

HÍRADÁS- TECHNIKA

12



HÍRADÁS- TECHNIKA

1972 december, XXIII. évfolyam 12. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. KISS DÉNES—DR. SOLYMOSI JÁNOS: Magasabbrendű érzékenységek meghatározása transzfer-függvények segítségével	353
Pályázat	357
BARANYI ANDRÁS—RADVÁNYI ANDRÁS: Nagyfrekvenciás tranzistorok modellezése számítógépes tervezéshez	358
Könyvismertetések	364
DR. SIMON GYULA—PAP LÁSZLÓ: Maximális jelváltozási sebesség műveleti erősítőkben	365
Egyesületi hír	372
HINSENKAMP LÁSZLÓ—KÁDÁR ÁGOSTON: Kisszintű alapsávi jelátvitel adatátviteli alkalmazása ...	373
VESZELY GYULA: A résztartományok módszere bonyolult csőtápvonalak analízisére	379
Tartalmi összefoglalások	383
Обобщения	384
Zusammenfassungen	384
Summaries	B/III
Résumés	B/III

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest II., Mártírok útja 85. II. em. 231. Telefon: 154-859 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest V., Szabadság tér 17. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, Budapest VII., Lenin körút 9—11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest V., József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes'szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest, 62.

72.8435 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

DR. KISS DÉNES

MHE Számítástechnikai és Szervezési Központja

DR. SOLYMOSI JÁNOS

BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék

Magasabb rendű érzékenységek meghatározása transzfer függvények segítségével

ETO 62-501.22:621.372.2.001.2

Az érzékenység fogalmát Bode vezette be 1945-ben megjelent könyvében [1]. Azóta igen sok cikk és már könyv is [2] foglalkozik érzékenységgel kapcsolatos problémákkal, mivel a hálózathatárértékek elemek szerinti deriváltja nem csupán elméleti jelentőségű. Első felhasználásuk az automatikában és a szabályozástechnikában terjedt el [3, 4], azután pedig megjelent az elektronika területén is. Az érzékenységhatárértékek legkézenfekvőbb alkalmazása a tolerancia-számításban mutatkozik meg, de alapvető fontosságú a változtatható paraméterű hálózatok számításánál és az iteratív szintézisnél is. Jelentősége csak növekedett az integrált áramkörök megjelenésével.

Ha y -al jelöljük a hálózathatárértéket és x_i -vel az áramköri elemeket, akkor az elsőrendű abszolút érzékenység

$$S_i = \frac{\partial y}{\partial x_i}, \quad (1)$$

az elsőrendű félig relatív érzékenység

$$Q_i = \frac{\partial y}{\partial \ln x_i}, \quad \text{ill.} \quad Q'_i = \frac{\partial \ln y}{\partial x_i}, \quad (2)$$

az elsőrendű relatív érzékenység pedig:

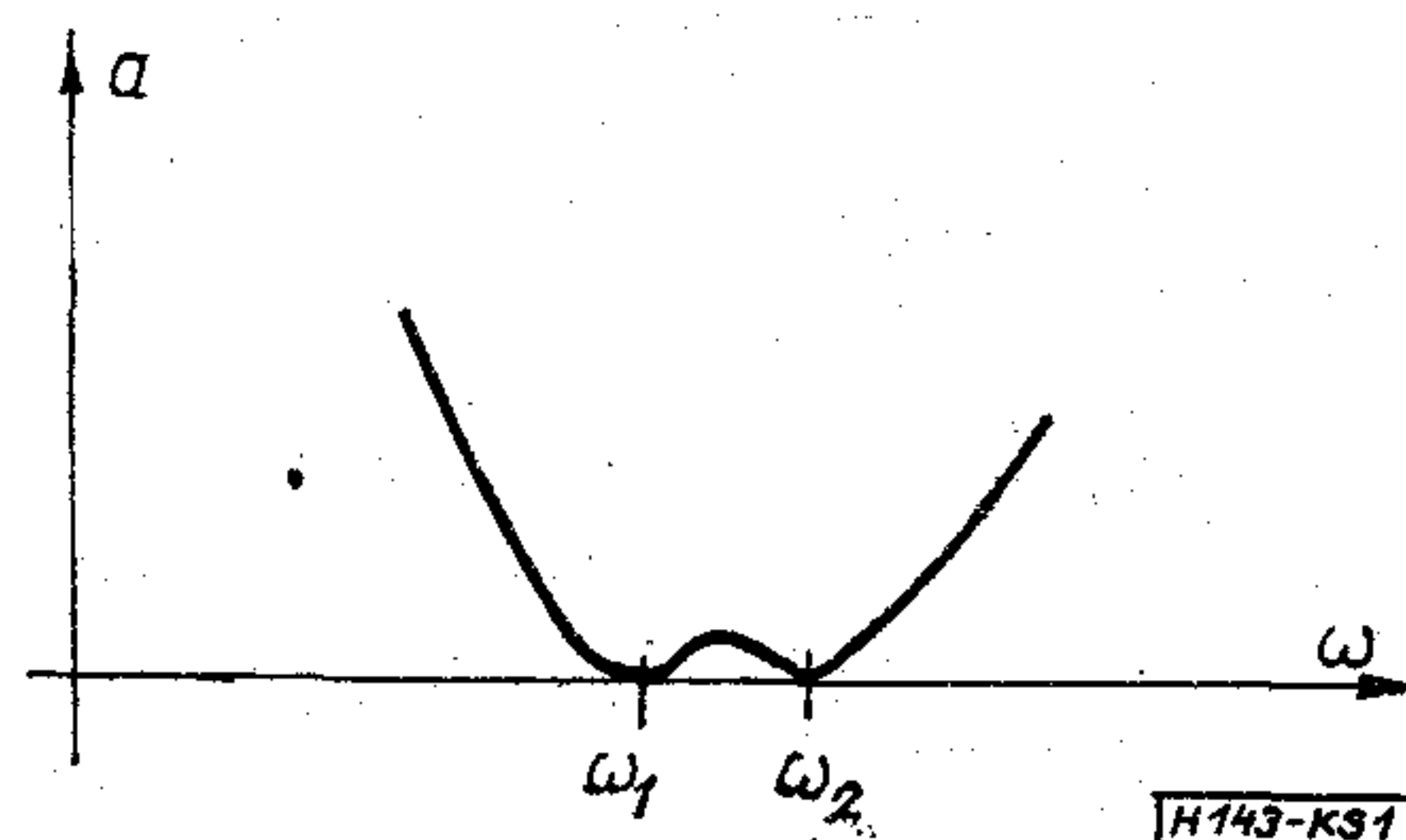
$$S'_i = \frac{\partial \ln y}{\partial \ln x_i}. \quad (3)$$

Amennyiben számításaink folyamán csak az elsőrendű érzékenységet tekintjük, akkor olyan mélységig vesszük figyelembe a hálózatok tulajdonságait, mint amilyen mélységű a függvények jellemzése, ha Taylor-soruk magasabb rendű tagjait elhanyagoljuk. Nyilvánvaló, hogy nem minden esetben elegendő a lineáris közelítés. Ha pl. egy sávszűrőt vagy bármi-

lyen más passzív áramkört vizsgálunk (1. ábra), amelynek egyes frekvenciákon (ω_1 és ω_2) csillapítás zérus-helyei vannak, akkor ezeken a frekvenciákon nemcsak a csillapítás zérus, hanem a csillapításnak az áramköri elemekre vonatkoztatott elsőrendű deriváltjai, vagyis az elsőrendű érzékenységek is. Ezeken a frekvenciákon tehát a hálózat nem jellemezhető jól az elsőrendű érzékenységekkel. Vagy, ha pl. legrosszabb esetre méretezünk (worst case design) és az elsőrendű érzékenységek kis értékűek a másodrendűekhez képest, akkor tervezésünk valójában nem a „legrosszabb esetet” veszi számításba.

Elsőrendű érzékenységek meghatározására többféle módszer van; a hálózathatárérték deriválásán kívül indirekt eljárások is lehetségesek. Kiszámítható az érzékenység a bilineáris tétel felhasználásával, speciális transzfer függvények, az állapotváltozás analízis, a scattering mátrix és a hatásgráfok segítségével is. Másodrendű érzékenységek is számíthatók különféle képpen [5, 6, 7, 8, 9, 10].

Jelen dolgozatban a magasabb rendű érzékenységeket transzfer függvények segítségével fogjuk kiszámítani, amely módszer előnyösen alkalmazható, ha gyors analízisprogram áll rendelkezésre. Első lépésben a feszültségtranszfer függvény elsőrendű érzékenységeinek kiszámítási módszerét általánosítjuk



1. ábra

magasabb rendű érzékenységekre [11], második lépésben tetszőleges transzfer függvény tetszőleges rendű érzékenységet határozzuk meg.

1. Magasabb rendű érzékenységek számítása

1.1 Bihovszkij módszerének kiterjesztése magasabb rendű érzékenységek számítására

Indirekt módon, transzfer függvények segítségével RLC hálózatban egyszerűen határozható meg egy tetszőleges impedanciára vonatkoztatott, (2) szerint definiált félig relatív érzékenység [12]:

$$Q_i = \frac{\partial K}{\partial \ln Z_i} = K_{1i} K_{i2}, \quad (4)$$

ahol $y = K \frac{U_2}{U_1}$ (2a ábra),

$$K_{1i} = \frac{U_i}{U_1} \quad (2b \text{ ábra}),$$

$$K_i = \frac{U_2}{U_i} \quad (2c \text{ ábra}).$$

A (4) kifejezés nemcsak impedanciára, hanem áramköri elemre vonatkozóan is alkalmazható, mivel $Z_i = f_i(j\omega)x_i$, ahol

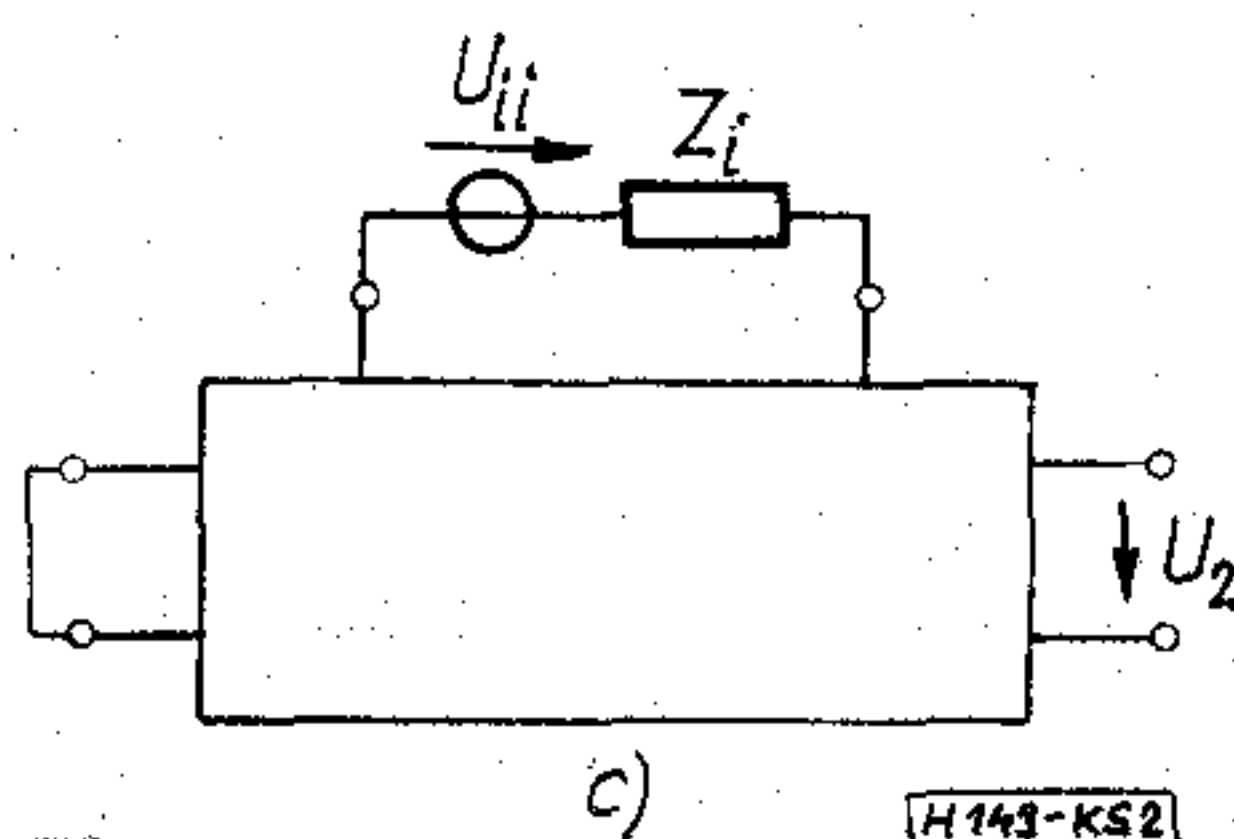
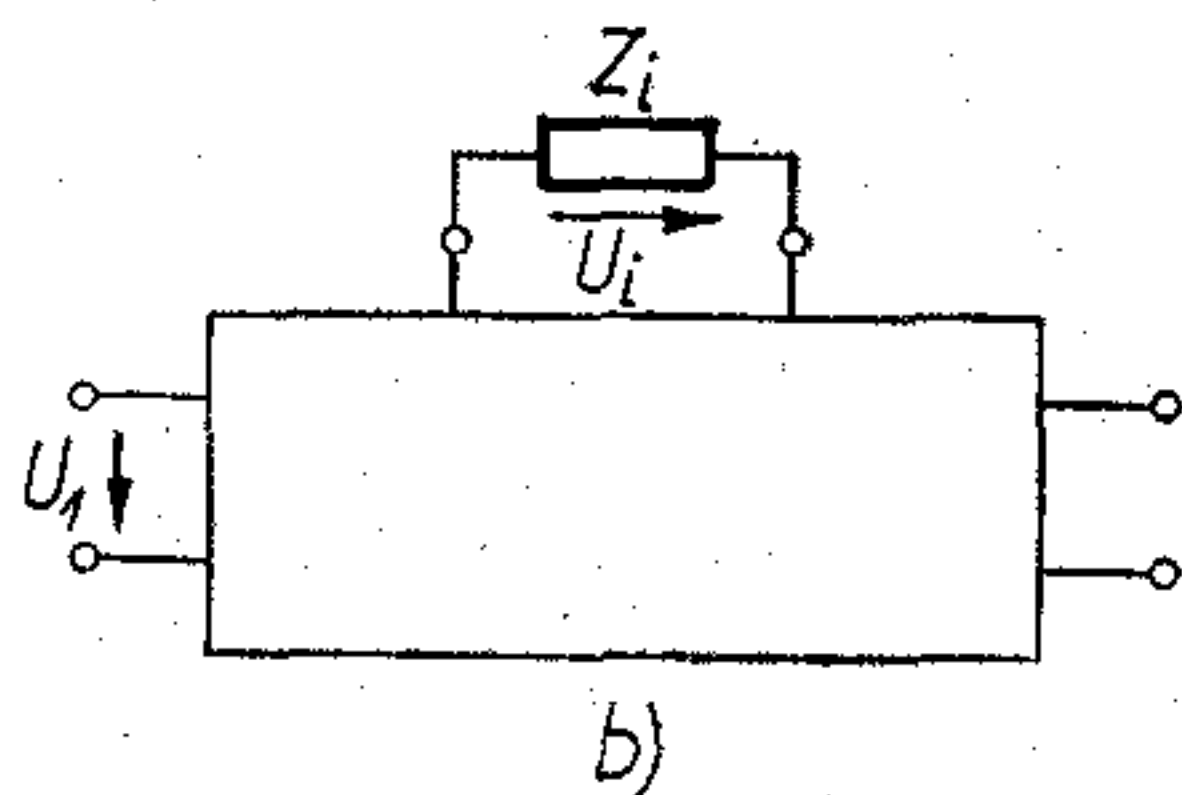
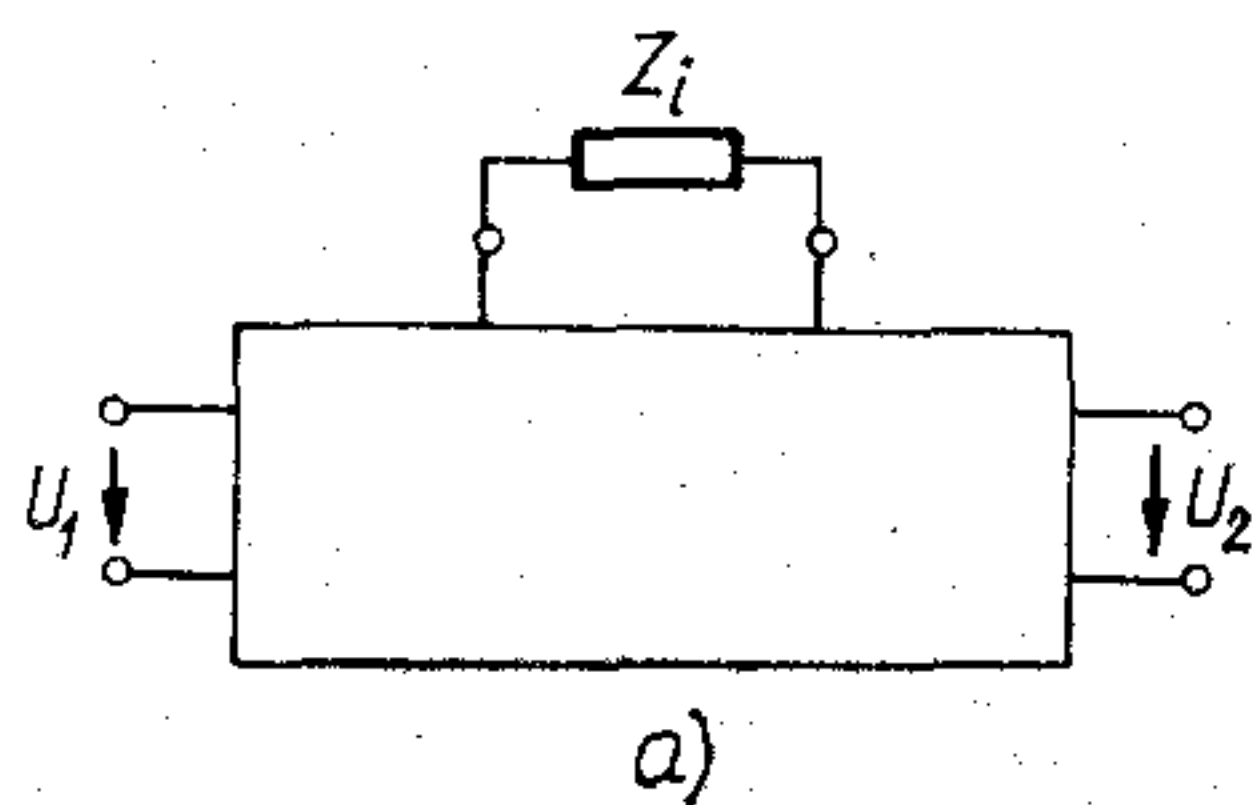
$$x_i = R_i \quad \text{esetén} \quad f_i(j\omega) = 1,$$

$$x_i = L_i \quad \text{esetén} \quad f_i(j\omega) = j\omega,$$

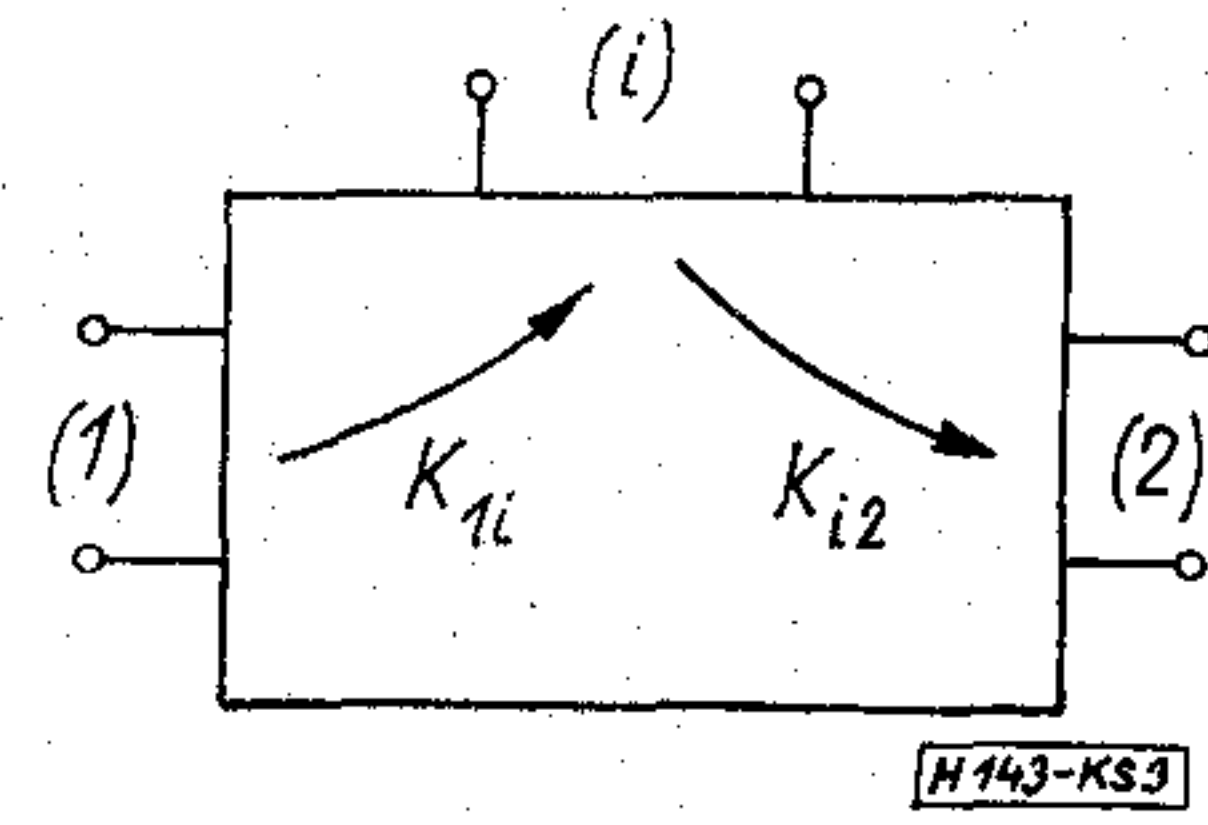
$$x_i = C_i^{-1} \quad \text{esetén} \quad f_i(j\omega) = \frac{1}{j\omega}.$$

Ekkor ugyanis

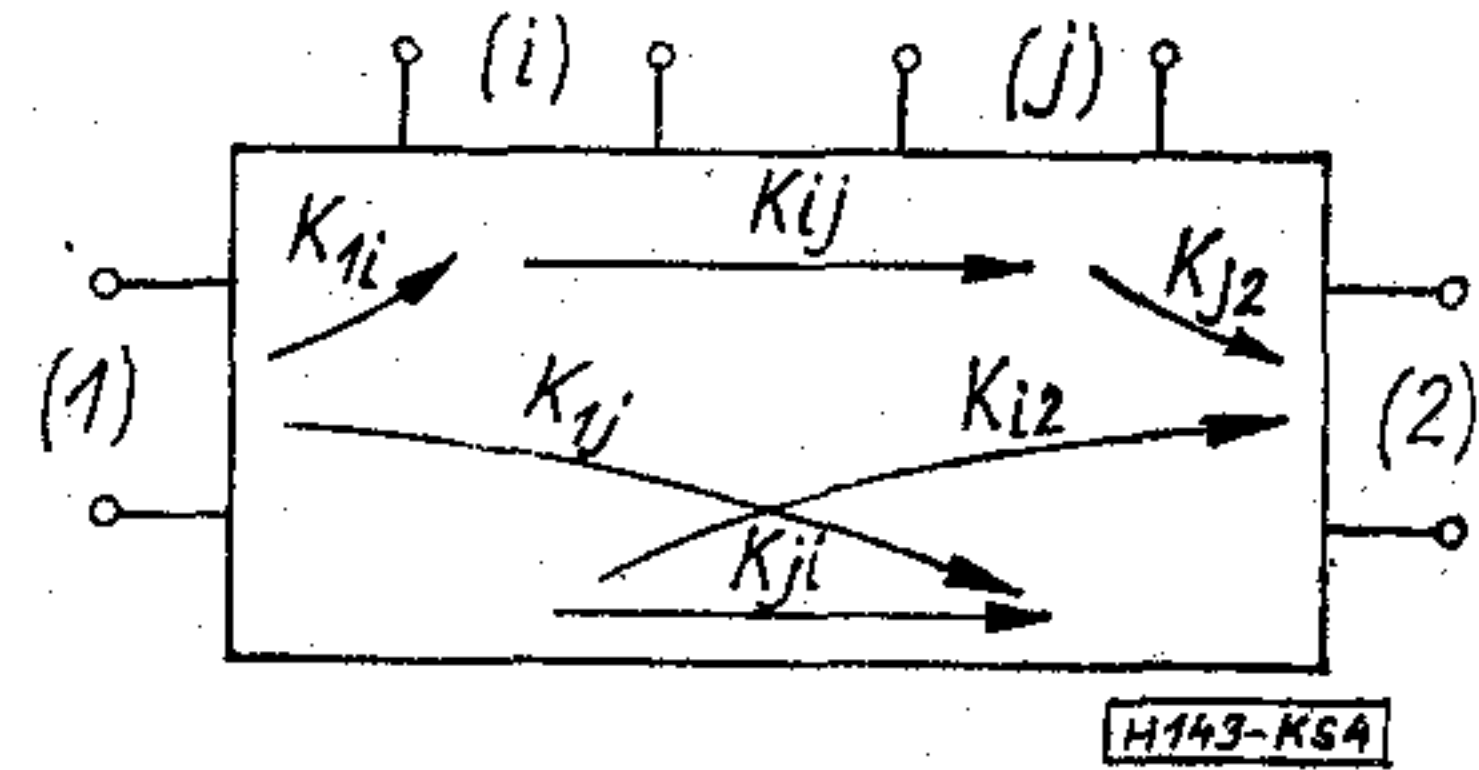
$$\begin{aligned} Q_i &= \frac{\partial K}{\partial \ln x_i} = \frac{\partial K}{\partial \ln Z_i} \frac{\partial \ln Z_i}{\partial \ln x_i} = \frac{\partial K}{\partial \ln Z_i} \frac{x_i}{Z_i} \frac{\partial Z_i}{\partial x_i} = \\ &= \frac{\partial K}{\partial \ln Z_i} \frac{X_i}{Z_i} f_i = \frac{\partial K}{\partial \ln Z_i} \frac{Z_i}{Z_i} = \frac{\partial K}{\partial \ln Z_i}. \end{aligned} \quad (5)$$



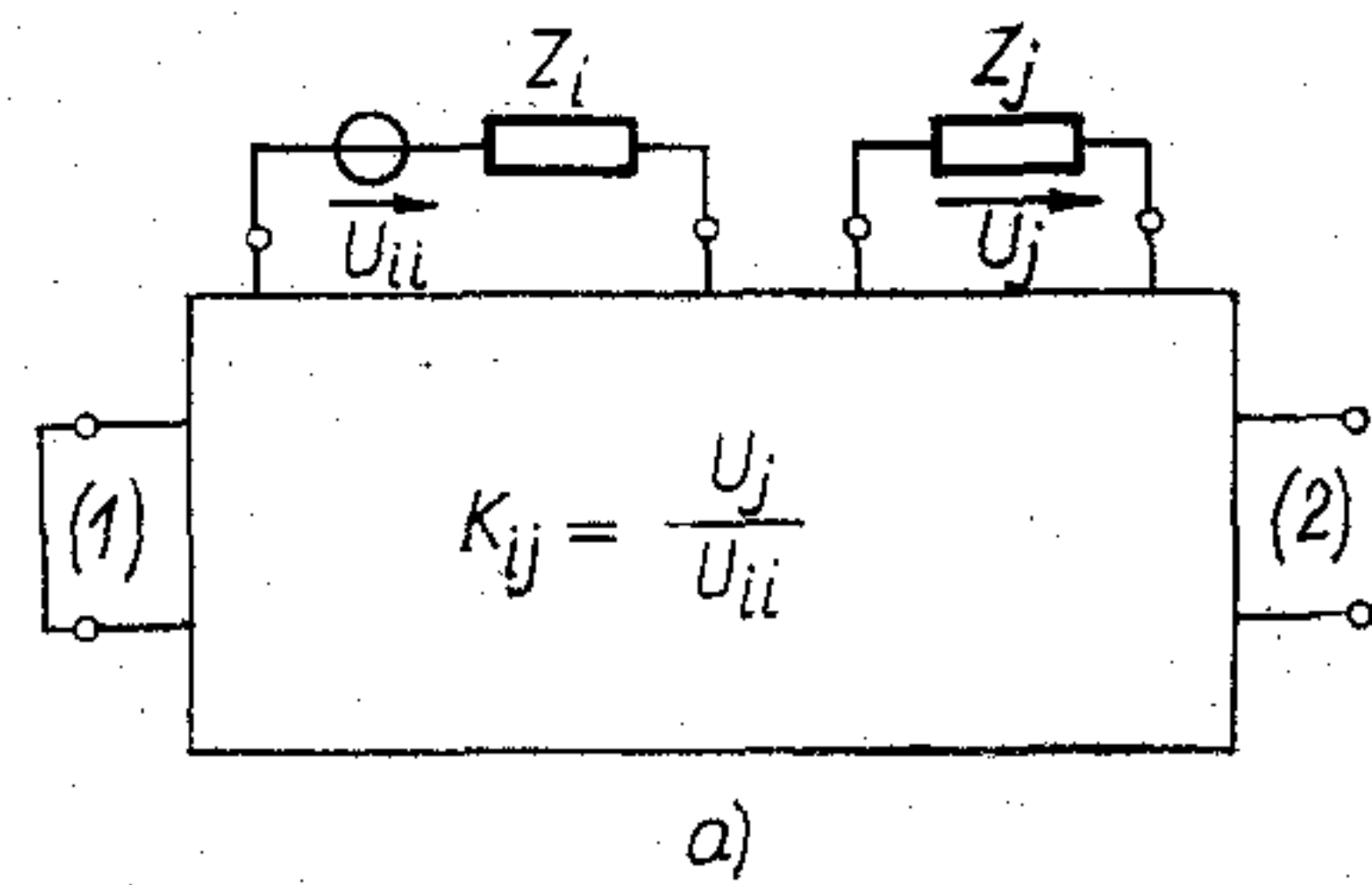
2. ábra



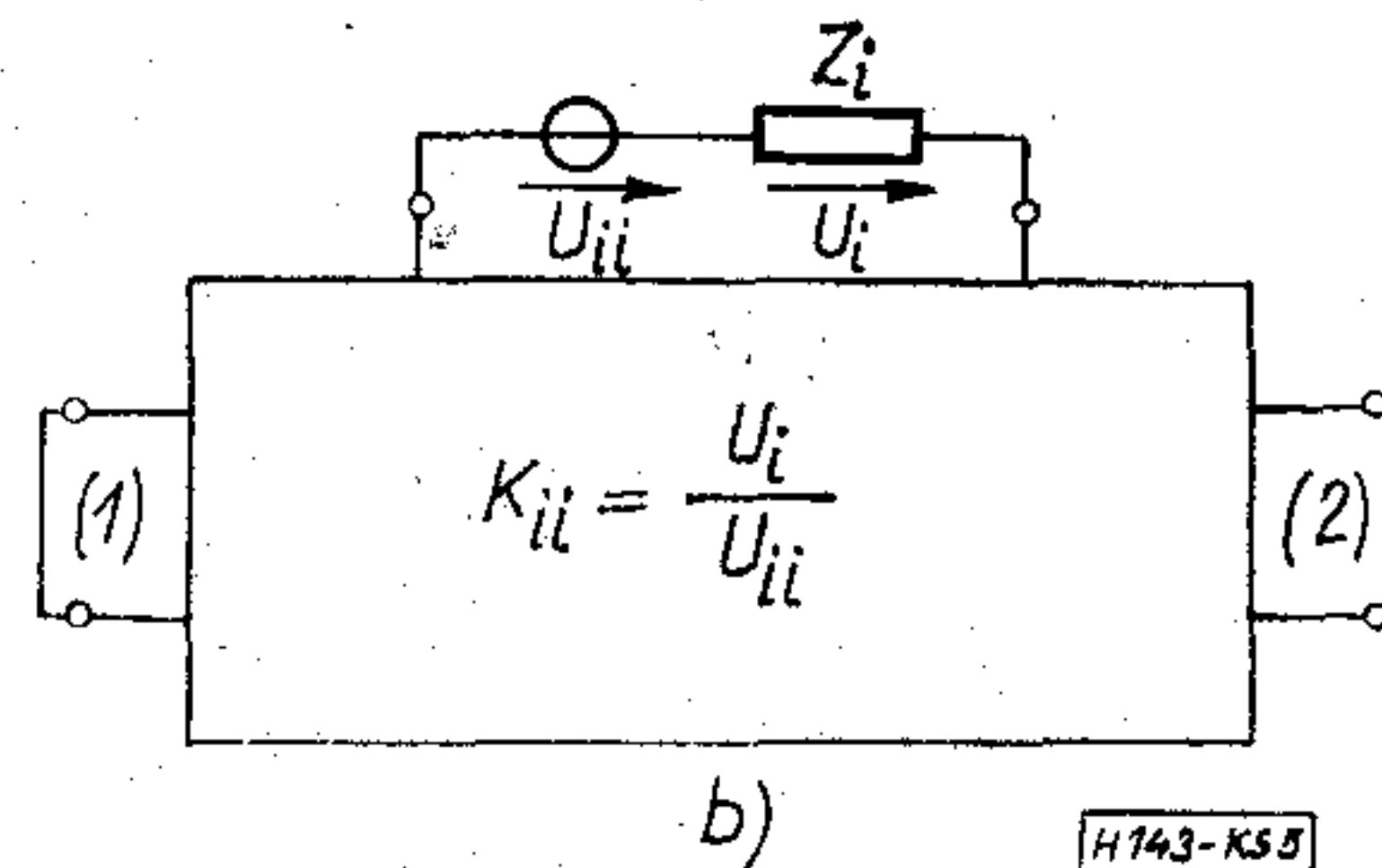
3. ábra



4. ábra



a)



b)

5. ábra

Érdemes megjegyezni, hogy a bemenet és a kimenet között egyetlen olyan irányított út található, amely érinti az i -edik kaput (3. ábra), és ehhez az úthoz hozzárendelhető a $K_{1i}K_{i2}$ útszorzat.

Határozzuk meg most a másodrendű érzékenységet az i -edik és a j -edik elemre vonatkoztatva:

$$Q_{ij} = \frac{\partial^2 K}{\partial \ln x_i \partial \ln x_j} = \frac{\partial Q_i}{\partial \ln x_j} = K_{1i} \frac{\partial K_{i2}}{\partial \ln x_j} + \frac{\partial K_{1i}}{\partial \ln x_j} K_{i2}.$$

Ha a (4) és (5) kifejezéseket alkalmazzuk itt, akkor

$$\frac{\partial K_{i2}}{\partial \ln x_j} = K_{ij} K_{j2} \quad \text{és} \quad \frac{\partial K_{1i}}{\partial \ln x_j} = K_{1j} K_{ji},$$

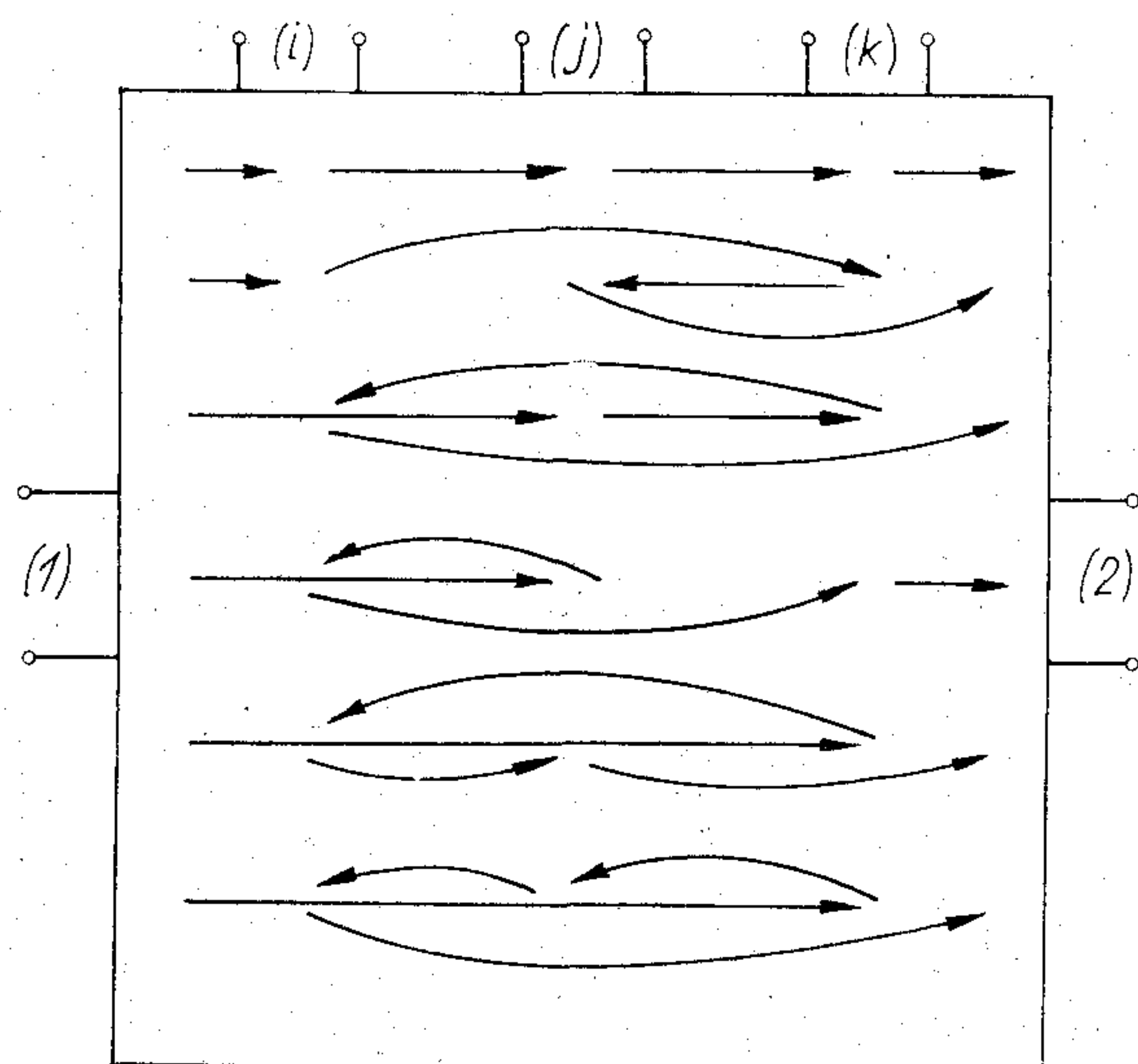
vagyis

$$Q_{ij} = K_{1i} K_{ij} K_{j2} + K_{1j} K_{ji} K_{i2}. \quad (6)$$

Jegyezzük meg ismét, hogy ebben az esetben a bemenet és a kimenet között összesen két irányított út található, amely érinti mind az i -edik, mind a j -edik kaput és e két úthoz rendelhető a (6) kifejezés két útszorzata (4. ábra).

A (6) kifejezés értelmezhető a $Q_{ii} = \frac{\partial^2 K}{\partial (\ln x_i)^2}$ másodrendű érzékenységre is $j=i$ helyettesítéssel:

$$Q_{ii} = K_{1i} K_{ii} K_{i2} + K_{1i} K_{ii} K_{i2} = 2 K_{1i} K_{ii} K_{i2}. \quad (7)$$



6. ábra

A K_{ii} és K_{ij} transzfer függvények értelmezése az 5. ábrán látható.

Ha kiszámítjuk a harmadrendű érzékenységet, akkor

$$Q_{ijk} = \frac{\partial^3 K}{\partial \ln x_i \partial \ln x_j \partial \ln x_k} = K_{1i} K_{ij} K_{jk} K_{k2} + K_{1i} K_{ik} K_{kj} K_{j2} + K_{1j} K_{jk} K_{ki} K_{i2} + K_{1j} K_{ji} K_{ik} K_{k2} + K_{1k} K_{ki} K_{ij} K_{j2} + K_{1k} K_{kj} K_{ji} K_{i2}. \quad (8)$$

Q_{ijk} kifejezésében hat tagot találunk, amelyekhez ismét hat utat és hat útsorozatot definiálhatunk (6. ábra). A fentiekből levonhatjuk azt a következtetést, hogy a harmadrendű érzékenység esetén az érzékenységgfüggvény $n! = 3! = 6$ tagból áll. Ez az összes olyan irányított utat determinálja, amely a bemenet és a kimenet között rajzolható, feltételezve az $n=3$ kapu érintését. Az is leolvasható, hogy egy útsorozat $n+1=4$ tényezőből áll. E megállapítás általánosságban is érvényes: egy $K = \frac{U_2}{U_1}$ üresjáratú feszültség-transzfer függvénynek az R, L, C^{-1} elemekre vagy az impedanciára vonatkoztatott n -ed rendű $Q_{12...n} = \frac{\partial^n K}{\partial \ln x_1 \partial \ln x_2 \dots \partial \ln x_n}$ félig relatív érzékenységre mindig kifejezhető $n!$ számú, $n+1$ tényezős, irányított útsorozat összegeként. A bizonyítást itt nem végezzük el, hanem eredményeinket kiterjesztjük általános lineáris koncentrált paraméterű hálózatokra.

1.2 Magasabb rendű vegyes érzékenységek meghatározása általános lineáris koncentrált paraméterű hálózatban

Bihovszkijnak az 1.1 szakaszban felhasznált tétele nemcsak magasabb rendű érzékenységek számítására terjeszthető ki, hanem aktív hálózatokra és tetszőleges transzfer függvényekre vonatkozóan is általánosítható. Az általánosítás röviden összefoglalva a következő [13]:

Ha a hálózat valamely i -edik ágának elektromos állapota eleget tesz a

$$Q_i = x_i K_i Q_i \quad (9)$$

feltételnek, ahol x_i egy ágparaméter (pl. L, R, C, μ, β),

K_i egy frekvenciától függő konstans,

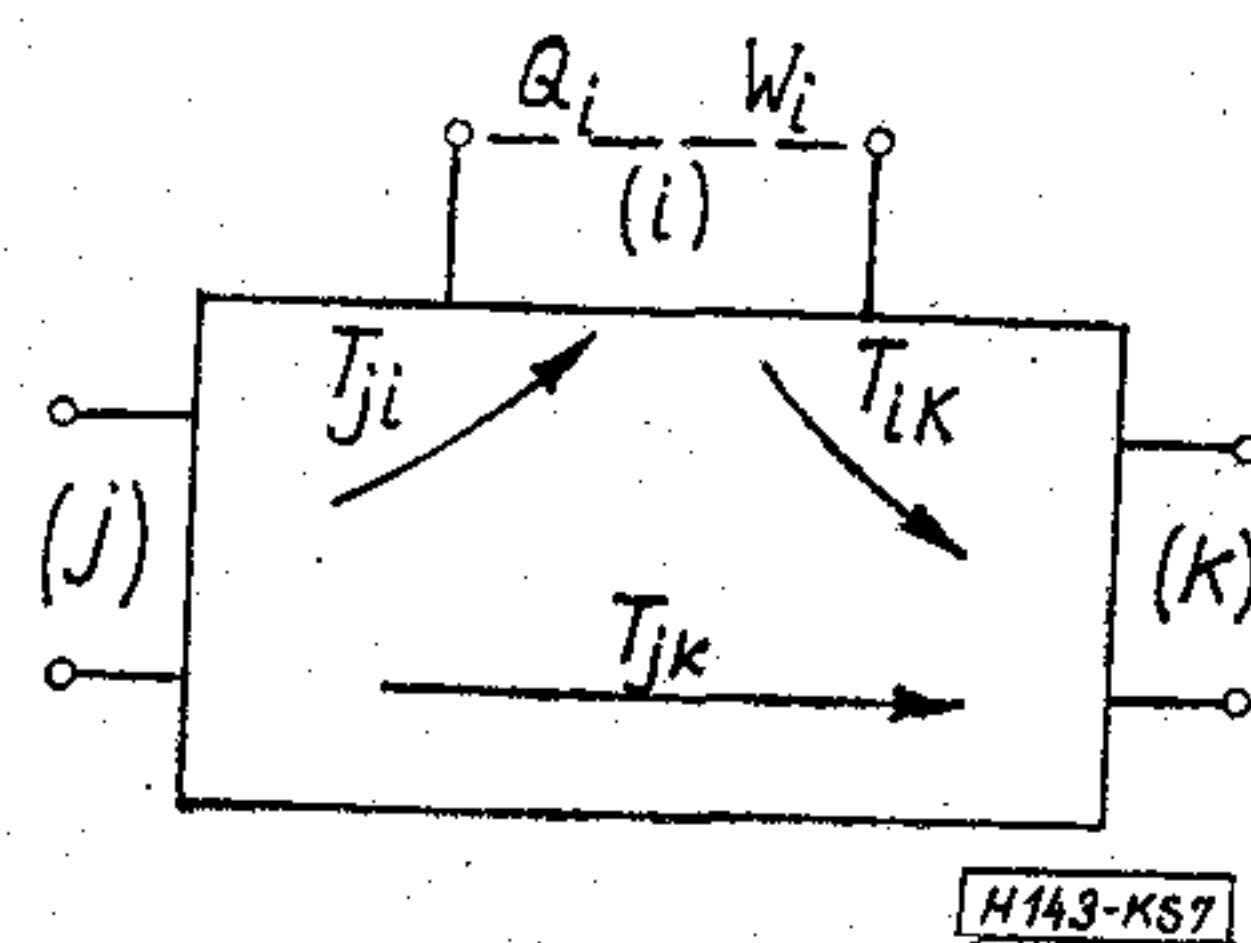
Q_i az ágban folyó áram vagy feszültség,

Q_i egy tetszőleges ágban folyó áram vagy feszültség,

akkor a hálózat egy transzfer függvényének az x_i szerinti logaritmikus deriváltját két másik transzfer függvény szorzatával számíthatjuk ki. Pontosabban (7. ábra)

$$\frac{\partial}{\partial \ln x_i} T_{jk} = T_{ji} T_{ik} = \frac{Q_i}{W_j} \frac{Q_k}{W_i}. \quad (10)$$

A (10) alkalmazásához azt kell megjegyeznünk, hogy T_{ik} meghatározásához az i -edik ágba Q_i -val megegyező jellegű generátort kell beiktatni. Vagyis ha a (9)-nek megfelelő Q_i feszültség, akkor a beiktatandó W_i egy sorosan elhelyezett feszültséggenerátor lesz.



7. ábra

A magasabb rendű érzékenységek meghatározásához az 1.1 szakaszban leírtakhoz hasonlóan induljunk ki a (10) összefüggésből és határozzuk meg x_i szerinti további deriváltját. Az eredmény:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \ln x_i} \left(\frac{\partial}{\partial \ln x_i} T_{jk} \right) &= \frac{\partial}{\partial \ln x_i} (T_{ji} T_{ik}) = \\ &= T_{ji} \frac{\partial}{\partial \ln x_i} T_{ik} + T_{ik} \frac{\partial}{\partial \ln x_i} T_{ji}. \end{aligned} \quad (11)$$

A (11) egyenlet jobb oldalán újabb transzfer függvények deriváltjai szerepelnek. Ha ezekre értelem-szerűen alkalmazzuk a (10) összefüggést, akkor a

$$\frac{\partial}{\partial \ln x_i} \frac{\partial}{\partial \ln x_i} T_{jk} = T_{ji} T_{ii} T_{ik} + T_{ji} T_{ii} T_{ik} \quad (12)$$

kifejezést kapjuk.

A (12) formula a (6) kifejezés általánosítása tetszőleges transzfer függvényre, és ehhez is hozzárendelhető a 4. ábrának megfelelő két irányított út és két útsorozat.

A fentiek alapján megfogalmazható a következő tétel:

Tétel:

Egy hálózat valamely transzfer függvényének N számú elem szerinti vegyes logaritmikus deriváltja a be- és kimenetet összekötő és a szóban forgó elemeket tartalmazó összes lehetséges utakhoz rendelt útszorzatok összegéből áll. Az utak meghatározásához minden elemhez a (9) összefüggésnek megfelelő, de tetszőlegesen választható, áram- vagy feszültség típusú generátort kell beiktatni. Az N számú elemen keresztül haladó összes lehetséges utak száma az N elem permutációja, vagyis $N!$. Minden útszorzat $N+1$ mellék transzfer függvény szorzatából áll.

Bizonyítás:

A tételt a 4. ábra alapján teljes indukcióval bizonyítjuk. (10 és (12) képletünk szerint az állítás egy és két elemre igaz. Feltételezve, hogy N -re is igaz, vizsgáljuk meg az $N+1$ -edik esetet.

Ha az állítás N -re igaz, akkor az N elem szerinti derivált $N!$ összeadandóból áll, melyek mindegyike $N+1$ transzfer függvény szorzata.

Deriváljunk egy ilyen tagot a következő elem szerint; akkor minden tagból $N+1$ tagú összeg lesz, amelynek minden tagja tartalmazni fogja valamelyik eredeti tényezőnek az új elem szerinti deriváltját:

$$\frac{\partial}{\partial \ln x_{N+1}} (T_1 \dots T_{N+1}) = \left(\frac{\partial}{\partial \ln x_{N+1}} T_1 \right) T_2 \dots T_{N+1} + \dots + \left(\frac{\partial}{\partial \ln x_{N+1}} T_{N+1} \right) T_1 \dots T_N. \quad (13)$$

A kifejezés jobb oldalán található zárójelek mindegyike azonban egy transzfer függvénynek az új elem szerinti deriváltja. Ez a derivált (10) szerint két új transzfer függvény szorzatára bontható fel, amely elemet magában foglaló útrészlet beiktatását jelenti.

Tekintettel arra, hogy ezt az új elemén áthaladó útbővítést minden régi útra el kell végezni — a szorzat deriválási szabályából következően —, eredményül valóban a megnövelt elemszám összes lehetséges útkombinációját kapjuk.

Továbbá ha figyelembe vesszük az új utak beiktatásánál az $N+1$ -edik ágba elhelyezendő generátor megválasztásának eredeti szabályát is (hiszen a (10) összefüggést kell ismételtelen alkalmaznunk), akkor tételünket bebizonyítottuk.

1. Példa

Tételezzük fel, hogy a 8. ábrán látható kapcsolás $T_{15} = \frac{U_5}{V_1}$ transzfer függvényének C_2 , μ_3 és L_4 szerinti vegyes parciális deriváltjára van szükségünk.

Első lépésként a szóban forgó elemek mindegyikénél választunk egy mérőirányt és egy, a méréshez (v. számításhoz) legalkalmasabbnak tűnő áramot vagy feszültséget (l. az ábrát). Ezek után megvizsgáljuk, hogyan elégíthető ki a (9) összefüggés, s beiktatjuk a Q_i -knek megfelelő W_i generátorokat (1. táblázat).

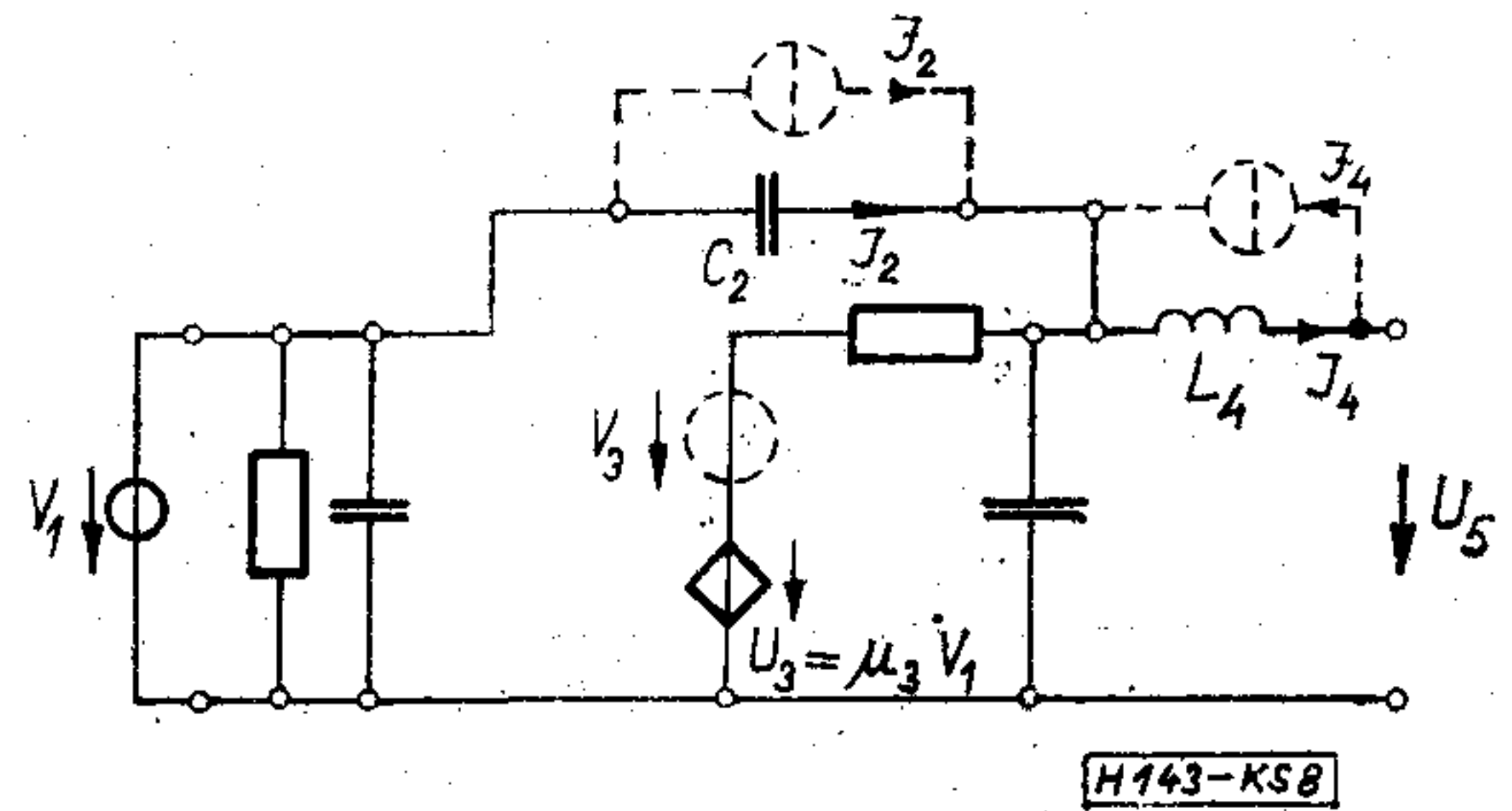
Figyeljük meg az 1. táblázatában, hogy a Q_i mennyiségnek a jelenlétén kívül semmiféle szerepe nincs

1. táblázat

$$Q_i = x_i K_i Q_l,$$

$$Q_l \rightarrow W_l$$

i	Q_i	x_i	K_i	Q_l	W_l
2	I_2	C_2	p	U_2	I_2
3	U_3	μ_3	1	V_1	V_3
4	I_4	$1/L_4$	$1/p$	U_4	I_4



8. ábra

(bármilyen lehet). Továbbá vegyük észre, hogy az L_4 -nél választott I_4 esetén a (9) összefüggést csak $x=1/L$ -re lehet kielégíteni: $I_4 = \frac{1}{L_4} \frac{1}{p} U_4$.

A kérdés azonban $x=L$ -re vonatkozott. A közvetett deriválás szabálya szerint a reciprokok mennyiség szerinti deriválás előjelváltást okoz. Ezt mi a J_4 generátor ellenkező irányú bekapcsolásával vesszük figyelembe (8. ábra).

A fenti előkészítő munka után hozzákezdhetünk a vegyes parciális deriváltak meghatározásához.

2. táblázat

1	2	3	4	5
1	3	2	4	5
1	2	4	3	5
1	4	2	3	5
1	3	4	2	5
1	4	3	2	5

Tételünk alapján ($N=3$) az eredmény 6 darab 4-tényezős sorozat összegéből fog állni. A lehetséges utak és a megfelelő transzfer függvények felírásához célszerű egy táblázatot készíteni (2. táblázat). A táblázat alapján a transzfer függvények könnyen felírhatók, mivel a három középső számot kell permutálni:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \ln L_4} \frac{\partial}{\partial \ln \mu_3} \frac{\partial}{\partial \ln C_2} T_{15} = & T_{12} T_{23} T_{34} T_{45} + \\ & + T_{13} T_{32} T_{24} T_{45} + T_{12} T_{24} T_{43} T_{35} + T_{14} T_{42} T_{23} T_{35} + \\ & + T_{13} T_{34} T_{42} T_{25} + T_{14} T_{43} T_{32} T_{25}, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\text{ahol } T_{15} = \frac{U_5}{V_1}.$$

A fenti számítás csak logaritmikus deriválásra vonatkozik. A közvetlen deriváltat azonban (a közve-

tett deriválás szabálya alapján) az előző eredmény

$\frac{1}{L_4} \frac{1}{\mu_3} \frac{1}{C_2}$ -vel szorzásával állíthatjuk elő.

A tétel kiterjesztése

Tételünk vegyes parciális deriváltak képzésére vonatkozik. A bizonyítás során azonban az újabb deriváltak elemeire vonatkozóan semmiféle megkötést nem tettünk. Ebből következik, hogy a tétel magasabb rendű deriváltak képzésekor (transzfer függvény egyazon elem szerinti többszörös deriválása) is érvényes.

2. Példa

Határozzuk meg a 8. ábrán látható áramkör transzfer függvényének C_2 szerinti harmadrendű deriváltját!

A számítás előkészítése (mérőirány, beiktatott generátor) már az előző példában megtörtént. Magát az eredményt pedig a (14) képletből kaphatjuk, ha mind az L_4 , mind a μ_3 helyébe C_2 -t írunk. Az indexelésnél ez $4 \rightarrow 2$ és $3 \rightarrow 2$ helyettesítéssel adódik, vagyis eredményképpen a

$$\frac{\partial^3}{\partial(\ln C_2)^3} T_{15} = 6 T_{12} T_{22}^2 T_{25} \quad (15)$$

összefüggést kapjuk, ahol T_{22} értelemszerűen az $\frac{I_2}{J_2}$ transzfer függvényt jelenti.

Általánosítva a (15)-ben kapott eredményünket, képezhetjük egy elem szerint az n -ed rendű deriváltat is a

$$\frac{\partial^n}{\partial(\ln x)^n} T_{kj} = n! T_{ki} T_{ii}^{n-1} T_{ij} \quad (16)$$

kifejezés alapján.

I R O D A L O M

- [1] Bode, H. W.: Hálózatok és visszacsatolt erősítők tervezése. Műszaki Könyvkiadó, 1961.
- [2] Géher, K.: Theory of Network Tolerances. Akadémiai Kiadó, 1971.
- [3] Truxal, J. G.: Automatic Feedback Control System Synthesis. McGraw-Hill, 1955.
- [4] Horowitz, I. M.: Synthesis of Feedback Systems, Academic Press, 1963.
- [5] Bingulac, S. P.: Simultaneous generation of the second-order sensitivity functions. IEEE Trans. AC-11, No. 3. 1966, pp. 563–566.
- [6] Duros, J.: An efficient method for the computation of second-order network sensitivity functions, Computer Aided Design, Autumn 1969, pp. 37–42.
- [7] Goddard, P. J.—Spence, R.: Efficient method for the calculation of first- and second-order network sensitivities. Electronics Letters, Vol. 5, No. 16, pp. 351–352, 1969.
- [8] Herendi M.: Lánckapcsolások gépi számítása. Kandidátusi disszertáció, Magyar Tudományos Akadémia, 1968.
- [9] Richards, G. A.: Second derivative sensitivity using the concept of the adjoint network. Electronics Letters, Vol. 5, No. 17, 1969.
- [10] Solymosi, J.: Calculation of the second-order sensitivity functions by flow-graph method. Proceedings of the Fourth Colloquium on Microwave Communication, Vol. II. CT-25 Akadémiai Kiadó, 1970.
- [11] Géher, K.—Solymosi, J.: Calculation of higher-order sensitivities and higher-order sensitivity invariants IEEE International Symposium on Electrical Network Theory, London Sept. 6–10, 1971. pp. 7–8.
- [12] Быховский, М.: Основы динамической точности электрических и механических цепей, Изд. Академии Наук СССР, Москва, 1958.
- [13] Kiss D.: Elemérzékenységek meghatározása differenciálás nélkül, az állapotváltozós analízis segítségével. Híradástechnika, XVIII. évf. 11. szám, 333–339. old. 1967.

PÁLYÁZAT

A Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola (Budapest VIII., Tavaszmező u. 17) pályázatot hirdet a Folyamat-szabályozási Tanszékére

— egy 5013-as kulcsszámú főiskolai adjunktusi állás betöltésére. A kinevezendő adjunktus feladatai: a számítógépes folyamatirányítás tananyagának és laboratóriumi gyakorlatainak kidolgozásában való részvétel, önálló laboratóriumfejlesztési feladatok ellátása, előadások tartása — gyakorlatok vezetése a tanszék tárgyköreiből, elsősorban a megjelölt témakörben.

A kinevezés feltétele:

Okl. villamosmérnöki képesítés, 5 éves ipari, illetve felsőoktatási gyakorlat, beleértve néhány éves számítógépes gyakorlatot, egy világnyelv ismerete.

— egy 5014-es kulcsszámú főiskolai tanársegédi állás betöltésére. A kinevezendő tanársegéd feladata: irányítástechnikai, folyamat-szabályozási és számítógépes folyamatirányítási témakörökben tantermi és laboratóriumi gyakorlatok

vezetése, tanszéki laboratóriumfejlesztési feladatokban való részvétel.

A kinevezés feltétele: Okl. villamosmérnöki képesítés, amely az adott szakterületen közepesnél jobb átlageredményű.

Tudnivalók:

A betöltendő állások után a 201/1970 (M. K. 5.) MM. sz. utasításban közölt illetmény jár.

A pályázatok tartalmára és mellékleteire vonatkozóan az 1972. január 3-i 1. sz. Művelődésügyi Közlönyben megjelentek az irányadók.

A pályázatot a főiskola főigazgatójához kell a közzétételt követő egy hónapon belül elküldeni.

Részletes felvilágosítást az illetékes tanszékvezető, illetve a főiskola személyzeti vezetője nyújt.

Dr. Szilágyi Miklós
főigazgató

Nagyfrekvenciás tranzisztorok modellezése számítógépes tervezéshez

ETO 621.382.3.023.001.57: 681.3.06

Elektronikus áramkörök tervezésekor az áramköri elemek matematikai modelljein végzünk számításokat. A számítógépek alkalmazásával lehetőség nyílik arra, hogy ezeket a számításokat gyorsabban és pontosabban hajtsuk végre, és olyan bonyolult feladatok számításait is elvégezzük, amelyeknél azelőtt csak becsléseket alkalmaztunk. A számítógépek által nyújtott lehetőségek kihasználásának egyik alapvető feltétele, hogy az áramköri elemek és elsősorban az áramkörben alkalmazott félvezető eszközök: a diódák és tranzisztorok megfelelő pontosságú, gyorsan kezelhető és a kitűzött feladat bonyolultságához jól illeszkedő matematikai modelljeivel rendelkezünk.

A modellezés a fizikai összefüggések vizsgálatából indul ki és a működést meghatározó folyamatok lényeges összefüggéseinek megragadásával alkotja meg az eszköz matematikai modelljét. A jelenségek mélyebb vizsgálata a másodlagos hatások felismerésén keresztül fokozatosan bonyolultabb modellek kialakításához vezet. A modellezendő eszköz fizikai összefüggéseinek vizsgálata azonban a modellezésnek csak egyik oldala. A tervezési eljárás szempontjából jól használható modell kiválasztásához a megoldandó tervezési feladatok tanulmányozására is szükség van. A feladat bármelyik oldalának elhanyagolása aránytalanságot eredményez, és így nem hasznosítja a tervezési apparátusban rejlő lehetőségeket. A számítógépes áramkörtervezésben használt modellek megválasztásával biztosítani kell a memória-igény és a tervezési idő, valamint a pontosság és a szélessávú alkalmazhatóság ellentmondó igényei közti optimális kompromisszumot.

1. A modell-alkotás általános szempontjai

Valamely fizikai eszköz modellje az eszközt gerjesztő bemenőjelek és a gerjesztések hatására fellépő kimenőjelek kapcsolatának matematikai leírása. A modell-alkotás során a következő elméleti kérdések tisztázására van szükség:

- A modellt leíró matematikai struktúra megválasztása. Áramköri elemek modellezésénél a matematikai struktúra lehet helyettesítő kapcsolat, differenciálegyenlet, súlyfüggvény vagy transzfer függvény stb. A matematikai struktúrát a vizsgált áramköri probléma és a számítógépprogram felépítése alapján kell meghatározni.
- A modell segítségével vizsgálandó problémakör körülhatárolása és ennek megfelelően a modellezés szempontjából megengedett gerjesztések

kijelölése, melyekre a gerjesztés-felelet kapcsolatot a modell helyesen reprezentálja. A választást itt is a megoldandó áramköri probléma és a használt számítógépprogram határozza meg. Áramköri elemek modellezésénél gerjesztés lehet pl. villamos jel, hőmérsékletváltozás, sugárzás stb.

- Optimalizálási kritérium kijelölése az ún. hibafüggvény definiálása, mely az eszköz és a modell jellemzői közti eltérésre számszerű mértéket definiál. Lineáris eszközök modellezésénél a hibafüggvény pl. a frekvenciakarakterisztikák eltérésnek maximuma lehet.
- Számítási algoritmus kidolgozása a fentiekben definiált modellezési hiba minimálzására.

A modellezés a következő gyakorlati feladatok elvégzését igényli:

- A választott modellhez illeszkedő mérési metodika kidolgozása és a méréseknek elegendő számú mintadarabon történő végrehajtása;
- A mérési eredmények statisztikai értékelése és ezekből a modellparaméterek meghatározása (ez a szűkebb értelemben vett modellezés);
- A modellparamétereknek a számítógép memóriában való tárolása (adatképzés) és a programokba való behívása.

A számítógépes tervezési módszerek hatékony alkalmazásához a modellezési munka fentiekben vázolt valamennyi fázisát el kell végeznünk. A mérésekkel kapcsolatban megjegyezzük, hogy az áramköri elemek adatait a tervezők gyakran katalógusokból nyerik. Sok esetben azonban a modell egyértelmű meghatározásához ezek az adatok nem elegendőek és kiegészítő mérésekre vagy feltevésekre van szükség.

A fentiekben igyekeztünk általános áttekintést adni a modellezés sokrétű problematikájáról. A következőkben a tranzisztorok modellezésének a gyakorlati tervezés szempontjából lényeges feladatával, a lineáris működésű tranzisztorok szélessávú helyettesítő kapcsolásának meghatározásával foglalkozunk. Részletesebben a modellezés egyik fázisát: a modell paraméter-értékeinek meghatározására szolgáló algoritmust ismertetjük.

2. Lineáris működésű tranzisztorok szélessávú modellezése

A lineáris működésű tranzisztor legegyszerűbben négypólus-paramétereivel jellemezhető. A modell leírásához a paraméterek komplex értékét adjuk meg különböző diszkrét frekvenciákon. Ez a leírás az ana-

lizist csak a kiválasztott frekvenciákon teszi lehetővé, így a modell használhatósága korlátozott. Pontosabb leírást ad az egyes paraméterek analitikus függvény formájában történő előállítás [1]. Ennek a leírásnak hátránya, hogy nem teszi lehetővé a paraméterek munkapont- és hőmérséklet-függésének, valamint szórásiának egyszerű megadását. Az említett hátrányoktól mentes, de nagyobb számítási munkát igényel a helyettesítő kapcsolás formájában való modellezés.

A Távközlési Kutató Intézetben kidolgozott lineáris analízis programok [7], [8] helyettesítő kapcsolás megadását teszik szükségessé, ezért a tranzisztor lineáris modelljét passzív elemekből és feszültségvezérelt áramgenerátorból építettük fel.

A modellezésre választott helyettesítő kapcsolást az irodalomból jólismert hibrid- π kapcsolás házkapacitásokkal kiegészített változatát az 1. ábra mutatja [2], [3]. Feladatunkban a mérési adatokat a különböző frekvenciákon mért komplex admittancia értékek jelentik.

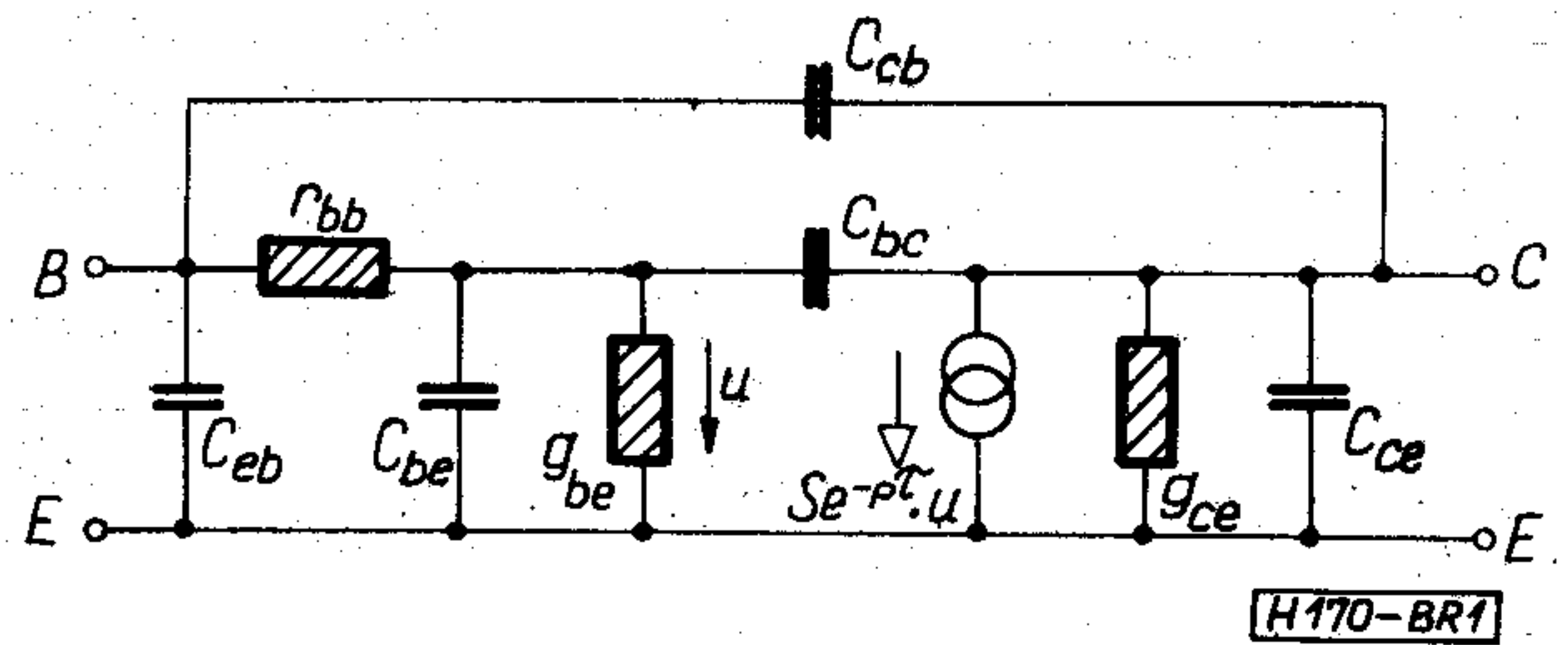
A helyettesítő kapcsolás paramétereinek meghatározására kétféle számítási módszer jöhet szóba. Az első módszer, amelyet direkt eljárásnak nevezhetünk, a helyettesítő kapcsolás elemszámával azonos számú egyenlet megoldásával oldja meg a feladatot. Az egyenletek célszerűen választott frekvenciákon mért admittanciák és a helyettesítő kapcsolás elemei közti összefüggésekből adódnak [3], [5]. A direkt eljárás kevés mérést és egyszerű számítást igényel. Hátránya, hogy túlságosan szigorú feltételezéseket kíván és a kisszámú mérési adat miatt a mérési hibák kiegyenlítődsét nem teszi lehetővé.

A másik lehetséges módszer, amelyet iteratív eljárásnak nevezhetünk, a helyettesítő kapcsolás elemeinek értékét optimalizációs feladat kitűzésével és megoldásával nyeri. Az optimalizáció során a mért és a modell alapján számított admittancia paraméterek eltérését kell minimalizálni. Az irodalomból ismert eljárások [2], [6] a helyettesítő kapcsolás valamennyi elemére együttesen optimalizálnak. E módszereknél a nagyszámú változó miatt az optimalizáció jelentős numerikus problémát vet fel és a szükséges mérési adatok száma nagy. A mérési hibák ez esetben bizonyos mértékig kiegyenlítődnak.

Az általunk választott algoritmus az iteratív eljárások csoportjába sorolható. A megoldás során azonban az optimalizációs feladatot részfeladatokra bontjuk, amivel a numerikus művelet-igényt jelentősen csökkentjük. Ez direkt eljárás felé való közeledést jelent. Eljárásunk viszonylag nagyszámú mérési adatot igényel, ami előnyökkel és hátrányokkal egyaránt rendelkezik.

3. Tranzisztorok módosított hibrid- π kapcsolásának meghatározása mérési adatokból [9]

Az 1. ábra szerinti módosított hibrid- π kapcsolás 10 független adattal jellemezhető, ezek az r_{bb} , bázisellenállás, a g_{be} és g_{ce} vezetések, a c_{eb} , c_{be} , c_{bc} és c_{ce} réteg- és házkapacitások, valamint a vezérelt áramgenerátor S meredeksége és τ késleltetése. Ez a helyettesítő kapcsolás tapasztalataink szerint kb. 200



1. ábra. 10 elemes módosított hibrid- π helyettesítő kapcsolás

MHz-ig alkalmas a gyakorlatban megkövetelt (kb. 10%) pontosságú modellezésre.

Az 1. ábrán látható helyettesítő kapcsolás alapján az admittancia paraméterekre a Függelék F—1 pontjában részletezett módon a következő összefüggések adódnak:

$$y_{11} = G_i + pC_i + \frac{pT_i}{1 + \frac{p}{\sigma}} \quad (1)$$

$$-y_{12} = pC_r - G_i \frac{p^2 T_i T_r}{1 + \frac{p}{\sigma}} \quad (2)$$

$$y_{21} = y_{12} + \frac{G_f e^{-p\tau}}{1 + p/\sigma} \quad (3)$$

$$y_{22} \cong G_0 + pC_0 + y_{21} pT_0 \quad (4)$$

Az y_{22} -re vonatkozó (4) összefüggésnél feltételeztük, hogy a vizsgált frekvenciasávban $\omega C_{bc} \ll S$. A feltevés jogosságát a gyakorlati feladatok igazolják. A közelítést csak az elemértékek számításánál használjuk, a modell hibájának meghatározása elhanyagolás nélkül történik.

A modellezés célja a helyettesítő kapcsolás elemeinek meghatározása oly módon, hogy a megadott y -paraméterek és a modell alapján számított y -paraméterek eltérése minimális legyen. Áramkörtervezési szempontok miatt az y_{21} és az y_{12} admittanciák esetében célszerű a komplex értékek eltérését, az y_{11} bemeneti és y_{22} kimeneti admittanciák esetében pedig a valós és képzetes részek eltérésének eredőjét minimalizálni. Így a modellezés hibáját az egyes paraméterek esetében a következő összefüggések definiálják:

$$\varepsilon_{11(22)} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left[\frac{\text{Re}^2(\bar{y}_{jj}^{(k)} - y_{jj}^{(k)})}{\text{Re}^2 \bar{y}_{jj}^{(k)}} + \frac{\text{Im}^2(\bar{y}_{jj}^{(k)} - y_{jj}^{(k)})}{\text{Im}^2 \bar{y}_{jj}^{(k)}} \right]} \quad (5)$$

$$\varepsilon_{12(21)} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left| \frac{\bar{y}_{ij}^{(k)} - y_{ij}^{(k)}}{y_{ij}^{(k)}} \right|^2} \quad (6)$$

ahol az admittancia k -ik frekvenciához tartozó, modell alapján számított értékét $y_{ij}^{(k)}$ megadott értékét $\bar{y}_{ij}^{(k)}$ jelöli ($i, j = 1, 2$); n a mérési frekvenciák száma. A teljes modell ε hibájának az egyes paraméterek közelítésénél adódó hibák átlagát vesszük:

$$\varepsilon = \frac{1}{4} (\varepsilon_{11} + \varepsilon_{12} + \varepsilon_{21} + \varepsilon_{22}). \quad (7)$$

A modell meghatározásához a fenti eredő hibát kell minimalizálni. A feladat megoldása tízváltozós függvény szélsőértékének meghatározását igényli. A numerikus optimalizációs módszerekkel szerzett tapasztalataink azt mutatják, hogy nagyszámú változó esetén a globális szélsőérték meghatározása csak akkor lehetséges, ha az optimalizációs stratégia kiindulópontját a keresett szélsőérték helyéhez közel választjuk. Ez azt jelenti, hogy az eredményes optimalizációhoz a közelítő megoldást eleve ismernünk kell. Tranzistor modellezésénél a helyettesítő kapcsolás néhány elemére, így pl. $r_{b'e}$, $G_{b'e}$ és S értékére nézve jó becsléssel rendelkezünk. Más kapcsolási elemekre, így elsősorban a parazita reaktanciákra nem tudunk megfelelő pontosságú kiinduló értéket felvenni. Így a teljes modell közvetlen optimalizációja nem minden esetben vezet eredményre, vagy túlságosan nagy gépidőt igényel. Ezért a feladat hatékony megoldása érdekében a paramétereket csoportokra osztjuk, és az egyes csoportokra nézve külön-külön végzük el az optimalizációt. Ily módon kisszámú változóra kell csak a szélsőértéket keresnünk, ami az egyértelmű megoldást biztosítja. A paraméter-csoportokra vonatkozó optimalizáció akkor szolgáltatja az eredeti feladat megoldását, ha az egyes csoportok hatása az eredő hibafüggvényre egymástól független. A teljes függetlenség általában nem teljesül, azonban fizikai megfontolásokkal a paramétereket feloszthatjuk oly módon, hogy a függetlenség jó közelítéssel érvényes legyen.

Az első paraméter-csoport meghatározásához az $y_{TR} = y_{21} - y_{12}$ különbséget approximáljuk. Az előre- és visszahatási admittanciák különbsége (2) és (3) alapján

$$y_{TR} = G_f \frac{e^{-p\tau}}{1 + p/\sigma}. \quad (8)$$

A kifejezésben csupán három paraméter: G_f , σ és τ szerepel. Ezeket a megadott és a számított admittanciák relatív eltérésének minimalizálásával határozzuk meg. A minimalizálás négyzetes hibakritérium alapján két lépésben történik. Az első lépésben megbecsüljük a három változó értékhatárait, majd a második lépésben a meghatározott értéktartományon belül a Függelék F—2 pontjában ismertetett szukcesszív tartományfelosztással keressük meg a minimumot.

A paraméterek értékhatárainak becslésénél az y_{TR} mennyiség abszolút értékéből indulunk ki, amely csak G_f és σ függvénye:

$$|y_{TR}| = \frac{G_f}{[1 + (\omega/\sigma)^2]^{1/2}}. \quad (9)$$

Fenti egyenletből két mérési frekvenciához tartozó adatok alapján kiszámítjuk σ és G_f egy-egy aktuális értékét, majd ezek közül a legkisebbet és a legnagyobbat kiválasztva kapjuk G_f és σ értékhatárait: $G_{f\min}$, $G_{f\max}$, ill. $\sigma_{\min}$ és $\sigma_{\max}$ értékeket.

A τ paraméter értékhatárainak számításánál y_{TR} fázisára vonatkozó összefüggést használjuk

$$\arg y_{TR} = -\omega\tau - \arctg\left(\frac{\omega}{\sigma}\right). \quad (10)$$

Az egyenletből az előzőleg meghatározott $\sigma_{\min}$ és $\sigma_{\max}$ figyelembevételével minden frekvencián két τ érték számítható. Az így számított értékhalmból választható legkisebb és legnagyobb értékek lesznek a τ paraméter értéktartományának határai: $\tau_{\min}$ és $\tau_{\max}$.

Az értékhatárok kijelölése után indul a minimumkeresési eljárás G_f , σ és τ meghatározására a Függelék F—2 pontjában részletezett szukcesszív tartomány felosztással.

Megjegyzendő, hogy az első paraméter-csoportban szereplő három paraméter közül σ a modell egyik legfontosabb jellemzője, ezért σ pontos meghatározása igen lényeges.

A paraméterek második és harmadik csoportját a bemeneti és kimeneti admittanciák közelítésével, egymástól függetlenül, azonos módszerrel számítjuk.

Az (1) és (4) képletek szerint y_{11} és y_{22} általános alakja

$$y = G + p[C + Tf(p)] \quad (11)$$

ahol G , C és T jelöli a meghatározandó valós paramétereket $f(p)$ az előző optimumkeresésből ismert frekvenciafüggő mennyiség. A jelölések értelmezését y_{11} és y_{22} esetében az 1. táblázat tartalmazza.

1. táblázat

Az y_{11} és y_{22} admittanciák leírásához használt jelölések

Paraméter	y_{11}	y_{22}
G	G_i	G_o
C	C_i	C_o
T	T_i	T_o
$f(p)$	$\frac{1}{1 + p/\sigma}$	y_{21}

A bemeneti és a kimeneti admittanciák közelítésénél az (5) hibakritérium szerint a valós és képzetes részek hibáját minimalizáljuk. A (11) összefüggésből a valós és képzetes részekre adódik, hogy

$$\operatorname{Re} y = G - T\omega \operatorname{Im} f(j\omega) \quad (12)$$

$$\operatorname{Im} y = \omega C + T \operatorname{Re} f(j\omega). \quad (13)$$

A fenti összefüggéseket a hibakritériumba beírva és a kapott kifejezést a meghatározandó paraméterek szerint deriválva lineáris egyenletrendszerre jutunk. Az egyenletrendszer megoldása szolgáltatja a keresett G , C és T értékeket. A módszert az F—3 Függelékben részletezzük.

Végül egyetlen ismeretlen paraméter: C_r marad y_{12} approximálására. Ennek értékét az ε_{12} hiba deriváltjának eltűnése alapján a $\partial \varepsilon_{12} / \partial C_r = 0$ lineáris egyenletből számítjuk.

4. Számítógépes-program

Az ismertetett módszer alapján dolgoztuk ki a TRM—VHF jelű számítógépes-programot [10], amely nagyfrekvenciás tranzistorok szórt kapacitásokkal

kiegészített hibrid- π modelljének kapcsolási elemeit számítja a komplex admittancia több frekvencián ismert értékei alapján.

A program bemenő adatait adatlapon kell megadni. Az adatlapon a modellezni kívánt tranzisztor admittancia paramétereit és a megfelelő mérési frekvenciákat kell feltüntetni. Azon admittancia értékek helyett, melyek nem állnak rendelkezésre (nem mérhetők, katalógusban nem szerepelnek) az adatlapon „no” írandó. Ilyenkor a program a hiányzó adatoktól függően egy egyszerűsített helyettesítőkép elemeit számítja ki. A minimálisan szükséges bemenő adatok számát a 2. táblázatban tüntettük fel.

2. táblázat

A program futtatásához feltétlenül szükséges bemenő adatok száma

Re Y_{11}	Im Y_{11}	abs Y_{12}	arc Y_{12}	abs Y_{21}	arc Y_{21}	Re Y_{22}	Im Y_{22}
1	1	0	0	2	0	1	1

A program eredményeként sornyomtatón kiíródik

- a tranzisztor adatlapon megadott típusa
- a megadott modell alapján számított admittancia értékek
- a modell hibája
- a modell kapcsolási elemei
- a tranzisztorra jellemző fizikai paraméterek

Fentiekén kívül a modellezés pontosságának megítélésére a program kinyomtatja a tranzisztor egyirányú teljesítményerősítését (Unilateral Power Gain) mind a megadott, mind pedig a számított adatok alapján:

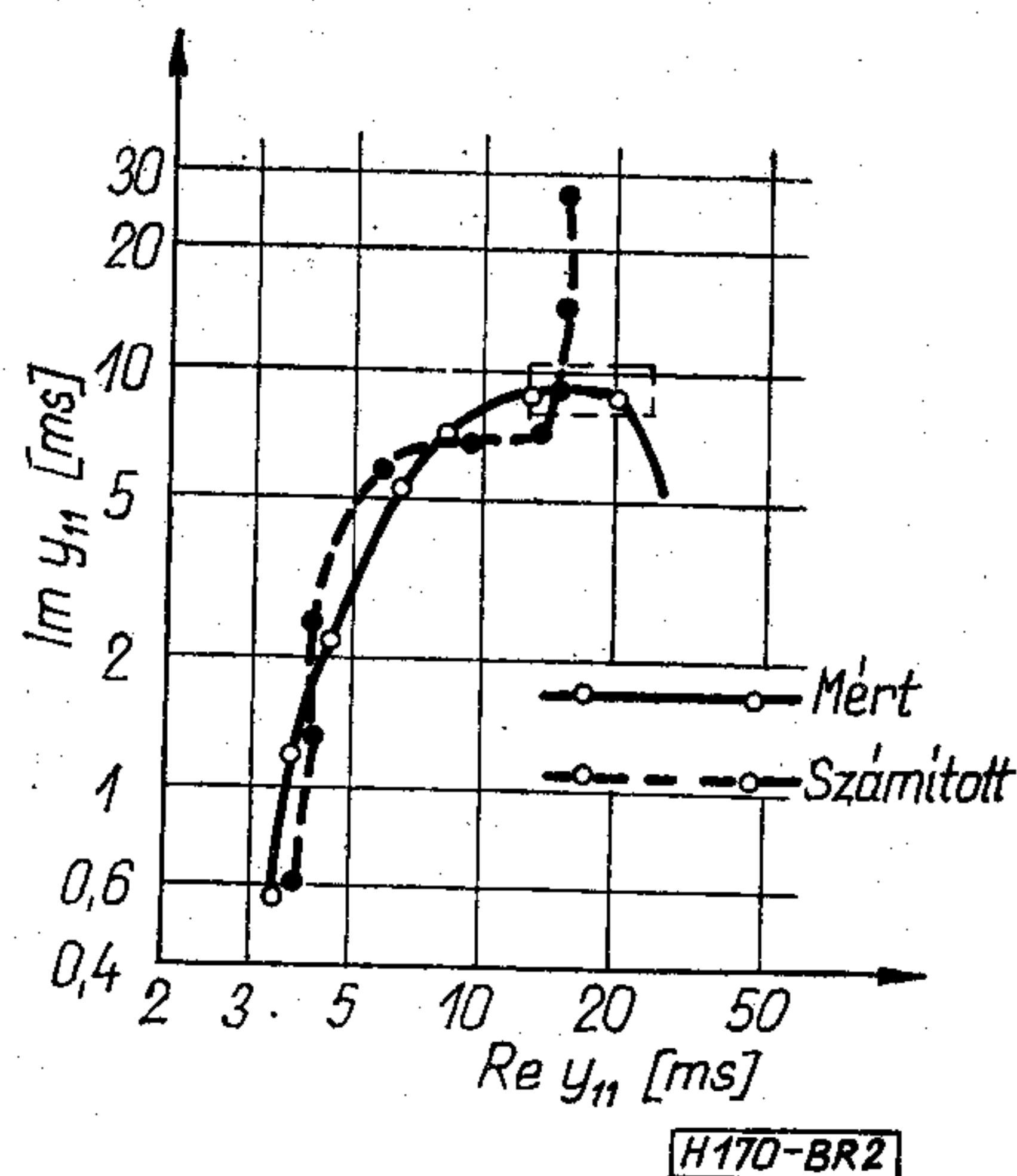
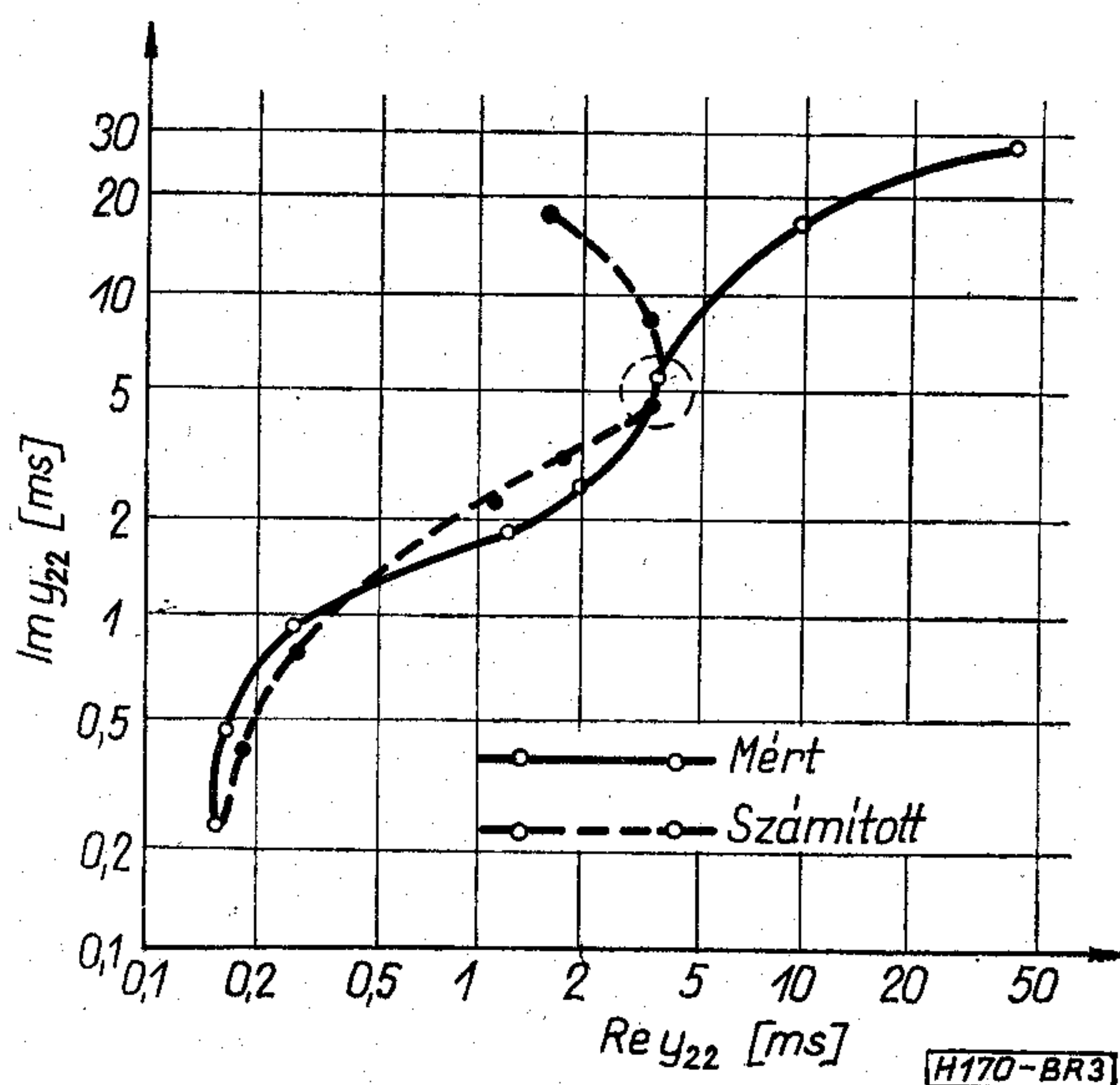
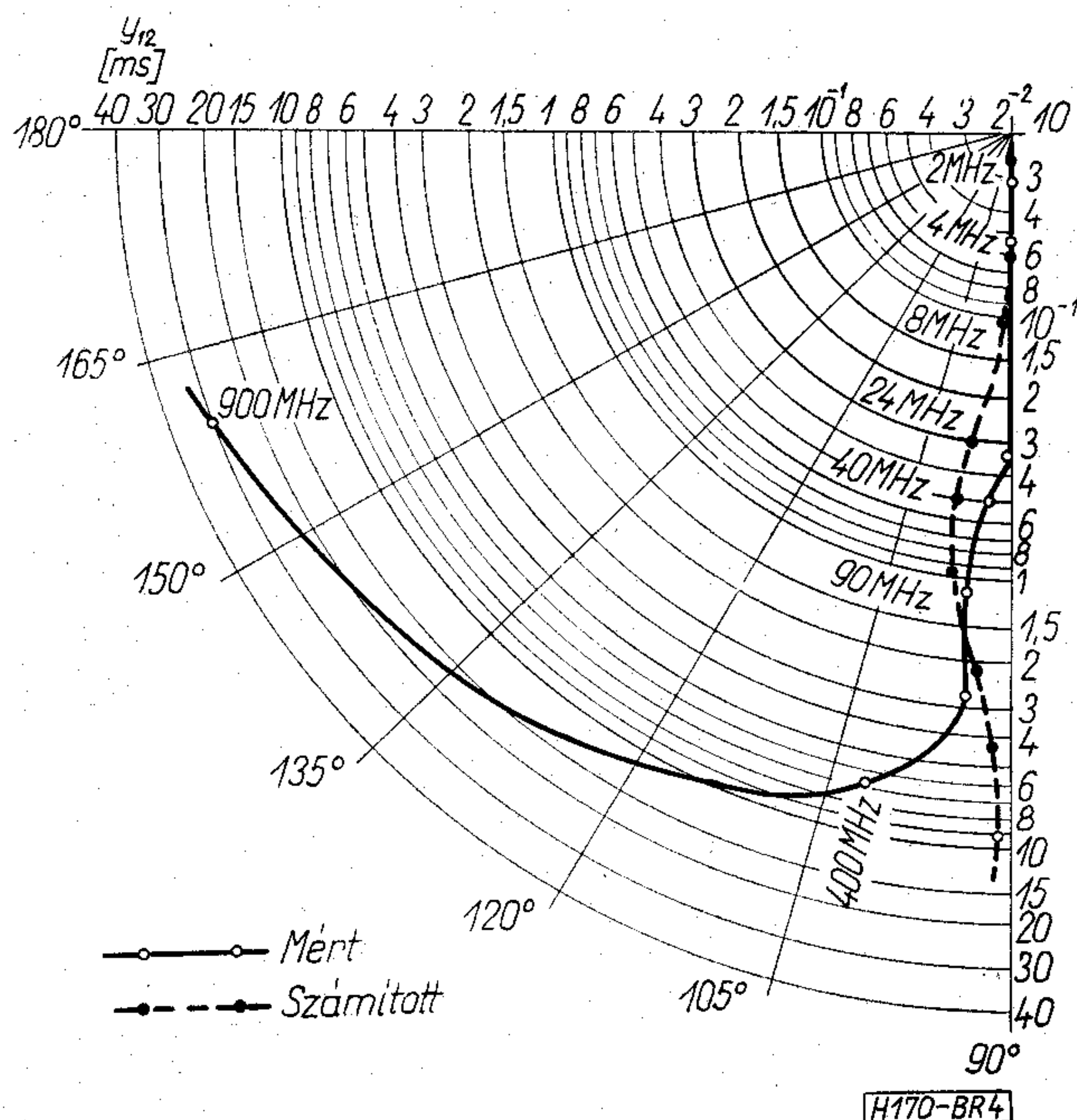
$$ULPG = \frac{|y_{21} - y_{12}|^2}{4[\operatorname{Re} y_{11} \operatorname{Re} y_{22} - \operatorname{Re} y_{12} \operatorname{Re} y_{21}]} \quad (14)$$

A bemenő adatokra között 2. táblázat szerint a program működéséhez legalább két frekvencián meg kell adni a modellezendő tranzisztor adatait. A széles frekvenciasávban érvényes modell meghatározásához azonban legalább három különböző frekvencián szükség van a modellezendő tranzisztor admittancia paramétereinek megadására.

A GIER számítógépen 5—10 mérési pont esetén a program futási ideje átlagosan 2—3 perc.

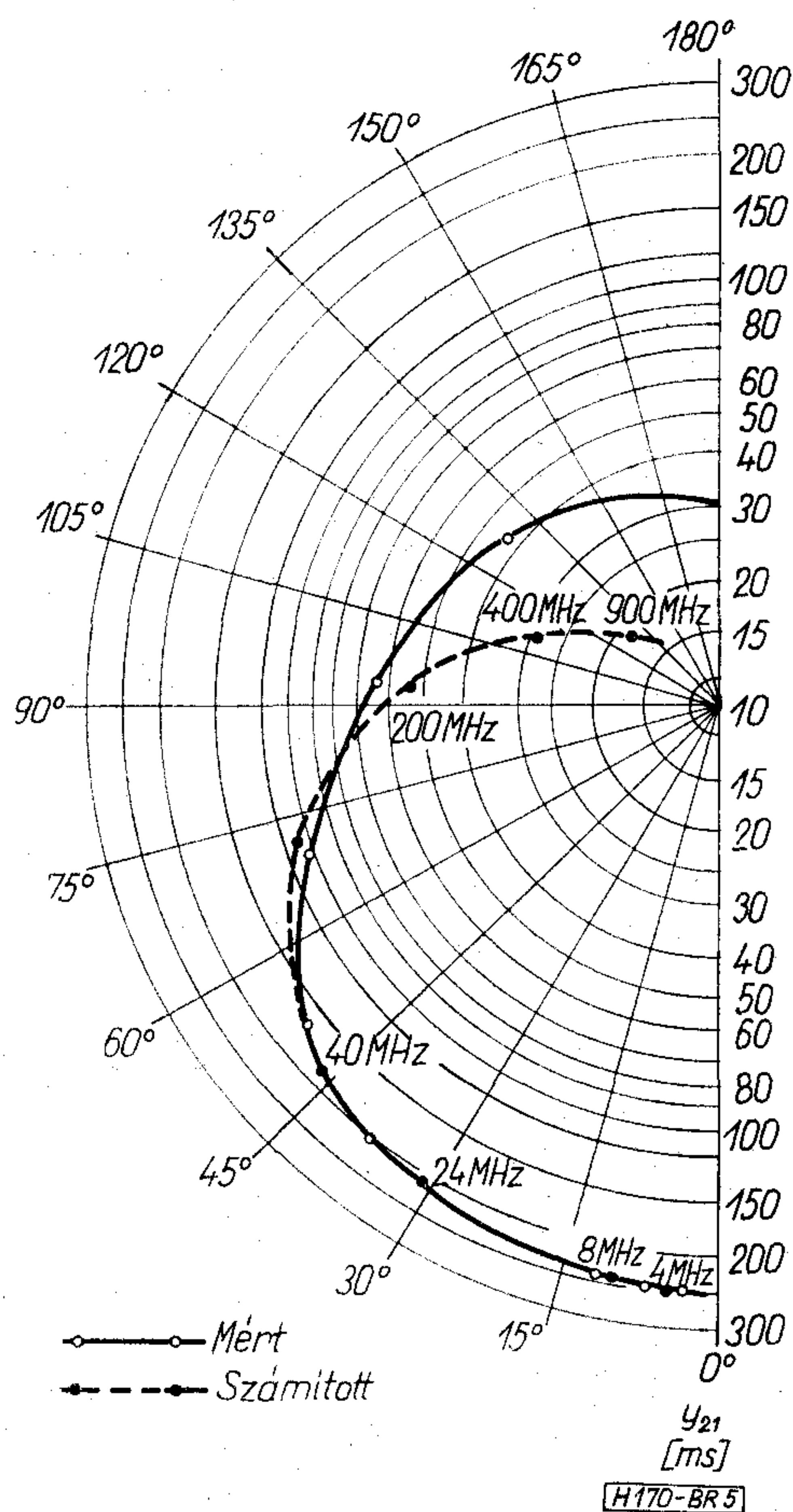
5. Mintapélda

A program alkalmazását a 2N2369 típusú tranzisztor $U_C = 1V$, $I_C = 10mA$ munkaponthoz tartozó széles-sávú modelljének meghatározásán mutatjuk be. A modellezéshez szükséges adatok irodalmi forrás alapján [1] 2—200 MHz frekvenciasávban 7 különböző frekvencián állnak rendelkezésre. A bemeneti és kimeneti admittanciákat valós és képzetes résszel, a transzfer paramétereket abszolút értékkel és fázissal adtuk meg. A számítások eredményét a 3. táblázat mutatja. A számított modell eredő hibája 11 %. Eredményként az admittancia értékeken kívül a

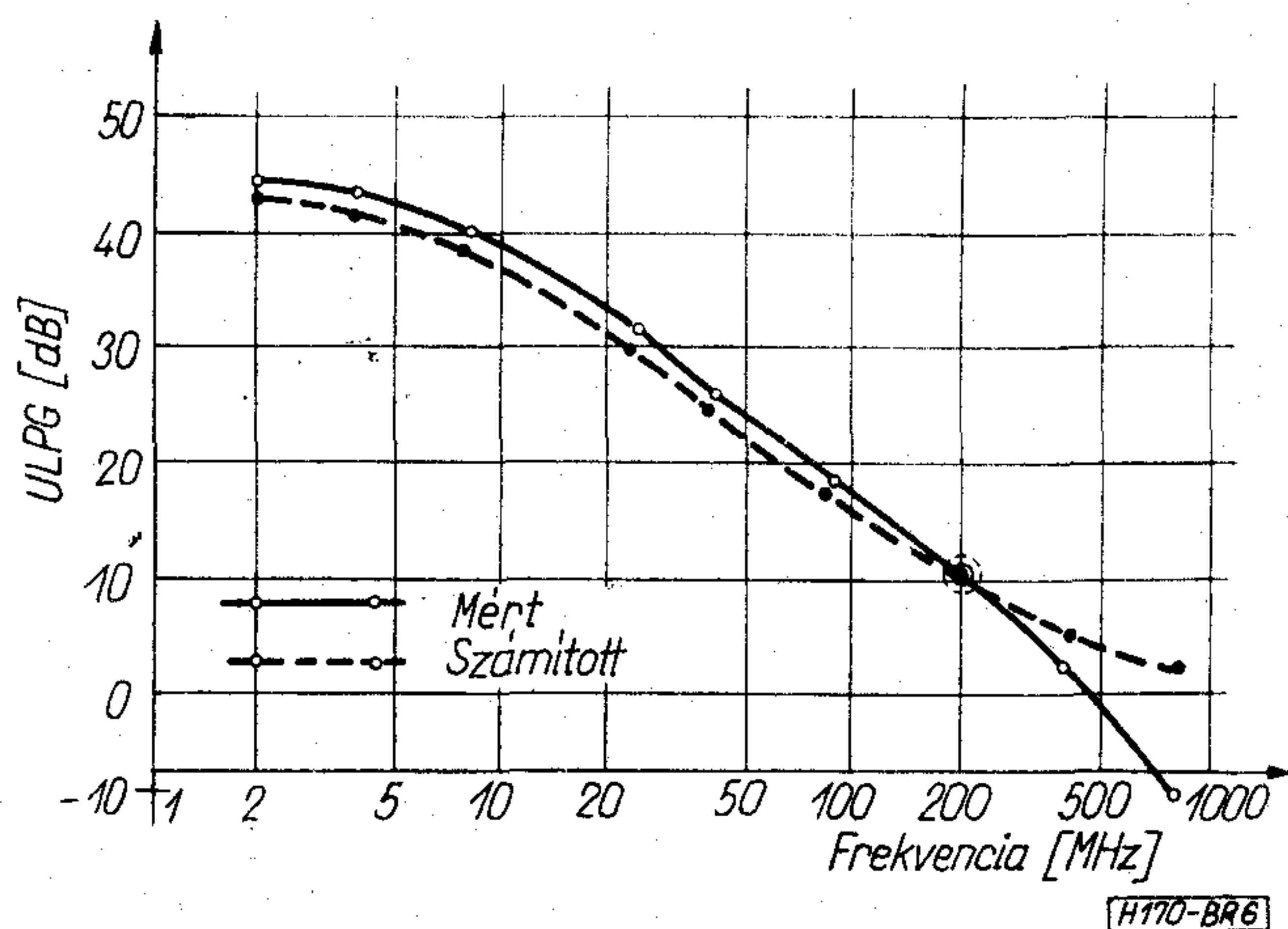

 2. ábra. A 2N2369 típusú tranzisztor y_{11} paramétereinek helygörbéje. ($U_C = 1V$, $I_C = 10mA$)

 3. ábra. A 2N2369 típusú tranzisztor y_{22} paramétereinek helygörbéje. ($U_C = 1V$, $I_C = 10mA$)

 4. ábra. A 2N2369 típusú tranzisztor y_{12} paramétereinek helygörbéje. ($U_C = 1V$, $I_C = 10mA$)

tranzisztorok jellemzésére elterjedten használt r_e emitter-bázis dióda ellenállás, f_T tranzit határfrekvencia, β_0 áramerősítési tényező, valamint az m többletfázistolási tényező érték is kinyomtatódik.

A tranzisztor admittancia paramétereinek helygörbéjét a 2.—5. ábrák, az egyirányú teljesítményerősítés frekvenciafüggését a 6. ábra mutatja. A mért értékeket folytonos vonal, a számított értékeket szaggatott vonal tünteti fel. A számított és mért jellemzők egyezése az ábrák szerint jónak mondható.



5. ábra. A 2N2369 típusú tranzisztor y_{21} paramétereinek helygörbéje. ($U_c = 1$ V, $I_c = 10$ mA)



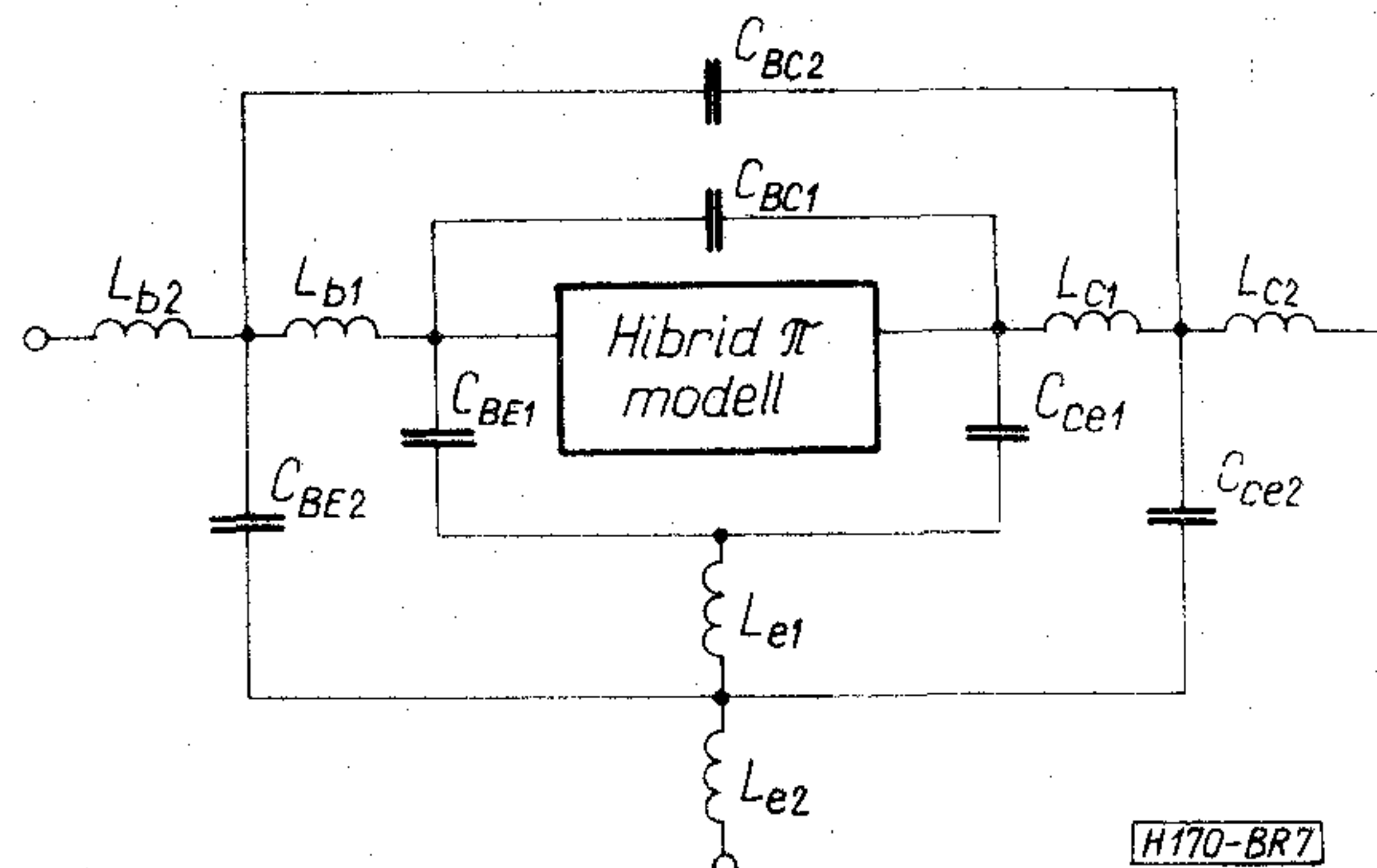
6. ábra. A 2N2369 típusú tranzisztor egyirányú teljesítményerősítésének változása a frekvencia függvényében. ($U_c = 1$ V, $I_c = 10$ mA)

6. Következtetések

Az ismertetett TRM—VHF programmal számított helyettesítő kapcsolás tapasztalataink szerint kb. 200 MHz-ig alkalmas nagyfrekvenciás tranzisztorok modellezésére.

A frekvenciahatár kiterjesztéséhez a modell elemeinek számát növelni kell. Ennek egyik módja reaktáns beágyazó hálózat alkalmazása (7. ábra), mely a kivezetések parazita reaktanciáit veszi figyelembe. A reaktáns beágyazás akkor vezethet eredményre, ha a modellezendő tranzisztor egyirányú teljesítményerősítését (ULPG) már az eredeti modell is jól írja le a szélesebb frekvenciasávban; ismeretes ugyanis, hogy az egyirányú teljesítményerősítés a reaktáns beágyazásra nézve invariáns.

A program megfelelő kiegészítéssel mérési adatok statisztikus értékelésére, és a paraméterek munkapont függésének vizsgálatára is alkalmassá tehető.



7. ábra. Reaktáns beágyazású módosított hibrid- π helyettesítő kapcsolás

7. Köszönetnyilvánítás

Köszönet illeti Abos Imre tudományos munkatársat a program első változatának elkészítéséért és értékes programozási tanácsaiért, valamint Kosárszky András laboráns, aki gondos és gyors munkájával több különböző módszer kipróbálását tette lehetővé.

Függelék

F1. Az admittancia paraméterek meghatározása

Az 1. ábra szerinti helyettesítő kép alapján a módosított hibrid- π kapcsolás admittancia paramétereit a következő kifejezések szolgáltatják.

$$y_{11} = p(C_{cb} + C_{cb}) + \frac{g_{be}}{1 + r_{bb}g_{be}} \left[1 + \frac{p(C_{be} + C_{bc})/g_{be}}{1 + p \frac{r_{bb}(C_{be} + C_{bc})}{1 + r_{bb}g_{be}}} \right] \quad (F-1)$$

$$-y_{12} = p \left(C_{cb} + \frac{C_{bc}}{1 + r_{bb}g_{be}} \right) - \frac{p^2 \frac{C_{be} + C_{bc}}{1 + r_{bb}g_{be}}}{\frac{C_{bc}}{r_{bb}(1 + r_{bb}g_{be})} + 1 + p \frac{r_{bb}(C_{bc} + C_{be})}{1 + r_{bb}g_{be}}} \quad (F-2)$$

$$y_{21} = y_{12} + \frac{S}{1 + r_{bb}g_{be}} \frac{e^{-p\tau}}{1 + p \frac{r_{bb}(C_{be} + C_{bc})}{1 + r_{bb}g_{be}}} \quad (F-3)$$

$$y_{22} = g_{ce} + p(C_{ce} + C_{cb} + C_{bc}) + y_{21} \left(1 - \frac{pC_{bc}}{Se^{-p\tau}} \right) p r_{bb} C_{bc} \quad (F-4)$$

Az egyszerűbb írásmód kedvéért vezessük be a következő jelöléseket:

$$G_i = \frac{g_{be}}{1 + r_{bb}g_{be}} \quad C_i = C_{cb} + C_{eb} \quad (F-5)$$

$$\sigma = \frac{1 + r_{bb}g_{be}}{r_{bb}(C_{be} + C_{bc})} \quad G_f = \frac{S}{1 + r_{bb}g_{be}} \quad (F-6)$$

$$C_r = C_{cb} + \frac{C_{bc}}{1 + r_{bb}g_{be}} \quad T_r = r_{bb}C_{bc} \quad (F-7)$$

$$C_0 = C_{ce} + C_{cb} + C_{bc} \quad T_0 = \frac{C_{bc} + C_{be}}{1 + r_{bb}g_{be}} \quad (F-8)$$

Fenti jelöléseket az admittancia paraméterek (F1)—(F4) kifejezéseibe beírva kapjuk az (1)—(4) összefüggéseket. A (4) kifejezés felírásánál az $\omega C_{bc} \ll S$ közelítést alkalmaztuk. A feltételezés jogosságát a gyakorlati feladatok igazolják.

F2. Optimumkeresés szukcesszív tartományfelosztással

Az optimum meghatározására szolgáló numerikus eljárás megkezdése előtt ki kell jelölnünk a változónak azt az értéktartományát, amelyben az optimumkeresési vizsgálatot végre kívánjuk hajtani. Az értéktartomány kijelölésénél legtöbbször a feladattal kapcsolatos előzetes ismereteink nyújtanak támpontot. Tranzisztor modellező programunknál az egyes változók lehetséges maximális és minimális értékeit a 3. pontban ismertetett módon közvetlenül a bemenő adatokból számítással határozzuk meg. A kijelölt tartományon belül az optimum helyét szukcesszív tartományfelosztással keressük meg. Ezt az eljárást alkalmazzuk a modell G_f , σ és τ paramétereinek az y_{TR} admittancia értékek közelítésével történő meghatározására.

Eljárásunk két részből áll. Első lépésben a független változók három dimenziós terét olyan méretű téglákra osztjuk fel, amelyen belül a vizsgált hibafüggvény unimodálisnak tekinthető, és kiválasztjuk azt a téglát, amelyen belül a hibafüggvény minimális. Második lépésben már csak a kiválasztott téglát vizsgáljuk, és ebben keressük meg a minimum helyét a tartomány további felosztásával.

Gyakorlati tapasztalataink szerint, a tranzisztor transzfer admittanciájára vonatkozó hibafüggvény a független változók 20%-nál kisebb intervallumban unimodálisnak tekinthető. Ezért az optimumkeresés első lépésében, logaritmikusan egyenletes felosztást feltételezve, a vizsgálandó osztáspontok számát a következő összefüggés határozza meg:

pontszám =

$$= \left[\frac{\ln \frac{G_{f \max}}{G_{f \min}}}{\ln 1.2} + 1 \right] \left[\frac{\ln \frac{\tau_{\max}}{\sigma_{\min}}}{\ln 1.2} + 1 \right] \left[\frac{\ln \frac{\tau_{\max}}{\tau_{\min}}}{\ln 1.2} + 1 \right] \quad (F-9)$$

A vizsgálandó pontok száma a gyakorlati példákban 100 és 500 közé adódott.

Második lépésben az egyes változók 20%-os intervallumból kiindulva szukcesszív felezéssel beskatulyázzuk a hibafüggvény minimumát adó pontot. Kimutatható ugyanis, hogy előírt felosztási finomság esetén, a felezés a leggyorsabban célravezető módszer.

F3. Approximálás lineáris függvénnyel négyzetes hibakritérium alapján

Az y_{11} és y_{22} paraméterekből meghatározható három-három modellparamétert a legkisebb négyzetek módszerével számítjuk. Az y_{11} és y_{12} általános alakja a következő:

$$y = G + p[C + T f(p)]. \quad (F-10)$$

Ezt valós és képzetes részre felbontva:

$$\operatorname{Re} y = G - T \omega \operatorname{Im} f(j\omega) \quad (F-11)$$

$$\operatorname{Im} y = \omega C + T \omega \operatorname{Re} f(j\omega). \quad (F-12)$$

Az y_{11} és y_{22} -re vonatkozó (5) hibakritérium szerint:

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left[\left(1 - \frac{\operatorname{Re} y^{(k)}}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} \right)^2 + \left(1 - \frac{\operatorname{Im} y^{(k)}}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}} \right)^2 \right] \quad (F-13)$$

Behelyettesítve az (F-11) és (F-12) összefüggéseket:

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left[\left(1 - \frac{G}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} + \frac{\omega_k T \operatorname{Im} f_k}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} \right)^2 + \left(1 - \frac{\omega_k C + \omega_k T \operatorname{Re} f_k}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}} \right)^2 \right] \quad (F-14)$$

Feladatunk a hiba minimalizálása G , C és T helyes megválasztásával. Fizikai megfontolásokból tudjuk, hogy a szélsőérték létezik, ezért a minimum elégséges feltétele, hogy a hibafüggvény deriváltjai eltűnjenek.

A hibafüggvény deriváltjai a következők:

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial G} = \frac{2}{n} \sum_{k=1}^n \left[1 - \frac{G - \omega_k T \operatorname{Im} f_k}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} \right] \frac{1}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} \quad (F-15)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial T} = & \frac{2}{n} \sum_{k=1}^n \left[\left(1 - \frac{G - \omega_k T \operatorname{Im} f_k}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} \right) \frac{\omega_k \operatorname{Im} f_k}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} - \right. \\ & \left. - \frac{2}{n} \sum_{k=1}^n \left[\left(1 - \frac{\omega_k C + \omega_k T \operatorname{Re} f_k}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}} \right) \frac{\omega_k \operatorname{Re} f_k}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}} \right] \right] \quad (F-16) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial C} = \frac{2}{n} \sum_{k=1}^n \left(1 - \frac{\omega_k C + \omega_k T \operatorname{Re} f_k}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}} \right) \frac{\omega_k}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}} \quad (F-17)$$

Az egyes deriváltak eltűnéséből adódó lineáris egyenletrendszer:

$$G \sum_{k=1}^n \frac{1}{(\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)})^2} - T \sum_{k=1}^n \frac{\omega_k \operatorname{Im} f_k}{(\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)})^2} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} - G \sum_{k=1}^n \frac{\omega_k \operatorname{Im} f_k}{(\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)})^2} + T \sum_{k=1}^n \left[\left(\frac{\omega_k \operatorname{Im} f_k}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} \right)^2 + \left(\frac{\omega_k \operatorname{Re} f_k}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}} \right)^2 \right] + C \sum_{k=1}^n \frac{\omega_k^2 \operatorname{Re} f_k}{(\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)})^2} = \sum_{k=1}^n \left(\frac{\omega_k \operatorname{Im} f_k}{\operatorname{Re} \bar{y}^{(k)}} - \frac{\omega_k \operatorname{Re} f_k}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}} \right) \quad (\text{F-18})$$

$$T \sum_{k=1}^n \frac{\omega_k^2 \operatorname{Re} f_k}{(\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)})^2} + C \sum_{k=1}^n \left(\frac{\omega_k}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}} \right)^2 = \sum_{k=1}^n \frac{\omega_k}{\operatorname{Im} \bar{y}^{(k)}}.$$

A kapott egyenletrendszer megoldása egyértelmű, a megoldásként adódó G , C és T értékek a felvett hibakritérium szerinti legjobb értékek.

I R O D A L O M

- [1] *Conciauro, G., Tamburello, C.*: Sui parametri di Ammettenza dei Transistori duffisi, *Alta Frequenza*, Vol. 36., No. 7., Luglio, 1967.

- [2] *Golembeski, J. J.*: Computer—Optimized Model Determination. *Computer-Aided Integrated Circuit Design*, Edited by Herskowitz, G. J., McGraw Hill, New York, 1968.
- [3] *Glasford, G. M.*: Comparison of Incremental High Frequency Circuit Models for Electron Devices. *Proc. of the National Electronics Conference*, 1968.
- [4] *di Maio, B., Tamburello, C.*: A Method to Find the Coefficients of Mathematical Model of a Planar Diffused Transistor, *Alta Frequenza English Issue*, Vol. 38., No. 8., Agosto, 1969.
- [5] *Bhalla, A. D., Bell, J. F.*: Computer Analysis of Transistors, *IEEE Trans. on BTR*, Vol. BTR—12., No. 3., November, 1967.
- [6] *Brown, R. W.*: Device Models for Circuit Analysis Programs, *Computer Aided Design*, Winter, 1969.
- [7] *Abos I., Radványi A.*: ONLAN, Lineáris áramkörök frekvencia-tartománybeli interaktív tervezése, *Intézeti Tanulmány*, TKI—I—71—321—1.
- [8] *Grill M., Nagy I.-né, Radványi A.*: Koncentrált és elosztott paraméterű hálózatok egyenáramú, frekvenciatartománybeli tolerancia és hőmérséklet analízise, *Intézeti Tanulmány*, TKI—I—71—321—1.
- [9] *Baranyi A., Radványi A.*: Nagyfrekvenciás tranzisztorok modellezése, *Intézeti tanulmány*, TKI—I—69—321—6.
- [10] *Elektronikus és mikrohullámú áramkörök számítógéppel segített szimulációja és kapcsolási rajzának tervezése*, szerk. Roska T., Baranyi A., Csurgay Á. *Intézeti tanulmány*, TKI—I—71—321—1.

KÖNYVISMERTETÉSEK

Ferenczy Pál: **Hírközlélmélet**. Tankönyvkiadó, Budapest, 1972. 251 oldal, ára 38 Ft.

A mű a budapesti Műszaki Egyetem híradástechnikus mérnökképzése számára készült tankönyv. A hírközlés elméletével foglalkozó önálló szaktárgy tanítása 10 évvel ezelőtt kezdődött, az ehhez készült jegyzetek átdolgozott és bővített anyagából készült a könyv. Mivel a hírközlélméletet a harmadik évben tanítják a Műszaki Egyetemen, amikor a hallgatóknak még csupán felsőfokú matematikai és fizikai ismeretei vannak, a szerző szakmai fogalmakat és megoldásokat részletesen magyarázza. A könyv két főrésze oszlik. Az első rész a jelek leírásának formái, a velük való számolás módjait írja le, ismerteti az információ elméleti alapokat. A második rész témája a legfontosabb modulációs rendszerek alapelve, modellje, felépítésének ismertetése. A szinuszos vívót használó amplitúdó és szögmodulációs rendszerek után az impulzus vívójú modulációs rendszerek bemutatására kerül sor. A megoldásokat mindig tömbvázlat szintig bontja le és rendszerteknikai áttekintést nyújt.

A könyvet nemcsak az egyetemi hallgatók, hanem gyakorló mérnökök is jól használhatják saját továbbképzésükre és kézikönyvként. Ez utóbbi alkalmazási módot megkönnyítené egy tárgymutató. Nem világos az irodalomjegyzék rendeltetése. A szövegben ezekre a könyvekre nem hivatkozik, ugyanakkor ebből teljesen hiányzik az idevágó német nyelvű irodalom, így Küpfmüller híres könyve is.

A könyv anyagválogatása, tárgyalás módja és felépítése igen jó, a példák lényegesen hozzájárulnak az elméleti megfontolások megértéséhez, melegen ajánljuk olvasóinknak a könyvet. *B. Gy.*

Dr. Géher Károly: **Lineáris hálózatok**, Második, bővített, javított kiadás. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972. 527 oldal, ára 85,— Ft.

Dr. Géher Károly könyvének első kiadása alig egy év alatt teljesen elfogyott és ez tette szükségessé a második kiadást. A könyvet az első kiadaskor részletesen ismertettük. Az első kiadáshoz képest most két új szakasszal bővült a könyv. Az 5.6 szakasz a passzív RC szintézist, a 6.9 szakasz a szélessávú illesztést tárgyalja. Betűrendes tárgymutatóval is gazdagodott a könyv. A mű példás kiállítása *Illés Árpádné* felelős szerkesztő és a *Szegedi Nyomda* kiváló munkáját is dicséri. *B. Gy.*

Dr. Ambrózy András: **Elektronikus zajok**. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.

Ez a munka valóban hézagpótló. Nemcsak azért, mert az első magyar nyelven megjelenő szakkönyv ebben a tárgyban, hanem azért is, mert modernebb és teljesebb a hasonló témájú külföldön megjelent könyvekénél. Megfelelő súllyal foglalkozik a zajkérdés fizikai, matematikai és kapcsolástechnikai vonatkozásaival egyaránt és megfelelő szintézissel gondoskodik arról, hogy ez a háromféle aspektus egységes képpé forrjon össze.

Az alapfogalmakba való bevezetés után a könyv a matematikai statisztika, és valószínűségelmélet fő fogalmait, majd a sztochasztikus jelekkel kapcsolatos függvényeket ismerteti. Ezután tárgyalja a különböző elektronikus zajjelenségeket fizikai szempontból. A következőkben foglalkozik a zajos hálózatok modellezésével. Ezeknek az ismereteknek a birtokában már részletesen tárgyalja az aktív eszközök zajparamétereit és zajhelyettesítőképeit. A hangsúly a korszerű félvezető eszközökön van. Itt már helyet kapnak az integrált tranzisztor és az integrált differenciálerősítő különleges zajproblémái is. A további fejezetek a zaj mérésével kapcsolatos kérdéseket elemzik; mindenekelőtt a sztochasztikus jelek módosulását nemlineáris hálózatokban. Ezt követi a korszerű mérési eljárások elvi ismertetése (nem egy ezek közül éppen a szerző nevéhez fűződő új eljárás). Az utolsó fejezet a méréshez többnyire szükséges hiteles zajforrásokról ad áttekintést.

A munka egyaránt bizonyosságot tesz a szerző mély szakismeretéről és kiváló didaktikai képességeiről. A gyakorló mérnök számára íródott, tapintatosan segít elhomályosult régebbi ismeretek felfrissítésében és kristálytisza világossággal közli az új ismereteket. A szerző jó emberismerettel megérzi, hogy hol van szüksége az olvasónak hatásos támogatásra és mindig megadja ezt. Nem mulasztja el például, hogy fontosabb egyenleteknél a különböző írásmódokat egymás mellett közölje, megkönnyítve ezzel a további irodalom használatát. Tovább emelik a könyv értékét a gondosan kidolgozott példák, amelyek minden egyes fejezet végén illusztrálják az abban foglalt anyagot. A munka mindezek mellett sem terjengős, mert a logikus felépítés, a belső hivatkozások rendszere kiküszöböl minden felesleges mondatot. Az egyes részletekben való további elmélyedéshez jó útmutatást ad a fejezetként kidolgozott részletes irodalomjegyzék, amelyben még 1971-es publikációk is figyelembe vannak véve.

Dr. Valkó Iván Péter

Maximális jelváltozási sebesség műveleti erősítőkben

ETO 621.375.012.8: 681.3

A nagy erősítésű műveleti erősítők felhasználási területe az integrált áramköri technológia és kapcsolástechnika kifejlődésével jelentősen bővült. A modern alkalmazástechnika a műveleti erősítőket univerzális áramköri elemként kezeli, és előnyös tulajdonságait nagyon sok klasszikus áramköri megoldás paramétereinek javítására használja fel. Az integrált műveleti erősítők tervezői áramköreikkel az „ideális műveleti erősítő” tulajdonságait próbálják megközelíteni. Az ideális műveleti erősítő szimmetrikus bemenetű és aszimmetrikus kimenetű végtelen differenciális és zérus közös módusú erősítésű elem, mely végtelen sáv szélességgel és bemenő ellenállással, zérus hibafeszültségekkel és áramokkal, valamint zérus kimenő ellenállással rendelkezik, és nem termel járulékos zajt. Mindezek mellett fontos tulajdonsága az, hogy tetszőleges nagyságú bemenő és kimenő jelek esetében is azonos módon működik, azaz lineáris. A valóságos áramkörök jelentősen eltérnek az elvont „ideális műveleti erősítő”-től. Az adatlapokon közölt specifikációk éppen ezeket az eltéréseket tükrözik az üzemi paraméterek, a határadatok és a működést jellemző grafikonok segítségével.

A műveleti erősítők alkalmazhatóságának egyik legjelentősebb korlátja a véges sáv szélesség és az ezzel igen szoros kapcsolatban álló maximális lehetséges jelváltozási sebesség (slewing rate), illetve a kivezérelhetőség frekvenciafüggése [1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 9]. Az immár klasszikusnak mondható μA 702 és μA 709 típusú integrált áramkörök javított változatainál éppen ezen problémák megoldása volt a fő cél, és várható, hogy a további fejlesztések is ilyen irányban haladnak.

A fogalomkör helyes értelmezése nemcsak a technológus-tervező, hanem a felhasználó számára is jelentős, mivel a feladatok megoldhatóságát adott esetben éppen ezek a jelenségek befolyásolhatják. A maximális jelváltozási sebesség hatása legélesebben a nagy hurokerősítésű erősítőkben, a műveleti erősítő — nemlineáris elem kombinációt tartalmazó áramkörökben és az aktív szűrőkben jelentkezik.

A cikk a maximális jelváltozási sebesség fogalmával és számítási módszerével foglalkozik, bemutatva a műveleti erősítők egyszerűsített nemlineáris helyettesítő képét.

1. A maximális jelváltozási sebesség (slewing rate) fogalma

Definíciószerűen a slewing rate az erősítő kimenetén mérhető maximális jelváltozási sebesség abban az esetben, ha a bemenetre éppen olyan amplitúdójú

ideális négyszögjelet vagy egységugrást adunk, mely a tranziensek lejátszódása után az erősítő fokozatait még sem pozitív, sem negatív irányban nem viszi túlvezérelt állapotba [4].

A fenti fogalomnak visszacsatolatlan erősítők esetében nincs különösebb jelentősége. Ilyenkor ugyanis az erősítő minden fokozata közel lineáris üzemben működik, tehát az így megadható maximális jelváltozási sebesség egy lineáris aluláteresztő négypólus súlyfüggvényének maximális változási sebességével arányos. Visszacsatolt erősítőkben azonban előfordulhat, hogy az erősítő egy vagy több belső fokozata a tranziensek során túlvezérelt állapotba kerül, és a továbbiakban e fokozat vagy esetleg fokozatok határozzák meg a kimeneten mérhető jel időfüggvényét. A slewing rate tehát az erősítő jellemző adata, mely kapcsolatban van a kivezérlés belső korlátaival és a lineáris rendszer frekvenciamenetét meghatározó reaktív elemekkel. Így a slewing rate közvetlenül függ a visszacsatolt erősítő kompenzáló elemeinek értékétől és azok rendszerbeli helyzetétől is.

A szinuszos kivezérelhetőség frekvenciafüggése hasonló fizikai okokra vezethető vissza, de az (itt mellőzve a triviális definíciót) mind visszacsatolatlan, mind visszacsatolt erősítők esetében használatos.

2. Maximális jelváltozási sebesség lineáris esetben

Az általános aluláteresztő négypólus átviteli függvénye n darab valós, illetve konjugált komplex pólust tartalmaz. A maximális jelváltozási sebesség (továbbiakban SWR) értékét általánosan a (2.1.) kifejezés adja.

$$SWR = \frac{d}{dt} \left[\alpha^{-1} \left\{ \frac{U_{kiM}}{p \left(1 + \frac{p}{p_1} \right) \left(1 + \frac{p}{p_2} \right) \left(1 + \frac{p}{p_n} \right)} \right\} \right] \Big|_{t=t_0} \quad (2.1.)$$

Itt az U_{kiM} a maximális statikus kimenő feszültség; $p_1, p_2, \dots, p_n$ az átviteli függvény pólusai és t_0 az a legkisebb időpont, ahol a jobb oldali zárójeles kifejezés második idő szerinti deriváltja zérus.

A (2.1.) összefüggés felhasználásával azonnal belátható, hogy egyetlen pólus esetében a maximális kimeneti jelváltozási sebesség:

$$SWR = U_{kiM} \omega_1 \quad (2.2.)$$

Ahol ω_1 a pólus origótól mért távolsága, azaz az erősítő határfrekvenciája.

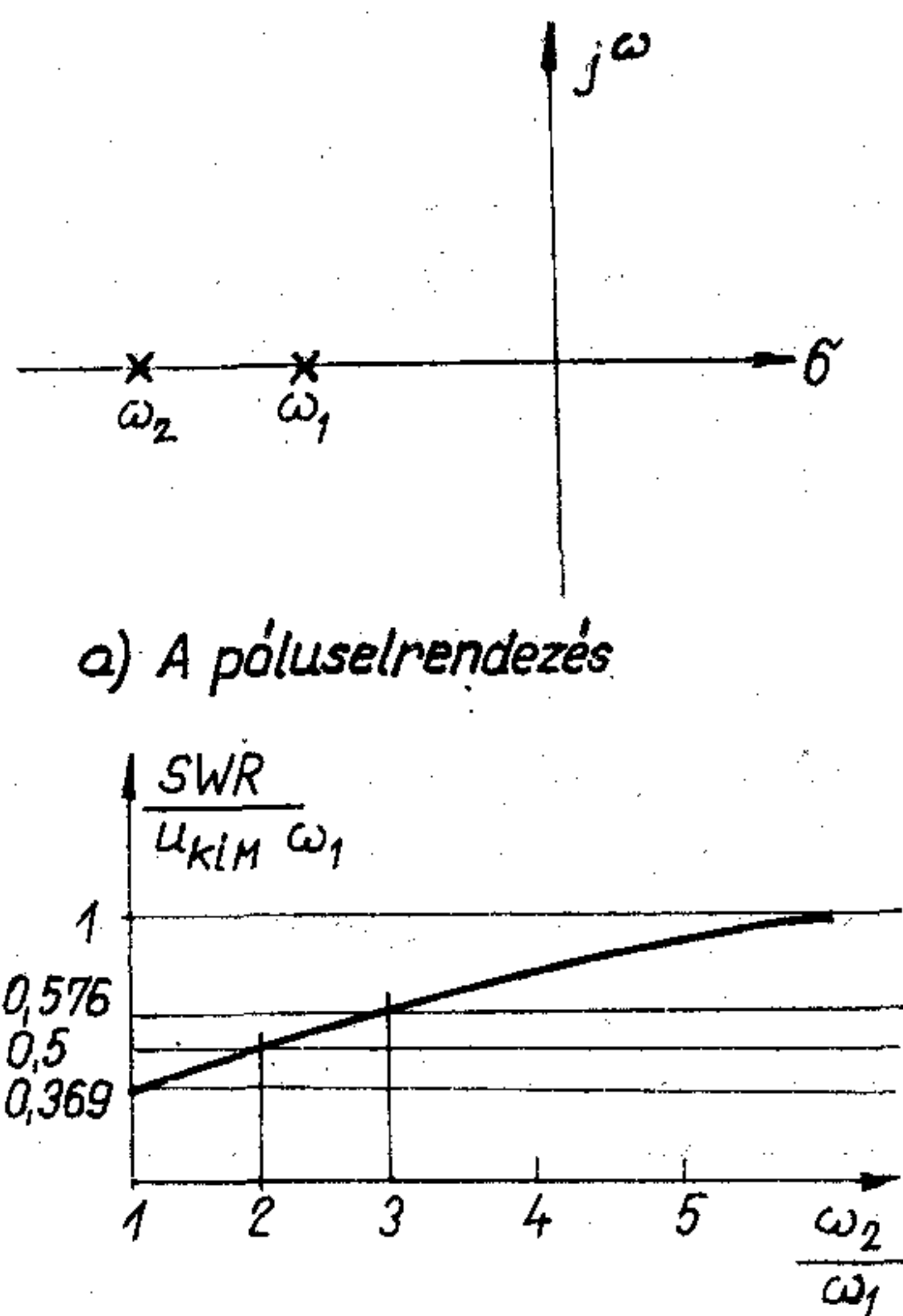
Két valós tengelyen levő pólus esetén a (2.3.), egy konjugált komplex póluspár esetén a (2.4.) összefügg-

gés adja meg az SWR értékét (1. és 2. ábra). Az ábrákon az $U_{kiM} \omega_1$, illetve $U_{kiM} \omega_0$ értékekre normált maximális jelváltozási sebességek a slewing rate és a pólusok elhelyezkedése közötti kapcsolatot szemléltetik.

$$SWR = U_{kiM} \omega_1 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^{\frac{1}{\omega_2 - \omega_1}} \quad (2.3.)$$

$$SWR = U_{kiM} \omega_0 e^{-\varphi \operatorname{ctg} \varphi} \quad (2.4.)$$

Ahol ω_0 a komplex gyökök abszolút értéke, φ a gyököket jellemző komplex vektor és a negatív valós tengely által bezárt szög.



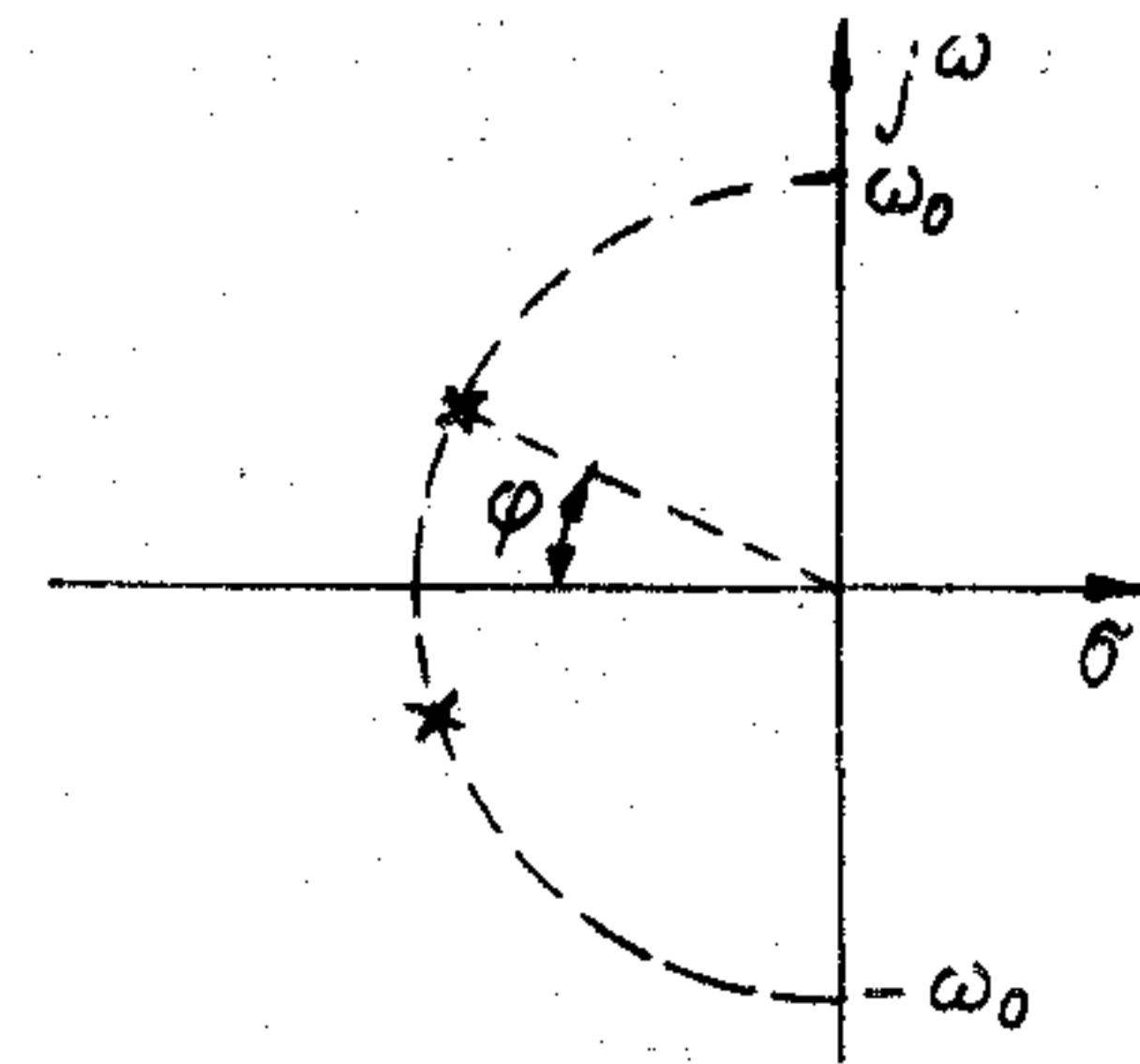
1. ábra

A (2.3.) összefüggés alapján bizonyítható, hogy a több valós gyökkel rendelkező rendszerek eredő felfutási idejét megadó közelítő összefüggés (2.5.) az SWR számításánál csak durva hibával alkalmazható.

$$t_{er} = \sqrt{t_1^2 + t_2^2 + \dots + t_n^2} \quad (2.5.)$$

Ahol $t_1, \dots, t_n$ az egyes pólusokhoz tartozó független felfutási idők.

A magasabb fokszámú négy-pólusok vizsgálata a (2.1.) segítségével elvégezhető, de jelentősége a műveleti erősítők esetében nem nagy.

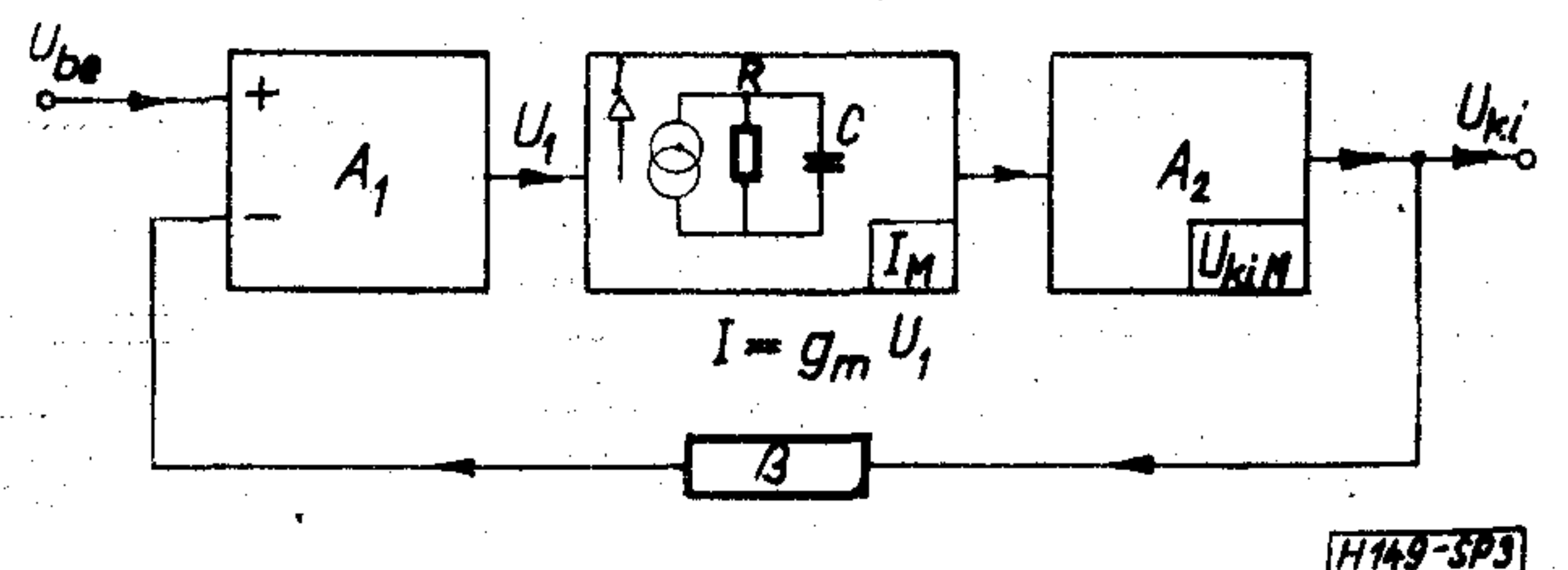


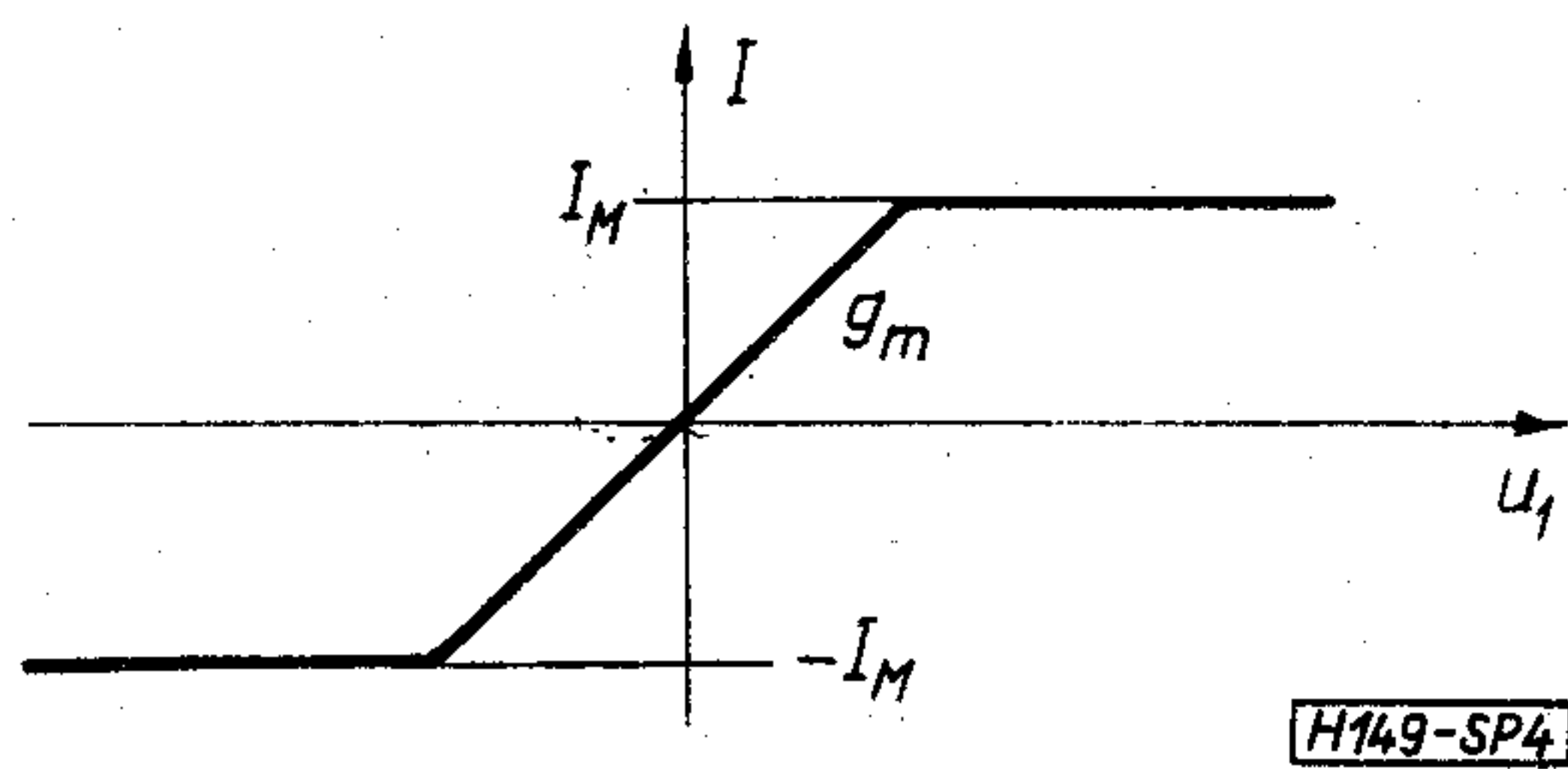
2. ábra

3. A legegyszerűbb nemlineáris helyettesítő kép

A 3. ábrán látható helyettesítő modell [4] egy három fokozatú visszacsatolt erősítőt szimbolizál. Az A_1 , A_2 és β négy-pólusok frekvenciafüggetlenek és ideálisan elválaszthatók. Az A_2 erősítő maximális kimenő feszültsége $\pm U_{kiM}$, a középső fokozat pedig szimmetrikusan áramkorlátozott, és feltételezzük hogy transzfer karakterisztikája a 4. ábrának megfelelően szakaszonként lineáris.

A rendszer egységugrásra adott válaszfüggvénye a bemenő jel szintjétől függően jelentősen változik. Kis bemenő jelek esetében a rendszer lineáris üzemmódban működik. Elegendően nagy vezérlőjel viszont, $t=0$ időpillanatban túlvezérelt állapotba viheti a második fokozatot, s ezen időszak alatt az I_M áram és a C kapacitás határozzák meg a kimenő feszültség maximális jelváltozási sebességét. A tranzi-





4. ábra

ensek lejátszódása után a rendszer ismét lineáris tartományba kerül feltéve, hogy a bemenő jel amplitúdójára érvényes az 1. pontban ismertetett definíciós megkötés.

A 3. ábra jelöléseit felhasználva és a gyakorlatban mindig fennálló $A_2 \cdot R \cdot I_M > U_{kiM}$ feltételezés mellett a lineáris rendszer átviteli függvényei a következők:

$$U_{ki}(p) = U_{be}(p) \cdot A_v \frac{1}{1 + \frac{pRC}{1 + A\beta}} \quad (3.1.)$$

$$\text{Ahol } A_v = \frac{A}{1 + \beta A}; \quad A = A_1 A_2 g_m R$$

$$(I(p)) = U_{be}(p) \frac{A_v}{A_2 R} \frac{1 + pRC}{1 + p \frac{RC}{1 + \beta A}} \quad (3.2.)$$

$U_{be}(p) = \frac{U_{be}}{p}$ egységugrásgerjesztés esetén a kimenő időfüggvények az alábbi alakban írhatók fel:

$$U_{ki}(t) = U_{be} A_v \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{t}{RC} (1 + \beta A) \right] \right\} \quad (3.3.)$$

$$I(t) = U_{be} \frac{A_v}{A_2 R} \left\{ 1 + \beta A \exp \left[-\frac{t}{RC} (1 + \beta A) \right] \right\} \quad (3.4.)$$

Ha az $I(t)$ áram maximális értéke túllépi az áramkorlát szabta határt, akkor a második fokozat túlvezérelt állapotba kerül, tehát a (3.1.) és (3.2.) egyenletek érvényüket veszítik. Ennek határa, mivel $I(t)_{\max} = I(0)$:

$$U_{be}' \frac{A_v}{A_2 R} (1 + \beta A) = I_M \quad (3.5.)$$

$$U_{be}' = \frac{I_M R A_2}{A_v (1 + \beta A)} = \frac{I_M}{g_m A_1} \quad (3.6.)$$

A megengedett maximális bemenő jel (U_{be}'), melyhez még nem tartozik túlvezérlés, fordítottan arányos az áramkorlátozott fokozatot megelőző erősítő erősítésével.

A telítés időtartama alatt a kimenő jel időfüggvényét az alábbi összefüggés írja le:

$$U_{ki}^*(t) = I_M R A_2 \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{RC} \right) \right] \quad (3.7.)$$

A teljes időfüggvény az 5. ábrán látható. A második fokozat t_1 időtartományban túlvezérelt állapotban

van. Az ábra a korábbiaknak megfelelően akkor érvényes, ha fennáll az $U_M R A_2 > U_{iMk} > A_v U_{be}$ feltétel.

A (3.7) összefüggés felhasználásával a t_1 időtartam az alábbi módon számolható:

$$U_{ki}(t_1) = \frac{U_{be}}{\beta} - \frac{I_M R A_2}{A\beta} = \frac{U_{be} A_v}{\beta A} [1 - a + A\beta] \quad (3.8.)$$

$$t_1 = -\tau \ln \left[1 - \frac{1 + A\beta}{aA\beta} + \frac{1}{A\beta} \right] = -\tau \ln \left[1 - \frac{1}{a} \right] \left[1 + \frac{1}{A\beta} \right] \quad (3.9.)$$

$$a = \frac{I_M A_2 R}{U_{be} A_v} > 1$$

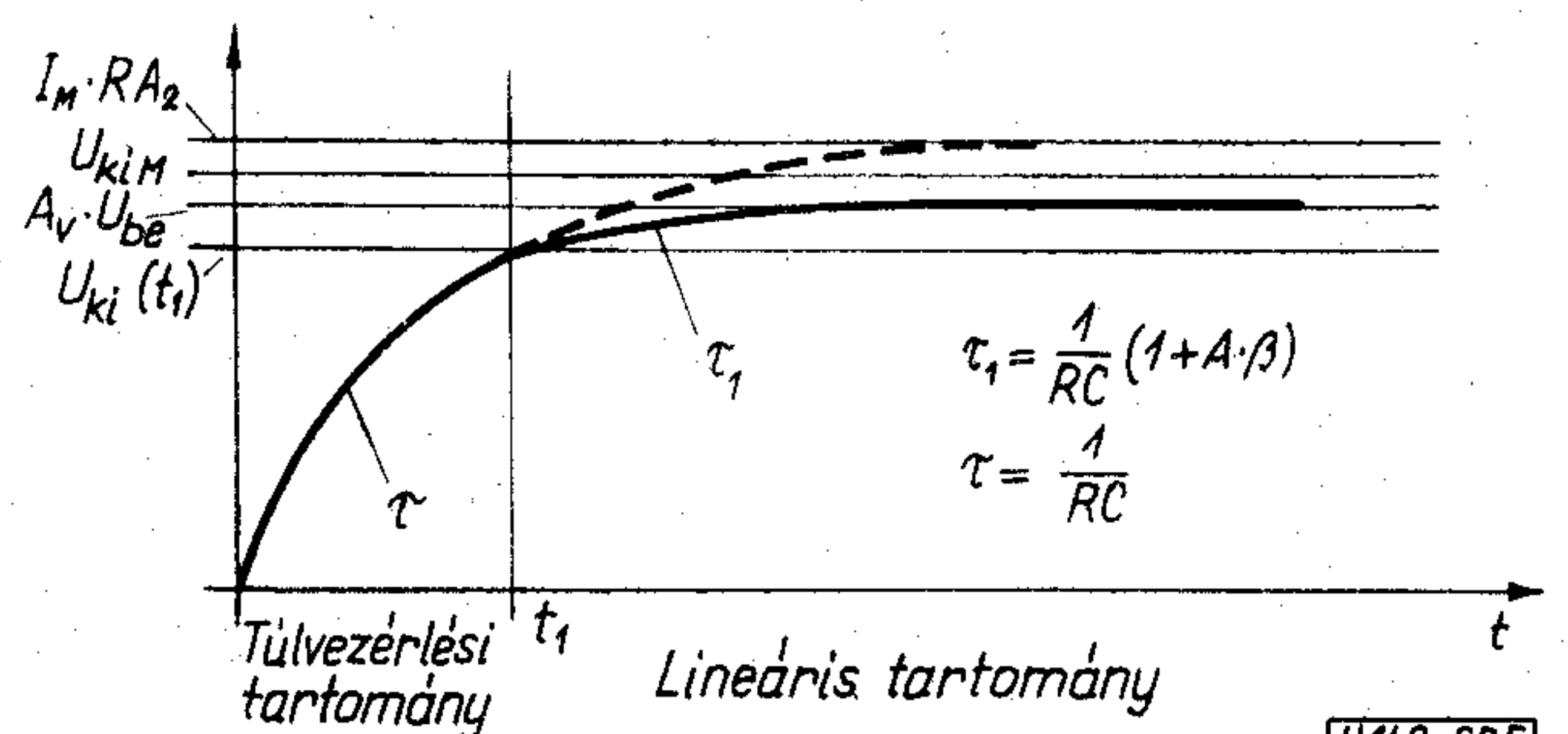
A 6. és 7. ábrán a t_1 és az $U_{ki}(t_1)$ értéket ábrázoltuk az „a”, illetve az $A\beta$ függvényében.

A kimeneti maximális emelkedési sebesség a (3.7.) kifejezés alapján [4]:

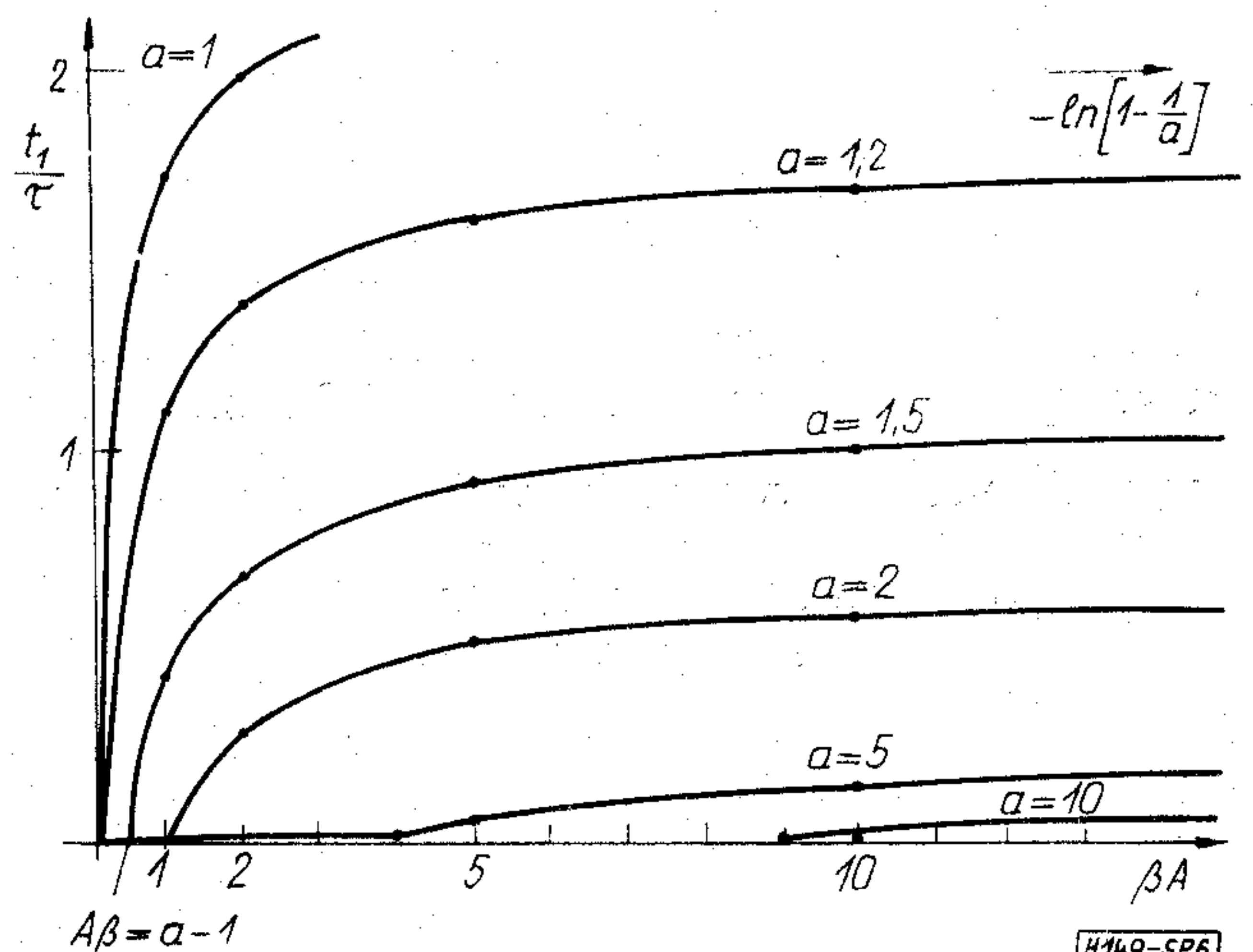
$$SWR = \frac{I_{\max} A_2}{C} \quad (3.10.)$$

Az 5. ábra alapján külön bizonyítás nélkül megállapítható, hogy a maximális emelkedési sebesség túlvezérelt üzemmódban a legnagyobb.

A 6. ábrából látható, hogy $U_{be} A_v > I_M A_2 R$ esetben a rendszer soha nem kerül lineáris tartományba, mert a második fokozat még túlvezérelt állapotban van, amikor a kimenő jel eléri a maximális kimeneti feszültséget. Elegendően nagy bemenő jel mellett a teljes felfutási idő függetlenné válik a bemenő jel-



5. ábra

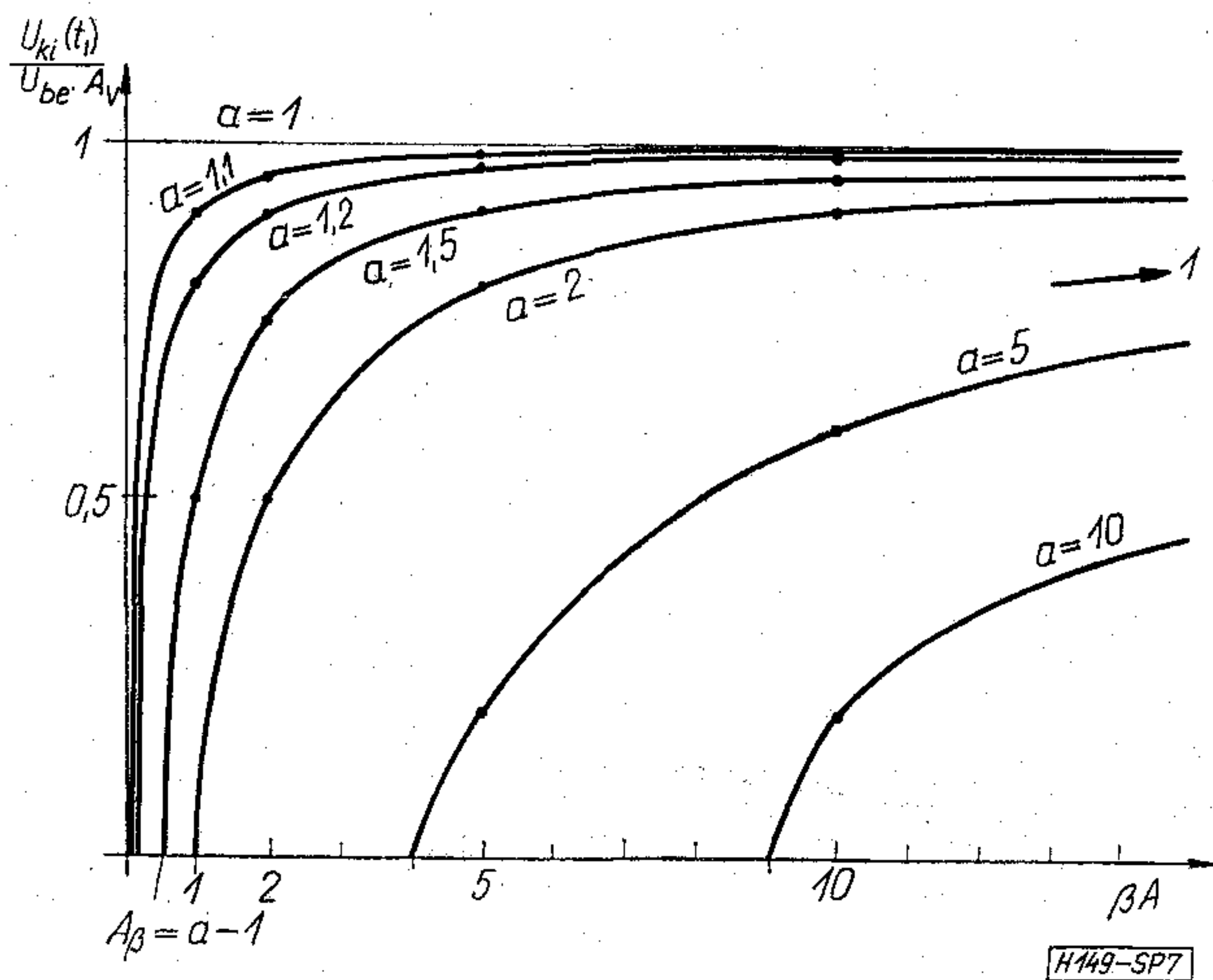


6. ábra

szintjétől és feltételezve, hogy $U_{kiM} \ll I_M R A_2$, az értéke közelítőleg:

$$t_f \cong \frac{U_{kiM}}{SWR} \quad (3.11.)$$

Ilyenkor a kimenő jel felfutási tartománya jellegzetesen lineáris.



7. ábra

4. Két töréspontos nemlineáris helyettesítő modell

A több fokozatú erősítők minden esetben több domináns nagyfrekvenciás törésponttal rendelkeznek, azaz a 3. ábrán látható helyettesítő képen A_1 és A_2 is frekvenciafüggő lehet. Ilyenkor a visszacsatolt erősítő vizsgálata lényegesen bonyolultabb feladat. A visszacsatolás növelése ugyanis szükségessé teszi a lineáris rendszer stabilitásának vizsgálatát, és felveti a kompenzálás szükségességét.

A kompenzálás legtöbbször a legkisebb frekvenciájú töréspont eltolását jelenti oly módon, hogy a visszacsatolt rendszer lineáris átviteli függvénye adott feltételeket elégítsen ki (legyen például maximális lapos vagy kritikus csillapítású). A kompenzálás külső kapacitások beépítésével jár, és így a beépítés helyétől függően jelentősen befolyásolja az SWR értékét.

A további vizsgálatokban tételezzük fel, hogy a rendszer két töréspontos, azaz az ω_2 második pólus vagy az A_1 , vagy az A_2 négypólushoz rendelhető. A visszacsatolás továbbra is frekvenciafüggetlen, és a kompenzálást a második fokozat C kondenzátorának növelésével végezzük, mely az $\omega_1 = \frac{1}{RC}$ pólus frekvenciáját változtatja. A kompenzálás célja maximális lapos átviteli függvény előállítása.

A visszacsatolt lineáris rendszerre felírható:

$$U_{ki}(p) = U_{be} A_v \frac{1}{1 + p \frac{2\xi}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (4.1.)$$

$$\text{Ahol: } \omega_0 = \sqrt{\omega_2 \omega_1 (1 + \beta A)}; \xi = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} + \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}}}{\sqrt{1 + \beta A}}$$

A maximális lapos átvitel feltétele:

$$\frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{\omega_2} \left[\sqrt{\frac{1 + \beta A}{2}} + \sqrt{\frac{1 + \beta A}{2} - 1} \right]^2 \quad (4.2.)$$

Ha $\beta A \gg 1$, akkor kis elhanyagolással

$$RC \cong \frac{2}{\omega_2} \beta A \quad (4.3.)$$

Az (4.3.) összefüggés alkalmas a szükséges kompenzáló kondenzátor számítására.

A zárt lineáris rendszer egységugrásra adott válaszfüggvénye a következő:

$$U_{ki}(t) = A_v U_{be} \left[1 - e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t} \left(\sin \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t + \cos \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t \right) \right] \quad (4.4.)$$

Az I áram időfüggvényét két esetben vizsgáljuk attól függően, hogy a második töréspont az első vagy a harmadik fokozathoz tartozik.

a) A második töréspont az A_2 fokozatban

$$I(t) = \frac{A_v U_{be}}{A_2 R} \left[1 + e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t} \left\{ \beta A \sin \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t + \beta A \cos \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t \right\} \right] \quad (4.5.)$$

Az $I(t)$ maximális értéke most is a $t=0$ időpillanatban lép fel.

$$I(t)_{\max} = I(0) = \frac{A_v U_{be}}{A_2 R} (1 + \beta A) \quad (4.6.)$$

Elegendően nagy U_{be} feszültség esetében a második fokozat túlvezérelt állapotba kerül:

$$U'_{be} = \frac{I_M}{g_m A_1} \quad (4.7.)$$

Az eredmény tehát azonos a 3. fejezetben ismertettével. A maximális kimeneti jelváltozási sebesség azonban az (4.3.) összefüggésen keresztül függ a hurokerősítés értékétől.

Nemlineáris tartományban a kimenő jel időfüggvényét az A_2 frekvenciafüggése is befolyásolja:

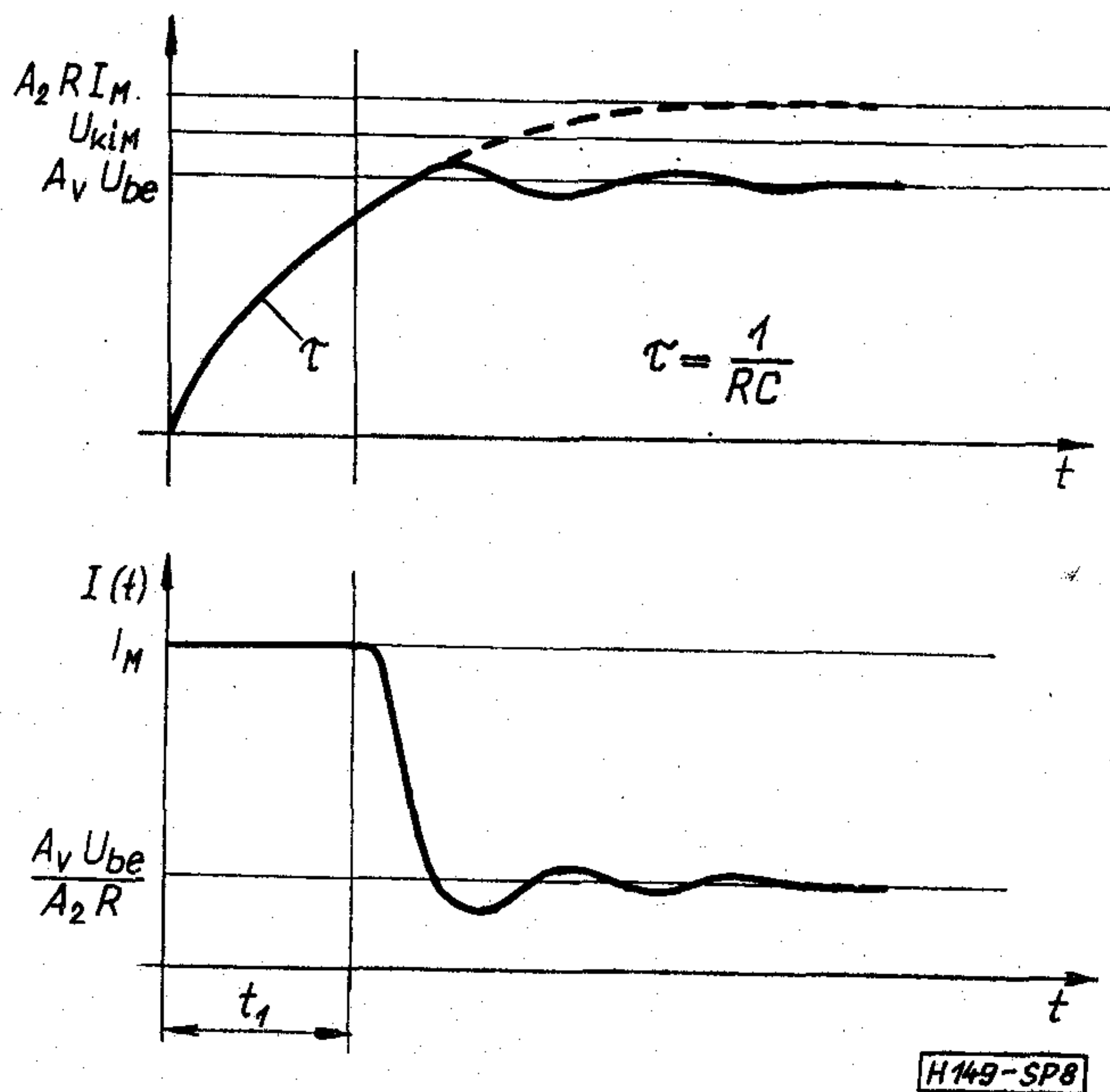
$$U_{ki}(t) = I_M R A_2 \left[1 - \frac{\omega_2 e^{-t\omega_1}}{\omega_2 - \omega_1} + \frac{\omega_1 e^{-t\omega_2}}{\omega_2 - \omega_1} \right] \quad (4.8.)$$

Feltételezve, hogy a hurokerősítés elegendően nagy, tehát $\omega_2/\omega_1 \gg 1$

$$U_{ki}(t) = I_M R A_2 [1 - e^{-t\omega_1}] \quad (4.9.)$$

$$SWR = \frac{I_M A_2 R}{2\beta A} \omega_2 \quad (4.10.)$$

A kompenzálás végrehajtása után az SWR közel fordítottan arányos a hurokerősítéssel. Az $U_{ki}(t)$ és $I(t)$ időfüggvények jellegre nézve a 8. ábrán láthatók. A t_1 időtartam a 3.9. alapján most is számítható.



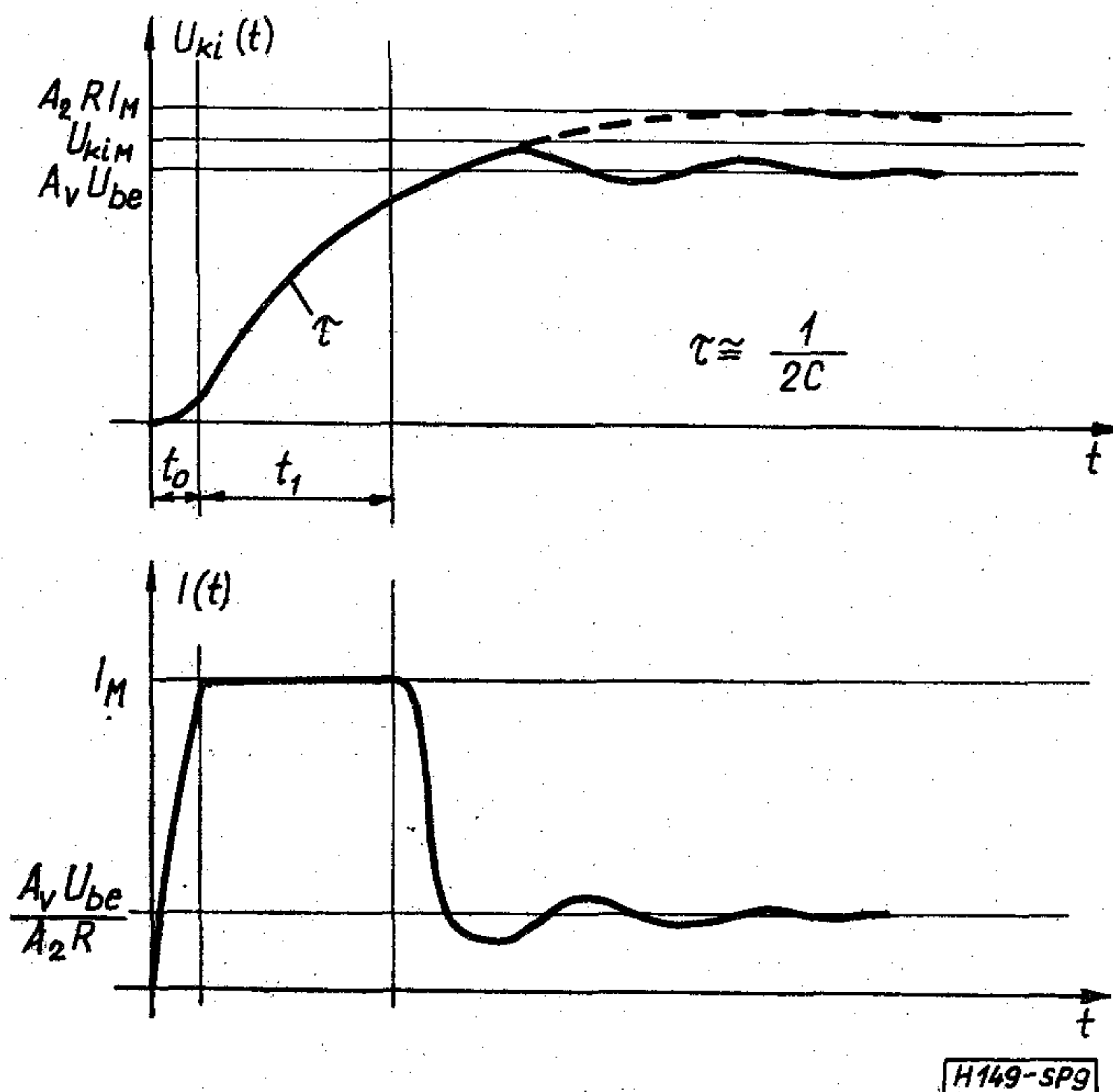
8. ábra

b) A második töréspont az A_1 fokozatban

$$I(t) = \frac{U_{be} A_v}{A_2 R} \left[1 - e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t} \left\{ \cos \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t + \left(1 - \sqrt{2 \frac{\omega_2}{\omega_1} (1 + \beta A)} \right) \sin \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t \right\} \right] \quad (4.11.)$$

Az $I(t)$ áram maximális értéke az alábbi helyen lép fel:

$$\operatorname{tg} \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t = \frac{-\frac{\omega_0 \sqrt{2}}{\omega_1}}{2 - \frac{\omega_0 \sqrt{2}}{\omega_1}} \cong +1 \quad (4.12.)$$



9. ábra

Ha $A\beta \gg 1$, akkor az elhanyagolás megtehető. A maximális áram értéke nagy hurokerősítés mellett közelítőleg arányos $A\beta$ értékével.

$$I(t)_{\max} = \frac{U_{be} A_v}{A_2 R} e^{-\frac{\pi}{4}} \sqrt{2} A \cdot \beta \quad (4.13.)$$

A bemenő feszültség küszöbértéke

$$U'_{be} = \frac{I_M}{g_m A_1} \frac{e^{\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2}} = 1,56 \frac{I_M}{g_m A_1} \quad (4.14.)$$

A kimenő jel a 9. ábra alapján három szakaszra bontható. t_0 időtartam alatt a rendszer lineáris üzemmódban működik, majd t_1 ideig a második fokozat túlvezérelt állapotba kerül, végül az áramkör ismét visszatér a lineáris tartományba. A t_0 időtartam az (4.11.) egyenlet felhasználásával közelítőleg meghatározható, ha feltételezzük, hogy $U_{be} \gg U'_{be}$. Az áram időfüggvényét a $t=0$ időpillanatban vett kezdeti meredekséggel közelítve:

$$t_0 \cong \frac{I_M A_2 R \omega_1}{A_v U_{be} \omega_0^2} = \frac{I_M}{A_1 g_m U_{be}} \frac{1}{\omega_2} \quad (4.15.)$$

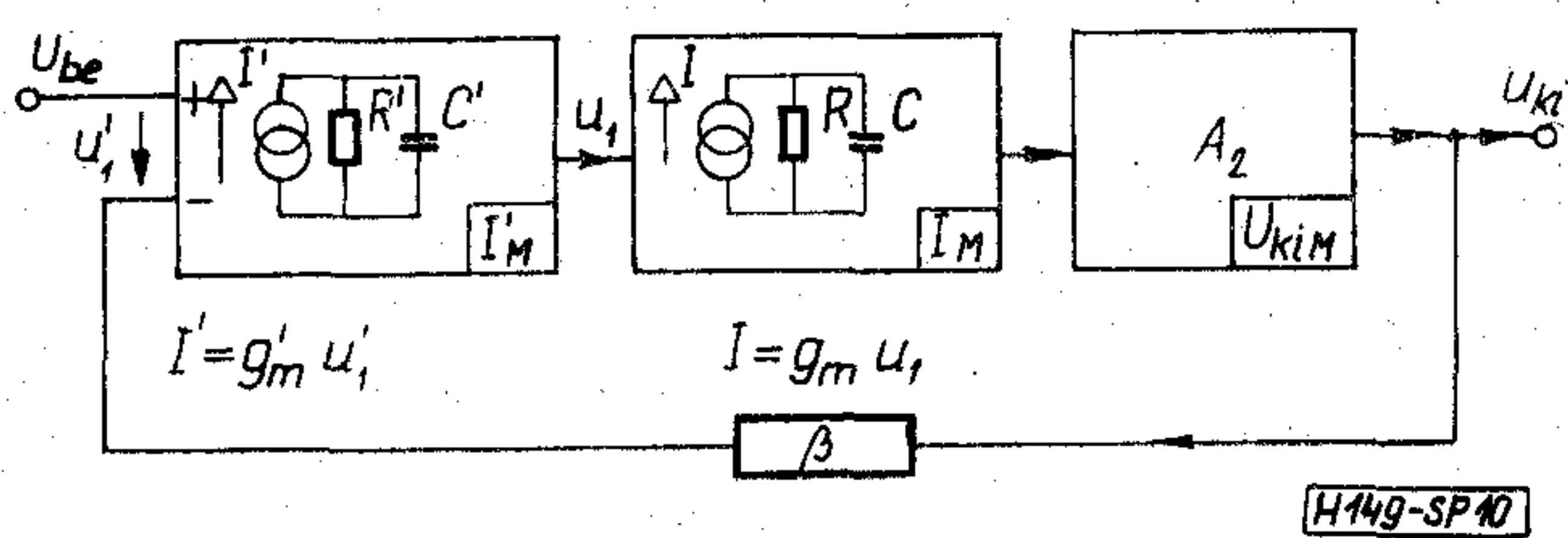
Ha $\omega_2 \gg \omega_1$, akkor a t_0 időtartam általában elhanyagolható a t_1 -hez képest. Ezen feltételezés azt is tartalmazza, hogy a t_1 időtartam elegendő pontossággal számolható a (3.9.) képlet alapján, az SWR értékét pedig jó közelítéssel az (4.10.) adja.

5. A helyettesítő képek korlátai

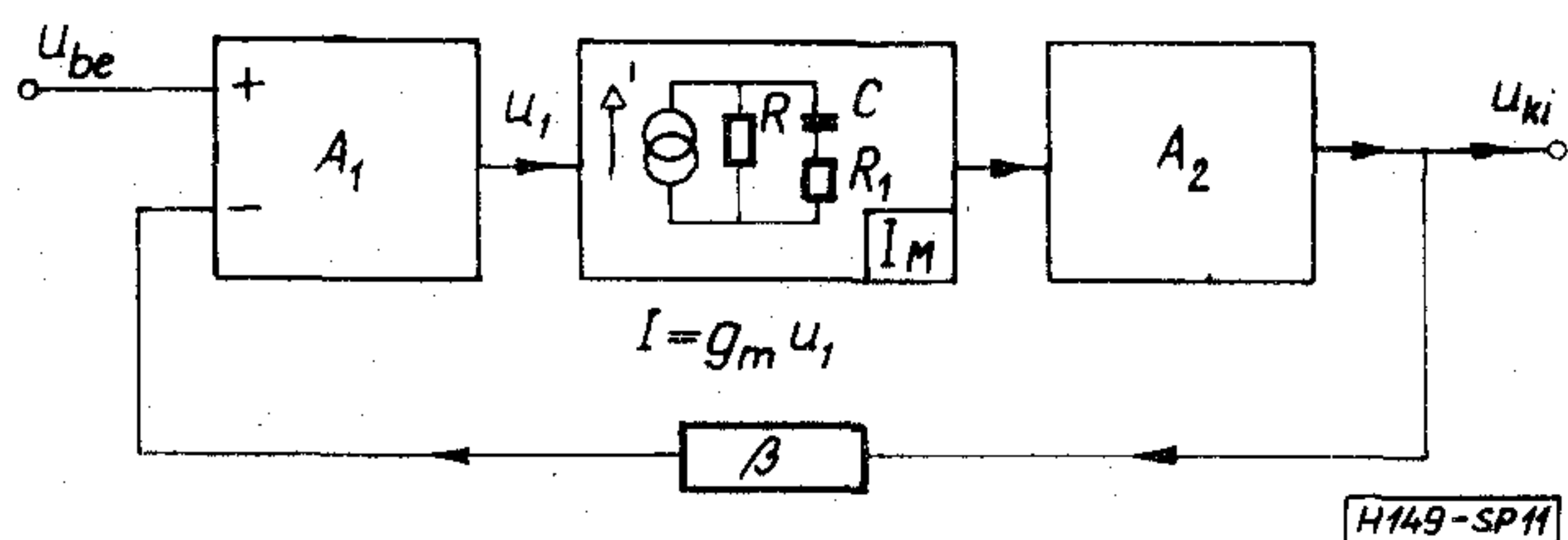
A valóságos erősítőrendszerek a fentebb leírtaknál lényegesen bonyolultabbak. A különbségeket és a felvetődő problémákat az alábbi pontokban foglaljuk össze.

a) A nagy erősítésű rendszerek általában két feszültség- és egy teljesítményerősítő fokozatból állnak. A lineáris átviteli függvény így rendszerint három aktív pólust tartalmaz. A kompenzálás tehát egy hárompólusú visszacsatolt rendszer frekvencia-karakterisztikájának célszerű kialakítását jelenti. Feltételezve, hogy a harmadik pólus frekvenciája jóval nagyobb, mint a másik kettőé, a kétpólusú rendszerre kapott eredményeket erre a rendszerre is általánosítani lehet. Ilyenkor a visszacsatolt rendszer aktív pólusainak helyét csak a hurokerősítés és a két kisebb frekvencián levő pólus befolyásolja. Bonyolultabb esetekben a kiértékelés általános módszere a numerikus analízis.

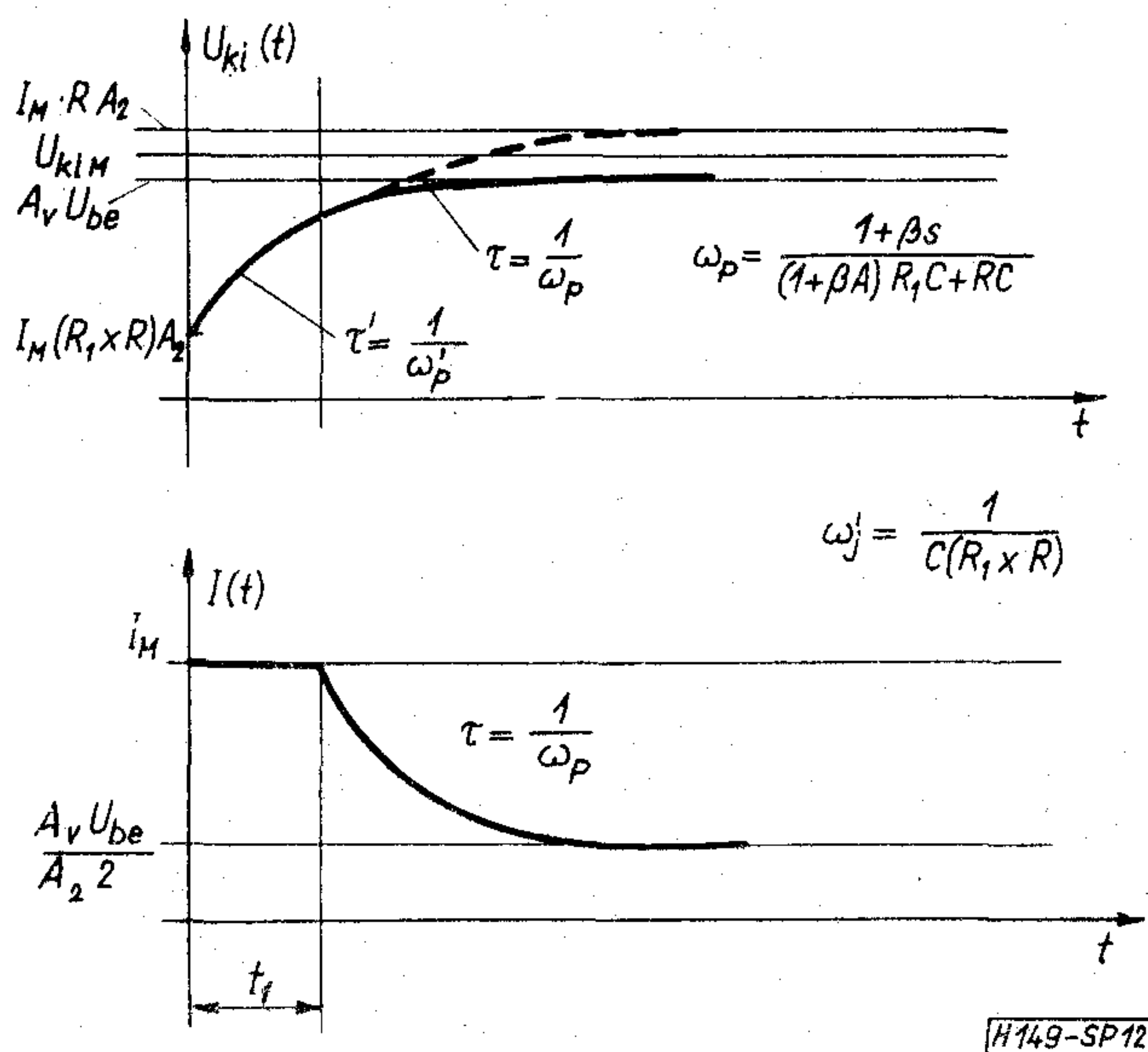
b) A több fokozatú rendszerekben általában minden fokozat kivezérlése korlátozott. Az előbb tárgyalt szimmetrikus áramkorlátozás a differenciálerősítőkre jellemző. Előfordulhat, hogy vezérléskor egyszerre több fokozat is telítésbe kerül. Példaképpen korábbi eredményeink felhasználásával megvizsgáljuk a 10. ábrán látható rendszer működését. Az elrendezés a 3. ábrán ismertetett kapcsolat bővített változata. Feltételeink szerint a kompenzálást a domináns pólus frekvenciájának módosításával a második fokozatban végezzük. Az A_1 erősítő a második fokozathoz hasonlóan, egy lineáris törésponttal és áramkorláto-



10. ábra



11. ábra



12. ábra

zott átviteli függvénnyel jellemezhető. Az egyes fokozatok túlvezérelt állapotba kerülésének feltétele:

$$U'_{be1} = \frac{I'_M}{g'_m} \quad (5.1.)$$

$$U'_{be2} = 1,56 \frac{I_M}{g_m g'_m R'} \quad (5.2.)$$

mivel a (4.14.) képletben szereplő $A_1 = g'_m R'$. Az első fokozat kerül hamarabb telítésbe, ha

$$U'_{be1} < U'_{be2} \quad (5.3.)$$

$$I'_M < \frac{1,56 I_M}{g_m R'} \quad (5.4.)$$

c) A szimmetrikus áramkorlátozás mellett a fokozat áramköri elrendezésétől függően gyakori az aszimmetrikus áram- és feszültségkorlátozás is. Sok esetben (pl. mintavevő és tartó áramkörökben) a végfokozat és a terhelő kapacitás határozza meg a maximális emelkedési sebességet. A speciális elrendezések esetenként külön analízist igényelnek.

d) A kompenzálás nem minden esetben jelenti a domináns pólushoz tartozó kapacitás növelését. Gyakori a soros RC taggal történő kompenzálás is, mely az átviteli függvényt egy pólussal és egy zérussal bővíti. Ezzel a módszerrel a maximális emelkedési sebesség az ugrásfüggvényre adott válaszban a $t=0$ időpont környezetében jelentősen megnövelhető. A jelenség szemléltetésére a 11. ábrán levő kapcsolást használjuk fel. Egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy a hurokerősítés elegendően nagy és a rendszer domináns töréspontjához képest A_1 , A_2 és β frekvenciafüggetlennek tekinthető.

A lineáris rendszer egységugrásra adott válaszfüggvényei:

$$U_{ki}(t) = U_{be} A_v \left\{ 1 - \left[1 - \frac{(1 + \beta A) R_1}{(1 + \beta A) R_1 + R} \right] e^{-\omega_p t} \right\} \quad (5.5.)$$

$$I(t) = \frac{U_{be} A_v}{A_2 R} \left\{ 1 + \left[\frac{(1 + \beta A)(R_1 + R)}{(1 + \beta A) R_1 + R} - 1 \right] e^{-\omega_p t} \right\} \quad (5.6.)$$

$$\text{ahol } \omega_p = \frac{1 + \beta A}{(1 + \beta A) R_1 C + RC},$$

$$\text{és legyen } \omega'_p = \frac{1}{C(R_1 + R)}$$

A második fokozat akkor kerül nemlineáris tartományba, ha az alábbi egyenlőtlenség teljesül:

$$I(t)_{\max} = \frac{U_{be} A_v}{A_2 R} \frac{(1 + \beta A)(R_1 + R)}{(1 + \beta A) R_1 + R} > I_M \quad (5.7.)$$

Vagyis:

$$U'_{be} = \frac{I_M}{A_1 g_m} \frac{(1 + \beta A) R_1 + R}{R_1 + R} \quad (5.8.)$$

A túlvezérlési tartományban a kimenő jel időfüggvényét csak a második és harmadik fokozat határozza meg.

$$U_{ki}^*(t) = I_M R A_2 \left[1 + \left(\frac{R_1}{R + R_1} - 1 \right) e^{-\omega'_p t} \right] \quad (5.9.)$$

A jelalakokat a 12. ábra mutatja.

6. A maximális szinuszos kivezérelhetőség frekvenciafüggése

A kisfrekvenciás kivezérelhetőséget általában a végfokozat, vagy a meghajtó fokozat korlátozza. A frekvencia növelésével előfordulhat, hogy valamely közbenső kapacitív terhelésű fokozat a lineáris áramkivezérelhetőség határára kerül a végfokozat túlvezérlése előtt. Így a torzításmentes maximális szinuszos kimenő jelet ez a belső fokozat határozza meg. Nagy hurokerősítésű rendszerekben ez a jelenség sok esetben az erősítő használhatóságát is korlátozza, bár az erősítő kisjelű sáv szélessége a nagyjelű kivezérelhetőség határfrekvenciájának sokszorosa lehet.

a) Egy töréspontos rendszer [4]

A 3. ábra áramköre a lehetséges maximális torzításmentes szinuszos kimenő feszültség a második

fokozatban fellépő korlátozás miatt az alábbi módon számolható:

$$U_{ki \max} = I_M \frac{R}{|1 + j\omega RC|} A_2 \quad (6.1.)$$

Ha ez kisebb, mint a végfokozat kivezérelhetősége, akkor a kimenő feszültség maximális értékét a második fokozat szabja meg.

Ha teljesül, hogy $\frac{1}{\omega C} \ll R$, akkor a (6.1.) összefüggés egyszerűsíthető:

$$U_{ki \max} = \frac{I_M}{\omega C} A_2 \quad (6.2.)$$

A kivezérelhetőség határfrekvenciája, tehát az a frekvencia, ahol a végfokozat és a közbenső fokozat által meghatározott jelszint azonos:

$$f_h = \frac{I_M A_2}{2\pi C U_{kiM}} \quad (6.3.)$$

Ezen frekvencia fölött a kivezérelhetőség a frekvencia függvényében 6 dB/oktáv meredekséggel, azaz hiperbolikusan csökken.

$$U_{ki \max}(f) = U_{kiM} \frac{f_h}{f} \quad (6.4.)$$

b) Két töréspontos rendszer [4]

Az (4.4.) kifejezés felhasználásával a maximális szinuszos kivezérelhetőség és a hurokerősítés kapcsolata a következő:

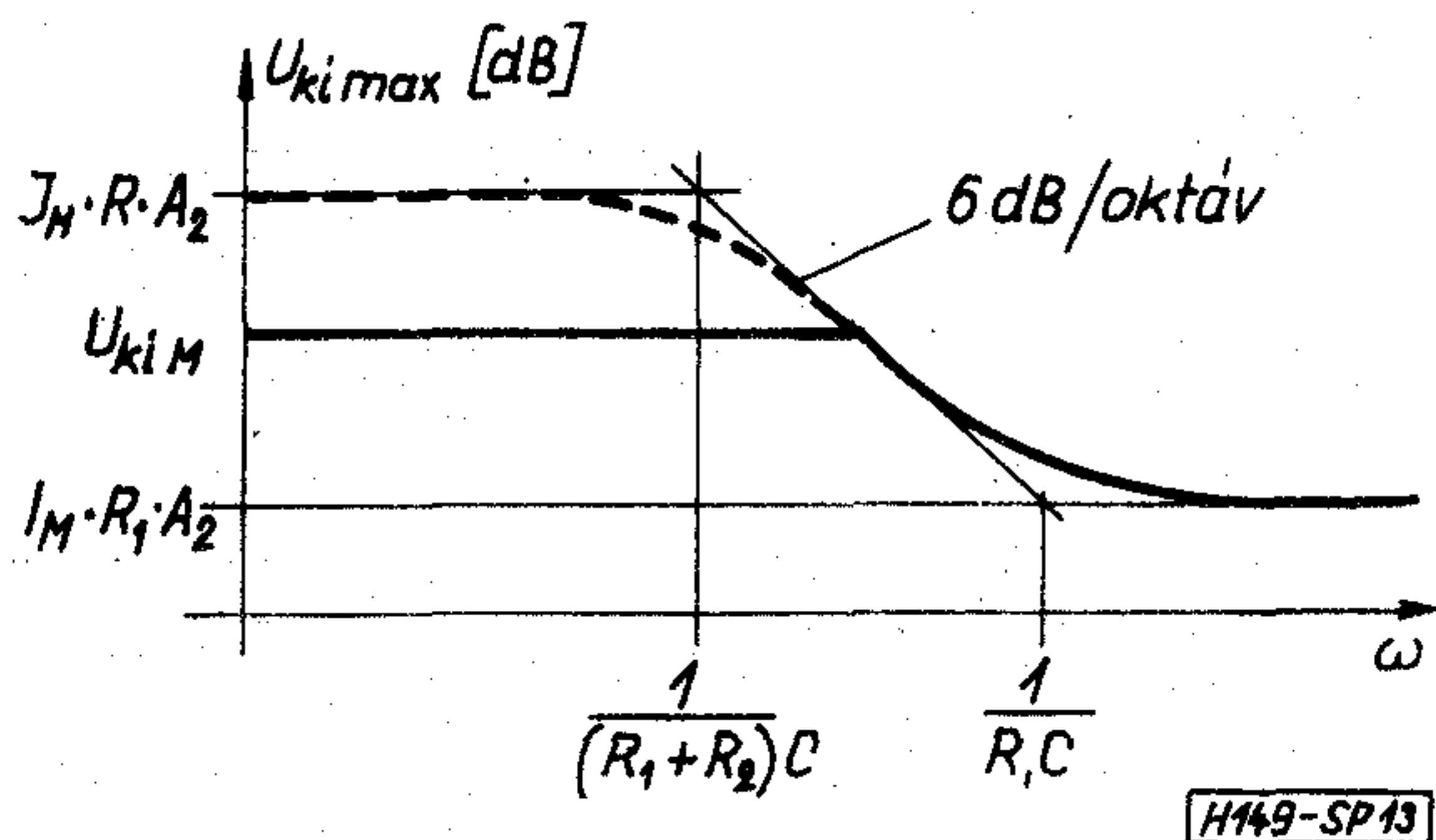
$$U_{ki \max} = \frac{I_M R A \omega_2}{2A\beta \omega} \quad (6.5.)$$

A kimenő feszültség maximuma tehát a kompenzált erősítő hurokerősítésével fordítottan arányos.

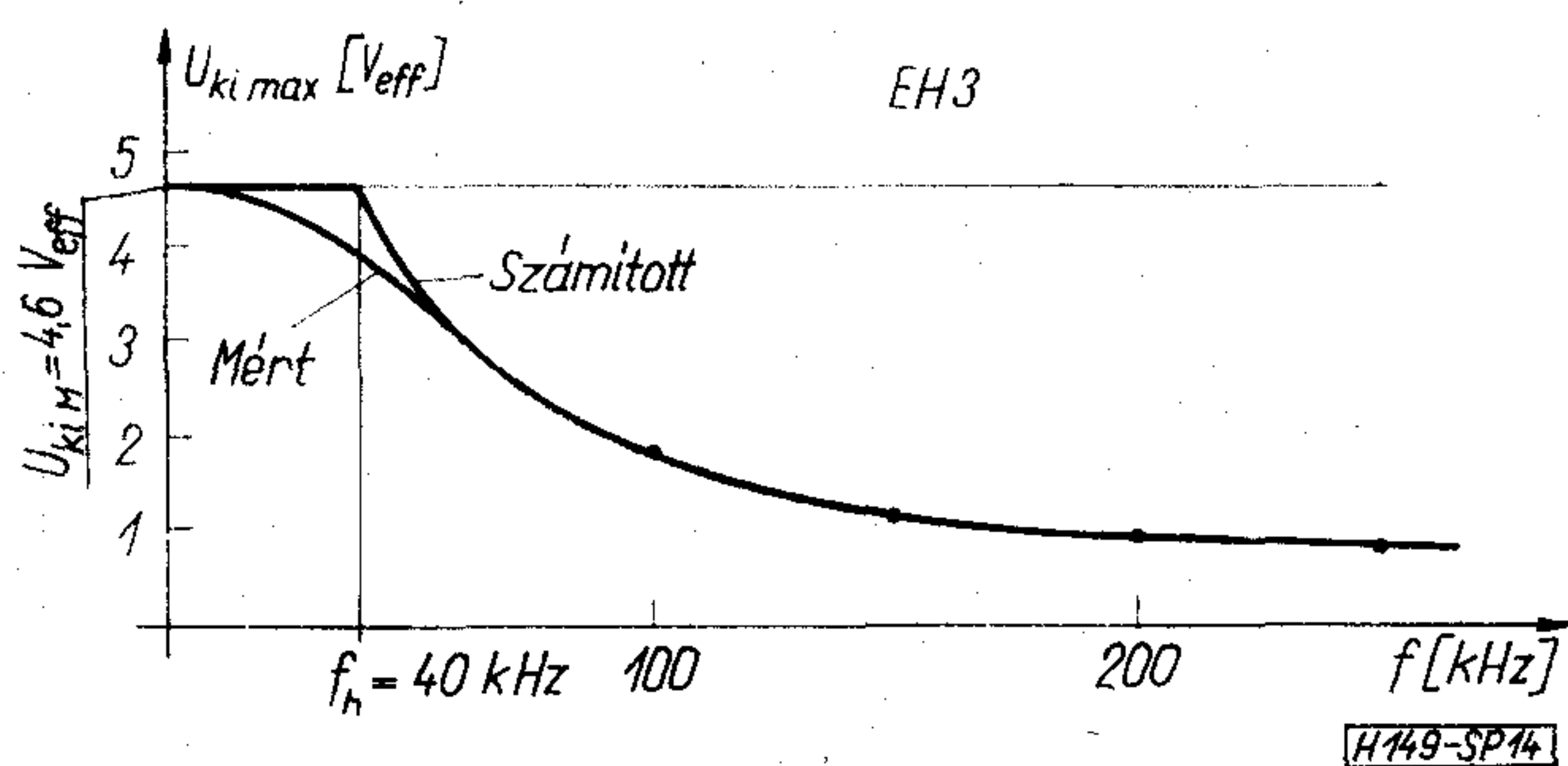
Ha az A_2 is frekvenciafüggő és meredeksége — 6 dB/oktáv, akkor a kimeneti kivezérelhetőség a frekvencia függvényében 12 dB/oktávval csökken.

Ha a végfokozat kivezérelhetősége az f_h határfrekvencia fölött 6 dB/oktávval csökken, ez nem változtatja meg a (6.2.)-ben megadott törvényszerűséget.

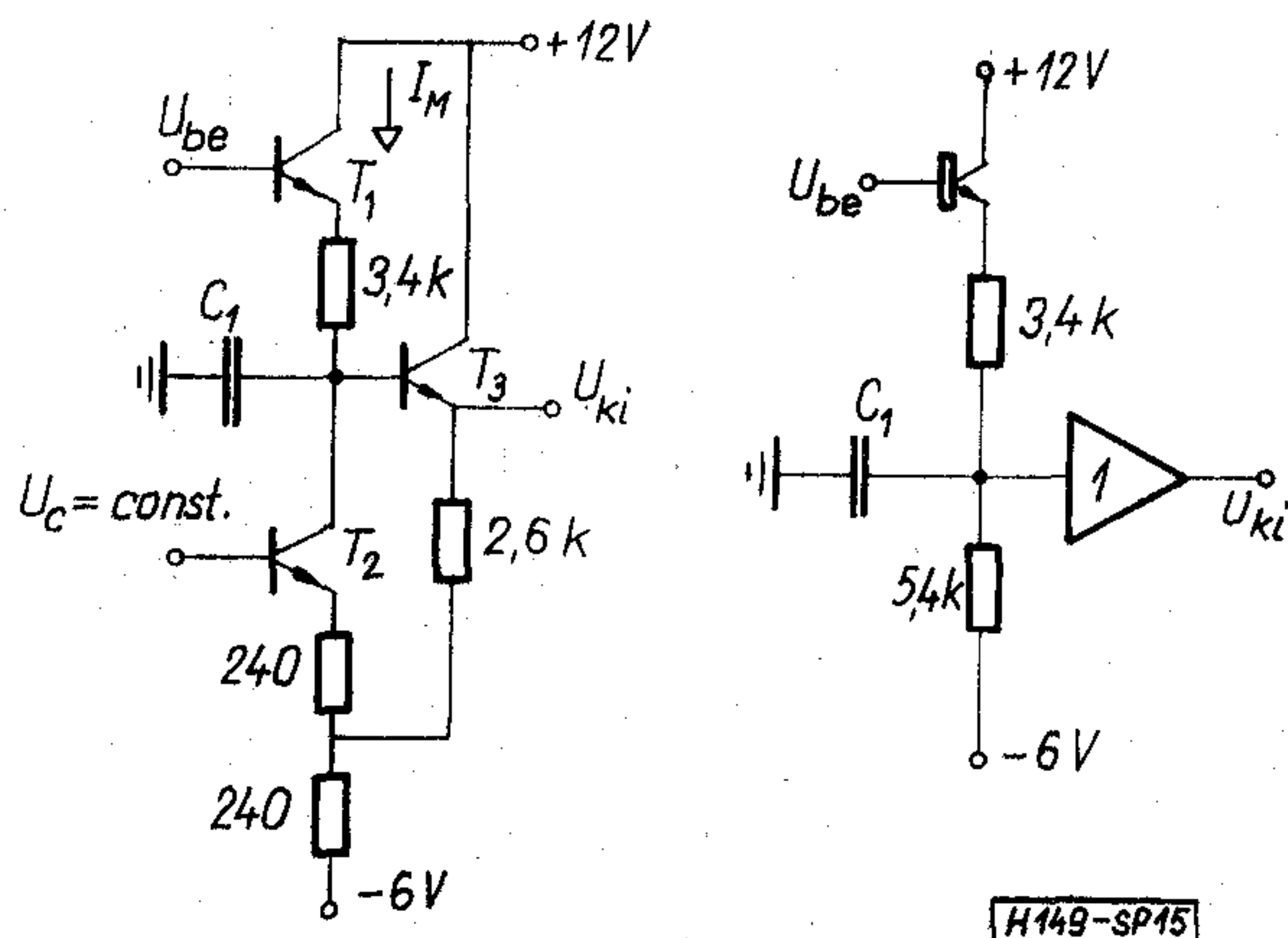
A 11. ábrán látható soros RC tagos kompenzáció esetén a szinuszos kivezérelhetőség értelemszerűen a 13. ábrán feltüntetett függvény szerint változik.



13. ábra



14. ábra



15. ábra

7. Mérési eredmények

A bemutatott elvek és számítási módszerek igazolására méréseket végeztünk, illetve néhány kereskedelemben kapható integrált áramkör esetén az adatlapok mérési eredményeit használtuk fel.

a) A HIKI által gyártott EH3 típusú vékonyréteg integrált műveleti erősítő két differenciálerősítóből és egy egységerősítésű kimeneti fokozatból áll. A kompenzációt a második fokozatban végezzük a tranzisztorok kapacitásának növelésével. A Miller transzformáció segítségével eddigi eredményeink a visszaható kapacitás esetére is általánosíthatók.

$$SWR = \frac{I_M A A_2}{C[1 + A]} = \frac{I_M A_2}{C} \quad (7.1.)$$

Ahol I_M az előző fokozat maximális árama, A a visszaható kapacitást tartalmazó fokozat feszültségerősítése, A_2 a kimenő fokozat feszültségerősítése és $C[1 + A]$ a Miller kapacitás.

Hasonló jelölésekkel a szinuszos kivezérelhetőség határfrekvenciája:

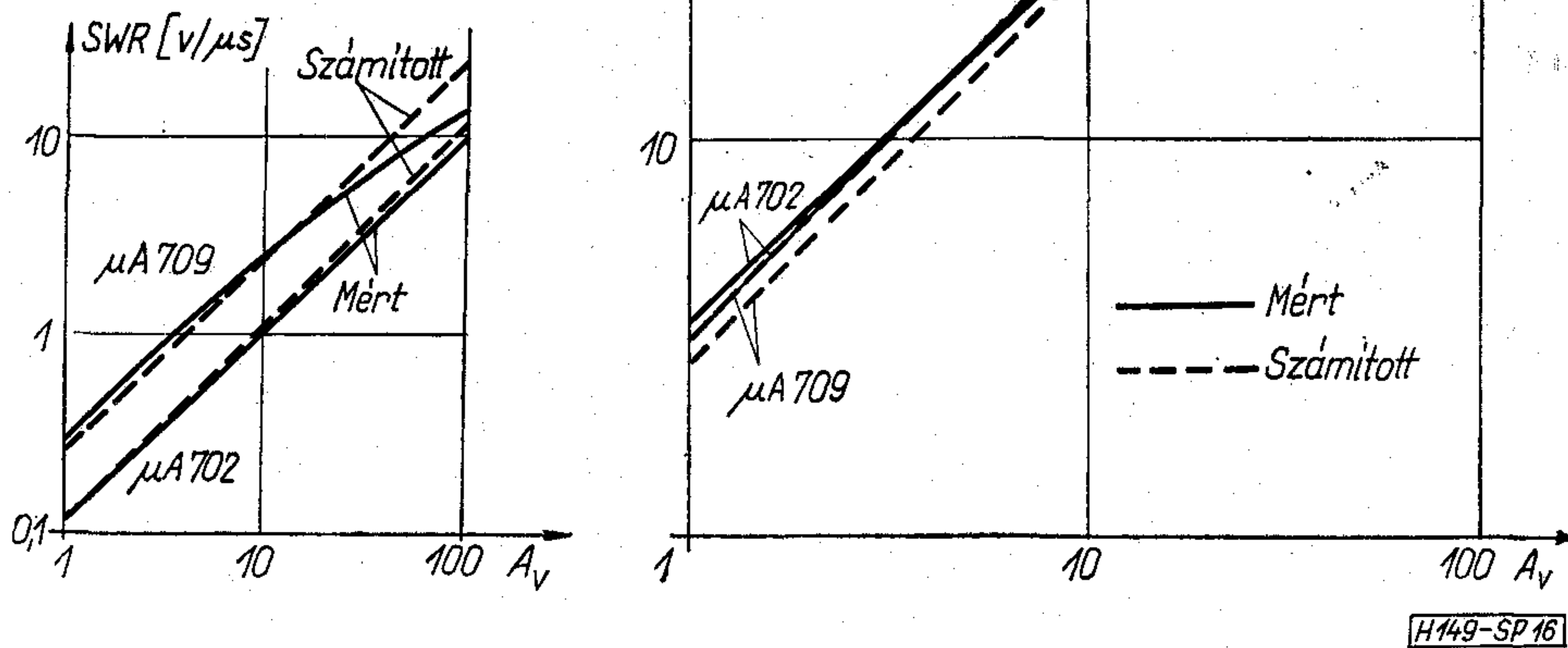
$$f_h = \frac{I_M A A_2}{2\pi C[1 + A] U_{kiM}} = \frac{I_M A_2}{2\pi C U_{kiM}} \quad (7.2.)$$

Az EH3 erősítőre: $A_2 = 1$; $I_M = 0,74$ mA, $U_{kiM} = 13$ V_{cs-cs} és $C = 220$ pF. Ezekkel az adatokkal a számított $SWR = 3,3$ V/μs a mért érték pedig 2,2 V/μs.

A szinuszos kivezérelhetőség frekvenciafüggése a 14. ábrán látható. Az f_h határfrekvencia fölött a (6.2.) összefüggés nagy pontossággal megadja a kivezérelhetőség értékét.

b) A μA 702 típusú áramkörben [9, 10] a kompenzáció a pozitívan visszacsatolt végfokozatban törté-

16. ábra



nik. A végfokozat kapcsolási rajza és helyettesítő képe kompenzált esetben a 15a és 15b ábrán látható. C_1 a kompenzáló kondenzátor, $I_M=1,1$ mA a T_1 tranzistor munkaponti árama. A katalógusadatok és a számított értékek nagy pontossággal megegyeznek (16. ábra).

c) A $\mu A 709$ típusú áramkörben [9, 10] a kompenzálás a második erősítő és aszimmetrizáló fokozat visszaható kondenzátorának növelését jelenti. A végfokozat erősítése $A_2=30$ az aktuális áramkorlátozott fokozat maximális árama $I_M=40 \mu A$. A mért és számított adatok a visszacsatolt erősítés függvényében a 16. ábrán láthatók.

8. Összefoglalás

A mérések és számítások eredményeinek összevetése bizonyítja, hogy a felvett helyettesítő képek jól közelítik a valóságos fizikai jelenségeket, különösen nagy hurokerősítések esetében. Ezen helyettesítő áramkörök vizsgálata és az eredmények érdemi kiértékelése a szerzők által fellelt irodalmi forrásokban nem található.

Végezetül a szerzők köszönetüket szeretnék kifejezni Dr. Barta István professzornak, dr. Házman

István és dr. Komarik József docenseknek a téma kidolgozása során nyújtott támogatásért és az adott hasznos tanácsokért.

I R O D A L O M

- [1] Don Kesner: A Simple Technique for Extending Op Amp Power Bandwidth. Motorola Application Note, AN—459, 1970.
- [2] The MC 1539 Operational Amplifier and its Applications. Motorola Application Note, AN—439, 1970.
- [3] Len Blair: Getting More Value Out of an Integrated Operational Amplifier Data Sheet. Motorola Application Note, AN—273, 1970.
- [4] Simon Gyula: Integrált áramköri műveleti erősítők. Egyetemi doktori értekezés, 1970.
- [5] Jim Shales: A General Purpose I/C Differential Output Operational Amplifier. Motorola Application Note, AN—407, 1970.
- [6] R. J. Widlar: Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers. IEEE Journal of Solid—State Circuits. SC—4, No. 4, August 1969.
- [7] Bob Dobkin: Feedforward Compensation Speeds Op Amp. National Semiconductor Linear Brief, No. 2. 1969.
- [8] T. J. van Kessel: An Integrated Operational Amplifier with Novel HF Behaviour. IEEE Journal of Solid—State Circuits. SC—3, No. 4, December 1968.
- [9] RCA Linear Integrated Circuits Manual, 1970. 142. o.
- [10] The Application of Linear Microcircuits. SGS, 1968.
- [11] Fairchild Semiconductor Integrated Circuit Data Catalog, 1970.

EGYESÜLETI HÍR

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnökségi Ülést tartott 1972. november 17-én. Az ülésen Komporday Aurél elnökölt. Az ülés meghallgatta és egyhangúlag elfogadta Susánszky László beszámolóját a HTE 1973 januárjában összehívandó közgyűlésének anyagára és napirendjére vonatkozólag. Nádas Tibor ismertette az alapszabály módosítási javaslatot, mely az elnökségi ülésen elhangzottak figyelembevételével kerül a Közgyűlés elé megvitatásra és jóváhagyásra.

A VB 1972. március 24 és november 17 közötti munkájával Komporday Aurél számolt be. Az Egyesület gazdasági helyzetének megvitatása során Mérey Imréné titkár ismertette, hogy jövő évben előreláthatólag nagyobb mérvű kiadásokkal és kisebb rendezvényi bevételekkel kell számolni,

mivel az új elhelyezés kevesebb rendezési lehetőséget biztosít az Egyesületnek. Az Elnökség a gazdasági beszámolót elfogadta.

Továbbiak során az Elnökség foglalkozott a Híradástechnika folyóirat szerkesztési és terjesztési kérdésével. A folyóirat és az egyesületi élet közötti kapcsolat szorosabbá tétele szükségessé tenné, hogy a szakosztályok és állandó munkabizottságok nagyobb mértékben kihasználják a lap által biztosított publikációs lehetőséget és a lapot rendszeresen ellássák híryanaggal.

Fentiekén kívül meghallgatta az Elnökség az egyesületnek a közeljövőben esedékes, a Kereskedelmi Kamara új székházába való költözéséről szóló bejelentést.

Kisszintű alapsávi jelátvitel adatátviteli alkalmazása

Az elmúlt 20 évben a számítógéptechnika új digitális átviteli igényekkel jelentkezett. A megindult fejlődés eredményeként a működési sebesség a távírótechnikában addig használt mechanikus szerkezetekéhez képest, több mint egy nagyságrenddel megnőtt. Az elektronikus áramkörök — köztük az elektronikus jelfogók — az átviteli sebesség növelését is lehetővé tették. Az ember — ember kapcsolatot biztosító távíró-technika mellett megjelent az ember — gép, illetve a gép — gép kapcsolatot kiszolgáló adatátvitel.

1. Bevezetés

Az adatátvitel sebességigényének kielégítésére a hagyományos távíros megoldások nem feleltek meg. Ennek — többek között — a szükségesnek vélt nagyobb jelfeszültség zavaró hatása, a mechanikus elemek (jelfogók) lassú működése, illetve a számításba jöhető elektronikus elemek kis működési feszültségtartománya volt az oka. A távíró típusú alapsávi jelátvitel háttérbeszorulását az is elősegítette, hogy a távbeszélő- és távíró-átviteltechnikában rendelkezésre álltak azok a megoldások, amelyek alkalmazásával az adatátviteli igények kielégíthetők voltak (gondolunk itt a már jól kidolgozott AM, FM, PM vagy más impulzusmodulációs módszerekre).

Az adatátviteli igények rohamos növekedése előtérbe helyezte az átviteli berendezések és módszerek gazdaságossági kérdéseit. Az adatátviteli hálózatok kialakulása, s ezekben a hálózatokban az adatátviteli (digitális) kapcsolóközpontok megjelenése, sőt az utóbbi időben az adathálózatok és a távíróhálózatok várható összeolvadása, a helyi hálózatra, az előfizetői vonalakra terelte a figyelmet.

A távírósebesség növelése iránti igény, a helyi hálózatok gazdaságos kialakításának követelménye és a rendelkezésre álló nagyobb sebességű mechanikus berendezés, valamint a kis feszültség- és energiaigényű elektronikus jelfogó lehetősége vezetett el az alapsávi átviteli módszerhez. Ennek első megvalósításaként a Siemens cég bemutatta GDN (Gleichstrom Datenübertragungseinrichtung mit niedriger Sendespannung) berendezését. Az elv egyszerű: a távbeszélő-technikában is alkalmazott jelszinttartományú (kb. 0,5 V nagyságrendű) impulzussorozatot aláillesztve kell a vonalra adni, illetve a vonalról venni.

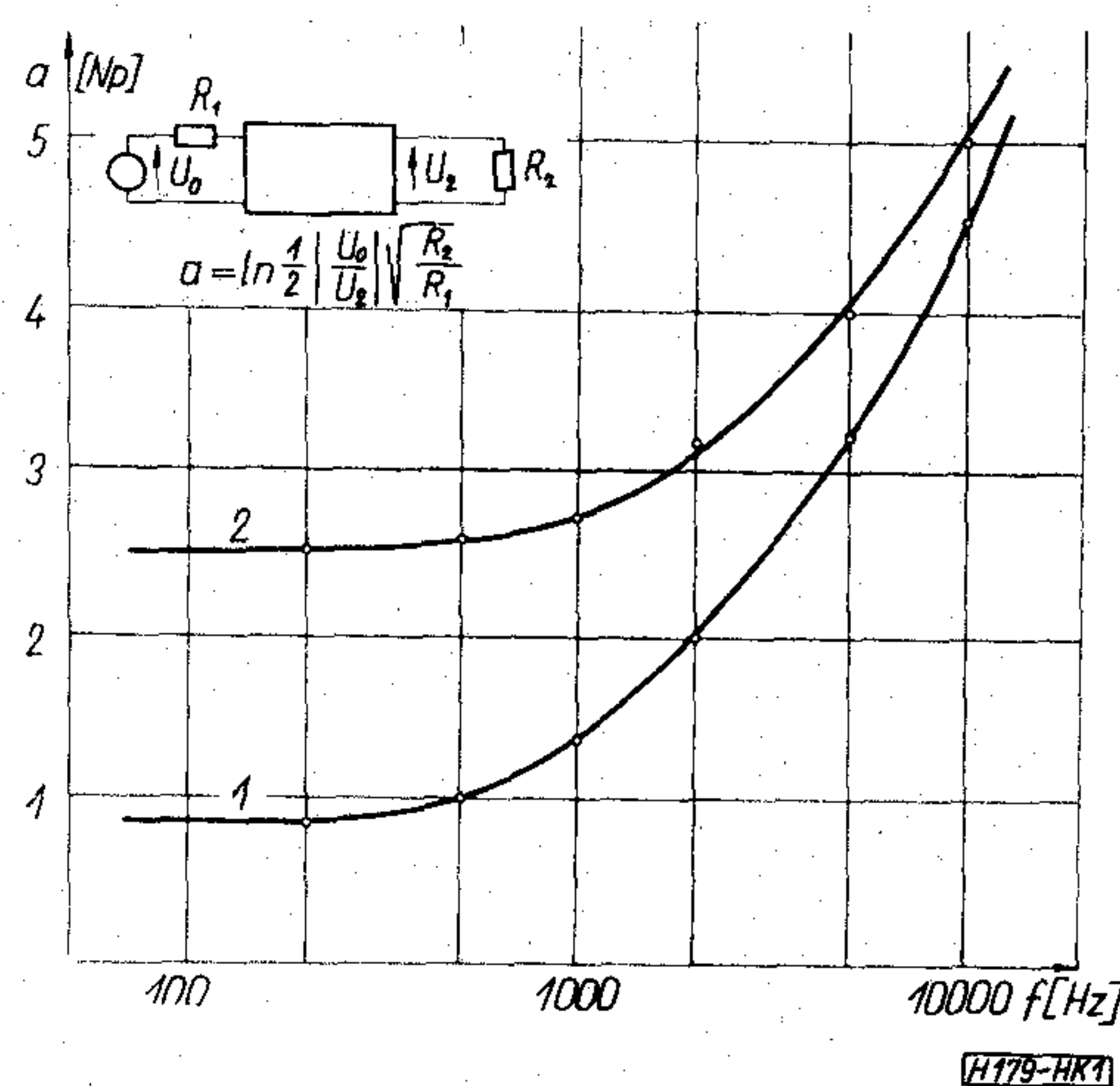
Cikkünk keretében egy hazai fejlesztésű kisjelű egyenáramú adatátviteli berendezés vizsgálatáról, illetve a vizsgálat során az alapsávi jelátvitel új módszeréről szerzett tapasztalatainkról számolunk be. Különösen szeretnénk felhívni a figyelmet az alkal-

mazhatóság korlátaira. Tapasztalataink szerint az átvitel felső korlátja a torzítási hatótávolság, ez alatt tetszőlegesen kis távolságra használható a berendezés az ismertetendő kiegyenlítési módszerrel.

2. Működési elv és az alkalmazhatóság korlátai

Egy adatátviteli összeköttetés alapvető feladata az adatjel lehetőleg hibamentes eljuttatása az adatforrásból az adathelyre. Ezért elsődleges paramétere az elemi jel hibaarány. A hibaarány azonban az összeköttetés egyéb jellemzőitől csak közvetve függ. Adatátviteli összeköttetés létesítésekor általában a másodlagos paraméterek (pl. távírótorzítás, jel-zaj viszony) optimalizálására törekszünk. Az így kialakított összeköttetésen utólag ellenőrizzük a hibaarányt. Alapsávi összeköttetés esetén a 0-tól 10 000 Baud-ig terjedő sebességtartomány átviteléhez a csatorna sávzélességének legalább 5 kHz-ig kell terjednie, és mivel a berendezés sem modulációt, sem kódkonverziót nem tartalmaz, transzparens átvitel érdekében az egyenáramú komponens is át kell vinni, azaz galvanikus összeköttetést kell biztosítani az adó és a vevő között.

Az összeköttetés céljára számításba vehető kábelnek ebben a rendkívül széles frekvenciatartományban jelentős amplitúdótorzításuk van. Ennek kiegyenlítése rendkívül sok elemet igényelne, mert az oktávokban kifejezett átviteli sáv extrém értékhez tart, az elemértékek pedig nehezen megvalósítható tartományba esnek. Igyekszünk ezért elkerülni az amplitúdókorrektor alkalmazását, és az amplitúdótorzítást a kábel aláillesztésével csökkentjük. Ezt a módszert



1. ábra. $\varnothing$ 0,4 mm, 11,4 km hosszú papírszigetelésű rézkábel csillapítása

már régóta alkalmazzák terheletlen kábeleken alapsávi zeneátviteli áramkörök létesítésére [1].

Az 1. ábra egy $\varnothing 0,4$ mm, 11,4 km hosszú*, papírszigetelésű rézkábel csillapítását mutatja 600 ohmos (1. görbe), illetve aláillesztett (50 ohmos generátor és 140 ohmos vevőoldali) lezárás esetén (2. görbe). Az aláillesztés hatására az amplitúdótorzítás csökken.

Adott adó-vevő berendezés esetén az alapsávi összeköttetés alkalmazhatóságának két korlátja van. Az egyik a kábelben fellépő feszültségesésből számítható egyenáramú hatótávolság, a másik a lineáris torzítások okozta távirótorzítás növekedéséből számítható torzítási hatótávolság. Az egyenáramú hatótávolságot a feszültségosztásból könnyen számíthatjuk:

$$l = \frac{U_0 R_v - U_v (R_g + R_v)}{U_v R_k} \quad (1)$$

ahol: l = az áthidalható távolság,

$$U_0 = \text{az adó forrásfeszültsége,}$$

U_v = a minimálisan megengedett vételi feszültség.

R_g = az adó kimeneti ellenállása,

$$R_n = \text{a vevő bemeneti ellenállása,}$$

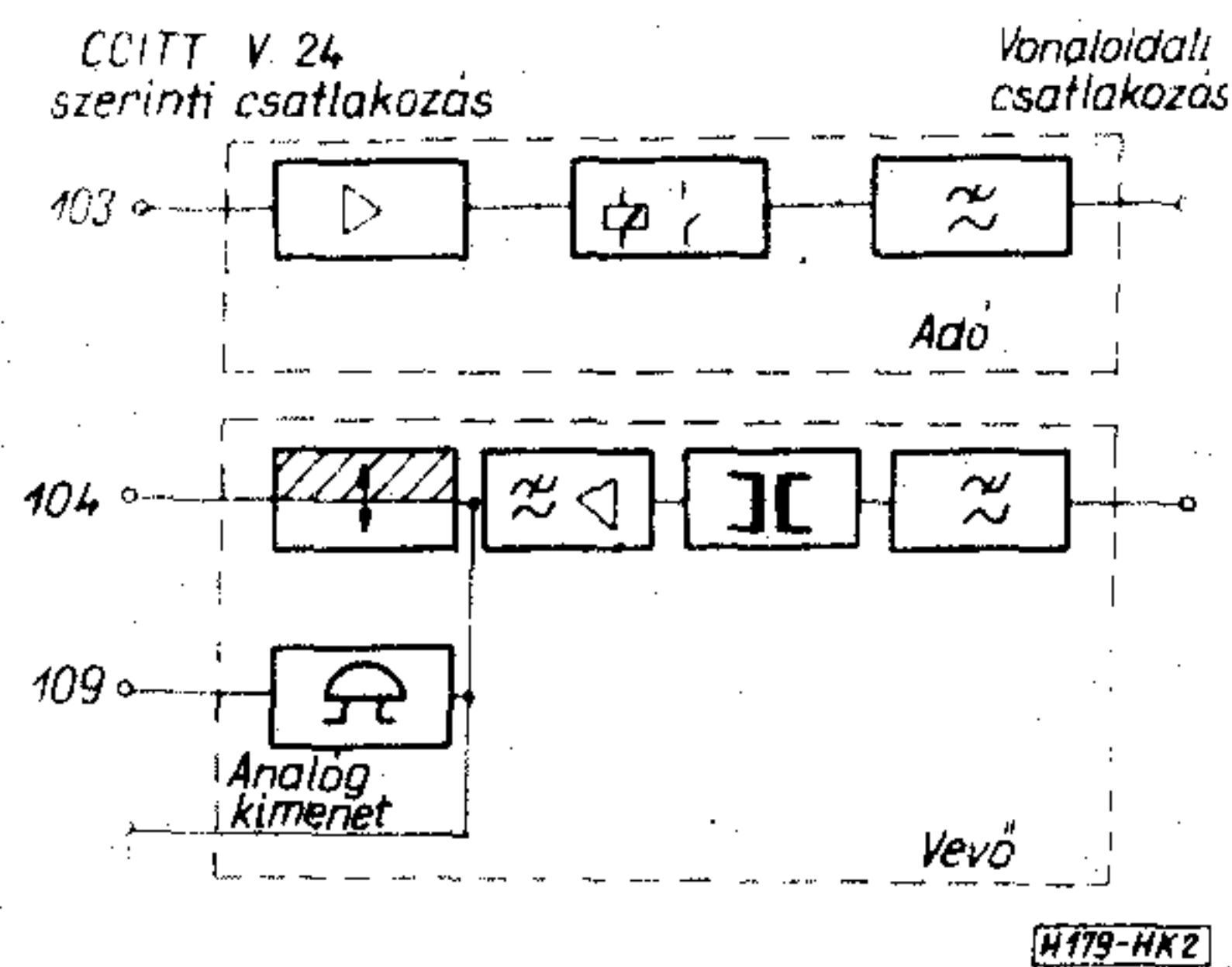
R_k = a kábel hosszegységre eső ellenállása.

A torzítási hatótávolságot, vagyis az adott sebességen áthidalható maximális távolságot, illetve az adott távirótorzításhoz megengedhető legnagyobb sebességet a lineáris torzítások határozzák meg. Az egyenáramú hatótávolság abszolút korlát, a torzítási hatótávolság ennél kisebb, gyakorlati korlátként mindig ez utóbbit kell figyelembe venni.

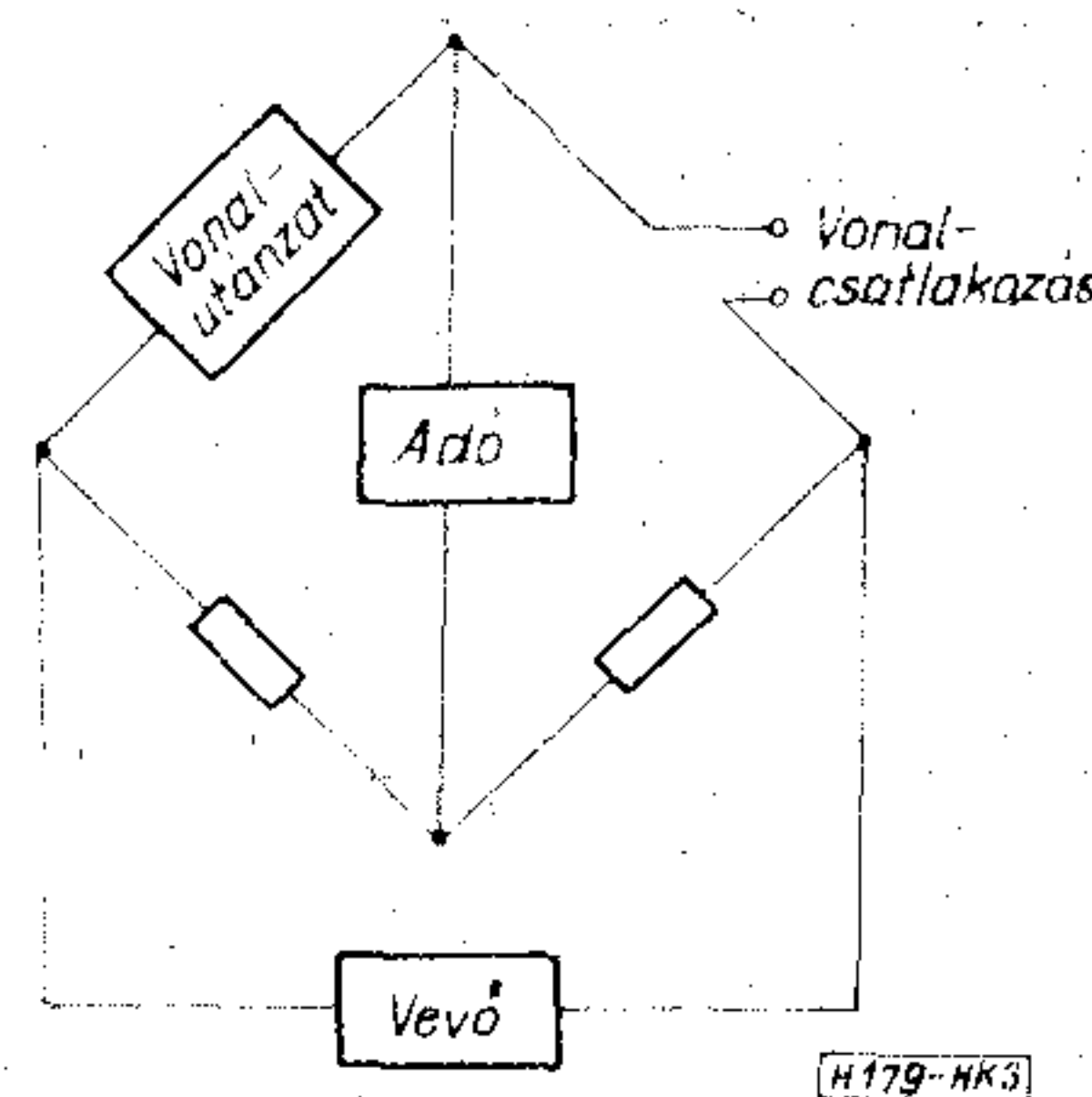
3. A berendezés ismertetése

A 4. és 5. pontban leírt vizsgálatokat és kísérleteket a 2. ábrán látható egyszerűsített tömbvázlat szerinti adó-vevő párral végeztük. Elöljáróban vázlatosan ismertetjük a berendezés elvi működését. Az adóoldalon egy alkalmas kapcsolás az adatjelet $\pm 0,5$ V csúcsértékű kettősáramú, földfüggetlen, földszimmetrikus jellé alakítja át. Az adószűrő feladata, hogy elnyom-

*A mérések során felhasznált, 20 km-nél is hosszabb érpár valójában egyetlen kábeldobon helyezkedett el, s a kívánt hosszúságot a kábelben lévő érpárok sorbakapcsolásával biztosítottuk.



2. ábra. Egyszerűsített tömbvázlat



3. ábra. A kéthuzalos üzemmód hídkapcsolása

ja a jel spektrumának azt a részét, amelynek nincs információtartalma (kb. 5 kHz felett). Az adó kimeneti ellenállása 50 ohm. Ezt úgy valósítottuk meg, hogy egy 100 ohmos aluláteresztő szűrőt lezárunk 100 ohmmal, így az adó kimenete a vonalról nézve 50 ohmnak látszott.

A vevő transzformátorán a jel egy szaggató kapcsoló (chopper) segítségével jut át. A vevő bemeneti szűrője megakadályozza a szaggatójel visszaszivárgását a vonalra. Az elválasztás után megjelenő impulzus-amplitúdómodulált jelet aluláteresztő jellegű erősítő erősíti és detektálja. A vevő karakterisztikáját a bemeneti szűrő, a szaggató fokozat és az erősítő karakterisztikája alakítja ki. Az erősítő kimenete a szemábra megfigyeléséhez, illetve egy szintfigyelő áramkörhöz csatlakozik.

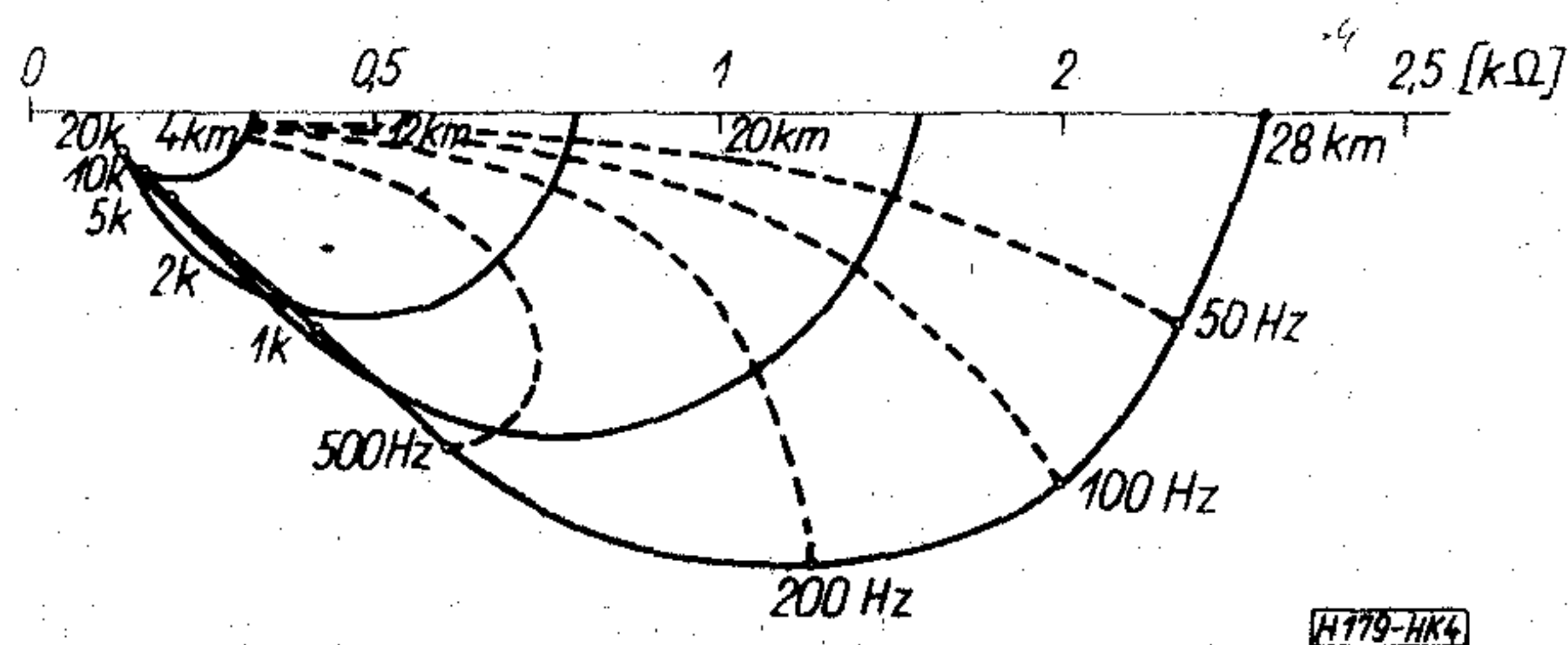
Az adót és a vevőt hídba kapcsolva kéthuzalos teljes duplex üzemet lehet kialakítani (3. ábra). Ha a művonallal a vonal impedanciáját jól sikerül utánozni, a híd egyensúlyban lesz, a vevőbe csak a vonalról jut jel, az adóból gyakorlatilag nem.

4. A kéthuzalos üzemmód és a visszafordulás kiegyenlítése

A kéthuzalos üzemmódhoz egyszerű szerkezetű, a kábel bemeneti impedanciáját jól utánzó, könnyen beállítható vonalutánszat szükséges. A 4. ábrán egy jellegzetes kábel bemeneti impedancia helygörbe látható.

Az ábrán felismerhetők a nagy veszteségű távvezetékek jellegzetes tulajdonságai. A frekvencia növekedésével a bemeneti impedancia a hullámimpedanciához tart, amelynek értéke:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R}{2\omega C} - j} \sqrt{\frac{R}{2\omega C}} \quad (2)$$



4. ábra. 100 ohm-nál lezárt, $\varnothing$ 0,8 mm-es papírszigetelésű rézkábel bemeneti impedanciája

Kis frekvenciákon a bemeneti impedancia az egyenáramú ellenálláshoz tart. Nagy veszteségű kábelek vonalutánzataként elterjedten alkalmaznak RC tagokból álló ún. lépcsős vonalutánzatot. Az egyenáramú kiegyenlítés érdekében a szokásos lépcsős vonalutánzatot ki kell egészíteni az egyenáramú kiegyenlítést biztosító R ellenállással (5. ábra).

A gyakorlatban a vonalutánzatot próbálgatással állítjuk be. Célszerű először az R ellenállással a hidat egyenáramúlag kiegyenlíteni, majd C_1, R_1, C_2 elemekkel a vonalutánzat pólusait és zérusait „hozzáigazítani” a kábel bemeneti impedanciájához.

A beállítás „taktikájának” kialakításához vizsgáljuk meg az R taggal párhuzamosan kapcsolódó $Z_{(p)}$ maradékimpedanciát.

$$Z_{(p)} = \frac{1}{pC_1} \times \left(R_2 + \frac{1}{pC_2} \right) = \frac{1 + pR_2C_2}{pC_1 + pC_2 + p^2R_2C_1C_2} \quad (3)$$

A Bode-alak:

$$Z_{(p)} = K \frac{1 + \frac{p}{\omega_1}}{p \left(1 + \frac{p}{\omega_2} \right)} \quad (4)$$

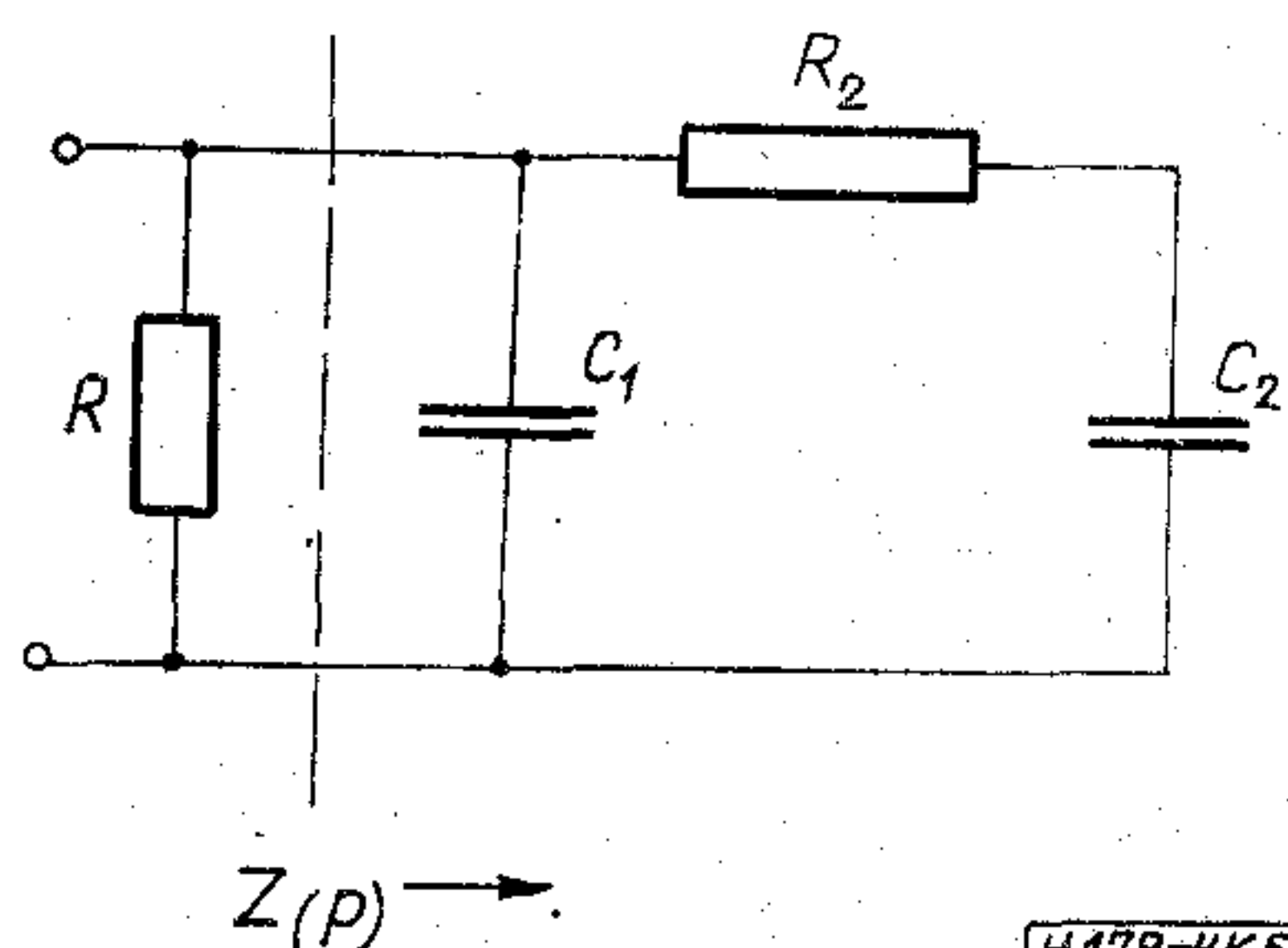
(3)-ból és (4)-ből kifejezhetők a töréspontok és a konstans az elemértékek függvényében:

$$K = \frac{1}{C_1 + C_2}, \quad (5)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_2C_2}, \quad (6)$$

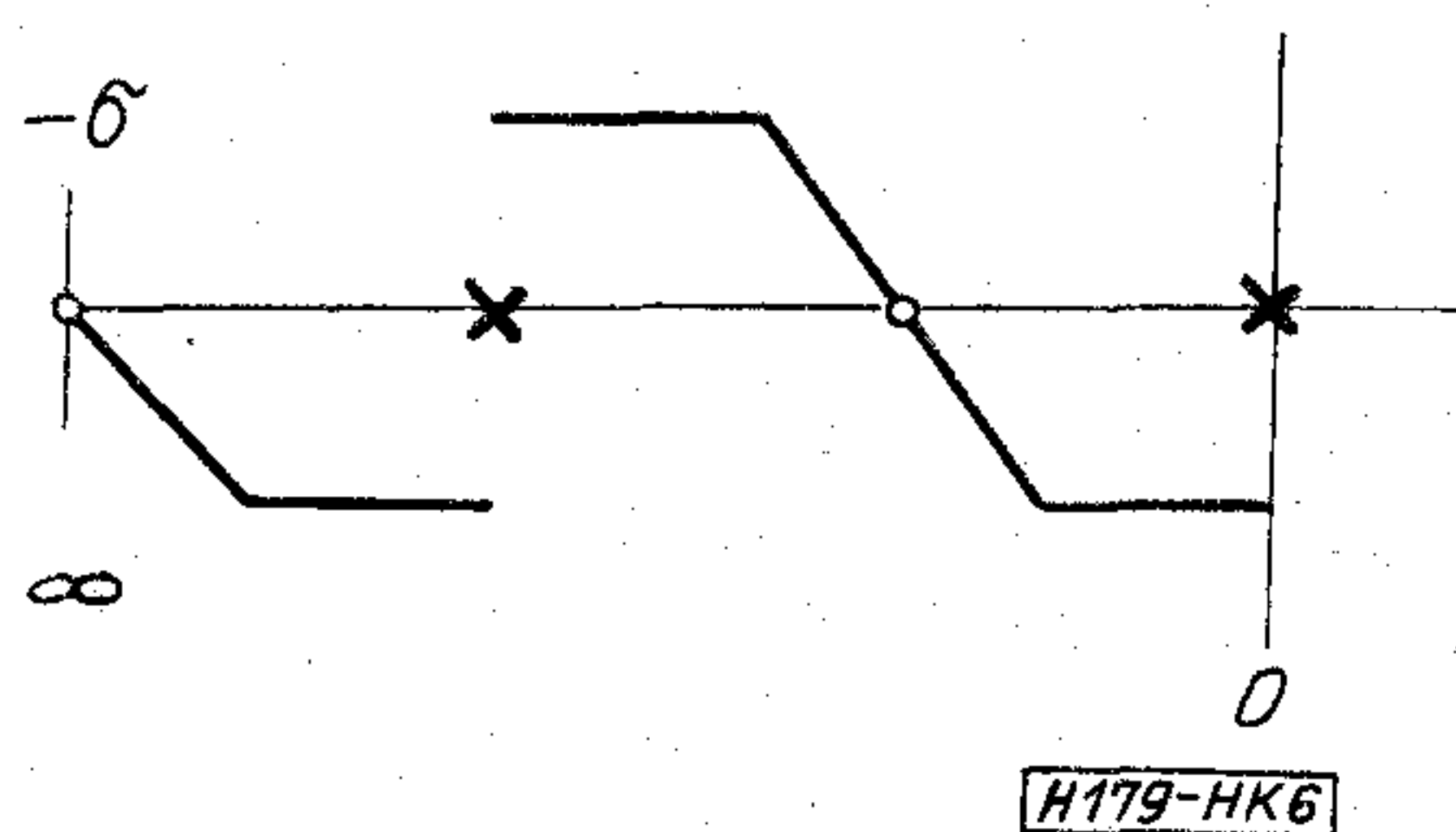
$$\omega_2 = \frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_2C_2} \quad (7)$$

Az elemértékek a töréspontok és a konstans függvényében (4)-ből Cauer-kifejtéssel határozhatók meg.



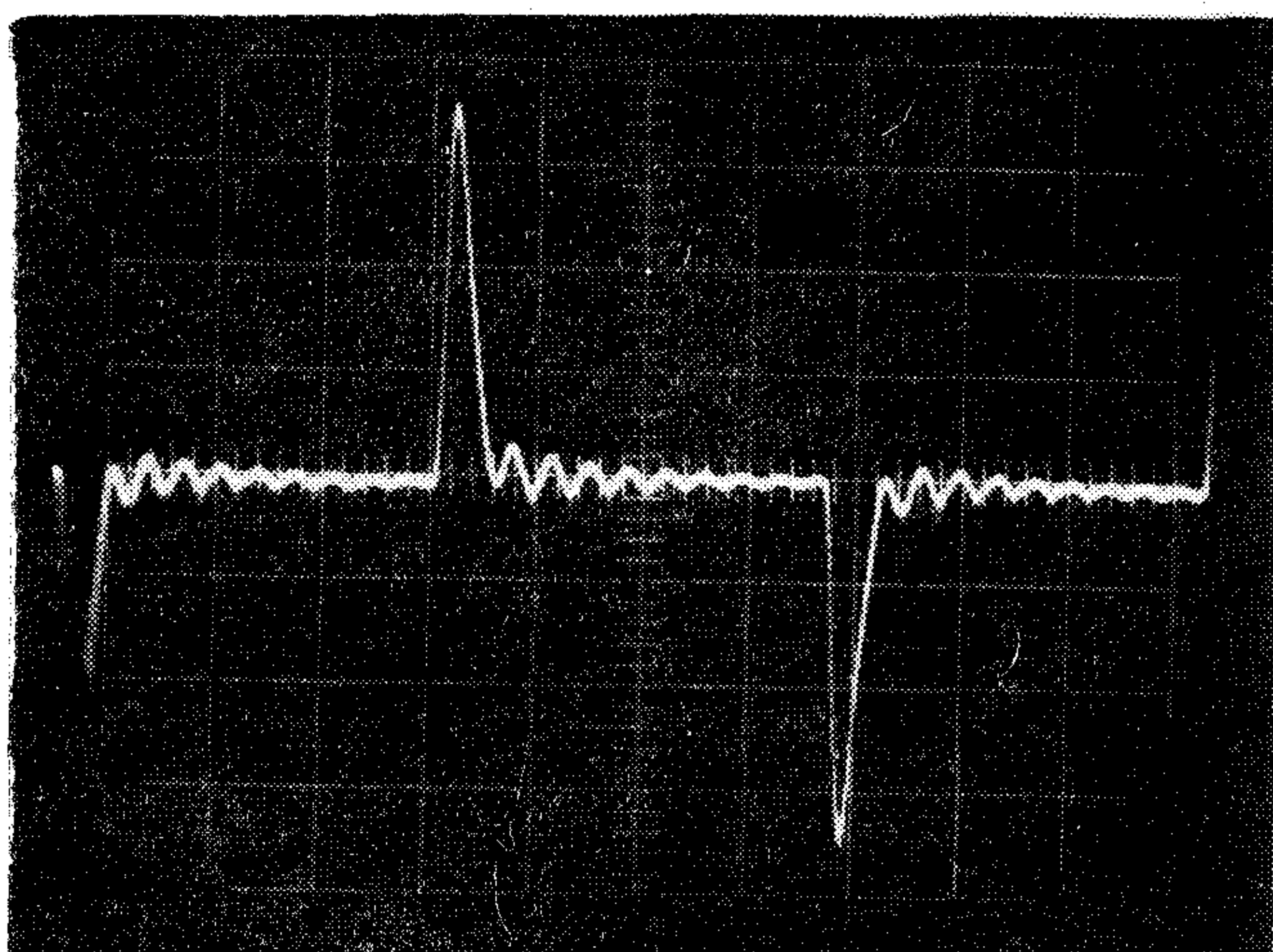
H179-HK5

5. ábra. A vonalutánzat kapcsolása

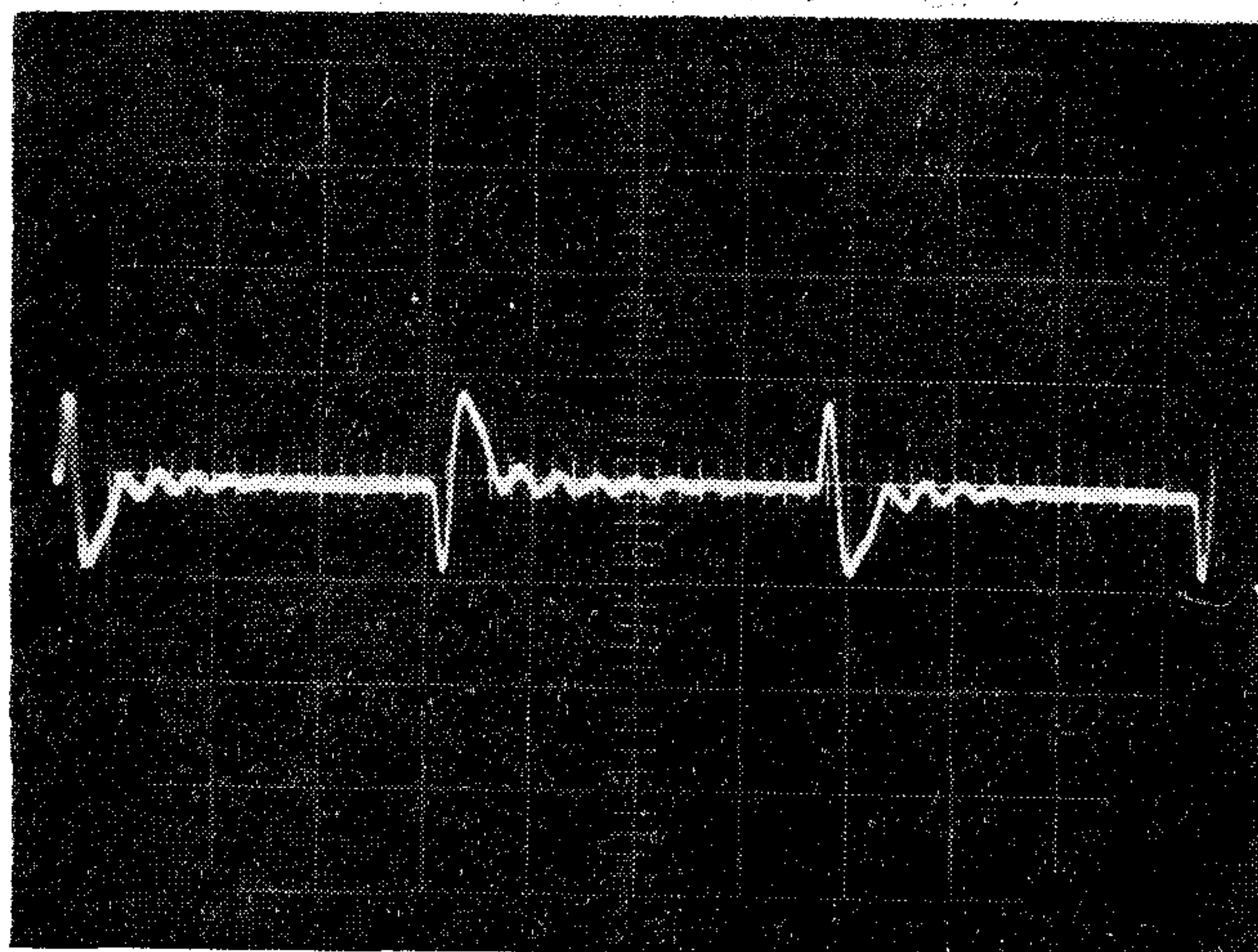


H179-HK6

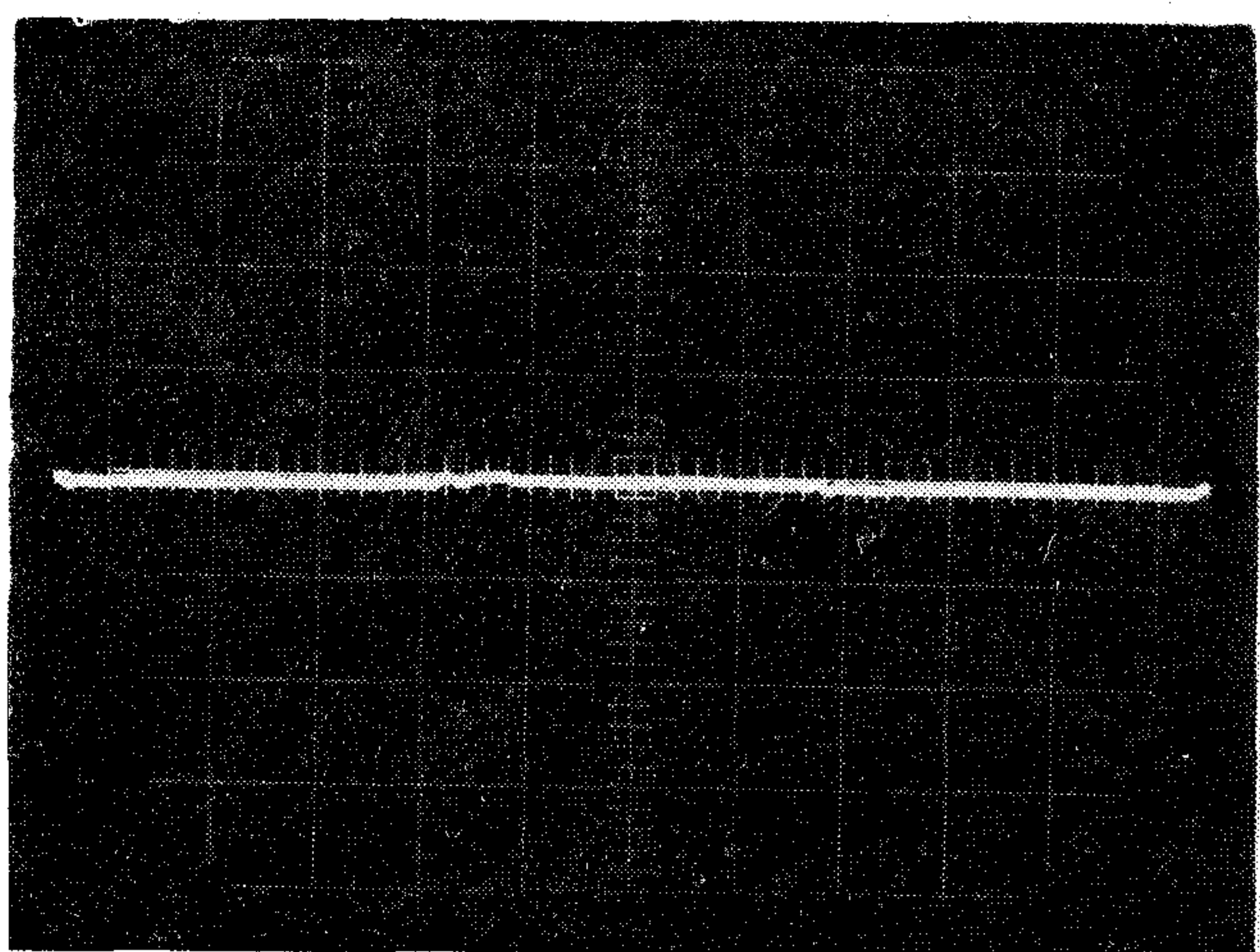
6. ábra. Z_p jelleggörbéje



H179-HK7a



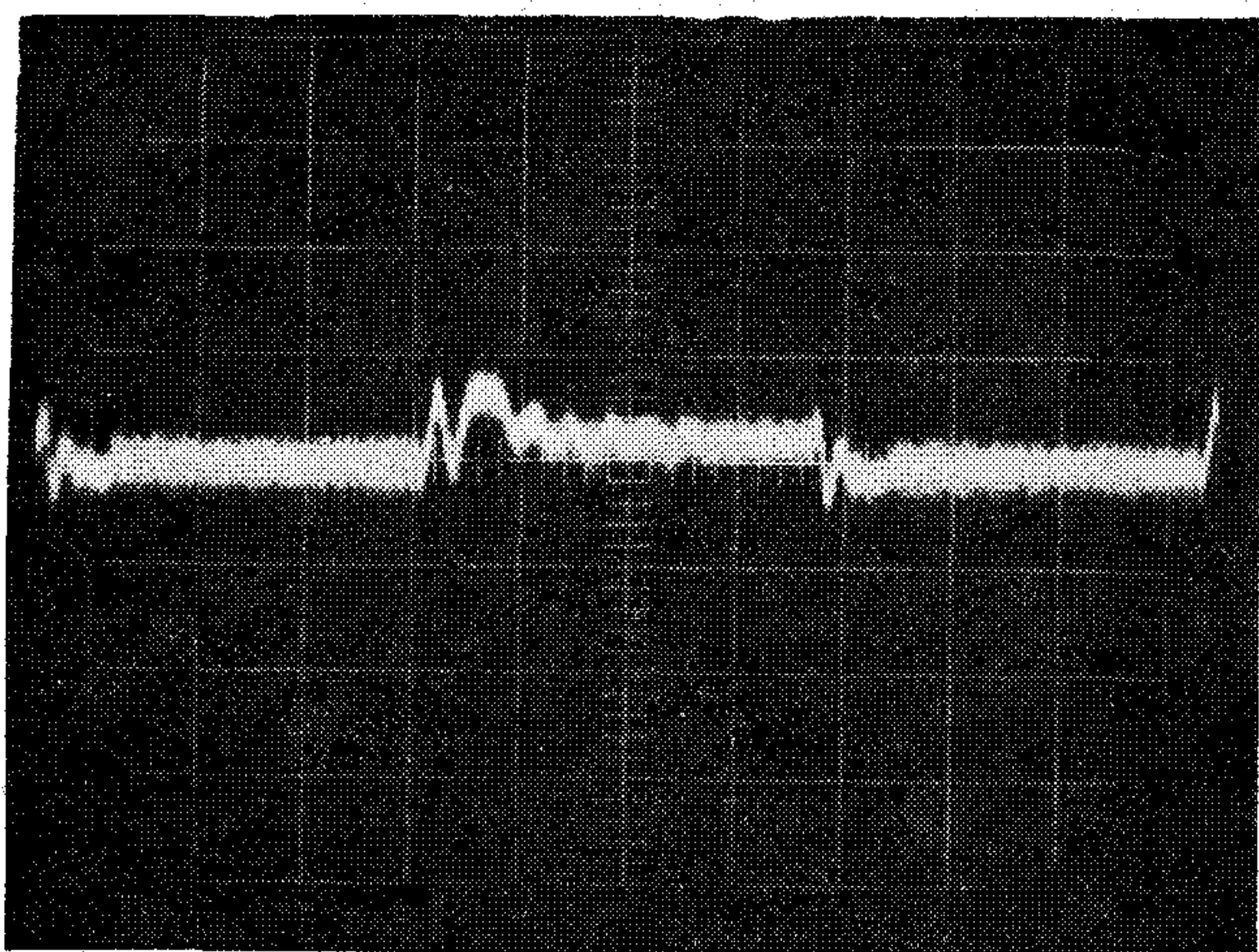
H179-HK7b



H179-HK7c

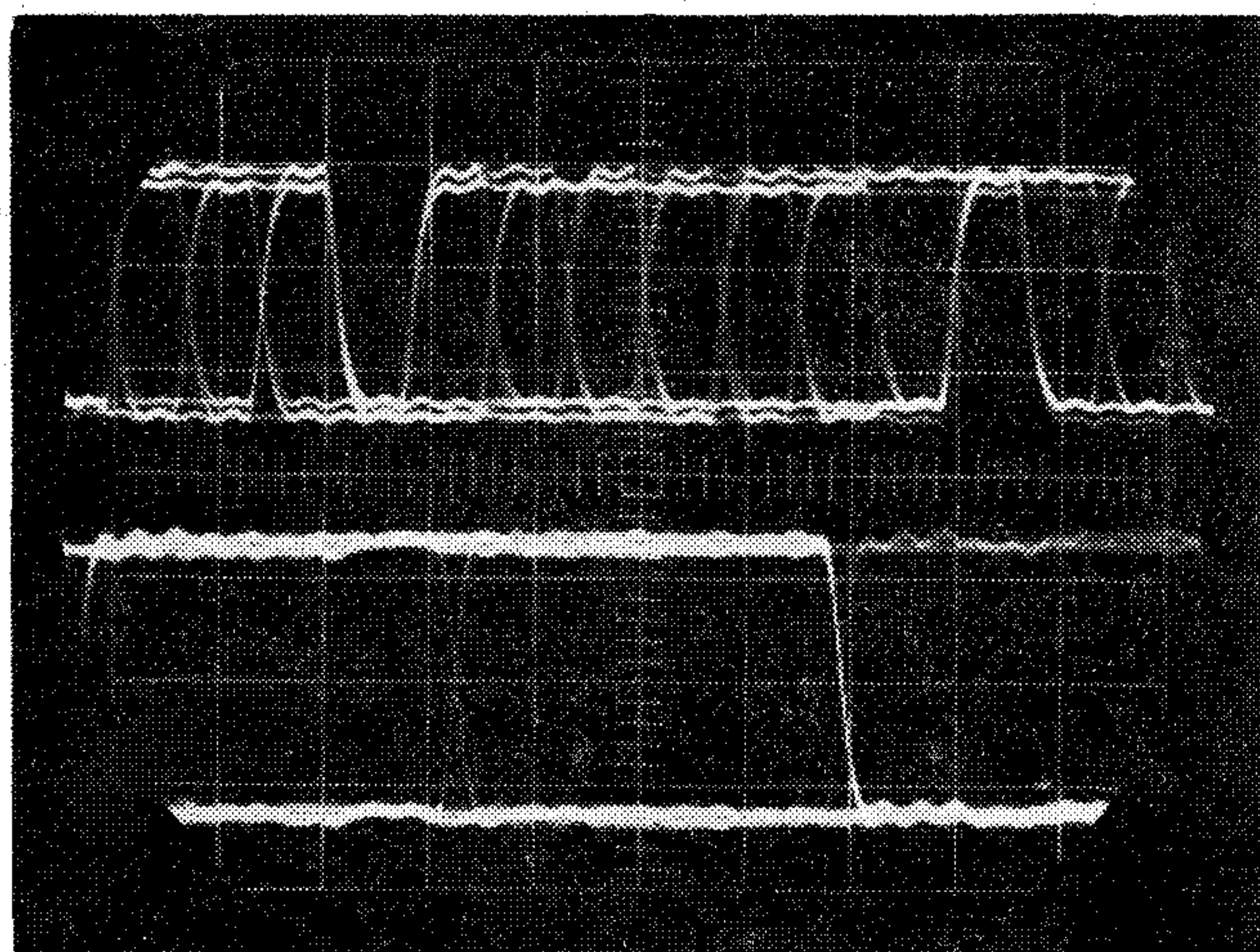
7. ábra. $\varnothing$ 0,8 mm-es, 8 km hosszú papírszigetelésű rézkábel kiegyenlítése 200 Baud-os 1:1 arányú jellel (Függőleges érzékenység: 2 V/cm)

a) A visszafordult jel alakja egyenáramú kiegyenlítés után ($R = 650 \Omega$). b) A visszafordult jel alakja a konstans közelítő beállítása után ($R = 650 \Omega, C_2 = 114 \text{ nF}$). c) A visszafordult jel alakja a teljes kiegyenlítés után ($R = 650 \Omega, C_1 = 15 \text{ nF}, C_2 = 114 \text{ nF}, R_2 = 240 \Omega$)

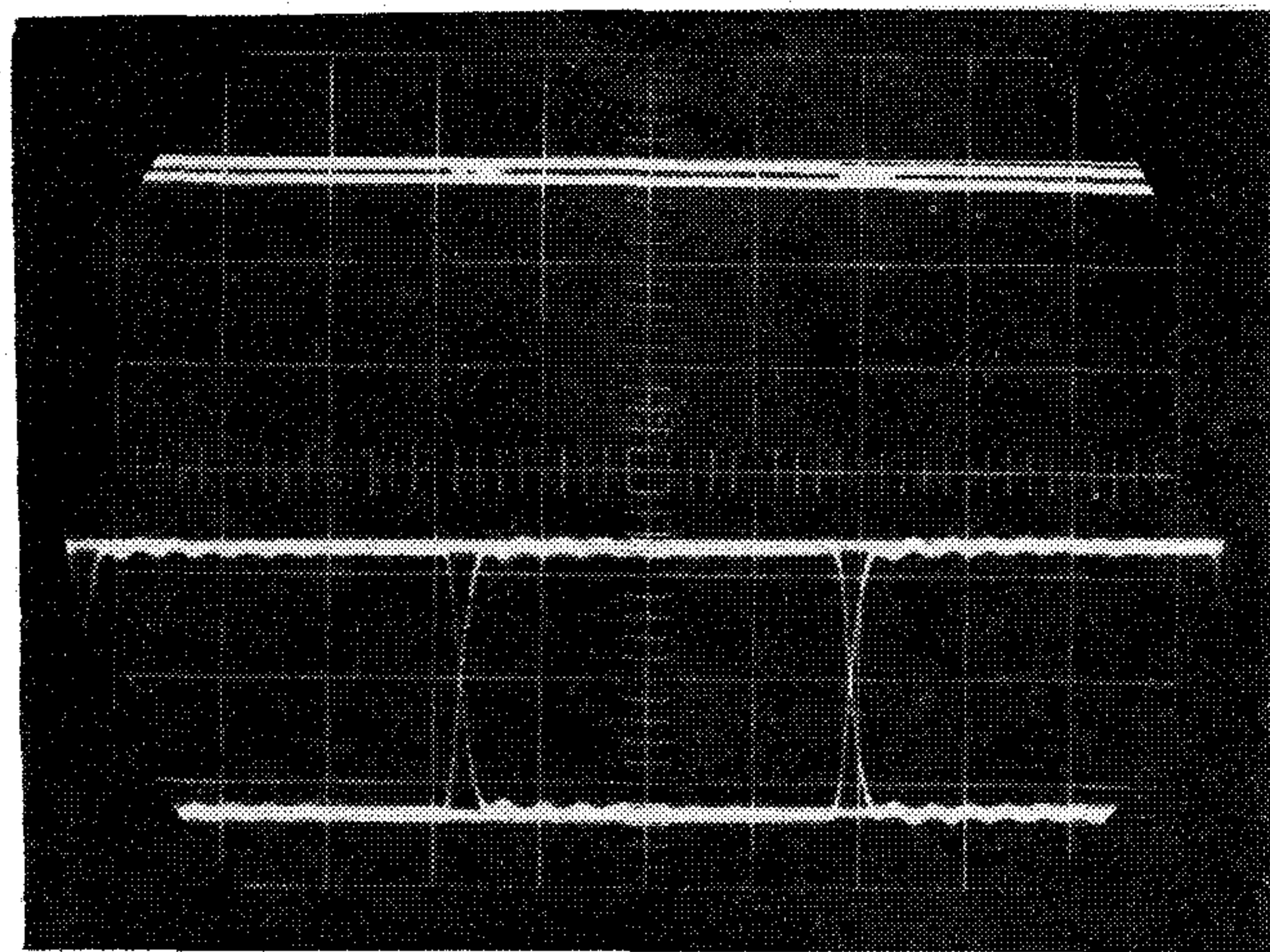


H179-HK8

8. ábra. A kiegyenlített állomás analóg kimenetén lévő jel (függőleges érzékenység: 0,2 V/cm)



H179-HK9a



H197-HK9b

9. ábra. A duplex összeköttetés szemábrái

$$C_1 = \frac{\omega_1}{K\omega_2}, \quad (8)$$

$$R_2 = \frac{K\omega_2}{\omega_1\omega_2 - \omega^2}, \quad (9)$$

$$C_2 = \frac{\omega_2 - \omega_1}{K\omega_2}. \quad (10)$$

A jelleggörbe a 6. ábra szerinti, kis frekvenciákon $Z_{(p)}$ viselkedését a konstans és az origóban fekvő pólus határozzák meg. A konstans viszont első közelítésben csak C_2 -től függ, ugyanis általában $\omega_2 \gg \omega_1$ ezért (8) és (10) alapján $C_2 \gg C_1$.

A kiegyenlítési eljárás ezek után a következő: Az ellenállomás tápfeszültségét kikapcsoljuk, a kiegyenlítendő állomás bemenetére olyan sebességű 1:1 arányú jelet kapcsolunk, amelyen az egyenszintek még jól megfigyelhetők. A hídban az adóból a vevőbe jutó jelet a vevő analóg kimenetén oszcilloszkóppal figyeljük. A vonalutánszat R ellenállásával egyenáramúlag kiegyenlítjük a hidat. Ekkor a visszafordult jelben az impulzustetők egy egyenesbe esnek (7a ábra). Ha a kábel olyan rövid, hogy bemeneti ellenállása jelentősen függ a lezárástól (a kábel „átlátszik”), célszerű a kiegyenlítés folytatása előtt az ellenállomás R ellenállását is beállítani. Ezután C_2 -vel közelítőleg beállítjuk a konstans értékét (7b ábra), R_2 -vel közelítőleg ω_1 -et, majd C_1 , R_2 és C_2 finom szabályozásával véglegesen beállítjuk a töréspontokat (7c ábra). Ha a kábel rövid, az ellenállomás kiegyenlítése után megváltozik a kábel bemeneti impedanciája, a hidegyensúly felborul. Tapasztalataink szerint a fenti kiegyenlítési eljárást 2–3-szor megismételve, némi gyakorlattal egészen rövid kábelek is jól kiegyenlíthetők. A kiegyenlítés minőségét az oszcilloszkóp-ábra alapján elég nehéz megállapítani. A kiegyenlítés vége felé egyre nehezebb eldönteni, hogy melyik közelítés jobb és melyik rosszabb. Rövid kábel esetén az ellenállomásról reflektált jel összekeveredik a visszafordult jellel. Általában nem lehet egyértelműen eldönteni, hogy a kiegyenlítés tovább javítható-e.

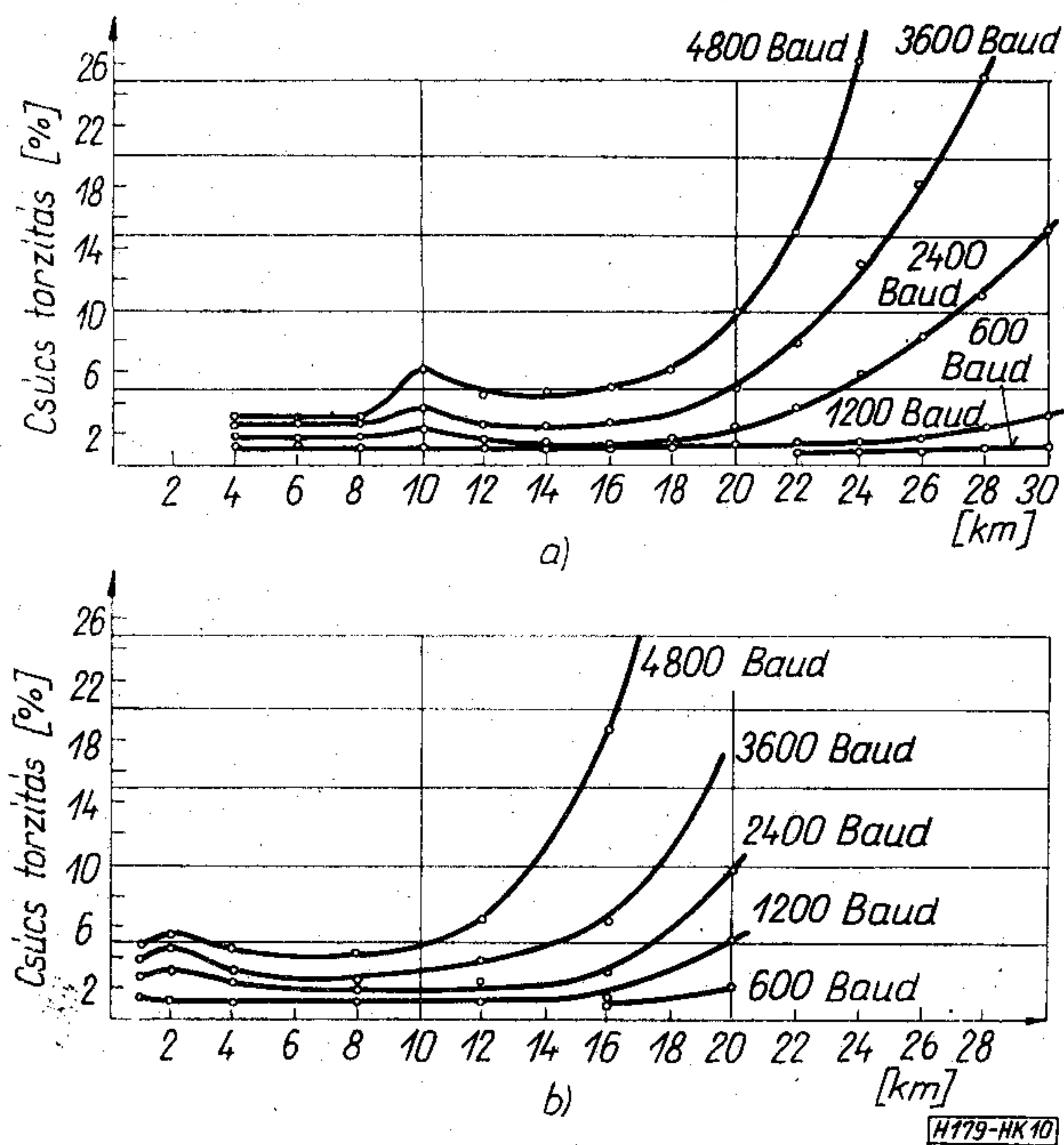
A 8. ábra a kiegyenlített állomás analóg kimenetén lévő jelet mutatja a 7. ábrához képest tízszeres nagyításban. Jól megfigyelhető a kiegyenlítés hibája miatt visszafordult jel, a detektált jelben maradó chopper impulzusok és a kábelben levő zaj. Általában a kiegyenlítés jónak mondható, ha a három zavaró jelenség azonos nagyságrendbe esik.

A 9a ábrán a duplex összeköttetés két szemábrája látható. Az ábrán a felső jelhez tartozó híd kiegyenlítése rosszabb. A 9b ábra lekapcsolt ellenirányú adás esetén mutatja a szemábrát. A vevő szemábrája „kitisztult”, a torzítás csökkent.

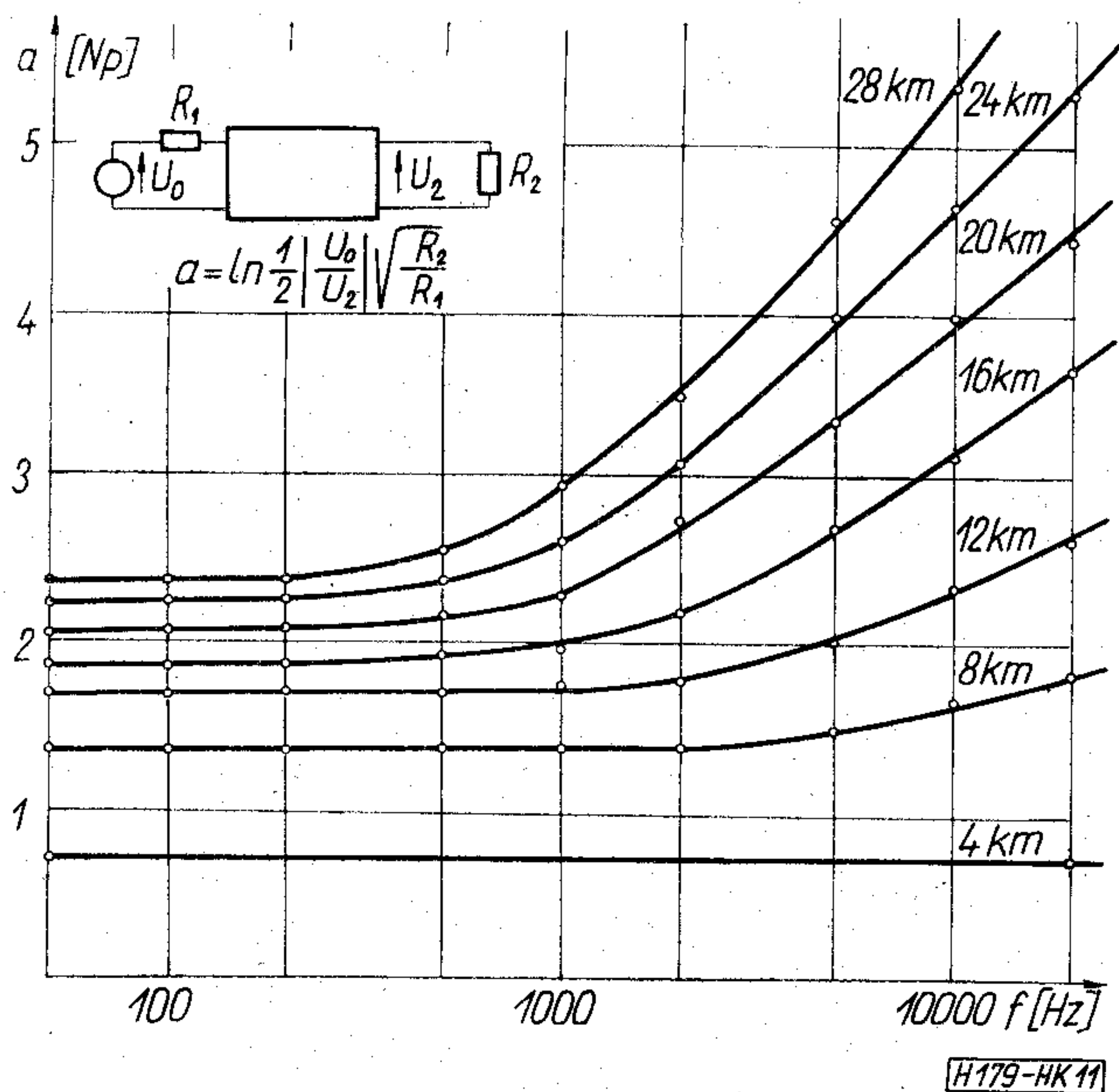
5. Távirótorzítás

A távirótorzítást a Trend cég Data Transmission Test Set típusú műszerével mértük. A 10. ábrán látható torzítási görbék a 2 s-os állásban mért csúcstorzítások átlagai. A vevő szinkronkiválasztó kapcsolója (SELECT TRANSITIONS) „ $\square$ ” állásban állt.

A rövid kábeleknél jelentkező torzításnövekedést a vevőerősítő telítésbe vezérlése okozta. Adott távol-



10. ábra. A csúcs torzítás a távolság függvényében $\varnothing$ 0,8 mm-es papírszigetelésű rézkábelben, a) négyhuzalos üzemmód, b) két-huzalos üzemmód



11. ábra. $\varnothing$ 0,8 mm-es papírszigetelésű rézkábel csillapítása

jel kevésbé torzul. Kis csillapítástorzítású (rövid) kábeleken a szélesebb spektrumú jel is viszonylag kis torzítással halad át.

A csillapítástorzítás okozta távirótorzítás növekedése a 12. ábrán lévő szemábrákon is megfigyelhető. Ha a nagy veszteségű kábelt közelítésként RC létrahálózatnak képzeljük el, a jelenséget úgy is megfogalmazhatjuk, hogy a kábel egy elemi idő alatt nem töltődik át, ezért a vételkor a jelek egyre jobban összemósódnak (intersymbol interference), a szemábra beszűkül. Például a 12a ábrán látható 3600 Baud-os összeköttetésen mért 38 % távirótorzítás elvileg még lehetővé tenné a hibátlan vételt, de a szemábrán látható, hogy a zajtartalék olyan kicsi, hogy az összeköttetés gyakorlatilag használhatatlan.

6. Összefoglalás

A kisjelű egyenáramú adatátviteli berendezés mérési eredményeit mérlegelve megállapíthatjuk, hogy:

- az alkalmazott kábel típusától, az átviteli sebességtől, az üzemmódtól és a megengedett torzítástól függően az áthidalható legnagyobb távolság kb. 7 és 30 km között van,
- az igen rövid (1 km) kábelszakaszok is elfogadható mértékben kiegyenlíthetők, így ezen távolságokra is már alkalmazható.

Fentiek alapján az alapsávi kisjelű egyenáramú adatátviteli áramkörök elsősorban a táviró típusú helyi hálózatokban alkalmazhatók akár az előfizetők közötti közvetlen összeköttetés, akár az előfizetők és az adatátviteli kapcsoló központ közötti összeköttetés biztosítására. Nagyobb távolságú helyközi szakaszok áthidalására (az előfizetők között, az előfizető és adatközpont között, illetve két adatközpont közötti trónköznél) továbbra is a távbeszélő típusú áramkörökre kidolgozott modulációs módszerek alkalmazása szükséges.

A leírt módszerrel kialakítandó adatátviteli hálózatban várhatólag számos olyan probléma fog felmerülni, amelyeket a táviróhálózatban már sikerrel megoldottak (példaképpen a többszakaszos összeköttetést említjük). E kérdések tisztázására a kisjelű egyenáramú adatátviteli berendezések elterjedésével egyidejűleg kell majd sort keríteni.

I R O D A L O M

- [1] Farkas V.: Programáramkörök létesítésének kérdései terheletlen fantomáramkörökön
- [2] Dr. Izsák M.: Vezetékes Távközlő Berendezések I. Egyetemi jegyzet, Tankönyvkiadó, Budapest, 1970.
- [3] Horst, H., — Lang M.: Datenübertragung im Ortsnetz durch Gleichstromtastung- Ergebnisse eines Versuchsbetriebes. NTZ. 1969. H. 6. S. 353
- [4] Horak, W.—Lang, M.: Datenübertragung durch Gleichstromtastung auf bespulten Kabelleitungen- Ergebnisse eines Versuchsbetriebes NTZ. 1971. H. 6. S. 329
- [5] Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation: DC data transmission for data signaling rates above 200 bits/s. Special Study Group Sp. A. — Contribution No. 69. 1970. szeptember

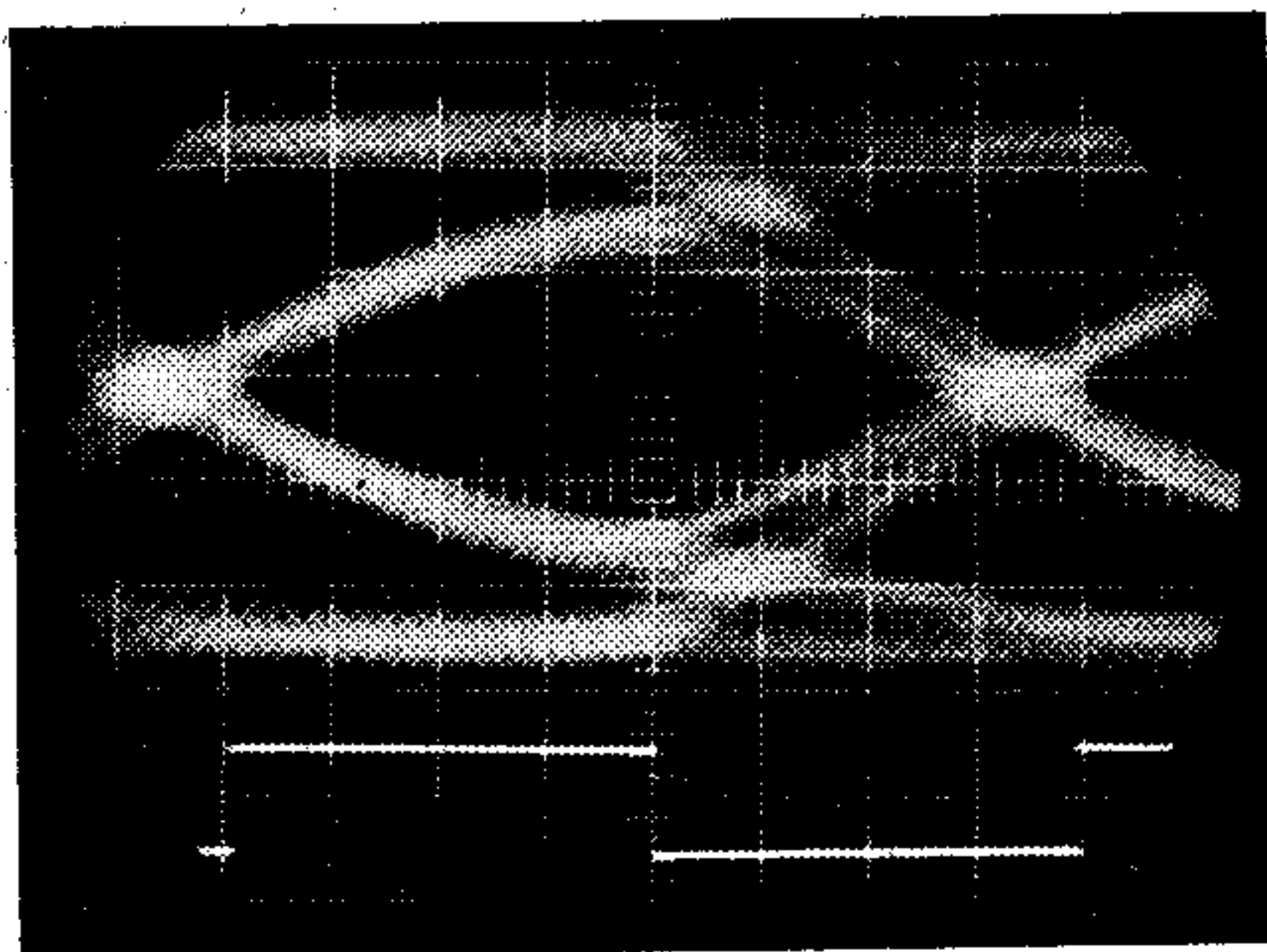
ságnál ugyanis a hosszabb „0” vagy „1” sorozatok a vevőerősítőt telítésbe vezérelték. Ekkor az erősítő feléledési ideje is hozzáadódott az elemi időhöz. Egészen rövid kábeleken, ahol az erősítő már minden jelkombinációra telítésbe vezérlődött, a feléledési idő mindegyik elemi időhöz hozzáadódott, a torzítás ismét csökkent.

A 11. ábrán a kábel csillapítását tüntettük fel. Jól megfigyelhető a távirótorzítás és a csillapítástorzítás közötti összefüggés. Nagy csillapítástorzítású kábelben (20 km) a széles spektrumú jel (4800 Baud), jelentős távirótorzítást szenved. Kisebb sáv szélességű

12. ábra. Szemábrák a távolság és az átviteli sebesség függvényében

4800 B

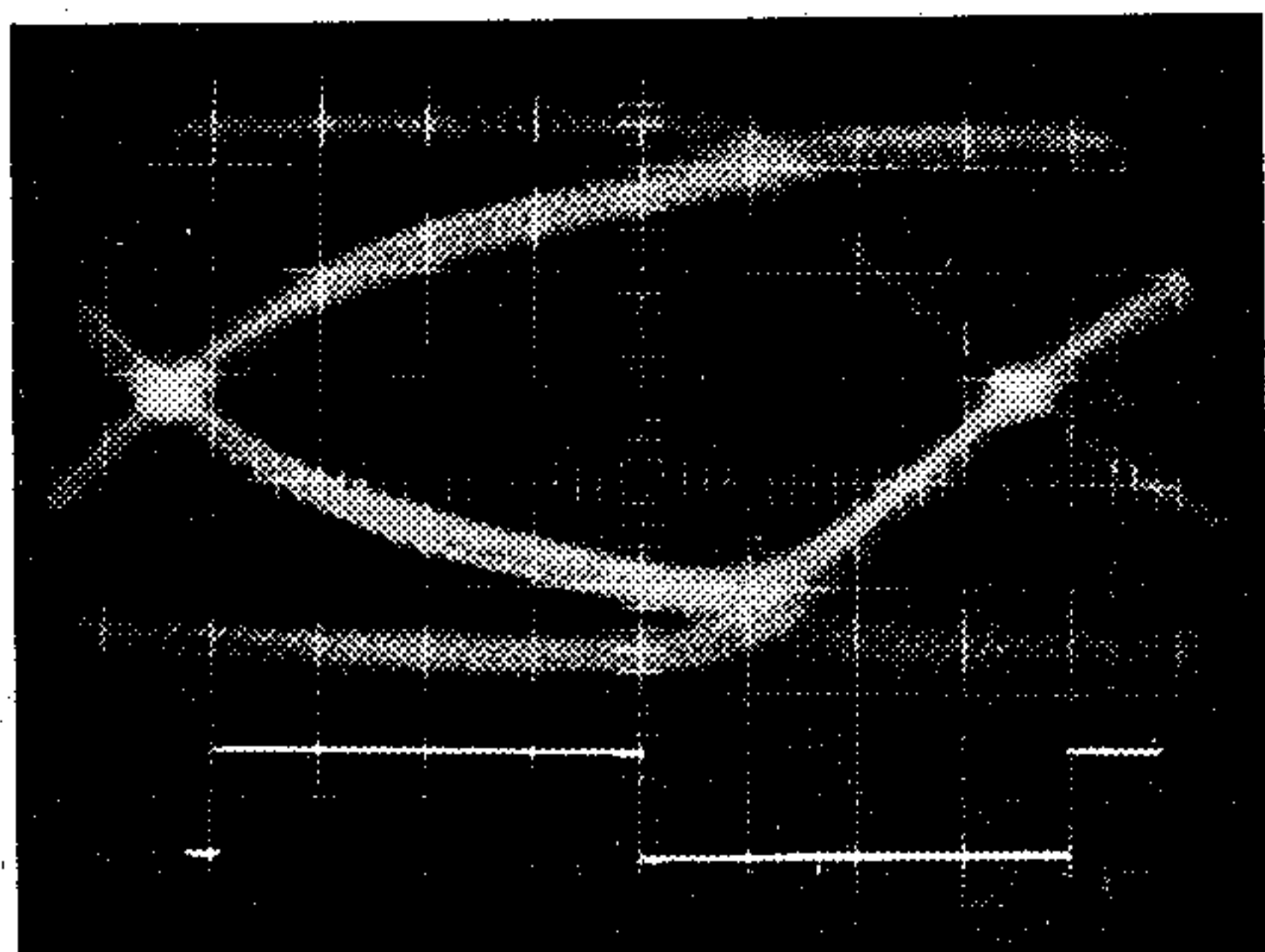
a)



torzítás 11%

3600 B

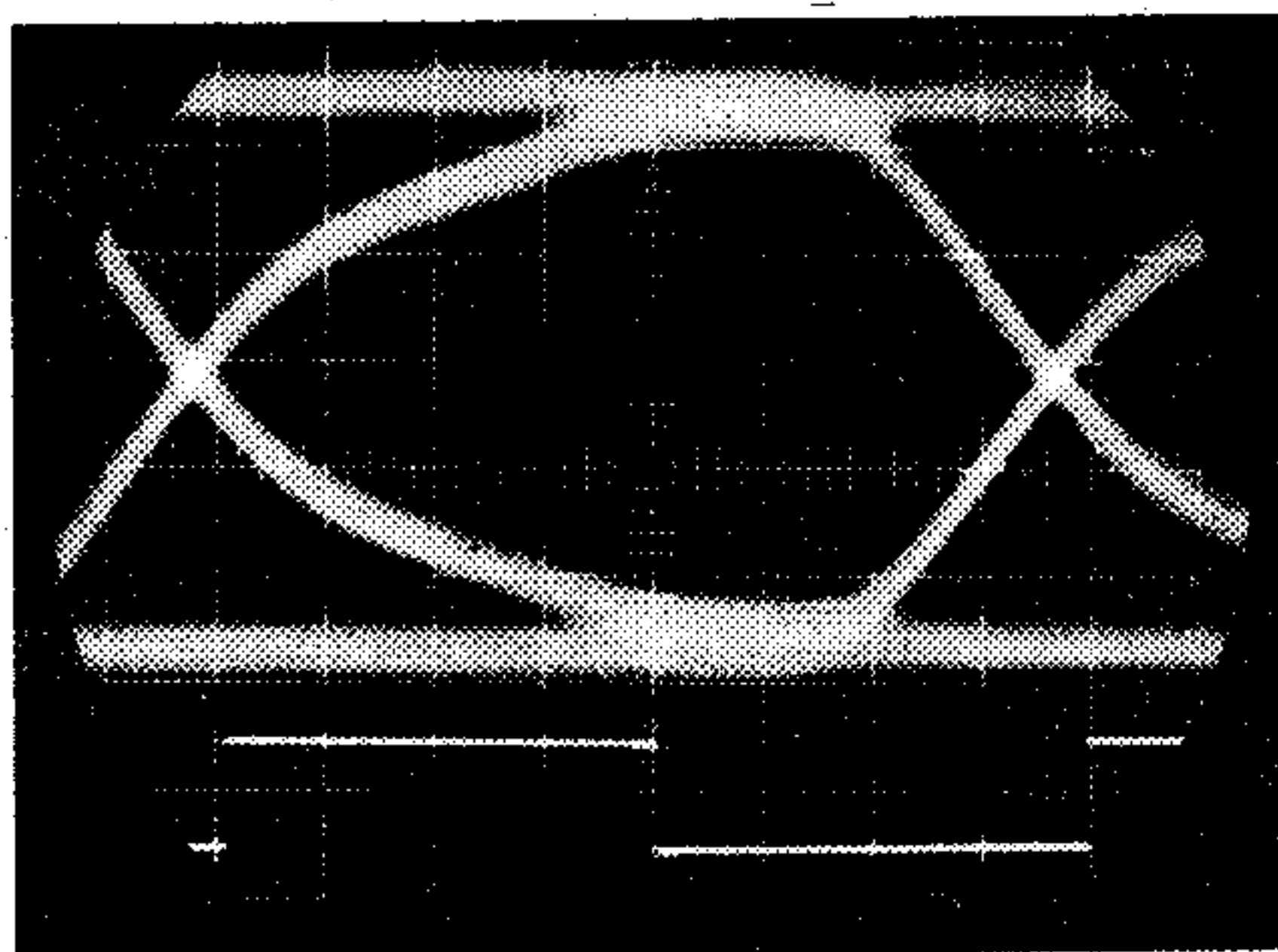
b)



torzítás 6%

2400 B

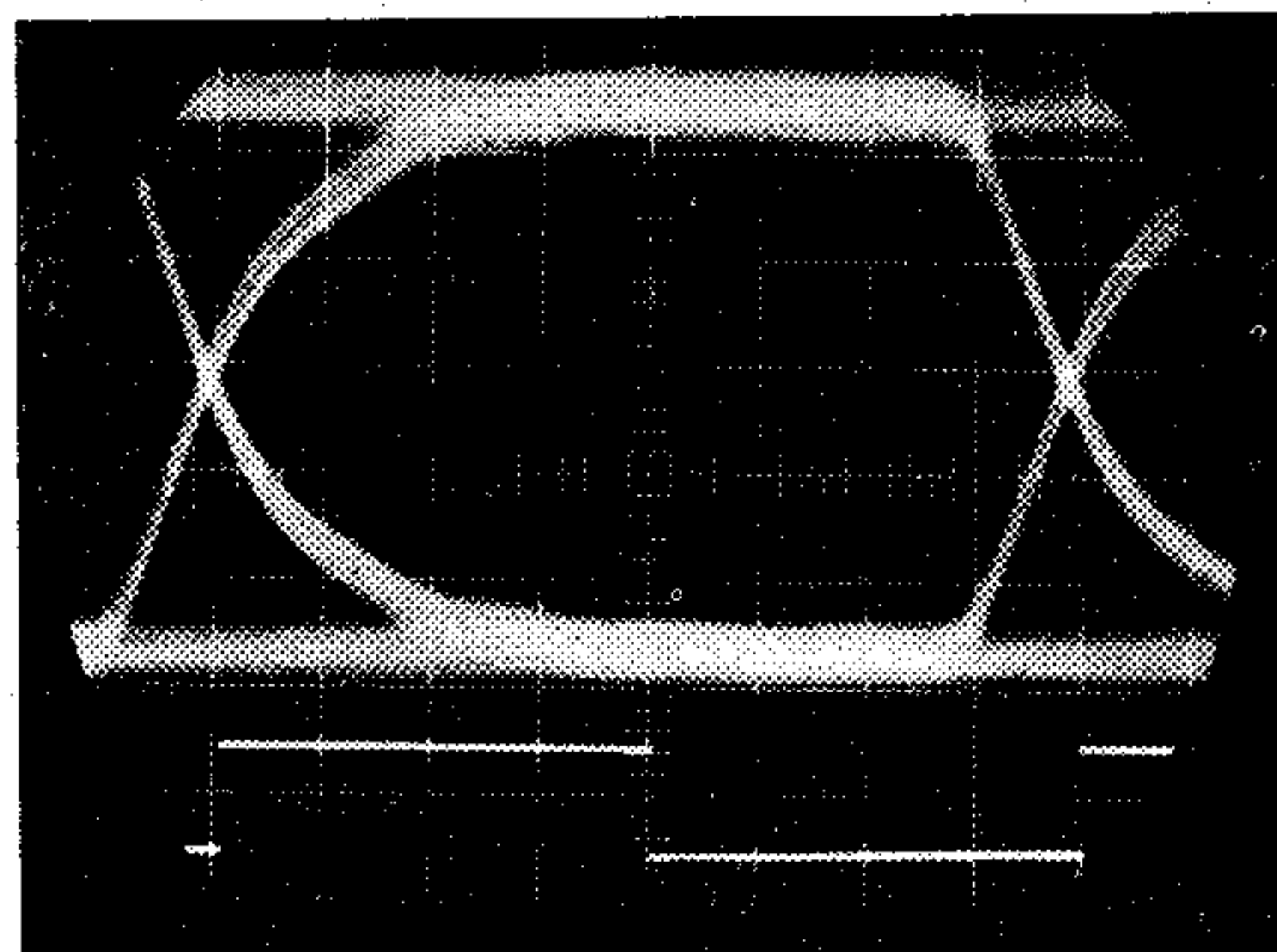
c)



torzítás 2,5%

1200 B

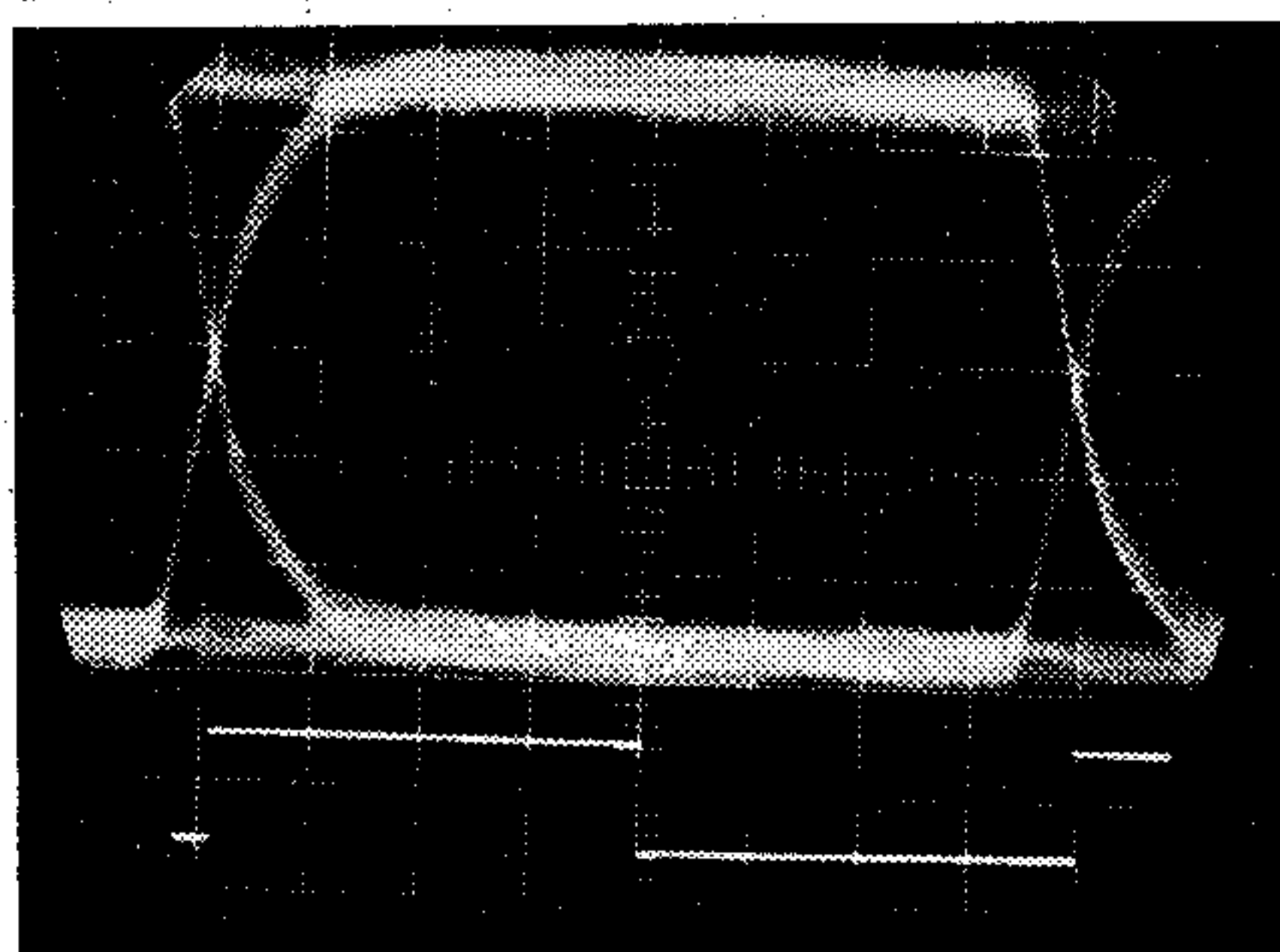
d)



torzítás 1%

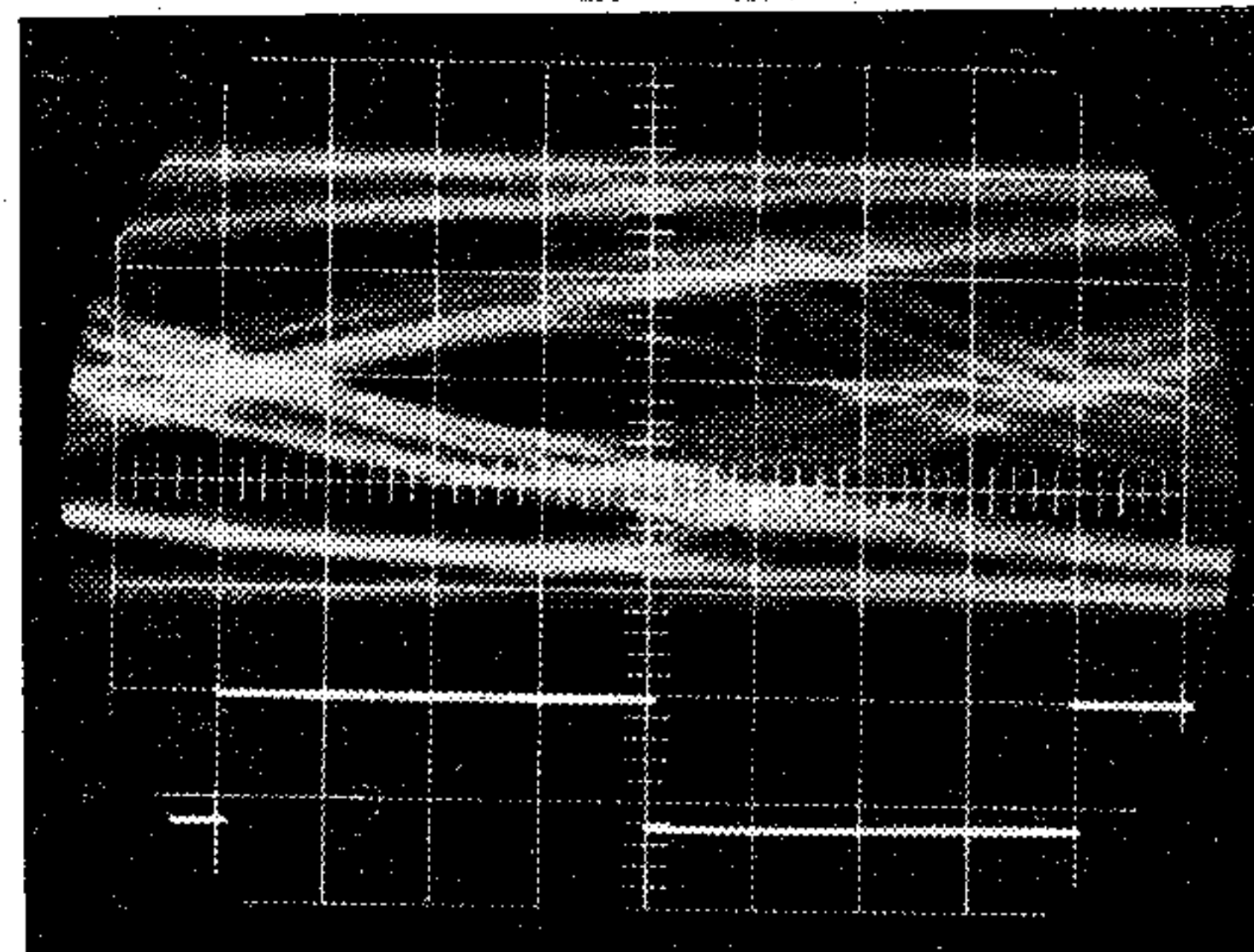
600 B

e)



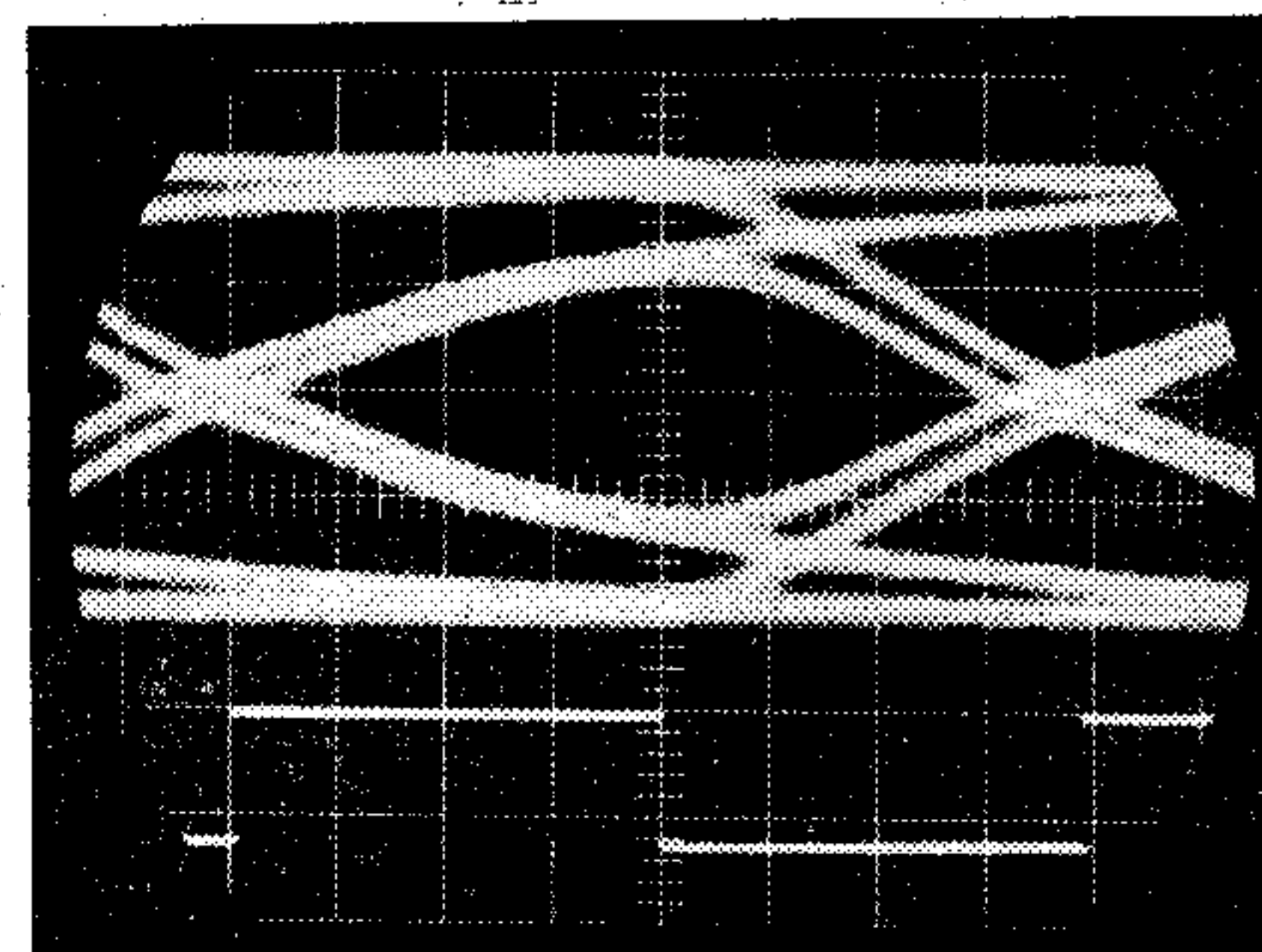
torzítás 1%
20 km

f)



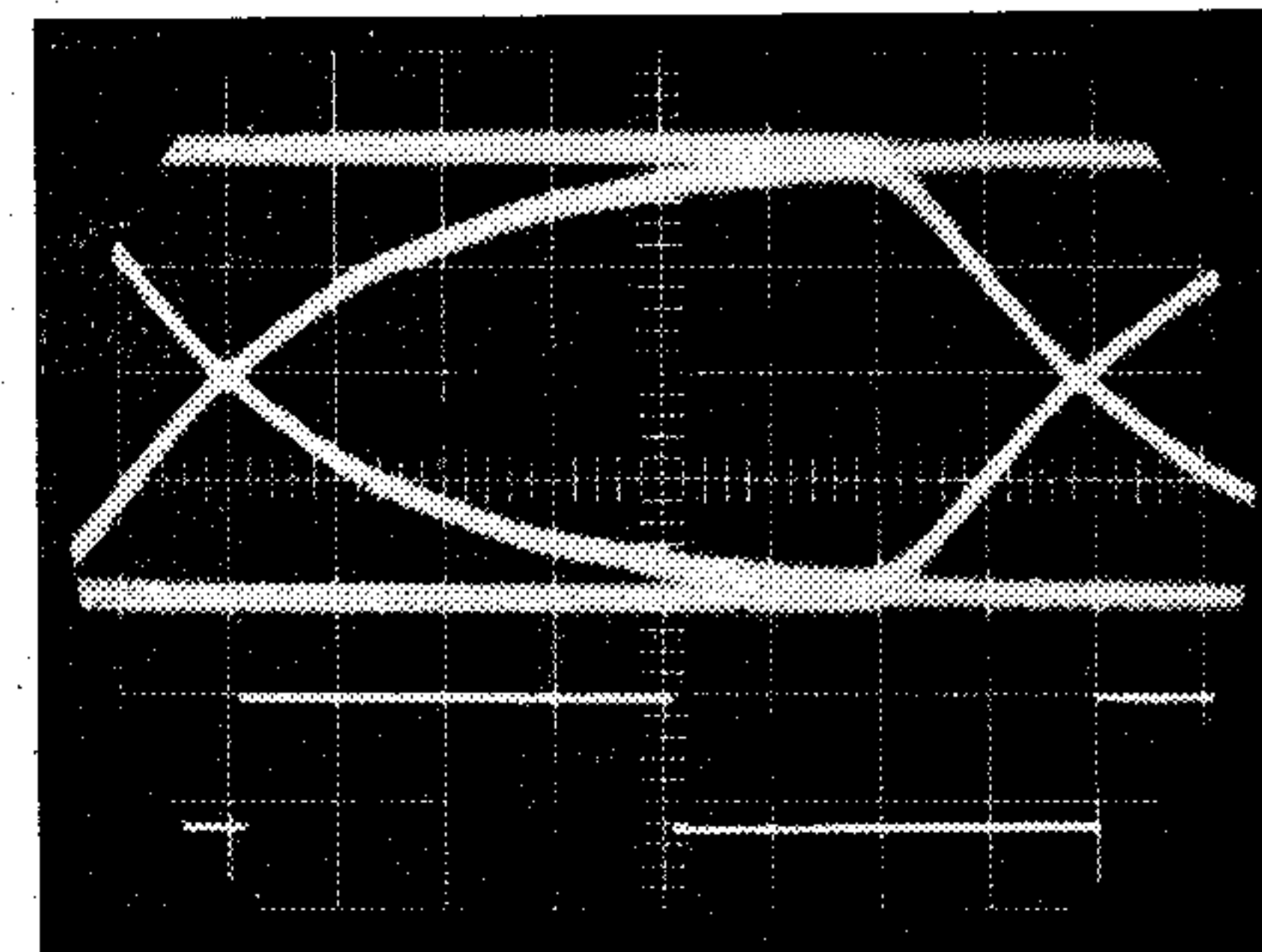
torzítás 38%

g)



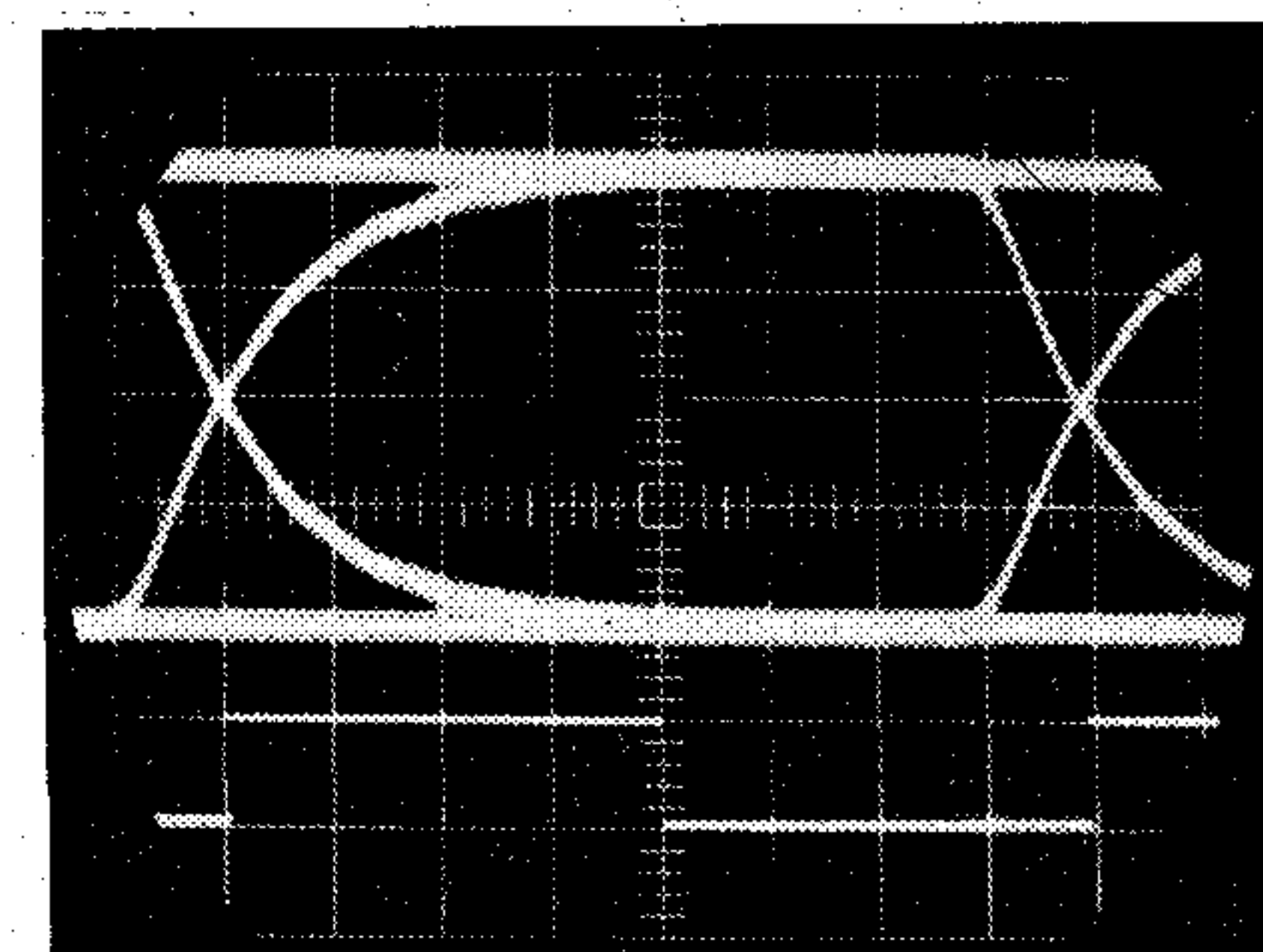
torzítás 15%

h)



torzítás 3%

i)



torzítás 1%
30 km

A résztartományok módszere bonyolult csőtápvonalak analízisére

ETO 621.372.8.001.24

A résztartományok módszerénél a bonyolult keresztmetszetű és kitöltésű csőtápvonalat részekre daraboljuk. Feltételezzük, hogy a résztartományokban — a vágási vonal mentén villamos vagy mágneses falat elhelyezve — megoldható a hullámegyenlet. Az eredeti feladat megoldását a résztápvonalak megoldásaiból rakjuk össze.

A módszer egy speciális változatát Bahiana és Smullin alkalmazta először [1]. Inhomogén dielektrikummal töltött csőtápvonalat két részre vágunk, a vágási vonal mentén az egyik résztápvonalat villamos fallal, a másik résztápvonalat mágneses fallal zárjuk le, és meghatározzuk a résztápvonalak módusait. A résztápvonalak újraegyesítésekor a vágási vonal mentén fellépő tangenciális villamos tér, illetve mágneses tér csatolást hoz létre a résztápvonalak tere között. Figyelemre méltó, hogy a módszer nem vezet be a módusoktól független gerjesztő teret a közös határon. Ebből következik, hogy az egyik résztápvonalat mindig villamos fallal, a másikat mindig mágneses fallal kell lezárni.

A részüregek módszerét erősen csatolt üregrendszerek analízisére Reiter alkalmazta [2]. A részüregek nyílásait villamos fallal lezárva módusrendszerük meghatározható. Az apertúrák terét külön sorfejtő függvényrendszerrel írja fel. Az apertúrák tere csatolást létesít a részüregek módusai között. Amennyiben az üreg sajátrezgéseit akarjuk meghatározni, a módszer az apertúra-tér együtthetőire vonatkozó homogén algebrai egyenletrendszerre vezet. Reiter az üregrendszer helyettesítő koncentrált paraméterű hálózatát is megadja.

A jelen cikkben ismertetett módszer csőtápvonalakra alkalmazza a résztartományok módszerét. A résztápvonalak terétől független felületi sorfejtő függvényrendszert használ, ennyiben tér le [1]-től. [2]-től a különböző célkitűzésen kívüli eltérés abban áll, hogy egy új, vektoriális variációs formulából kiindulva a Ritz-módszer segítségével nyerjük a csatolt távvezeték egyenleteket.

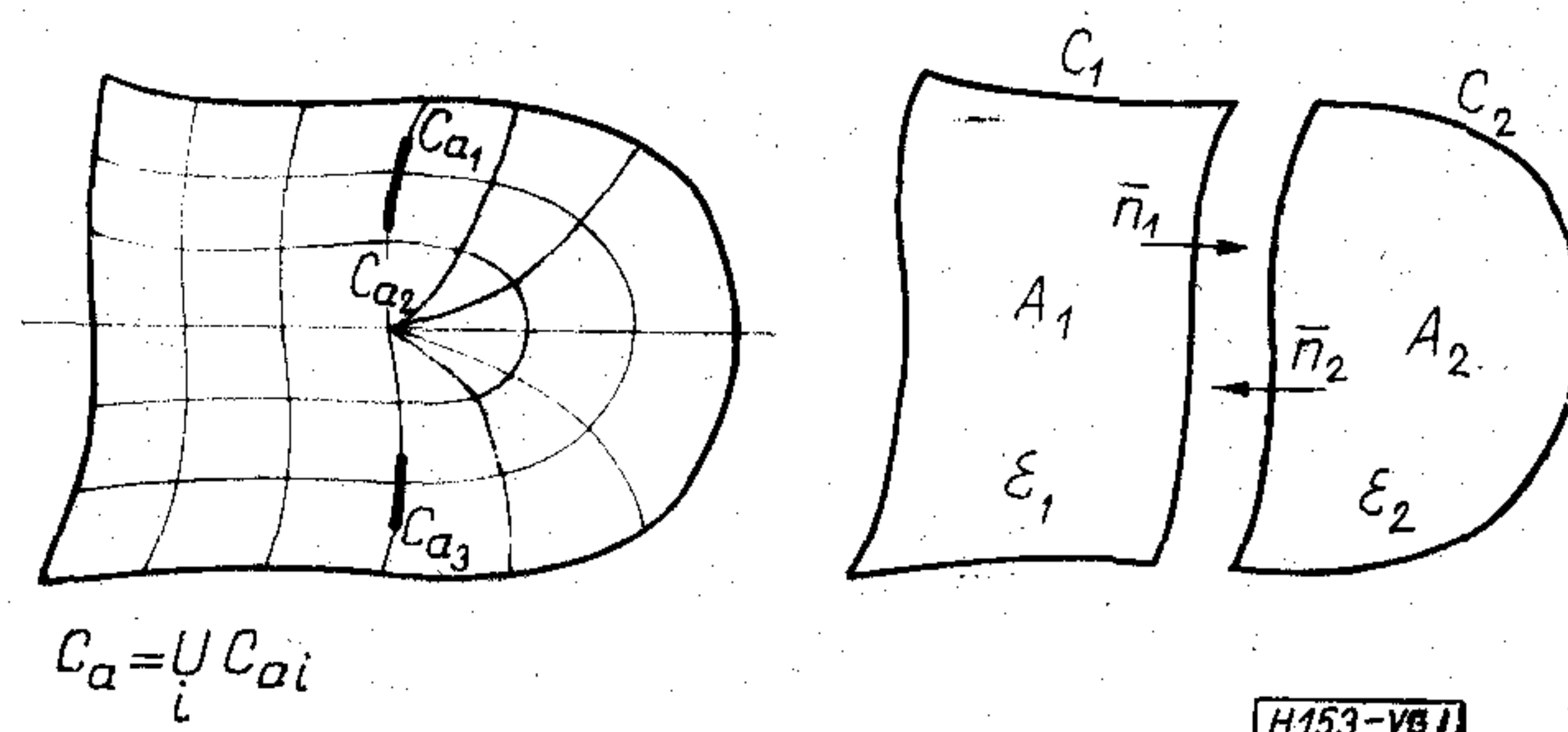
Megmutatjuk, hogy a résztartományok módusrendszerét mennyiben kell módosítani a szokásos módusokhoz képest, továbbá, hogy a módusrendszert általában ki kell egészíteni egy homogén, tengelyirányú mágneses térrel.

Végül két egyszerű példát mutatunk be, amelyeknél a módszer az egzakt diszperziós egyenlethez vezet.

1. A variációs formula

A hosszirányban homogén csőtápvonalat — amelynek keresztmetszetét az egyszerűség kedvéért csak

két részre vágunk — az 1. ábra mutatja. Egyes problémáknál (pl. szalagvonal) lényeges, hogy a vágási vonal mentén végtelen vékony fémszalagok is elhelyezkedhetnek.



1. ábra

Feltételezzük, hogy

- a résztápvonalak vágási vonalon kívüli határai két, általában egymástól különböző ortogonális koordináta-rendszer koordináta vonalai,
- a vágási vonal mindkét rendszerben koordinátavonal,
- a koordináta-rendszerek mindegyikében a Helmholtz egyenlet szeparálható.

Tekintsük az alábbi funkcionált:

$$\begin{aligned}
 F(\bar{E}_1, \bar{H}_1, \bar{E}_2, \bar{H}_2, \bar{E}_s) = & \omega \int_{A_1} (\bar{E}_1^* \epsilon_1 \bar{E}_1 + \bar{H}_1^* \mu_0 \bar{H}_1) dA + \\
 & + j \int_{A_1} (\bar{E}_1^* \nabla_t \times \bar{H}_1 - \bar{H}_1^* \nabla_t \times \bar{E}_1) dA + \\
 & + j \oint_{C_1} \bar{n}_1 (\bar{E}_1 \times \bar{H}_1^*) dl - j \int_{C_a} \bar{n}_1 (\bar{E}_s \times \bar{H}_1^*) dl + \\
 & + j \int_{C_a} \bar{n}_1 (\bar{E}_s^* \times \bar{H}_1) dl + \omega \int_{A_2} (\bar{E}_2^* \epsilon_2 \bar{E}_2 + \bar{H}_2^* \mu_0 \bar{H}_2) dA + \\
 & + j \int_{A_2} (\bar{E}_2^* \nabla_t \times \bar{H}_2 - \bar{H}_2^* \nabla_t \times \bar{E}_2) dA + \\
 & + j \oint_{C_2} \bar{n}_2 (\bar{E}_2 \times \bar{H}_2^*) dl - j \int_{C_a} \bar{n}_2 (\bar{E}_s \times \bar{H}_2^*) dl + \\
 & + j \int_{C_a} \bar{n}_2 (\bar{E}_s^* \times \bar{H}_2) dl -
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & -\beta \int_{A_1} (\bar{H}_1^* \cdot \bar{k} \times \bar{E}_1 - \bar{E}_1^* \cdot \bar{k} \times \bar{H}_1) dA - \\
 & -\beta \int_{A_2} (\bar{H}_2^* \cdot \bar{k} \times \bar{E}_2 - \bar{E}_2^* \cdot \bar{k} \times \bar{H}_2) dA, \quad (1)
 \end{aligned}$$

ahol $\bar{E}_1, \bar{H}_1, \bar{E}_2, \bar{H}_2$ a résztápvonalak elektromágneses tere, $\bar{E}_s$ a vágási vonal mentén felvett tangenciális elektromos tér, β a fázistényező, a csillag komplex konjugáltat jelöl.

A funkcionál variációját képezve igazolható, hogy minimumát az alábbi feltételek mellett éri el:

1. $\bar{E}_1, \bar{H}_1$ kielégíti az első két Maxwell-egyenletet A_1 -ben és a határfeltételeket $C_1' = C_1 - C_a$ mentén.
2. $\bar{E}_2, \bar{H}_2$ kielégíti az első két Maxwell-egyenletet A_2 -ben és a határfeltételeket $C_2' = C_2 - C_a$ mentén.
3. $\bar{E}_{1T} = \bar{E}_s$ C_a -n,
4. $\bar{E}_{2T} = \bar{E}_s$ C_a -n,
5. $\bar{H}_{1T} = \bar{H}_{2T}$ C_a -n,

ahol a T index tangenciális komponenszt jelöl.

Nyilvánvaló tehát, hogy az (1) funkcionál minimumának megkeresése ekvivalens a Maxwell-egyenletek határfeltételüket is kielégítő megoldásával az összetett rendszerben.

Az (1) funkcionál a [4], [5] irodalomban található kifejezések kiegészítése felületi tagokkal.

2. A Rayleigh—Ritz módszer

Elvben tetszőleges résztápvonal-tereket használhatunk az (1) funkcionálban, még a határfeltételeket sem kell kielégíteni. Az egyetlen megkötés, hogy a résztápvonalak mágneses terének a vágási vonal mentén létezzék a tangenciális komponense, mert ez biztosítja a csatolást (l. (1)-ben az apertúrára vett felületi integrálokat).

Egy lehetséges választás, hogy a résztápvonalakat a vágási vonal mentén villamos fallal zárjuk le, és a teret módusok szuperpozíciójaként állítjuk elő. A módusrendszer résztápvonalankénti ortogonalitása jelentősen egyszerűsíti a későbbi mátrix-műveleteket.

A sorfejtő módusrendszer csaknem azonos a jól ismert csőtápvonal módusokkal, csupán két megjegyzést kell tennünk.

Egyrészt, mivel valamennyi módusnak a kiszámítandó, közös fázistényezővel kell terjedni, nem szabad a z szerinti deriváltakból adódó fázistényezőket az egyes módusok sajátértéke segítségével kiküszöbölni.

Másrészt a módusrendszert ki kell egészíteni egy fiktív módussal, a z irányú és z irányban terjedő, a transzverzális síkban homogén mágneses térrel. Ez a hullámegylet és a határfeltételeket nyilván kielégíti, de önállóan nem létezhet a csőben, mivel a hozzá tartozó villamos térerősség zérus.

A TM módusokat gömbölyű, a TE módusokat szögletes zárójellel jelölve a sorfejtések az 1 résztápvonalra

$$\bar{E}_n = \sum_i U_{1(i)} \bar{e}_{1(i)} + \sum_j U_{1[j]} \bar{e}_{1[j]}, \quad (2)$$

$$\bar{H}_n = \sum_i I_{1(i)} \bar{h}_{1(i)} + \sum_j I_{1[j]} \bar{h}_{1[j]}, \quad (3)$$

$$E_{z1} = -\frac{1}{j\omega\epsilon_1} \sum_i I_{1(i)} (k_0^2 \epsilon_{r1} - \beta^2) \Phi_{1(i)}, \quad (4)$$

$$H_{z1} = -\frac{1}{j\omega\mu_0} U_{01} \frac{1}{A_1} - \frac{1}{j\omega\mu_0} \sum_j U_{1[j]} (k_0^2 \epsilon_{r1} - \beta^2) \Phi_{1[j]}. \quad (5)$$

(A 2 résztápvonalra vonatkozó kifejezések indexcserével nyerhetők.) Itt U és I a módusfeszültségek és módusáramok, $\bar{e}$ és $\bar{h}$ a vektoriális módusfüggvények, Φ a sajátfüggvény [3]. A homogén mágneses teret önkényesen normáltuk, amit később megindokolunk. A t transzverzális komponenszt, a z longitudinális komponenszt jelent. A korábban mondottak szerint (4)-ben és (5)-ben a zárójeles mennyiségeket nem szabad sajátértékekkel helyettesíteni, mert β most nem az egyes módusok fázistényezője. Továbbá ügyelni kell arra, hogy a módusfeszültségek és módusáramok kapcsolatát megadó hullámimpedanciában ugyancsak a meghatározandó fázistényező szerepel.

A vágási vonal mentén a teret valamilyen, a feladathoz alkalmas teljes függvényrendszer segítségével adjuk meg.

$$\bar{E}_{ts} = \sum_m V_m \bar{e}_{sm}, \quad (6)$$

$$E_{zs} = \sum_n W_n \varphi_{sn}. \quad (7)$$

Ha a (2)–(7) egyenleteket (1)-be helyettesítjük a funkcionál a sorfejtő függvények együtthatóinak függvényévé alakul:

$$\begin{aligned}
 F(U_1, I_1, U_2, I_2, V, W) = & \tilde{U}_1^* B_1 U_1 + \tilde{I}_1^* X_1 I_1 + \\
 & \tilde{I}_1^* Q_1 W + \tilde{U}_1^* P_1 V + \tilde{I}_1 Q_1 W^* + \tilde{U}_1 P_1 V^* + \tilde{U}_2^* B_2 U_2 + \\
 & + \tilde{I}_2^* X_2 I_2 + \tilde{I}_2^* Q_2 W + \tilde{U}_2^* P_2 V + \tilde{I}_2 Q_2 W^* + \tilde{U}_2 P_2 V^* - \\
 & - \beta \tilde{I}_1^* E' U_1 - \beta \tilde{U}_1^* E' I_1 - \beta \tilde{I}_2^* E' U_2 - \beta \tilde{U}_2^* E' I_2, \quad (8)
 \end{aligned}$$

ahol U_i, I_i a módusfeszültségekből és módusáramokból alkotott oszlopvektor (ezek első eleme U_{0i} ill. I_{0i}), X és B az ekvivalens távvezetékek soros reaktanciáiból és párhuzamos szuszceptanciáiból alkotott diagonál-mátrixok, amelyek elemei pl. az 1 tápvonalra

$$X_0 = 0, \quad X_{(i)} = \omega\mu_0 - \frac{1}{\omega\epsilon_1} \frac{(k_0^2 \epsilon_{r1} - \beta^2)^2}{k_{(i)}^2}, \quad X_{[j]} = \omega\mu_0, \quad (9)$$

$$B_0 = -\frac{1/A_1}{\omega\mu_0}, \quad B_{(i)} = \omega\epsilon_1, \quad (10)$$

$$B_{[j]} = \omega\epsilon_1 - \frac{1}{\omega\mu_0} \frac{(k_0^2 \epsilon_{r1} - \beta^2)^2}{k_{[j]}^2},$$

V és W a vágási vonal mentén felvett tér együtthatóiból képzett oszlopvektor, E' olyan diagonálmátrix, melynek első eleme zérus, a többi 1. A hullámos felületvonal transzponálást jelent.

A P_1 és Q_1 csatoló mátrixok elemei (a 2 résztárvonalra az eredmény indexcserével nyerhető):

$$P_{0m} = -\frac{1}{\omega\mu_0} \frac{1}{A_1} \int_{C_a} \bar{n}_1 (\bar{e}_{sm} \times \bar{k}) dl, \quad (11)$$

$$P_{im} = -\frac{1}{\omega\mu_0} (k_0^2 \varepsilon_{r1} - \beta^2) \int_{C_a} \bar{n}_1 (\bar{e}_{sm} \times \bar{k} \Phi_{1[j]}) dl, \quad (12)$$

$$Q_{0n} = 0, \quad (13)$$

$$Q_{in} = \int_{C_a} j \varphi_{sm} e_{1i} \bar{n}_1 dl. \quad (14)$$

Látható, hogy P_{im} zérus a TM módusokra, míg Q_{im} csak olyan módusokra különbözik zérustól, amelyek villamos térerősségének van $\bar{n}_1$ irányú komponense a vágási vonal mentén.

A mátrixalgebrai műveletek egyszerűsítése végett a következő számítások során úgy tekintjük, mintha $X_0 \neq 0$ és E' egység mátrix volna, és a végeredmény homogén mágneses térre vonatkozó tagjaiban alkalmazzuk az $X_0 \rightarrow 0$ határmenetet és a $\beta = 0$ helyettesítést.

Képezve (8)-nak a konjugált együtthatók szerinti deriváltját az alábbi egyenleteket nyerjük

$$B_1 U_1 + P_1 V - \beta I_1 = 0, \quad (15)$$

$$X_1 I_1 + Q_1 W - \beta U_1 = 0, \quad (16)$$

$$B_2 U_2 + P_2 V - \beta I_2 = 0, \quad (17)$$

$$X_2 I_2 + Q_2 W - \beta U_2 = 0, \quad (18)$$

$$\tilde{Q}_1 I_1 + \tilde{Q}_2 I_2 = 0, \quad (19)$$

$$\tilde{P}_1 U_1 + \tilde{P}_2 U_2 = 0. \quad (20)$$

(8)-nak a (konjugálatlan) együtthatók szerinti deriváltja a fenti egyenletrendszer konjugáltját adja $-\beta$ -ra.

A (15)–(18) egyenletek csatoló tagokat tartalmazó távvezeték-egyenletek, míg a (19) és (20) egyenletek a vágási vonalon a komplex Poynting vektor zérus voltát fejezik ki.

A (15)–(20) egyenletekhez tartozó determináns zérussal egyenlővé téve, kapjuk a terjedési tényezőket meghatározó *algebrai* egyenletet:

$$\begin{vmatrix} B_1 & -\beta E & 0 & 0 & 0 & P_1 \\ -\beta E & X_1 & 0 & 0 & Q_1 & 0 \\ 0 & 0 & B_2 & -\beta E & 0 & P_2 \\ 0 & 0 & -\beta E & X_2 & Q_2 & 0 \\ \hline 0 & \tilde{Q}_1 & 0 & \tilde{Q}_2 & 0 & 0 \\ \tilde{P}_1 & 0 & \tilde{P}_2 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} = 0. \quad (21)$$

3. A determináns egyenlet egyszerűsítése

Ismeretes [6], hogy a (21) hipermátrix determinánsa

$$\begin{vmatrix} A & B \\ C & 0 \end{vmatrix} = -|A| \cdot |C A^{-1} B|. \quad (22)$$

A kiadódó diszperziós görbék természetesen metszhetik a csatolatlan módusok diszperziós görbéit, illetve azok némelyikével teljesen egybeeshetnek. Ilyenkor $|A| = 0$ és (21)-ből beláthatóan $V = W = 0$, vagyis csatolás nincs és az eredő tér a résztárvonalterek egyszerű egymás mellé helyezéséből adódik. Ezeket az eseteket most következő megoldásunkból kizárjuk.

Az A -ban szereplő mátrixokat D -vel és F -el jelölve kapjuk, hogy

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & F \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} D^{-1} & 0 \\ 0 & F^{-1} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

Bevezetve a

$$G_1 = \left\langle \frac{1}{X_{1i} B_{1i} - \beta^2} \right\rangle, \quad (24)$$

$$G_2 = \left\langle \frac{1}{X_{2i} B_{2i} - \beta^2} \right\rangle \quad (25)$$

diagonálmátrixokat D^{-1} és F^{-1} az alábbi formába írható

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 & \beta E \\ \beta E & B_1 \end{bmatrix}, \quad (26)$$

$$F^{-1} = \begin{bmatrix} G_2 & 0 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_2 & \beta E \\ \beta E & B_2 \end{bmatrix}. \quad (27)$$

(22), (23), (26) és (27) felhasználásával (21) az alábbi végső alakra hozható

$$\begin{vmatrix} \tilde{Q}_1 G_1 B_1 Q_1 & \beta \tilde{Q}_1 G_1 P_1 \\ \beta \tilde{P}_1 G_1 Q_1 & \tilde{P}_1 G_1 X_1 P_1 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \tilde{Q}_2 G_2 B_2 Q_2 & \beta \tilde{Q}_2 G_2 P_2 \\ \beta \tilde{P}_2 G_2 Q_2 & \tilde{P}_2 G_2 X_2 P_2 \end{vmatrix} = 0 \quad (28)$$

A (28) egyenlet algebrai egyenlet, amelyből a keresett fázistényező meghatározható. Könnyen belátható, hogy a determináns mérete $(N_w + N_v) \times (N_w + N_v)$, ahol N_w és N_v a vágási vonal mentén felvett tér longitudinális és transzverzális részében szereplő sorfejtő függvények száma.

Abban, hogy a végeredmény ilyen tömör alakra hozható nagy szerepe van a (21)-ben szereplő B és X mátrixok diagonál voltának, ami a résztárvonalmódusok ortogonalitásának következménye.

A homogén mágneses tér a (28) egyenlet részmátrixainak csak a jobb alsó sarkában szerepel. A korábban mondottak szerint a diagonálmátrixok szorzatának első, a homogén mágneses térhez tartozó eleme:

$$GX|_{11} = \lim_{x_0 \rightarrow 0} \left(\frac{X_0}{X_0 B_0 - \beta^2} \Big|_{\beta=0} \right) = \frac{1}{B_0}. \quad (29)$$

Igazolhatjuk a homogén mágneses tér normáló faktorának önkényes felvételét is. A

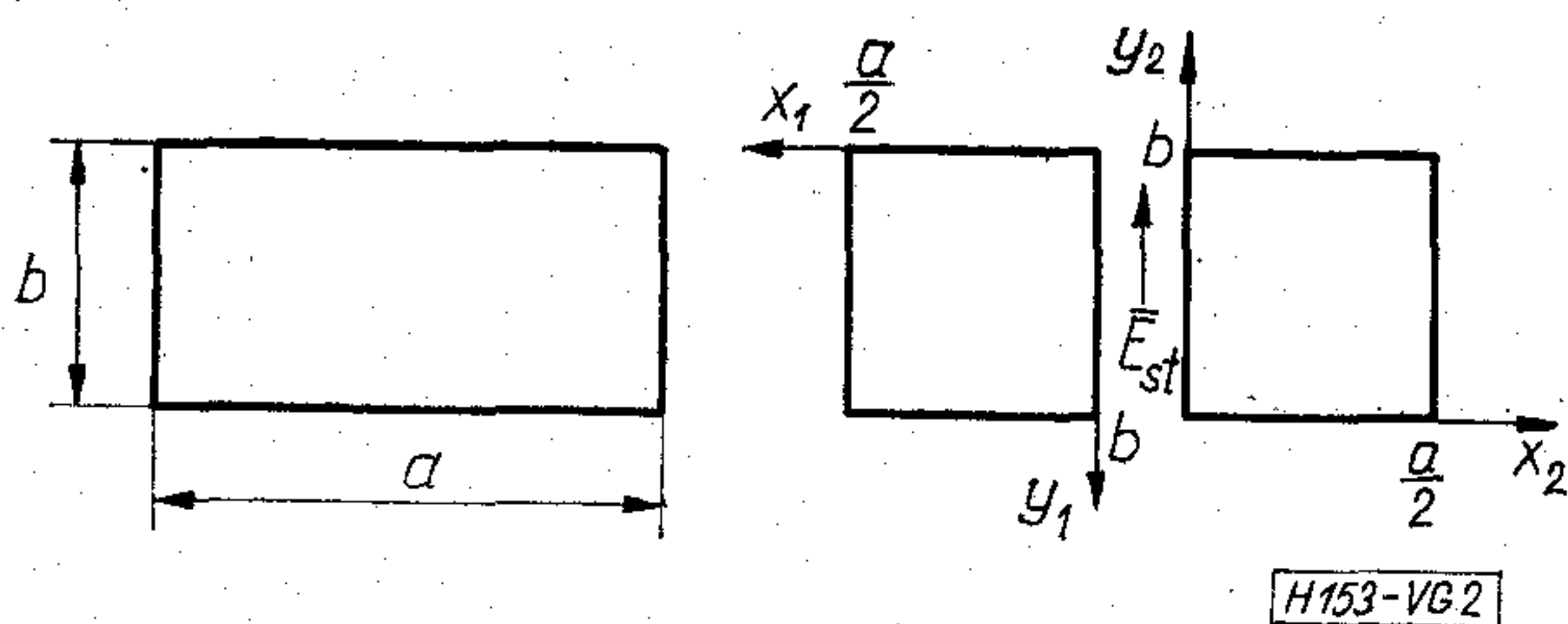
$$P_{0m} \cdot \frac{1}{B_0} \cdot P_{0m} = \frac{P_{0m}^2}{B_0} \quad (30)$$

alakú tagoknak (11) szerint a számlálója is, (10)-nek az (1)-ből való származtatása szerint a nevezője is a normáló faktor négyzetét tartalmazza. A normáló tényező nagyságától tehát a végeredmény független.

4. Két egyszerű példa

A bemutatott apparátust elsősorban szalagvonalanalízis céljára dolgoztuk ki. A vonatkozó eredményeket egy későbbi dolgozatban közöljük. Az alábbi példák csupán az ismert eredményekkel való kapcsolat kimutatását és azt szolgálják, hogy a homogén mágneses tér szerepére rámutassunk.

- a) Állítsuk elő az $a \times b$ méretű négyszögkeresztmetszetű csőtápvonal TE_{m0} módusait két darab $a/2 \times b$ méretű csőtápvonal módusaiból (2. ábra)



2. ábra

Ebben az esetben $Q=0$ és a tér y -től való függetlensége miatt a vágási vonal mentén felvett tér konstans:

$$\bar{E}_{ts} = V_0 \bar{e}_{s0}. \quad (31)$$

Ekkor (28) egyszerűsödik:

$$\frac{P_{100}^2}{B_{10}} + \sum_i \frac{P_{1i0}^2}{X_{1i} B_{1i} - \beta^2} + \frac{P_{200}^2}{B_{20}} + \sum_i \frac{P_{2i0}^2}{X_{2i} B_{2i} - \beta^2} = 0. \quad (32)$$

Az itt szereplő kifejezéseket (9), (10), (11) és (12) alapján kiszámítva (32) az alábbi alakú lesz:

$$2 \left[1 + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2(k_0^2 - \beta^2)}{k_0^2 - \beta^2 - k_{1i}^2} \right] = 0, \quad (33)$$

ahol

$$k_{1i}^2 = \left(\frac{i\pi}{a} \right)^2.$$

A szögletes zárójel a contagens függvény

$$z \operatorname{ctg} z = 1 + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2z^2}{z^2 - i^2 \pi^2} \quad (34)$$

parciális-tört felbontása alapján így írható

$$\frac{a}{2} \sqrt{k_0^2 - \beta^2} \cdot \operatorname{ctg} \frac{a}{2} \sqrt{k_0^2 - \beta^2} = 0, \quad (35)$$

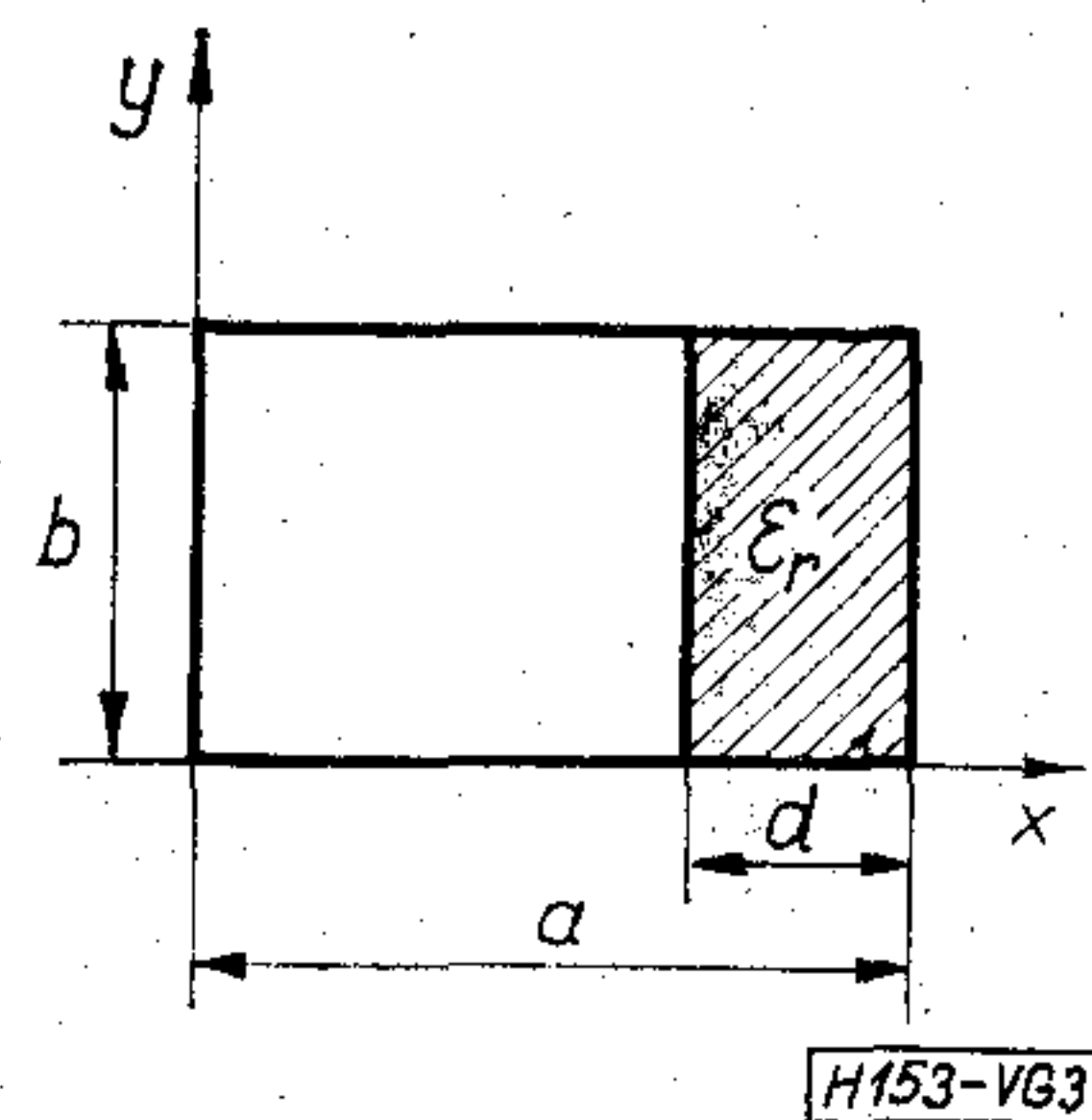
amiből azt kapjuk, hogy a megoldások

$$k_0^2 - \beta^2 = \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2, \quad m=1, 3, 5, \dots \quad (36)$$

Ezek az egyesített rendszer TE_{m0} módusait adják páratlan m -re. Páros m -re a megoldást nem kapjuk meg, mert akkor az eredő diszperziós görbe teljesen egybeesik a csatolatlan diszperziós görbével és ilyenkor (22)-ben $|A|=0$. Páros m -re az eredő tér a résztápvonalak terének csatolásmentes egymás mellé helyezésével adódik.

(33)-ban a szögletes zárójel első tagja a homogén mágneses térből származik, ez a tag a ctg függvény $z=0$ körüli Laurent-sorának főrészt adja.

- b) Határozzuk meg egy dielektromos hasábbal terhelt négyszögkeresztmetszetű csőtápvonal y -től független megoldásaihoz tartozó diszperziós egyenletet (3. ábra). Mint ismeretes [7] az LSE_{m0} módusok a TE_{m0} módusokkal azonosak.



3. ábra

Ugyanúgy, mint az a) példában elegendő konstans transzverzális csatoló tér felvétele. A (32) egyenlet most is érvényes lesz, a benne szereplő kifejezések kiszámítása után az

$$\frac{1}{a-d} \left(1 + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2(k_0^2 - \beta^2)}{k_0^2 - \beta^2 - k_{1i}^2} \right) + \frac{1}{d} \left(1 + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{2(k_0^2 \epsilon_r - \beta^2)}{k_0^2 \epsilon_r - \beta^2 - k_{2i}^2} \right) = 0 \quad (37)$$

egyenletet nyerjük, ahol

$$k_{1i}^2 = \left(\frac{i\pi}{a-d} \right)^2, \quad k_{2i}^2 = \left(\frac{i\pi}{d} \right)^2.$$

(34)-et figyelembe véve (37) átírható a

$$\sqrt{k_0^2 - \beta^2} \operatorname{ctg} [\sqrt{k_0^2 - \beta^2} (a-d)] + \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \beta^2} \operatorname{ctg} (\sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \beta^2} d) = 0 \quad (38)$$

alakba, ami az LSE_{m0} módusokat egzakt diszperziós egyenlete [7].

(37)-et kissé átrendezve:

$$\frac{k_0^2 - \beta^2}{a-d} \left[\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{k_0^2 - \beta^2 - k_{1i}^2} \right] + \frac{k_0^2 \epsilon_r - \beta^2}{d} \left[\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{k_0^2 \epsilon_r - \beta^2 - k_{2i}^2} \right] = 0. \quad (39)$$

A szummában álló tagoknak pólusa van a csatolatlan módusok fázistényezőinél. A szögletes zárójel

első tagjának — amely a homogén mágneses térhez tartozik — pólusa van a homogén mágneses tér, a fiktív módus „fázistényezőjénél”. Valóban a homogén mágneses tér nulla sajátérték esetén elégíti ki a transzverzális hullámegyenletet.

5. Következtetések

A bemutatott számítási módszer egyik előnye, hogy viszonylag kis méretű determinánshoz vezet. Szalagvonal esetében végzett előzetes számítások azt mutatják, hogy sokszor $N_v=1$, $N_w=1$ esetén is jó közelítést kapunk, ami 2×2 -es determinánst jelent.

A parciális tört alakban való előállítás másik előnye, hogy „mozgó” sorfejtést tesz lehetővé, adott frekvenciasávban mindig csak a domináns résztápvonalmódusokat kell figyelembe venni. Erre [2] is felhívja a figyelmet a csatolt üregek esetén. Úgy véljük, hogy ez lehetőséget ad a szalagvonalak magasabb módusainak meghatározására, ami ezideig megoldatlan.

A közölt módszer néhány általánosítási lehetősége:

a) A résztápvonalakat a vágási vonal mentén mágneses fallal zárjuk le. Ilyenkor (1)-ben az apertúra tagokban $\vec{E} \leftrightarrow \vec{H}$ cserét kell végrehajtani. Szalagvonalaknál ez kis méretű szalag esetén előnyös.

b) Ha az eredő tér szétesik LSE és LSM módusrendszerre, célszerű a résztápvonalakban LSE és LSM módusokkal számolni. LSE módusokra (14) szerint $Q=0$.

c) Ha ϵ és (vagy) μ hermetikus tenzor (1) stationárius marad. Ilyenkor (21)-ben B és X nem lesz diagonális, tehát (28) érvényét veszti, azonban (21) alapján β meghatározható.

Köszönetnyilvánítás

Köszönetemet fejezem ki dr. Fodor György tanszékvezető egyetemi tanárnak a kézirat igen gondos átnézéséért és értékes megjegyzéseiért.

IRODALOM

- [1] Bahiana, L. C. and Smullin, L. D.: Coupling of modes in uniform composite waveguides, IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, MTT-8, No. 4. (1960)
- [2] Reiter, G.: Solution of field equations for strongly coupled cavity systems, Proc. of the 1965 URSI Symposium on "Elektromagnetic Wave Theory", Pergamon Press, London, 1967.
- [3] Csurgay Á. — Markó Sz.: Mikrohullámú passzív hálózatok, Tankönyvkiadó, Budapest, 1965.
- [4] Berk, A. D.: Variational principles for electromagnetic resonators and waveguides, IRE Trans. Antennas and Propagation, AP-4 pp. 104-111, (1956).
- [5] English, W. J.: Vector variational solutions of inhomogeneously loaded cylindrical waveguide structures, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, MTT-19 pp. 9-18, (1971).
- [6] Ганматхер, Ф. Р.: Теория матриц, Изд. Наука, Москва, 1966.
- [7] Harrington, R. F.: Time-harmonic electromagnetic fields, McGraw-Hill, New York, 1961.

Tartalmi összefoglalások

ETO 62-501.22:621.372.2.001.2

Dr. Kiss D. — Dr. Solymosi J.:

Magasabb rendű érzékenységek meghatározása transzfer függvények segítségével

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 12. sz.

Magasabb rendű érzékenységeket többféle módszerrel lehet meghatározni, a jelen dolgozatban transzfer függvényeket használunk fel a számításokhoz. Első lépésben a Bihovszkij-féle feszültség transzfer függvény elsőrendű érzékenységek számítását módszerét általánosítjuk magasabb rendű érzékenységek meghatározására. Második lépésben koncentrált paraméterű, lineáris hálózat tetszőleges hálózati függvényének tetszőleges rendű érzékenységet határozzuk meg.

ETO 621.382.3.023.001.57:681.3.06

Baranyi A. — Radványi A.:

Nagyfrekvenciás tranzisztorok modellezése számítógépes tervezéshez

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 12. sz.

A fizikai rendszerek modellezésénél felmerülő matematikai problémák általános áttekintése után a cikk eljárást ismerteti nagyfrekvenciás tranzisztorok szélessávú, lineáris kapcsolásának mérési adatokból történő meghatározására. Az eljárás szerint a modell paramétereinek meghatározása optimalizációs feladat megoldásával történik. A probléma megoldását lényegesen egyszerűsíti az a tranzisztorok fizikai működéséből következő felismerés, hogy az optimalizációs feladat változói szétválaszthatók. Az eljárás alapuló számítógépes program 10 elemes hibrid helyettesítő-kapcsolást állít elő, amely kb. 200 MHz-ig alkalmas nagyfrekvenciás tranzisztorok modellezésére.

ETO 621.375.012.8:681.3

Dr. Simon Gy. — Pap L.:

Maximális jelváltozási sebesség műveleti erősítőkből

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 12. sz.

A szerzők az általuk kidolgozott két töréspontos nemlineáris helyettesítő modellt, és annak korlátait tárgyalják cikkükben. A mérések és számítások egybevetése bizonyítja, hogy a felvett helyettesítőképek jól közelítik a valóságos fizikai jelenségeket, különösen nagy hurokerősítések esetén.

ETO 621.394.6:681.327.8

Hinsenkamp L. — Kádár Á.:

Kisszintű alapsávi jelátvitel adatátviteli alkalmazása

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 12. sz.

A cikk a GDN távirótípusú jelátviteli módszer rövid ismertetését követően, egy hazai fejlesztésű berendezés vizsgálatának eredményeivel foglalkozik, különös tekintettel a kiegyenlítésre, valamint az áthidalható távolságra.

ETO 621.372.3.001.24

Dr. Veszely Gy.:

A résztartományok módszere csőtápvonalak analízisére

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 12. sz.

A résztápvonalak módszere bonyolult csőtápvonalak egyszerűbb részekre darabolásából áll, amikor az összetett rendszer terét a résztápvonalak teréből rakjuk össze. A dolgozatban egy új variációs elvből kiindulva vezetjük le a csatolt távvezeték egyenleteket. Megmutatjuk, mennyiben kell módosítani az ismert módusokat ahhoz, hogy a résztápvonalak sorfejtő függvényeként felhasználhatók legyenek. Végül két egyszerű példát mutatunk be, ahol a módszer az egzakt eredményekhez vezet.

Обобщения

ДК 62—501.22:621.372.2.001.2

Д-р Киш, Д.—Д-р Шольмоши, Й.:

Определение чувствительностей высшего порядка с помощью трансферных функций

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 12

Чувствительности высшего порядка могут быть определены различными методами; настоящая статья применяет трансферные функции к расчету. Как первый шаг, метод расчета чувствительности первого порядка трансферной функции напряжения Биховского обобщается с целью определения чувствительности высшего порядка. Как второй шаг, определяется чувствительность любого порядка любой функции линейной цепи с концентрированными параметрами.

ДК 621.382.3.023.001.57:681.3.06

Барани, А.—Радвани, А.:

Моделирование ВЧ транзисторов для целей машинного проектирования

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 12

В статье — после рассмотрения математических проблем, возникающих при моделировании физических систем — дается метод определения широкополосной, линейной эквивалентной схемы высокочастотных транзисторов из данных измерений. По данному методу определение параметров модели осуществляется путем решения задачи оптимизации. Решение задачи существенно упрощает ту, — возникающая из физической теории работы транзистора — идею, что переменные в задаче оптимизации можно разделить. Программа, основанная на данном методе служит для определения П-образной эквивалентной схемы, состоящая из 10 элементов, которая пригодна для моделирования высокочастотных транзисторов до 200 МГц.

ДК 621.375.012.8:681.3

Д-р. Шимон, Г.—Пап, Л.:

Максимальная скорость изменения сигналов в операционных усилителях

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 12

Авторы излагают нелинейную эквивалентную модель с двумя точками преломления, разработанную ими, а также пределы ее применения. Сопоставление измерений и расчетов доказывает, что предполагаемые эквивалентные изображения являются хорошими приближением физических явлений, особенно в случае высокого усиления в замкнутой петле.

ДК 621.394.6:681.327.8

Хинзенкамп, Л.—Кадар, А.:

Применение передачи сигналов полосы частот первичной группы на низком уровне

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 12

Статья, после краткого описания методы передачи телеграфных сигналов GDN, излагает результаты испытания аппаратуры, разработанной в Венгрии, с особым учетом на выравнивание, а именно на расстояние связи.

ДК 621.372.8.001.24

Д-р Весели, Г.:

Метод частичных областей в анализе волноводов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (19/2) № 12.

Метод частичных областей является разрезанием в более простые части сложных волноводов таким образом, что поле сложной системы складывается из полей частичных волноводов. В статье уравнения связанных линий передачи выводятся, исходя из нового принципа вариации. Показывается, как должны быть изменены известные модусы, чтобы использовать их как функции разложения в ряд. Наконец даны два простых примера, в которых метод даёт точные результаты.

Zusammenfassungen

DK 62—501.22:621.372.2.001.2

Dr. Kiss, D.—Dr. Solymosi, J.:

Bestimmung von Empfindlichkeiten höherer Ordnung mit Hilfe Transferfunktionen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr 12.

Empfindlichkeiten höherer Ordnung können mit mehreren Methoden bestimmt werden. In diesem Artikel werden zur Kalkulation Transferfunktionen angewendet. Im ersten Schritt wird die Kalkulationsmethode der Empfindlichkeit erster Ordnung der Bihovsky'schen Spannungstransferfunktion verallgemeinert zur Bestimmung Empfindlichkeiten höherer Ordnung. Im zweiten Schritt wird die Empfindlichkeit beliebiger Ordnung einer beliebigen Netzfunktion eines linearen Netzes mit konzentrierten Parameters bestimmt.

DK 621.382.3.023.001.57:681.3.06

Baranyi, A.—Radványi, A.:

Die Modellierung von Hochfrequenztransistoren für rechnerunterstützte Konstruktion

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr 12.

Nach der allgemeinen Übersicht der bei der Modellierung von physikalischen Systemen auftretenden mathematischen Probleme, wird in dem Beitrag ein Verfahren zur Bestimmung des linearen Breitbandersatzschaltbildes von Hochfrequenztransistoren auf Grund von Messergebnissen behandelt. Nach dem Verfahren erfolgt die Bestimmung der Parameter des Modells durch Lösung einer Optimierungsaufgabe. Die Lösung des Problems wird wesentlich durch die, aus der physikalischen Funktion des Transistors ableitbare Erkennung, d.h., dass die Variablen der Optimierungsaufgabe voneinander abgetrennt werden können, vereinfacht. Durch das Rechnerprogramm auf Grund des Verfahrens wird ein Hybrid — π — Ersatzschaltbild mit 10 Elementen erzeugt, das für die Modellierung von Hochfrequenztransistoren bis cca. 200 MHz geeignet ist.

DK 621.375.012.8:681.3

Dr. Simon, Gy.—Pap, L.:

Maximale Signaländerungsgeschwindigkeit in Operationsverstärkern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr 12.

Die Verfasser erörtern in Ihrem Artikel das durch sie ausgearbeitete nichtlineare Ersatzmodell mit zwei Bruchpunkten, und dessen Beschränkungen. Der Vergleich der Messungen und Berechnungen, beweist, dass die aufgenommenen Ersatzbilder nähern gut die echten physischen Erscheinungen an, besonders im Falle von grosser Schleifenverstärkung.

DK 621.394.6:681.327.8

Hinsenkamp, L.—Kádár, Á.:

Anwendung der Signalübertragung von Basisband mit niedrigem Pegel im Datenübertragung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr 12.

In dem Artikel werden, nach kurzer Erörterung der Signalübertragungsmethode für Telegrafie Type GDN, die Prüfergebnisse einer in Ungarn entwickelten Einrichtung dargestellt, mit besonderer Rücksicht auf den Ausgleich und auf die zu überbrückende Entfernung.

DK 621.372.8.001.24

Dr. Veszely, Gy.:

Teilbereichsmethode zur Analyse von Hohlleitern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr 12.

Die Methode von Teilhohlleitern besteht aus Zerstückelung von komplizierten Hohlleitern auf einfachere Teile, wenn das Feld des zusammengesetzten Systems aus den Feldern der Teilhohlleiter zusammengesetzt wird. In dem Artikel werden die Gleichungen der gekoppelten Fernleitungen aus einem neuen Variationsprinzip ausgehend, abgeleitet. Es wird bewiesen, wie die bekannten Methoden modifiziert werden müssen, um sie als Reihenentwicklungsfunktion der Teilhohlleiter anwenden zu können. Zuletzt werden zwei einfache Beispiele erörtert, in welchen die Methode zu exakten Ergebnissen führt.

Summaries

UDC 62—501.22:621.372.2.001.2

Dr. Kiss, D.—Dr. Solymosi, J.:

Determination of Higher Order Sensitivities by Means of Transfer Functions

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 12.

Higher order sensitivity can be determined by several methods. In this paper transfer functions are used for the calculation. In the first step, the method of calculation of the first order sensitivity of the Bihovsky voltage transfer function is generalized in order to determine higher order sensitivities. In the second step, the sensitivity of arbitrary order of an arbitrary network function of linear network with concentrated parameters is determined.

UDC 621.382.3.023.001.57:681.3.06

A. Baranyi—A. Radványi:

Modelling high-frequency transistors for CAD

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 12.

After a brief survey of the mathematical problems encountered in the modelling of physical systems, a method is described for determining linear wideband transistor equivalent circuits from a given set of measured data. The model parameters are determined by optimization. As a consequence of transistor properties, the variables of the optimization problem can be separated, resulting in a substantial reduction of numerical calculations. The modified hybrid- π equivalent circuit with 10 circuit elements, characterizing the given high-frequency transistor up to 200 MHz is calculated by the computer program developed.

UDC 621.375.012.8:681.3

Dr. Simon, Gy.—Pap, L.:

Maximum Speed of Signal Variation in Operational Amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 12.

In the paper the authors present their elaborated nonlinear simulating model with two points of refraction and its limits. The comparison of the measurements and calculations proves, that the adopted simulating models approximate well the real physical phenomena especially in case of a high loop gain.

UDC 621.394.6:681.327.8

Hinsenkamp, L.—Kádár, Á.:

Application of Low Level Base-Band Signal Transmission in Data Transmission

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 12.

After giving a brief review of the signal transmission method of GDN telegraph type, the paper presents the results obtained by an equipment developed in Hungary with special regards to the response equalization and the range to be covered.

UDC 621.372.8.001.24

Dr. Veszely, Gy.:

Method of Partial Domains for the Analysis of Waveguides

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 12.

The method of partial waveguides consists of splitting up sophisticated waveguides into simpler parts, adding up the field of the complex system of the fields of the partial waveguides. The equations of coupled transmission lines are derived in the paper, starting from a new variation principle. It is presented how the known methods should be modified in order to be able to use them as functions, expanded into series, of the partial waveguides. Finally two simple examples are shown, where the method leads to exact results.

Résumés

CDU 62—501.22:621.372.2.001.2

Dr. Kiss, D.—Dr. Solymosi, J.:

Détermination des sensibilités d'ordre plus haut à l'aide des fonctions de transfert

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 12.

Sensibilités d'ordre plus haut peuvent être déterminées par plusieurs méthodes; cet article utilise des fonctions de transfert pour le calcul. Comme premier pas, la méthode de calcul de la fonction de transfert de tension Bikovsky est généralisée pour déterminer des sensibilités d'ordre plus haut. Comme deuxième pas, la sensibilité d'ordre arbitraire d'une fonction de réseau linéaire arbitraire à paramètres concentrés est déterminée.

CDU 621.382.3.023.001.57:681.3.06

Baranyi, A.—Radványi, A.:

Élaboration des modèles des transistors HF pour le projet pour ordinateurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 12.

Après un résumé général des problèmes qui se posent au cours de l'élaboration des modèles des systèmes physiques, l'article expose une méthode pour la détermination des circuits équivalents linéaires, à large bande, des transistors H. F. Selon cette méthode la détermination des paramètres du modèle se fait par la solution d'une tâche d'optimisation. La solution du problème est considérablement facilitée par le fait, dérivé de la fonction physique du transistor, que les variables de la tâche d'optimisation peuvent être séparées. Le programme d'ordinateur basé sur cette méthode produit un circuit équivalent hybride π comprenant 10 éléments, apte comme modèle des transistors H. F. jusqu'à 200 MHz.

CDU 621.375.012.8:681.3

Dr. Simon, G.—Pap, L.:

Vélocité maximale de change des signaux dans amplificateurs opérationnels

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 12.

Les auteurs traitent le modèle équivalent non-linéaire à deux points de refraction, élaboré par eux, et les limitations de ceci. La comparaison des mesures et calculs démontre que les représentations équivalentes sont bonnes approximations des phénomènes physiques, en particulier pour le cas d'un gain haut en boucle.

CDU 621.394.6:681.327.8

Hinsenkamp, L.—Kádár, Á.:

Application pour la transmission des données des signaux de bande de base à niveau bas

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 12.

L'article, après l'exposition brève de la méthode de transmission des signaux télégraphiques du type GDN, traite les résultats des essais d'un appareil développé en Hongrie, en considération particulière à l'égalisation, ainsi qu'à la portée du réseau.

CDU 621.372.8.001.24

Dr. Veszely, Gy.:

La méthode des domaines partiels pour l'analyse des guides d'ondes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. 1972) N° 12.

La méthode des guides d'ondes partiels, c'est la désintégration des guides d'ondes compliqués en sections plus simples, composant le champ du système complexe des champs des guides d'ondes partiels. L'article donne une déduction des équations des lignes couplées, partant d'un nouveau principe de variation. Il est démontré, dans quelle mesure doivent être modifiés les modes connus pour le but de leur utilisation comme fonctions des guides d'ondes partiels, développées en série.

