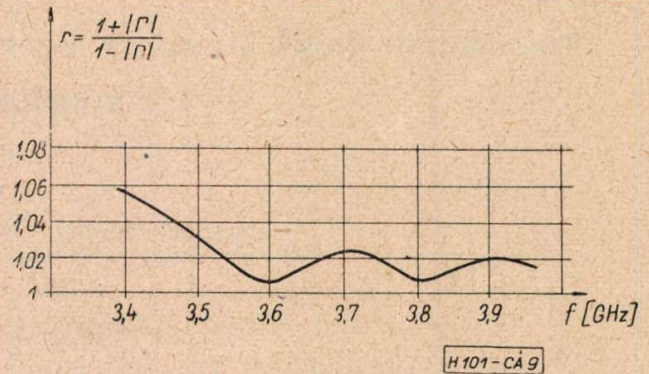
8. ábra

a 8. ábrán látható egy két zérus helyel rendelkező átmenet $Z_0(x)$ és $\Gamma(\Omega)$ függvénye.

Egy ilyen módon tervezett csőtápvonalátmenetet készítettünk a szélessávú gerinchálózati rádióösszeköttetés mikrohullámú áramköre számára. A két zérushely: 3600 MHz és 3800 MHz. Az átmenet állóhullámarányát a frekvencia függvényében a szokásos módszerekkel mérve a 9. ábrán látható eredményt kaptuk.

IRODALOM

1. Ghose: Exponential Transmission Lines as Resonators and Transformers, IRE Transaction on MTT, 1957, July.



9. ábra

2. Scott: The Hyperbolic Transmission Lines, Proc. IRE, 1953, Nov.
3. Young: Parabolic Transmission Lines, Proc. IRE, 1955, Aug.
4. N. H. Frank: Reflections from Sections of Tapered Transmission Lines and Waveguides, RL Report, No. 189, 1943, Jan.
5. Bolinder: Fourier Transforms in the Theory of Inhomogeneous Transmission Lines, Proc. IRE, 1950, Nov.
6. K. Matsumaru: Reflection Coefficient of E-Plane Tapered Rectangular Waveguide, IRE Transactions on MTT, 1958, April.
7. K. Matsumaru: Reflection Coefficient of a Pyramidically Tapered Rectangular Waveguide, IRE Transactions on MTT, 1959, April.
8. Willis—Sinha: Nonuniform Transmission Lines as Impedance Transformers, Proc. IEE, Part B, 1956, Marc.
9. L. Solymár: On higher order approximations to the solution on nonuniform transmission lines, Proc. IRE, 1957, Nov.
10. G. Reiter: Generalised telegraphist's equation for wave guides of varying cross-section, Convention on Long-Distance Transmission by Waveguide, London, 1959, Jan, Proc. IEE, Part B.
11. Kovács—Solymár: Felületi sugárzók elméletének tárgyalása az exponenciális típusú függvények tulajdonságai alapján, Acta Technica, 1956.
12. Simonyi Károly: Elméleti Villamosság, III. kiadás, Tankönyvkiadó, 1958.
13. G. Ragan: Microwave Transmission Circuits, (MIT. 9.)
14. Istvánffy Edvin: Mikrohullámú technika és rádiólokátorok, Tankönyvkiadó, 1955.
15. Marcwitz—Schwinger: On the Representation of the Electric and Magnetic Fields Produced by Currents and Discontinuities in Wave Guides, Journal of Applied Physics, 1951, June.
16. Ahijezzer: Előadások az approximáció elméletéről, Akadémiai kiadó, Budapest, 1951.
17. Montgomery—Dicke—Purcell: Principles of Microwave Circuits, (MIT. 8.)

SZEMLE

Nagy zörejszintű helyiségekben elhelyezett telefonkészülékek szénmikrofonjai helyett a SIEMENS—HALSKE AG cég új típusú mágneses mikrofont hozott forgalomba, amelybe a szabványos méretek megtartása mellett még egy kétfokozatú tranzisztoros erősítőt is beépített. E mikrofon bármely készülékbe a régi szénmikrofon helyébe elhelyezhető, a készülék kapcsolásának megváltoztatása nélkül. Az erősítőt a mikrofonáram tartja üzemben: áramfelvétel 20...50 mA 48 V mellett. A mikrofon impedanciája

300 ohm. Az erősítőbe tantál elektrolites kondenzátorokat építettek be. Az erősítő $-20 \dots +60 \text{ C}^\circ$ között változatlan teljesítménnyel működik, mert a tranzisztorok munkapontja stabilizált. A kimenő szint beállítható a szénmikrofonéval azonosan. A tranzisztoros mikrofon 300...5000 Hz között lineáris átvitelt biztosít. A torzítási tényező $10 \mu\text{b}$ hangnyomásnál csak 3%. A terem zörejszintje a hasznos szintet alig modulálja. Az új mikrofonok élettartama korlátlan.

Mérőberendezés kemény ferritek mágneses tulajdonságainak meghatározására

HUSZTY DÉNES

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja,
Villamossági, Televízió és Rádiókészülékek Gyára

A keményferrit-fejlesztéshez kidolgozott mágnesmérő a SANFORD-BENNETT rendszerű permeameteren alapul. Mind a térerősség, mind pedig a különbségi indukció mérése fluxusváltozás meghatározására vezethető vissza. A dolgot részletesen ismerteti a mérőberendezés felépítését, az elérhető mérési pontosságot, valamint a pontosságot befolyásoló egyes tényezők hatását.

Vállalatunk 1957-ben kezdett hozzá a kemény ferritek, ezek között különösen az anizotrop báriumferritek kifejlesztését célzó kísérletekhez. Mivel a fejlesztés folyamán a kísérletek kapcsán előállított darabok minden fontosabb mágneses jellemzőjét (telítési indukció, remanencia, különbségi koercitív erő stb.) mérni kívántuk, erre a célra megfelelő mérőberendezést dolgoztunk ki. A berendezés létrehozásánál elsőrendű szempont a mérési pontosság, az egyszerű kezelhetőség, s nem különben az volt, hogy a sűrű körülményekre való tekintettel az egészet házilag tudjuk előállítani.

1. Az eljárással szemben támasztott követelmények

Az irodalomból [1] ismeretes, hogy a báriumferrit az öntött mágneshez viszonyítva jelentősen nagyobb koercitív erőt mutat. Ennek megfelelően ugyancsak sokkal nagyobb a telítési indukció eléréséhez szükséges térerősség, mely $H > 5000$ Oe körül mozog. Az első szempont tehát az volt, hogy a berendezésben a szokásos $l \sim 20$ mm-es próbadarab-hossz mellett $H \sim 10\,000$ Oe nagyságú tér létrehozható legyen. Mivel a báriumferrit mágneses értékeinek hőfokfüggése jelentős [2], a mérés alatt az anyag hőmérsékletének legalább ± 2 C°-on belül állandónak kell maradnia. Ezen második követelmény kielégítése érdekében a mágneses teret létrehozó tekercsek hőkapacitását megfelelő nagyra kell választani, ezenkívül pedig úgy kell elhelyezni, hogy a mérendő anyagot lehetőleg ne melegítse.

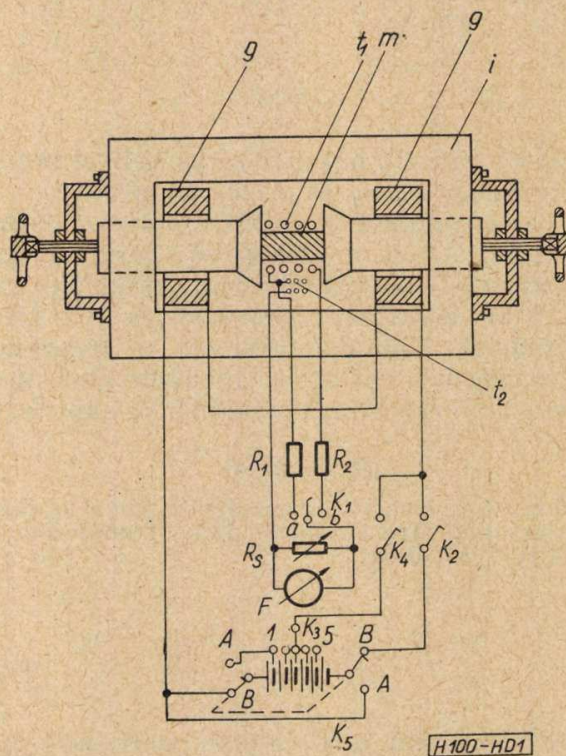
Mivel először hengeralakú, majd később gyűrűalakú darabokat is kívántunk mérni — figyelembe véve a telítéshez szükséges nagy térerősséget —, csak valamilyen iga-módszer jöhetett tekintetbe. A harmadik követelmény következőképpen az volt, hogy a térerősséget közvetlenül mérjük, mivel a viszonylag rövid mágneshossz miatt a térerősség valamilyen közvetett meghatározásával dolgozó módszert, a nagy hibalehetőség miatt, eleve el kellett vetnünk [3].

A negyedik követelményként megkívántuk azt, hogy a mérési eljárás alkalmas legyen az $I = B - H = f(H)$ görbe felvételére, mivel az anyag szempontjából ez jellemzőbb, mint a $B = f(H)$ görbe. Emellett szólt ezenkívül még az a körülmény is, hogy az indukció közvetlen, pontos mérése igen nagy nehézségekből utközik, a különbségi indukciót viszont aránylag könnyű megfelelő pontossággal meghatározni.

Mindezeket a szempontokat figyelembe véve, a SANFORD—BENNETT (SB) rendszerű permeaméter [4] [5] látszott a követelmények kielégítésére a legalkalmasabbnak, úgyhogy némi módosítással ezt valósítottuk meg.

2. A mérés elve

Az 1. ábrán feltüntettük a módosított SB rendszerű permeaméter elvét, valamint az elvi villamos kapcsolást.



1. ábra. Mágnesező iga elvi kapcsolása

Az i iga körülveszi a mérendő m mágneset. Az ig án — a mérendő mágnessel közös tengellyel helyezkednek el a g gerjesztő tekercsek. Az m mágneset körülveszi a t_1 tekercs. Az iga homogén

terében, de a t_1 -en kívül helyezkedik el a t_2 tekercs. E két egymással szembekapcsolt tekercs az $I = B - H$ különbségi indukció mérésére szolgál. A H térerősség mérése a t_2 tekercs segítségével történik. Mindkét jellemző érték mérése fluxusváltozás alapján — célszerűen fluxmérővel — történhet.

Legyen az m mágnes keresztmetszete F_m , míg a t_1 tekercs közepe átmérője által bezárt keresztmetszet $F_1 > F_m$. Itt mindjárt megjegyezzük, hogy célszerű, ha $F_m/F_1 > 0,5$, különben az I mérésének hibája növekszik.

Az $I = B - H$ különbségi indukció értékét a következőképpen határozzuk meg:

Ha a tér értéke a t_2 tekercsben pl. 0-ról H -ra változik, a tekercs fluxusának változása

$$\Delta \Phi_2 = H F_2 n_2 \quad (1)$$

Ugyanakkora térerősségváltozásra a másik, t_1 tekercsben

$$\Delta \Phi_1 = [B F_m + H(F_1 - F_m)] n_1 \quad (2)$$

fluxusváltozás keletkezik, mivel a t_1 tekercs keresztmetszetének egy részét a mágnes foglalja el. A két, egymással szembekapcsolt t_1 és t_2 tekercsek tekercsfluxusa így, ha a kompenzáció olyan, hogy a mágnes nélkül $\Delta \Phi = 0$, mágnessel

$$\Delta \Phi = \Delta \Phi_1 - \Delta \Phi_2 = (B - H) n_1 F_m \quad (3)$$

Mivel azonban az n_1 menetű tekercs tekercsfluxusa:

$$\Delta \Phi = C_1 \alpha_1, \quad (4)$$

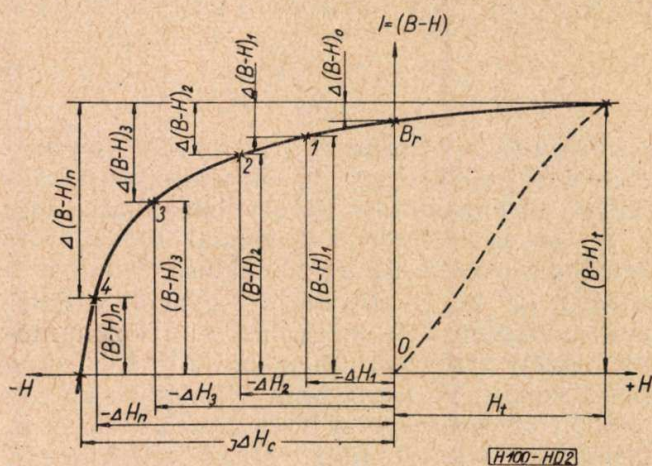
ahol C_1 a fluxmérő állandója, míg α_1 a műszer kitérése, a különbségi indukció (3) és (4) alapján

$$I = B - H = \frac{C_1 \alpha_1}{n_1 F_m} \quad (5)$$

A fenti I -hez tartozó térerősség mérése ugyancsak indukciós módszerrel történik. Ezt a térerősséget a t_2 tekercs sarkaira kapcsolt fluxmérővel mért adatokból az (1) és (4) alapján,

$$H = \frac{C_1 \alpha_2}{n_2 F_2} \quad (6)$$

összefüggés segítségével határozhatjuk meg. A t_1 és t_2 tekercsek tekercsfluxusainak mágnes nélkül azonosnak kell lenniük, tehát $n_1 F_1 = n_2 F_2$. Az $I = f(H)$ görbe felvétele mármint a következőképpen történhet. A mérendő anyagot a t_1 tekercsben elhelyezve, zárjuk az iga pófáit. A K_5 kapcsolót a B állásba, a K_1 kapcsolót az a állásba állítva — azaz a fluxmérőt a t_2 tekercsre kötve — zárjuk a K_2 kapcsolót. A g tekercsben folyó áram által létrehozott mágnestérben a mérendő mágnes telítésig mágneseződik, miközben az F fluxmérővel a H_t telítési térerősséget mérjük (2. ábra). A K_2 kapcsolót kikapcsolva, a K_1 -et átkapcsolva a b állásba, újra zárjuk K_2 -t. A fluxmérő kitérése, mivel ilyenkor a szembekapcsolt t_1 , t_2 tekercsek sarkaira kapcsolódik, $I_t = (B - H)_t$



2. ábra. Az $I = B - H = f(H)$ mágnesezési görbe mérésének elve

vel lesz arányos. K_2 kikapcsolása után mérhető fluxusváltozásból a $\Delta(B - H)_0$ értéket meghatározva, a remanencia

$$B_r = (B - H)_t - \Delta(B - H)_0 \quad (7)$$

Megjegyezzük, hogy a gyakorlatban — annak érdekében, hogy a mérés pontosságát növeljük — nem a H_t térerősségváltozásból szoktuk az I_t -t meghatározni, hanem a $2H_t = H_t - (-H_t)$ térerősségből. Ezt egyszerűen a gerjesztő áramforrás póluscseréje segítségével hozzuk létre. Ezzel csökkenteni lehet a fluxmérő véges visszatérítő ereje okozta hibát.

A visszafutó ág további pontjait a hiba csökkentése érdekében célszerű mindig a remanenciának megfelelő pontból kiindulva meghatározni, a következőképpen:

Átkapcsolva a K_5 -öt A -ba, a K_3 -at pedig valamelyik, mondjuk 5 állásba, zárjuk a K_4 kapcsolót. A fluxusváltozás — az ellentett értelmű tér lemágnesező hatása miatt — az anyag különbségi indukcióját a B_r pontból az 1 pontig csökkenti; a fluxmérő mutatta fluxusváltozás így $\Delta(B - H)_1$. Az 1 ponthoz tartozó térerősségváltozást úgy határozhatjuk meg, hogy a K_1 kapcsolót a a állásba állítjuk, s K_4 -et újra zárjuk. Az egyes mérési pontokhoz tartozó különbségi indukciót így — általánosan — az

$$I_n = (B - H)_n = B_r - \Delta(B - H)_n \quad (8)$$

összefüggés alapján határozhatjuk meg, ahol $\Delta I_n = \Delta(B - H)_n$ azt a fluxusváltozást jelenti, amelyet a fluxmérő a ΔH_n lemágnesező tér bekapcsolásakor mér. A ΔH_n mérése azután az említett átkapcsolások segítségével ugyanazzal a fluxmérővel történhet. Az összetartozó ΔH_n , ΔI_n pontokat meghatározva, az $I = f(H)$ görbe megrajzolható.

Nem szoltunk még a fluxmérő körében levő R_5 ; R_1 ; R_2 ellenállások szerepéről. Ezek feladata a fluxmérő érzékenységének változtatása.

Ismeretes [6], hogy a fluxmérő érzékenységét a

$$C_1^* = C_1 \frac{R_0}{R_0 + R_s} \quad (9)$$

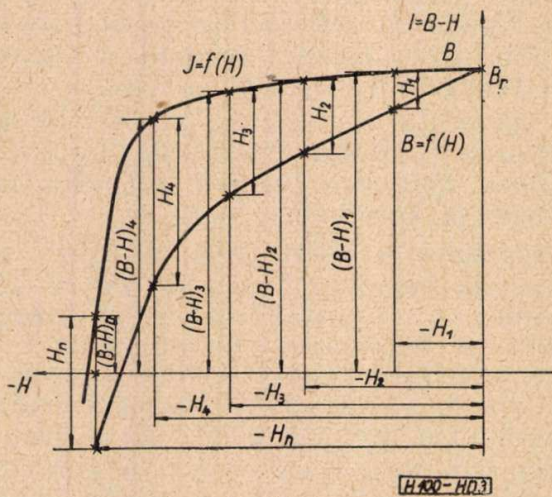
összefüggéssel számított ellenállások segítségével lehet csökkenteni. Itt R_s a fluxmérő kapcsaival párhuzamosan kötött ellenállást, míg az R_0 az így adódó kétpólussal sorbakötött ellenállást jelenti. Az R_0 ellenállás legnagyobb értékét, R_0^* -ot, a fluxmérőt gyártó vállalat közlése alapján kell megválasztani. Ez a műszer érzékenységétől függően 20–100 ohm között szokott változni. Mint (9) alapján látjuk, adott C_1 , R_0 esetében az érzékenység csak az R_s ellenállás értékétől függ. Mivel mind a H , mindpedig az I értékét ugyanazzal a fluxmérővel mérjük, az azonos érzékenység biztosítása érdekében a mérőtekercsek R_{t1} ; R_{t2} belső ellenállásait célszerű az

$$R_0^* \geq R_0 = R_{t1} + R_1 = R_{t2} + R_2 \quad (10)$$

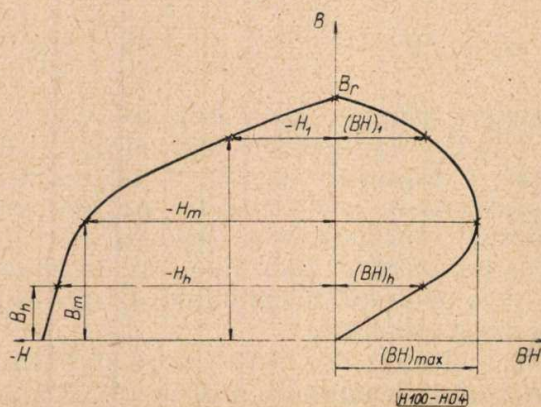
összefüggés alapján kiegészíteni. Az érzékenységet ekkor (9) alapján számíthatjuk.

A technikai gyakorlatban szokásos $B = f(H)$ görbének egyes pontjait az $I = f(H)$ görbéből végül a

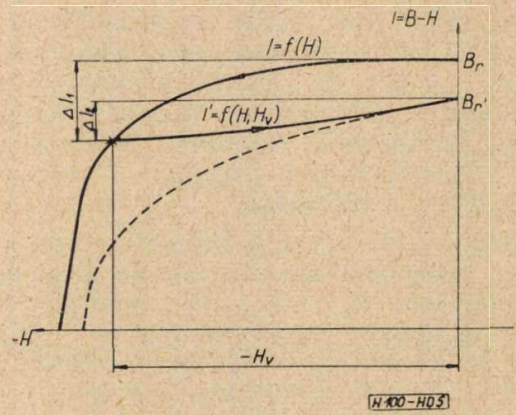
$$B_n = (B - H)_n + H_n \quad (11)$$



3. ábra. A $B = f(H)$ görbe szerkesztése az $I = f(H)$ görbéből



4. ábra. A $BH = f(B)$ görbe szerkesztésének elve



5. ábra. A $-H_v$ nagyságú külső térrel gyengített mágneses anyag $I = f(H)$ görbéjének meghatározása

összefüggés alapján határozhatjuk meg (3. ábra).

Ismeretes, hogy az egységnyi térfogatelemben felhalmozott mágneses energia a BH szorzat értékével arányos. A $B = f(H)$ görbe ismeretében ennek megszerkesztése a 4. ábra segítségével nem okoz nehézséget.

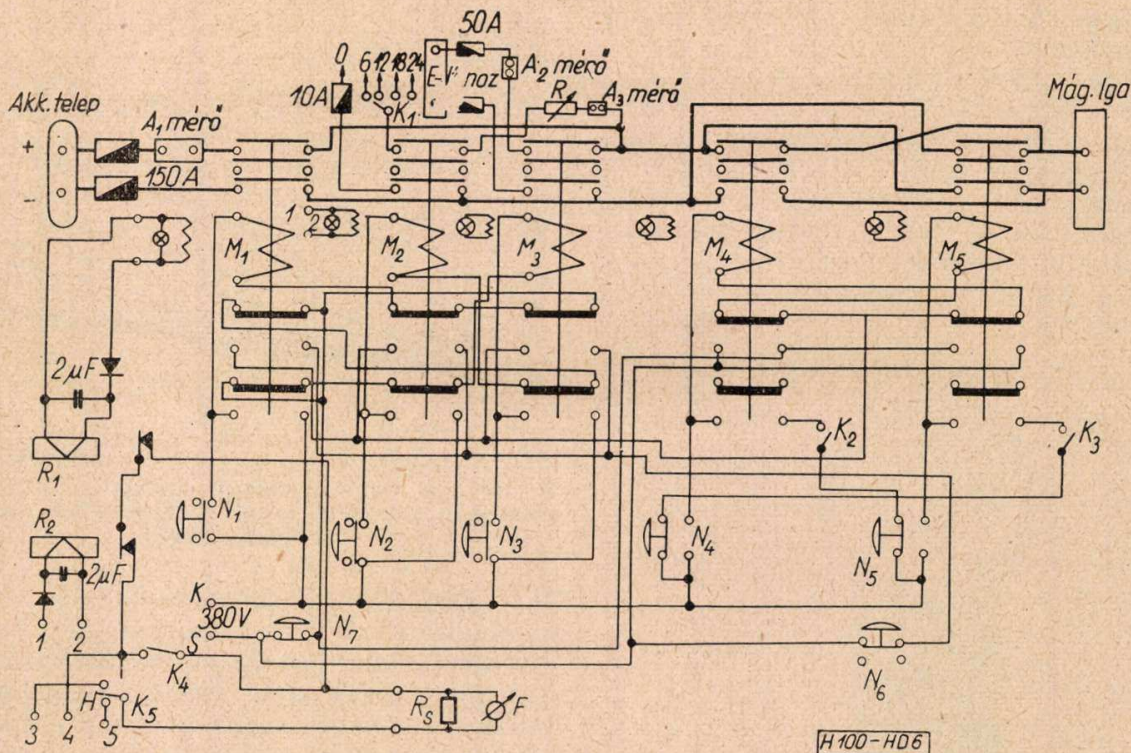
A mágneses anyagok mágnesezési görbéje megváltozik, ha az anyagot a felmágnesezéssel ellentett értelmű mágneses tér hatásának teszszük ki. A külső térrel szemben mutatott állékonyságot, amelyre az $I = f(H, -H_v)$ görbe a jellemző, az 5. ábra alapján határozhatjuk meg. Vegyük fel mindenekelőtt az $I = f(H)$ görbét az előbbieken már ismertetett módon, majd állítsuk elő az anyagban a B_r remanenciát. Ha ezek után $-H_v$ nagyságú külső mágneses teret gerjesztünk az anyag körül, a tér bekapcsolásakor az anyagban ΔI_1 , a tér megszüntetésekor pedig ΔI_2 különbségi indukció-változás keletkezik. A tér hatására a remanencia az eredeti értékről most a

$$B_r' = B_r - (\Delta I_1 - \Delta I_2) \quad (12)$$

értékre csökken. Az $I' = f(H, -H_v)$ görbét azután ebből az új, a külső lemágnesező tér hatására kialakult pontból, amelyet látszólagos remanenciának nevezhetünk, a már ismertetett elv alapján határozhatjuk meg.

3. A mérőberendezés

Az iga — a be- és kikapcsolási jelenségek idejének csökkentése érdekében — lemezelt, anyaga 0,5 mm vastagságú E4 transzformátormezet. Az összefogásra egy-egy 5 mm-es, C10-es anyagból készült vaskeret szolgál. Az oldalsó oszlopok keresztmetszete $80 \times 100 \text{ mm}^2$, míg a középső, ahol a mérendő anyagot helyezzük el, $100 \times 100 \text{ mm}^2$. 60 mm-nél nagyobb méretű darabok méréséhez — a tér homogenitásának növelése érdekében — a középső oszlopra $150 \times 150 \text{ mm}^2$ -es keresztmetszetű, C10-ből készített pófákat alkalmazunk. Annak érdekében, hogy a gerjesztőtekercsek melege ne zavarja a mérést, a pófákat hűtőcsővel láttuk el, melyet pontosabb mérés esetében termosztáthoz kapcsolunk. Így még hosszabb, 4–5 órás,



6. ábra. A mérőberendezés villamos kapcsolási vázлата

folyamatos üzem után is biztosítani tudjuk a mágnessel érintkező pofák 2 C° -on belül állandó hőmérsékletét. Így a mágnes hőmérséklete gyakorlatilag állandó marad. Az igába befogható leghosszabb mágnes vaspofofa nélkül 100 mm , vaspofofával 45 mm .

A mágneset az iga jobb és bal oldalán elhelyezett, külön-külön 750 menetű, $5 \times 2\text{ mm}^2$ keresztmetszetű, szabványos vörösréz fazonhuzalból készített tekercs segítségével gerjesztjük. A két, sorbakötött tekercs eredő ellenállása 20 C° -on $R_e = 2,24\text{ ohm}$.

A részletes kapcsolást a 6. ábra ábrázolja. A telítésig történő felmágnesezésre egy 110 V -os 90 A -s akkumulátorokból összeállított, pufferüzemben folyamatosan töltött telep szolgál. Az egyes mérési pontok meghatározásához szükséges télerősségváltozásokat szűrőegységgel ellátott, KONVERTA gyártmányú, 14 A terhelhetőségű, toroidtranszformátorral szabályozható, max. 72 V feszültségű egyenirányítóval gerjesztjük. Az áram — s így a télerősség — hullámossága $0,5\%$ -nál kisebb. A $-H_v$ nagyságú külső gyengítő teret — a K_1 kapcsolóval választhatóan — max. 24 V -os, 90 A -s, pufferüzemben működtetett akkumulátortelep segítségével hozzuk létre.

Az egyes áramforrásokat az egymástól reteszelt, öntartó kapcsolású M_1 , M_2 és M_3 , DK 60-as típusú mágneskapcsolók — mint szakaszoló kapcsolók — kapcsolják az M_4 és M_5 , DK 160-as típusú mágneskapcsolók sarkaira. Ez utóbbiak egymást ugyancsak reteszelik. A K_2 , illetve K_3 kapcsoló zárásával az M_4 , illetve M_5 mágneskapcsoló öntartó áramkört épít fel. A mágneskapcsolók bekapcsolására a kapcsolóval azonos számozású N nyomógomb szolgál.

A szakaszolóként működő M_1 , M_2 , M_3 kapcsolók kioldását az N_7 , az M_4 , M_5 kapcsolókat pedig az N_6 nyomógomb végzi. Az ellenállásokkal kiegészített mérőtekercset a 3—4—5 pontokon csatlakoztatjuk; a 3—4 közé a t_1 , a 4—5 közé a t_2 tekercs kerül. Az R_s sönttel ellátott F fluxmérőt a K_5 átkapcsoló kapcsolja a mérőtekercsre.

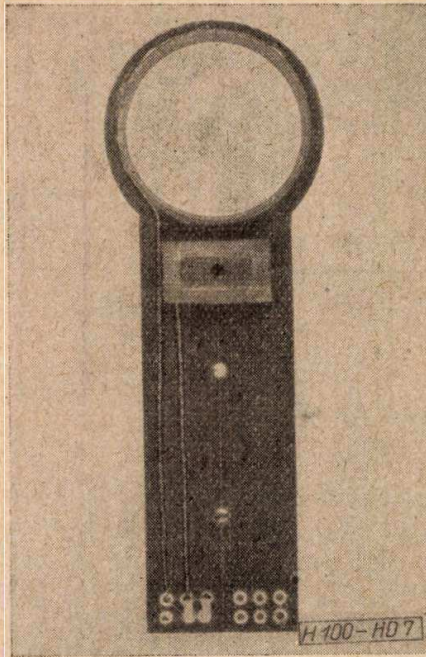
Mivel minden mérési pont felvételénél a B_r pontból indulunk ki, ehhez pedig telítésig kell az anyagot mágnesezni, a kis fluxusváltozások mérésére szolgáló, viszonylag érzékeny fluxmérőt ilyenkor mindig le kell kapcsolni. A munka megkönnyítése érdekében ezt az M_1 behúzásakor az R_1 , az M_2 behúzásakor az R_2 INTEGRA-típusú jelfogók végzik el. A K_4 kapcsoló zárásakor a telítéshez szükséges télerősség mérhető.

Az áramokat $0,2$ osztályú, precíziós laboratóriumi műszerek segítségével mérjük. Az A_1 , 150 A végkiterésű műszerrel a felmágnesezéskor folyó áramot, az A_2 és A_3 ampermérőkkel — melyeket cserélhető sönttel láttunk el, s $1,5$ — 30 A között változtatható méréshatárúak — a ΔH_n , illetve a $-H_v$ teret gerjesztéséhez szükséges áramerősséget lehet mérni. Itt kell megjegyeznünk azt, hogy a mágneses mérésnél ennek csak ellenőrző jellegű szerepe van, mivel — mint láttuk — az egyes pontokat a fluxusváltozások már egyértelműen meghatározzák.

A fluxusváltozások méréséhez — célszerűen — fluxmérőt használtunk. Az alkalmazott $d = 20$ — 100 mm átmérőjű mérőtekercsre feltekercselhető menetszámot figyelembe véve, viszonylag kis, $C = 15\,000$ MAXWELL-menet érzékenységgű műszer is megfelel (EKM gyártmányú fluxmérő).

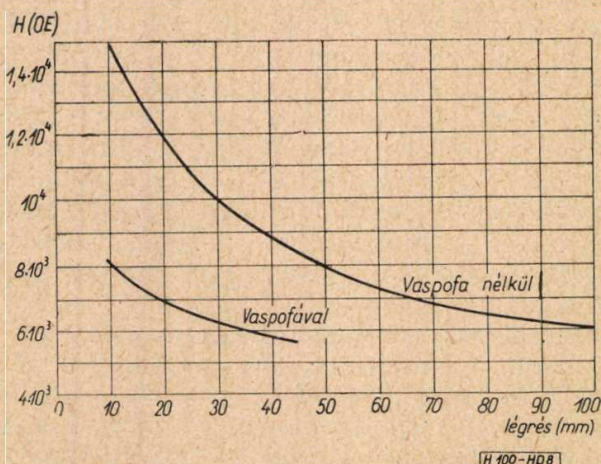
A 7. ábrán megmutatjuk az egyik mérőtekeres fényképét.

Az áttekinthetőség érdekében a tekercseket előlről fedő fedőlemezt eltávolítottuk. A tekercstest anyaga a kellő szilárdság biztosítása céljából textilbakelit. A huzalt — mely zománc + selyemszigetelésű vörösrézhuval — ragasztással rögzítettük a tekercstesten. Ugyanitt helyeztük el a fluxmérő azonos érzékenységének biztosítására szolgáló, mangánból készített előtétellenállásokat.

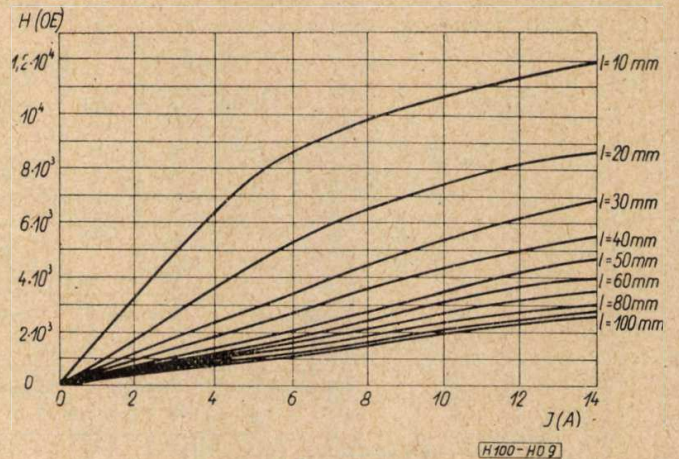


7. ábra. A mérőtekeres fényképe

Az iga különböző légrése mellett, $I_g = 50$ A gerjesztőárammal létrehozható legnagyobb térerősséget a 8. ábrán mutatjuk be. A mérés helye az iga légrésének középpontjában volt. Mivel a báriumferrit mágnesek hossza általában nem haladja meg a 20 mm-t, a telítéshez mintegy 7×10^3 , illetve 12×10^3 Oe nagyságú tér áll rendelkezésünkre. Tapasztalatunk szerint azonban — az irodalmi adatokkal ellentétben — ez a térerősség a gyakorlatilag teljes telítéshez minden esetben elegendő volt, mivel



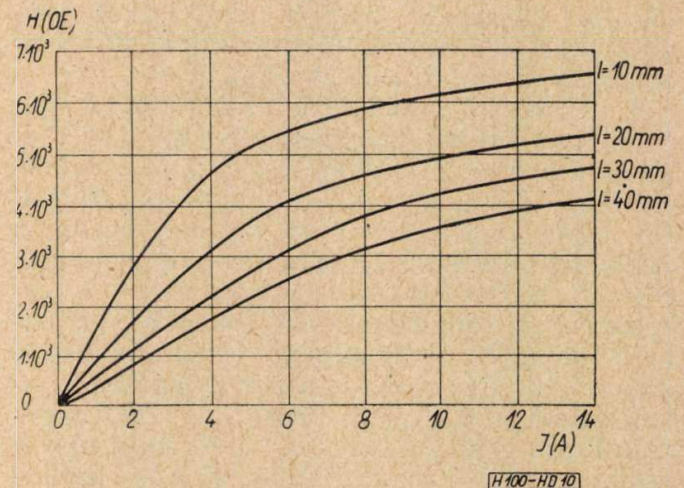
8. ábra. Az igával előállítható legnagyobb térerősség a légrés függvényében. $I_g = 50$ A



9. ábra. A vaspofa nélküli igában előállítható térerősség a gerjesztő áram függvényében. Paraméter a légrés hossza

$H > 5000$ Oe-nél nagyobb telítési térerősség alkalmazásával a remanencia növekedésének észlelését a mintegy 2%-os mérési bizonytalanság már korlátozta. Öntött mágnesek telítéséhez — mint ismeretes — [7] lényegesen kisebb térerősség szükséges úgy, hogy ekkor a teljes befogási hosszt ki tudjuk használni.

A 9. és 10. ábrán a vaspofa nélküli, illetve vaspofával ellátott igában gerjeszthető legnagyobb térerősséget ábrázoltuk az áram függvényében. A paraméter mindkét esetben a légrés hossza volt. Láthatjuk, hogy már $I_g \leq 5$ A árammal olyan nagy térerősség gerjeszthető, hogy az a ma ismeretes kemény mágneses anyagok mágnesezési görbéjének második negyedben levő ágának kiméréséhez a szokásos mágneshosszak mellett elegendő. A teljesség



10. ábra. A vaspofával ellátott igában előállítható térerősség a gerjesztő áram függvényében. Paraméter a légrés hossza

kedvéért meg kell jegyeznünk azt, hogy a mérés itt is a légrés középpontjában történt.

4. A mérés pontossága

Vizsgáljuk meg azt, hogy melyek a mérés pontosságát befolyásoló tényezők, s becsljük meg a mérés bizonytalanságát.

Nyilvánvaló, hogy a gyakorlatban nem tudjuk tökéletesen kiegyenlíteni a t_1-t_2 szembekapcsolt tekercsek fluxusait úgy, hogy mindig marad egy bizonyos $\delta \Phi$ kiegyenlítetlen fluxus; tehát fennáll, hogy

$$H(n_1 F_1 - n_2 F_2) - \delta \Phi = 0. \quad (13)$$

A (3) képlet ezért így alakul a gyakorlatban:

$$\Delta \Phi' = \Delta \Phi_1 - \Delta \Phi_2 - \delta \Phi$$

Vegyük most (2)-t figyelembe, akkor (13) alapján

$$\Delta \Phi' = [B F_m + H(F_1 - F_m)]n_1 - H n_2 F_2 = (B - H) F_m n_1 + \delta \Phi = \Delta \Phi + \delta \Phi, \quad (14)$$

tehát a kompenzálatlanság az I mérésénél jelentkezik. Ezt azonban (13) alapján könnyen kiegyenlíthetjük úgy, hogy gyakorlatilag nem okoz hibát.

Határozzuk meg most az egyes hibaforrásokat. Mindenekelőtt a fluxmérő hitelesítésénél kell számolnunk egy δC_1 abszolút hibával, tehát a mérésnél mutatkozó tényleges állandó

$$C_{1m} = C_1 \left(1 + \frac{\delta C_1}{C_1} \right). \quad (15)$$

A leolvasás sem hibamentes, tehát a tényleges leolvasott kitérés

$$\alpha_{1m} = \alpha_1 \left(1 + \frac{\delta \alpha_1}{\alpha_1} \right). \quad (16)$$

A t_1 tekercs menetszáma — a hibát is figyelembe véve —

$$n_{1m} = n_1 \left(1 + \frac{\delta n_1}{n_1} \right), \quad (17)$$

míg a mágnes mérete meghatározásának hibáját az

$$F_{mm} = F_m \left(1 + \frac{\delta F_m}{F_m} \right) \quad (18)$$

képlettel vehetjük figyelembe.

Így (5) alapján, az előbbieik segítségével

$$I = \frac{C_{1m} \alpha_{1m}}{n_{1m} F_{1mm}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{\delta n_1}{n_1} \right) \left(1 + \frac{\delta F_m}{F_m} \right)}{\left(1 + \frac{\delta C_1}{C_1} \right) \left(1 + \frac{\delta \alpha_1}{\alpha_1} \right)} \approx \frac{C_{1m} \alpha_{1m}}{n_{1m} F_{mm}} \left(1 + \frac{\delta n_1}{n_1} + \frac{\delta F_m}{F_m} - \frac{\delta C_1}{C_1} - \frac{\delta \alpha_1}{\alpha_1} \right) \quad (19)$$

Itt a nevezőt a binomiális tétel alapján sorbafejtettük, s a másodrendűen kicsiny mennyiségeket elhanyagoltuk.

A gyakorlatban különösebb nehézség nélkül biztosíthatjuk a

$$\left| \frac{\delta n_1}{n_1} \right| \leq 0,005,$$

$$\left| \frac{\delta F_m}{F_m} \right| \leq 0,01,$$

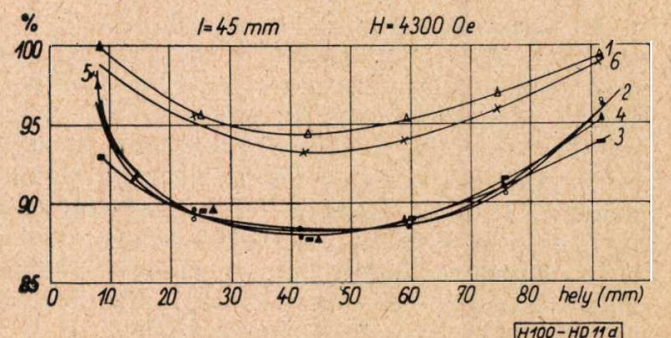
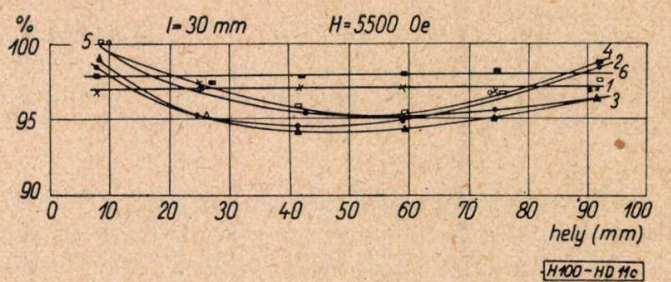
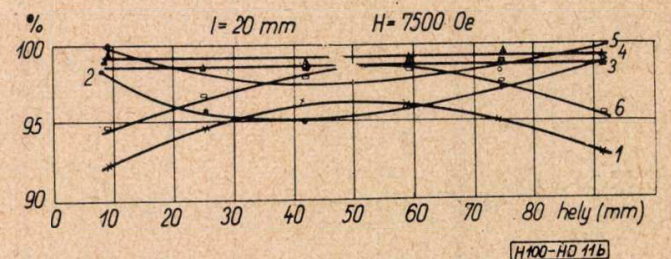
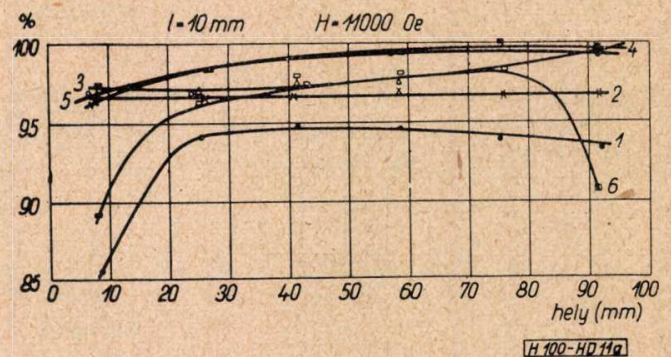
$$\left| \frac{\delta C_1}{C_1} \right| \leq 0,005,$$

$$\left| \frac{\delta \alpha_1}{\alpha_1} \right| \leq 0,01$$

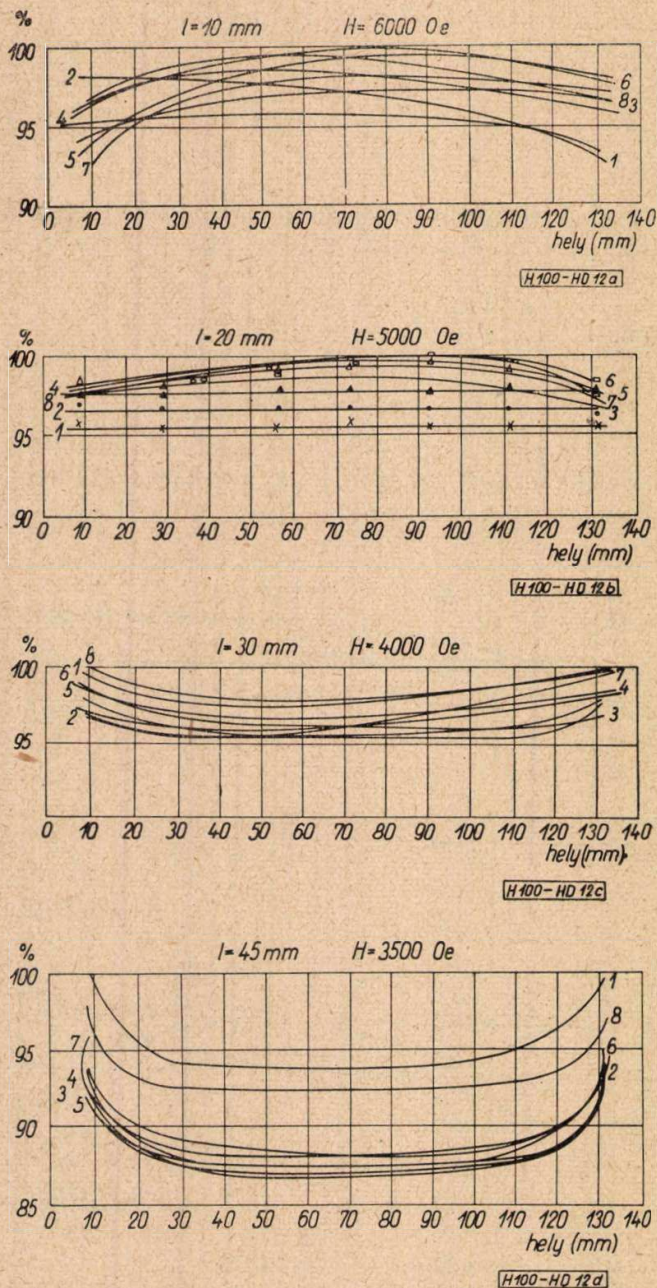
értékek betartását, és így a különbségi indukció mérésénél elkövetett legnagyobb relatív hiba

$$\max \left| \frac{\delta I}{I} \right| \leq \left| \frac{\delta n_1}{n_1} \right| + \left| \frac{\delta F_m}{F_m} \right| + \left| \frac{\delta C_1}{C_1} \right| + \left| \frac{\delta \alpha_1}{\alpha_1} \right| \leq 3\%.$$

A méréskor egyedül a leolvasási pontosság relatív hibája változó, kellő gondossággal azonban ez az itt megadott érték betartható.



11. ábra. A vaspofa nélküli iga légrésének közepén mérhető relatív térerősségeloszlás $I_g \approx 10,5$ A gerjesztőáram esetében, különböző légréshossz mellett



12. ábra. A vaspofával ellátott iga légrésének közepén mérhető relatív térerősségeloszlás $I_g \approx 10,5$ A gerjesztőáram esetében, különböző légréshossz mellett

Nyilvánvalóan nem közömbös az, hogy mennyire tekinthetjük a mágnes helyén a teret homogénnek. Ezzel kapcsolatos méréseinket a következőkben ismertetjük.

A térerősségeloszlás meghatározását fluxmérővel, 2 db., egyenként 1 cm² felületű h = 4 mm magas, szembekapcsolt mérőtekercs segítségével végeztük. Az egyik mérőtekercset minden esetben a légrés hosszának közepén átfektetett sík közepén helyeztük el, a másikat pedig a 11. és 12. ábrákon feltüntetett helyeken úgy, hogy a felületet 36, illetve 64 azonos felületű négyzetre bontottuk. A sávokat felülről lefelé haladva számoztuk meg. Az ábrákon az értékeket az adott légrés mellett, a mérő felület középpontjában mérhető H térerősség értékekhez viszonyítottuk. A 11 a, b, c és d ábrákon a vaspofa nélküli állapotot mutatjuk

be. A térerősségeloszlás itt — bármely légréshossz mellett — 5%-os eltérésen belül homogén az iga felületének közepén mért 50×50 mm²-es felületen. A 12 a, b, c, d ábrákon — vaspofával — ugyanez érvényes egy mintegy 100×100 mm²-es felületre. Így tehát vaspofa nélkül mintegy 50 mm átmérőjű, vaspofával pedig mintegy 100 mm átmérőjű mágneseket mérhetünk, 5%-on belül homogén mágnes térben. A tér inhomogenitása által okozott mérés hibát nehéz megbecsülnünk; annál is inkább, mivel a véges méretű, mintegy 5 mm hosszúságú t₁, t₂ mérőtekercs amúgy is átlagolt értéket mér. A tér inhomogenitása csökkenő gerjesztő áramra mindenesetre jelentősen csökken, hiszen a fenti áramerősségeknél az iga anyagában akkora mágneses térerősség keletkezik, hogy az anyag a B = f(H) görbe görbült szakaszáig van mágneseselve. Kisebb áramnál a légrés térerősségeloszlása is egyenletesebb, pl. I_g = 5 A-el mindkét esetben mintegy 2%-on belül állandó. Mivel a gyakorlatban a visszafutó (a II. negyedben levő) ág mérésénél ennél mindig kisebb áramerősséggel dolgozunk, feltehetően, hogy a tér inhomogenitása által okozott legnagyobb relatív hiba mintegy 1%.

A különbségi indukció mérésénél jelentkező összes relatív hiba értékét tehát — óvatosan — mintegy 5%-ra becsülhetjük, ha 1% nagyságrendű egyéb járulékos hibát (pl. az egyenirányító hullámossága stb.) is figyelembe vesszünk.

Vizsgáljuk meg most a térerősség meghatározásánál mutatkozó hibát. Ezt (6) alapján rögtön felírhatjuk:

$$H = \frac{C_{1m} \alpha_{2m}}{n_{2m} F_{2m}} \left(1 + \frac{\delta n_2}{n_2} \right) \left(1 + \frac{\delta F_2}{F_2} \right) \approx \frac{C_{1m} \alpha_{2m}}{n_{2m} F_{2m}} \left(1 + \frac{\delta n_2}{n_2} + \frac{\delta F_2}{F_2} - \frac{\delta C_1}{C_1} - \frac{\delta \alpha_2}{\alpha_2} \right), \quad (20)$$

ha a nevezőt a binomiális tétel alapján sorbafejtjük, s a másodrendűen kicsiny tagokat itt is elhanyagoljuk. Ezt a kifejezést azonban még tovább alakíthatjuk. (13), (14) alapján nyilván

$$\delta \Phi = H (F_2 \delta n_2 + n_2 \delta F_2)$$

Így tehát a kompenzálatlan fluxust úgy tekinthetjük, mint amely a t₂ tekercs tekercsfluxusának a t₁-től mutatkozó eltéréseként következik, azaz írhatjuk, hogy

$$\frac{\delta \Phi}{\Delta \Phi_2} = \frac{\delta (\Delta \Phi_2)}{\Delta \Phi_2} = \frac{\delta (H n_2 F_2)}{H n_2 F_2} = \frac{\delta (n_2 F_2)}{n_2 F_2} = \frac{\delta n_2}{n_2} + \frac{\delta F_2}{F_2},$$

mivel $\delta H/H = 0$, hiszen a hibát az okozza,

hogy $n_1 F_1 \neq n_2 F_2$. Így tehát a térerősséget a

$$H \approx \frac{C_{1m} \alpha_{2m}}{n_{2m} F_{2m}} \left(1 + \frac{\delta \Phi}{\Delta \Phi_2} - \frac{\delta C_1}{C_1} - \frac{\delta \alpha_2}{\alpha_2} \right) \quad (21)$$

képlet alapján számíthatjuk, melyben csak a $\delta \alpha_2 / \alpha_2$ relatív hiba függ a térerősségtől.

A gyakorlatban — mint már említettük — biztosíthatjuk a

$$\left| \frac{\delta C_1}{C_1} \right| \leq 0,005; \quad \left| \frac{\delta \alpha_2}{\alpha_2} \right| \leq 0,01$$

értéket. A $\delta \Phi / \Delta \Phi_2$ érték viszont még ezeknél is lényegesen kisebb lehet; könnyen elérhetjük, hogy

$$\left| \frac{\delta \Phi}{\Delta \Phi_2} \right| \leq 0,002$$

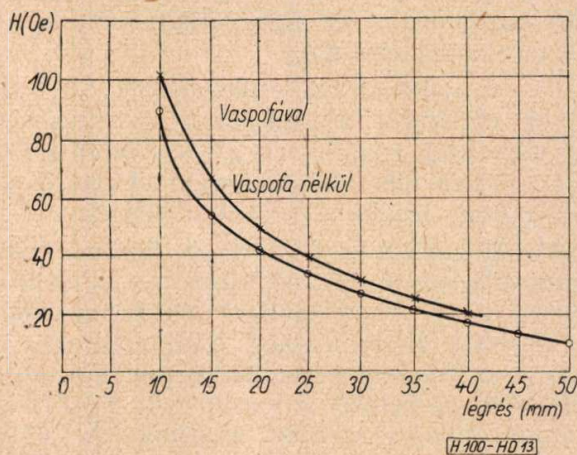
legyen. A térerősség mérésénél mutatkozó legnagyobb relatív hiba így

$$\max \left| \frac{\delta H}{H} \right| \leq \left| \frac{\delta \Phi}{\Delta \Phi_2} \right| + \left| \frac{\delta C_1}{C_1} \right| + \left| \frac{\delta \alpha_2}{\alpha_2} \right| \leq 1,7\%$$

Egy további hibaforrást rejt még magában a mérőberendezés, és pedig az iga. Ugyanis $I_g = 0$ gerjesztőáram esetében a pófák között a légrésben nem nulla a térerősség, hanem a vas mágnesezettsége következtében valamilyen véges érték. Ahhoz tehát, hogy $H = 0$ legyen, bizonyos $I_g = I_{g0}$ gerjesztőáramot kell a tekercsen áthajtani. Az iga remanens mágnese okozta korrekciót a légréshossz függvényében a 13. ábrán láthatjuk. Ezt a H' térerősséget a fluxmérővel mért térerősséghez előjelesen hozzáadva megkaphatjuk a légrésben a tényleges térerősséget.

A 13. ábrán ábrázolt korrekciót úgy mértük, hogy egy ismert keresztmetszetű, s menet-számú tekercset helyeztünk el a légrésben úgy, hogy a tekercs tengelye egybeesett az erővonalak irányával. Ezután a tekercset 90° -kal elforgattuk, s fluxmérővel indikáltuk a fluxus-változást, majd ebből meghatároztuk a térerősséget. Ennek a mérésnek a legnagyobb relatív hibáját kb. 2%-ra becsülhetjük.

Mіндеzeket összevéve, a térerősség mérésénél mutatkozó legnagyobb relatív hibát — mintegy



T3. ábra. Az iga légrésének közepén mérhető térerősség a gerjesztés kikapcsolása után, a légréshossz függvényében, vaspora nélkül, illetőleg vasporával

0,8%-os járulékos hibát itt is figyelembe véve — mintegy 2,5%-ra becsülhetjük.

A $BH = f(B)$ görbe meghatározásánál így — mivel a relatív hibák összegeződnek — 7,5% legnagyobb relatív hibára számíthatunk.

Ha az átlagos hibát vesszük figyelembe, természetesen sokkal kisebb értékeket kapunk. Így az I mérésének átlagos relatív hibáját a

$$\left| \frac{\delta I}{I} \right|_{\text{atl}} \leq \left[\left(\frac{\delta n_1}{n_1} \right)^2 + \left(\frac{\delta F_m}{F_m} \right)^2 + \left(\frac{\delta C_1}{C_1} \right)^2 + \left(\frac{\delta \alpha_1}{\alpha_1} \right)^2 + I h_j^2 \right]^{1/2} \leq 1,75\%$$

képlet adja; itt h_j -vel jelöltük az 1%-os járulékos relatív hibát. A térerősség mérésére hasonlóképpen

$$\left| \frac{\delta H}{H} \right|_{\text{atl}} \leq \left[\left(\frac{\delta \Phi}{\Delta \Phi_2} \right)^2 + \left(\frac{\delta C_1}{C_1} \right)^2 + \left(\frac{\delta \alpha_2}{\alpha_2} \right)^2 + H h_j^2 \right]^{1/2} \leq 1,4\%$$

értéket kapunk úgy, hogy a $BH = f(B)$ görbe — s így a jósági szám — meghatározásánál végül is az átlagos relatív hiba

$$\left| \frac{\delta(BH)}{BH} \right|_{\text{atl}} \leq \left[\left(\frac{\delta I}{I} \right)^2 + \left(\frac{\delta H}{H} \right)^2 \right]^{1/2} \leq 2,25\%$$

A mérések reprodukálhatóságára jellemző az, hogy valamely mágnesen sorozatosan megismételve a mérést, a legnagyobb hiba a legvalószínűbb értékhez képest a különbségi indukciót illetően 2%, a térerősségre vonatkoztatva pedig 1,5% volt.

Végezetül még megemlítjük azt, hogy egy a KÖVAC mágnesezésében AEG gyártmányú permeaméterrel bemért BAFERRIT mágnest a fenti berendezéssel megmérve, a mágnesezési görbe legfeljebb 2% eltérést mutatott, mely eltérés — tekintettel a lényegében különböző mérési elvre — igen csekélynek mondható.

A bemért mágnest a KÖVAC hocsájtotta rendelkezésünkre, a méréseket Gerlaci István végezte el.

IRODALOM

1. H. Fahlenbrach, W. Heister: Oxydische Dauermagnete aus Bariumoxyd und Eisen(II)-oxid, Arch. für das Eisenhüttenwesen, Bd. 24. (1953), nov, 523. old.
2. E. Schwabe: Über die Temperaturabhängigkeit der magnetischen Eigenschaften von Bariumferrit. Zeitschr. für angew. Physik Bd. I. (1959), 183. old.
3. H. Neumann: Prüfgeräte für Dauermagnetstähle und fertige Magnete. ATM. (1934), J 66-1.
4. R. L. Sanford, E. G. Bennett: An apparatus for magnetic testing at high magnetising forces. J. Res. Bur. of Standards Vol 10. (1933), 567. old.
5. R. L. Sanford, E. G. Bennett: An apparatus for magnetic testing at magnetising forces up to 5000 oersteds. J. Res. Bur. of Standards Vol. 23. 1933, szept.
6. E. Meyer, C. Mörder: Spiegelgalvanometer und Lichtzeigerinstrumente. Ak. Verlagsges. Leipzig 1952, 181. old.
7. Mullard: Mágneses anyagok katalógusa.

Univerzális távbeszélő segédközpont

(Bérháztelefon)

GÁL JÓZSEF

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja
Budapesti Műszaki Egyetem
Vezetékes Híradástechnikai Tanszék

A cikk a Beloianisz Híradástechnikai Gyár egyik új gyártmányának műszaki ismertetését adja. A segédközpont lépésenként működő kapcsológépeket, semleges és tapadó jelfogókat tartalmaz. Helyszíni áramforrást nem igényel. A berendezés működtetése a beszédvezeték páron át történik. Egyszerű áramköri megoldás biztosítja a kapcsolások zöreijmentes lebonyolítását, valamint a vonalakban vagy áramkörökben mutatkozó hibáknak és következményeinek automatikus jelzését, illetve elhárítását. A berendezés minden ismert rendszerű telefonközpont előfizetői kábelhálózatába beiktatható. Az alapegység 5 fő és 20 előfizetői vonalat foglal magában, de az egységek szaporításával kapacitása 15, illetve 60-ig növelhető.

A bérháztelefonközpont problémát megfelelő távlatba helyezték az érdeklődő magyar szakemberek előtt Dr. Kozma László, műegyetemi tanárnak és Balás Árpád, postaműszaki főtanácsosnak az utóbbi évek során megjelent cikkei. Ezek a tanulmányok részletes és összehasonlító tájékoztatást nyújtanak e tárgyban a magyar postai problémákról és tervekről, elemzik az ismert külföldi telefongyárak hasonló célra szolgáló gyártmányait, s mérleget az alkalmazásukkal járó műszaki és gazdasági előnyöket. Megemlítik a Közlekedés- és Postaügyi Minisztérium által kiírt pályázati felhívást is, amelynek célja egy korszerű, de a speciális magyar szempontokra is tekintettel levő bérházközpont megteremtése volt.

A pályázati felhívás eredményeként jött létre — többek között — a továbbiakban ismertetett berendezés is, melynek néhány példánya ma már budapesti bérházakban üzemben van. Bevezetőül azokat az előírásokat ismertetjük, amelyeket a berendezés tervezésére vonatkozólag az említett pályázati felhívás tartalmazott. A kitűzött követelmények felsorolásából kitűnik, hogy a Magyar Posta voltaképpen milyen tulajdonságokkal rendelkező berendezést kívánt és meggyőz arról, hogy a megoldásnak — amely a feltételeknek eleget tesz — korszerű és célszerű eszköznek kell lennie. De kitűnik az is, hogy az előírások igen nehéz feladat elé állították a pályázókat.

A pályázati felhívásnak a III/10-es és az V/20-as bérházi távbeszélő berendezés elvi áramköri megoldására és működtetésére vonatkozó feltételei a következők voltak.

1. A bérházi berendezéseknek a budapesti távbeszélő hálózat 7 A-1 és 7 A-2 rendszerű gépkapcsolású fő-, illetve mellékközpontjaival kell együttműködniük.

2. A III/10-es bérház berendezésnek mind a 10, az V/20-as berendezésnek mind a 20 előfizetői állomása külön-külön a fő-, illetve mel-

lékközpont számmezejébe tartozó 6 számjegyű kapcsolási számmal közvetlenül — kezelő közreműködése nélkül — legyen hívható. Természetesen a bérházi berendezések előfizetői állomásairól való hívás kezdeményezésekor is önműködőleg, tehát kezelő közreműködése nélkül kapcsolódják a hívó készülék valamely szabad fővonalra.

3. A bérházi berendezéshez csatlakozó állomások számkiosztása olyan legyen, hogy bármely fő-, illetve mellékközponti vonalválasztói gépcsoport bármely emeletéhez való csatlakozást lehetővé tegye.

4. Biztosítani kell azt, hogy az egyes bérházi berendezésekbe kapcsolt állomások egymást is felhívhassák, és pedig a fő-, illetve mellékközponton keresztül, tehát két fővonal igénybevitelével.

5. A bérházi előfizetői állomás vonalának, illetve készülékének hibája, vagy a készülék esetleges helytelen kezelése ne befolyásolja az egész berendezés működését, azaz ne bénítsa meg a berendezésre kapcsolt többi állomás forgalmát. (A fővonal egy bizonyos idő után automatikusan szabaduljon fel.)

6. A bérházi berendezés ne igényeljen külső áramforrást, s működtetésére a fő-, illetve mellékközpont központi telepe szolgáljon.

7. A bérházi berendezések áramkörei a helyközi kapcsolások elsőbbségi jogát biztosítsák, tehát lehetővé kell tenni a helyi kapcsolások erőszakos elbontását.

8. A csatlakozó előfizetői állomások távbeszélő készüléke egyszerű CB 35-ös készülék legyen. (Kiegészítő szerelvény nélkül).

9. Biztosítani kell a bérházi berendezésekhez csatlakozó állomások előfizetői beszélgetéseinek titkosságát. Harmadik előfizető egy már fennálló kapcsolatba ne kapcsolódhassék be, vagy azt ne szakíthassa meg.

10. A bérházi berendezésekhez csatlakozó egyes előfizetői állomásokról kezdeményezett beszélgetések számlálása a fő-, illetve mellékközpontban elhelyezett egyéni előfizetői számláló jelfogó működtetésével történjék.

11. Megoldandó a bérházi berendezésekben felmerülő fontosabb rendellenességek önműködő jelzése a fő- vagy mellékközpontban, illetve a bérházi berendezések működésének ellenőrzése a fő- vagy mellékközpontból. A több állomást is érintő zavarok (pl. bekötő trükköknél) állandó jelzést adjanak. Az egy előfizetői állomást érintő zavarok a jelzés-adást külön fővonalnak csak a forgalmi szünetekben való igénybevitelével tegyék lehetővé.

12. A bérházi berendezés a fő-, illetőleg mellékközpontok kapcsoló áramköreihez a kapcsoló áramkörök átalakítása nélkül legyen csatlakoztatható. A bérházi berendezésnek a szokásos vonalellenállás határok között kell üzembiztosan működnie. (Központ és bérházi berendezés között 800 ohm, bérházi berendezés és az alállomás között 200 ohm hurokban mérve).

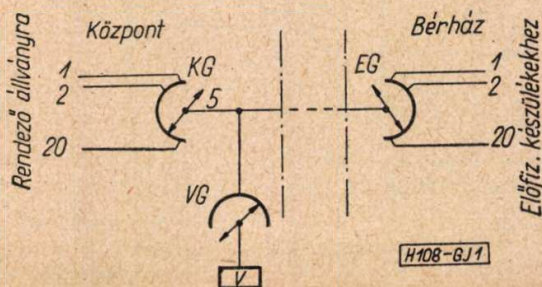
A fentiekben ismertetett postai követelmények lerögzítették az alapelveket, s intézkedtek számos részletkérdés tekintetében is. Döntő volt annak biztosítása, hogy helyi áramforrás alkalmazására ne legyen szükség, s a berendezés időről időre bármely előfizetői csoport kiszolgálására alkalmas legyen. Súlyos követelményeket jelentettek azok a kívánságok, amelyek a berendezés védelmét szolgálták az előfizetői és fővonalakban (trunkokban) esetlegesen bekövetkező hibákkal szemben. Szerepet kapott a pályázat folytán egy olyan tényező is, ami a kiírásban explicite nem is szerepelt: a legkisebb előállítási költségekre való törekvés. Az elbírálásnak nyilvánvalóan ezt figyelembe kellett vennie, s ezt a szempontot a pályázók a tervezés során nem téveszthették szem elől.

A berendezés ismertetése céljából sorban tárgyaljuk:

- a kapcsolási elvet,
- a fontosabb áramköröket,
- az automatikus hibafelfedést és elhárítást, s végül
- a mechanikai kivitel néhány említésre méltó részletét, különös tekintettel a karbantartásra.

1. Elvi elrendezés

A követelmények értelmében a berendezésre az a feladat hárul, hogy egy 20 tagú előfizetői csoport 20 vezetékpárja közé illesztve biztosítsa a beszédforgalomnak a bérház és a központ között 5 vezetékpárra való koncentrálását. Kapcsolástechnikai vonatkozásban ez azt jelenti, hogy a nyilvános központ rendező állványain elérhető 20 előfizetői vonalat lehetőleg még magán a központon belül, a készülékektől jövő 20 vezetékpárt pedig a bérházon belül, egy-egy olyan kapcsoló apparátusra kell vezetni, amely képes az összetartozó vonalak bármelyikét az 5 közös vonal bármelyikével automatikusan, beszédkapcsolat céljára alkalmas összeköttetésbe hozni.



1. ábra

Az 1. ábra mutatja a választott kapcsolási vázlatot. A 20 vonalnak egy közös vonalra való koncentrálását lépésenként működő gép végzi el mindkét oldalon. A kapcsolás akkor helyes, ha a kefék minden időben egymásnak megfelelő helyzetben állnak, s a lépések során szinkron mozognak.

Belátható, hogy egy előfizetői vonal központi és bérházi szakaszának összekapcsolására olyan trunk lesz ideális — s ez került megvalósításra —, amelyik nyugalmi állapotában közvetlen fémes kapcsolatot létesít *KG* és *EG* között. Az az előfizetői vonal tehát, amelyiken trunk áll, mindenben egyenértékűvé válik az ún. szóló állomások vonalával.

A vezérlő áramkörre (*V*) hárul a feladat, hogy bármilyen irányú hívás alkalmával szabad trunkot vigyen a kapcsolandó vonalak közé *KG* és *EG* működtetésével.

Nincs akadálya annak, hogy egy felépített kapcsolat a beszélgetés befejezése után is megmaradjon, feltéve, hogy a trunkre másutt nincs szükség. Így várakozás nélkül lehetővé válik egy állomás részére több egymást követő beszélgetés lefolytatása. Kisforgalmú időben, vagy a berendezésbe bekapcsolt előfizetők szerencsés megválasztása esetén, a gépmozgás a ténylegesen lefolytatott hívások felére — harmadára csökken. Ez a tapasztalatokkal is alátámasztott tény igen kedvező befolyással van a kapcsológép működési üzembiztonságára, hiszen az ilyenfajta gépek legfőbb veszedelme egy bizonyos határon felül megkövetelt igénybevétel. E helyen a gépek igénybevétele a telefonközpontokon belül szokásos értéknek tört része csupán.

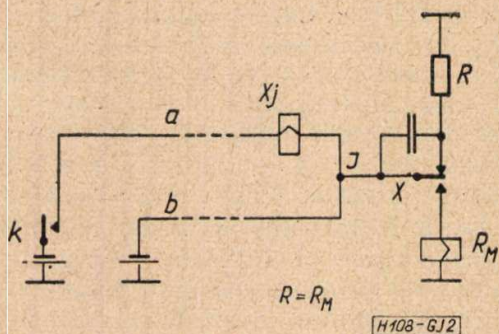
A vezérlő áramkör tartás-ideje átlagosan 10 mp körül van. Az imént említett viszonyok következtében zavartalan forgalom biztosítható, ha 30 ívpontos keresőgépekkel kapcsolódó három vezérlő áramkör 30 trunk, azaz hat 5/20-as berendezés vezérlését látja el.

A hívás tényének jelzésére, s a kapcsolandó előfizetői vonal kijelölésére vonatkozólag annyit kell e helyen megemlítenünk, hogy a központon át jelentkező hívás az előfizetői „c” ágakon át, a bérházban kezdeményezett hívások pedig egy szabad trunkon át indítják a vezérlő áramköröket. Ez utóbbi cél elérésére *EG* gépen egy külön pozíció szolgál, s ezen állandóan trunk áll — ha a vezérlő áramkör elviszi, másikat hív magára — mindaddig, amíg valamennyi trunk foglalttá nem válik.

A helyi telep elhagyása a bérházi (előfizetői) oldalon voltaképpen csak az *EG* gép léptetése szempontjából jelent súlyos következményeket, hiszen a gép működtetése — szemben a jel-fogókkal — aránylag nagy energia közlését követeli meg. Nyilvánvaló, hogy ezt az energiát a trunkon keresztül kell a gép mágnesére eljuttatni. A trunk ohmos ellenállását csökkentendő a léptetést úgy oldjuk meg, hogy a trunk két vezetékét ez idő alatt párhuzamosan kapcsoljuk. Ez az eljárás azonban még jobban

fokozza az áthallás veszélyét, s ezért a trunkbe táplált áramimpulzusoknak szomszédos kábel-érpárokra gyakorolt induktív hatásának kompenzálásáról gondoskodni kell.

A 2. ábra kapcsán e helyen mutatjuk be azt a vezérlési elvet, amellyel a párhuzamos kapcsolás ellenére, kiküszöbölhető az áthallás veszélye. Az áramkör nyugalmi állapotában I áram folyik mind a b trunkvezetékben, mind a közös ágban. Ha $R \gg \frac{r_a \cdot r_b}{r_a + r_b}$, akkor a k kontaktus lenyomásakor I alig változik, s a trunk két vezetékében együttesen folyó áramok összege gyakorlatilag ugyanakkora, mint nyugalmi állapotban. Más szóval a k -val létesített impulzusok révén X_j -t a bérházi oldalon működtetve elérjük, hogy az EG gép R_M ellenállású tekerese minden impulzus alkalmával gerjesztést kap anélkül, hogy a trunkben lényeges áramváltozás volna érzékelhető ($R_M = R$).



2. ábra

A berendezésbe beköthető előfizetők számának elvileg a gépek kapacitása szab határt. Nincs akadálya a trunkök szaporításának sem. — A konstrukció bemutatásánál törekedni fogunk ennek az előnyös tulajdonságnak a kihangsúlyozására.

A fentiekben összefoglalt alapelvek teljesítése felkínálja az automatikus hibaelhárítás egyszerű lehetőségét. Minden alkalommal ui. amidőn a vezérlő áramkör új hívás bonyolítása végett egy beszédkapcsolatban részt nem vevő, de előfizetői vonalon álló trunk áramkörre rákapcsolódik, az előfizetői készülékig fémesen kiterjesztett vezetékpáron át megvizsgálja mind a trunk, mind az előfizetői vonal állapotát. Szakadás, földzárlat vagy akár rövidzárlat egyszerű eszközökkel megállapítható, s ha a vonaláramkörök kialakításánál a hibás részeknek a forgalomból való kizárására is tekintettel vagyunk, a hiba elszigetelése megvalósítható. Hogy mit jelent egy hibás vonalszakasz forgalomból való kizárása, erre példaként ragadjuk ki azt az esetet, amidőn pl. rövidzárlat áll be egy előfizetői vonalon a készülék és EG gép között. A hiba elszigetelése most akkor lesz teljes, ha megoldható e kérdéses vonalnak a forgalomból való kizárása olyképpen, hogy — bár a zárlat állandó hívást jelent, hiszen kézibeszélő felemelésével azonos állapot áll

fenn — a kapcsolóberendezés felé hívó jelzés mégsem adódik. — A következőkben bemutatásra kerülő áramkörök rendelkeznek ezzel a tulajdonsággal.

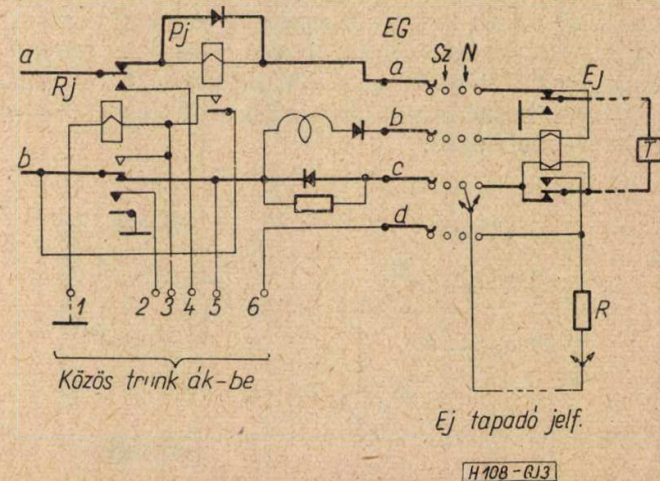
Az elvi kérdések vizsgálata sorába tartozik, kitérni a berendezésnek a címbe szereplő elnevezésére. A „segédközpont” szó azt kívánja kihangsúlyozni, hogy ez a bérházközpont nem a szoros értelemben vett központhálózatnak, hanem ehelyett az előfizetői kábelhálózatnak képezi szerves részét. Abba tetszés szerint bárhol be- vagy kiiktatható, amint azt a kábelfejlesztési tervek célszerűvé teszik. Az „univerzális” jelzővel két dologra kívántunk utalni. Egyrészt, hogy a berendezés független a központ rendszerétől, másrészt, hogy általános tulajdonságaiból kifolyólag felhasználása nem korlátozódik bérházakra s különösen nagyobb kapacitásban kisebb városrészek vagy akár egész községek telefonnal való ellátására alkalmas.

2. Áramkörök

A fentiekben felvetett kapcsolási elvek és feladatok megoldását mutatják a soron következő főbb áramkörök.

2.1 Előfizetőoldali vonal és trunk áramkör

A 3. ábra szembetűnően mutatja, hogy a trunk nyugalmi állapotában fémes kapcsolat áll fenn az EG gépen keresztül egy előfizetői vonal és a központ között. Meg vannak a feltételei annak, hogy a kézibeszélő felemelésekor a központban az ismert polaritásban szerelt hívószerevényeken át hívó áramkör, tárcsázás idejére megfelelő jeladó áramkör s beszéd alatt jó átviteli képességű beszéd áramkör záródjék. A különvonalú előfizetői vonalhurokkal szemben itt mindössze annyi a változás, hogy az a — b vezetékpáron át van hidalva induktivitásból, egyenirányítóból s az előfizetői vonal E_j jelfogójának egyik tekeréséből felépített áramkörrel. Ez az áramkör az imént felsorolt esetekben mind egyen- mind váltakozó beszéd-



3. ábra

áram szempontjából gyakorlatilag nyitott áramkört jelent.

Vizsgáljuk meg az áramkör működését a gép léptetésének előkészítése s az előfizetői vonaljelfogó működtetése szempontjából. Ahhoz, hogy *EG* léptetése elkezdődhessen, a trunk áramkör *Rj* jelfogójának kell meghúznia. Ezt a feladatot *Pj* végzi el, amidőn a központi oldalon a vezérlő áramkör a trunkra rákapcsolódik s az *a* — *b* ágak polaritását felcseréli. Ellenőrizhető, hogy ebben az áramkörben a hídáramkörön keresztül *Pj* meghúzza s előkészíti *Rj* áramkörét úgy, hogy midőn *a* — *b* eredeti polaritása visszatér, *Rj* működik. *Rj* mindaddig meghúzza marad, amíg a vezérlő áramkör a *b* ágról a telepet átmenetileg le nem veszi.

A léptetést előkészítő áramkör, amely *Pj* meghúzását végzi, *Ej*-t is működésbe hozza s minthogy ez utóbbi tapadó jelfogó, az előkészítő áramkör megszűnése után is meghúzott állapotban marad. Mindez azt eredményezi, hogy az *EG*-vel korábban kapcsolatban álló s most magára hagyott előfizetői vonaláramkörben olyan állapot áll elő, amely biztosítja a kérdéses állomás számára az újabb hívás lehetőségét.

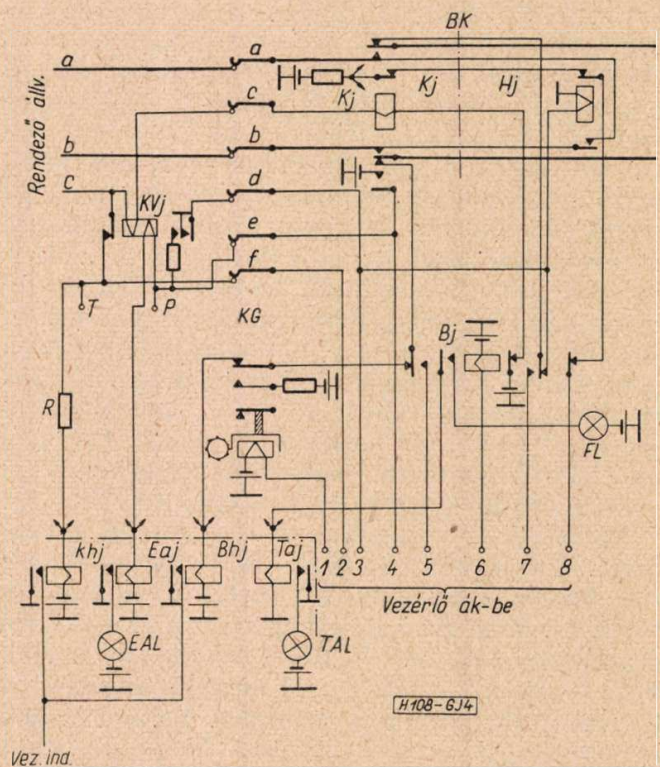
Azon állomások számára tehát, amelyeknek vonalán trunk nem áll, *Ej* hívó és kijelölő áramkört biztosít. Ez az áramkör a kézibeszélő felemelésekor a jelfogó által földre kapcsolt *a* vezetékéből indul ki s a mikrofonon és a *b* vezetéken keresztül jut az *R* ellenállásra, illetőleg az *EG* gépre. — Az *R* ellenállások közösített pontja közvetve az *EG* gépek multiplikat *N* ívpontjaira van kötve, s így amidőn e ponton trunk áll, azon át a központba hívó jelzés küldhető.

Figyeljük meg végül az előzőkkel összefüggésben a gép megállítását az előfizető vonalán. Amidőn *EG* *d* kefeje a hívó előfizető által kijelölt ívcúcsra ér, a közös áramkörben, melyet ez időben telep táplálással az éppen lépés alatt levő trunk lát el, a 6-os ponton át a vizsgáló jelfogó meghúzza, bontja a léptető alapáramkört s ezt követően elengedeti a vezérlő áramkör *Rj* jelfogóját. — A trunk áramkör nyugalmi állapotba kerül, s már csak az van hátra, hogy *Ej* is elengedjen. *Ej* legerjesztését az ugyancsak a mikrofonon át záródó áramkör végzi el. *Ej* legerjesztő tekercse az elengedés után rövidzárba kerül s a jelfogó újabb meghúzása már nem következhet be. Annak a kérdésnek vizsgálata, miként áll meg *EG* mozgó kefeje az előfizető vonalán a központ felől érkező hívás alkalmával, nem vet fel új problémát. A gép megállítása a központi oldalon (a vezérlő áramkörben) történik, *Ej* elengedése pedig legkésőbb az első csengetési periódus kezdetén bekövetkezik. — Annyit azonban meg kell jegyeznünk, hogy annak elkerülésére, hogy *Ej* hídágra iktatott tekercse részben a hídon át is záródó csengető áram hatására meghúzza, *Pj* egy nyugalmi érintkezőjével rövidre zárja ezt a tekercset. (Az ábrán ezt nem tüntettük fel.)

Beszédkapcsolat alatt a mikrofonáramot csak a hídáramkör csökkenti elenyésző mértékben. A kézibeszélő visszahelyezésekor az áramkörökben semmiféle változás sem történik, s így nincs akadálya annak, hogy — ha időközben a trunkre másutt szükség nem volt — az előfizető akár hosszú idő elteltével is a berendezés működése nélkül hívhasson.

2.2 Központ oldali vonal és trunk áramkör

Az áramkör nyugalmi állapotában többnyire előfizetői vonalon áll (4. ábra). Ez esetben a trunk áramkörben az *a* vezetékre a hívó jelfogón (*Hj*) át föld, a *b* vezetékre a *KG* normál érintkezőjén, védő ellenálláson át, telep kapcsolódik.



4. ábra

Ha hívás történik az előfizetői oldalon, *Hj* húzza meg s munkaérintkezőjével megismétli a hívást a főközpont felé. A központ jelentkezésekor, midőn a *c* vezetékre a központ földet kapcsol, a választó jelfogóval párhuzamos áramkörben *Kj* húzza meg s a trunkot a hívó szerelvényről leválasztva a központra kapcsolja. Ebben az állapotban marad az áramkör mindaddig, amíg a hívás véget nem ér. Abban az esetben, amidőn a trunkkal kapcsolatban álló előfizető felé megy a hívás, az első és egyetlen változás *Kj* meghúzása. Ezt követően — mint ellenőrizhető — mind a csengetés, mind a beszéd alatt a berendezés nyugalomban marad.

Kj tekercsével sorba kapcsolva találjuk az előfizető központ oldali vonaljelfogóját, *Kvj*-t. Ez utóbbi egy második választó jelfogó szerepét tölti be, midőn leválasztja a központ felől jövő *c* vezetéket a berendezés más pontjairól. Meg-

állapítható, hogy Kvj második tekerese Kj által az e kefére adott söntölő telep hatására árammentes marad. Következésképp Kj után Kvj is minden esetben elenged. — Megjegyezzük, hogy ennek a második tekercsnek a hibák elleni automatikus védelem során lesz szerepe.

Vizsgáljuk meg ezután azt a kérdést, hogyan kerül kapcsolatba a trunk a hívó előfizető vonalával a bérházból érkező hívás alkalmával olyan esetben, amidőn a hívott vonalon nem áll trunk. — A normál helyzetben (N) álló trunk b vezetékén át jelentkezik most a hívás, amint arra az előző pontban rámutattunk. Bhj húz meg s indítást ad a vezérlő áramkörök felé. Utóbbiak — a 8 pontokat vizsgálva — szabad trunkáramkört keresnek. A szabad áramkört Kj , Hj és Bj egyidejű nyugalmi állapota jelzi. Amidőn egyik vezérlő áramkör megtalálja valamelyik szabad trunkot, az indítás megszűnik (ezt nem tüntettük fel az ábrán) s a vezérlő áramkör Bj meghúzásával rákapcsolódik a trunkra. Első lépésként vonalvizsgálatot végez (1. részletesebben a 3. pontban), majd ezt követően előkészíti az előfizető oldali trunk áramkörnek a közös léptető áramkörre való kapcsolódását — ahogyan azt a 2.1. pontban kifejtettük — azáltal, hogy a 7. vezetékre telepet, az 5-re pedig földet kapcsol. A polaritások felcserélése után a léptető alapáramkörön át megindul EG léptetése, miközben az 1-ről KG is impulzusokat kap. Midőn a léptető alapáramkör tartósan megszakad, azaz EG gép az előfizetői oldalon hívó vonalra érkezett, a vezérlő áramkör leszakad s a trunk megáll.

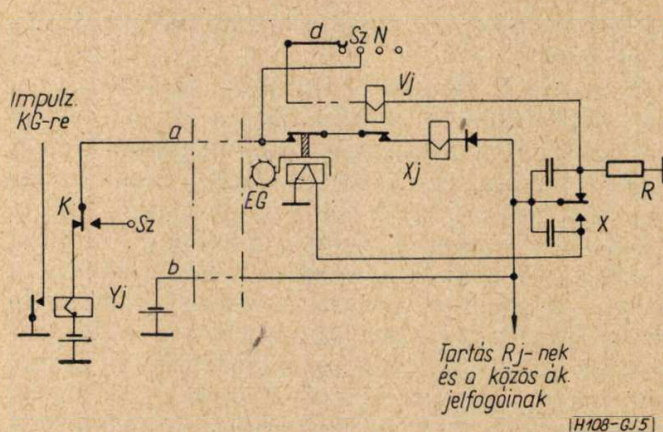
Fordított irányú hívás esetén, midőn a központ vonalválasztó gépe áll egy előfizetői vonalra, c vezetékén át történik indítás és kijelölés. Most Khj húz meg s végzi el a vezérlő áramkörök indítását s KG f ívpontján jelenik meg kijelölő feszültség. A vezérlő áramkör a 2. vezetékéről kapja a szinkron haladó gépek megállítására utasító jelzést. Most is, mint előbb, lekapcsolódik, Kvj és Kj meghúz s a trunk kész a hívott vonal felcsengetésére.

Itt jegyezzük meg — bár az előzők alapján ez már valószínűleg magától értetődik —, hogy a trunk az egyidejű, akár azonos, akár különböző irányú hívások alkalmával, mindig az első útjába kerülő hívó vonalon áll meg.

A 4. ábrán nem tüntettük fel, miként van biztosítva, hogy a normál (N) pozícióban mindig legyen szabad trunk — ha csak nem foglalt valamennyi — a bérház felől érkező hívások jelzésére. Lévéen ez a feladat az előzők alapján eléggé körülhatárolva, ismertetését mellőzzük.

2.3 A léptető alapáramkör

A 2. ábrán feltüntetett elvi elrendezés ismerhető fel az EG és KG gépek szinkron léptetését vezérlő alapáramkörön (5. ábra). Az ábra szerint éppen fennálló állapotban Yj (vezérlő áramkörben) és Xj az R ellenállással sorban gerjesztést kap s mindkettő meghúz. Xj az EG ,



5. ábra

Yj pedig a KG gépet gerjeszti. Midőn EG bontja önszaggató rugóját, Xj és Yj elenged s a gépek egy lépéssel előbbre lépnek. A haladás tempóját tehát EG diktálja.

Feltüntetettük az ábrán — de csak az előfizetői oldalon — a megállító Vj jelfogó működését. Eszerint, amidőn EG hívó előfizetői vonalra ér, Vj meghúz s bontja a léptető alapáramkör a vezetékét. — Ezt a jelenséget Yj meghúzásának viszonylag tartós elmaradása jelzi a vezérlő áramkörben.

Xj mozgó és nyugalmi érintkezői közé iktatott kondenzátorok egyrészt Xj meghúzásának biztosítására, másrészt szikraoltásra szolgálnak.

3. Automatikus hibajelzés és hibaelhárítás

Az elvi elrendezés bemutatása kapcsán említést tettünk a vonal- és trunk hibák felismerési módozatairól és azokról a követelményekről, amelyek azok elhárítása során felmerülnek. — Itt hozzá tehetjük, hogy nemcsak a beszédátvivő szervek, de, mint látni fogjuk, valamennyi áramkör is állandó és köcsönös ellenőrzés alatt áll.

Tekintsük át az automatikus hibajelzés és elhárítás feladatkörét:

Ha valamelyik előfizetői vonalban — a készülék kezelését is beleértve — keletkezik hiba, gondoskodni kell arról, hogy a kérdéses vonal a fogalomból kizárassék, azaz sem ne hívhasson, sem ne hívassák. E védelmi intézkedéssel egyidejűleg értesíteni kell a kezelő személyzetet, megjelölve a hibás vonalat. — Ha a hiba a trunkben vagy annak az áramkörében mutatkozik, a trunkot kell a forgalomból kizárni és megjelölni.

Egy előfizetői vonalnak üzemén kívül helyezése a 3. ábra szerint Ej jelfogó révén történik meg azáltal, hogy a hibásnak talált vonalról a trunk úgy lép tovább, hogy Ej tapadó jelfogó nem húz meg. Ellenőrizhető, hogy az ilyen vonal nem tud hívást kezdeményezni. — Magának a hibának a jelzése a karbantartó személyzet számára a központi oldalon,

a kizárt előfizetőhöz tartozó *Kvj* meghúzatásával történik (4. ábra). Megfigyelhető, hogy az a *Kvj*, amelyik úgy kerül meghúzott állapotba, hogy a hozzátartozó vonalon trunk nem áll, tartó áramkörben marad és egyidejűleg a közös *Eaj* jelfogót is működteti. *EAL* lámpa jelzi a kizárást, s a működő *Kvj*-hez tartozó *P* ponton földfeszültség megjelenése jelzi a kizárt vonalat. (A *P* pontok a megvizsgálhatóság érdekében egy ellenőrző forrscsúcsávra vannak kivezetve.) Megállapítható végül, hogy *Kvj* meghúzásával megszűnik annak lehetősége is, hogy a forgalomból kikapcsolt előfizető hívható legyen.

A trunkben jelentkező hiba jelzésére a *Taj* jelfogó, illetve *TAL* lámpa szolgál. A forgalomból kizárt trunköt pedig a félfénnyel égő *FL* lámpa mutatja meg.

Nézzük meg ezután, miként állapíthatók meg a vonalhibák, és hogy oldható meg *Ej* és *Kvj* működtetése. Mint az 1. pontban már utaltunk rá, a vezérlő áramkör minden alkalommal, amidőn egy trunkre rákapcsolódik, megvizsgálja a vonalak állapotát egészen az előfizetői készülékig. Akár valamiféle zárlat, akár szakadás áll fenn valahol, az azonnal megállapítható. Hiba érzékelése esetén a vezérlő áramkör a következők szerint jár el: működteti *Kvj*-t a 4 vezetéken át, jelzést küld — közvetlenül a lépések elkezdése előtt — a bérház oldali közös áramkörbe, hogy azt *Ej* elengedtetésére utasítsa. — Megjegyezzük, hogy előállhatnak olyan esetek is, hogy *Ej* meg sem tud húzni. Hangsúlyozzuk azonban, hogy olyan hiba gyakorlatilag nem fordulhat elő, amelynél a trunk hibátlan volta esetén a léptetés ne volna előkészíthető.

KG és *EG* léptetésének elkezdésekor derül ki, hogy a vezérlő áramkör eddigi intézkedésével a megállapított hiba lokalizálása sikerrel járt-e. Ha ui. a hiba nem az előfizetői vonalban volt, hanem a trunk vezetékében vagy áramkörében, *Kvj* és *Ej* működtetésére adott utasítással a probléma nem oldódott meg. A trunkben keletkezett hibát most az a jelenség mutatja, hogy a léptető alapáramkör vagy nem záródik, vagy egy lépésnyi idő elteltével nem mutat szakadást. Akármelyik esetről van szó a vezérlő áramkör időzít, s úgy lép le a trunkról, hogy *Bj* jelfogót meghúzott állapotban hagyja, amikor is *Taj* működik s *FL* lámpa halványan világít.

A fentiekből következik, hogy ahhoz, hogy a berendezés helyesen működjék, hibátlanak kell lennie mind magának a vezérlő áramkörnek, mind pedig a bérház oldali közös áramkörnek. Ezek hibái abban mutatkoznak meg, hogy a trunkáramkörök sorozatosan kizárásra kerülnek.

Van egy hibajelenség, amelynek megállapításában a berendezés nem vesz részt, de kiküszöbölésében igen. Ez a jelenség az ún. hamis hívás. Lévéen ez a hívás normális kezdeménye-

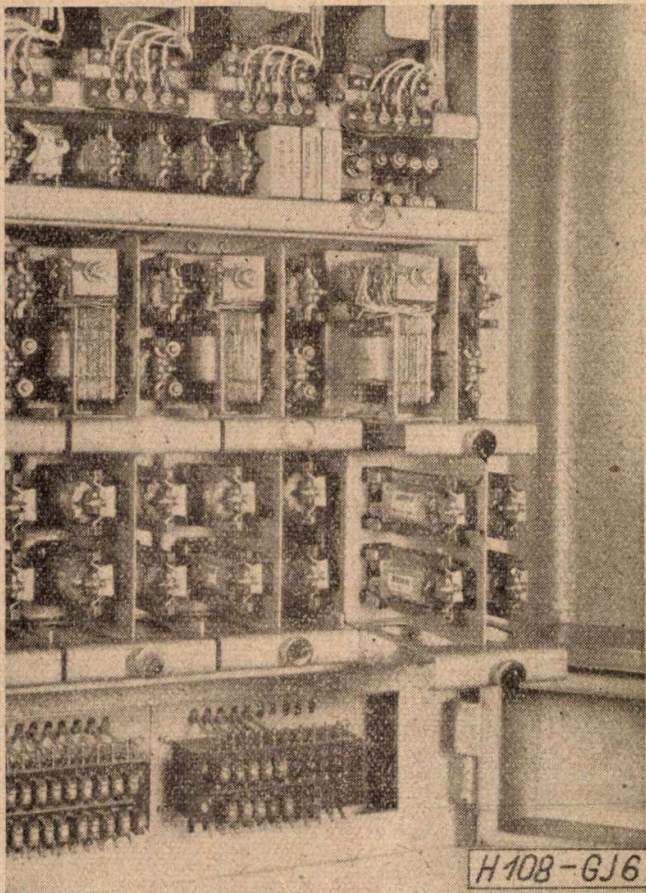
zésével azonos tartalmú, a berendezés közvetíti a központ felé. Szokás szerint itt történik majd a hiba megállapítása is. Helyes azonban ha a felügyelő szervek a vonalnak a rendező állványon való kiszigetelése helyett a forgalomból való kizárását is itt intézik el azáltal, hogy a vonal *Kvj* jelfogóját a hozzátartozó *P* pont földelésével meghúztatják a rajta álló trunk bontó kulcsának (*BK*) egyidejű működtetésével. *BK* működtetésére azért van szükség, hogy a hívás a központ felé bomoljon. *Kvj* meghúzva marad s *Hj* tekercese rövidzárat kap. A trunk foglaltsága tehát megszűnik. A későbbiek során a trunkre kapcsolódó vezérlő áramkör a 3 vezetéken át érzékeli a földet, s ez lesz az utasítás arra, hogy a trunkkel kapcsolatban álló előfizetői vonalat a bérházi oldalon ki kell zárni a forgalomból.

A földzárlattól származó hamis hívások megakadályozását biztosítja a hívó jelfogó (*Hj*) tekercsének földre kapcsolása. Az ilyen trunk a vezérlő áramkör felé szabad jelzést ad, s a zárlat ténye majd akkor derül ki, amidőn a vezérlő áramkör ezt a trunköt fogja meg.

Állandó kontrollt kíván a trunk két gépének szinkron mozgatása. A szinkron állapotból kiesett gépek trunkje nem maradhat forgalomban. A forgás ellenőrzésének módját az 5. ábrán követhetjük. A gépek forgás állapota helyes, ha a vezérlő áramkörben — a *KG* géptől a szinkron ellenőrző ponton kapott jelzésre — *K* kontaktus akkor vált át, amidőn *EG* a bérházi oldalon ugyancsak szinkron állásban van. Ilyenkor ui. a léptető alapáramkörön a *b* vezetékre adott telep az *a* trunk ágon visszatérve az *Sz* pontra kapcsolódik. Ha ez nem történik meg, a vezérlő áramkör kizárja a trunköt a forgalomból. — Üzembehelyezés előtt a trunk figyelő hüvelyébe csatlakoztatott speciális áramkörrel az *EG* gép a szinkron pontra vezérelhető.

Ki kell térnünk még a fentiek szerint elszigetelt előfizetői vonalhibák kijavítását követő intézkedésekre. A teendő mindössze annyi, hogy a kérdéses vonalra trunköt kell állítani. Ez a művelet a 4. ábra szerint úgy intézhető el leggyorsabban, hogy a *T*-vel jelzett pontot leföldelve hívást létesítünk, s midőn a trunk elfoglalta helyét a hívó vonalon, *Kvj* elengedtetése végett a *P* pontra tiszta telepet kapcsolunk. Most az előfizetői vonalat tekintve minden olyan állapotban van, mintha semmi sem történt volna.

A hibák elemzésénél összefoglalásul érdemes rámutatni, hogy a bérházban helyszíni beavatkozást kizárólag a szerelvények működésében beálló hiba igényel. Lévéen a jelfogók száma előfizetői vonalanként egy, trunkönként kettő és végül a közös trunkáramkörben tíz, viszonylag kevés üzemi hibára lehet számítani. Ezek közül is azonnali beavatkozást nyilvánvalóan csak a közös áramkör meghibásodása követel meg.



6. ábra

4. Mechanikai kivitel

Az univerzális segédközpont három alapegységből áll az elvi elrendezésnek megfelelően. Egy a bérházban s kettő a központban kerül felszerelésre. A bérházi és a hozzátartozó egyik központi rész 20 vonal és 5 trunkáramkört foglal magába a kapcsológépekkel együtt, a harmadik egység pedig — a korábban már mondottak szerint — három vezérlő áramkört tartalmaz. A mechanikai felépítés mind formában, mind szerelési technikában korszerű. Ahol az üzemi (karbantartási) szempontok meg-

követelték az egyes áramköri egységeket dugaszolhatóan alakították ki.

Érdeemes evégből közelebbről szemügyre venni a bérházi egységet, ahol a tervezők a teljes cserélhetőségre törekedtek. A 6. ábrán bemutatott felvételen közelebbről láthatók az egymás alatt rendben felsorakozó oldható szerelvények: legfelül a kapcsológépek, alatta a közös trunkáramkör, ez alatt az 5 trunk egyéni áramköre (ezekből három egység szerepel a képen) s végül 20 előfizetői vonal öt egységre szétosztva. E törekvés nyilvánvaló célja a helyszíni javítás elkerülése, s a berendezésnek a forgalmi követelményekhez igazodó egyszerű szerelhetősége volt.

Az elvi kérdések elemzésénél utaltunk arra, hogy nincs akadálya annak, hogy a kapcsológép kapacitásán belül, a trunkok kívánt mértékben való szaporításával egyidejűleg a berendezés befogadóképességét növeljük. Kezdetől fogva alapfeltételnek tekintettük, hogy kapcsológépként a BHG új, lépésenként működő gépe szerepeljen, amely 60 ívpontos. Következőleg lehetőség van a bekapcsolható előfizetők számának 60-ra — pontosabban 58-ra — való szaporítására.

Az alapegységek kialakítására ez az utóbbi szempont irányító befolyással volt. Egy 20-as alapegység magába foglalja egy vagy két további egységgel való egyszerű összekábelezés műszaki feltételeit s így a trunkok száma 15-ig növelhető, miközben az előfizetők száma 58-ra szaporodik.

I R O D A L O M

1. Dr. Kozma László: A bérháztelefon. Magyar Híradástechnika. 1958. dec. 4—6 sz.
2. Balás Árpád: A bérházberendezés gazdaságos alkalmazása. Szocialista Posta 1955. nov. 5-i száma.
3. G. Brettschneider: Ein Wählsternanschluss neuer Ausführung. F T Z 1953. No. 2.
4. G. E. Fessler: A Remote Line Concentrator. Bell. Lab. Rec. 1957. May.
5. S. Lönström: LM Ericssons Wählsternschalter (Gruppenstelle) AML 10, Ericsson Rewiew 1955. No. 4.

S Z E M L E

A frankfurti Braun cég „Phono—Transistor TP—1” néven 15 × 23 × 4 cm nagyságú hordozható rádióval egybeépített gramofont hozott piacra. A nagyteljesítményű rádióvevőkészülék rövid-, közép-, és hosszuhullámú adók vételére alkalmas; 7 tranzisztort és 2 germánium diódát tartalmaz. Kapcsoló órával is összeköthető. A gramofon rész 45 fordulatos, 17 cm átmérőjű lemezek félautomatikus lejátszására alkalmas. A hangszedő a műanyag dobozban van és a lemez felhelyezésekor alulról tapogatja le a hangbarázdákat. A szabályozott fordulatszámú motor mindössze 0.7 W-ot fogyaszt, ami telepcsere nélkül 1000 lemezoldal lejátszását biztosítja.

*

Az egyik angol cég 26 kg súlyú navigációs radar-készüléket hozott piacra, amely 13 cm-es képesővel dolgozik. Zavaró fények mellett is jól látható a kép, mert 18 kV-os gyorsító feszültséggel dolgozik, továbbá polarizációs szűrőt is alkalmaztak a képernyő elé. A berendezés teljesítménye 15 kW.

*

Megfigyelték, hogy a nagyteljesítményű radar-sugár káros az emberi szervezetre és ezért a nagyobb hajók legénységét ködfénycsöves jelzőberendezésekkel látják el, amelyek figyelmeztetik viselőjüket a veszélyre és így a beszórt hajórészen csak a legszükségesebb ideig maradnak.

Az elemi csillapításfüggvény megközelítése

BOGLÁR GYULA

a Híradástechnikai Tudományos Egyesület tagja,
Beloianisz Híradástechnikai Gyár

A szűrők zárócsillapításának meghatározásához szolgáló elemi csillapításfüggvény, $a_0 = \ln \operatorname{cth} \frac{\Delta}{2}$ megközelítésére a szerző az $a_0 \approx \ln \frac{2}{\Delta}$ függvényt használja. A közelítő függvény értékpárai logarléccről könnyen leolvashatók.

A hullámszűrők számításánál a zárótartományban a csillapítás meghatározására általánosan használják a sabloneljárást [1], [2]. Ennek grafikus és numerikus változata közül az utóbbi vált be jobban a gyakorlatban [3]. Ismeretes [4], hogy ez üzemi paraméterek szerint méretezett szűrők számítási munkái során is használható. Hazánkban Henyey Z. terjesztette el, számos munkájában (például [5]) megtalálható a módszer részletes leírása, ezért itt csak röviden ismertetjük.

A szűrő hullámszűrőcsillapításának meghatározása céljából először a frekvenciaskálát transzformáljuk. Aluláteresztő szűrő esetében, ha f_0 az elméleti határfrekvencia és f tetszőleges frekvencia a szűrő zárótartományában, akkor

$$\Omega = \frac{f_0}{f} \quad (1)$$

és

$$\gamma = \ln \frac{1}{\sqrt{1 - \Omega^2}} \quad (2)$$

A fenti definíció szerint, a zárótartományban $\Omega < 1$ és így a (2) függvény minden olyan logarléccről, mely pythagorasi és reciproknálkáljú, kielégítő pontossággal leolvasható. Különösen alkalmasak a kétoldalas logarlécek, mint például az Aristo Studio vagy a Reiss-Darmstadt.

Frekvenciaszimmetrikus sávszűrők esetén, ha f_A és f_F az elméleti határfrekvenciák és f_{ZA} , f_{ZF} a zárótartomány tetszőleges egyenlő csillapítású frekvenciái

$$\Omega = \frac{f_F - f_A}{f_{ZF} - f_{ZA}} \quad (3)$$

Természetesen kell, hogy a szimmetriafeltétel

$$f_A \cdot f_F = f_{ZA} \cdot f_{ZF} \quad (4)$$

teljesítve legyen.

Egyéb esetekben speciális transzformációt kell használni [3].

Az elemi csillapításfüggvény a γ frekvenciaskálán a következő:

$$a_0 = \ln \operatorname{cth} \frac{\Delta}{2} = 2 \operatorname{ar} \operatorname{cth} e^{\Delta} = \ln \frac{e^{\Delta} + 1}{e^{\Delta} - 1} \quad (5)$$

Ezen függvény táblázata [5]-ben megtalálható.

A továbbiakban levezetünk olyan közelítéseket, melyek segítségével (5) értékei egyszerű módon meghatározhatók táblázat nélkül.

(5)-ből

$$e^{a_0} = \frac{e^{\Delta} + 1}{e^{\Delta} - 1} = \frac{A}{B} \quad (6)$$

A-t sorbafejtve és 2-t kiemelve

$$A = 2 \left(1 + \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta^2}{4} + \frac{\Delta^3}{12} + \frac{\Delta^4}{48} + \dots \right) \quad (7)$$

B-t sorbafejtve és Δ -t kiemelve

$$B = \Delta \left(1 + \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta^2}{6} + \frac{\Delta^3}{24} + \frac{\Delta^4}{120} + \dots \right) \quad (8)$$

(7) és (8) sorbafejtéséből

$$\begin{aligned} \frac{A}{B} &= \frac{2 \left(1 + \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta^2}{4} + \frac{\Delta^3}{12} + \frac{\Delta^4}{48} + \dots \right)}{\Delta \left(1 + \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta^2}{6} + \frac{\Delta^3}{24} + \frac{\Delta^4}{120} + \dots \right)} = \\ &= \frac{2\alpha}{\Delta\beta} = \frac{2}{\Delta} \left(1 + \frac{\alpha - \beta}{\beta} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

Mivel

$$\alpha - \beta = \frac{\Delta^2}{12} + \frac{\Delta^3}{24} + \frac{\Delta^4}{80} + \frac{\Delta^5}{360} + \dots$$

azaz

$$\alpha - \beta = \frac{\Delta^2}{12} \left(1 + \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta^2}{6,67} + \frac{\Delta^3}{20} + \dots \right) \quad (10)$$

Ha $\Delta \leq 1$

$$\alpha - \beta \approx \frac{\Delta^2}{12} \beta \quad (11)$$

(6), (9) és (11) egybevetéséből

$$a_0 \approx \ln \frac{2}{\Delta} \left(1 + \frac{\Delta^2}{12} \right) \quad (12)$$

Ha $\Delta \leq 1$, akkor $\frac{\Delta^2}{12} \ll 1$ tehát (12)

$$a_0 \approx \frac{\Delta^2}{12} + \ln \frac{2}{\Delta} \quad (13)$$

(13) adja az általunk keresett közelítő függvényt. Az 1. táblázat $\frac{\Delta^2}{12}$ értékét 0,5 cN pontossággal tartalmazza.

1. táblázat

Δ cN	$\frac{\Delta^2}{12}$ cN
0—24	0
25—42	1
43—54	2
55—64	3
65—73	4
74—81	5
82—88	6

Olyan esetekben, amikor az ütközési csillapításokat nem számoljuk, csak 0,7 N-es korrekcióval vesszük figyelembe és a veszteségek okozta csillapításoktól eltekintünk, az alábbi még egyszerűbb közelítések is megfelelőek.

Ha $\Delta \leq 88$ cN

$$a_0 \approx \ln \frac{2}{\Delta} \quad (14)$$

Ha $\Delta \geq 88$ cN

$$a_0 \approx \frac{2}{e^{\Delta}} \quad (15)$$

(14) és (15) a már említett logaríctípusokon könnyűszerrel leolvashatók, különösképpen az

Aristo Studión, mely e^{-x} skálákkal is el van látva.

A közelítések jóságára a 2. táblázat nyújt összehasonlítási lehetőséget. Ebből kitűnik, hogy a (13) közelítés gyakorlatilag mN pontosságú. Előnyös tulajdonsága a (13), (14) és (15) képleteknek, hogy a függvény nagymeredekségű helyein, ahol a metszéspontok bizonytalansága nagy hibát okozhat, teljesen pontosak.

2. táblázat

Δ cN	$a_0 =$ pontos értéke cN	$a_0 \approx$ 13 szrt. cN	$a_0 \approx$ 14 és 15 szrt. cN
10	299,7	299,7	299,6
20	230,6	230,6	230,3
40	162,3	162,3	160,9
80	96,8	96,9	91,6
100	77,2	77,6	73,8

IRODALOM

1. T. Laurent: Calcul général des affaiblissements de filtres à l'aide des transformations fréquentielles. Ericson Technics No 4, 1937.
2. T. Laurent: New principles for practical computation of filter attenuations by means of frequency transformations. Ericson Technics No 3, 1939.
3. E. Rumpelt: Schablonenverfahren für den Entwurf elektrischer Wellenfilter auf der Grundlage der Wellenparameter. TFT, Heft 8, 1942.
4. S. Darlington: Synthesis of Reactance 4-Poles which produce prescribed Insertion Loss Characteristics. Journ. Math. Phys. 18 (1939), 257—353.
5. Willoner—Hennyey: Átviteltechnika I. rész, 2. füzet. Budapest, 1955.

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 hengerdejében 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

Linearizáló kapcsolás

VAJDA JÁNOS

Finommechanikai Vállalat

A cikk ismerteti egy — „Linearizáló kapcsolás” címen szabadalmaztatott — újszerű visszacsatolást. A kapcsolás erős negatív visszacsatolást biztosít az erősítő kimenőjelének azon összetevőire — és csakis ezekre nézve — melyek eltérnek a vezérlőjel arányosságától. Ezen működési elv a közönséges negatív visszacsatolással szemben erősítéscsökkenés nélkül biztosítja a lineáris és nonlineáris torzítások, bűgás- és saját-zaj csökkenését az erősítésszabítást növelését és a kimenő-impedancia csökkenését.

A szerző ismerteti a kapcsolás kvalitatív és kvantitatív működését, majd két példa keretében bemutatja a kapcsolás alkalmazását és előnyeit „RC” és „hangolt” erősítőknél. Továbbá változatosan kitér a kapcsolás néhány áramköri elméletének ismertetésére.

1. Bevezetés

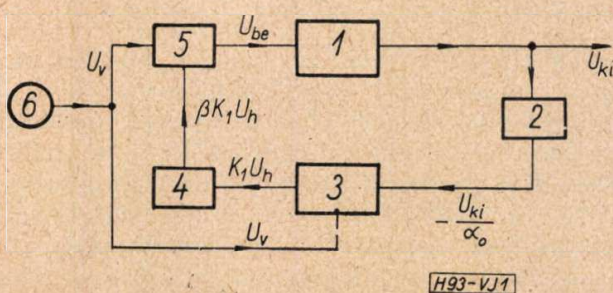
Ezen közlemény rövid áttekintést kíván adni a fenti cím alatt szabadalmaztatott újszerű visszacsatolás elméletéről.

A kapcsolás hivatott arra, hogy egy vezérelt elektronikus átvivő rendszer (pl. erősítő) átviteli függvényét linearizálja, azaz a rendszer kimenő jelét a vezérlőjellel arányossá tegye az alap-erősítés értékének megtartása, vagy esetleg növelése mellett. Az erősítő sáv szélességét kiszélesíti mindkét irányban, csökkenti a fokozat nonlineáris torzítását és saját zaját, a tápfeszültségváltozásokkal és a csőparaméter változásokkal szemben az erősítés értékét stabilizálja, a kimenő impedanciát csökkenti.

A fenti előnyök megvalósítása érdekében ez ideig leggyakrabban a negatív visszacsatolást alkalmazták, melynek a linearizáló kapcsolással szemben az a nagy hátránya, hogy a fenti cél megvalósítása, az erősítés lényeges csökkenését vonja maga után.

2. Működési elv

A linearizáló kapcsolás működési elve a következő: az átvivő rendszer kimenőjeléből kiválasztja a vezérlő bemenőjellel nem arányos komponenseket, melyekre nézve — és csakis



1. ábra

ezekre nézve — a rendszerre vonatkozólag hatásos negatív visszacsatolást biztosít.

A működés az 1. ábra alapján követhető végig. A tárgyalás egyszerűsítése érdekében a továbbiakban a linearizálandó átvivő rendszert erősítőnek, a be- és kimenő jeleket be- és kimenőfeszültségnek nevezzük.

Az 1. sz. erősítő U_{ki} kimenőfeszültségét a 2. sz. osztóelem leosztja az U_v vezérlőfeszültség amplitudójának megfelelő nagyságúra (ahol a leosztás mértéke α_0) és biztosítja azt, hogy ezen leosztott feszültség az U_v -vel ellenfázisú legyen.

Ezen $\frac{U_{ki}}{\alpha_0}$ nagyságú feszültséget és az U_v vezérlőfeszültséget rávezetjük a 3. sz. összegező elem bemeneteire, mely kapcsolás a K_1 arányossági tényezőjének megfelelően képezi ezen két bemenőfeszültség különbségét. Ezt a $K_1 \cdot U_h$ nagyságú hibajellel (torzításokkal és zajjal) arányos feszültséget a visszacsatoló ág 4. sz. erősítő eleme β -szorosára felerősíti. Ezt és az U_v vezérlőfeszültséget az 5. sz. összegező elem a K_2 arányossági tényezőjének megfelelően olyan fázisban adja össze, hogy az 1. sz. erősítő U_{be} bemenőfeszültségében a hibajel feszültség olyan fázisú, melyre nézve a rendszer negatív visszacsatolásban van.

Ha a 2. sz. osztóelem α_0 leosztása olyan, hogy a $\left| \frac{U_{ki}}{\alpha_0} \right|$ érték nagyobb a $|U_v|$ amplitudójánál, akkor a visszacsatoló jelben a hasznos komponens is jelen lesz és így az alapjelre nézve is negatív visszacsatolás áll fenn. Ha viszont a $\left| \frac{U_{ki}}{\alpha_0} \right| < |U_v|$, akkor pedig az alapjelre nézve — és csakis erre nézve — pozitív lesz a visszacsatolás. Így tehát a 2. sz. osztóelem α_0 leosztásának a változtatásával mód nyílik erősítésszabályozásra is.

2.1. A kapcsolás kvantitatív vizsgálata

Ezen fejezet célja az 1. ábra szerinti lineárizáló kapcsolás működési viszonyainak matematikai formába való foglalása.

2.1/a Az 1. ábra szerinti linearizáló kapcsolás átviteli függvénye A_v (a visszacsatolt erősítő A_v erősítésének kifejezése).

A 3. sz. összefüggő kimenetén a feszültség:

$$K_1 U_h = K_1 \left(U_v - \frac{U_{ki}}{\alpha_0} \right) \quad (1)$$

Az 1. sz. erősítő U_{be} bemenőfeszültsége:

$$U_{be} = K_2 \left[U_v + K_1 \beta \left(U_v - \frac{U_{ki}}{\alpha_0} \right) \right] \quad (2)$$

Megjegyezzük, hogy a (12) kifejezés nem ad pontos képet a nonlinearis torzítási viszonyokról, mert a levezetés feltételezi, hogy az erősítő a torzítási komponensekre vonatkozóan lineáris. A kérdés pontos vizsgálata túl bonyolult és a gyakorlat számára nem okvetlen szükséges.

Vizsgáljuk meg a kapcsolás U_b bűgő- és U_z zajfeszültség kérdéseit, ahol U'_b és U'_z a lecsökkentett értékek. Ha feltételezzük, hogy a visszacsatoló ág bűgás és zajmentes akkor:

$$U'_b = \frac{1}{1 + K_1 \beta \frac{K_2 A}{\alpha_0}} U_b \approx \frac{1}{K_1 \beta_0} U_b \quad (13)$$

$$U'_z = \frac{1}{1 + K_1 \beta \frac{K_2 A}{\alpha_0}} U_z \approx \frac{1}{K_1 \beta_0} U_z \quad (14)$$

Látható, hogy a bűgő- és zajfeszültségek csökkentésére ugyanaz áll fent, mint a torzításra vonatkozólag. Ha a visszacsatoló ág nem bűgás és zajmentes, akkor természetesen a (13) és (14) kifejezések nem helytállóak. Ebben az esetben a fenti elvhez hasonlóan új összefüggés vezethető le, ha az U_0 ekvivalens generátort, esetleg generátorokat a 2. ábrán a megfelelő helyre iktatjuk be.

2.1/c Linearizáló kapcsolás erősítésének stabilitás-kérdései.

Kérdés az, hogy A_v értéke mennyit fog változni, ha az 1. sz. alaperősítő A erősítése ΔA -val és a 4. sz. visszacsatoló erősítő β erősítése $\Delta \beta$ -vel változik. A változás oka lehet pl. tápfeszültségváltozás, csőparaméter változás (csőoregedés), vagy terhelés változás. Tehát a feladat az, hogy meghatározzuk $\frac{\Delta A_v}{A_v}$ relatív erősítésváltozás értékét a $\frac{\Delta A}{A}$ és $\frac{\Delta \beta}{\beta}$ függvényében.

$$\frac{\Delta A_v}{A_v} = \frac{1}{A_v} \left[\frac{\partial A_v}{\partial A} \left(\frac{\Delta A}{A} \right) + \frac{\partial A_v}{\partial \beta} \left(\frac{\Delta \beta}{\beta} \right) \right] \quad (15)$$

A deriválásokat elvégezve, (16)-ba helyettesítve és rendezve $\frac{\Delta A_v}{A_v}$ értékére kapjuk:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta A_v}{A_v} = & \frac{1}{1 + \beta K_1 \frac{K_2 A}{\alpha_0}} \left(\frac{\Delta A}{A} \right) + \\ & + \frac{1 - \frac{K_2 A}{\alpha_0}}{1 + K_1 \beta \frac{K_2 A}{\alpha_0}} \left(\frac{\Delta \beta}{\beta} \right) \quad (16) \end{aligned}$$

A (16) kifejezés pontosan megadja a relatív hibát. Vegyük azonban figyelembe itt is a

$K_1 \beta_0 \gg 1$ és $\alpha_0 = K_2 A_0$ kritériumokat, így a (16) közelítő értéke

$$\frac{\Delta A_v}{A_v} \approx \frac{1}{K_1 \beta_0} \left(\frac{\Delta A}{A} \right) \quad (17)$$

Láthatjuk, hogy a visszacsatoló lánc relatív erősítésváltozása külön tagként nem szól bele $\frac{\Delta A_v}{A_v}$ értékébe csak a $\frac{\Delta A}{A}$ együtthatóján keresztül. Mint láthatjuk (17)-ből a linearizáló kapcsolás elvének alkalmazása a visszacsatoló ágában levő erősítéssel arányosan csökkenti az erősítés változását. Más szóval a linearizált erősítő stabilitása $K_1 \beta_0$ szorosára növekszik a linearizálandó erősítőhöz képest.

2.1/d Linearizáló kapcsolás kimenő impedanciájának számítása.

Ha egy visszacsatolatlan R_{ki} kimenőimpedanciájú erősítőt R_t ellenállással a kimenetén leterhelünk, akkor a kimenő feszültsége és így az A erősítése a következő arányban A' -re csökken.

$$A' = A \frac{R_t}{R_{ki} + R_t}$$

Ezt helyettesítve az (5) kifejezésbe, a linearizált kapcsolás A'_v erősítés csökkenése közepes frekvenciákra:

$$A'_v = \alpha_0 \frac{1}{1 + \frac{\alpha_0 (R_{ki} + R_t)}{K_1 \beta_0 K_2 A_0 R_t}}$$

Ha figyelembe vesszük a $K_1 \beta_0 \gg 1$ és az $\alpha_0 = K_2 A_0$ kitevételeket, akkor A'_v közelítő értékére kapjuk:

$$A'_v \approx \alpha_0 \frac{R_t}{\frac{R_{ki}}{K_1 \beta_0} + R_t}$$

Ha a linearizáló kapcsolást ekvivalenssé tesszük, egy Z_{ki} kimenőimpedanciájú erősítővel, akkor ennek a terhelés okozta A'_v erősítés csökkenésére írható:

$$A'_v = \alpha_0 \frac{R_t}{Z_{ki} + R_t}$$

Ezen két A'_v kifejezésből egyszerűen adódik Z_{ki} értékére:

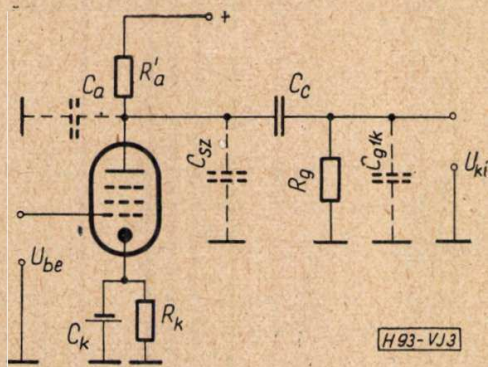
$$Z_{ki} \approx \frac{1}{K_1 \beta_0} R_{ki} \quad (18)$$

Mint láthatjuk (18)-ból a Z_{ki} kimenőimpedancia értéke $K_1 \beta_0$ arányban csökken a linearizálatlan erősítő R_{ki} kimenőimpedanciájához képest.

3. Alkalmazások

3.1 Alkalmazás egyfokozatú „RC” erősítőknél

A linearizálandó egyfokozatú erősítőt képezze a 3. ábra szerinti kapcsolás. Egyszerűsítés érdekében tegyük meg a következő elhanyagolásokat. A cső és szórkapacitások összegét C_t jelölje. A következő fokozat R_g rácslevezető



3. ábra

ellenállását számítsuk be az R'_a munkaellenállásba $R_a = (R'_a \times R_g)$. Tételezzük fel, hogy $R_b \gg R_a$, így a cső dinamikus meredeksége azonos az „S” statikus meredekséggel. Vegyük továbbá, hogy C_k a katódot lehidegíti.

Írjuk fel a 3. ábra szerinti alapkapsolás jellemző kifejezéseit nagy és kisfrekvenciákra. A továbbiakban az „a” index a kisfrekvenciákra, míg az „f” index a nagyfrekvenciákra vonatkozik.

Közepes frekvenciákra az erősítés értéke A_0 :

$$A_0 = S R_a \quad (19)$$

Nagyfrekvenciákra a relatív erősítés A_{rf} :

$$A_{rf} = -\frac{1}{1 + jx}; \quad |A_{rf}| = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}} \quad (20)$$

Kisfrekvenciákra a relatív erősítés A_{ra} :

$$A_{ra} = -\frac{1}{1 - j\vartheta}; \quad |A_{ra}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \vartheta^2}} \quad (21)$$

A fáziszögek értéke kis- φ_a és nagyfrekvenciákra φ_f :

$$\varphi_a = \arctan \vartheta; \quad \varphi_f = \arctan (-x) \quad (22)$$

A betű jelentése a 3. ábra jelöléseivel:

$$x = \frac{\omega}{\omega_t}; \quad \omega_t = \frac{1}{R_a C_t}; \quad \omega = 2\pi f$$

$$\vartheta = \frac{\omega_c}{\omega}; \quad \omega_c = \frac{1}{R_g C_c}$$

A — 3 dB-es pontokhoz tartozó felső határfrekvencia B (sávszélesség) és az alsó határfrekvencia f_a értékei:

$$B = \frac{1}{2\pi R_a C_t}; \quad f_a = \frac{1}{2\pi R_g C_c} \quad (23)$$

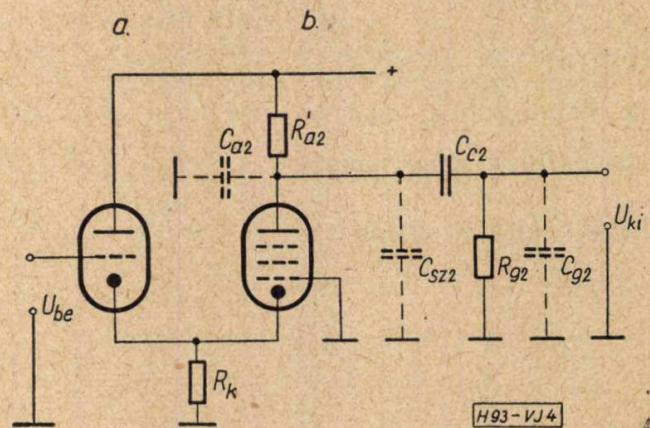
A fokozat ($A_0 B$) szorzat nagyfrekvenciákra és analóg kisfrekvenciákra is ($A_0 f_a$):

$$A_0 B = \frac{S}{2\pi C_t}; \quad A_0 f_a = \frac{S R_a}{2\pi R_g C_c} \quad (24)$$

Írjuk fel a kapcsolás „ Γ ” faktorát, mely értéket kisfrekvenciákra is definiáljunk. Mint ismeretes „ Γ ” definíciója nagyfrekvenciákra: az (AB) szorzat osztva az $\frac{S}{2\pi C_t}$ csőindexszel, ahol az „A” értéke „n” fokozatú erősítőnél $\sqrt[n]{A_{no}}$. Az „ A_{no} ” az „n” fokozatú erősítő összeerősítése közepes frekvenciákon. Defináljuk „ Γ ” értékét kisfrekvenciákra is. Az „A” definíciójára tartjuk meg a fenti értéket, a csőindex helyett pedig az $\frac{S}{2\pi C_c}$ értéket definiáljuk. Így most már Γ_f és Γ_a értékei:

$$\Gamma_f = 1; \quad \Gamma_a = \frac{R_a}{R_g} \quad (25)$$

Vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor a 3. ábra szerinti egyfokozatú „RC” erősítő kapcsolást linearizáló kapcsolással látjuk el. Az 1. ábra 1. sz. linearizálódó alaperősítőjét képezze a 3. ábra szerinti kapcsolás. Az 1. ábra 4. sz. visszacsatoló erősítőjét pedig a 4. ábra szerinti kapcsolás. A földelt rácsú kivitelre azért van szükség, hogy a linearizáló kapcsolás fázisviszonyait biztosítsuk. Az 1. ábra 2. sz., 3. sz. és 5. sz. elemeit jelölje továbbra is az 1. ábránál elfogadott α_0, K_1, K_2 mennyiségek, melyekre nézve továbbra is tételezzük fel, hogy a 3. és 4. ábra szerinti erősítők frekvenciatartományában frekvencia független állandó értékek.



4. ábra

A 3. ábra szerinti alaperősítő kapcsolási elemeit jelöljük 1-es indexszel, míg a 4. ábra szerinti visszacsatoló erősítő kapcsolási elemeit 2-es indexszel lássuk el, és a szórt-kapacitások összegét itt C_{t2} jelölje. Továbbá álljanak fenn a 4. ábra kapcsolására is a 3. ábránál tett közelítések. Így a 4. ábra szerinti kapcsolás erősítés kifejezése előjeltől és konstanstól eltekintve (melyet a katódkövetős betáplálás okoz) megegyezik a 3. ábra erősítés kifejezésével. Az itt adódó konstanst vegyük figyelembe a 3. sz. összegező elem K_1 arányossági tényezőjénél.

A 4. ábra szerinti erősítő erősítés kifejezése nagyfrekvenciákra β_f ; és kisfrekvenciákra β_a :

$$\beta_f = +\beta_0 \frac{1}{1+jx_2}; \quad \beta_a = +\beta_0 \frac{1}{1-j\frac{1}{x_2}} \quad (26)$$

Jelölések:

$$\beta_0 = S_2 R_{a2}; \quad x_2 = \omega R_{a2} C_{t2}; \quad x_2' = \omega R_{g2} C_{c2}$$

A 3. ábra szerinti erősítő nagy- és kisfrekvenciás erősítésértékei A_f ; A_a :

$$A_f = -A_0 \frac{1}{1+jx_1}; \quad A_a = -A_0 \frac{1}{1-j\frac{1}{x_1}} \quad (27)$$

Jelölések:

$$A_0 = S_1 R_{a1}; \quad x_1 = \omega R_{a1} C_{t1}; \quad x_1' = \omega R_{g1} C_{c1}$$

A fenti közelítések alapján írható α_0 , K_1 , K_2 értékekre:

$$0 < \alpha_0 = \text{áll.}; \quad 0 < K_1 = \text{áll.}; \quad 0 < K_2 = \text{áll.}$$

Álljon fenn itt is a következő méretezési kitétel, mely egyben a linearizált „RC” erősítő sávközépi erősítésértékét adja:

$$\alpha_0 = K_2 A_0 \quad (28)$$

Írjuk fel a linearizált „RC” erősítő jellemző összefüggését a frekvencia függvényében. A „v” index jelölje a linearizált (visszacsatolt) rendszerre vonatkozó mennyiségeket. A levezetéseket mellőzni kívánom, melyek egyszerű egyenletrendezéssel elvégezhetők az elméleti rész összefüggései alapján.

A linearizált kapcsolás $(A_{rf})_v$ nagyfrekvenciákra érvényes relatív erősítés kifejezését megkapjuk, ha a (4) összefüggésbe (26), (27), (28) értékeket helyettesítjük.

$$(A_{rf})_v = -\frac{b_0 + j\gamma x}{b_0 - \gamma x^2 + j(1 + \gamma)x};$$

$$|A_{rf}|_v = \sqrt{\frac{b_0^2 + \gamma^2 x^2}{[b_0 - \gamma x^2]^2 + (1 + \gamma)^2 x^2}} \quad (29)$$

Kisfrekvenciákra az $(A_{ra})_v$ relatív erősítés kifejezése:

$$(A_{ra})_v = -\frac{b_0 - j\gamma \bar{v}}{b_0 - \gamma \bar{v}^2 - j(1 + \gamma)\bar{v}};$$

$$|A_{ra}| = \sqrt{\frac{b_0^2 + \gamma^2 \bar{v}^2}{[b_0 - \gamma \bar{v}^2]^2 + (1 + \gamma)^2 \bar{v}^2}} \quad (30)$$

Mindkét kifejezésnél a betűk jelentése:

$$x = \omega R_{a1} C_{t1}; \quad \bar{v} = \frac{1}{\omega R_{g1} C_{c1}}; \quad b_0 = K_1 \beta_0 + 1$$

$$\gamma = \frac{x_2}{x_1} = \frac{x_1'}{x_2'} = \frac{R_{a2} C_{t2}}{R_{a1} C_{t1}} = \frac{R_{g1} C_{c1}}{R_{g2} C_{c2}} = \text{áll.} \quad (31)$$

Látható, hogy (29) és (30)-nak szélső értéke, mégpedig maximuma van, így a kapcsolás egyes frekvenciákon kiemel. Ezen kiemelés lezoritására hivatott a (31) szerinti tényező bevezetése.

Határozzuk most meg a kiemelés maximumának az értékét:

A gyakorlat számára jó frekvenciamenetű görbét kapunk, ha γ értékére a $\gamma = \frac{1}{b_0}$ értéket választjuk. Így a szélső érték helyére közelítőleg a következő adódik:

$$x = \bar{v} \cong 0,7 b_0$$

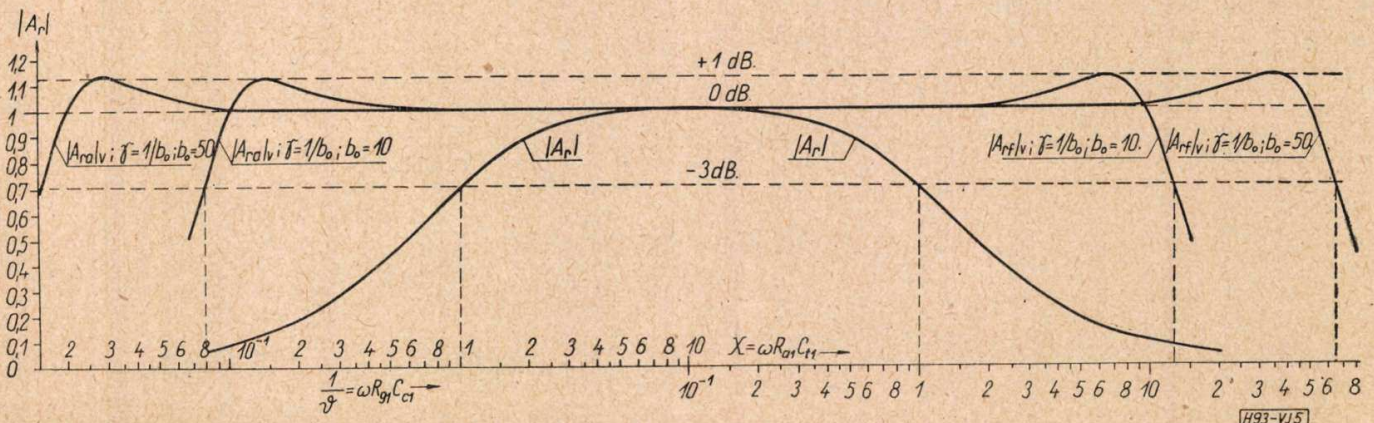
Ezen a helyen a maximum értéke:

$$|A_{rf}|_{v \max} = |A_{ra}|_{v \max} = \sqrt{\frac{b_0^2 + 0,49}{\frac{3}{4} b_0 (b_0 + 1,3) + 0,49}} \quad (32)$$

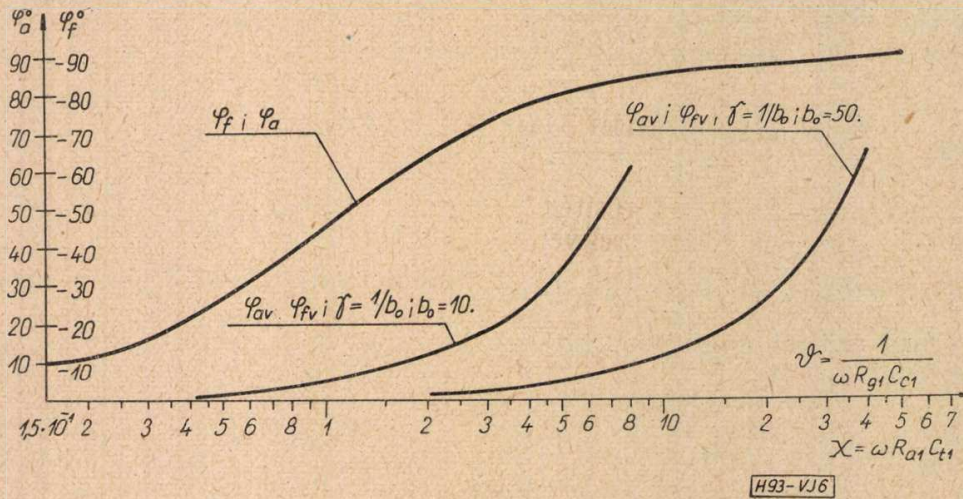
Ha $b_0 \gg 1$, a (32) közelítő értéke:

$$|A_{rf}|_{v \max} = |A_{ra}|_{v \max} \cong 1,15 = +1,21 \text{ dB.}$$

A linearizáló kapcsolás előnyei jobban tükröződnek az 5. ábra szerinti diagramokból, ahol fel vannak tüntetve a (29) és (30) összefüggések összehasonlításul a linearizálatlan (3. ábra) erősítőfokozat (20) és (21) szerinti frekvenciamenetével. Az 5. ábra jobb oldala vonat



5. ábra



6. ábra

kozik a nagy-, a bal oldala pedig a kisfrekvenciákra. Kisfrekvenciákon a független változó az $\frac{1}{\vartheta}$, míg nagyfrekvenciákon az x , mindkettő az ω frekvenciával arányos mennyiség.

A kapcsolás fázismenete nagy- és kisfrekvenciákra φ_{fv} ; φ_{av} :

$$\varphi_{fv} = \arctan \frac{x(b_0 + \gamma x^2)}{b_0^2 + [(1 + \gamma) - b_0] \gamma x^2} \quad (33)$$

$$\varphi_{av} = \arctan \frac{\vartheta [b_0 + \gamma^2 \vartheta^2]}{b_0^2 + [(1 + \gamma) - b_0] \gamma \vartheta^2} \quad (34)$$

A (33) és (34) összefüggéseknek megfelelő fázismenetet a 6. ábra szemlélteti $\gamma = \frac{1}{b_0}$ és különböző b_0 értékek mellett. Összehasonlításképp fel van tüntetve az egyfokozatú „RC” erősítő (3. ábra) (22) összefüggéseinek megfelelő fázismenete is.

A kapcsolás — 3 dB-hez tartozó felső (B_v) és alsó (f_a) határfrekvenciái (29) és (30) kifejezésekből. Vegyük a gyakorlat számára optimális $\gamma = \frac{1}{b_0}$ értéket.

$$B_v = \frac{1}{2\pi R_{a1} C_{t1}} \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}} \quad (35)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi R_{g1} C_{c1}} \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}} \quad (36)$$

Ha a visszacsatoló-lánc erősítése $K_1 \beta_0 \gg 1$, akkor (35) és (36) közelítő értékei:

$$B_v \cong \frac{1}{2\pi R_{a1} C_{t1}} 1,27 (K_1 \beta_0) \quad (37)$$

$$f_a \cong \frac{1}{2\pi R_{g1} C_{c1}} \cdot \frac{1}{1,27 (K_1 \beta_0)} \quad (38)$$

A (37) és (38) összefüggésekből láthatjuk a linearizáló kapcsolás egyik nagy előnyét, mely

szerint a kapcsolás egy „RC” csatolású erősítő-fokozat sáv szélességet a visszacsatoló láncában levő erősítés 1,27-szeresére növeli mindkét irányban (nagy- és kisfrekvenciák felé) anélkül, hogy a közepes frekvenciákra vonatkozó erősítés értéke lecsökkenne.

A linearizáló kapcsolás (AB) szorzatainak értékei kis- és nagyfrekvenciákra $A_0 f_{av}$, $A_0 B_v$, ha $\gamma \frac{1}{b_0}$

$$A_0 f_{av} = \frac{S_1 R_{a1}}{2\pi R_{g1} C_{c1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}}} \quad (39)$$

$$A_0 B_v = \frac{S_1}{2\pi C_{t1}} \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}} \quad (40)$$

A (39) és (40) kifejezések közelítő értékei, ha $K_1 \beta_0 \gg 1$.

$$A_0 B_v \cong \frac{S_1}{2\pi C_{t1}} 1,27 (K_1 \beta_0) \quad (42)$$

$$A_0 f_{av} \cong \frac{S_1 R_{a1}}{2\pi R_{g1} C_{c1}} \frac{1}{1,27 (K_1 \beta_0)} \quad (41)$$

A kapcsolás Γ tényezői kis- és nagyfrekvenciákra Γ_{av} ; Γ_{fv} :

$$\Gamma_{av} = \frac{R_{a1}}{R_{g1} \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}}} \quad (43)$$

$$\Gamma_{fv} = \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}} \quad (44)$$

A (43) és (44) kifejezések közelítő értékei $K_1 \beta_0 \gg 1$ esetre:

$$\Gamma_{av} \approx \frac{R_{a1}}{R_{g1}} \cdot \frac{1}{1,27 (K_1 \beta_0)} \quad (45)$$

$$\Gamma_{fv} \approx 1,27 (K_1 \beta_0) \quad (46)$$

Hasonlítsuk most végezetül össze a linearizált kapcsolást az egyfokozatú RC erősítő kapcsolással a fenti összefüggések alapján.

Képezzük a nagyfrekvenciás és a kisfrekvenciás sávhatárok viszonyát (35), (23) és (36) összefüggések alapján:

$$y_f = \frac{B_v}{B} = \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}} \quad (47)$$

$$y_a = \frac{f_{av}}{f_a} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}}} \quad (48)$$

Ha $K_1 \beta_0 \gg 1$, akkor (47) és (48) közelítő értékei:

$$y_f \approx 1,27 (K_1 \beta_0) \quad (49)$$

$$y_a \approx \frac{1}{1,27 (K_1 \beta_0)} \quad (50)$$

Képezzük a Γ tényezők hányadosát nagy- és kisfrekvenciák esetére, mely értékek azonosak az (AB) szorzatok viszonyával is.

$$z_f = \frac{\Gamma_{fv}}{\Gamma_f} = \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}} \quad (51)$$

$$z_a = \frac{\Gamma_{av}}{\Gamma_a} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}}} \quad (52)$$

(51) és (52) kifejezések közelítő alakjai $K_1 \beta_0 \gg 1$ esetén:

$$z_f \approx 1,27 (K_1 \beta_0) \quad (53)$$

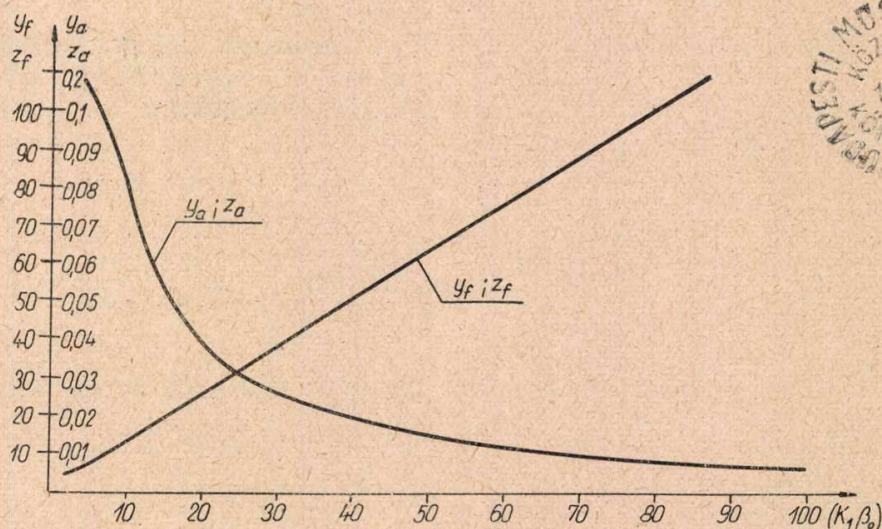
$$z_a \approx \frac{1}{1,27 (K_1 \beta_0)} \quad (54)$$

A 7. ábrán ábrázolva vannak az y_a, y_f, z_a, z_f mennyiségek a visszacsatoló lánc $(K_1 \beta_0)$ erősítésének függvényében. A kapcsolás előnyei legszembetűnőbben láthatók az 5., 6. és 7. ábra szerinti diagramokból, melyek alapján vitathatatlan alkalmazásának indokoltsága az „RC” erősítők területén.

3.2 Alkalmazás egyfokozatú zárókörös hangolt erősítőknél

A válaszra váró kérdés a következő:

Hogyan befolyásolja a linearizáló kapcsolás az egyfokozatú zárókörös anódban hangolt erősítő jellemző tulajdonságait, ha a visszacsatoló ág erősítőjének a felépítése azonos



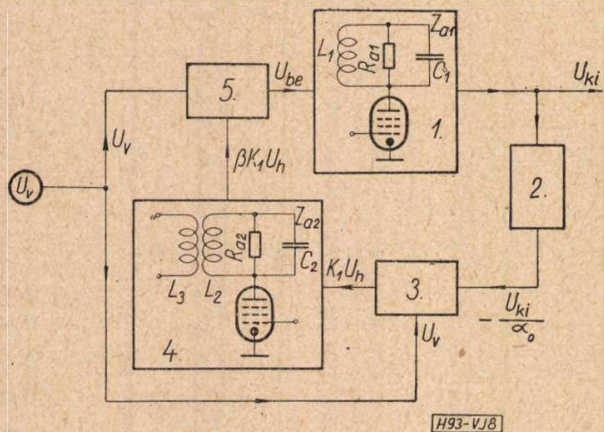
H93-VJ7

7. ábra



jellegű a linearizálandó kapcsolás erősítőjével? A linearizált egyfokozatú zárókörös erősítő bloksématis rajza a 8. ábrán látható.

A kapcsolás 2. sz., 3. sz. és 5. sz. elemeit itt is α_0 , K_1 , K_2 értékek jellemezzék, melyekre itt is álljon fenn a frekvencia függetlenség az erősítő működési sávjában. Mivel pentódás kapcsolásról lévén szó, itt is álljanak fenn a 3.1 fejezetben tett elhanyagolások és az $\alpha_0 = K_2 A_0$ méretezési kritérium, mely érték egyben a kapcsolás sávközépi erősítését is adja.



8. ábra

A 8. ábrán az 1. sz. erősítő anódimpedanciája (Z_{a1}) az L_1 és C_1 reaktáns elemekből és R_{a1} veszteségi ellenállásból áll. A 8. ábra 4. sz. visszacsatoló erősítő Z_{a2} anódimpedanciája az L_2 és R_{a2} értékekből tevődik össze. Az L_3 tekercs csak kicsatoló tekercs, ahol az L_2 és L_3 között legyen egységnyi a feszültség áttétel.

A fentiek és a 8. ábra alapján írható az 1. sz. erősítő „A” erősítésére:

$$A = S_1 Z_{a1} = - \frac{S_1 R_{a1}}{1 + j\eta Q_1} = - \frac{A_0}{1 + j\eta Q_1} \quad (55)$$

A 4. sz. visszacsatoló erősítő β erősítése:

$$\beta = S_2 Z_{a2} = + \frac{S_2 R_{a2}}{1 + j\eta Q_2} = + \frac{\beta_0}{1 + j\eta Q_2} \quad (56)$$

$$\eta_{1,2} = + \frac{1}{Q_1} \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}} \quad (60)$$

Ahol:

$$\eta_{1v} = \frac{\omega_f}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_f}; \quad \eta_{2v} = \frac{\omega_a}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_a}$$

Kis relatív elhangolásoknál vehetjük η közelítő értékét:

$$\eta \cong \frac{2\Delta\omega}{\omega}$$

A betűk jelentése:

η a relatív elhangolás, $\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}; \quad A_0 = S_1 R_{a1};$$

$$\beta_0 = S_2 R_{a2}$$

A Q_1 és Q_2 a két kör jósági tényezője.

$$Q_1 = \omega_0 R_{a1} C_1 = \frac{R_{a1}}{\omega_0 L_1}$$

$$Q_2 = \omega_0 R_{a2} C_2 = \frac{R_{a2}}{\omega_0 L_2}$$

Az A és β kifejezések teljesen azonosak a 3.1 fejezetben tárgyalt „RC” erősítő erősítés kifejezéseivel, (26) és (27) összefüggés, csak a betűk jelentése más.

Így a hangolt erősítő A_{rv} relatív erősítés kifejezése:

$$A_{rv} = - \frac{b_0 + j\gamma\eta Q_1}{b_0 - \gamma(\eta Q_1)^2 + j(1 + \gamma)\eta Q_1};$$

$$|A_{rv}| = \sqrt{\frac{b_0^2 + \gamma^2(\eta Q_1)^2}{[b_0 - \gamma(\eta Q_1)^2]^2 + (1 + \gamma)^2(\eta Q_1)^2}} \quad (57)$$

A fázisszög menete φ_v :

$$\varphi_v = \text{arc tg} \left(- \eta Q_1 \frac{b_0 + \gamma^2(\eta Q_1)^2}{b_0^2 + [(1 + \gamma) - b_0] \gamma(\eta Q_1)^2} \right) \quad (58)$$

A betűk jelentése: $b_0 = K_1 \beta_0 + 1$

$$\gamma = \frac{Q_2}{Q_1} = \frac{R_{a2} C_2}{R_{a1} C_1} = \frac{R_{a2} L_1}{R_{a1} L_2} = \text{áll.} \quad (59)$$

Mint látható (57) és (58) megegyezik az „RC” erősítőknél kapott (29) és (33) összefüggésekkel. Így az ott levont következtetések az itteni hangolt erősítőre is érvényesek. Továbbá érvényesek az 5. és 6. ábrák is, ha az „X érték helyett” „ ηQ_1 ” értéket helyettesítünk.

A linearizált hangolt erősítő — 3 dB-hez tartozó B_v sáv szélessége: Megelőzően a kétirányú elhangolásra $\eta_{1,2v}$ kapjuk, ha itt is

$$\gamma = \frac{1}{b_0}$$

Így most már a B_v sáv szélesség:

$$B_v = \frac{\omega_f - \omega_a}{2\pi} =$$

$$= \frac{f_0}{Q_1} \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}} \quad (61)$$

Ha $K_1 \beta_0 \gg 1$, akkor B_v közelítő értéke:

$$B_v \cong \frac{f_0}{Q_1} 1,27 (K_1 \beta_0) \quad (62)$$

A linearizált és linearizálatlan kapcsolások y sávzélesség viszonyára adódik, ha figyelembe vesszük:

$$\eta = \pm \frac{1}{Q_1}; \quad B = \frac{f_0}{Q_1} \quad (63)$$

Így (61), (62) és (63) alapján az y pontos és közelítő értéke:

$$y = \frac{B_v}{B} = \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^2}{2} + \sqrt{\frac{(K_1 \beta_0)^4}{4} + (K_1 \beta_0 + 1)^4}} \quad (64)$$

$$y \cong 1,27 (K_1 \beta_0) \quad (65)$$

A 3.2 fejezet alapján láttuk, hogy a linearizált egyfokozatú záró körös hangolású erősítő jellemző tulajdonságaiban és előnyeiben meg egyezik a linearizált egyfokozatú RC csatolású erősítővel.

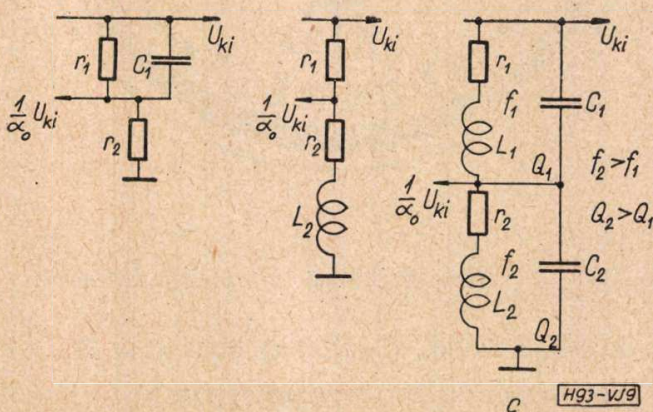
4. Linearizáló kapcsolás általános szempontjai

A fejezetben elsőként a 3.1 és 3.2 fejezetekben analizált linearizáló kapcsolások kis- és nagyfrekvenciás kiemelésének csökkentési lehetőségeiről szólnunk.

Első csökkentési mód — mint azt láttuk — a γ tényező (32) és (60) szerinti bevezetése és a $\gamma = \frac{1}{b_0}$ tartása.

Második megoldás az, hogy a visszacsatoló erősítő anódimpedanciáját nagyfrekvenciákra kompenzáljuk és alacsony frekvencián megtartjuk a γ jelentését.

Harmadik megoldás az, hogy a kapcsolás 2. sz. osztóelemét megfelelő impedanciákból képezzük ki. Ezáltal lehetőség nyílik az „ α_0 ” osztóarány megfelelő frekvenciamenetével a kiemelés csökkentése. Erre a megoldásra 3 kapcsolási példa látható a 9. ábrán.



9. ábra

Negyedik megoldás az, hogy a kapcsolás többi elemét tesszük frekvenciafüggővé úgy, hogy az a kiemelést csökkentse, vagy legáltalánosabb esetben a kapcsolás minden elemét egyidejűleg megfelelő frekvenciamenetűre képezzük ki.

Ha nagy sávzélesség és erősítés szükséges, akkor célszerű az alaperősítőt és a visszacsatoló erősítőt is sávhatári kompenzálásokkal ellátni, így jó minőségű egyfokozatú linearizált kapcsolásokhoz juthatunk. Ha az erősítést növelni kell, akkor 2 db egyfokozatú linearizált kapcsolást kapcsolunk sorosan, melyet hasonló kapcsolással linearizálunk. Ezen elv további alkalmazásával úgyszólván korlátlan lehetőségekre nyílik mód az erősítők elméletében.

A kapcsolás néhány alkalmazása az elektronikában.

a) Alkalmazható a kapcsolás minőségi hang-erősítőknél jó sávhatári és torzítási viszonyok elérésére.

b) Alkalmazható szélessávú erősítőknél.

c) Alkalmazható a kapcsolás nagyfrekvenciás (hangolt) szélessávú erősítőknél.

d) Használható a kapcsolás csővoltageerősítőknél és mindennemű mérőerősítőnél a jó sávzélesség tulajdonságokon kívül különösképpen az erősítésérték jó stabilitási szempontjából.

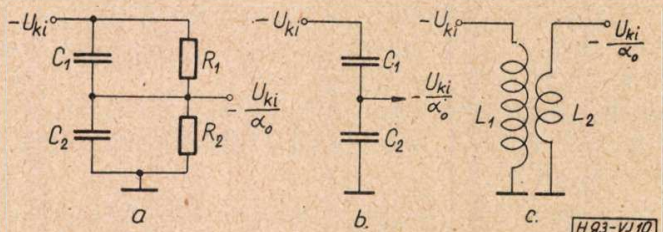
e) Használható a kapcsolás megfelelő méretezéssel különböző jellegű erősítők (pl. szelektív erősítők) készítésénél.

f) Jól használható a kapcsolás oszcilloszkóp erősítők készítésénél, a nagy erősítésérték stabilitás, nagy sávzélesség, kis zaj és alakhű átvitel biztosítása érdekében.

g) Használható a kapcsolás erősítőknél a kimenőáramnak a vezérlő-feszültséggel való arányossá tételére, pl. mágneses eltérítésű katódsugárcsöves berendezésnél.

5. Linearizáló kapcsolás néhány áramköri eleme

Ezen fejezetben röviden, — csak kapcsolási rajzok alapján — ismertetni kívánok néhány



10. ábra

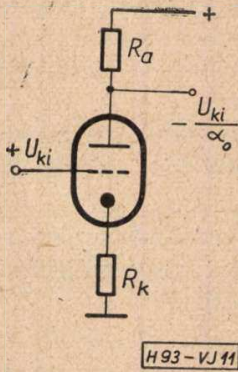
áramköri példát a linearizáló kapcsolás egyes elemeinek megvalósítására.

a) A 2. sz. osztóelem áramköri megvalósítását biztosító kapcsolások.

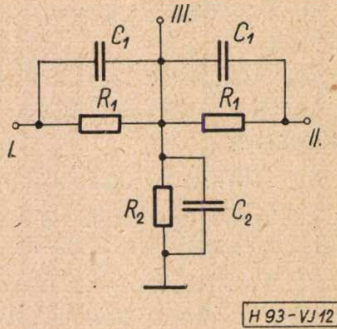
Erre már a 4. példa a 9. ábrán volt látható, ha az osztót frekvenciafüggővé akarjuk tenni. Az osztó frekvenciafüggetlen esetére passzív elemekből 3 példa a 10. ábrán van feltüntetve.

Ha a kapcsolás osztóeleménél fázisfordításra van szükség szélessávban, akkor egy elektroncsöves kapcsolási példa a 11. ábrán látható.

Ha a kapcsolással az I_{ki} kimenőáramot akarjuk linearizálni a vezérlőfeszültséghez, akkor az I_{ki} kimenőáram feszültséggé való átalakítása legegyszerűbben úgy valósítható meg, hogy az I_{ki} útjába egy megfelelő nagyságú „ r ” ohmos ellenállást kapcsolunk, vagy ha arra mód van, akkor az I_{ki} kimenőáramot vivő terhelésen megcsapolást készítünk.

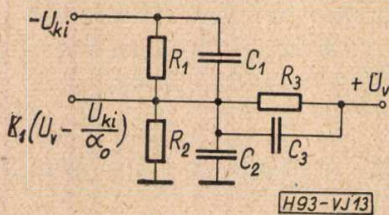


11. ábra



12. ábra

b) A linearizáló kapcsolás 3. sz. és 5. sz. összegező elemeinek a megvalósítására passzív elemekkel legegyszerűbb megoldás a 12. ábra szerinti jól ismert szimmetrikus „ T ”-tag. A frekvenciafüggetlenség megfelelő arányú C_1 és C_2 kapacitásokkal biztosítható.

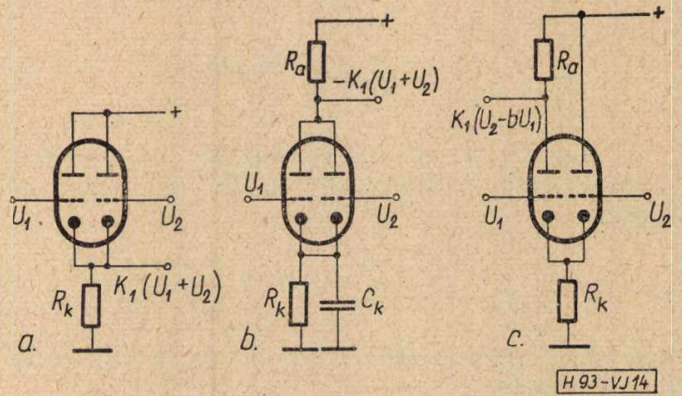


13. ábra

Egyszerű megoldást ad (megfelelő fázisviszonyok esetén) a 3. sz. összefüggő- és 2. sz. osztóelem együttes megvalósítására a 13. ábra szerinti kapcsolás; ahol a kapcsolás frekvenciafüggetlenségét a C_1 , C_2 és C_3 kondenzátorok biztosítják.

A kapcsolás összegező elemeinek áramköri megvalósítására aktív elemekkel a 14. ábrán 3 kapcsolás van feltüntetve. A 14a ábránál nincs fázisfordítás. A 14b ábránál van fázisfordítás, míg a 14c ábra kapcsolásának az a jellemző tulajdonsága, hogy a két feszültségnek (U_1 , U_2) mindig a különbségét képezi.

c) A linearizáló kapcsolás 4. sz. visszacsatoló erősítőjére nézve a követelmények már az eddigi vizsgálatokból kitűntek. Egyes speciális esetekben ezen fokozat el is hanyagolható és helyettesítő egyszerű átkötéssel.



14. ábra

Egyes esetekben megfelel a transzformátoros erősítés is, hiszen a kapcsolásnak a visszacsatoló ágában teljesítményerősítésre nincs szüksége, csak feszültségerősítésre.

A linearizáló kapcsolás blokkjainak áramköri kivitelezésére a fent bemutatott példákön kívül még sok más megoldás is lehetséges.

TÁVKÖZLESI
KTSZ
BUDAPEST

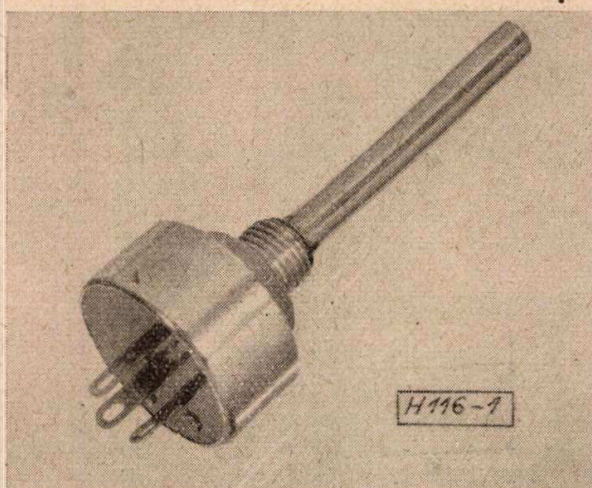
Gyárt és javít
telefontechnikai mérőberendezéseket

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

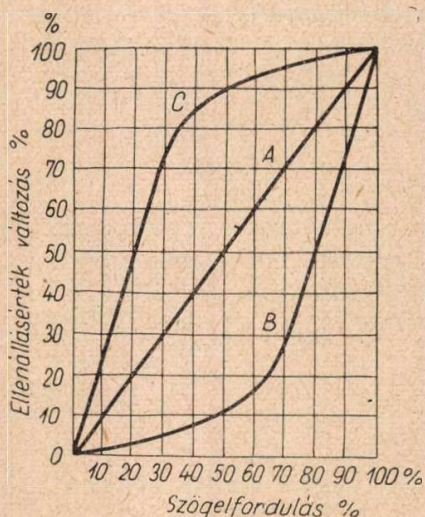
IPARÁGI HIREK

Miniatur rétegpotenciometer

A miniaturizálás és tranzisztor áramköri felhasználás követelményeinek megfelelően a Remix Rádiótechnikai Vállalat a közelmúltban kifejlesztett és 1961. évben kezd gyártani egy 18,5 mm átmérőjű rétegpotenciometert. Típuszáma: NPA-7. (1. ábra.)



Az NPA-7 típusú rétegpotenciometer háza ütősajtolással alumíniumból készül és a többi alkatrészrel együtt a könnyű gyárthatóság és az egyszerű szerelés követelményeinek megfelelően fejlesztették ki. A 4 mm átmérőjű tengely alkalmazása a korábbi hasonló típusokhoz képest jelentős súlycsökkentést tesz lehetővé. Újszerű a potenciometer tengelyének a helyzetbiztosítása, mert a korábbi típusoknál felhasznált záróretesz helyett egyszerű körmöléssel van a tengely helyzete biztosítva.



H 116-2

A széntartalmú, lakk-kötőanyagú vezetőréteg tulajdonságaihoz alkalmazkodik az újrendszerű igen egyszerű és üzembiztos leszedő, amelyet az új típusnál a kopásállóság és alacsony mozgájszint fokozott követelményeinek figyelembevételével fejlesztettek ki. A rétegpotenciometer A (lin), B (log) és C (ford. log) szabályozó görvvel készül (2. ábra).

A potenciometer főbb műszaki jellemzői a következők:

Névleges terhelhetőség: 0,1 W (A jellegű szabályozásnál)

Ellenállásérték:

1 k Ω —5 M Ω (A jellegű szabályozásnál)

10 k Ω —5 M Ω (B jellegű szabályozásnál)

10 k Ω —5 M Ω (C jellegű szabályozásnál)

Ellenállásérték tűrése: $\pm 20\%$ 250 k Ω alatt

$\pm 30\%$ 250 k Ω felett

Kezdő ellenállásérték: $R_k \leq \sqrt{R}$ (A jellegű szabályozás)

$R_k \leq \frac{1}{4} \sqrt{R}$ (B jellegű szabályozás)

Maradék ellenállás a végütközésnél: $R_m \leq 0,05R$

Üzemi hőmérséklet: $-25 \dots +70 \text{ }^\circ\text{C}$

Megengedett legnagyobb feszültség: 200 V

A tengely szögelfordulása ütközéstől-ütközésig: $250 \pm 10^\circ$

A tengely 5 cm·kg forgatónyomaték hatására nem forgatható túl.

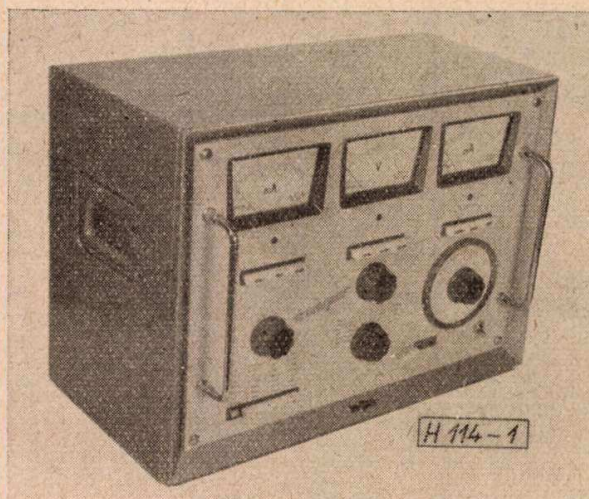
Méretek: legnagyobb átmérő 18,5 mm, magasság 11 mm, amelyhez még a forresúcsok 6 mm-es hossza járul. A központos felerősítés 8 mm-es hosszon M 7 \times 0,75-ös menetes anya segítségével történik. A tengely átmérője 4 mm.

A rétegpotenciometer a KGMSZ 643.378 előírásainak és az IEC 666 védelmi fokozatnak megfelel.

Nagygyörgy József

Tranzisztor paramétermérő

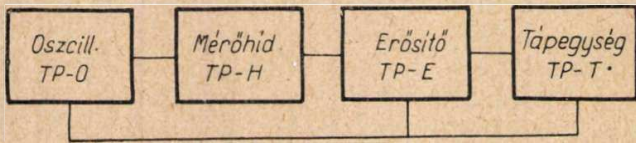
Az Elektromechanikai Vállalat (EMV) f. évben kezdi gyártani a TP-12-01 típusú tranzisztor paramétermérőt (1. ábra).



A készülék p-n-p típusú kis- és nagyfrekvenciás tranzisztorok egyenáramú és kisjelű váltóáramú jellemzőinek, továbbá ellenállások mérésére alkalmas. A készülék négy főrészből áll (2. ábra):

1. Mérőhíd (TP-H)
2. Oszcillátor (TP-O)
3. Szelektív indikátorerősítő (TP-E)
4. Tápegység (TP-T)

A váltakozó áramú tranzisztor jellemzőket földelt emitteres kapcsolásban, valamint az ellenállásokat váltakozóáramú mérőhídiban 270 Hz



H 114-2

mérőfrekvencián méri. A mérőáramot a 270 Hz-es oszcillátor szolgáltatja. A híd kiegyenlítését 20 μ V bemenő érzékenyséű szelektív erősítő után kapcsolt mikroampermérő indikálja. Az oszcillátor, a szelektív indikátor-erősítő, valamint a mérendő tranzisztor tápfeszültségét a tápegység szolgáltatja. A mérendő tranzisztorok kollektorfeszültsége és kollektorárama tág határok között folyamatosan állítható be és a beépített műszerekkel mérhető.

A készülék nyomtatott áramkörös kivitelben készült, félvezető elemek felhasználásával; 110 V vagy 220 V-os 50 Hz-es váltóáramú hálózatról üzemeltethető.

A főbb műszaki adatok a következők:

Kollektorfeszültség (U_c): 0—30 V
(0—6 V, 6—15 V, 15—30 V feszültség-határokon belül folyamatosan szabályozható.)

Kollektoráram (I_c): 0—60 mA
(0—0,6 mA, 0—6 mA, 0—60 mA áramhatárokon belül folyamatosan szabályozható.)

Mérőfrekvencia: 270 Hz

Dinamikus paraméterek méréshatárai:

h_{11E} rövidzárási bemenőellenállás	0—1 kOhm 0—3 kOhm 0—30 kOhm
h_{12E} inverz áthatás	0—10 ⁻⁴ 0—10 ⁻³ 0—10 ⁻²
h_{21E} áramerősítési tényező	0—30 0—100 0—300

$1/h_{22E}$ üresjárási kimenőellenállás
0—10 kOhm
0—100 kOhm
0—1 MOhm

$1/y_{11E}$ rövidzárási bemenőellenállás
0—1 kOhm
0—3 kOhm
0—30 kOhm

y_{12E} inverz meredekség
0—100 μ S
0—10 μ S
0—1 μ S

y_{21E} meredekség
0—30 mS
0—100 mS
0—300 mS

$1/y_{22E}$ rövidzárási kimenőellenállás
0—10 kOhm
0—100 kOhm
0—1 MOhm

Statikus paraméterek méréshatárai:

I_{ck} kollektor levágási áram (bázis-emitter rövidre zárva)	} 0—0,06 mA 0—0,6 mA 0—6 mA
I_{co} kollektor levágási áram (emitter szabadon)	
I'_{co} kollektor levágási áram (bázis szabadon)	
I_{eo} emitter levágási áram (kollektor szabadon)	
I'_{eo} emitter levágási áram (bázis szabadon)	
Mérési pontatlanság:	< 5%
h_{12E}, y_{12E} 20—60 mA kollektoráram esetén	< 20%
$1/h_{22E}, 1/y_{22E}$ az I_c méréshatárkapcsoló 0—60 mA állásban	< 20%

Ellenállás méréshatárok:

h_{11E} állásban	0,3—3 kOhm \pm 3%
$1/h_{22E}$ vagy $1/y_{22E}$ állásban	3 kOhm—1 MOhm \pm 5%

Áramellátás:

Hálózati feszültség	110 V vagy 220 V 50Hz
Teljesítményfelvétel	max. 15 VA
Hőmérséklet határok	+ 20 C° ... + 30 C°
Külső méretek	470×350×270 mm
Súly	16 kg

Kincses Béla

Обобщение

A. Чургаи: Конструирование неоднородных передающих линий с заданными функциями отражений

Для согласованного соединения передающих линий различных волновых сопротивлений при малых отражениях в широком диапазоне частот применяются неоднородные отрезки линий. В первой части работы определена матрица рассеяния неоднородного отрезка линии передачи (анализ). Показано, что входная функция отражений согласованного неоднородного отрезка передающей линии и определяемая в работе контурная функция связаны между собой преобразованием Фурье. Это распознавание ведет в вторую часть работы, где рассматривается определение контурной функции, принадлежащей к заданной функции отражений (синтез). Рассмотрен вопрос о том, какие функции отражений могут быть вообще заданы и показан метод конструирования неоднородного отрезка передающей линии для получения заданной функции отражений. Метод расчета разработан для неоднородных передающих линий с типом волн ТЕМ (линии дальней связи с переменными волновыми сопротивлениями) и для прямоугольных волноводов с типом волн TE_{10} , имеющих изменяющиеся размеры в плоскости E. Наконец даются примеры и результаты измерений.

D. Хусту: Измерительное устройство для определения магнитных свойств твердых ферритов.

Магнитомер разработанный для развития твердых ферритов основывается на переметре системе ШАН-ФОРД-БЕННЕТ. Как измерение силы пространства, так и измерение дифференциальной индукции сводится к определению изменения флюкса. В статье подробно описывается конструкция измерительного устройства, достигаемая точность измерения, а также влияние отдельных факторов на точность.

Й. Гал: Универсальная вспомогательная станция

Данная статья содержит описание одного из новых изделий, выпускаемых заводом им. «Белоянниса». Вспомогательная станция состоит из соединителей шагающей системы, а также из нейтральных и прилепающих реле. Рассматриваемая станция не требует местного источника тока.

Аппаратура приводится в действие через разговорные проводные пары. Простое схемное решение обеспечивает бесшумное осуществление соединений и автоматическую сигнализацию повреждений и их последствий возникающих в линиях и цепях, а также автоматическое устранение последних.

Данная станция может быть подключена к абонентской кабельной сети любой из известных систем телефонной станции.

Основной блок содержит 5 линий, идущих в городскую станцию и 20 абонентских линий, однако емкость данной станции может быть повышена соответственно до 15 и 60 линий, путем увеличения количества блоков.

D. Болгар: Приближение элементарной функции затухания.

Автор употребил функцию $a_0 = \ln \frac{\Delta}{2}$

Для приближения элементарной функции затухания $a_0 = \ln \operatorname{cth} \frac{\Delta}{2}$ служащей к определению затухания

фильтров. Пары величин приближающей функций можно считать логарифмической линейкой.

И. Вайда: Схема линеаризации

Статья описывает новую схему, которая является новым патентом: „Схема линеаризации“. Эта схема осуществляет сильную обратную связь для каждого составляющих выходного сигнала усилителя, но только у частот, которые отклоняются от пропорциональности пилотного сигнала. Принцип действия этой схем — в противоположности с схемами отрицательной обратной связи — обеспечивает затухание линейных и нелинейных искажений, внешних и собственных шумов без затухание усиления, увеличение стабильности усиления и уменьшение выходного сопротивления.

Автор описывает количественные и качественные показатели схемы, дальше применение и преимущества схемы у генераторов RC и резонансных усилителей. На конец коротко описаны элементы схемы линеаризации.

Zusammenfassungen

Á. Csurgay: Die Konstruktion inhomogener Leitungsstücke mit vorgeschriebener Reflexion

Zwecks angepasster, mit kleinen Reflexionen behafteter Verbindung von Leitungen mit verschiedenem Wellenwiderstand in weitem Frequenzbereich werden inhomogene Leitungsstücke verwendet.

Im ersten Teil der Arbeit werden die Vierpolparameter des inhomogenen Leitungsstückes festgestellt (Analyse). Es wird gezeigt, dass die eingangsseitige Reflexionsfunktion des unter Anpassung abgeschlossenen inhomogenen Leitungsstückes und die in der Arbeit definierte Konturfunktion durch die Fourier-Transformation miteinander verbunden sind. Diese Erkenntnis führt zum zweiten Teil der Arbeit, hinüber, wo die Bestimmung der zur vorgeschriebenen Reflexionsfunktion gehörenden Konturfunktion behandelt wird (Synthese). Es wird die Frage erörtert, welche Reflexionsfunktionen überhaupt vorgeschrieben werden können und eine Methode zur Konstruierung des die vorgeschriebene Reflexionsfunktion ergebenden inhomogenen Leitungsstückes wird gezeigt. Die Berechnungsmethode wird für inhomogene Leitungsstücke mit TEM-Wellen (Fernleitungen mit veränderlichem Wellenwiderstand) und für Hohlleiter von veränderlichen Abmessungen in der E-Fläche mit TE_{10} -Wellenart ausgearbeitet. Zum Schluss werden Beispiele und Messergebnisse mitgeteilt.

D. Huszty: Messinstrument zur Bestimmung der magnetischen Eigenschaften des Barium-Ferrites

Das Magnetjoch, das zur Entwicklung des Barium-Ferrites ausgearbeitet wurde beruht auf dem Permeameter, System SANFORD-BENNETT. Sowohl die Feldstärke als auch die Messung der Differentialinduktion lässt sich auf die Bestimmung der Flussänderung zurückzuführen. Der Verfasser beschreibt eingehend die Konstruktion des Messgerätes, die erreichbare Messgenauigkeit und die einzelnen Faktoren, die die Genauigkeit beeinflussen.

J. Gál: Universaler Wählersternhalter.

Der Artikel beschreibt ein neues Produkt des BHG-Werkes. Der Wählersternhalter enthält Schrittschalt-Drehwähler, ferner Neutral- und Haftrelais. Er beansprucht keine Stromquelle. Die Betätigung des Gerätes geschieht durch die Sprechleitung. Eine einfache Stromkreislösung sichert die geräuschlose Schaltung, ferner die automatische Signalisierung in den Linien und in den Schaltungen auftauchenden Fählern und derer Folgen. Er kann in allen Teilnehmerkabeln der Telefonzentralen von bekannten Systemen eingeschaltet werden. Die Grundheit enthält 5 Haupt- und 60 Teilnehmerleitungen, aber mit der Vermehrung der Einheiten kann seine Kapazität auf 15 bzw. 60 vergrößert werden.

Gy. Boglár: Annäherung der Dämpfungsfunktion

Der Autor verwendet die Funktion $a_0 \approx \ln \frac{2}{\Delta}$ zur

Annäherung der Dämpfungsfunktion $a_0 = \ln \operatorname{cth} \frac{\Delta}{2}$ die zur Bestimmung der Speerdämpfung der Filter dient. Die Wertpaare der Annäherungsfunktion können von dem Rechenschieber leicht abgelesen werden.

J. Vajda: Linearisierende Schaltung

Der Artikel beschreibt eine neue moderne Schaltung die unter dem Titel „Linearisierende Schaltung“ patentiert wurde. Die Schaltung sichert eine starke negative Rückschaltung für jene Komponente des Ausgangssignales der Verstärker — ausschliesslich in deren Hinsicht — die von der Proportionalität des Pilotsignals abweichen. Dieses Funktionsprinzip — im Gegensatz mit der allgemeinen negativen Rückschaltung — sichert ohne Amplifikationsdämpfung die Rausch und Eigengeräuschdämpfung der linearen und non-linearen Verzerrung, die Vergrößerung der Verstärkerstabilität und die Verminderung der Ausgangsimpedanz. Der Verfasser macht die quantitative und qualitative Funktion der Schaltung, ferner die Anwendung und Vorzüge der Schaltung bei den RC- und Resonanzverstärkern bekannt. Zuletzt legt er in kurzen Umrissen die Schaltungselemente der linearisierenden Schaltung dar.

Summaries

Á. Csurgay: Design of inhomogeneous transmission lines with prescribed reflection — frequency function

A matched junction of two transmission lines with different wave impedances, which gives little reflection coefficient in a broad frequency band can be solved by inhomogeneous transmission lines. In this article the analysis and synthesis problem will be treated. In the first part the scattering-matrix of the inhomogeneous transmission line section is determined. It is shown that the relation between the section's reflection-frequency function and the contour-function defined in the paper is described by Fourier-transformation. In the

second part the synthesis problem is dealt with: the contour-function giving the prescribed frequency-reflection function is determined. A designing procedure is given. The method is developed for the inhomogeneous transmission lines with TEM mode, and for the "E"-plane tapered rectangular waveguides with TE₁₀ mode. Finally examples and measurement data are given.

D. Huszty: Measuring Instrument for the Determination of Magnetic Properties of Barium-Ferrites

The magnetizing jig which was worked out to develop the barium ferrite magnets is based on the SANFORD-BENNETT permeameter. Both the field strength and the measuring of intrinsic induction can be attributed to the determination of flux change. The article describes in details the construction of measuring instruments, the attainable accuracy of measurement and the influences of certain factors on the accuracy.

J. Gál: Universal Line Concentrator

The paper describes a new product of the BHG Telecommunication Factory. The universal line concentrator comprises step by step switches, neutral- and adhesive-relays. It does not require any local battery. The operating current is supplied by the main exchange through the trunk line. A simple relays circuit assures a noiseless operation, automatic failure-signal and prevention of line or circuit failures. It can be connected to the subscriber's network of automatic telephone exchanges of any type. The standard unit includes 5 main- and 20 subscriber lines, but its capacity can be increased with the multiplication of the units to 15 main and 60 subscriber lines.

Gy. Boglár: Approximation of the Elementary Attenuation Function

The $\alpha_0 \approx \ln \frac{2}{4}$ function as used by the author to approximate the attenuation function $\alpha_0 = \ln \operatorname{cth} \frac{4}{2}$ is used for the definition of the stopper attenuation of filters. The value pairs of the approximation function can easily be read on the slide rule.

J. Vajda: Linearizing Circuit

The paper presents a modern feed-back system presented under the title „Linearizing Circuit“. The circuit ensures a strong negative feed-back for those components of the amplifier output signal, but only for those which deviate from the proportion. This operation principle of the circuit — on contrary with the simple negative feed-back — ensures the decrease of linear- and non-linear distortion for hiss and own noise, the increase of the stability of amplification and gives a low output impedance without amplification loss. The author describes the quantitative and qualitative operation of the circuit and shows by two examples the application and advantage of the circuit at the RC- and tuned amplifiers, further he gives the outlines of some circuit elements of the linearizing circuits.

Résumés

Á. Csurgay: Construction des sections de lignes de transmission à réflexions prescrites

Pour la connexion adaptée des lignes de transmission aux impédances caractéristiques différentes, pour assurer peu de réflexions dans une large bande de fréquence, on se sert des sections de lignes de transmission inhomogènes. Dans la première partie de l'article on détermine la matrice de dispersion de la section de ligne de transmission inhomogène (analyse). On démontre que la fonction d'entrée

de réflexion de la ligne de transmission adaptée et la fonction de contour définie dans l'article sont liées par la transformation de Fourier. Cette reconnaissance conduit à la seconde partie de l'article, où l'on s'occupe de la détermination de la fonction de contour appartenant à la fonction de réflexion prescrite (synthèse). Après avoir étudié, quelles fonctions de réflexions au fond peuvent être prescrites, on décrit une méthode pour la construction de la section de ligne de transmission inhomogène donnant la fonction de réflexion prescrite. La méthode de calcul est développée pour les lignes de transmission inhomogènes mode TEM (lignes de transmission aux impédances caractéristiques variées) et pour les guides d'ondes rectangulaires mode TE₁₀ aux dimensions variables dans le plan E. Enfin, on donne des exemples et des résultats de mesures.

D. Huszty: Appareil de mesure pour déterminer les propriétés magnétique des aimants barium-ferrites

Le bâti magnétique qui était exécuté pour développer l'aimant barium ferrite se base sur le permeameter de système SANFORD-BENNETT. Tant le champ magnétique, que la mesure de l'induction intrinsèque peuvent être attribuées à la détermination du changement de flux. L'auteur décrit en détail la construction de l'appareil de mesure, la précision de mesure pouvant être obtenue, puis l'influence de certains facteurs sur la précision de la mesure.

J. Gál: Concentrateur universel de ligne

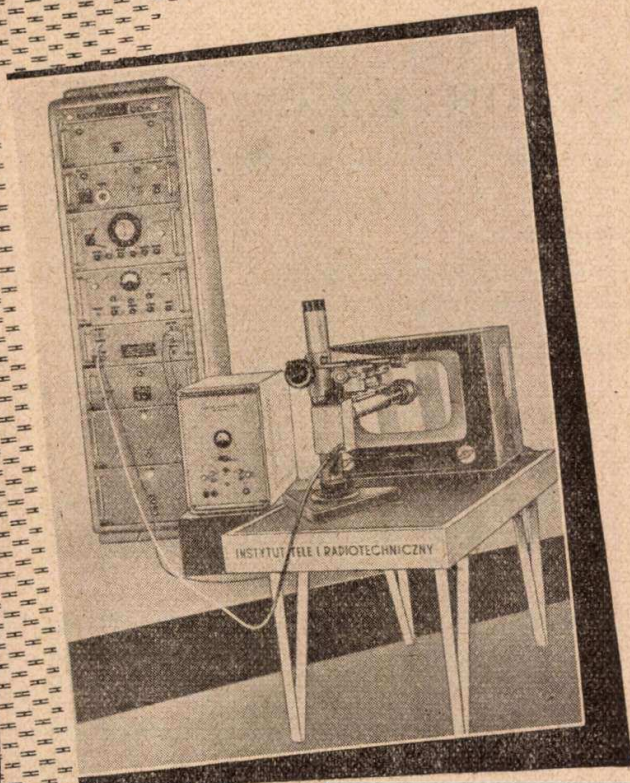
Cet article rend compte d'un des nouveaux produits de l'entreprise BHG. Le central téléphonique auxiliaire comprend des commutateurs pas à pas, ainsi que des relais neutres et collants. Il ne nécessite pas de source de courant locale. L'équipement est relié au central principal par des trunks. Un arrangement de circuit très simple assure l'exécution silencieuse des connexions et permet la signalisation automatique et la réparation aisée et des fautes éventuelles surgissant dans les lignes ou les circuits. Il peut être raccordé au réseau de n'importe quelle central téléphonique de système connu. L'unité de base comprend 5 trunks et 20 lignes d'abonnées. En augmentant le nombre de ces unités, la capacité du central peut être accrue à 15 trunks et 60 lignes d'abonnées respectivement.

Gy. Boglár: L'approximation des fonctions d'atténuation

L'auteur emploie la fonction suivante $\alpha_0 \approx \ln \frac{2}{4}$ pour l'approximation de la fonction d'atténuation $\alpha_0 = \ln \operatorname{cth} \frac{4}{2}$ servant pour la définition de l'atténuation de block des filtres. Les valeurs des fonctions d'approximation peuvent être facilement lus sur la règle à calcul.

J. Vajda: Circuit à linéarisation

L'article fait connaître un circuit moderne breveté sous le titre «Circuit à linéarisation». Le circuit assure un couplage réactif fort négatif pour les composants du signal de sortie de l'amplificateur, qui diffèrent de la proportion de signal de commande — et seulement pour ceux-ci. Ce principe de la fonction du circuit assure, à l'encontre du couplage réactif négatif généralement employé, l'affaiblissement de la torsion linéaire et non linéaire, ainsi que la diminution du souffle et du bruit propre, puis il agrandit la stabilité de l'amplification et donne un décroissement de l'impédance de sortie sans perte de l'amplification. L'auteur fait connaître le fonctionnement quantitatif et qualitatif du circuit, puis il présente à la lumière de deux exemples l'application et les avantages du circuit dans les amplificateurs de RC- et à résonance. Enfin il fait connaître en grandes lignes quelques éléments du circuit.



MINDEN kutatólaboratóriumban, amely televíziós problémákkal foglalkozik
 MINDEN televízió berendezést és alkatrészt előállító gyárban
 MINDEN televíziókészülékek javításával foglalkozó műhelyben
 használják a lengyel elektronikus híradástechnikai mérőberendezéseket.
 Kiváló minőségű és legmodernebb konstrukciójú készülékek.
 Gondosan kivitelezett építőelem-készletek.
 Leggondosabb összeszerelés. Legegyszerűbb kezelés.

AJÁNLUNK :

TSE-2M típusú, monokromatikus televíziós-képcsövekhez elektrooptikai képminőségvizsgáló berendezéseket
 Különböző konstrukciójú televíziós-fűrészfeszítésgenerátorokat
 Videó jelgenerátorokat
 Alacsonyfrekvenciás és magasfrekvenciás generátorokat
 Volt- Ohmmérőket a televíziótechnika számára
 Vektoroszkópokat
 Fáziseltolókéseket és más televíziós mérőberendezéseket.

Kérjük, forduljon felvilágosításért hozzánk.
 Készséggel szolgálunk mindennemű felvilágosítással és részletes ajánlatot teszünk.

Keresse fel 11. számú pavilonunkat a XXX. Poznani Nemzetközi Vásáron, 1961 június 11 és 25 között.

Kizárólagos exportőr:

"Elektrim"

Lengyel Elektrótechnikai Külkereskedelmi K. f. t.,
 Warszawa 2, Czackiego 15/17 Lengyelország
 Távbeszélő: 662-71
 Táviratcím:

"Elektrim"

WARSZAWA
 Póstafiók: 254





TRANSZFORMÁTOR KTSZ.

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

Nagyfeszültségű készülékek :

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikus készülékek

Feszültség gyors szabályozók :

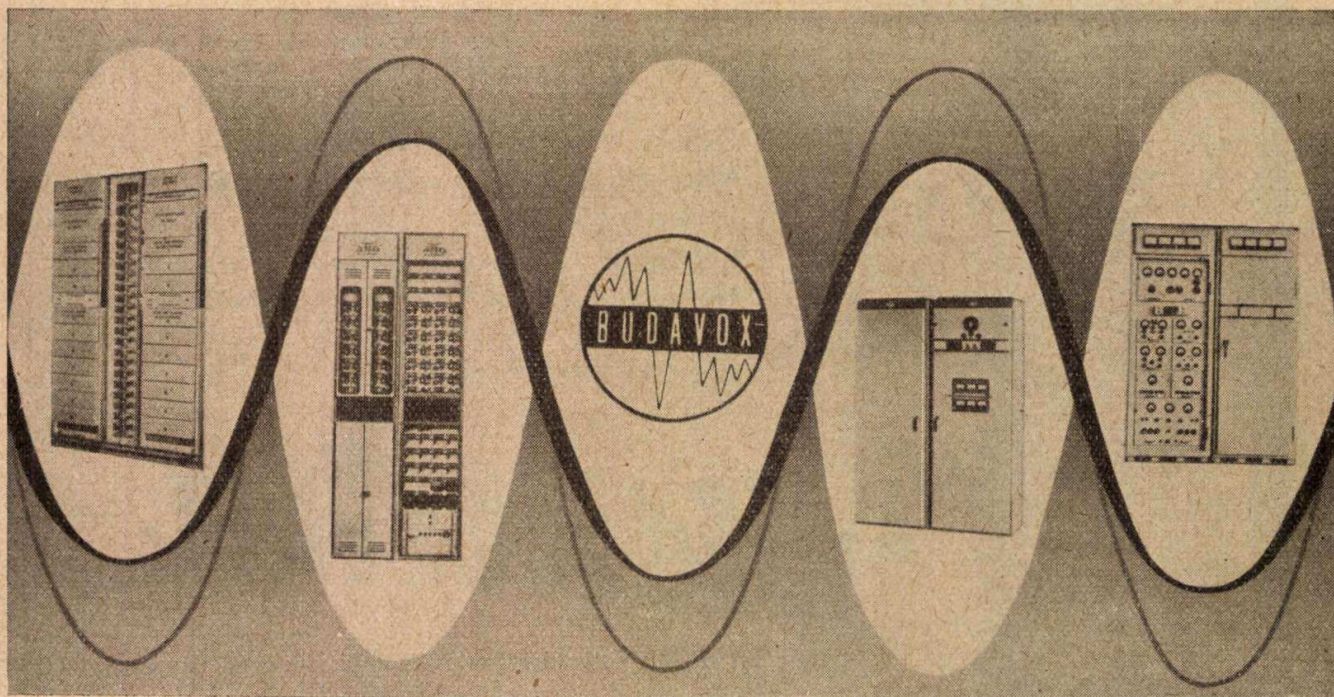
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyors szabályozók

Feszültség szabályozók :

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerceses
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 mikróhullámú berendezések.

BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT

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

Mint az alábbi cégek képviselője 1961 VI. 26—VII. 1 között a következőket mutatjuk be:

SCHOMANDL K. G. MÜNCHEN (NSZK)

MA 2 típusú dekádikus és regisztráló precíziós frekvenciamérő, frekvenciák legpontosabb mérésére, regisztrálására, keltésére ($1,10^{-8}/24\text{ó}$)
FD 10 típusú szervíz frekvenciamérő ($1,10^{-7}/24\text{ ó pontossággal}$)

KIELER HOWALDTSWERKE A. G. KIEL (NSZK)

Különféle hibahelymeghatározó készülékek erősáramú és tárbeszélővezetékek, valamint a megfelelő szabad vezeték hibahely-beméréséhez.

NOVOTECHNIK K. G. STUTTGART-RUIT (NSZK)

Precíziós 10 menetes potenciométer
Folyamatos működésű precíziós potenciométer
Beállítható mikróellenállások (Trimm pots)

MEGATRON K. G. MÜNCHEN (NSZK)

Precíziós huzalellenállások
Precíziós rétegellenállások
Precíziós polisztrénellenállások

Örölnénk ha megtekintené bemutatónkat.

INDUSTRIALIMPEX—MÜNCHEN
NÉMET SZÖVETSÉGI KÖZTÁRSASÁG

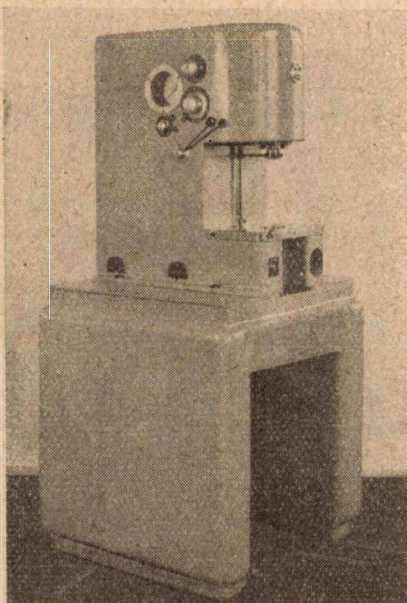
GYÁRTMÁNYAINK:



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

HÍRADÁSTECHNIKAI GÉPGYÁR LEGÚJABB GYÁRTMÁNYAI:



Hidraulikus asztali prés (1 t)

HAP 1 typ

Megfelelő szerszámok alkalmazása mellett felhasználható egyengetésre, hajlításra, lyukasztásra, mélyhúzásra, szorításra, sajtolásra, szegecselésre, üregezésre, továbbá különböző szerelési műveletek elvégzésére. A gép kézi és automatikus vezérléssel is működtethető.

Műszaki adatok:

Sajtoló erő	100—1000 kg-ig
Munkadugattyú sebessége munkamenetnél	0,8—5 m/perc
Gyorsmenetnél	20 m/perc
Legnagyobb lökethossz	180 mm
Automatikus működés löketség tartománya	20—400/perc
Asztalméret (szélesség × hosszúság)	330 × 200 mm
Motorteljesítmény	1,3 kW

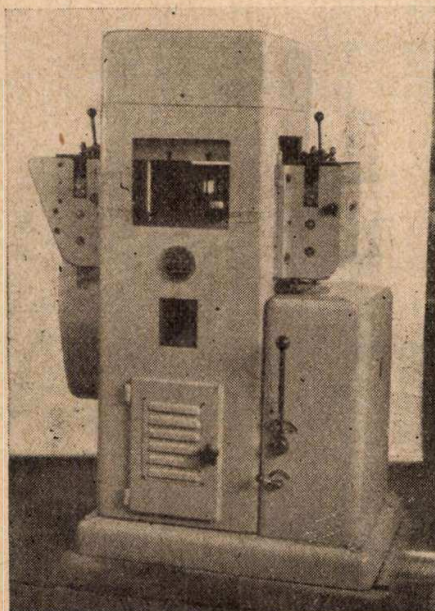
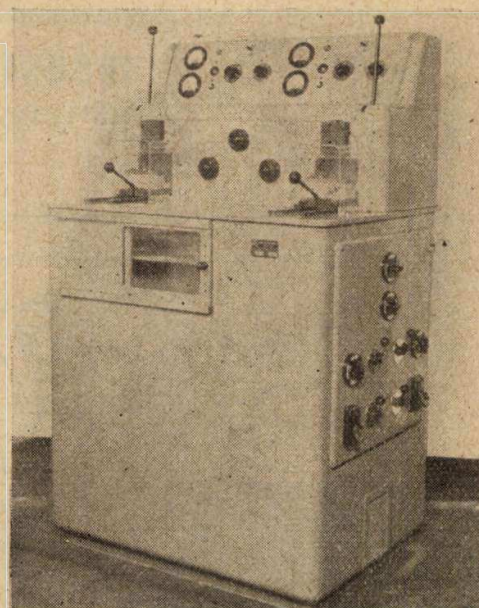
Televízió eltérítő tekercset kisütő és hűtő berendezés

TK 90 TYP

A kétmunkahelyes berendezés folyamatosan biztosítja, hogy a csévélő gépről lekerülő műgyanta bevonatú tekercseket áram hatására melegítve, majd hűtve azt alakjában rögzítse. A fűtés többfokozatú fűtőtranszformátorról történik. A kisütési idő szabályozását elektronikus időrelé végzi, időszabályozó és jeladó egységekkel. A hűtésre elszívó ventilátor van beépítve.

Műszaki adatok:

Kapocsfeszültség	380/220 V
Fűtő feszültség (6 fokozat)	90—300 V
Fűtőáram max.	15 A
Fűtési idő	0,015—1,13 percig
Hűtési idő kb.	4—5 perc



Automata gyorsprés (10 t)

SGA 10 TYP

A gép szalagból különféle alakú munkadarabok sajtolására alkalmas. A két oldalán elhelyezett hengeres adagolók a szerszámon áthúzzák a szalagot, közben a kiperforált hulladékot a daraboló olló felvágja. A szalagot nagy pontossággal továbbító adagoló lehetővé teszi az egyszerű szerszámkonstrukciók alkalmazását.

Műszaki adatok:

Sajtolóerő alsó holtpont előtt 30°-al	10 t
Asztalfelület	370 × 370 mm
Löklet nagysága	16 mm
Percenkénti löket	450/230
A szalag max. szélessége	100 mm
A szalag max. vastagsága	1,5 mm
Szalag előtolás	0—60 mm
Elektromotor teljesítménye	2,2/1,7 kW