

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

3

HÍRADÁS- TECHNIKA

1972.március, XXIII. évfolyam 3. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. HÁZMAN ISTVÁN – BORSÁNYI GYÖRGY: Hangolt erősítők tervezése	65
DR. VÁGÓ ISTVÁN: Tápvonalakból álló hálózat jellemző mátrixainak meghatározása	79
DR. KORMÁNY TERÉZ – NAGY GÉZA: Híradástechnikai anyagok és eszközök elektronmikroszkopos vizsgálata	83
SZALAI MÁRIA: Sorrendi áramkörök szekunder változóinak meghatározása számítógéppel	89
VARGA SÁNDOR: Tranzisztoros AB osztályú teljesítményerősítő-végfokozatok vizsgálata és néhány tervezési szempontja	92
Egyesületi Hírek	78
Kiállítás	78
Szemle	82
Обобщения	96
Zusammenfassungen	96
Summaires	B/III
Résumés	B/III
Tartalmi összefoglalók	B/IV

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. – A szerkesztőség címe: Budapest II., Mártírok útja 85. I. em. 140. Telefon: 183-772 – 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 215-96162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest, 62.

71.7204 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

DR. HÁZMAN ISTVÁN—BORSÁNYI GYÖRGY:

Budapesti Műszaki Egyetem
Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék

Hangolt erősítők tervezése

ETO 621.375.4.049.7—111

A frekvenciaváltó elektronikus rendszerek nélkülözhetetlen eleme a hangolt erősítő, amely szelektív jelleggel csak egy meghatározott frekvenciatartományban biztosít jelátvitelt.

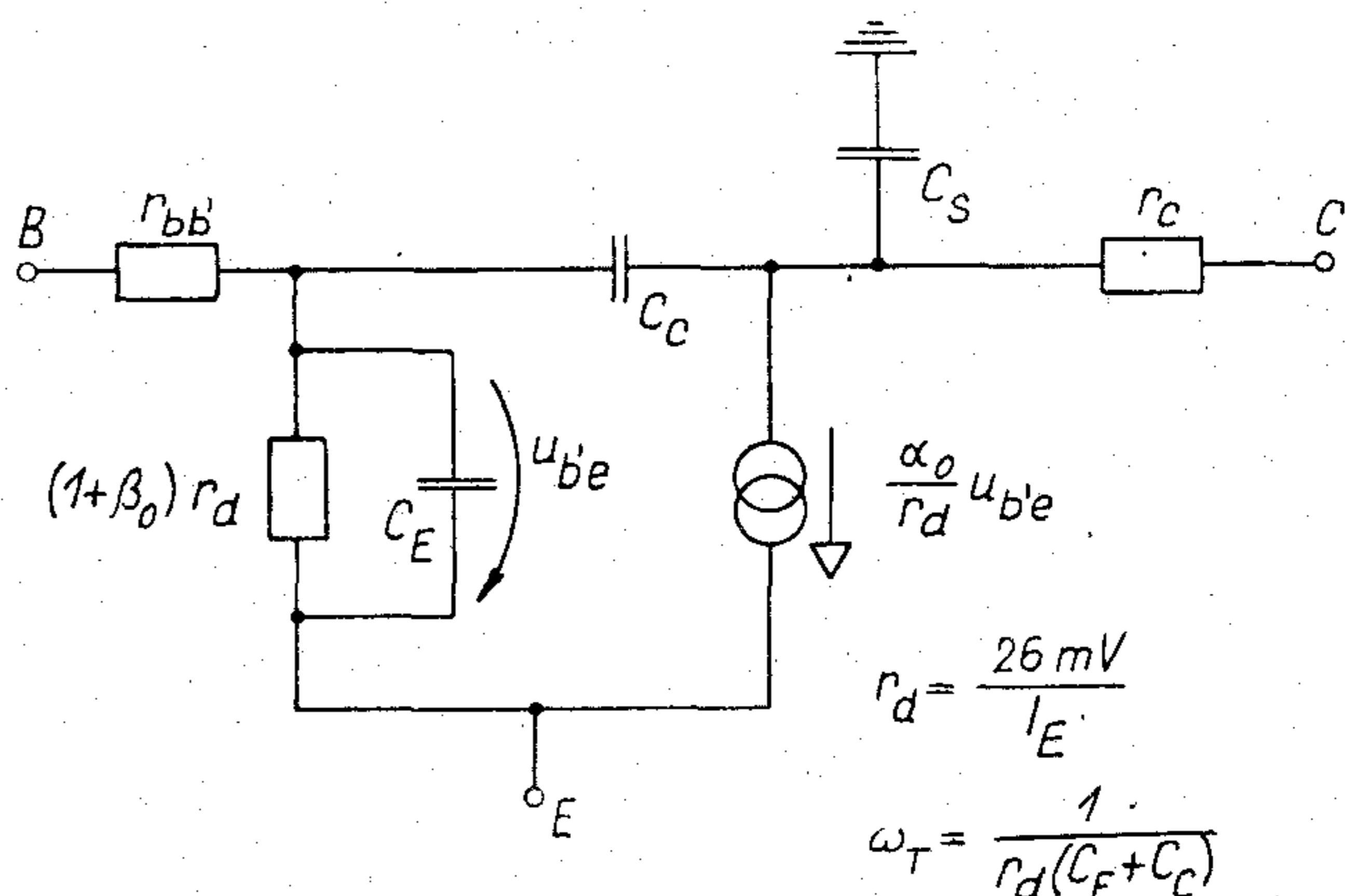
A klasszikusnak tekinthető megoldás, az LC -körökkel csatolt fokozatokból épített erősítő, az áramkörintegrálás jegyében fokozatosan átalakul. Az induktivitás nem jól illeszkedik az integrált áramköri technikához, sőt a méretek csökkentésével a realizálható jósági tényező is csökken [1]. Ilyen elvi határolás a kondenzátoroknál nincs és ezért az RC hangoló elemekkel felépített szelektív rendszerek elterjedése várható. Jelenleg azonban egyetlen olyan megoldás sem ismeretes, amely a néhány száz kHz-től a néhány száz MHz-ig terjedő frekvenciatartományban általánosan helyettesíthetné az LC -rendszereket. Így a hangolt LC -erősítők korábbi tervezési módszereinek ismerete aligha nélkülözhető.

A következőkben megvizsgáljuk az LC -körökkel csatolt erősítők néhány fontosabb tulajdonságát. Nem térünk ki a csatoló körökkel kialakított eredő átviteli görbe vizsgálatára, ez hazai irodalmunkban hozzáférhető [2]. Az erősítő célra felhasznált elektronikus eszközök választéka azonban rohamosan fejlődik. Közismert, hogy a bipoláris tranzisztorok megjelenése előtérbe hozta a teljesítményerősítésben való gondolkozást az elektroncsöves gyakorlatban megszokott feszültségátvitellel szemben. Ez a szemlélet talán általánosságban illeszkedik a gyakorlathoz, plasztikusan érzékelteti az erősítés tényét, szükségességét. Erősítőt akkor kell alkalmazni, ha a fogyasztó helyes működéséhez megkívánt teljesítményt a bemeneti jelforrás nem tudja szolgáltatni — vagy optimális illesztésnél esetleg tudná, de csak meg nem engedett leterhelés árán.

Az integrált áramkörök megjelenésével az eszközválaszték jelentősen bővült. Olyan előnyös tulajdonságokat, amelyeket nem lehetett egyetlen tranzisztorral elérni, több tranzisztorból alakított, távlatilag egy tranzisztor árértékű vásárolható, áramkörökkel valósítható meg. A nagyfrekvenciás erősítők céljaira

használható integrált áramkörök általában egyszerűbb felépítésűek az általánosan alkalmazottakhoz képest. A kevesebb áramköri elem kevesebb szórt paramétert, kisebb mértékű nemkívánatos csatolást eredményez a nagyfrekvenciás jellemzőket javítja. Elterjedtek az egyszerű kétfokozatú kaszkád erősítők — esetleg harmadik tranzisztorral kibővített formában, ami az erősítésszabályzás céljait szolgálja. Ezeket fokozatjellegűnek tekintik és szelektív csatolóáramkörök, rezgőkörök közbeiktatásával alakítanak ki többfokozatú erősítőket. Készítenek továbbá nagy-erősítésű, műveleti erősítő jellegű áramköröket, amelyek koncentrált szűrő után iktatva hozzák létre a szükséges erősítést. Ez utóbbiak azonban mindig speciálisabb jellegűek és általában meghatározott feladat ellátására tervezik őket, míg általános elemként az egyszerű kaszkádok használhatók.

Legkevésbé az integrált áramköri eszközök tulajdonságai ismeretesek. Ezért részleteiben ezekkel foglalkozunk. Az erősítő tulajdonságainak leírására, kialakítására vonatkozó megfontolások azonban általános érvényűek és közvetlenül alkalmazhatóak csöves, valamint az ezekkel sok szempontból analóg tulajdonságokat mutató tervezérelt tranzisztoros erősítők méretezéséhez is.



H123-HB1

1. ábra. Integrált áramköri tranzisztor helyettesítő áramkör

1. Integrált tranzisztor jellemzése

Helyettesítő áramkör. Az integrált áramköri tranzisztor frekvenciafüggő jellemzésére használható leg egyszerűbb helyettesítő áramkör az 1. ábrán látható [3]. Elhanyagolva az áramerősítési tényező többletfázisát, az $\omega_T = 1/r_d(C_E + C_C)$ frekvenciáig érvényes jellemzést kapunk. Jellegzetes integrált áramköri tranzisztorra érvényes paraméterértékek a következők:

- $r_d = 26 \text{ ohm,}$
- $r_{bb'} = 40 \text{ ohm,}$
- $r_c = 60 \text{ ohm,}$
- $C_E = 6 \text{ pF,}$
- $C_C = 1 \text{ pF,}$
- $C_S = 3 \text{ pF,}$
- $\beta_0 = 50,$
- $f_T = 1000 \text{ MHz.}$

Az elérhető erősítés frekvenciafüggése. Az egyes alapkapsolások összehasonlítására használjuk fel a veszteségmentes elemekkel tökéletesen neutralizált kapcsolásban mérhető maximálisan elérhető teljesítményerősítés értékét [4], ami pl. admittanciaparaméterek felhasználásával a következő formában írható fel:

$$U = \frac{|y_{21} - y_{12}|^2}{4(g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21})}, \quad (1)$$

ahol:

$$g_{ik} = R_e\{y_{ik}\}.$$

Ez a mennyiség két figyelemre méltó tulajdonsággal rendelkezik:

1. Független az alapkapsolástól, legalábbis addig, míg a diszkrét tranzisztort tekintjük. Az integrált áramkörbe beépített tranzisztor C_S szubsztrátkapacitása viszont alapkapsolástól függetlenül a földre csatlakozik, s ez U értékének alapkapsolásfüggését eredményezi.

2. $U=1$ értéke adja a maximális oszcillációs frekvenciát, tehát segítségével meghatározható az alkalmazhatóság frekvenciatartománya.

A fenti adatokkal számolt értékeket a 2. ábra tartalmazza. A görbék paramétere a közös elektródára utal (D =diszkrét tranzisztor, C, E, B =közös kollektoros, emitteres bázisú alapkapsolásban dolgozó integrált áramköri tranzisztor). A diszkrét tranzisztor esetében feltételeztük, hogy $C_S=0$ és r_c elhanyagolható. Láthatóan, közös kollektoros kapcsolásban a szubsztrát-elemek hatása alig észrevehető, míg földelőtlen kollektor esetében az egység-erősítés frekvenciája jelentősen lecsökken, a diszkrét tranzisztorra számolt $f_{max} \rightarrow \cong 1050 \text{ MHz}$ helyett $400-500 \text{ MHz}$ értéket kapunk.

Érdeemes talán röviden megemlíteni, hogy a kollektorköri parazita elemek jelenléte miatt elsősorban a kimenő vezetés növekszik a legjelentősebben, amiről egyszerű számítással meg is győződhetünk. Az integrált áramköri tranzisztor kimenő vezetését G_{22} -vel, a diszkrét eszköz kimenő admittanciáját

$$y_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}\text{-vel}$$

jelölve, a 3. ábra szerinti áramkörre a következő eredményt kapjuk:

$$G_{22} = g_{22} \frac{1 + g_{22}r_c + \omega^2(C_S + C_{22})^2 r_c / g_{22}}{(1 + g_{22}r_c)^2 + \omega^2(C_S + C_{22})^2 r_c^2}. \quad (2)$$

A $g_{22}r_c$ mennyiség az 1 mellett mindig elhanyagolható. Láthatóan, ekkor az 1 mellett a számlálóban $1/r_c g_{22}$ -szer nagyobb mennyiség áll, mint a nevezőben, azaz $G_{22} > g_{22}$ -nél. Nagy frekvencián,

$$\omega \gg \frac{1}{r_c(C_S + C_{22})}$$

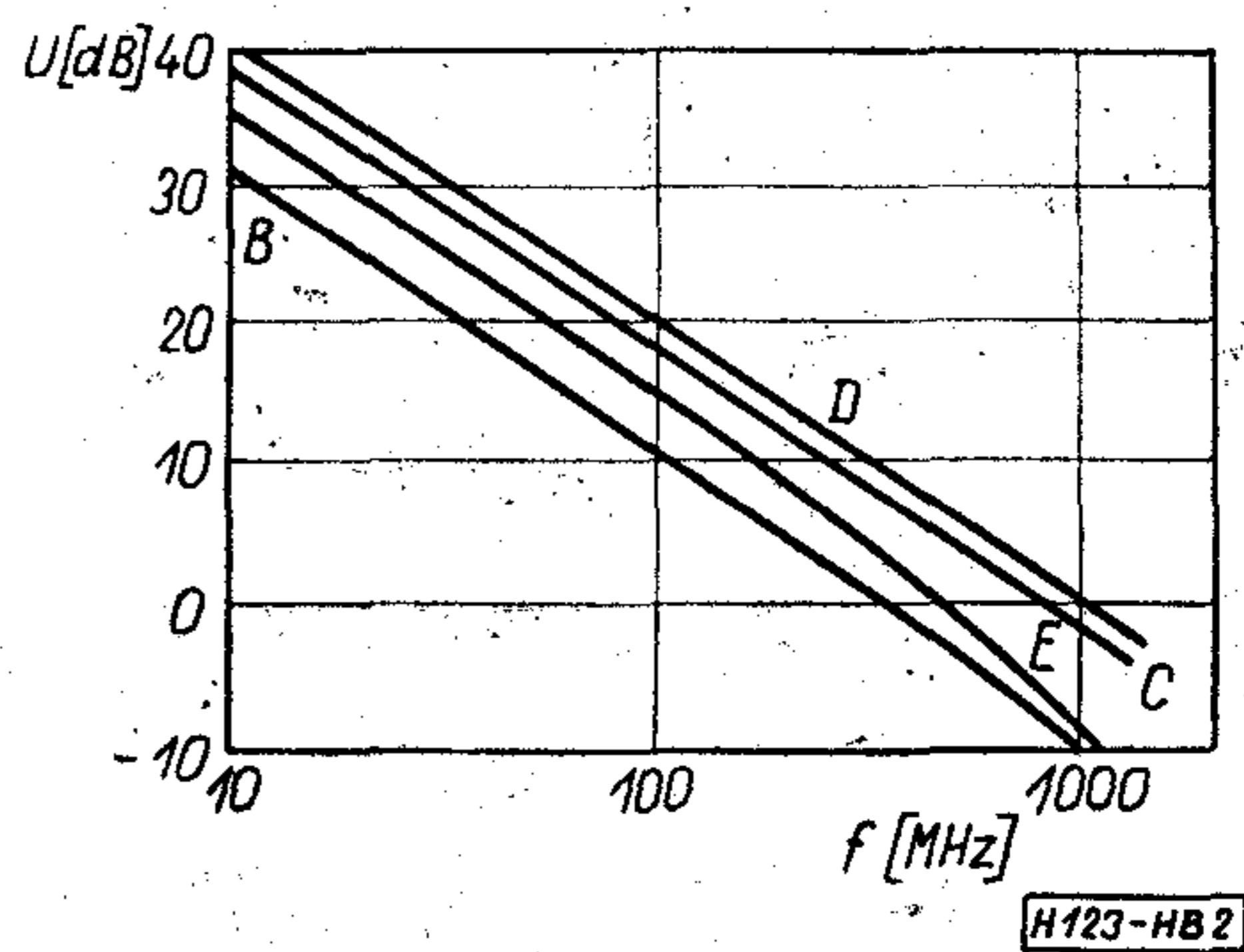
esetén a

$$G_{22} \cong g_{22} \cdot \frac{1}{r_c g_{22}} \gg g_{22} \quad (3)$$

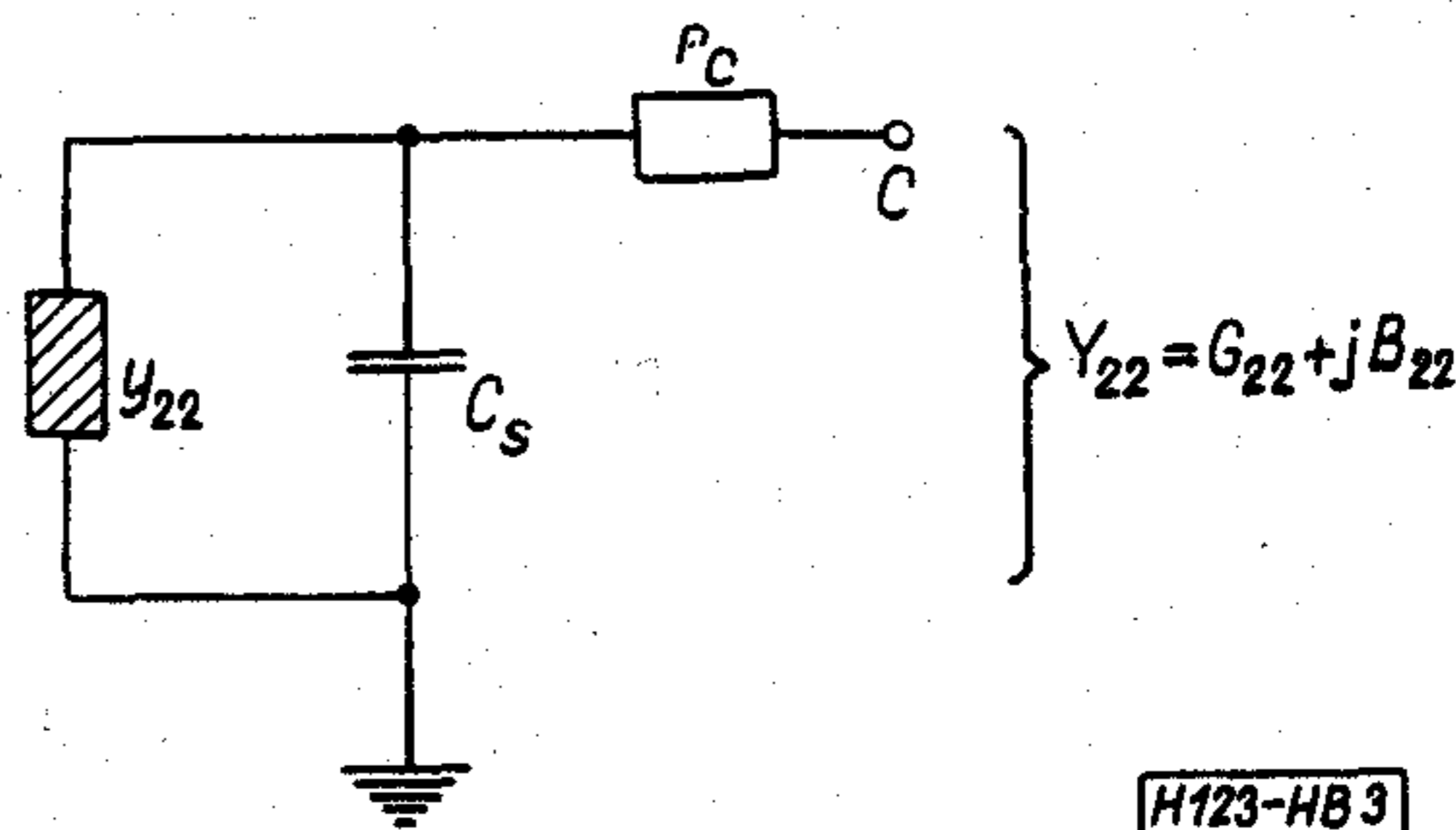
közelítő összefüggés érvényes.

Optimális zajtényező. Az alapkapsolások összehasonlítására igen alkalmas további paraméter a zajtényező. A zajhelyettesítő áramkör (4. ábra) forrásparamétereinek közelítő értéke [5] a diszkrét tranzisztorra:

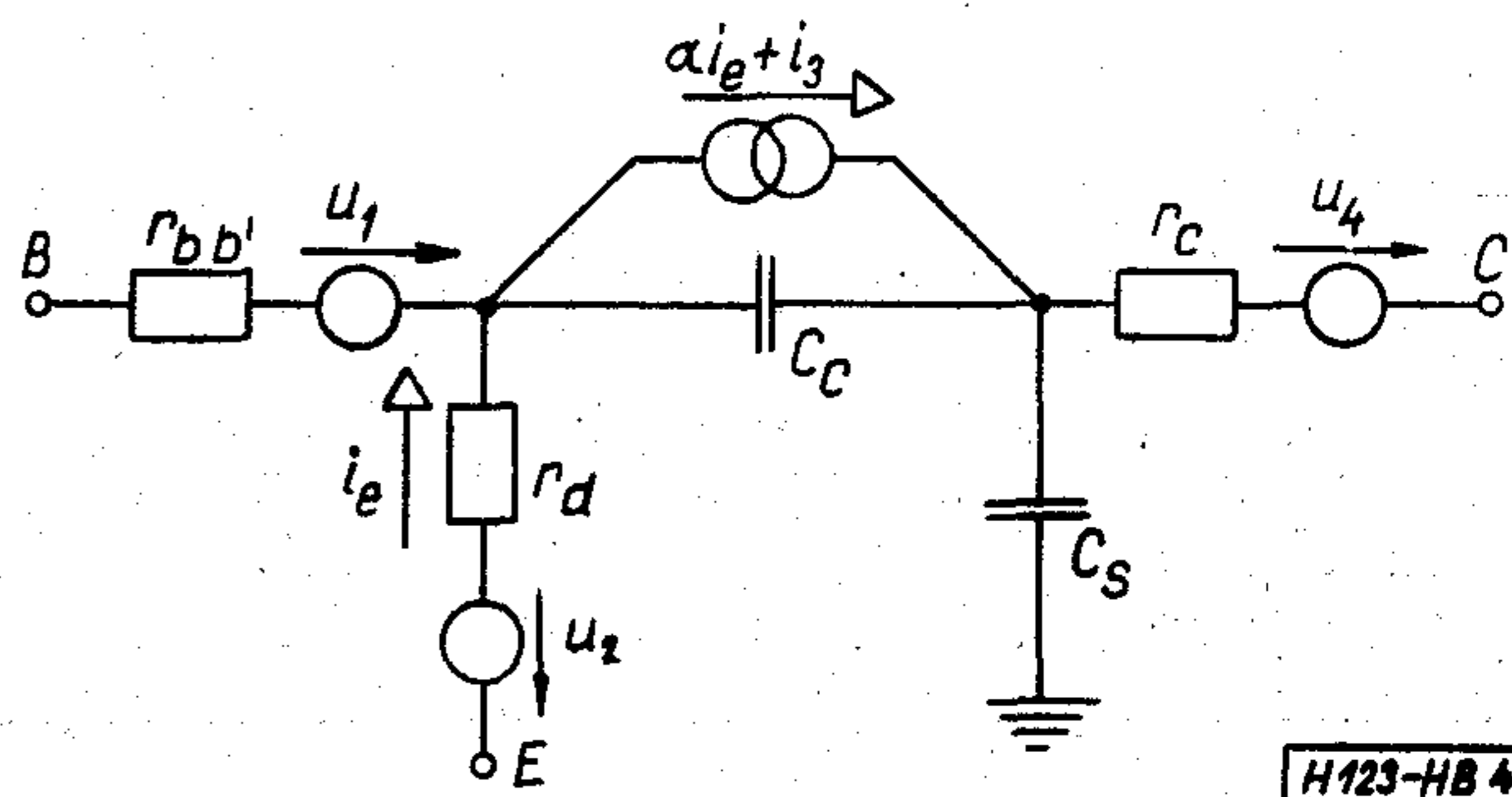
$$\begin{aligned} \overline{u_1^2} &= 4kTB r_{bb'}, \\ \overline{u_2^2} &= 2kTB r_d, \\ \overline{i_3^2} &= \frac{2kTB}{\beta_0 r_d} \cdot \frac{1 + \beta_0(\omega/\omega_a)^2}{1 + (\omega/\omega_a)^2}, \end{aligned} \quad (4)$$



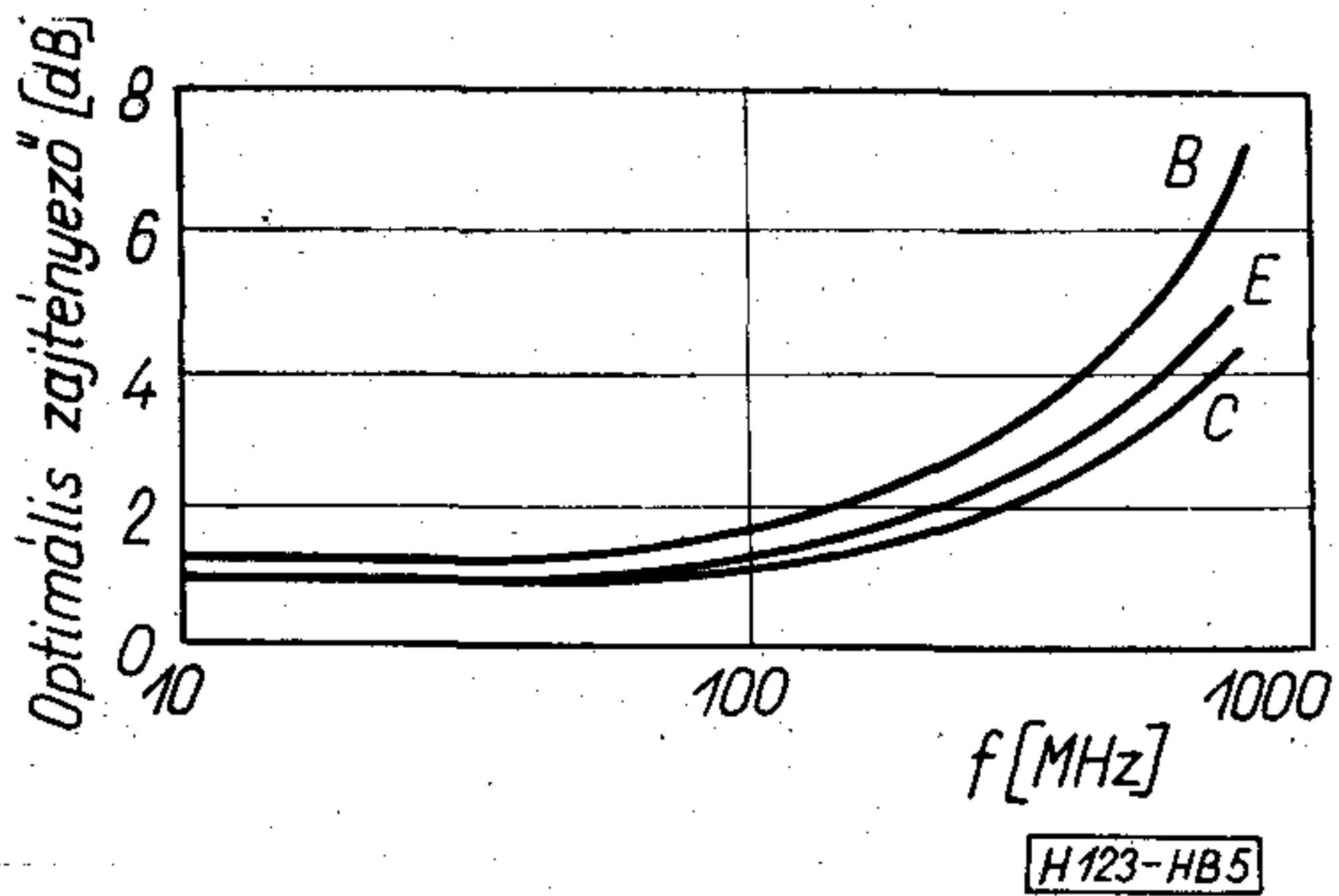
2. ábra. Az elérhető erősítés frekvenciafüggése



3. ábra. Kimenő vezetés számításához



4. ábra. Zajhelyettesítő áramkör



5. ábra. Az optimális zajtényező frekvenciafüggése

ami az integrált áramköri tranzisztor esetében ki-
bővül a kollektor tömbellenállás zajával:

$$\overline{u_4^2} = 4kTBr_c. \quad (4)$$

A fenti értékekkel számított optimális zajtényező
frekvenciafüggését az 5. ábra mutatja. Láthatóan,
az az érdekes eredmény adódik, hogy a földelt kollektoros
kapcsolás e szempontból is előnyösebb, mint
akár a földelt emitteres, vagy a földelt bázisú.

2. Kétfokozatú erősítők

Integrált áramkörben nem célszerű egyfokozatú
erősítőket készíteni, ezek semmiféle előnyt nem
jelentenek az egyszerű tranzisztorhoz képest. Az
integrálás előnye akkor jelentkezik, ha olyan erősítő-
ket lehet a segítségével előállítani, amelyek hát-
rányos tulajdonságok megjelenése nélkül javítják
a diszkrét tranzisztor jellemzőit.

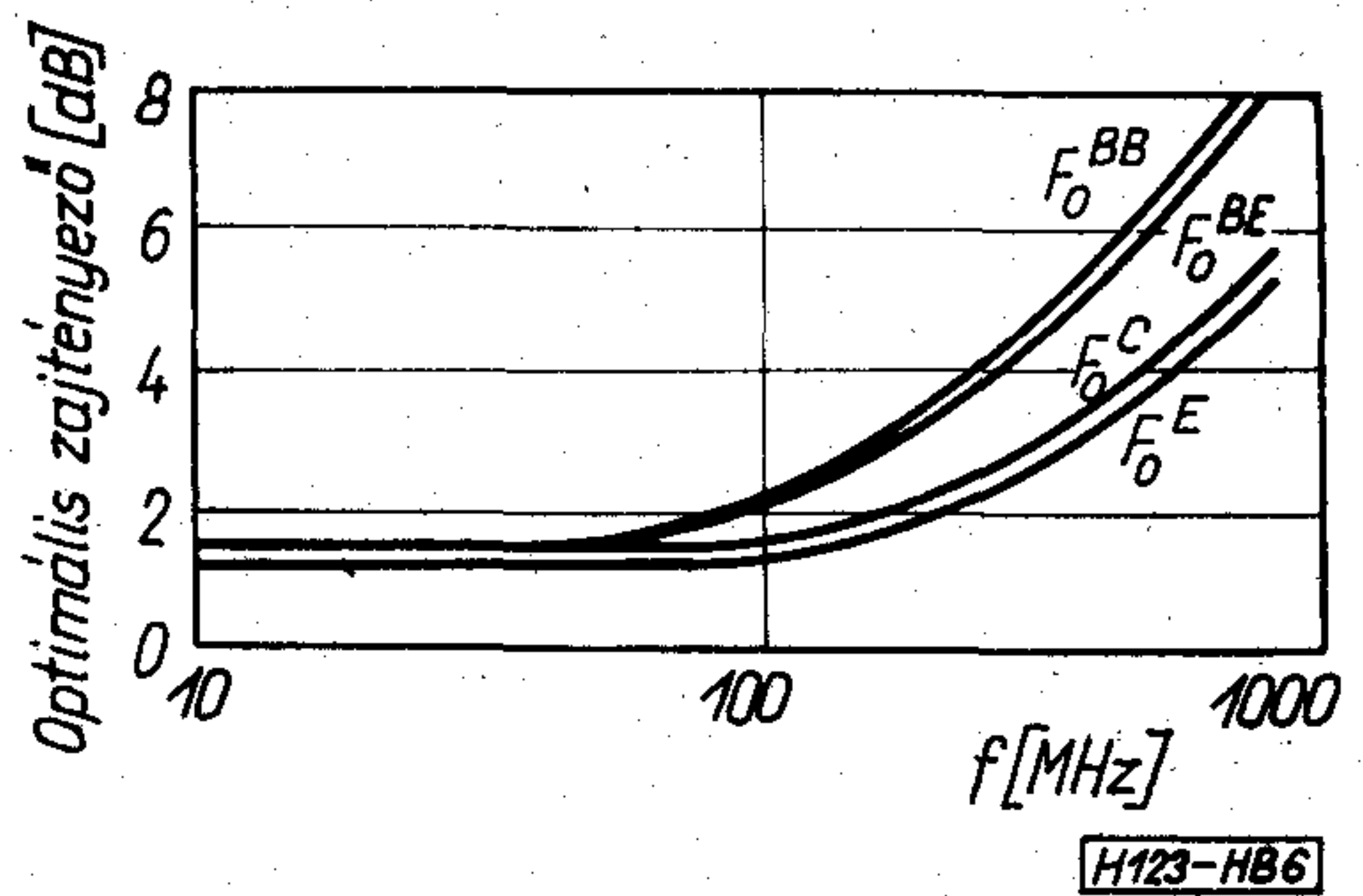
Mindenekelőtt le kell szögezni, hogy f_{max} környe-
zetében jelentős javulást több fokozat alkalmazásá-
val sem lehet elérni. A közepesen nagyfrekvenciás
tartományban, mintegy 200 MHz felső frekvencia-
határig viszont igen előnyösen alkalmazható erősítők
alakíthatók ki.

A kétfokozatú erősítők összesen kilenc különféle
módon hozhatók létre a három erősítő alkapcsolás
variálásával. Elvben ez a szám megkettőzhető a két
fokozat közötti illesztés alkalmazásával, de a gya-
korlatban az így nyerhető többleterősítést soha nem
használgák ki. A kilenc lehetséges változat közül az
azonos alkapcsolású párok kiesnek: a kaszkádba
kapcsolt földelt kollektoros erősítők általánosan nem
használhatók, mivel nem adnak feszültségerősítést,
a földelt emitteres pár ugyanolyan mértékben in-
stabil, mint a nagy visszahatású egyszerű földelt
emitteres fokozat, a földelt bázisú pár eredő zaj-
tényezője pedig igen elnyújtottan alakul [6], mivel
az első tranzisztor erősítés helyett csillapít. Általá-
ban, a földelt bázisú bemenettel rendelkező kasz-
kádok zajtényezője a legrosszabb, s ezek egyáltalán
nem terjedtek el. Eredő zajtényező szempontjából
legelőnyösebbek a földelt emitteres első fokozattal
épített erősítők, de nem sokkal rosszabbak a földelt
kollektoros bemenetűek sem.

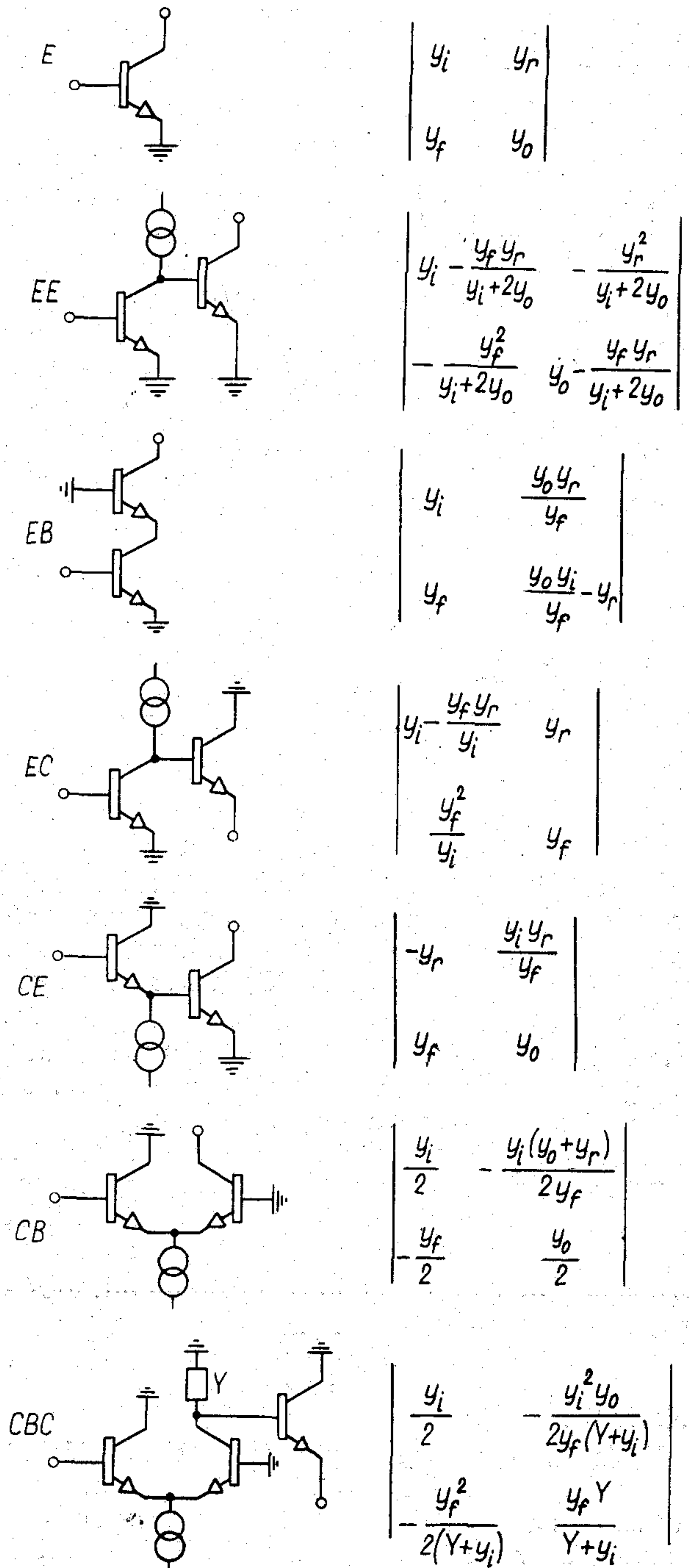
A sorrend tehát:

$$F_0^E < F_0^C < F_0^{BE} = F_0^{BC} < F_0^{BB},$$

ha F_0 az optimális zajtényezőt jelöli, a felső indexek
pedig az elrendezésre utalnak (6. ábra).



6. ábra. Kétfokozatú kaszkádok optimális zajtényezője



H123-HB7

7. ábra. Fontosabb kaszkádok közelítő vezetési paraméterei

A használható kétfokozatú kaszkádok a 7. ábra alapján hasonlíthatók össze, ahol a vázlatos kapcsolási rajzon kívül a földelt emitteres kapcsolásban dolgozó tranzisztor vezetésparaméterei függvényében megadjuk az eredő négy-pólus-paramétereket is [7]. Megkülönböztetés kedvéért a földelt emitteres vezetésparamétereket egybetűs index, a kaszkádokét két számmal adott index jelöli. Bár az összefüggések közelítőek, továbbá az alapkapcsolás-transzformáció a szubsztrát-kapacitás módosító hatásának figyelembevétele nélkül van elvégezve, összehasonlítások mégis elvégezhetők.

Mint később látni fogjuk, a fokozatokkal az instabilitás veszélye nélkül elérhető erősítés az $|y_{21}/y_{12}|$ hányadossal jellemezhető. A 7. ábrán bemutatott elrendezésekre a

$$V = \frac{y_{21}/y_{12}}{y_f/y_r} \quad (5)$$

relatív érték az 1. táblázatban található. A paraméterek egymáshoz viszonyított értékei:

$$|y_r| \lesssim |y_o| < |y_i| < |y_f|,$$

1. táblázat

Kapcsolás	E	EE	EB
V	1	$ y_f/y_r $	$ y_f/y_o $
Kapcsolás	EC=CE	CB	
V	$ y_f/y_i $	$ \frac{y_f y_r}{y_i (y_o + y_r)} $	
Kapcsolás	CBC		
V	$ y_f^2 y_r / y_i^2 y_o $		

H123-HB

amit a táblázat összefüggéseibe helyettesítve kapjuk, hogy legelőnyösebb az EE és EB, majd kb. azonos jellemzőkkel az EC, CE és CB fokozatok következnek. Legelőnytelenebb a CBC fokozat, mivel V értéke erre a legkisebb.

Stabil erősítés elérése céljából a nagy visszahatású és nagy meredekségű fokozatokat neutralizáló áramkörrel kell ellátni, míg a kis $y_{12} \cdot y_{21}$ szorzattal jellemzett elrendezések vagy feltétlen stabil áramkörök, vagy egyszerűen méretezhető és kivitelezhető nem illesztett terhelésekkel stabilizálhatók. Emiatt feltétlen előnyt élveznek a kis visszahatású áramkörök. Összehasonlítás céljából a 2. táblázatban megadjuk a

$$W = \frac{y_{12} y_{21}}{y_f y_r} \quad (6)$$

relatív értéket is.

V és W együttes figyelembevételével látható, hogy messze legjobb az EB, földelt emitteres-földelt bázisú pár, a közismert kaszkád fokozat; zaj, elérhető stabil erősítés és stabilitás szempontjából a CE és CB fokozatok között alig lehet különbséget tenni; a többi fokozatok valamilyen szempontból mind elmaradnak a felsorolt háromhoz viszonyítva.

2. táblázat

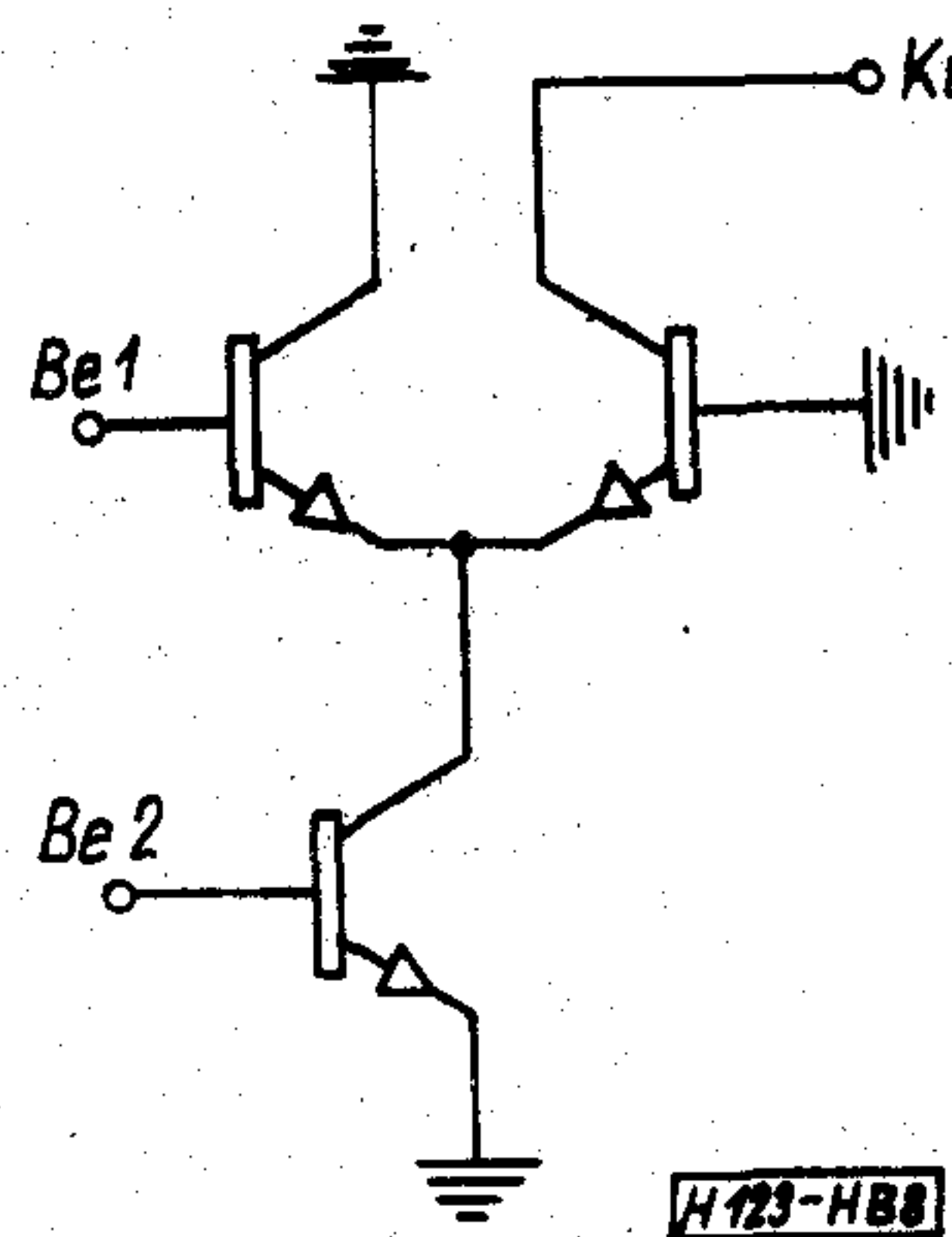
Kapcsolás	E	EE	EB
W	1	$ \frac{y_f y_r}{(y_i + 2y_o)^2} > 1$	$ \frac{y_o}{y_f} \ll 1$
Kapcsolás	EC	CE	CB
W	$ \frac{y_f}{y_i} > 1$	$ \frac{y_i}{y_f} < 1$	$ \frac{y_i}{y_f} \cdot \frac{y_o + y_r}{4y_r} < 1$
Kapcsolás	CBC		
W	$ \frac{y_o}{4y_r} \cdot (\frac{y_i}{Y+y_i})^2 \approx 1$		

H123-HB

Az optimális erősítésjellemzőkkel rendelkező három kapcsolás közül kettő igen egyszerűen bővíthető szabályozható erősítésűre, ezek a kaszkád és a CB fokozat, a differenciálerősítő. A vezérelhető áramgenerátorral ellátott, aszimmetrikus differenciálerősítő, mint kettősvezérlésű (szorzó jellegű) áramkör tulajdonképpen magában foglalja mindkét változatot (8. ábra). Az áramkör *be1* bemenetére alkalmazva a váltakozó áramú vezérlést, a differenciálerősítőként működik. Erősítése a *be2* bemenetre alkalmazott egyenfeszültséggel szabályozható. Kaszkád üzemben a két bemenet szerepe felcserélődik.

Mindkét üzemmódot jellemzi a kis visszahatás, a „pentódajellegű” működés. Így az áramkör igen alkalmas hangolt erősítők céljaira. A legtöbb integrált áramkört előállító gyár készít ilyen erősítőt is, kisebb-nagyobb változtatásokkal bár, de ez a legelterjedtebb fokozatjellegű nagyfrekvenciás erősítő.

Központi fontosságára való tekintettel a 3. táblázatban megadjuk a vezetésparaméterek értékét az 1. ábra helyettesítő áramkörének elemei függvényében. A kimenő, földelt bázisú fokozat kis bemenő ellenállása gyakorlatilag rövidre zárja az első fokozat kimenetét, így az első fokozat kollektorköri parazita-elemei elhanyagolhatók, elhanyagoljuk továbbá a második fokozat r_c ellenállását is [6] a 100–200 MHz-ig terjedő alkalmazhatósági frekvenciatartományra való érvénnyel.



H123-HB

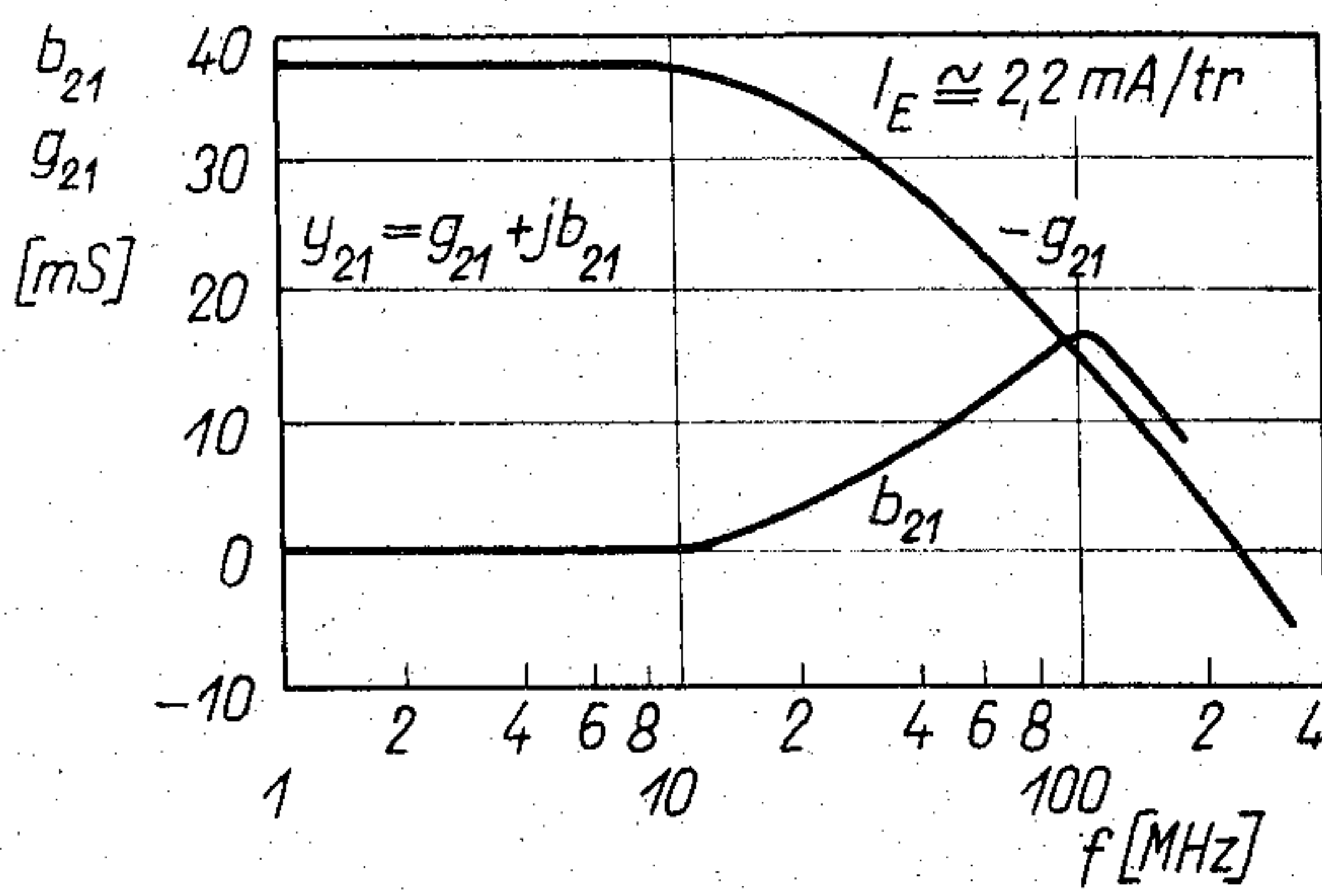
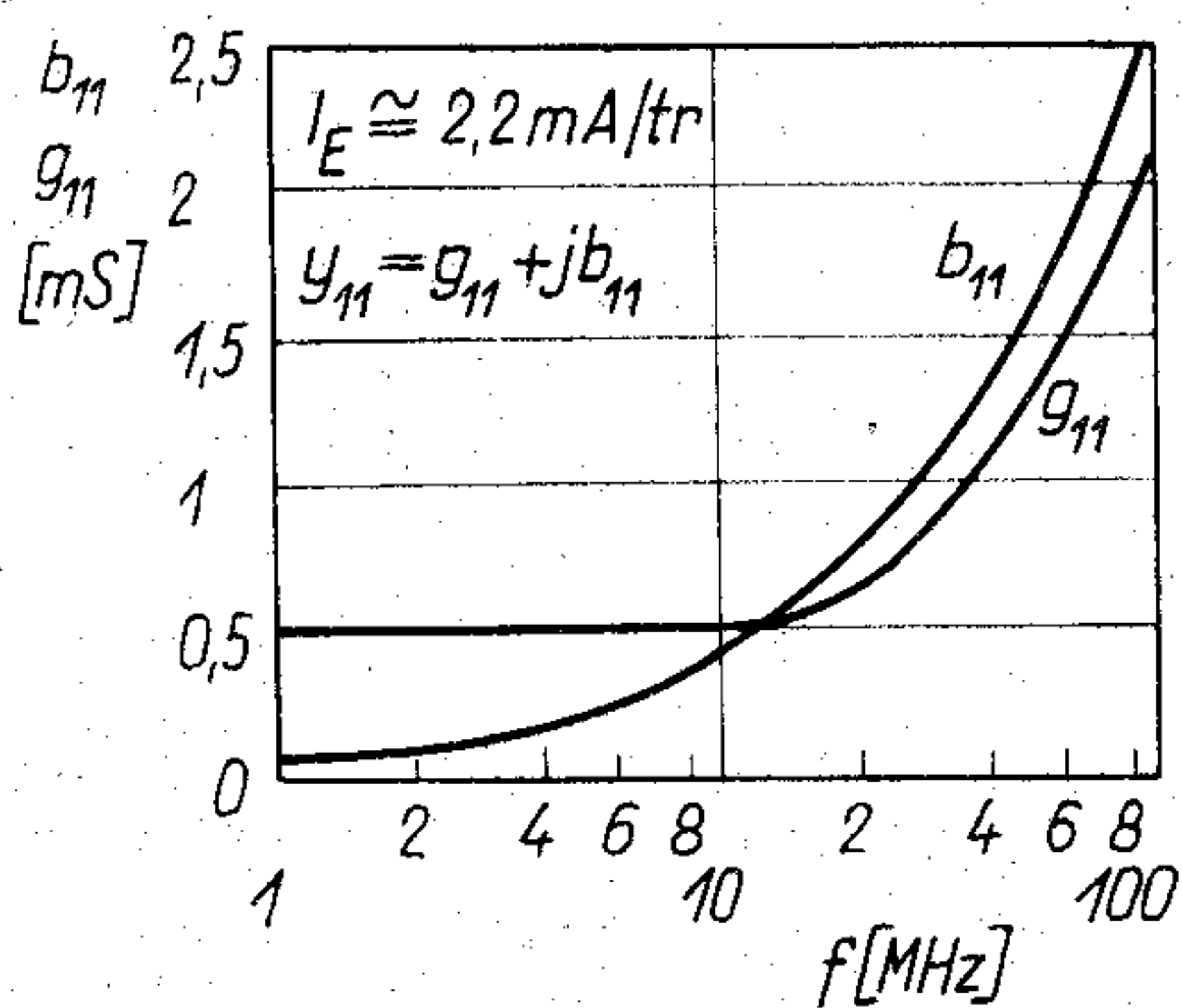
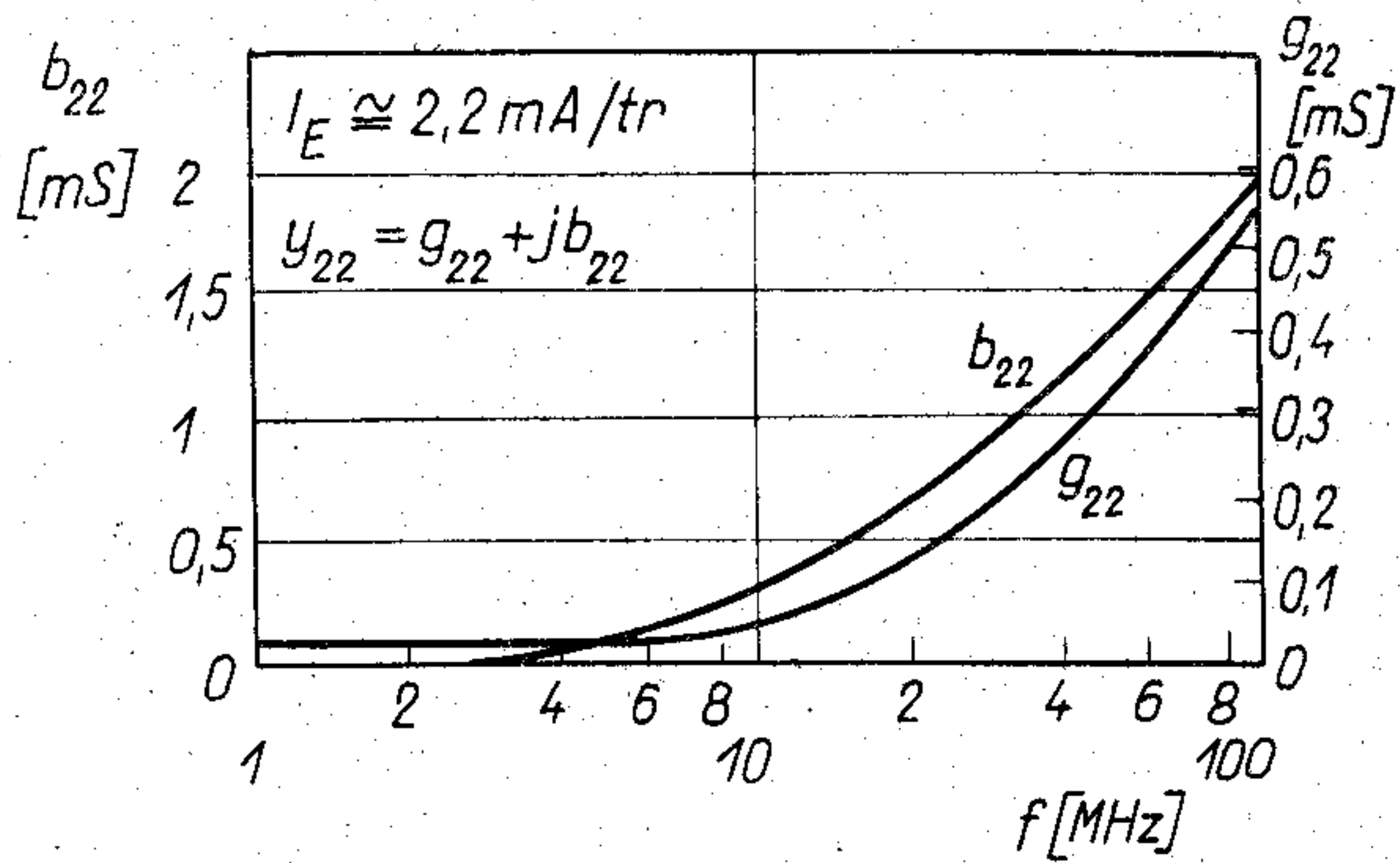
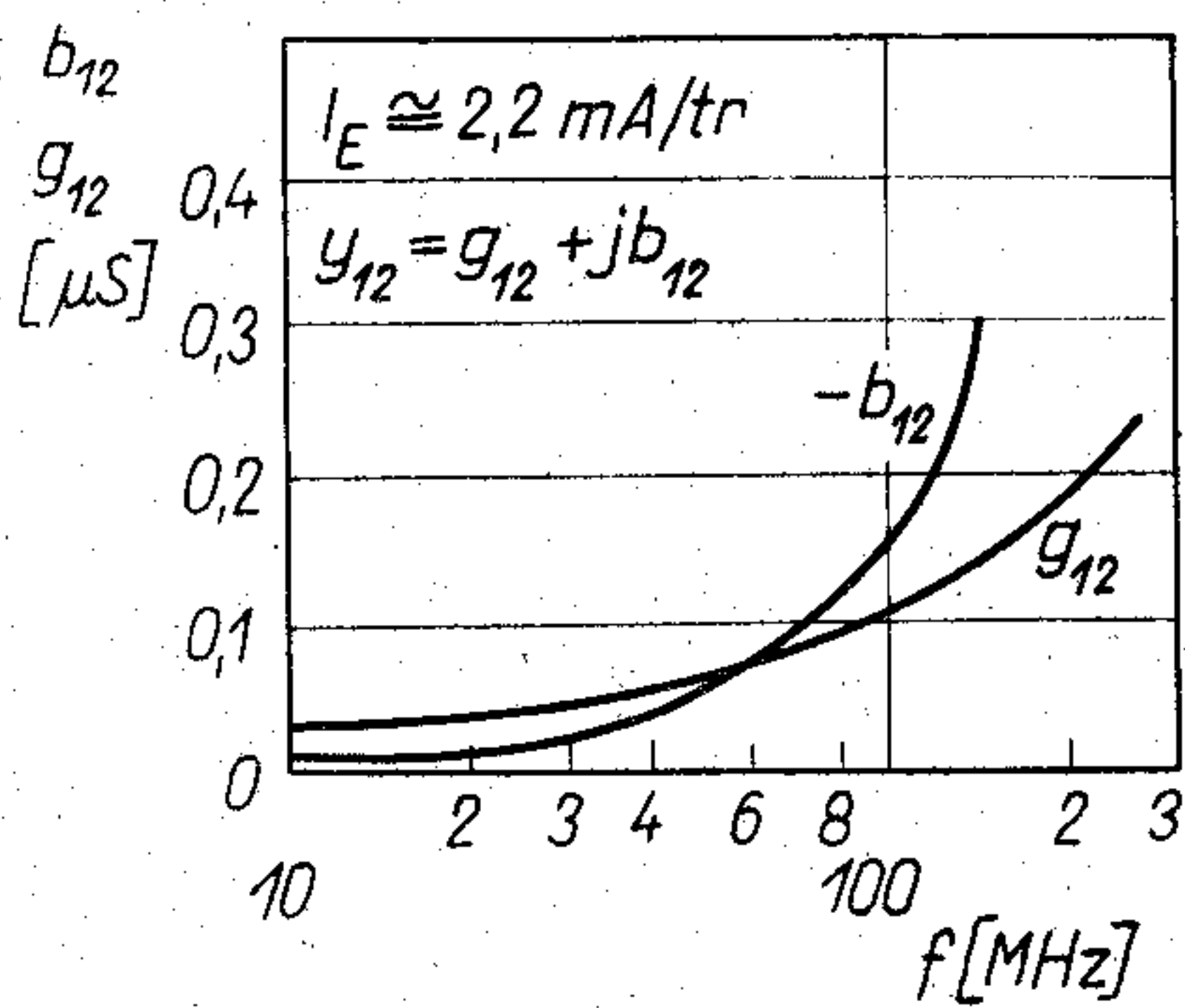
8. ábra. Kettős vezérlésű erősítőfokozat

3. táblázat

Kapcsolás	E	D	K
y_{11}	$\frac{\rho C_c Z_1 + 1}{Z_1 + r_b}$	$\frac{2\rho C_c Z_1 + 1}{2(Z_1 + r_b)}$	$\frac{\rho C_c Z_1 + 1}{Z_1 + r_b}$
y_{21}	$\frac{\alpha_0 \omega_T}{\rho(Z_1 + r_b)}$	$-\frac{\alpha_0 \omega_T}{2\rho(Z_1 + r_b)}$	$\frac{\alpha_0 \omega_T}{\rho(Z_1 + r_b)}$
y_{12}	$-\frac{\rho C_c Z_1}{Z_1 + r_b}$	$-\rho C_c \frac{r_b}{2Z_1}$	$-\rho^2 C_c^2 (r_b \times Z_1)$
y_{22}	$\rho C_c \left(1 + \frac{C_s}{C_c} + \frac{r_b}{Z_1(1-\alpha)}\right)$	$\rho C_c \left(1 + \frac{C_s}{C_c} + \frac{r_b}{2Z_1(1-\alpha)}\right)$	$\rho C_c \left(1 + \frac{C_s}{C_c} + \alpha(1 + \rho C_c r_b)\right)$

$$Z_1 = (1 + \beta_0) r_d \times 1 / \rho C_D$$

H123-HB



H123-HB9

9. ábra. CA 3028A differenciálerősítő üzemi vezetési paramétereit

Méréssel meghatározott értékeket a 9. és 10. ábrák tartalmaznak az RCA CA 3028A jelű erősítőre, ami felépítésben gyakorlatilag a 8. ábra áramkörével egyezik meg, csupán az árambeállító tranzisztor van ellátva munkapontbeállító elemekkel: bázisosztóval és emitter ellenállással, az utóbbi külső elemként beiktatott kondenzátorral hidegíthető.

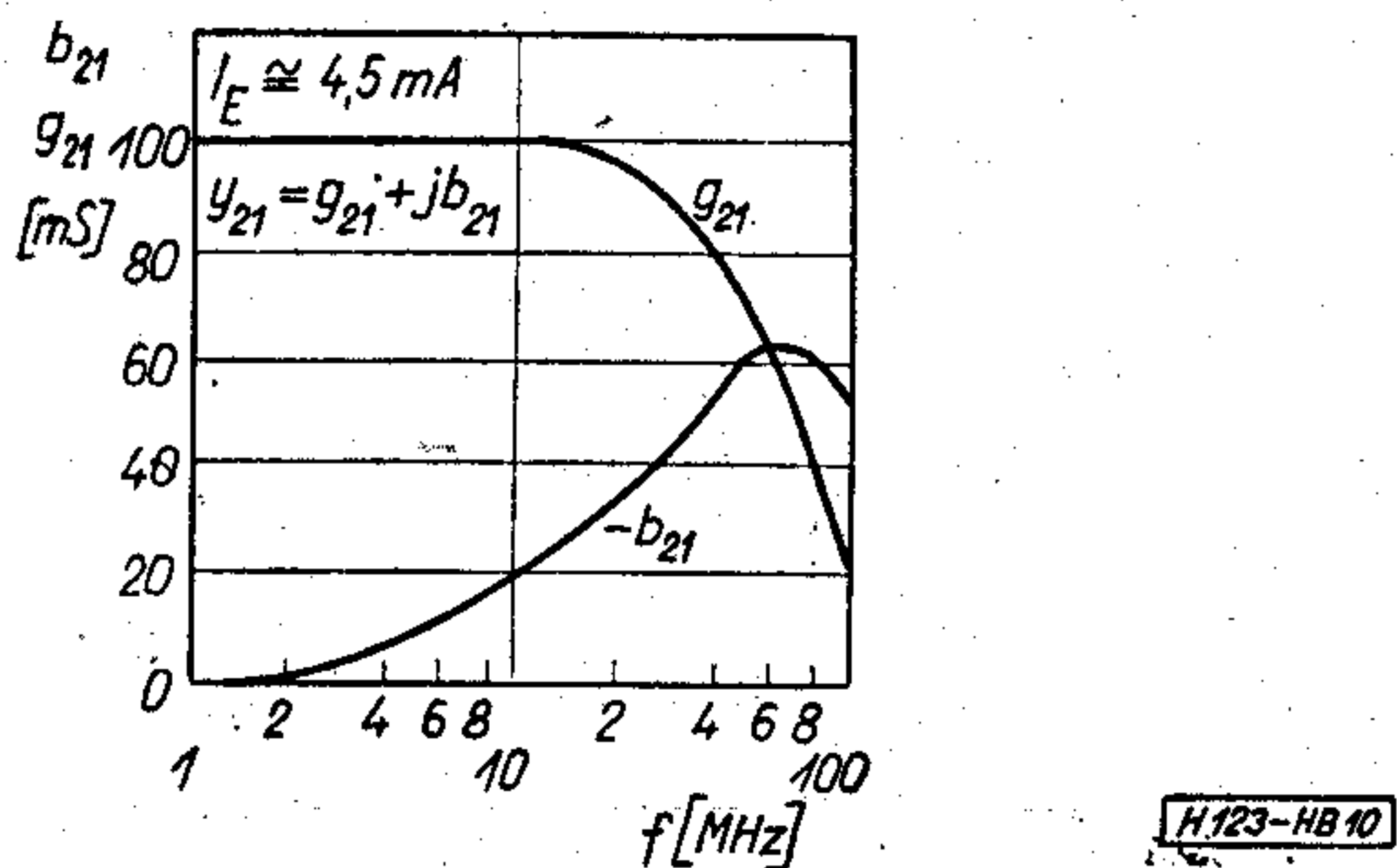
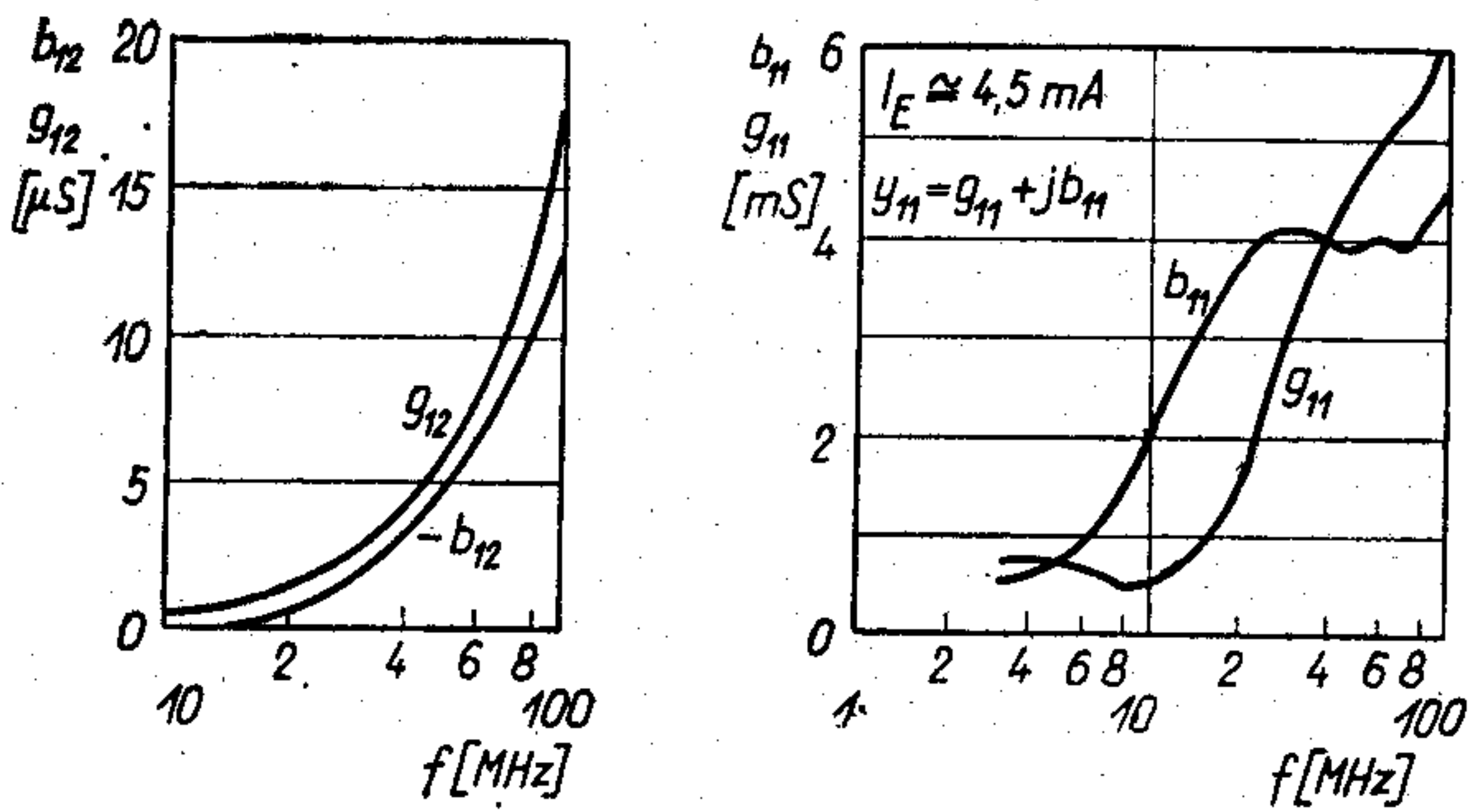
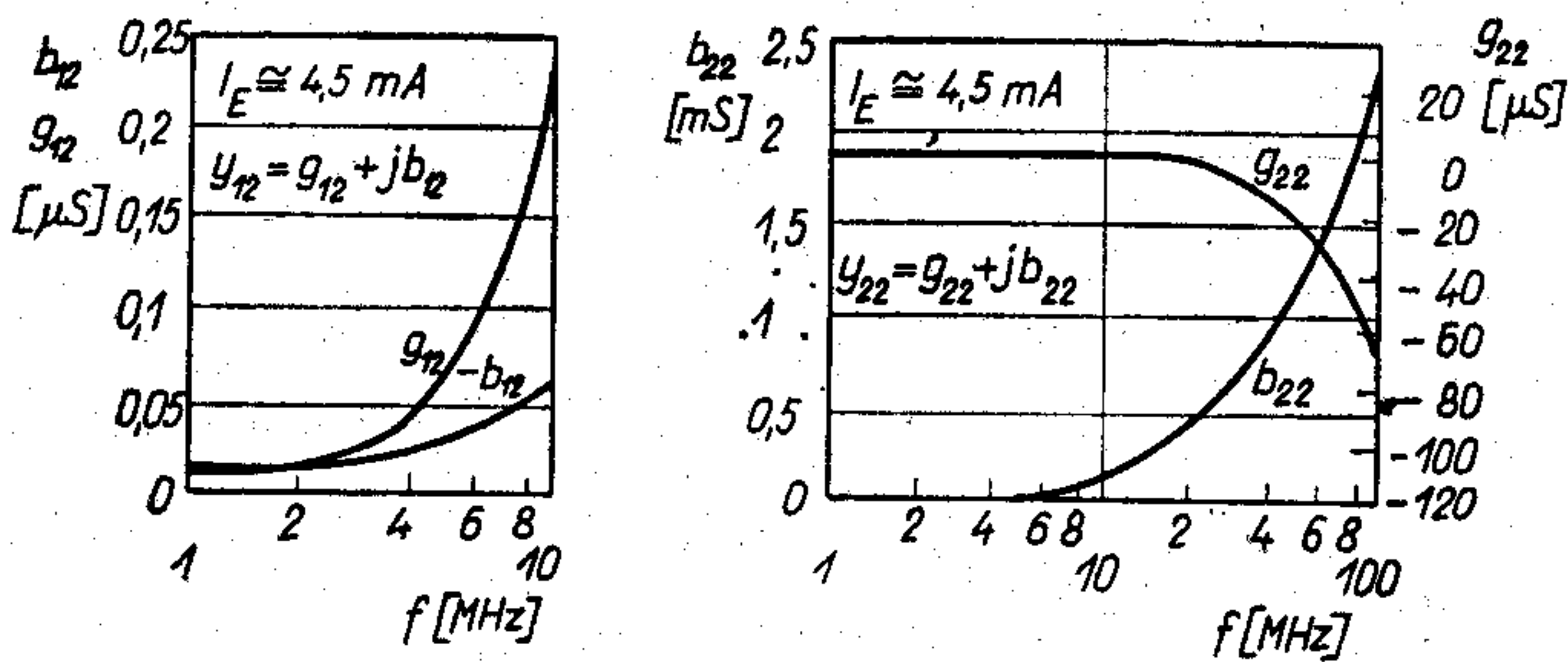
Érdeemes megvizsgálni a paraméterértékeket, összevetve azokat a földelt emitteres fokozatával. A differenciálerősítő y_{11} , y_{21} és y_{22} vezetési paramétereit lényegében megfelelőnek a jól ismert földelt emitteres értékhez viszonyítva, eltekintve a C_{22} kimenő kapacitástól, ami csak jelentéktelen mértékben csökken.

A visszaható vezetési paraméter, mint az várható, jelentősen csökken. Kis frekvencián majdnem két nagyságrend a csökkenés mértéke, 100 MHz környezetében is legalább tízszeres, amint a 11. ábrán látható.

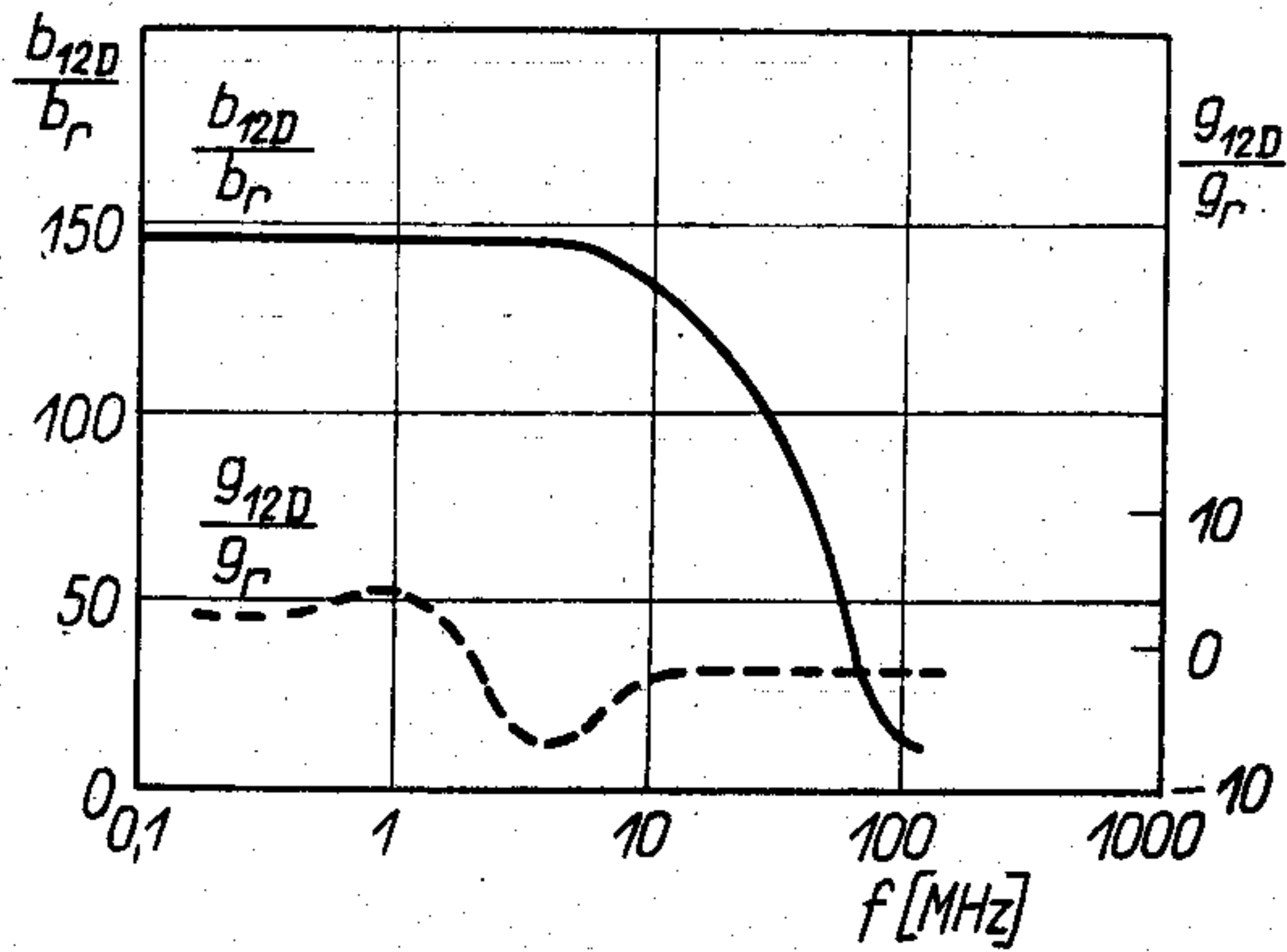
Kaszód üzemben talán még előnyösebben alakulnak az értékek. y_{11} és y_{21} lényegében azonos a földelt emitteres fokozatával. A kimenő vezetési paraméter, a nagy impedanciáról meghajtott földelt bázisú fokozatra jellemző módon, nagyon kicsi, sőt nagy frekvencián negatívba fordul, ami azt eredményezi, hogy a kimeneten nem lehet konjugált illesztést megvalósítani. Ez a gyakorlatban különösebb nehézséget nem jelent, feltéve, hogy a kimeneten a terheléssel együtt értelmezett eredő vezetési paraméter pozitív.

A visszaható admittancia kisfrekvenciás értéke rendkívül kicsi, mintegy ezredrésze a földelt emitteres fokozatának. Az abszolútértékek viszonya 100 MHz-en sem nő kb. 1/35-öd fölé [8] (12. ábra).

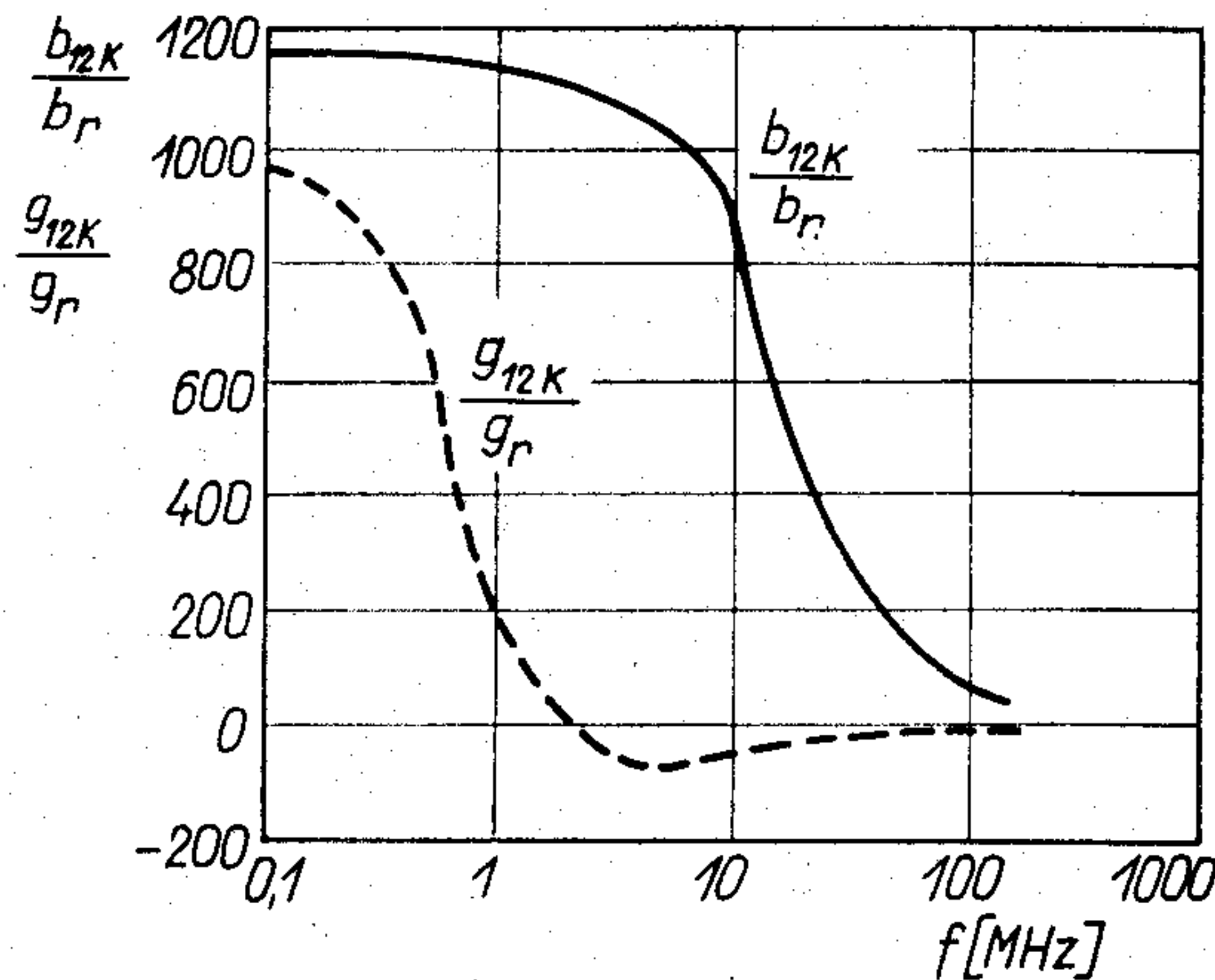
Bár mindkét kapcsolás visszaható vezetési paramétere kicsi, instabilitás felléphet a hangolt körökkel lezárt erősítőben, különösen, ha az elrendezésből adódó vissza-



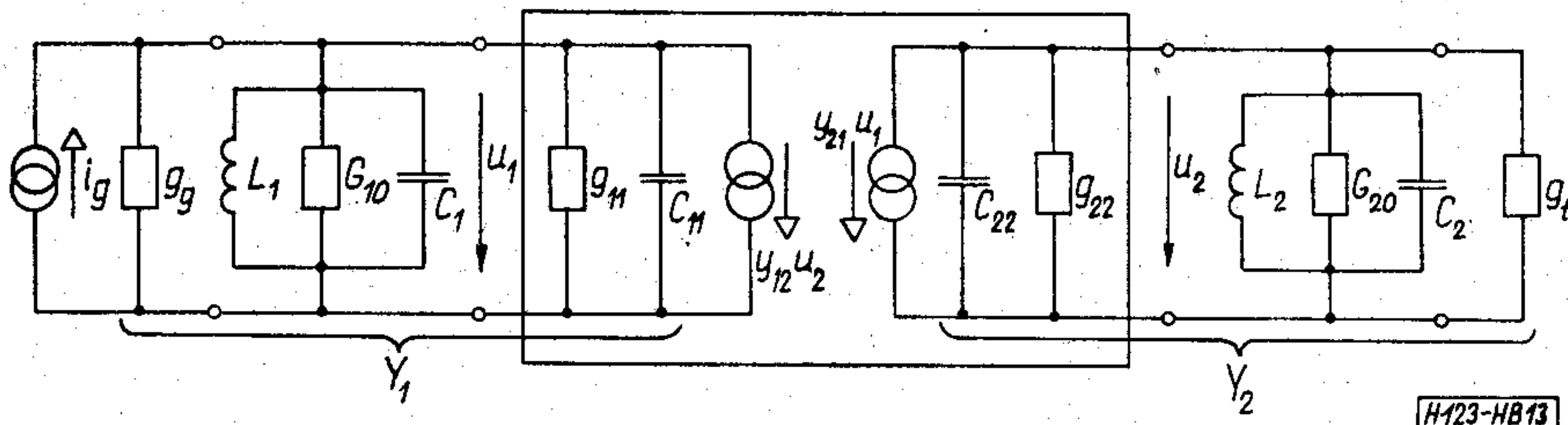
10. ábra. CA 3028A kaszkód üzemi vezetési paraméterei



11. ábra. A visszaható admittancia valós és képzetes részének relatív értéke differenciálerősítő üzemben



12. ábra. A visszaható admittancia valós és képzetes részének relatív értéke kaszkód üzemben



13. ábra. A teljesítményerősítés számításához

hatás esetleg nagyobb az eszköz saját értékénél. Ezért szükséges mindenekelőtt a stabilitásvizsgálati módszerekkel, a stabilizálás lehetőségeivel, a beállítható stabil erősítés meghatározásával részletesen foglalkozni.

3. Stabilitásvizsgálat

Párhuzamos LC-körökkel csatolt generátor és terhelés esetére meghatározzuk a rendelkezésre álló teljesítményerősítés értékét a terhelésre jutó és a generátorból kivehető maximális teljesítmény viszonyaként. A számítás alapját képező áramkört a 13. ábra mutatja. Az általánosság megszorítása nélkül a generátor és terhelés szuszceptanciáját a rezgőkör elemeibe foglaltuk. Definiáljuk a rezonanciafrekvenciákat:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{01} &= 1/\sqrt{L_1(C_1 + C_{11})}, \\ \omega_{02} &= 1/\sqrt{L_2(C_2 + C_{22})}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

a relatív elhangolást:

$$\eta = \omega/\omega_0 - \omega_0/\omega,$$

az eredő veszteségi vezetéseket:

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= g_g + G_{10} + g_{11}, \\ G_2 &= g_t + G_{20} + g_{22}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

valamint az üresjárású és terhelt jósági tényezőket:

$$\left. \begin{aligned} Q_{01} &= 1/\omega_{01}L_1G_{10}, \\ Q_{02} &= 1/\omega_{02}L_2G_{20}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} Q_{t1} &= 1/\omega_{01}L_1G_1, \\ Q_{t2} &= 1/\omega_{02}L_2G_2. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Fentiek felhasználásával a kimenő feszültség:

$$u_2 = -i_g \frac{\frac{y_{21}}{Y_1 Y_2}}{1 - \frac{y_{12} y_{21}}{Y_1 Y_2}} \quad (11)$$

formában írható fel, ahol

$$Y_1 = G_1(1 + j\eta_1 Q_{t1}), \quad (12)$$

$$Y_2 = G_2(1 + j\eta_2 Q_{t2}).$$

(11) segítségével a kimenő teljesítmény:

$$P_{ki} = |u_2|^2 \cdot g_t = |i_g|^2 g_t \left| \frac{y_{21}/Y_1 Y_2}{1 - y_{12} y_{21}/Y_1 Y_2} \right|^2 \quad (13)$$

A generátorból maximálisan kivehető

$$P_{gmax} = |i_g|^2 / 4g_g$$

teljesítménnyel osztva kapjuk a rendelkezésre álló erősítést:

$$G^* = \frac{P_{ki}}{P_{gmax}} = 4g_g g_t \left| \frac{y_{21}}{Y_1 Y_2} \right|^2 \cdot \frac{1}{\left| 1 - \frac{y_{12} y_{21}}{Y_1 Y_2} \right|^2} \quad (14)$$

formában.

Ha a visszahatás elhanyagolható, azaz $y_{12} = 0$, (14) olyan formát ölt:

$$G^0 = 4g_g g_t \left| \frac{y_{21}}{Y_1 Y_2} \right|^2, \quad (15)$$

amelyben frekvenciafüggetlen meredekség mellett csak a be- és kimenetre csatlakoztatott rezgőkörök eredményeznek frekvenciafüggést. Ez az eset ideálisnak tekinthető. Természetszerűleg, azért alkalmazzuk a hangolt köröket, hogy impedanciájuk frekvenciafüggését kihasználva, szelektív jellegű erősítést érhesünk el.

A rendelkezésre álló teljesítményerősítés (15)-tel adott értékét célszerűen

$$G^0 = G_0^0 \cdot |a|^2 \quad (16)$$

formába írjuk, ahol:

$$G_0^0 = 4g_g g_t \frac{|y_{21}|^2}{(G_1 G_2)^2}, \quad (17)$$

$$a = \frac{1}{(1 + j\eta_1 Q_{t1})(1 + j\eta_2 Q_{t2})}. \quad (18)$$

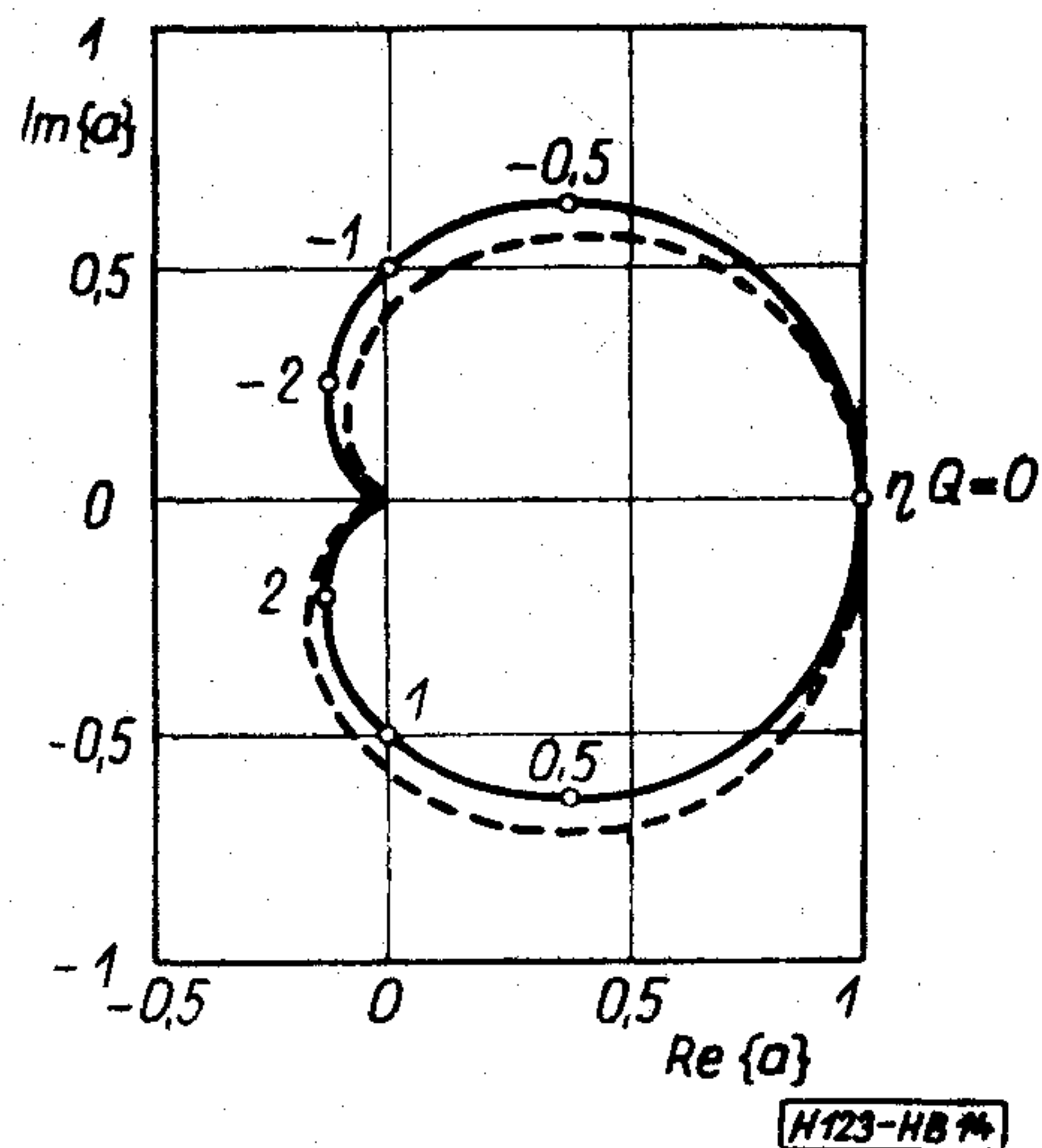
a helygörbéjét az ηQ paraméterezésével

$$\eta_1 = \eta_2 = \eta,$$

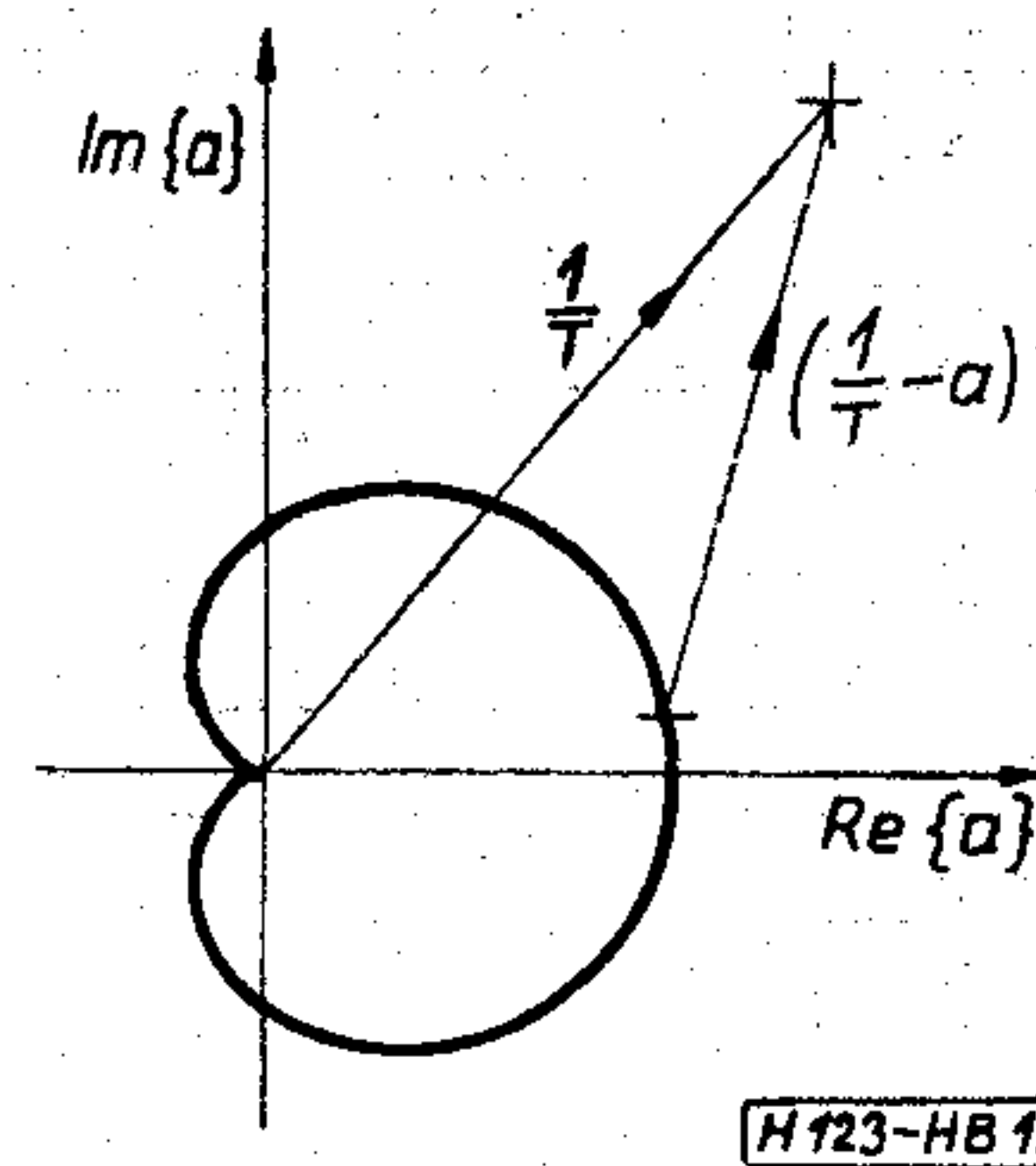
$$Q_{t1} = Q_{t2} = Q$$

esetére a 14. ábra mutatja.

(Itt érdemes megemlíteni, hogy a (16)-tal adott G_0^0 mennyiség is frekvenciafüggő a benne szereplő erősítő paraméterek frekvenciafüggése miatt. Ettől azonban rendszerint eltekinthetünk. A közelítés jogossága Q csökkenésével romlik. Pl. $Q=3$ válasz-



14. ábra. A relatív frekvenciaátvitel helygörbéje



15. ábra. A hiba számításához

tással a 14. ábrán szaggatott vonallal berajzoltuk az

$$a' = \frac{\omega}{\omega_0} a = \left(\frac{\eta}{2} + \sqrt{\frac{\eta^2}{4} + 1} \right) a \cong \frac{\eta}{2} a \quad (19)$$

görbéjét is ω -val arányos $|y_{12} y_{21}| / G_1 G_2$ esetének jellemzésére. A két görbe eltérése a -6 dB relatív átvitelhez tartozó sávhatárokon is mindössze

$$\frac{a'}{a} \cong \frac{\eta}{2} = \frac{\eta Q}{2Q} = \frac{1}{2Q}, \quad (20)$$

jelen esetben mintegy 17%.)

A visszahatás az erősítést és a frekvenciamenetet is befolyásolja. Az erősítés

$$G^* = G^0 \cdot |H|^2 \quad (21)$$

formában írható, ahol a H hibatag értéke (14)-ből:

$$H = \frac{1}{1 - y_{12} y_{21} / Y_1 Y_2}. \quad (22)$$

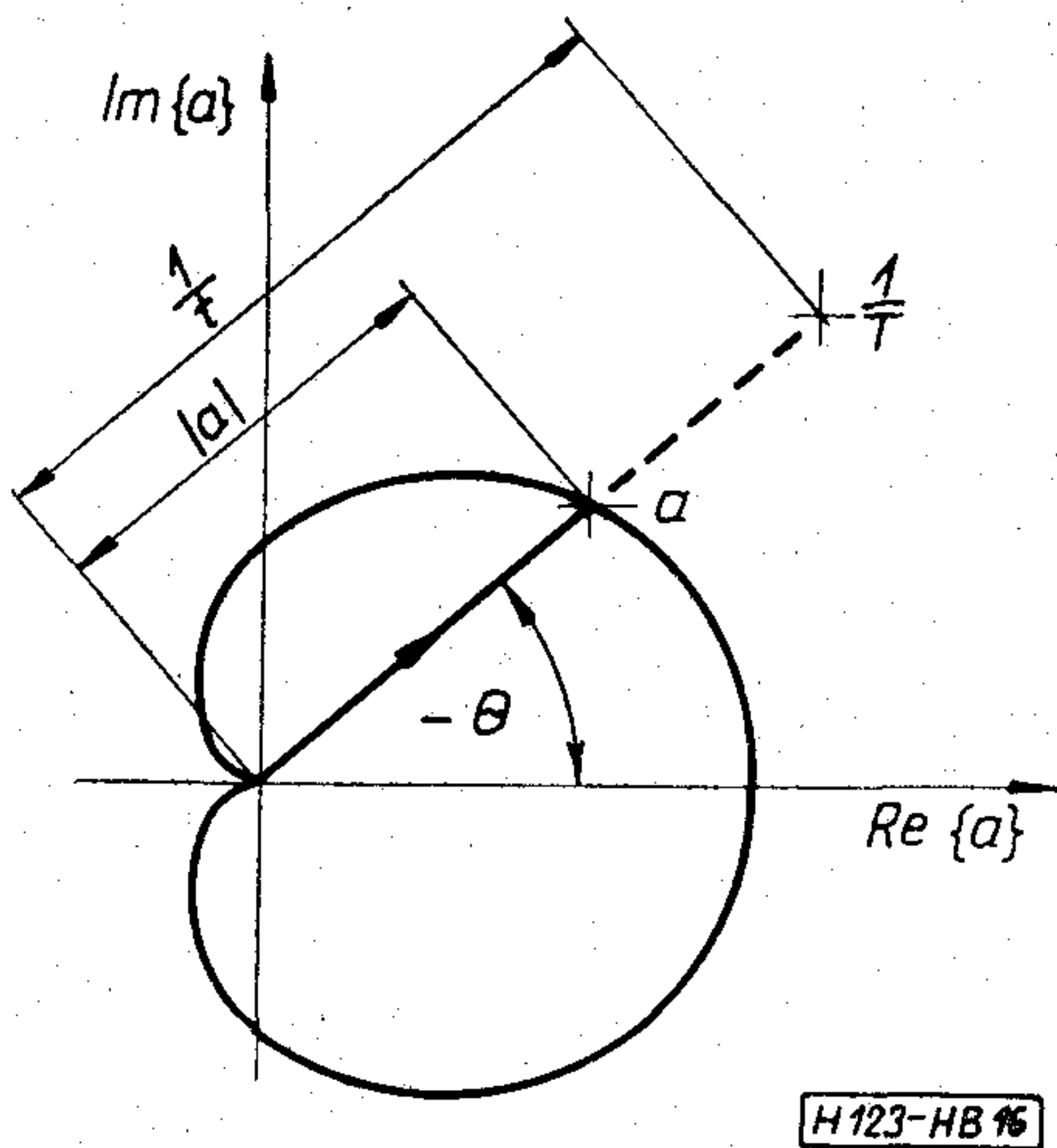
Bevezetve az

$$\frac{y_{12} y_{21}}{G_1 G_2} = T = t \exp j\theta \quad (23)$$

jelölést, a hibatag

$$H = \frac{1}{1 - aT} = \frac{1/T}{1/T - a}$$

formában írható át. A 15. ábrából láthatóan, két vektor hányadosaként értelmezhető. Ha az $(1/T - a)$ vektor nulla értéket vehet fel, azaz $1/T$ az a -görbén fekszik, a hibatag végtelenné válik és a rendszer



16. ábra. A stabilitás értelmezéséhez

instabil. Instabilnak tekintjük a rendszert akkor is, ha $1/T$ az a -görbe belsejében foglal helyet, mert pl. bekapcsoláskor y_{21} folyamatosan nő, azaz T a nulla felől, $1/T$ a végtelen felől közelíti meg állandósult értékét, s következésképpen áthalad az instabil állapotot jelentő $1/T = a$ ponton.

A fenti gondolatmenettel igazoltuk azt az előzőekben felhasznált állítást, hogy a (6)-tal adott W mennyiség kis értéke előnyösen befolyásolja a fokozatok stabilitását. (23)-ból:

$$t = \frac{W}{G_1 G_2} |y_r y_f|,$$

azaz kis W esetén G_1 és G_2 szélesebb határok között változó értékeire tartható t az instabilitást jelentő kritikus érték alatt.

A stabilitás határeset. A stabilitás feltétele a 16. ábra alapján láthatóan az, hogy adott

$$\Theta = \text{arc} \{y_{12}\} + \text{arc} \{y_{21}\} \quad (24)$$

szög esetén a $t|a|$ szorzat legyen kisebb egynél.

Az a mennyiség abszolút értéke a Θ szög függvényében (18)-ból egyszerűen számolható [9]. Szinkronhangolt, szimmetrikus esetben

$$\Theta = -2 \arctg \eta Q, \quad (25)$$

ugyanakkor

$$|a| = 1/[1 + (\eta Q)^2],$$

avagy a fenti egyenlőség segítségével ηQ -t eliminálva:

$$|a| = \frac{1}{1 + (\text{tg } \Theta/2)^2} = \frac{1 + \cos \Theta}{2}, \quad (26)$$

amiből a stabilitás feltétele:

$$t < \frac{2}{1 + \cos \Theta}. \quad (27)$$

Látható, hogy t megengedhető értéke nagymértékben függ a Θ szögtől. Frekvenciafüggetlen meredekség és kapacitív visszahatás esetén

$$\text{arc} \{y_{12}\} = -90^\circ,$$

$$\text{arc} \{y_{21}\} = 0,$$

azaz $\Theta = -90^\circ$, s az instabilitás határán $t=2$. Kiseb t engedhető meg $-90^\circ < \Theta < +90^\circ$ esetén, $\Theta=0$ mellett a megengedhető érték a felére csökken. A $90^\circ < \Theta < 270^\circ$ tartományban változó szög viszont előnyös, t megengedhető értéke nő, szélső esetben, $\Theta=180^\circ$ esetén, végtelenig.

Érdekes megvizsgálni, hogy az optimálisnak talált kétfokozatú erősítőkre, a differenciálerősítő és a kaszkód fokozatra hogyan alakul Θ értéke. A 9. és 10. ábrák adatainak felhasználásával a 17. ábrán mutatunk be értékeket. Láthatóan, a differenciálerősítő a relative kisfrekvenciás tartományban viselkedik igen kellemesen, a kaszkód pedig nagyfrekvencián válik előnyösebbé.

A stabilitás mértéke. A paraméterek értéke általában elég nagy hibával ismert, egyedről-egyedre változó mennyiség és munkapont, valamint hőmérsékletfüggésük sem elhanyagolható. Elengedhetetlen tehát a stabilitás mértékére jellemző mennyiség definiálása, ami megmutatja, hogy milyen paraméterváltozás mellett marad stabil az erősítő.

Önmagától adódik ez a mennyiség. Ha — adott Θ mellett — t értékére a (27) egyenlőtlenségnek kell fennállnia, a

$$t_g = \frac{2}{1 + \cos \Theta} \left(= \frac{1}{|a|} \right) \quad (28)$$

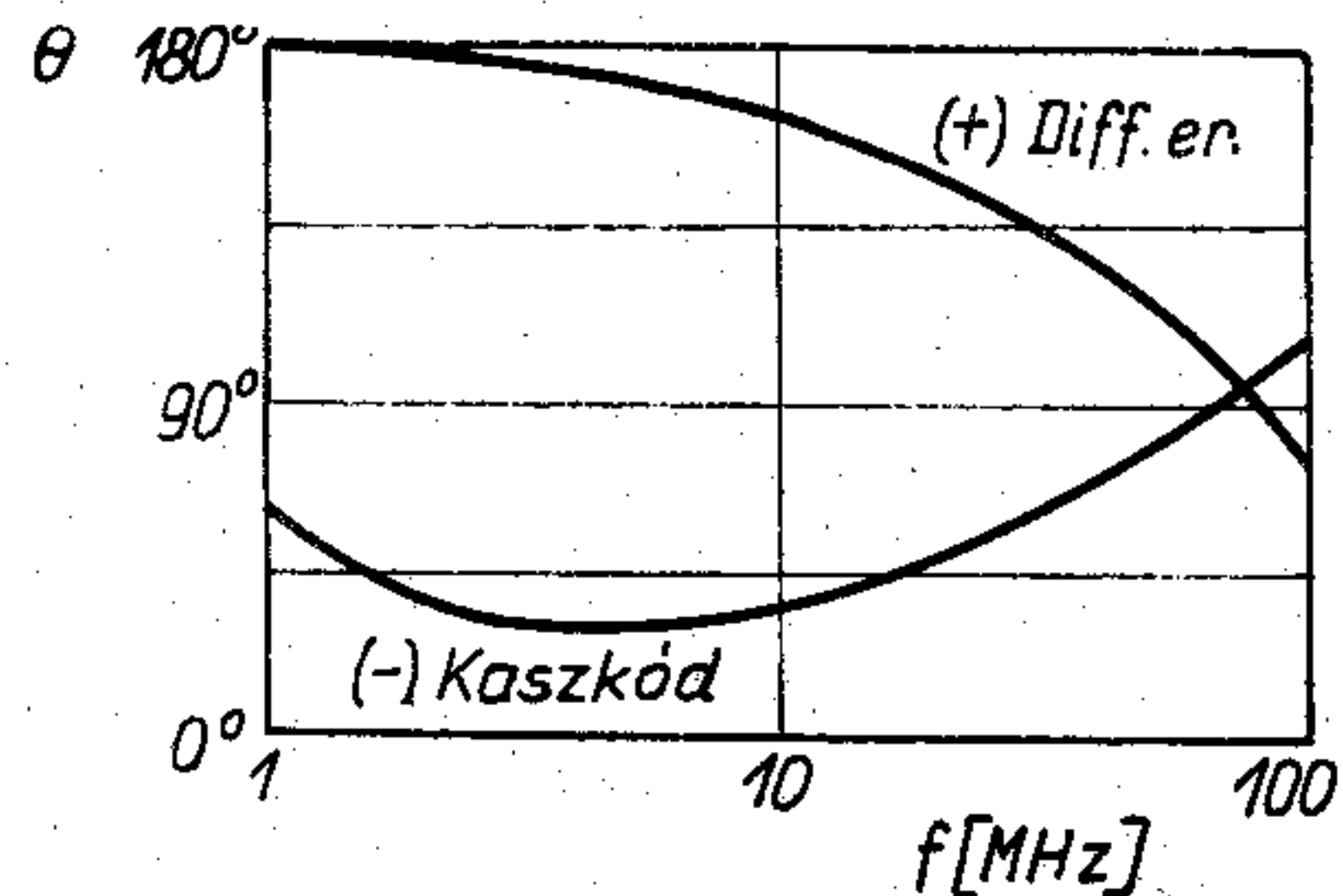
jelölés bevezetésével a stabilitás mértékére jellemző S mennyiség

$$S = t_g/t \quad (29)$$

formában definiálható. $S > 1$ a stabilitás feltétele, konkrét értéke pedig számszerűen kifejezi t megengedhető növekedését, ami mellett a stabilitás még biztosítható.

Egyéb csatoló áramkörök. A vizsgált egyszerű eset, amikor a be- és kimenetre csatlakozó egyszerű rezgőkörök hangolási frekvenciája és a (10)-ben definiált jósági tényezők azonosak, nem a lehetséges egyetlen elrendezés. Zárókörös csatolások esetén is variálhatók a hangolási frekvenciák, sőt a behangolási folyamat alatt elvben minden kombináció előfordulhat. A jósági tényezők sem szükségképpen egyeznek meg. Kimutatható azonban [9], hogy a relatív frekvenciamenetre jellemző görbe, minden egyéb esetben a 14. ábrán felrajzolt és a stabilitásvizsgálat alapját képező a -görbe belsejében helyezkedik el. Így a vizsgált eset a legveszélyesebb és az ez esetre levezethető összefüggések az abszolút stabilitás jellemzői.

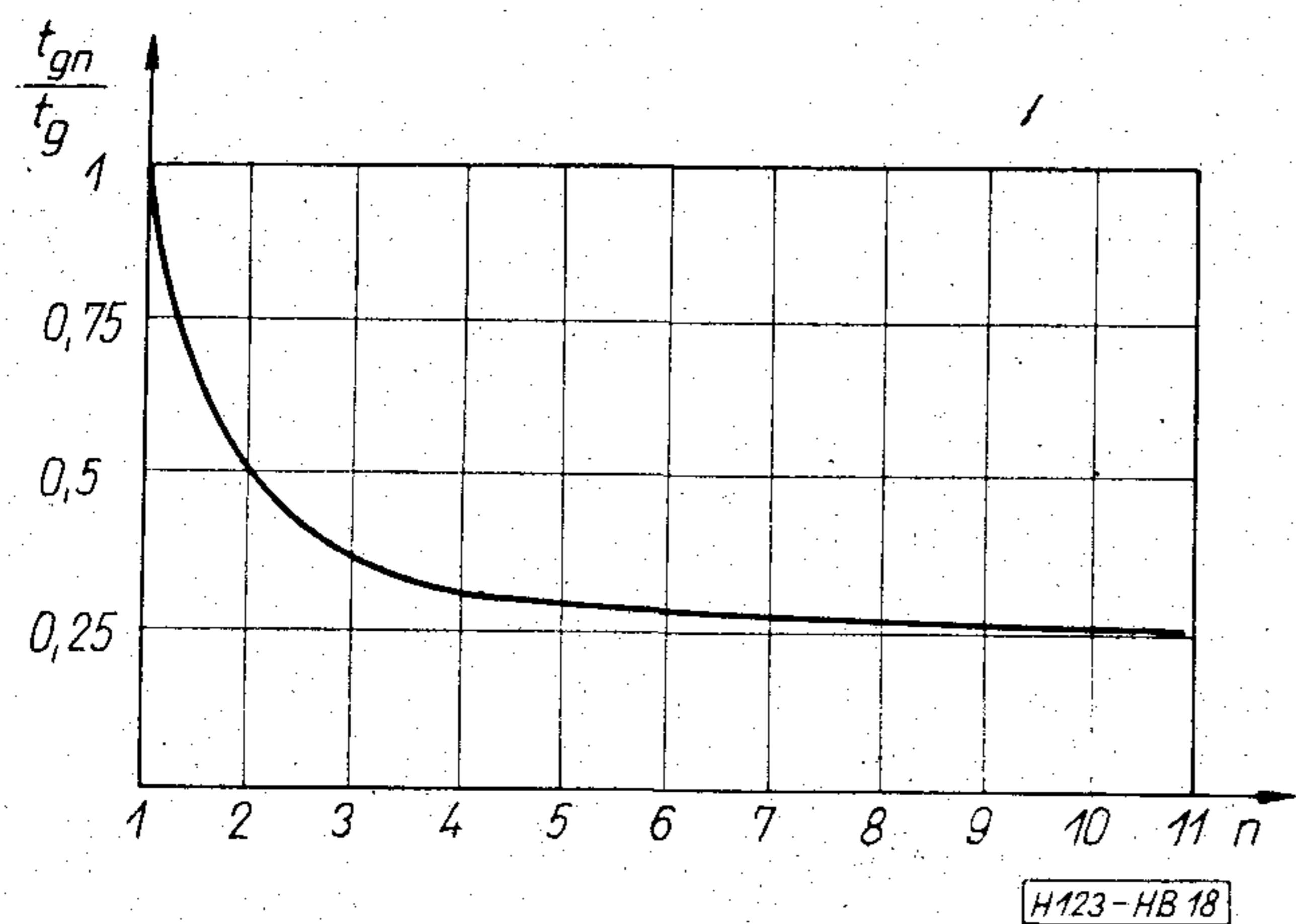
Hasonlóképpen, a fenti eredmények alkalmazhatók az egyfokozatú, be- és kimenetén csatolt körökkel



17. ábra. Az RCA CA 3028A erősítő transzfer meredekségei szorzatának fázisszöge

lezárt erősítőkre is. T értékének meghatározásakor az erősítő elemhez közvetlenül csatlakozó két kör eredő vezetését kell figyelembe venni és erre az esetre úgyszintén kimutatható [9], hogy a H hibatagban T mellett szereplő a mennyiség helygörbéje a 14. ábrán felrajzolt belsejében helyezkedik el.

Többszorosított erősítők. Az általános stabilitásvizsgálat több erősítőfokozatra, amelyek hangolt körökkel vannak egymáshoz és a lezárásokhoz csatolva, igen bonyolult, részletekért az irodalomra utalunk [2, 9]. Kimutatható, hogy a többszorosított rendszer mindig szigorúbb stabilitáskritériumot eredményez egy fokozatra, mintha ez a fokozat magában állna. A teljességre törekvés minden igénye nélkül pl. az egyforma felépítésű, n -fokozatú, zárókörös hangolású erősítőre a 18. ábrán mutatjuk be a $t_{gn}/t_g \leq 1$ mennyiség n -től való függését, amelynek felhasználásával erre az esetre a stabilitás megvizsgálható.



18. ábra. Többszorosított hangolt erősítők stabilitás számításához

4. Az erősítés számítása

Adott stabilitásviszonyok mellett (21)-ből számolható az erősítés:

$$G^* = G^0 \cdot |H|^2 = G_0^0 \cdot |a|^2 \cdot |H|^2,$$

ahol

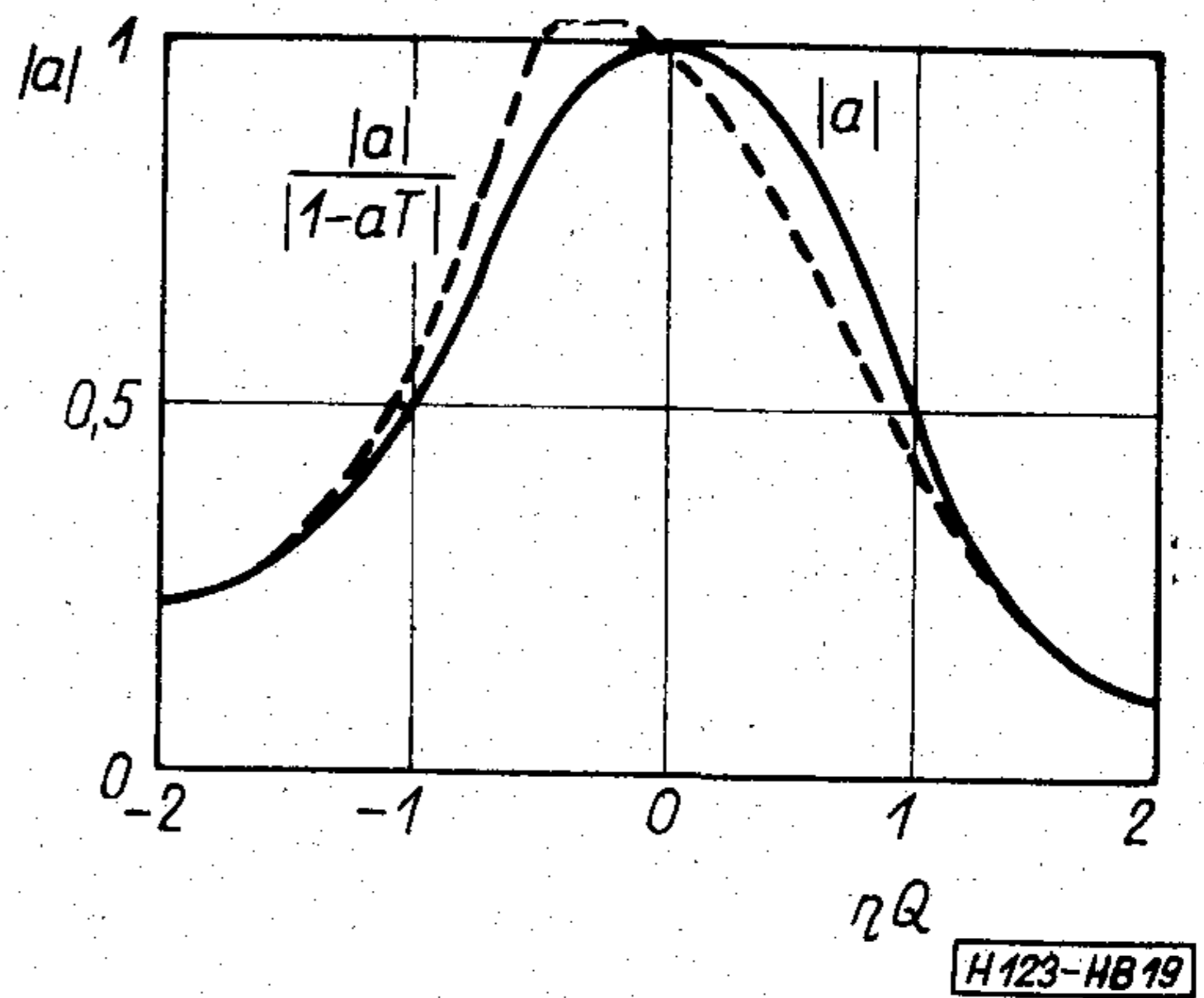
$$G_0^0 = 4g_g g_t \frac{|y_{21}|^2}{(G_1 G_2)^2}, \quad (17)$$

az a mennyiség a relatív frekvenciafüggés, H pedig a véges visszahatásból értelmezett hiba. H egytől eltérő értéke mind a frekvenciamenetet, mind a rendelkezésre álló erősítést befolyásolja.

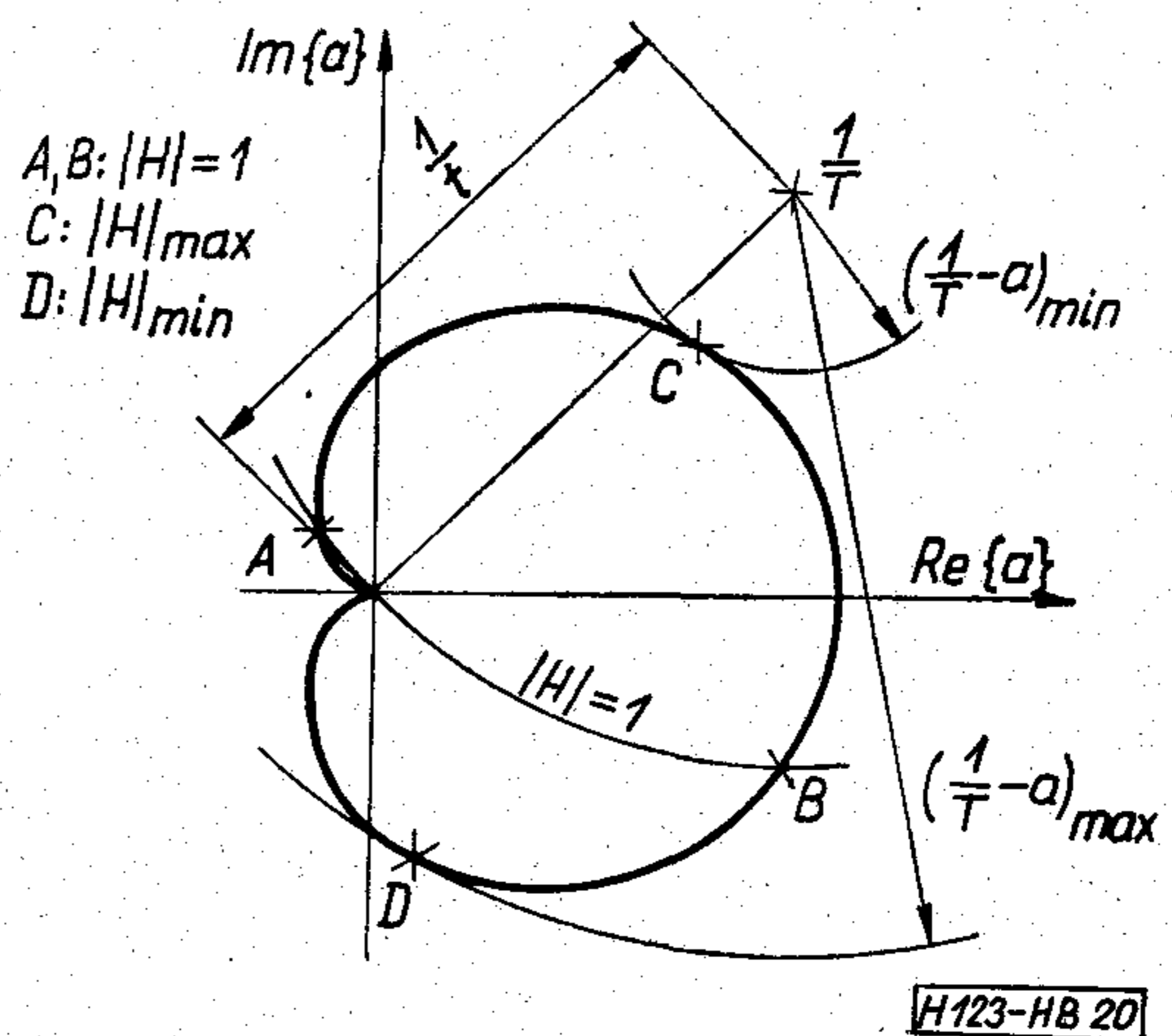
A hibatényező hatása

Az előző fejezetben vizsgált esetre a 19. ábra mutatja a 14. ábrából szerkesztett relatív amplitúdómenetet. Vizsgáljuk meg, hogy a véges visszahatás milyen hatással van az átvitelre. E célból a értékét be kell szorozni H -val, mivel G_0^0 frekvenciafüggésétől általában eltekinthetünk.

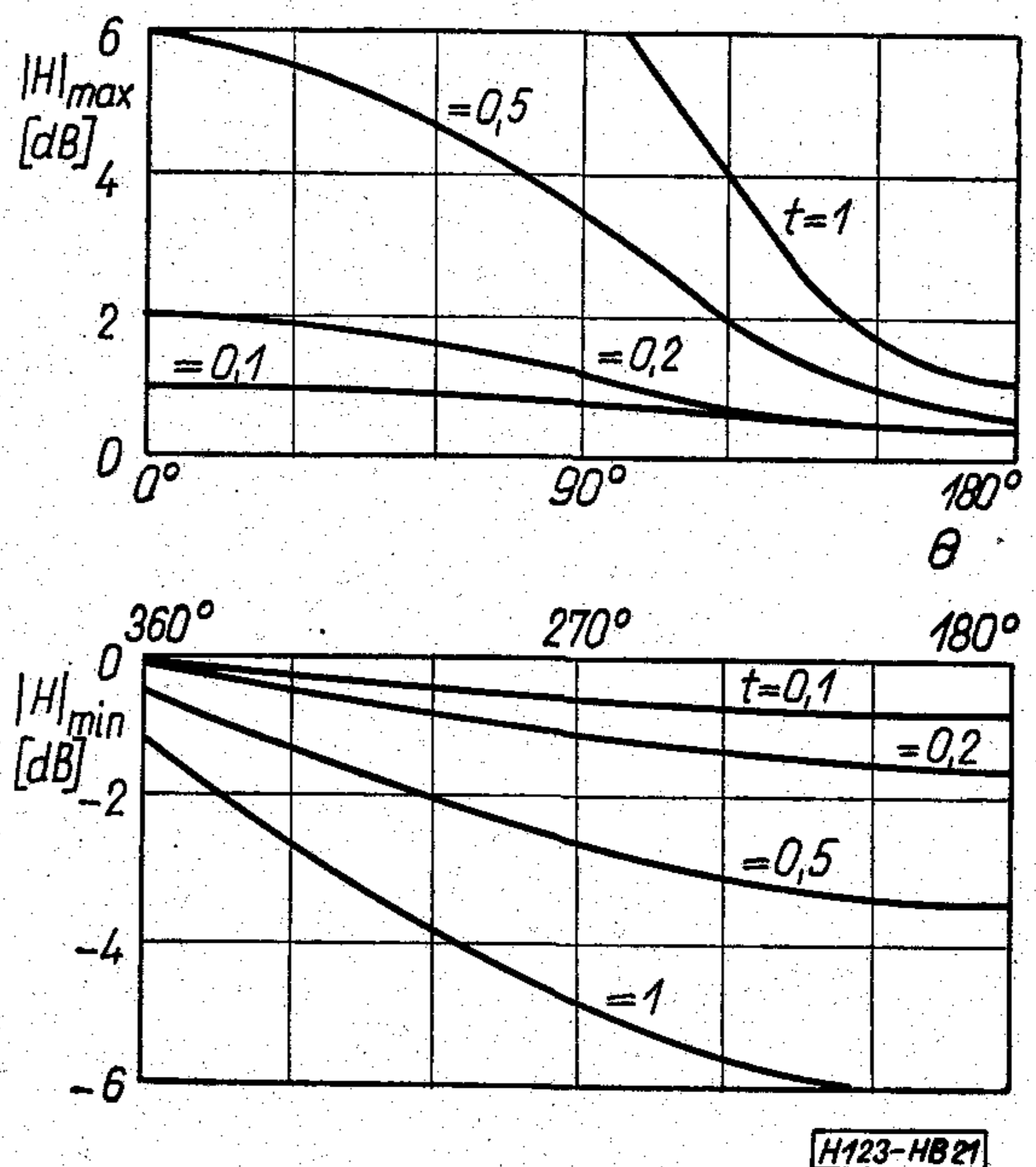
A beszorzás eredményeként aszimmetrikus és hegyesedő jellegű átviteli karakterisztika jön létre, amelynek maximuma általában nem $\eta Q = 0$ -nál van. A maximum értéke növekvő visszahatással, T növekedésével nő.



19. ábra. A hiba hatásának szemléltetése



20. ábra. A hiba szélső értékeinek számításához



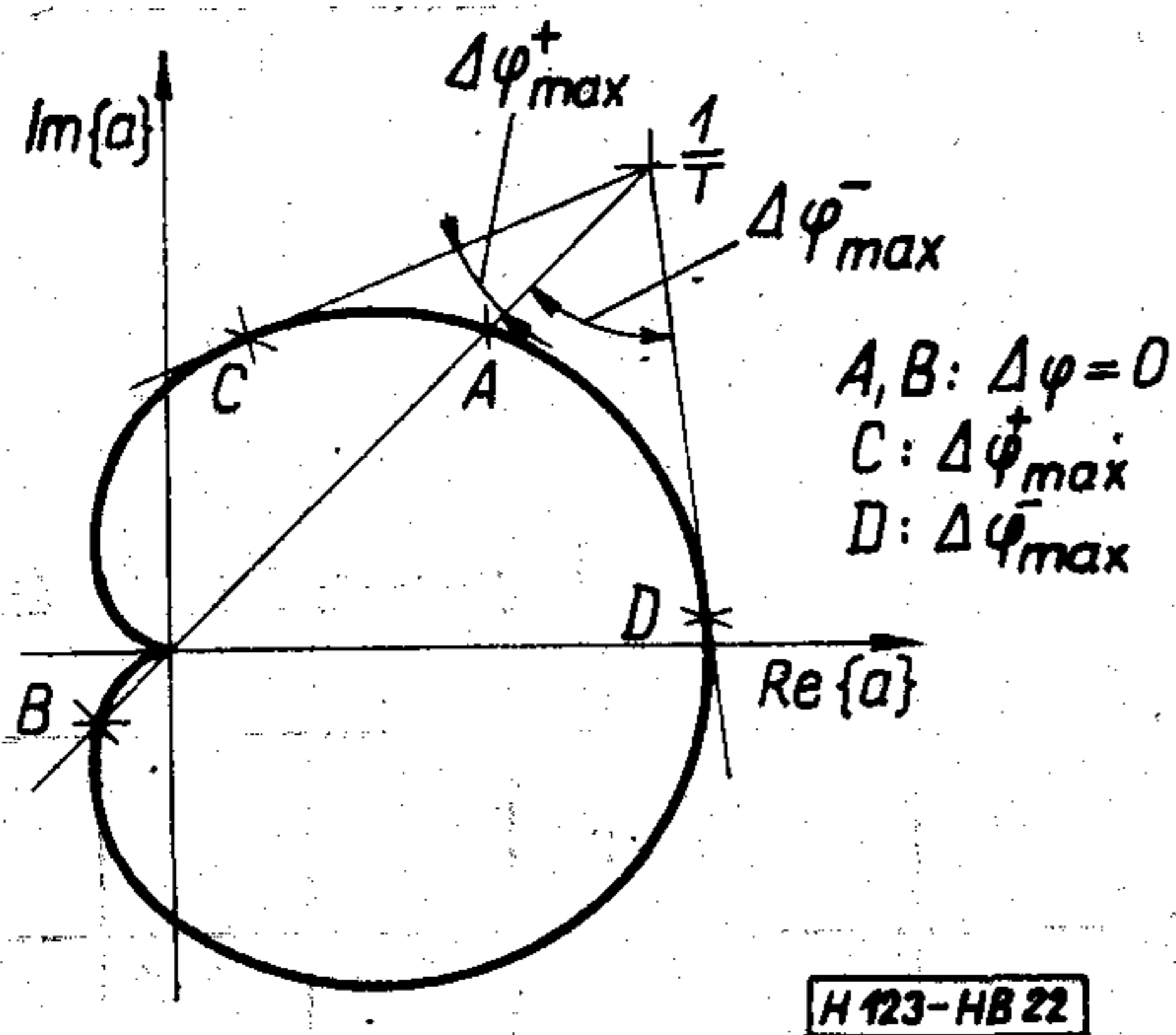
21. ábra. A hiba szélső értékei t és θ függvényében

Az ideális menethez viszonyított torzítás az a -görbe felhasználásával egyszerűen kiértékelhető. Az a -síkon ábrázolandó az $1/T$ vektor, ennek végpontját az origóval összekötve, kapjuk H számlálóját; az a -görbe egyes pontjaival összekötve pedig a nevezőt (16. ábra). Az átviteli torzítás mértékére az ideálistól

való eltérés relatív értéke jellemző. A Θ szög függvényében a 21. ábra mutatja a maximális és minimális relatív eltérést különböző t értékekre. Az ábrát a 20. ábrán bemutatott módon készítettük: $1/T$ ábrázolása után $1/t$ egységekben lemértük $\left(\frac{1}{T} - a\right)$ minimális értékét, ennek reciproka adja a maximális relatív kiemelést, $\left(\frac{1}{T} - a\right)$ maximumának reciproka pedig a maximális relatív csillapítás értékét.

A maximális relatív kiemelés és vágás helye Θ függvényében változik $\Theta = \pm 90^\circ$, azaz pl. kapacitív visszahatás esetén a sávszélek közelében adódik, míg pl. negatív ohmos visszahatás, $\Theta \cong 0$ esetén az átviteli görbe a rezonanciafrekvencia tájékán hegyesedik ki erősen.

Az a frekvenciamenetéből adódó fázismentet a visszahatás úgyszintén módosítja, ezen keresztül pedig hatással van a csoportfutási időre. A $\Delta\varphi$ fáziseltérés a 22. ábrán látható módon, az abszolútérték-hibához hasonlóan értékelhető ki. Maximális értéke, durván, a minimális abszolútérték-eltérések helyén lép fel, kapacitív visszahatás esetén pl. a sávközépen.



22. ábra. A maximális fázishiba értelmezéséhez

Az eltérés annál kisebb, minél távolabb van $1/T$ az a -helygörbétől, a maximális eltérések összege kevésbé függ Θ -tól a -nak körjellegű elhelyezkedése eredményeként.

Az előzők előrebocsátása után rátérhetünk az erősítés meghatározására. Mindenekelőtt meg kell határozni t megengedett értékét. Ha csak a stabilitás biztosítása a cél,

$$t = t_g/S = \frac{2/S}{1 + \cos \Theta} \quad (30)$$

érték választható, ami több fokozat alkalmazása esetén tovább csökken

$$t = \frac{t_{gn}}{t_g} \cdot \frac{2/S}{1 + \cos \Theta}$$

értékre.

Az átviteli görbének a visszahatás eredményekénti nagyfokú eltorzítása általában szintén nem engedhető meg. Θ ismeretében a 21. ábrából határozható meg a megengedett eltérést biztosító t érték.

t ismeretében egyrészt meghatározható $|H|$, ami a gyakorlatban nem sok információt ad, hiszen értékének 1 közelében kell lennie. Lényegesebb viszont az, hogy t megválasztása összefüggést ad G_1 és G_2 között. (23)-ból:

$$\frac{|y_{12}y_{21}|}{G_1G_2} = t,$$

azaz

$$G_1G_2 = \gamma^2 = \frac{|y_{12}y_{21}|}{t} \quad (31)$$

Az erősítés optimalizálása

A rezonanciafrekvencián mérhető erősítés — H egytől való eltérését elhanyagolva — G_0^0 -al egyenlő:

$$G_0^0 = 4g_g g_t \frac{|y_{21}|^2}{(G_1G_2)^2} \quad (17)$$

Maximális értékének meghatározásához a (31) feltételen kívül összefüggést kell keresni g_g és G_1 , valamint g_t és G_2 között. E célból a következő átalakítást végezzük:

$$G_0^0 = \frac{|y_{21}|^2}{4g_{11}g_{22}} \cdot \frac{4g_{11}g_g}{(g_{11} + g_g)^2} \cdot \frac{(g_{11} + g_g)^2}{G_1^2} \cdot \frac{4g_{22}g_t}{(g_{22} + g_t)^2} \cdot \frac{(g_{22} + g_t)^2}{G_2^2} \quad (32)$$

Az első tényező — nem negatív g_{11} és g_{22} esetén — a maximális elérhető erősítés, ami $y_{12} = 0$ tekintésével illesztett be- és kimenet esetén adódik:

$$G_{0\max}^0 = \frac{|y_{21}|^2}{4g_{11}g_{22}}, \quad g_{11}, g_{22} > 0. \quad (33)$$

Ez a mennyiség szoros kapcsolatban áll az (1)-ben felírt U -val, általában azzal azonosítható.

A (32)-ben szereplő további mennyiségek közül kettő a be- és kimeneti ütközési csillapítással azonosítható.

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{\dot{u}_1}^2 &= \frac{4g_{11}g_g}{(g_{11} + g_g)^2}, \\ \Phi_{\dot{u}_2}^2 &= \frac{4g_{22}g_t}{(g_{22} + g_t)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

a maradék kettő pedig az átvitel frekvenciafüggésével, az eredő sávszélességgel szoros kapcsolatban álló mennyiségek, az ún. csatolási veszteségek. A (8), (9) és (10) összefüggések felhasználásával a következő formában írhatók fel:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{cs_1}^2 &= \frac{(g_{11} + g_g)^2}{G_1^2} = \left(1 - \frac{Q_{t1}}{Q_{o1}}\right)^2, \\ \Phi_{cs_2}^2 &= \frac{(g_{22} + g_t)^2}{G_2^2} = \left(1 - \frac{Q_{t2}}{Q_{o2}}\right)^2. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

Azt a nyilvánvaló tényt fejezik ki, hogy véges elérhető teljesítményerősítéssel jellemzett, pontosabban a $g_{11}, g_{22} > 0$ feltételnek eleget tevő eszközzel csak az üresjárású értékhez képest lecsökkentett eredő jósági tényező esetén érhető el erősítés. Ugyanis $Q_{t1} = Q_{o1}$, és/vagy $Q_{t2} = Q_{o2}$ esetén Φ_{cs_1} és/vagy Φ_{cs_2} értéke, s vele G_0^0 is, nullát eredményez.

A csatolási veszteségek általában adottak. Q_t értékét az elérni kívánt sáv szélesség határozza meg, Q_0 viszont technológiai paraméter és lényegesen nem befolyásolható. Mindenesetre megjegyzendő, hogy nem célszerű $Q_t/Q_0 > 0,5$ választással erősítőt tervezni, ez esetben ugyanis

$$\Phi_{cs}^2 = (1 - 0,5)^2 = \frac{1}{4} \sim -6 \text{ dB},$$

két kör esetén -12 dB veszteséget jelent a rezgőkörök jelenléte.

Adott csatolási veszteségek és elhanyagolható visszahatás esetén az erősítés be- és kimeneti illesztéssel, $g_{11} = g_g$, illetve $g_{22} = g_t$ választással optimalizálható:

$$G_{0 \text{ opt}}^0 = G_{0 \text{ max}}^0 \Phi_{cs1}^2 \Phi_{cs2}^2. \quad (36)$$

Ez az érték azonban jelentős visszahatás esetén nem áll be, hiszen nem biztos, hogy teljesül ugyanakkor a $G_1 G_2$ szorzatra vonatkozó (31) feltétel is. Ellenkező esetben az elhanyagolt $|H|^2$ szorzótényező a megengedettnél nagyobb értéket vesz fel, s az erősítő esetleg be is gerjedhet.

A stabilitás biztosítása

Az előírt stabilitási érték lényegében három különböző módon biztosítható: neutralizálással, elillesztéssel és leterheléssel.

Vizsgáljuk először a neutralizálás esetét. A visszahatást elhanyagolva optimalizáljuk az erősítést

$$g_{11} = g_g$$

$$g_{22} = g_t$$

választással, a fent leírt módon. A sáv szélesség, illetve megválasztott csatolási veszteség ismeretében adottak tekinthetők a

$$\left. \begin{aligned} \frac{Q_{t1}}{Q_{o1}} = \frac{G_{o1}}{G_1} = w_1 < 1 \\ \frac{Q_{t2}}{Q_{o2}} = \frac{G_{o2}}{G_2} = w_2 < 1 \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

hányadosok. A fenti jelölések felhasználásával kapcsolat teremthető G_1 és g_{11} , illetve G_2 és g_{22} között:

$$\left. \begin{aligned} G_1 = G_{10} + g_{11} + g_g = G_{10} + 2g_{11} = w_1 G_1 + 2g_{11} = \frac{2g_{11}}{1-w_1}, \\ G_2 = \frac{2g_{22}}{1-w_2}, \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

amelyekből:

$$G_1 G_2 = \frac{4g_{11}g_{22}}{(1-w_1)(1-w_2)}. \quad (39)$$

A stabilitásra jellemző t általában adott, így (31) felhasználásával a megengedett maximális visszahatás:

$$|y_{12}|_{\text{max}} = \frac{t}{|y_{21}|} \frac{4g_{11}g_{22}}{(1-w_1)(1-w_2)} \quad (40)$$

értékre adódik.

Feltételezzük, hogy $|y_{12}|$ nagyobb a (40)-ből számolt értéknél, egyébként a stabilitás biztosításával semmi dolgunk sincs. Következő lépésben tehát $|y_{12}|$ hatásos értékét le kell csökkenteni $|y_{12}|_{\text{max}}$ alá,

ami megfelelően méretezett kimeneti fázisfordító elem és külső visszaható impedancia beépítésével általában megoldható. A neutralizáló áramkör kivitelezésével nem foglalkozunk, csupán megemlítjük, hogy ez az anyag- és beállításigényes módszer a diszkrét eszközökre jellemző nagy kapacitív visszahatás semlegesítésére használatos, integrált áramköröknél nem terjedt el.

A kívánt mértékű stabilitás beállításának fejlettebb módszere kis visszahatás esetén alkalmazható, amikor is a helyes neutralizálás beállítása amúgy is nehézséget jelentene. Azon alapszik, hogy nem használjuk ki az elérhető erősítést, az optimális illesztés helyett a stabilitás által megkívánt értékre állítjuk be a lezáró admittanciákat.

E célból (37) felhasználásával felírjuk a lezáró admittanciákat:

$$\left. \begin{aligned} g_g = G_1(1-w_1) - g_{11}, \\ g_t = G_2(1-w_2) - g_{22}, \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

valamint felhasználjuk (31)-et, s ezzel a G_0^0 -ra érvényes (17) összefüggést átírjuk:

$$G_0^0 = \frac{4|y_{21}|^2}{\gamma^4} [G_1(1-w_1) - g_{11}] \left[\frac{\gamma^2}{G_1} (1-w_2) - g_{22} \right]. \quad (42)$$

Maximális értéket kapunk

$$\left. \begin{aligned} G_1 = \gamma \sqrt{\frac{g_{11}(1-w_2)}{g_{22}(1-w_1)}}, \\ G_2 = \gamma \sqrt{\frac{g_{22}(1-w_1)}{g_{11}(1-w_2)}} \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

értékválasztással, s a maximum értéke:

$$G_0^0 = \frac{4}{\gamma^4} |y_{21}|^2 (\gamma \sqrt{(1-w_1)(1-w_2)} + \sqrt{g_{11}g_{22}})^2. \quad (44)$$

Ilyen méretezésnél $g_g > g_{11}$ és $g_t > g_{22}$ jön létre, ami tehát elillesztést jelent. Az optimális erősítést adó, szimmetrikus elillesztés mértéke:

$$\frac{g_g}{g_{11}} = \frac{g_t}{g_{22}} = 1 + \gamma \sqrt{\frac{(1-w_1)(1-w_2)}{g_{11}g_{22}}} = k > 1. \quad (45)$$

Az elillesztés miatt létrejött ütközési csillapítás általában nem jelentős. A fenti esetben például:

$$\Phi_{u1}^2 \Phi_{u2}^2 = \frac{16k^2}{(1+k)^4}, \quad (46)$$

ami (45) kiértékelése után számolható.

Az elillesztéssel történő stabilizálás egyfokozatú erősítőben jól használható. Többfokozatú erősítő stabilizálása körülményesebben oldható meg ily módon, hiszen a stabilizálás céljából erősebben betehelt fokozat az illesztésnél kisebb terhelést mutat a csatlakozó fokozatok számára.

Többfokozatú erősítők stabilizálására is jól alkalmazható módszer a leterhelés: egy-egy ohmos ellenállás beiktatása a be- és/vagy a kimenettel párhuzamosan. Jelöljük ezeket g_1 és g_2 -vel. Ezek megjelennek G_1 és G_2 -ben:

$$G_1 = \frac{g_{11} + g_g + g_1}{1-w_1}; \quad G_2 = \frac{g_{22} + g_t + g_2}{1-w_2}.$$

Minden szempontból szimmetrikus viszonyokat eredményez a

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= g_g, & g_{22} &= g_t, \\ g_1 &= p g_{11}, & g_2 &= p g_{22} \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

értékválasztás. A stabilizáló vezetések relatív értékére

$$p = \gamma \sqrt{\frac{(1-w_1)(1-w_2)}{g_{11}g_{22}}} - 2 \quad (48)$$

adódik. Természetesen csak akkor kell beépíteni a $p g_{11}$ és $p g_{22}$ vezetéseket, ha (48)-ból pozitív p érték adódik. Az ily módon stabilizált fokozat erősítése

$$G_0^0 = G_{0\max}^0 \Phi_{cs1}^2 \Phi_{cs2}^2 \frac{1}{(1+p/2)^4}, \quad (49)$$

ahol az illesztési veszteségek helyett megjelenő stabilizáló tényező feltétlenül s általában jelentősen kisebb egynél. A járulékos terhelések beépítésével olyan helyzet áll elő, hogy a terhelés, illetve a generátor oldaláról nézve ugyanakkora vezetés látható, mint amit az erősítő lát, így az eredmény több fokozat esetére minden változás nélkül általánosítható.

A maximális stabil erősítés

Az irodalomban szívesen használják az

$$G_{MS} = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right| \quad (50)$$

mennyiséget, az ún. maximális stabil teljesítményerősítést az erősítő áramkörök jellemzésére. Ennek, mint katalógusadatnak felhasználhatósága céljából (31) segítségével átírjuk G_0^0 értékét:

$$G_0^0 = 4t \frac{g_g}{G_1} \frac{g_t}{G_2} G_{MS}. \quad (51)$$

Mivel t értékét általában nem a stabilitás, hanem az átvitel nemkívánatos torzítása szabja meg, rendszerint egynél kisebb értékre, továbbá a

$$\frac{g_g}{G_1} \quad \text{és} \quad \frac{g_t}{G_2}$$

hányadosok szintén jóval kisebbek egynél, az elérhető erősítés G_{MS} alatt marad. Mindazonáltal az átvitel stabilitását és a terhelési viszonyokat befolyásoló, a csatoló áramkörre vonatkozó összefüggésektől eltekintve, igen jó eszközjellemző a maximális stabil erősítés (50) kifejezése.

Az (51) összefüggésbe $t=1$ értéket helyettesítve, tetszőleges Θ mellett is csak az instabilitás határesetéhez jutunk. Optimális be- és kimeneti illesztésnél — eltekintve a csatoló körök veszteségétől — a $g_g = G_1/2$ és $g_t = G_2/2$ egyenlőségek érvényesek. E feltételek mellett

$$G_0^0 = G_{MS} = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right|.$$

Tehát mindaddig, amíg a $G_0^0 \leq G_{MS}$ egyenlőtlenség érvényes, az erősítő biztosan nem gerjed be. Természetesen, egyrészt $t > 1$ is számításba vehető, ha Θ értéke megfelelő, s így $G_0^0 > G_{MS}$ esetén is stabil lesz az erősítő, másrészt, amint fentebb tárgyaltuk,

a véges üresjárású körjóság által okozott veszteség és a $t < 1$ értékválasztás, amit az átviteli görbe stabilitása és előírt mértékű pontossága igényel, $G_0^0 < G_{MS}$ értéket eredményez.

Negatív rövidzárási kimenő vezetés hatása

Végezetül foglalkozni kell azokkal az erősítőkkel, amelyek nem pozitív valós részű be-, ill. kimenő rövidzárási vezetéssel rendelkező eszközt tartalmaznak. A fogalom a diszkrét eszközöknél sem volt ismeretlen (pl. a dinátronhatás okozott negatív kimenő vezetést) és hasonlóképpen fellép pl. az integrált áramköri kaszkód-fokozatnál, amelynek rövidzárási kimenő vezetése nagy frekvencián negatívvá válik.

Tulajdonképpen nem a stabil erősítés biztosítása okozza az ilyen eszközök alkalmazásánál a problémát, inkább az optimális beállítás kialakítása nem egyértelmű. Ha pl. feltesszük, hogy a kimenő vezetés negatív, azaz $g_{22} < 0$, az előálló instabilitás eltűnik, ha $G_2 > 0$, vagyis ha a véges jóságú lezáró hangolt kör és a terhelés rákapcsolása után az eredő vezetés pozitív.

Véges y_{12} hatásának kívánt mértékű lecsökkentése meghatározott t érték beállítását kívánja meg, azaz általában adottnak tekinthető

$$G_1 G_2 = \gamma^2 = \frac{|y_{12} y_{21}|}{t}$$

szorzat.

Az erősítés számításához nem használható fel a $G_{0\max}^0$ maximális elérhető erősítés (33) kifejezése, hiszen ez negatív értéket ad. Ebben az esetben helyesebb a maximális stabil erősítéssel számolni, azaz:

$$G_0^0 = 4t G_{MS} \frac{g_g}{G_1} \frac{g_t}{G_2}. \quad (51)$$

A méretezés a továbbiakban a vezetéshányadosok kiértékelésére szorítkozik, hiszen a $4t G_{MS}$ együttható meghatározottnak tekinthető.

Ismert összefüggéseinkkel a hányadosok átalakíthatók:

$$\frac{g_g g_t}{G_1 G_2} = \left(1 - w_1 - \frac{g_{11}}{G_1}\right) \left(1 - w_2 - \frac{g_{22} G_1}{\gamma^2}\right). \quad (52)$$

Negatív g_{22} esetében véges G_1 nem eredményez szélső értéket, az (52) kifejezés $G_1 \rightarrow \infty$ esetében végtelenhez tart. Ekkor ui. $G_2 = 0$, azaz a rendszer éppen a stabilitás határán van.

A méretezés alapját több szempont képezheti. Előírható pl. az, hogy a kimenő kör jósága ne legyen nagyobb az üresjárásinál. Ekkor $G_2 = G_{20}$, valamint:

$$g_t = -g_{22},$$

$$w_2 = 1,$$

az (52) hányados értéke pedig:

$$\frac{g_g g_t}{G_1 G_2} = -g_{22} \left(\frac{1-w_1}{G_{20}} - \frac{g_{11}}{\gamma^2} \right). \quad (53)$$

Általánosan használható formulához jutunk, ha mind

a be-, mind a kimeneti oldalra értelmezünk egy-egy arányossági tényezőt

$$\left. \begin{aligned} q_1 &= \frac{g_g + G_{10}}{g_{11}}, \\ q_2 &= \frac{g_t + G_{20}}{g_{22}} \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

formában. $q_1 g_{11}$ az eszköz által látott primer, $q_2 g_{22}$ pedig a szekunder oldali teljes lezáró vezeték.

A fenti két arányossági tényező függvényében megadhatók a teljes vezetések:

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= (1 + q_1)g_{11}, \\ G_2 &= (1 + q_2)g_{22}, \end{aligned} \right\} \quad (55)$$

valamint a generátor és terhelő vezetések is:

$$\left. \begin{aligned} g_g &= [q_1(1 - w_1) - w_1]g_{11}, \\ g_t &= [q_2(1 - w_2) - w_2]g_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

A rezonanciafrekvencián mérhető erősítés (51)-ről leválasztott szorzótényezője pedig:

$$\frac{g_g g_t}{G_1 G_2} = \frac{q_1(1 - w_1) - w_1}{1 + q_1} \frac{q_2(1 - w_2) - w_2}{1 + q_2} \quad (57)$$

formában írható át. Láthatóan $q_1 = -1$, illetve $q_2 = -1$ érték nem engedhető meg, ez esetben a kifejezés nincs értelmezve. Matematikailag az együttműködésre semmi további megkötés nincs.

Pozitív g_{11} és g_{22} vezetések esetén $q_1 > -1$ és $q_2 > -1$ a visszahatástól függetlenül értelmezhető instabilitás elkerülésének feltétele, negatív g_{22} esetén $q_2 < -1$ mellett stabil a rendszer.

A visszahatás által okozott átviteli bizonytalanság előírja $G_1 G_2$ szorzat minimális értékét a már ismert formában. Ez egy további kötést eredményez q_1 és q_2 -re:

$$(1 + q_1)(1 + q_2) = \frac{\gamma^2}{g_{11}g_{22}}. \quad (58)$$

Az egyenlőség pontos betartása nem szükséges, (58) átírható

$$|(1 + q_1)(1 + q_2)| \geq \frac{\gamma^2}{g_{11}g_{22}} \quad (59)$$

formában is, a szükségesnél nagyobb vezetések beállítása esetén azonban t beálló értéke megváltozik és az erősítés szükségtelenül csökken.

Abban a most tárgyalt esetben, amikor optimum nem állítható be (g_{22} negatív), a q_1 és q_2 hányadosok közül az egyiket megválasztva a másikat (58)-ból számítjuk, s ha az eredmény a megfelelő értéktartományban adódik, w_1 és w_2 független felvétele után (57)-ből a vezetéshányadosok, majd (51)-ből az erősítés meghatározható. (Ez a méretezés megfelel az elillesztéssel történő stabilizálásnak. Többfokozatú erősítő esetén előnyösebb lehet a leterheléses stabilizálás; jelen esetben célszerűen a kimenő oldalon alkalmazott söntvezetéssel tüntethető el mind a negatív rövidzárási vezeték, mind a visszahatás befolyása. A részletek ilyen mértékű általános tárgyalása azonban feleslegesen elbonyolítja a gondolatmenetet.)

A fennmaradó egyetlen kérdés: hogyan, milyen szempont szerint határozzuk meg q_1 vagy q_2 értékét. Lehetséges pl. q_1 értékét úgy választani, hogy a fokozat az optimális zajtényezőt biztosító bemeneti lezárást lássa; elegendően nagyra választott q_2 esetén pedig a g_{22} bizonytalan értékéből, szórásából adódó esetleges instabilitás szüntethető meg biztonsággal.

7. Következtetések

Az integrált áramkör megjelenésével a hangolt erősítők eszközválasztéka jelentősen bővült. Olyan előnyös tulajdonságokkal rendelkező eszköz került a tervező birtokába, ami megoldotta a nagy fokozat-erősítés, jó szabályozhatóság kérdését. A diszkrét tranzistorhoz képest csökkent az új eszközök visszahatása, ami előtérbe hozza a neutralizáláson kívüli stabilitásbeállítási módszerek alkalmazhatóságát. Igen előnyösen stabilizálhatók a rendszerint egy-két fokozatból álló integrált áramköri erősítők az előzőekben részletesen tárgyalt módon, elillesztéssel. Többfokozatú rendszereknél viszont éppen az integrált erősítőkkel elérhető nagyobb fokozaterősítés adja a lehetőséget a nagyobb veszteséget eredményező, leterheléses stabilizálás megvalósítására.

Járulékos problémát vet fel ugyanakkor az integrált áramköri erősítők egyes paramétereinek, elsősorban a kimenő admittanciának az alakulása. A kimenő kapacitás relatíve kevéssé változik a diszkrét tranzistorhoz viszonyítva, a kimenő vezeték viszont általában csökken, a kimenet — különösen nagyobb frekvencián — viszonylag nagy jóságú tényezőjű kondenzátornak tekinthető. Ezért a csatlakozó körök leterhelése (ami szükséges a kis csatolási veszteség eléréséhez), a megfelelő sáv szélesség kialakítása gyakran nehézséget jelent. Instabilitás is jelentkezhet a negatív kimenő vezetékű kaszkód fokozatnál. Ez a kapocspári instabilitás az elektroncsöveknél jelentkező dinátronhatással kapcsolatosan vált ismertté, de találkozott vele a viszonylag nagy feszültséggel üzemeltetett drift-tranzistoros hangolt erősítők tervezője is. Ez utóbbi eszközöknél a lavinaeffektus „előfutaraként” jelentkezett a kimenő vezeték lecsökkenése. Általában segít az erőteljes leterhelés, a stabilitás a kívánt mértékre beállítható, s a kellő fokozaterősítést az előnyösen nagy meredekség biztosítja.

Végezetül feltétlenül megemlítsük érdemesek a növekvő jelszinttel jelentkező hatások: a paraméterek szintfüggésének, a nemlinearitásoknak, elhangolásoknak a kérdése, ezekkel egy későbbi cikkben kívánunk foglalkozni.

Befejezésül köszönetet mondunk *Dr. Barta István* egyetemi tanárnak és *dr. Komarik József* egyetemi docensnek segítő jellegű irányításáért és tanácsaikért, valamint *Simon Gyula* és *Pap László* tanársegédeknek, akik a kéziratot hasznos észrevételeikkel alakították.

I R O D A L O M

- [1] *A. Rand*: Inductor size vs Q: a dimensional analysis. IEEE Trans. on Component Parts. CP-10. 31-35 (1963. márc.).
- [2] *Dr. Barta István*: Rádióvevőkészülékek és erősítők. Tankönyvkiadó. Budapest, 1963.

- [3] Dr. Házman István: Integrált áramköri eszközök. Tankönyvkiadó, Budapest, 1970.
- [4] S. Mason: Power Gain in Feedback Amplifiers. IRE. Trans. on C. T. CT-1. 20—25. (1954. jún.)
- [5] A. Van der Ziel: Theory of shot noise in junction diodes and junction transistors. Proc. IRE. 43. 1639—1646. (1966. nov.)
- [6] C. Meyer—D. Lynn—D. Hamilton: Analysis and design of integrated circuits. McGraw—Hill Book Co., Inc., N. Y. 1966.
- [7] D. Denlinger—O. Kolody: Simplified „y” parameter analysis of multistage linear amplifiers. IEEE Trans. on Broadcast and T. R. BTR-15. 1. 68—98. (1969. feb.)
- [8] RCA Linear Integrated Circuits, IC-42. Harrison, New-Yersey, 1970.
- [9] W. T. H. Hettterscheid: Transistor bandpass amplifiers. Philips Technical Library, Eindhoven, 1964.

EGYESÜLETI HÍREK

A Híradástechnika Szerkesztőbizottsági ülése

Lapunk Szerkesztőbizottsága február 3-án ülést tartott, melyen a megjelentek meghallgatták a lap főszerkesztőjének beszámolóját a folyóirat 1971. évi munkájáról és az 1972. évi tervekről.

Az ülésen több felszólalás foglalkozott a lap munkájának értékelésével és javaslatokat tettek célszámok, új rovatok előkészítésére. Többen szóvá tettek a technológiai vonatkozású cikkek és gyártásismertető iránti fokozott érdeklődést és ezirányú felajánlásokat tettek. Ezek közül az EAG gyártmány ismertető sorozata a közeljövőben megindul.

Kedves Olvasónk!

Lapunk olvasói, egyesületi tagjaink előtt talán ismeretesebbek azok a törekvések, melyek a hazai tudomány és technika történeti kutatások előrevitele érdekében történnek.

Ilyen vonatkozásban a MTESZ Tudomány és Technikatörténeti Bizottsága — e munkát elősegítendő — szükségét látja ilyen célú bizottságok létrehozásának és a tárgykörbe tartozó munkák megindításának az egyes egyesületeken belül is.

Első feladatként merült fel az 1972. II. 10-én tartott megbeszélésen a bibliográfiák gyűjtése (1972

májusára) és az ősz folyamán tartandó második Tudomány és Technikatörténeti Kongresszus megrendezése.

A témakörbe tartozik a Műszaki Múzeum létrehozása, mely lényeges kiegészítője a tudományos technikatörténeti kutatásoknak és igen fontos része a fiatalok politechnikai oktatásának.

Tudomásunk van arról, hogy olvasóink, kollégáink, munkatársaink között többen foglalkoznak tudomány és technikatörténeti munkával, gyűjtemények rendezésével, helytörténeti adat gyűjtésével stb.

E nemes és értékes munkát kívánja szervezettebbé tenni a MTESZ említett bizottsága és a HTE vezetősége.

Olvasóinkat arra kérjük, hogy az általuk végzett munkáról, elgondolásaikról adjanak számunkra rövid tájékoztatást, hogy a HTE vonalán, de általánosságban elektronikai vonatkozásban a téma iránt érdeklődő, a témában már eddig is tevékenységet kifejtő kollégáinkat egy közcélú program megbeszélésére összehívhassuk.

Várjuk tehát azok jelentkezését, akik a tudomány- és technikatörténeti kutatói és műszaki múzeumi témák iránt érdeklődnek!

Susánszky László
HTE főtitkár

KIÁLLÍTÁS

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület a MTESZ társegyesületeivel együttműködve és a MTA Műszaki Osztályának védnöksége alatt CONSTRONIC 72 megnevezéssel „Szerkezeti konstrukció az elektronikában” tárgykörben 1972. IV. 19—21. között a Technika Házában, Budapest, V. Szabadság tér 17. nemzetközi részvétellel konferenciát rendez. Ezzel párhuzamosan a MTESZ Kiállítás Szervező Csoportja *Kiállítást* rendez hazai és külföldi cégek

és intézetek részvételével. A kiállításon az elektronikus berendezések és készülékek szerkezeti konstrukciójához használatos legmodernebb készülékek és eszközök, valamint konstrukciós megoldások kerülnek bemutatásra.

A kiállítás nyitva: 1972. IV. 19—25, hétköznap 10—18 óráig, szombaton 10—14 óráig.

Budapest, V. Szabadság tér 17. I. emelet 131/A.

Tápvonalakból álló hálózat jellemző mátrixainak meghatározása

ETO 512.831:621.372.2.001.24

Az ultrarövidhullámú és a mikrohullámú technikában igen gyakran — pl. szűrők, elosztók, hibridek, illesztőelemek kivitelezésénél — alkalmaznak tápvonalakból felépített hálózatot. Távvezeték-hálózatok gráfelméleti úton történő számítására [1] mutat be módszert, ez elsősorban energiaelosztó hálózatokat tárgyal. Jelen cikkben az említett eljárás továbbfejlesztése, így a távvezeték hálózat Y admittancia-, Z impedancia- és S reflexió-mátrixának számítási módszere található. Ezen eredmények elsősorban híradástechnikai számításokban használhatók fel.

A távvezeték-hálózat gráfja

A vizsgált hálózat passzív távvezeték-szakaszokból áll. Az egyes szakaszok végei képezik a hálózat csatlakozási helyeit. Ezekben a helyeken csatlakozik a vizsgált hálózat más hálózatokhoz. Jelöljük számukat n -nel. Ennek megfelelően a vizsgált hálózat $n \times 2$ -pólus (vagy n -kapu). A távvezeték-szakaszok végeit csúcsoknak nevezzük. Az egyes szakaszok tehát csúcsaikkal csatlakoznak egymáshoz, egy csúcshoz két csomópont tartozik. A számítást arra az esetre végezzük el, amelyben a csúcsokban a távvezeték szakaszokhoz impedanciák — pl. kapacitás, rövidzár, szakadás — kapcsolódhatnak. A csúcsok számát c -vel, a szakaszok számát k -val jelöljük.

A hálózat egy gráfot rendelünk. Egy távvezeték-szakasznak a gráf egy ága, a hálózat egy csúcsá-

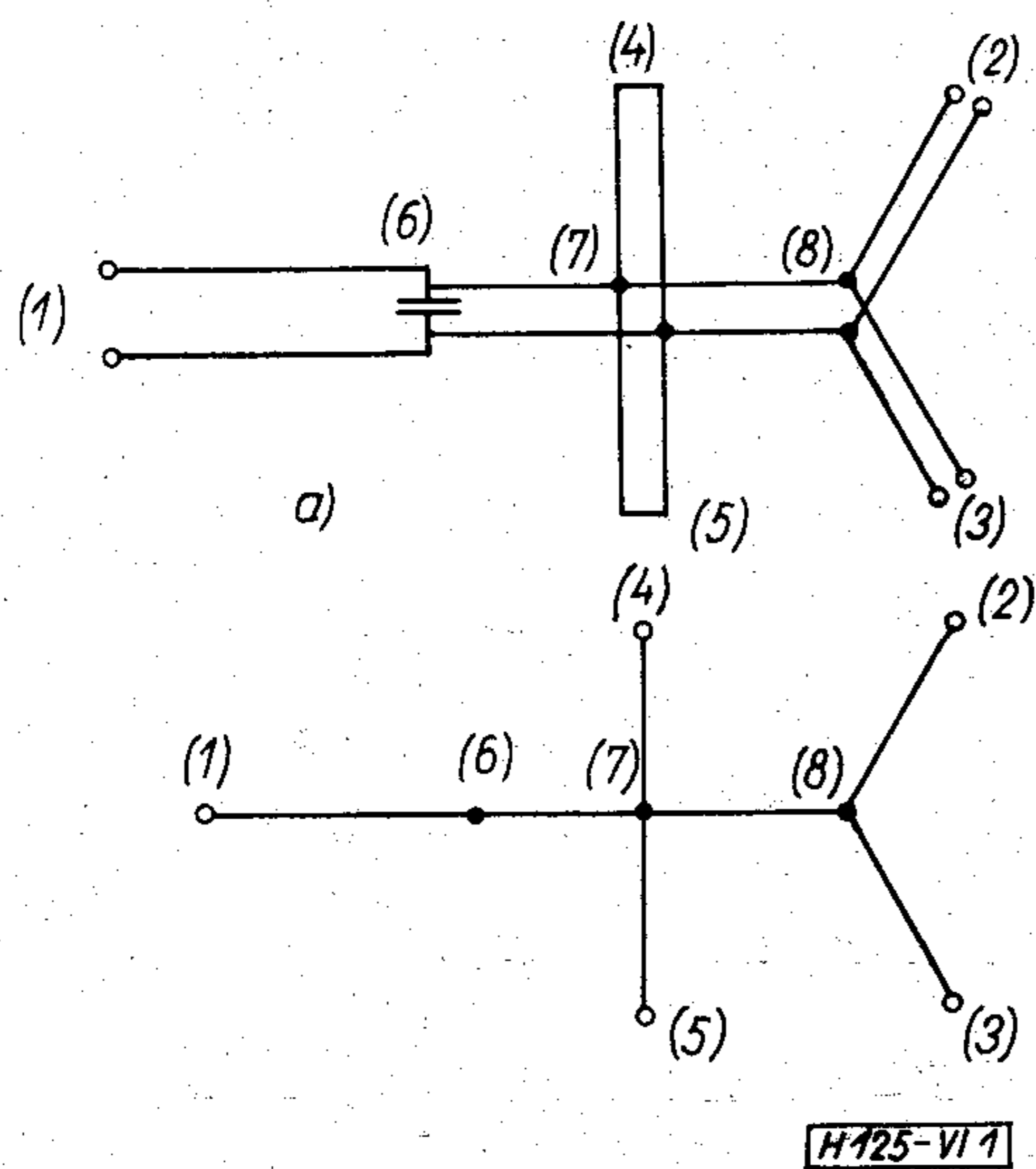
nak a gráf egy csúcsa felel meg. Az 1a ábrán vázolt hálózatot a gráfot az 1b ábrán tüntettük fel.

A gráf ágait lássuk el tetszőleges irányítással és sorszámmal. A csúcsokat is sorszámmal jelöljük. Ehhez a csúcsokat három csoportba osztjuk. Az első csoportba tartoznak azok a csúcsok, amelyek egyben a hálózat csatlakozási helyei, ezek száma n . A második csoportba azok a csúcsok kerülnek, amelyek nem tartoznak az első csoportba és a lezárásuk nem rövidzár, vagyis a hozzájuk csatlakozó impedancia nem nulla. A harmadik csoportba kerülnek azok a csúcsok, amelyek lezárása rövidzár. A csúcsok sorszámozását a csoportbasorolás figyelembevételével végezzük: az 1, 2, ..., n sorszámmal kapják az első csoportba tartozó csúcsok, az $n+1$, ... sorszámmal a második csoportba tartozók, végül az ezt követő sorszámmal a harmadik csoport csúcsainak kell adni. Pl. az 1a ábrán feltüntetett hálózat 1b ábra szerinti gráfjának csúcsai közül az 1, 2, 3 sorszámmal az első, a 6, 7, 8 sorszámmal a második, végül a 4 és 5 a harmadik csoportba tartoznak.

A vizsgált hálózat gráfja végelemeket is tartalmaz. Az ilyen, végelemeket is tartalmazó gráf jellemzésére az A csúcsmátrix a legalkalmasabb. Ebben az egyes soroknak a csúcsok számozási sorrendjében egy-egy csúcs, az oszlopoknak pedig az ágak számozási sorrendjében egy-egy ág felel meg. A csúcsmátrix i -edik sorának j -edik eleme a_{ij} . Ha az i -edik csúcs a j -edik ághoz illeszkedik, akkor $a_{ij}=1$, ha nem illeszkedik, akkor $a_{ij}=0$. Az egyes oszlopokban két elem értéke 1, a többi 0 annak megfelelően, hogy minden egyes ág két csúcshoz illeszkedik.

A hálózat egyenleteinek felírásához az egyes ágakat irányítással láttuk el. Az irányított gráf jellemzésére alkalmazható az A_i irányított csúcsmátrix. Ennek elemei: 1, -1, ill. 0. Mégpedig $a_{ij}=1$, ha az i -edik csúcs a j -edik ághoz illeszkedik és a j -edik ág irányítása az i -edik csúcstól elmutat, $a_{ij}=-1$, ha az i -edik csúcs és a j -edik ág illeszkedik és a j -edik ág irányítása az i -edik csúcs felé mutat, $a_{ij}=0$, ha az i -edik csúcshoz a j -edik ág nem illeszkedik. Az egyes oszlopokban egy elem 1, egy -1, a többi pedig 0.

A továbbiakban szükség lesz az $\frac{1}{2}(A+A_i)$, valamint az $\frac{1}{2}(A-A_i)$ mátrixra is. Az $\frac{1}{2}(A+A_i)$ mátrixban $a_{ij}=1$, ha a j -edik ág az i -edik csúcshoz illeszkedik és attól elmutat, egyébként 0. Az $\frac{1}{2}(A-A_i)$ mátrixban $a_{ij}=1$, ha a j -edik ág az i -edik csúcshoz illeszkedik és az i -edik csúcs felé mutat, egyébként 0. Ez utóbbi két mátrix minden oszlopában egy elem 1, a többi 0.



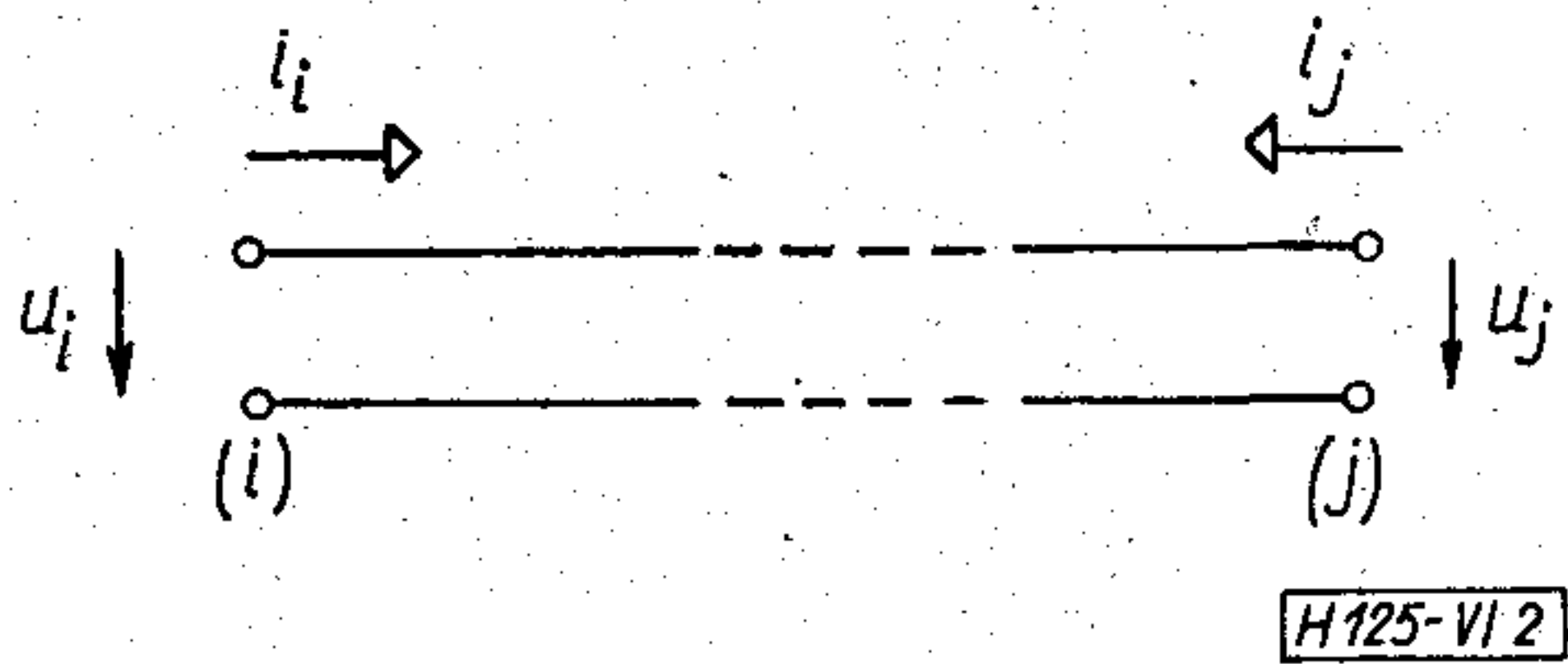
1. ábra

A hálózat elemeinek jellemzése

Feladatunkban a gráf ágai kétpóluspároknak felelnek meg eltérően a hálózatok ismert gráfelméleti számítási módszerétől [3]. Az ilyen ág jellemzésére két feszültség (u_i, u_j) és két áram (i_i, i_j) kapcsolatát kell megadni (2. ábra). Figyelembe véve, hogy az m -edik ág irányítása az i -edik csúcstól a j -edik felé mutat:

$$\begin{bmatrix} i_i \\ i_j \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_m \begin{bmatrix} u_i \\ u_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_m & q_m \\ r_m & t_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_i \\ u_j \end{bmatrix} \quad (1)$$

Nem reciprok távvezeték-szakasz \mathbf{Y}_m mátrixát a nem reciprocitás figyelembevételével kell meghatározni. Amennyiben az m -edik távvezeték-szakasz



2. ábra

szimmetrikus reciprok kétpóluspár, úgy a távvezeték-szakasz Y_{om} hullámadmittanciájának, γ_m terjedési együtthatójának és l_m hosszának ismeretében \mathbf{Y}_m a következőképpen írható fel:

$$\mathbf{Y}_m = Y_{om} \begin{bmatrix} \operatorname{cth} \gamma_m l_m & -\frac{1}{\operatorname{sh} \gamma_m l_m} \\ -\frac{1}{\operatorname{sh} \gamma_m l_m} & \operatorname{cth} \gamma_m l_m \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Ekkor tehát:

$$\begin{aligned} p_m &= t_m = Y_{om} \operatorname{cth} \gamma_m l_m \\ q_m &= r_m = -Y_{om} / \operatorname{sh} \gamma_m l_m. \end{aligned} \quad (3)$$

Alkossunk az egyes ágakat jellemző p_m, q_m, r_m, t_m értékekből egy-egy diagonál mátrixot:

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &= \langle p_1 \quad p_2 \quad \dots \quad p_k \rangle \\ \mathbf{Q} &= \langle q_1 \quad q_2 \quad \dots \quad q_k \rangle \\ \mathbf{R} &= \langle r_1 \quad r_2 \quad \dots \quad r_k \rangle \\ \mathbf{T} &= \langle t_1 \quad t_2 \quad \dots \quad t_k \rangle. \end{aligned} \quad (4)$$

A továbbiakban a hálózat távvezeték-szakaszainak jellemzésére a $\mathbf{P}, \mathbf{Q}, \mathbf{R}, \mathbf{T}$ mátrixot használjuk fel. Szimmetrikus reciprok hálózat esetén $\mathbf{P} = \mathbf{T}$ és $\mathbf{Q} = \mathbf{R}$.

A csúcsokhoz csatlakozó Z_{b_i} impedanciák értékeiből a csúcsok számozási sorrendjében alkossunk egy diagonál mátrixot:

$$\mathbf{Z}_b = \langle Z_{b_1} \quad Z_{b_2} \quad \dots \quad Z_{b_c} \rangle. \quad (5)$$

Particionáljuk \mathbf{Z}_b -t úgy, hogy az egy csoportba tartozó csúcsoknak megfelelő Z_{b_i} értékek képezzenek egy blokkot:

$$\mathbf{Z}_b = \langle \mathbf{Z}_{b_1} \quad \mathbf{Z}_{b_2} \quad \mathbf{Z}_{b_3} \rangle. \quad (6)$$

\mathbf{Z}_{b_1} -ben a főátló valamennyi eleme ∞ , \mathbf{Z}_{b_2} főátlójának elemei ∞ vagy zérustól különböző véges értékűek, \mathbf{Z}_{b_3} valamennyi eleme 0.

Szükségünk lesz a \mathbf{Z}_b mátrix reriplikára is ennek particionált alakja:

$$\mathbf{Y}_b = \mathbf{Z}_b^{-1} = \langle \mathbf{Y}_{b_1} \quad \mathbf{Y}_{b_2} \quad \mathbf{Y}_{b_3} \rangle. \quad (7)$$

Itt \mathbf{Y}_{b_1} valamennyi eleme zérus, \mathbf{Y}_{b_2} főátlóban levő elemei véges értékűek, \mathbf{Y}_{b_3} főátlójának valamennyi eleme ∞ .

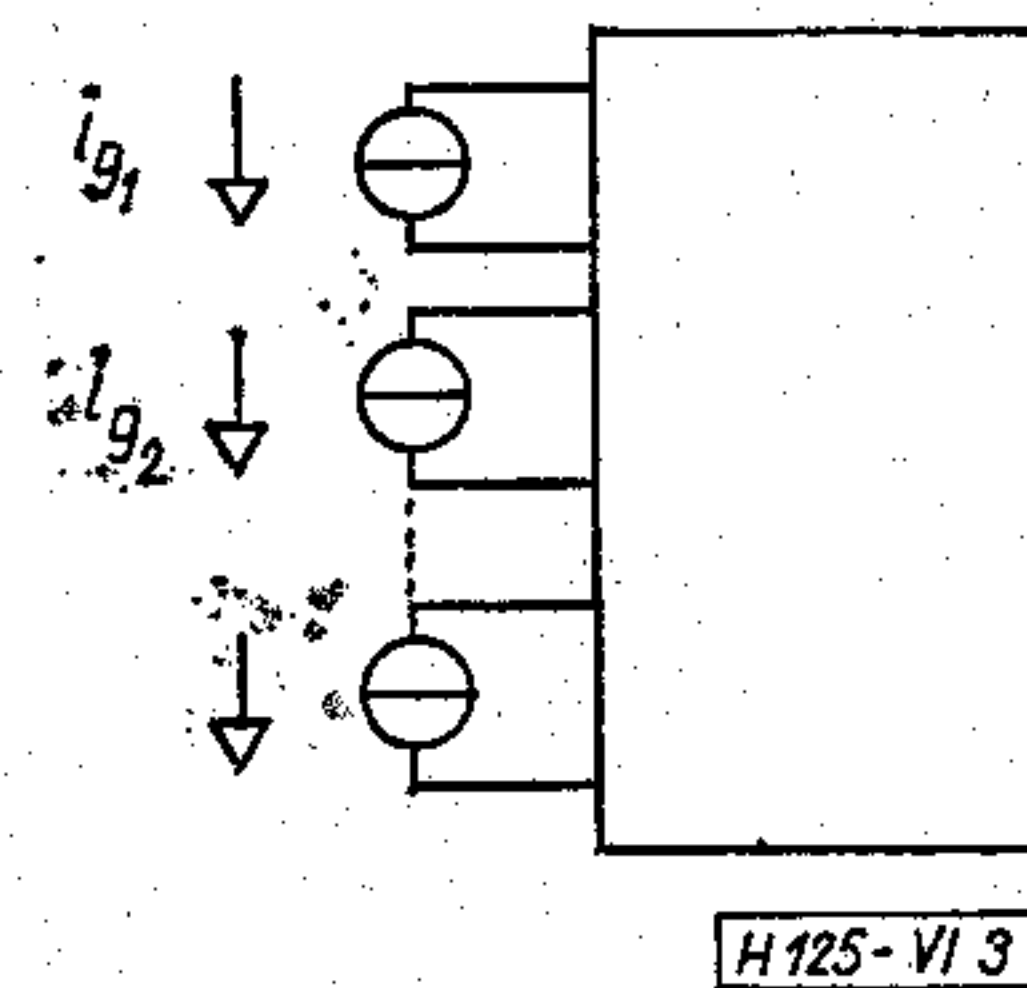
Áramköri egyenletek

A következőkben a vizsgált hálózat minden egyes csatlakozási helyére ismert forrásáramú áramgenerátorokat kapcsolunk (3. ábra), és felírjuk a hálózatra vonatkozó Kirchhoff-egyenleteket.

Az áramköri egyenleteket a következőkben úgy írjuk fel, hogy a feszültségegyenletek automatikusan teljesüljenek és így csak a c számú független csomóponti egyenlet felírása szükséges. Az egyenletekben a csúcsok feszültsége az ismeretlen. Ezek száma is c , tehát a csomóponti egyenletekből a csúcsok feszültsége meghatározható.

A csúcsok feszültségéből meghatározhatók a távvezeték-szakaszok végén folyó áramok, továbbá a csúcsokban levő impedanciák árama is.

Valamelyik csúcs egyik csomópontjából kifolyó vagy a csomópontba betolyó áramokat három csoport összegeként írjuk fel. Az első csoportba tartoznak azok az áramok, amelyek vonatkozási iránya a megfelelő ág irányításával megegyezik. A másodikba



3. ábra

tartoznak azok, amelyeknek vonatkozási iránya a megfelelő ág irányával ellentétes. Végül a harmadik csoportban szerepelnek a csúcs két csomópontja közötti generátoron, ill. impedancián átfolyó áramok.

A három csoport áramainak ismeretében a csomóponti egyenletet a hálózat valamennyi csúcsának egyik csomópontjára felírjuk.

Ha az m -edik ág az i -edik és a j -edik csúcsához illeszkedik és irányítása az i -edikről a j -edik felé mutat, akkor az ág első csoportba tartozó árama:

$$i_{m1} = p_m u_i + q_m u_j. \quad (8)$$

Hasonló egyenletet írhatunk fel valamennyi ágra. Az így nyert egyenletrendszer a következő mátrix-egyenletben foglalható össze:

$$\mathbf{I}' = \frac{1}{2} \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{A}_i)^* \mathbf{U} + \frac{1}{2} \mathbf{Q}(\mathbf{A} - \mathbf{A}_i)^* \mathbf{U} \quad (9)$$

(*-gal a mátrix transzponáltját jelöljük).

Az m -edik ágra a második csoportba tartozó áram:

$$i_{mj} = r_m u_i + t_m u_j. \quad (10)$$

Ilyen egyenletet valamennyi ágra felírhatunk. Ez az egyenletrendszer a következő:

$$\mathbf{I}'' = \frac{1}{2} \mathbf{R}(\mathbf{A} + \mathbf{A}_i) * \mathbf{U} + \frac{1}{2} \mathbf{T}(\mathbf{A} - \mathbf{A}_i) * \mathbf{U}. \quad (11)$$

A csúcsokban folyó áramot két áram összegeként írjuk fel. Az egyik az áramgenerátorok árama, a másik a passzív elemeken folyó áram. Így az i -edik csúcs árama:

$$i_{ci} = i_{gi} - Y_{bi} u_i, \quad (12)$$

ahol i_{gi} az i -edik csúcs áramgenerátorának forrásárama, u_i pedig az i -edik csúcs csomópontjai közötti feszültség. Ha a csúcsokhoz generátor nem csatlakozik, akkor $i_{gi} = 0$ és $i_{ci} = -Y_{bi} u_i$. A csatlakozási helyeken $Y_{bi} = 0$ és így $i_{ci} = i_{gi}$. Valamennyi csúcsra felírva a (12) egyenletet ezek az

$$\mathbf{I}_c = \mathbf{I}_g - \mathbf{Y}_b \mathbf{U} \quad (13)$$

mátrixegyenletben foglalhatók össze, ahol \mathbf{I}_g a csúcsokban levő áramgenerátorok forrásáramából, \mathbf{U} pedig a csúcsok feszültségéből alkotott oszlopvektor. \mathbf{I}_g particionálható a csúcsok három csoportjának megfelelően:

$$\mathbf{I}_g = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{g1} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Az áramoknak ki kell elégíteniük a csomóponti egyenletet. A csúcsok egyik csomópontjából elfolynak az \mathbf{I}' -ben felírt áramok. Képezzük ezekből az egyes csúcsokhoz tartozók összegét és jelöljük az ezekből alkotott oszlop mátrixot \mathbf{I}'_c -vel:

$$\mathbf{I}'_c = \frac{1}{2} (\mathbf{A} + \mathbf{A}_i) \mathbf{I}'. \quad (15)$$

Az \mathbf{I}'' -t alkotó ágáramok a csúcsok egyik csomópontjából kifolynak. Az egy csúcsból elfolyó áramok összegéből képezzük az \mathbf{I}''_c oszlop mátrixot:

$$\mathbf{I}''_c = \frac{1}{2} (\mathbf{A} - \mathbf{A}_i) \mathbf{I}''. \quad (16)$$

Az \mathbf{I}_c -ben szereplő áramok a csúcs azon csomópontja felé folynak, amelyből \mathbf{I}'_c és \mathbf{I}''_c megfelelő árama kifolyik. Így a csomóponti törvény mátrixos alakja (13), (15), (16), továbbá (9) és (11) felhasználásával:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}'_c + \mathbf{I}''_c - \mathbf{I}_c &= \frac{1}{4} \{ (\mathbf{A} + \mathbf{A}_i) [\mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{A}_i) * + \mathbf{Q}(\mathbf{A} - \mathbf{A}_i) *] + \\ &+ (\mathbf{A} - \mathbf{A}_i) [\mathbf{R}(\mathbf{A} + \mathbf{A}_i) * + \mathbf{T}(\mathbf{A} - \mathbf{A}_i) *] \} \mathbf{U} + \mathbf{Y}_b \mathbf{U} - \mathbf{I}_g = \mathbf{0}. \end{aligned} \quad (17)$$

Vezessük be az

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_c &= \frac{1}{4} \{ (\mathbf{A} + \mathbf{A}_i) [\mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{A}_i) * + \mathbf{Q}(\mathbf{A} - \mathbf{A}_i) *] + \\ &+ (\mathbf{A} - \mathbf{A}_i) [\mathbf{R}(\mathbf{A} + \mathbf{A}_i) * + \mathbf{T}(\mathbf{A} - \mathbf{A}_i) *] \} \end{aligned} \quad (18)$$

jelölést. Ezzel (17)-ből:

$$(\mathbf{Y}_c + \mathbf{Y}_b) \mathbf{U} = \mathbf{I}_g. \quad (19)$$

Megjegyezzük, hogy ha a hálózat valamennyi távvezeték-szakasza reciprok és szimmetrikus, akkor $\mathbf{P} = \mathbf{T}$, $\mathbf{Q} = \mathbf{R}$ és így:

$$\mathbf{Y}_c = \frac{1}{2} \mathbf{A}(\mathbf{P} + \mathbf{Q})\mathbf{A} * + \frac{1}{2} \mathbf{A}_i(\mathbf{P} - \mathbf{Q})\mathbf{A}_i *. \quad (20)$$

Particionáljuk a (19) egyenletet a csúcsok csoportosítása szerint:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{11} & \mathbf{Y}_{12} & \mathbf{Y}_{13} \\ \mathbf{Y}_{21} & \mathbf{Y}_{22} & \mathbf{Y}_{23} \\ \mathbf{Y}_{31} & \mathbf{Y}_{32} & \mathbf{Y}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \\ \mathbf{U}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{Y}_{b2} \mathbf{U}_2 \\ \mathbf{Y}_{b3} \mathbf{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{g1} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

ahol

$$\mathbf{U}_3 = \mathbf{0} \quad (22)$$

a rövidzárok miatt. Így (21)-ből:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{11} & \mathbf{Y}_{12} \\ \mathbf{Y}_{21} & \mathbf{Y}_{22} + \mathbf{Y}_{b2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_t \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{g1} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (23)$$

A hálózatot jellemző mátrixok meghatározása

A (23) egyenletből:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_t^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{g1} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Particionáljuk \mathbf{Y}_t^{-1} -et:

$$\mathbf{Y}_t^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{11} & \mathbf{Z}_{12} \\ \mathbf{Z}_{21} & \mathbf{Z}_{22} \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Így

$$\mathbf{U}_1 = \mathbf{Z}_{11} \mathbf{I}_{g1}, \quad (26)$$

ahol \mathbf{Z}_{11} a hálózat impedancia-mátrixa:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_{11}. \quad (27)$$

Ennek reciproka az admittancia-mátrix:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1} = \mathbf{Z}_{11}^{-1}. \quad (28)$$

A hálózat reflexiós mátrixának meghatározásához definiáljuk a csatlakozási helyekhez illeszkedő ágak hullámadmittanciájából képezhető diagonál-mátrixot:

$$\mathbf{Y}_0 = \langle Y_{01} \ Y_{02} \ \dots \ Y_{0n} \rangle. \quad (29)$$

A hullámadmittanciák sorszáma azon csúcs sorszámaival egyezik meg, amelyhez az ág illeszkedik. Amennyiben egy csúcsra kettő vagy több ág csatlakozik, az ágak hullámadmittanciájának összege kerül a fenti mátrixban a csúcsnak megfelelő helyre.

Bontsuk fel az \mathbf{U}_1 és $\mathbf{I}_1 = \mathbf{Y} \mathbf{U}_1$ oszlopvektort egy beeső és egy visszavert hullámot leíró oszlopvektor összegére:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_1 &= \mathbf{U}^{(+)} + \mathbf{U}^{(-)} \\ \mathbf{I}_1 &= \mathbf{I}^{(+)} + \mathbf{I}^{(-)}, \end{aligned} \quad (30)$$

ahol

$$\begin{aligned} \mathbf{I}^{(+)} &= \mathbf{Y}_0 \mathbf{U}^{(+)} \\ \mathbf{I}^{(-)} &= -\mathbf{Y}_0 \mathbf{U}^{(-)}, \end{aligned} \quad (31)$$

vagyis

$$I_1 = Y_0(U^{(+)} - U^{(-)}) = Y(U^{(+)} + U^{(-)}), \quad (32)$$

amiből

$$(Y_0 - Y)U^{(+)} = (Y_0 + Y)U^{(-)} \quad (33)$$

és így

$$U^{(-)} = (Y_0 + Y)^{-1}(Y_0 - Y)U^{(+)}. \quad (34)$$

Az S reflexió mátrix definícióját az

$$U^{(-)} = SU^{(+)} \quad (35)$$

egyenlet adja, vagyis (34)-gyel összevetve:

$$S = (Y_0 + Y)^{-1}(Y_0 - Y) = (ZY_0 + E)^{-1}(ZY_0 - E) \quad (36)$$

a reflexió-mátrix.

I R O D A L O M

- [1] Vágó I.: A gráfelmélet alkalmazása távvezeték-hálózatok számítására. Elektrotechnika, 62. 1969. No. 6. pp. 197—203.
- [2] Carlin, H. J.: The scattering matrix in network theory. IRE Transaction on Circuit Theory, 1956. pp. 88—96.
- [3] Seshu S., Reed M.: Linear graphs and electrical networks, Addison-Wersley 1961.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A számítógépek termelésének és alkalmazásának növelésére vonatkozó programot terjesztettek elő a KGST 25. ülésén Bukarestben. A programtervezet megállapítja, hogy a KGST országok „elmélyítik és bővítik a kooperációt a modern számítógépek fejlesztése, termelése és alkalmazása, valamint az online és az információ ellenőrző rendszerek fejlesztése terén”.

A jelentés különböző speciális területeket idéz, ahol fejlődés várható. Ezek között kell megemlíteni azt a széles körű tervet, miszerint 10—20 éven belül a KGST keretei között nemzetközi adatátviteli hálózatot hoznak létre. Külön kihangsúlyozták a számítógépek közlekedésben betöltött szerepét, melyek közül a légitársaságok helybiztosítási rendszere és a légiközlekedés ellenőrzése két legfontosabb terület.

Ugyanakkor a szovjet Komszomolszkaja Pravda cikket közölt a számítógépek vállalatvezetésben való alkalmazásának növekvő jelentőségéről. Beszámol az Akademiáknak és Novoszibirszkban létrehozott számítógépközpontokról — ahol 5 különálló központban 60 számítógép működik, valamint a szibériai Barnaul városának rádiógyárában bevezetett termelésellenőrző technikáról. (*Computer Weekly, 1971. szept. 9.*)

*

Bulgáriában 1970 közepén megalakították a szocialista információk gépi adatfeldolgozásának gazdasági egyesülését, mely egy központi és 28 helyi — melyek közül 24-et jelenleg építenek — számítóközpontot foglal magába. A gazdasági egyesülés egyik legfontosabb feladata a szakemberképzés, mivel 1975 végéig minden kerületben számítóközpontok üzembe helyezését tervezik. (*Marktinformtionen, 1971. VII. 19.*)

*

A VIDEOTON RT. először állította ki három magyar vállalat központi egységeit és perifériáit. Bemutatták a VIDEOTON 1010/B kis teljesítményű computerét, melyet a francia CII cég 10 Q10-es licence alapján készítettek, s melyet folyamatszabályozásra, adatgyűjtésre és adatátvitelre, valamint oktatási célra fejlesztettek ki. Már több magyar kutatóintézet alkalmaz hasonló gépet, a Szovjetunió is vásárolt belőle, s Csehszlovákiával és Bulgáriával is folynak szállításra vonatkozó tárgyalások.

A másik kiállító standon a TPA/i 1001 — egy általános célra kifejlesztett minicomputert állítottak ki, melyet a KFKI dolgozott ki és a VIDEOTON Gyárral kooperálva gyártott. A TPA-i 1001-et már Magyarországon, a Szovjetunióban és az NDK-ban használják. A kutatóintézetben kifejlesztés alatt áll a TPA 70 — egy 16 bit-es kis számítógép —, mely valószínűleg a jövő évi BNV-n fog először szerepelni.

A harmadik vállalat, a MOM, papírszalag lyukasztókkal és olvasókkal képviseltette magát. A MOM ezeket a berendezéseket a szocialista országokba szállítja. (*Computer Weekly, 1971. szeptember 9.*)

Ez év júliusában ült össze az Electronic Industries Association (EIA) vezetősége egy a Szenátus felé menő javaslat megvitatására. A megbeszélés eredményeként olyan állásfoglalást terjesztettek Nixon elnök elé, amely az amerikai elektronikai ipart igen közelről érinti, az európai alkatrészszabványokhoz történő illeszkedés kapcsán. Mivel az eddigi szabványosítás kiterjesztése, illetve új alapokra helyezése az egyes elektronikai cégek számára jelentős anyagi kihatással bír, állami támogatást kértek a szabványosítás végrehajtásáról.

Az 1970. évi forgalmat alapul véve összegezték a felmerülő költségeket, amelyek együttesen mintegy 75 millió dollárt tennének ki. Ez az 1970-ben lebonyolított alkatrészforgalom összbevételének 2,1%-a. Az említett költségkihatás hozzávetőleges becslés alapján alakult ki, s amennyiben a szabványosítás lebonyolítására 1972-ben sor kerülne, akkor az 1971. évi forgalom 2,5—3,0%-nak megfelelő költségek viselésére kellene számítani.

A felmerülő költségek fedezésére két út kínálkozik. Vagy állami támogatás formájában megkapják az érdekeltek a költségkülönböt, vagy pedig kénytelenek lesznek alkatrészeik árát ennek megfelelően emelni. (*EIA Op. Standards, 1971. 828. sz.*)

*

Három éve dolgoznak együtt a belgrádi „Mihailo Pupin” automatizálási és híradástechnikai kutatóintézet a Szovjet Tudományos Akadémia Irányítástechnikai Intézetének szakembereivel a HRS-100 típusú harmadik generációs számítógép fejlesztésén. Nyugati megfigyelők a hírt kommentálva megállapítják, ez az első számítógép, melyet Jugoszláviában szovjet szakemberek közreműködésével fejlesztettek ki.

A HRS-100 mindenekelőtt tudományos kutatómunkák területén alkalmazható. A berendezés egy interface berendezést is magában foglaló digitális számítógép, melyhez maximálisan hat analóg számítógép csatlakoztatható. Mindegyik számítógép önállóan dolgozik, a központosítás közös vezérlő pultról történik. A digitális számítógép moduláris felépítésű, s így a tárolókapacitás a szükségleteknek megfelelően bővíthető.

A soft-ware univerzális FORTRAN, AUTOCODE és különböző speciális nyelvek közül kerül ki. A digitális és analóg számítógépek közti csatlakozás digital-ellenőrzött potenció-méter segítségével történik. (*Die Computer Zeitschrift, 1971. VII. 14.*)

*

A Western Electric olyan új eljárást vezet be, ami lehetővé teszi, hogy a bipoláris integrált áramköröket a MOS-áramkörök árszintjén gyártsa. A CDI-módszer (CDI = collector diffusion isolation) lényege az, hogy a tranzistorokat a kollektordiffúzió során a Si-morzsa elektronikus úton szigetelik, így csupán 5 fotolitografikus maszkolásra van szükség. Az új technológia ugyanakkora alkatrészszűrőséget eredményez, mint a MOS-technika: pl. RAM-áramkörök esetében azonos integrációs fok mellett nagyobb kapcsolási sebesség adódik. Miután a Bell Laboratories Allentown-i üzemében befejezte a CDI-áramkörök kísérleti gyártását, a Western Electric rövidesen megkezdi tömeggyártásukat. (*Electronics, 1970. 43. k. 17. sz.*)

Híradástechnikai anyagok és eszközök elektronmikroszondás vizsgálata

ETO 543.423.8:546.28

I. Az elektronmikroszonda felépítése és alkalmazási területe

Az elektronmikroszonda, ez a sok területen használható mikroanalitikai eszköz — bár a szomszédos országokban már széleskörűen elterjedt — Magyarországon még újdonságnak számít. Néhány figyelemfelkeltő cikk jelent csak meg róla magyar nyelven és Pantó [1] részletesebb ismertetése, utóbbi közlemény azonban a geológusok számára készült és nemigen jutott el a félvezetők előállításával és a híradástechnika más ágaival foglalkozó szakemberekhez. Ezért közleményünk első részében a műszer felépítését és alkalmazási területeit is ismertetjük.

Az elektronmikroszonda segítségével szilárd anyagok néhány μm vastag felületi rétege vizsgálható. A szilárd anyagot finoman fókuszált 5...50 keV energiájú elektronsugár bombázza, s az elektronsugár — az anyagi minőségtől függő módon — elnyelődik, visszaszóródik, röntgensugárzást és másodlagos elektronokat vált ki, vékony filmeken áthalad, p-n átmenetekenél feszültséget indukál. Ezek a hatások alkalmasak arra, hogy segítségükkel a más-más anyagból álló fázisokat megkülönböztessük, a karakterisztikus röntgensugárzás segítségével pedig kvalitatív és kvantitatív elemzést is végezhetünk — viszonylag rövid idő alatt — a ^{10}Ne -nál, ill. a fejlettebb műszerekkel a ^4Be -nál nehezebb elemekről. A műszer nyomszennyezők kimutatására csak akkor alkalmas, ha azok bizonyos helyeken dúsulnak.

Az elektronsugárral egy bizonyos területet letapogtatva (scanning), az egyes fázisok, az egyes elemek eloszlása, vagy a felület egyenetlenségei — megfelelően szinkronizált katódsugárcsővön — képszerűen, nagyítva megjeleníthetők [2]. Ez az üzemmód átmenet a hasonló elven működő scanning elektronmikroszkóphoz; utóbbinál az elektronsugár közel két nagyságrenddel jobban fókuszált, de a röntgensugárzás segítségével történő elemzésre kevésbé alkalmas [3].

I. Az elektronmikroszonda felépítése

A vizsgálatainkhoz használt JEOL gyártmányú JXA-5 típusú elektronmikroszonda az 1. ábrán látható.

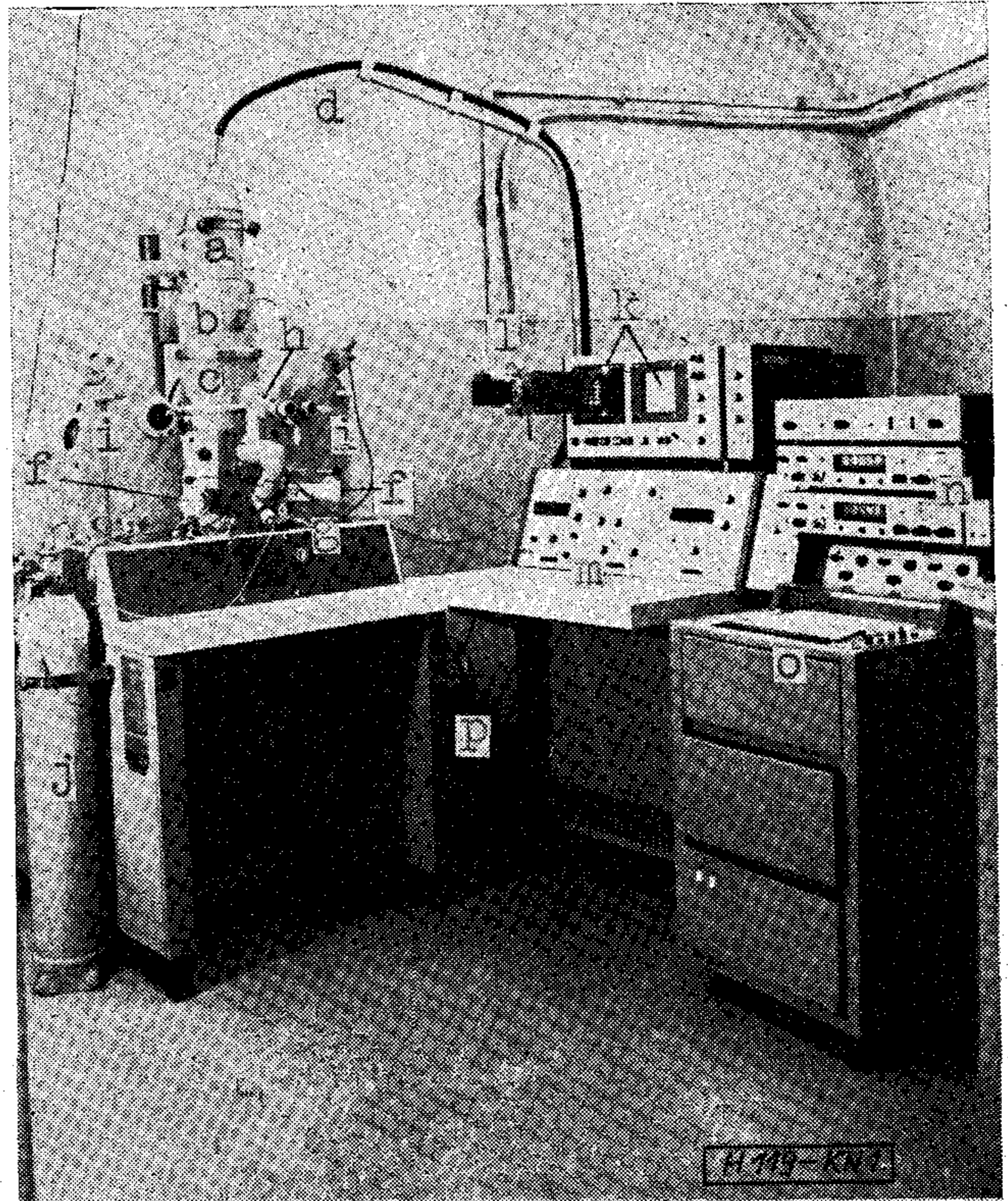
Az izzó wolframkatódos elektronagyúból kilépő elektronsugarat egy vagy két lencséből álló konden-

zor és az objektív fókuszálja a minta felületén. Az elektronoptikai rendszer függőleges, vízszintes vagy ferde elhelyezésű lehet.

A röntgensugárzás jó detektálhatósága érdekében, az objektív fókusztávolsága viszonylag hosszú, de ez rontja a fókusználhatóságot. (A szférikus aberráció nő a fókusztávolsággal.) (Az asztigmatizmus kiküszöböléséről külön sztigmátor gondoskodik.)

Elektronmikroszondákban az elektronsugár általában $1 \mu\text{m}$ körül fókuszálható, ez természetesen függ a gyorsító feszültségtől és a mintaáramtól is.

A röntgensugárzást hullámhossz szerint röntgenspektrométerek választják szét. (Általában egy műszerhez több tartozik.) Elektronmikroszondához jelenleg diszperziós rendszerű spektrométert használnak, amelyben a röntgensugárzást forgatható analizátor-kristály választja szét hullámhossz szerint, a



1. ábra. a) Elektronagyú — b) kondenzor — c) objektív — d) nagyfeszültségű kábel — f) vízszintes mintamozgató orsók — g) függőleges irányú mintamozgató csavar — h) mikroszkóp — i) röntgenspektrométerek — j) a proporcionális számláló gázpalackja — k) képernyők — l) fényképezőfeltét fényképezőgéppel — m) az elektronoptikai rendszer kezelőasztala — n) impulzuselemző és -számláló rendszerek — o) regisztráló — p) rotációs vákuumszivattyú

Bragg-törvény alapján. A kiválasztott hullámhosszú sugárzást detektor fogja fel, amely a beérkező röntgen-kvantumokat számlálja. Egy mikroszondában általában több elemző kristályt használnak (spektrométerenként kettőt), ezáltal lehetséges a Na-tól vagy a B-tól az U-ig valamennyi elem karakterisztikus sugárzásának átfogása.

Valamely kristály a felületére θ szög alatt eső röntgensugárzást csak akkor veri vissza, ha a d rácsállandó és a λ hullámhossz között fennáll a

$$2d \cdot \sin \theta = n \cdot \lambda$$

összefüggés, az ún. Bragg-törvény, ahol n kis egész szám. Egy elemző kristálynál tehát egy bizonyos szöghöz csak néhány különböző λ tartozik. Növekvő n érték, más szóval: magasabbrendű visszaverés esetén az intenzitás erősen csökken.

Ha az elemző kristályt $2R$ sugarú körív mentén meghajlítjuk (és csiszoljuk), az a középpontját érintő R sugarú ún. Rowland-kör kerületén elhelyezkedő sugárforrás röntgensugárzását a kör szimmetrikus pontján fókuszálja (ha egyidejűleg a Bragg-feltétel is teljesül). Ezt az elvet használják ki a különböző típusú röntgenspektrométerek. Mikroszondáknál egyre inkább terjed a lineárisan fókuszált spektrométerek használata, ahol az elemző kristály egy egyenes mentén mozog és közben elfordul, a mindenkori fókuszpontban elhelyezkedő detektor pedig bonyolult pályán mozog. Ennek a megoldásnak az az előnye, hogy a minta felszíne és a vizsgált röntgensugárzás kilépési iránya közti szög nem változik a hullámhosszal.

Detektorként többnyire gázáramlásos, vagy Xetöltésű zárt proporcionális számlálót használnak. Ezek segítségével ui. energia szerinti szétválasztás (diszkrimináció) lehetséges, aminek a különböző rendű visszaverések szétválasztásánál és kis energiáknál (nagy hullámhossz) a jel/zaj-viszony javításánál van szerepe.

A röntgenspektrométerhez csatlakoznak a detektorok kimenő jelét feldolgozó *impulzus elemző és -számláló* rendszerek digitális vagy ratemeter kijelzéssel, esetleg automatikus kiírással.

A vizsgálandó minta az elektronoptikai rendszer tengelyében, többnyire arra merőlegesen helyezkedik el. Csavarmikrométerek segítségével önmagával párhuzamosan, minden irányban mozgatható. A mintatartón a minta mellett rendszerint néhány etalon is elhelyezhető. A vizsgálni kívánt pontot vagy területet egy beépített mikroszkóp segítségével lehet kiválasztani. Ezzel többnyire az elektronbombázás idején is megfigyelhető a minta, így lehetőség van az esetleges katódlumineszcencia megfigyelésére is. A minta az elektronsugár alatt motor segítségével mozgatható, s így valamely elem vonalmenti eloszlása regisztrálható.

Az elektronoptikai rendszerben, a mintakamrában és rendszerint a röntgenspektrométerekben is kb. $5 \cdot 10^{-5}$ Hgmm vákuum van.

A *letapogatási (scanning) képek* előállítását az elektronoptikai rendszerben elhelyezkedő két eltérítő tekercs vagy lemezpár biztosítja. Az erre adott fűrészelek segítségével az elektronsugár a tengelyre merőlegesen egy vagy két irányban elmozdítható,

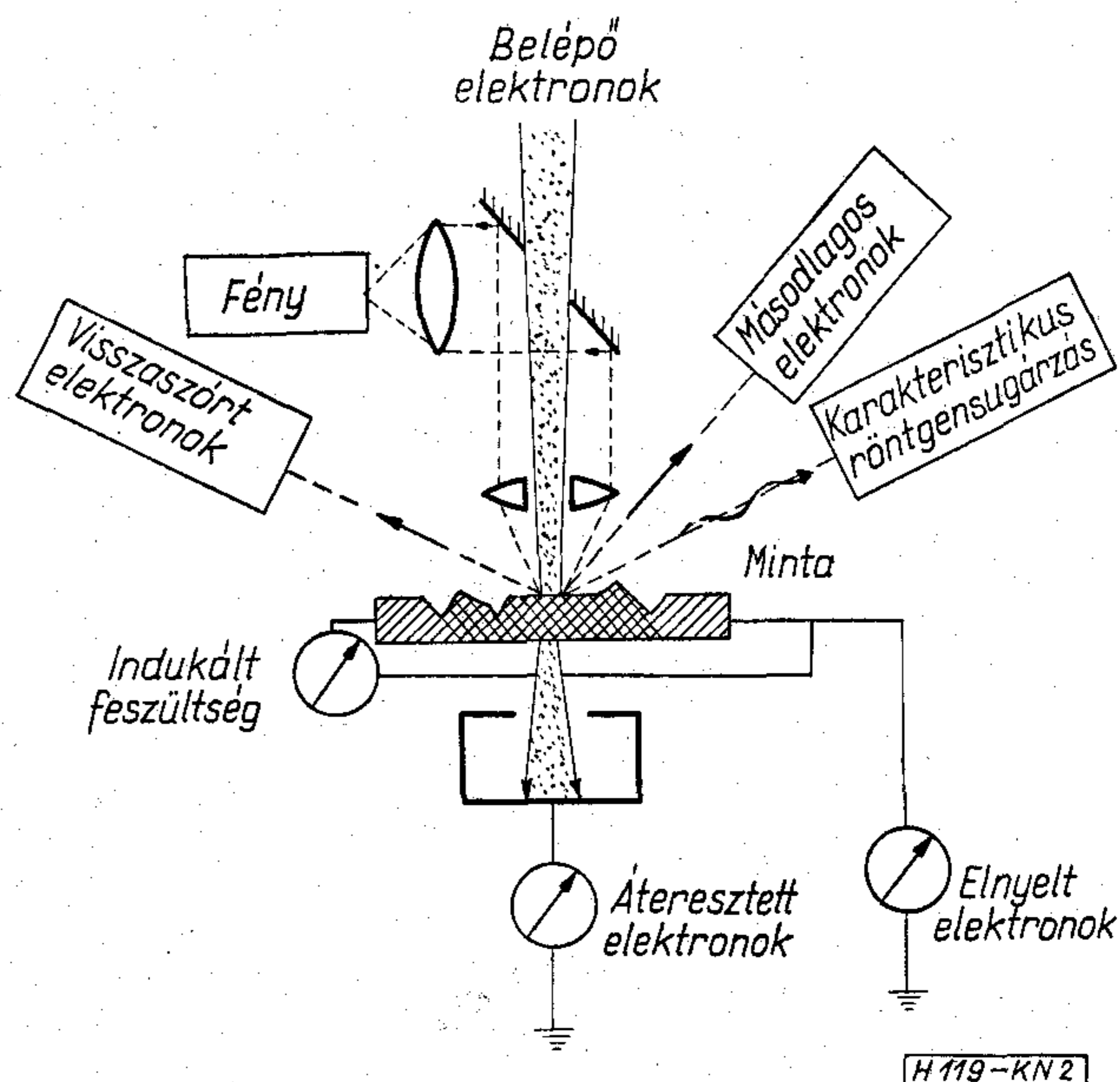
ezáltal a minta egy egyenes mentén vagy egy területen letapogatható. Egy képernyő szinkronizált katódsugarának fényerejét a kívánt üzemmódnak megfelelő jellel vezérelve, a mintáról nagyított képet kapunk. Ennek nagyítása könnyen változtatható. A képalkotásra felhasznált jeleket a minta összetétele (átlagos rendszámának változása) és a felületi egyenetlenségek befolyásolják.

Ha a mintában különböző összetételű részek vannak, a nagyobb átlagos rendszámú helyen az elektronok nagyobb része szóródik vissza és kisebb része nyelődik el, mint a könnyebb atomokból álló helyen. Ha a minta könnyű elemekből áll, az elnyelt elektronok, ha nehéz elemekből áll, a visszaszórt elektronok érzékenyebbek a változásokra. A másodlagos elektronok kiváltása szintén függ az összetételtől, de a minta egyéb tulajdonságaitól is.

Képalkotásra felhasználhatóak (vázlatosan lásd 2. ábra):

- a mintaáram, vagyis az elnyelt elektronok;
- a visszaszórt elektronok: két érzékelőt használva, a kettő különbsége („Topográfia” üzemmód) főleg a felületi egyenetlenségekre, összegük („Kompozíció” üzemmód) főleg az összetételbeni különbségekre érzékeny;
- a másodlagos elektronok;
- az áteresztett elektronok (csak vékony rétegeknél);
- valamely elem karakterisztikus röntgensugárzása;
- a p-n átmenet közelében indukált feszültség (félvezetőknél).

Kristályos anyagokról speciális diffrakciós kép, ún. *Kossel-felvétel* készíthető megfelelő feltét segítségével. Ennél a diffraktáló röntgensugarak pontszerű forrása a minta felszínén helyezkedik el. Segítségével nagy pontossággal mérhetők a rácsállandók, a felvételek kiértékelése eléggé bonyolult.



2. ábra. Elektronmikroszondával a mintáról nyerhető információk

2. Elektronmikroszondás vizsgálatok

Követelmények a mintával szemben:

- Kb. $5 \cdot 10^{-5}$ Hgmm vákuumban stabil legyen.
- Az elektronbombázás hatására — ami egyrészt fölmelegedést okoz, másrészt redukáló hatású — se változzék, legfeljebb elhanyagolható mértékben bomoljon.
- Vizsgálendő felülete legyen sík (polírozott). Ha a mintán kisebb kiemelkedések, karcok stb. vannak, attól a kvalitatív vizsgálatok még többnyire elvégezhetők, kvantitatív elemzésre azonban csak a minta sík részei alkalmasak.
- Legyen elektromosan vezető. A nem vezető minták felületét vékony fém- vagy szénréteg vákuumpárolgatótatásával vezetővé kell tenni, ellenkező esetben feltöltődik és taszítja az elektronsugarat.
- Mérete elég kicsi legyen ahhoz, hogy beférjen a mintatartóba. (A mintatartó átmérője pl. a JXA-5-berendezésnél 2,65 cm; magassága 1,9 cm.)

Az elektronmikroszondás vizsgálatokhoz a mintákat többnyire vágással, csiszolással és polírozással elő kell készíteni. A vizsgálatok során ezért figyelembe kell venni, hogy nem megfelelő előkészítésnél a csiszoló-, ill. polírozó anyag az üregekbe tapadhat és szennyeződéseket okozhat. Maga a vizsgálat roncsolásmentes.

Az esetek nagy részében *különböző fázisokat* kell megkülönböztetni és vizsgálni. (Ez történt a közlemény második részében ismertetésre kerülő vizsgálatokban is.) Ilyenkor gyakran nincs szükség az egyes fázisok pontos elemzésére, elegendő az elektronsugarak segítségével elkülöníteni azokat és — röntgenképekkel, a vonalmenti elemeloszlásból vagy pontszerű vizsgálatokkal — azt megállapítani, hogy melyikhez milyen elemek tartoznak. Ha szükséges, ezt követi az egyes fázisok — inhomogén fázisok esetén az egyes részek — pontos kvantitatív elemzése. Az esetek másik részében valamely fázis *inhomogenitását* kell vizsgálni. Ilyenkor az egyes elemek vonalmenti eloszlását szokták fölvenni (az elektronsugár vonalmenti eltérítésével, vagy a minta mozgásával) és ezt esetleg kiegészítik bizonyos helyeken történő elemzéssel.

Az *elektronmikroszonda felbontása* azonos egyéb feltételek (műszer, gyorsító feszültség, sugáráram) mellett az üzemmódtól is függ. Az elektronsugarak felbontását az elektronsugár átmérője szabja meg. A röntgenképek vagy a pontszerű elemzés felbontása azonban rosszabb; a mintára érkező elektronok ui. lefékezés közben a gyorsító feszültségtől és az anyagi minőségtől függően, néhány μm távolságra szóródnak és még itt is gerjesztőképesek.

Az egyes elemek *kimutatási határa* függ az alkalmazott gyorsító feszültségtől, az elemző kristálytól, az illető elem rendszámától és az ugyanott jelenlevő többi elemtől.

A rendszám csökkenésével a karakterisztikus sugárzás hullámhossza nő, áthatóképesége csökken. Ez a legkönnyebb elemeknél a detektálás határfokát jelentősen rontja. A fékezési sugárzás pedig, ami a

háttér ki nem küszöbölhető részét adja, arányos az átlagos rendszámmal, ezért a nehezebb elemeket tartalmazó fázisokban a háttér megnő.

Tapasztalataink szerint rutinvizsgálatoknál a legkönnyebb elemeknél ($Z < 10$) kb. 0,5...1 súly%, a többinél kb. 0,05...0,1 súly% az alsó határ; ez egy nagyságrenddel rosszabb a katalógusbeli értékeknél. Nyomelemek vizsgálatára a mikroszonda ezért csak akkor alkalmas, ha a szennyeződés valamelyik fázisban dúsul, pl. precipitátumként kiválik.

Kvantitatív elemzés esetén az egyes elemek karakterisztikus röntgensugárzásának intenzitását hasonlítjuk össze a mintán és az ismert összetételű etalonon, azonos gyorsító feszültségnél és sugáráramnál. (A mintaáram az összetételtől függően megváltozhat.) A kettő hányadosa első közelítésben egyenlő a koncentrációk hányadosával. Az arányosságtól eltérést okozhatnak, hogy az összetételtől függ:

- a mintára érkező és abban elnyelt gerjesztőképes elektronok aránya;
- az egységnyi rétegvastagságban elvesztett elektronenergia;
- a keltett röntgensugárzás abszorpciója a mintában;
- a mintában keltett egyéb karakterisztikus és a folytonos sugárzás által fluoreszcencia révén gerjesztett röntgensugárzás.

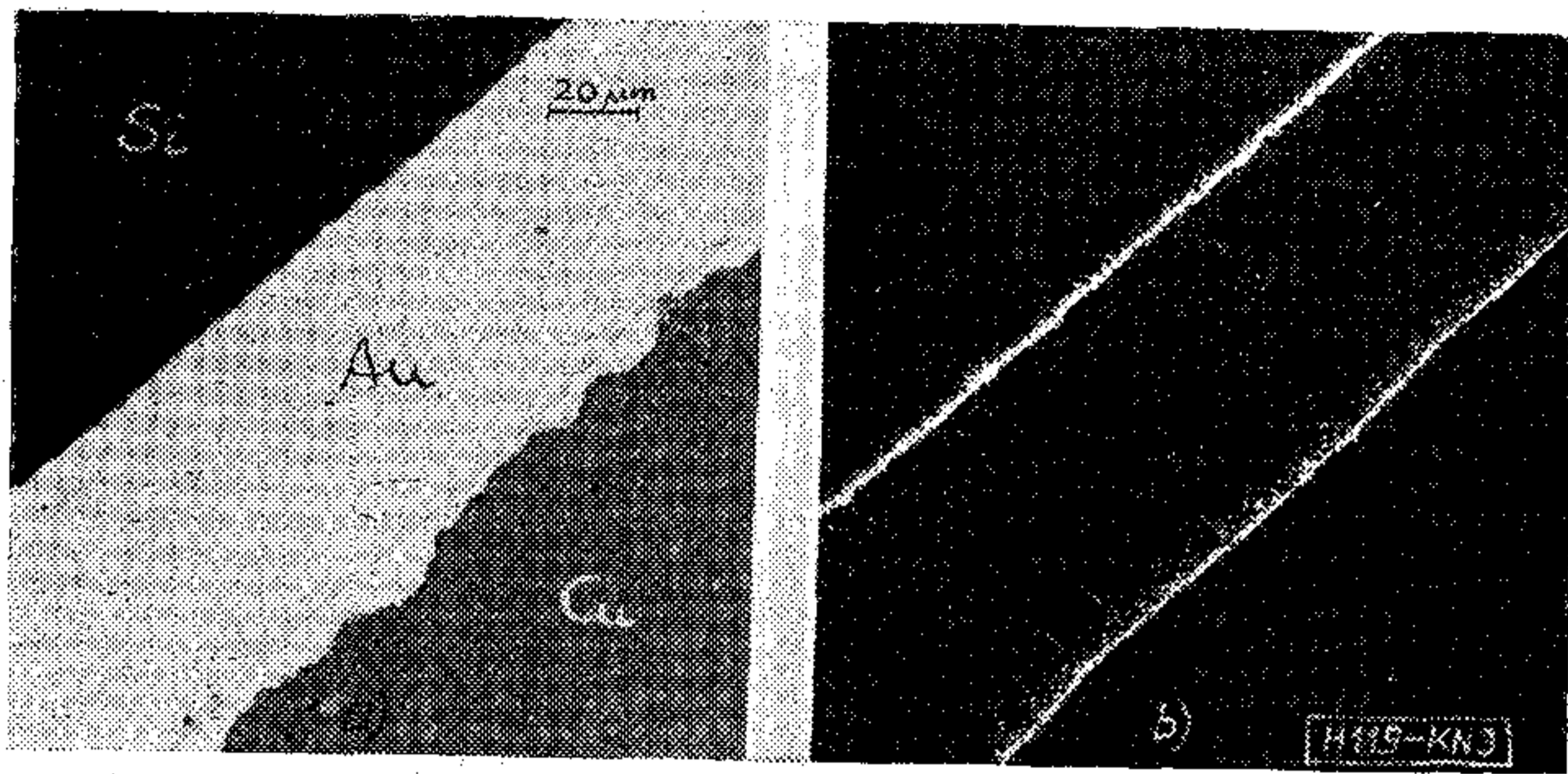
Ezeket a hatásokat megfelelő korrekciós eljárással figyelembe lehet venni, bővebben l. [4].

Alkalmazási területek

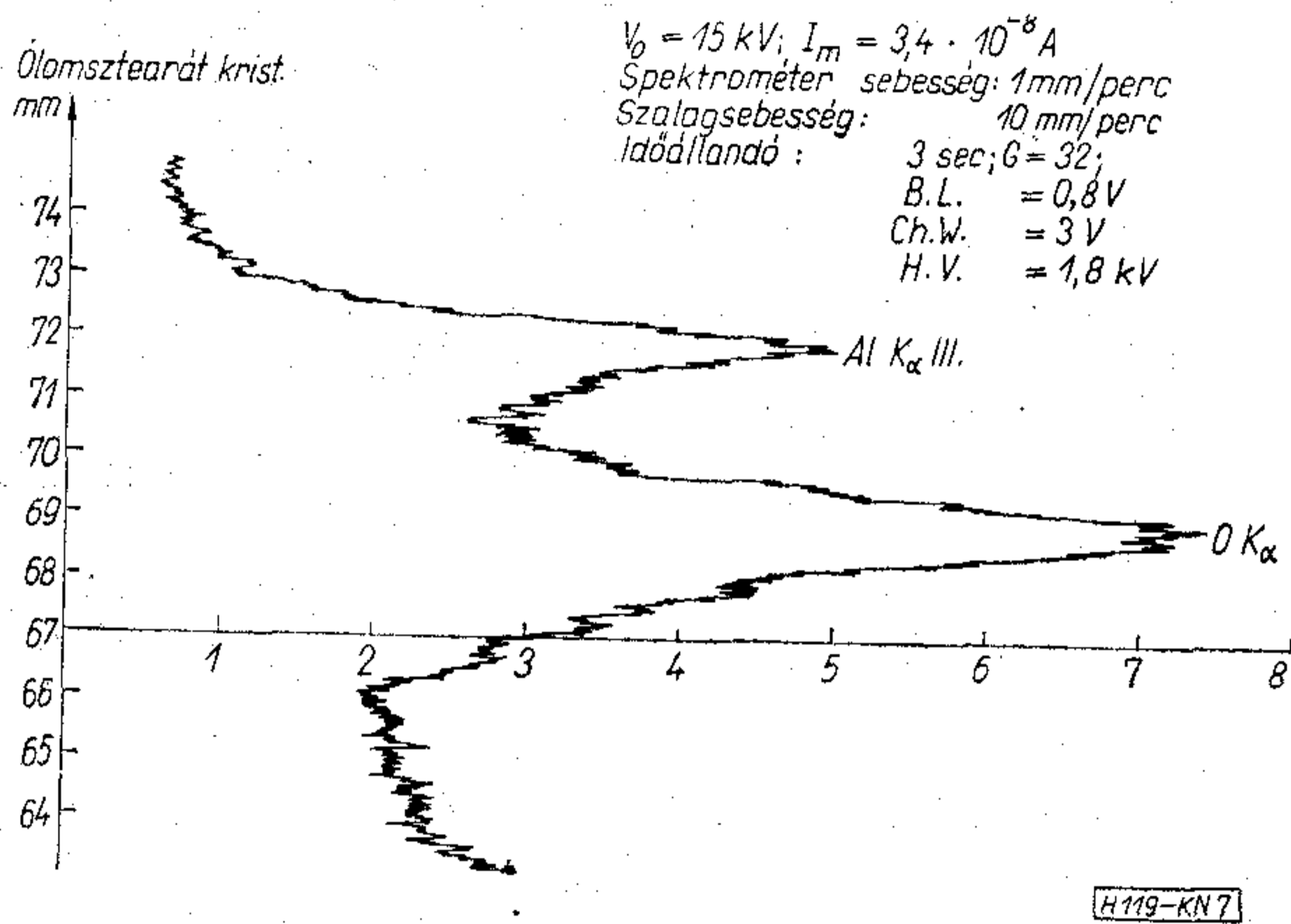
Az első elektronmikroszondákat R. Castaing és tőle függetlenül I. B. Borovszkij metallurgiai célokra készítette. Rövidesen elkezdtek alkalmazni a geológiában is, majd a biológiában, a félvezető-kutatásban, de számos egyéb tudományágban is használják. Ma világszerte már többszáz készülék működik (pl. az NDK-ban tíz, Csehszlovákiában és Lengyelországban kb. öt-öt).

Az elektronmikroszondával a következő típusú vizsgálatokat szokás elvégezni:

- Kisméretű (1–1000 μm) fázisok, szemcsék, rétegek azonosítása, elemzése, például egy Si alapú félvezető eszköz kontaktusait határoló Ni-réteg kimutatása és azonosítása (3. ábra); egy hibás dióda Al-kontaktusában az oxigén kimutatása (4. ábra).
- Zárványok, kiválások kimutatása, azonosítása, elemzése (részletesebben lásd II. részben).
Általában 1 μm átmérőnél valamivel kisebb zárványok is kimutathatók, de kb. 20 μm -nél kisebb méretűekről kvantitatív elemzést csak különleges esetekben lehet készíteni. Azt viszont szinte lehetetlen eldönteni, hogy egy adott matrixban előforduló néhány mikronos zárvány tartalmazza-e a matrixelemeit.
- Nyomelemek, kis átlagos koncentrációban levő elemek esetleges dúsulásának vizsgálata.
- Egy fázison belüli inhomogenitások megállapítása, vizsgálata. Szennyező anyag diffúziós profiljának megállapítása, ebből a diffúziós együtt-ható kiszámítása. A szennyező anyag koncent-



3. ábra. Félvezető eszköz kontaktusának keresztmetszete. a) Kompozíció — b) Ni K_α kép. A szilíciumlapka és az aranyréteg között, továbbá az arany a réztuskó felé eső szélénél vékony nikkelréteg helyezkedik el



4. ábra. Oxidálódott alumíniumkontaktus röntgenspektrumában az OK_α csúcsa és az AlK_α harmadrendű csúcsa

rációja az előzőekben említett koncentrációhatárok között kell legyen, ezért pl. a p-n profil-átmenetek kialakítását célzó szennyező diffúzió nem vizsgálható.

- Félvezető kristályokban rácshibák, félvezető eszközökben p-n átmenetek kimutatása az indukált feszültség segítségével.
- Vékony filmek vizsgálata, vastagságuk mérése.
- Magasabb hőmérsékleten végbemenő fázisátalakulások és egyéb folyamatok vizsgálata.

Nem célszerű viszont az elektronmikroszondát nagyméretű, inhomogén minták átlagelemzésére használni. Ez a feladat elvileg elvégezhető ugyan vele, de nagyon munkaigényes (nagyon sok pontról kell teljes elemzést készíteni), ugyanakkor más módszerekkel könnyen megoldható.

II. Precipitátumok vizsgálata szilíciumban

Ismeretes, hogy a félvezető eszközök elektromos tulajdonságait alapvető módon befolyásolják a félvezető egykristályban eleve meglévő, vagy a gyártás során keletkező rácstorzulások, mint pl. szennyezők beépülése, vagy idegen fázisként való kiválása a kristályrácsból, diszlokációk, illeszkedési hibák stb. E hibák kimutatására számos módszert alkalmaznak (fénymikroszkópia, elektronmikroszkópia, röntgen-topográfia, spektrokémiai vizsgálatok, neutron-aktivációs analízis stb.), amelyekkel egy-egy részlet-

kérdés, például a diszlokációk, illeszkedési hibák, precipitátumok morfológiája, a kristályhibasűrűség és eloszlás; a kristályrácsban levő szennyezők összmenyisége külön-külön igen jól tanulmányozható. Az elektronmikroszondás vizsgálatokkal viszont biztosítható, hogy ugyanazon meghatározás során egyaránt felvilágosítást nyerünk az idegen fázis elhelyezkedéséről, alakjáról és a benne vagy környezetében feldúsuló szennyező anyagokról is.

Félvezető alapanyagok elektronmikroszondás, illetve scanning elektronmikroszkópos vizsgálatáról már többen beszámoltak. Czaja [5] az indukált feszültség módszerével rácshibákat mutatott ki. Shaw és Busen [6] epitaxiálisan növesztett szilícium-egykristály rétegekben Al, Cl, P, S, Ti és Au szennyezőt talált, amelyek elsősorban a tripiramisokban dúsultak fel. Biedermann [7] epitaxiális Si-réteg felületén levő, a diffúziós folyamat során elmozduló Fe, Cr, Ni tartalmú alakzatokat mutatott ki. Sulvay és munkatársai epitaxiálisan növesztett Si-rétegben Fe-tartalmú [8], Ge-diódákban Si-tartalmú [9] foltokat találtak, véleményük szerint, ezek a szennyezők csökkentik a félvezető eszközök letörési feszültségét. Precipitátumok letörési feszültséget befolyásoló hatását magyar szerzők [10] is kimutatták.

Itt közölt vizsgálataink célja ezért egyrészt annak eldöntése volt, hogy az esetenként a szilícium-egykristályok felületén észlelt és morfológiailag azonosított képződmények tartalmaznak-e kimutatható mennyiségben a Si-tól különböző elemeket, másrészt annak megállapítása, hogy a különböző szennyezők hogyan befolyásolják a Si-diódák elektromos paramétereit, elsősorban a letörési feszültség-értékeket. Támpondul szolgál, hogy korábbi vizsgálataink során az alakzatok morfológiáját elektronmikroszkópos módszerekkel is vizsgáltuk [11], továbbá nagyérzékenységű spektrográfiai módszerrel [12] az ilyen alakzatokat tartalmazó epitaxiális rétegekben Ag-t, Ca-t, Ba-t, Mg-t, Fe-t és P-t sikerült kimutatni [13]. Mikroszonda hiányában azonban eddig nem sikerült eldönteni, hogy e megfigyelt alakzatok tartalmaznak-e szennyezőket és milyen szennyező elemek dúsulnak a különböző alakzatokban.

Kísérleti körülmények

A vizsgálatok különböző n-típusú As, ill. Sb-nal erősen adalékolt (10^{19} – 10^{20} atom/cm³), eltérő diszlokációsűrűségű (10 – 10^3 /cm²), idegen szennyezőket legfeljebb 10^{-8} – 10^{-10} g/g mennyiségben tartalmazó, (111) orientációjú Si-egykristály szubsztrátumokra vonatkoztak, amelyeken külön-külön SiCl₄ H₂-es redukciójával epitaxiális rétegeket alakítottak ki, s bórtrioxid-forrásból bórt diffundáltattak. Ezen Si-egykristályszubsztrátumok, epitaxiális és diffúziós rétegek felülete általában hibamentes volt, vagy csak igen kis számú kristályhibát tartalmazott, azonban néha, nem rendszeresen, fáziskontrasztmikroszkóppal ismeretlen, különböző átmérőjű (1–70 μm) és morfológiájú alakzatokat lehetett észlelni. Elektronmikroszondás analízisre ezt a néhány szeletet választottuk ki.

Az alakzatokat JEOL gyártmányú JXA-5 elektronmikroszondával vizsgáltuk. A gyorsító feszültséget 10 és 25 kV között esetenként változtattuk. Általá-

ban $1 \dots 3 \cdot 10^{-8}$ A mintaárammal dolgoztunk. A műszerrel a ^{55}B -tól az ^{92}U -ig valamennyi elem kimutatható, a kimutathatósági határ jelen vizsgálatainknál a könnyű elemeknél 1%, a közepes és nehéz elemeknél 0,1% alatt volt. (A $10 \mu\text{m}$ -nél kisebb képződmények esetén azonban a méret csökkenésével romlott.)

A képződmények kis mérete és ismeretlen mélysége miatt nem lehetett eldönteni, hogy a képződmény tartalmaz-e Si-ot, vagy csak a környezet Si-tartalmát mérjük, ezért ennek az elemnek a jelenlétét nem vizsgáltuk.

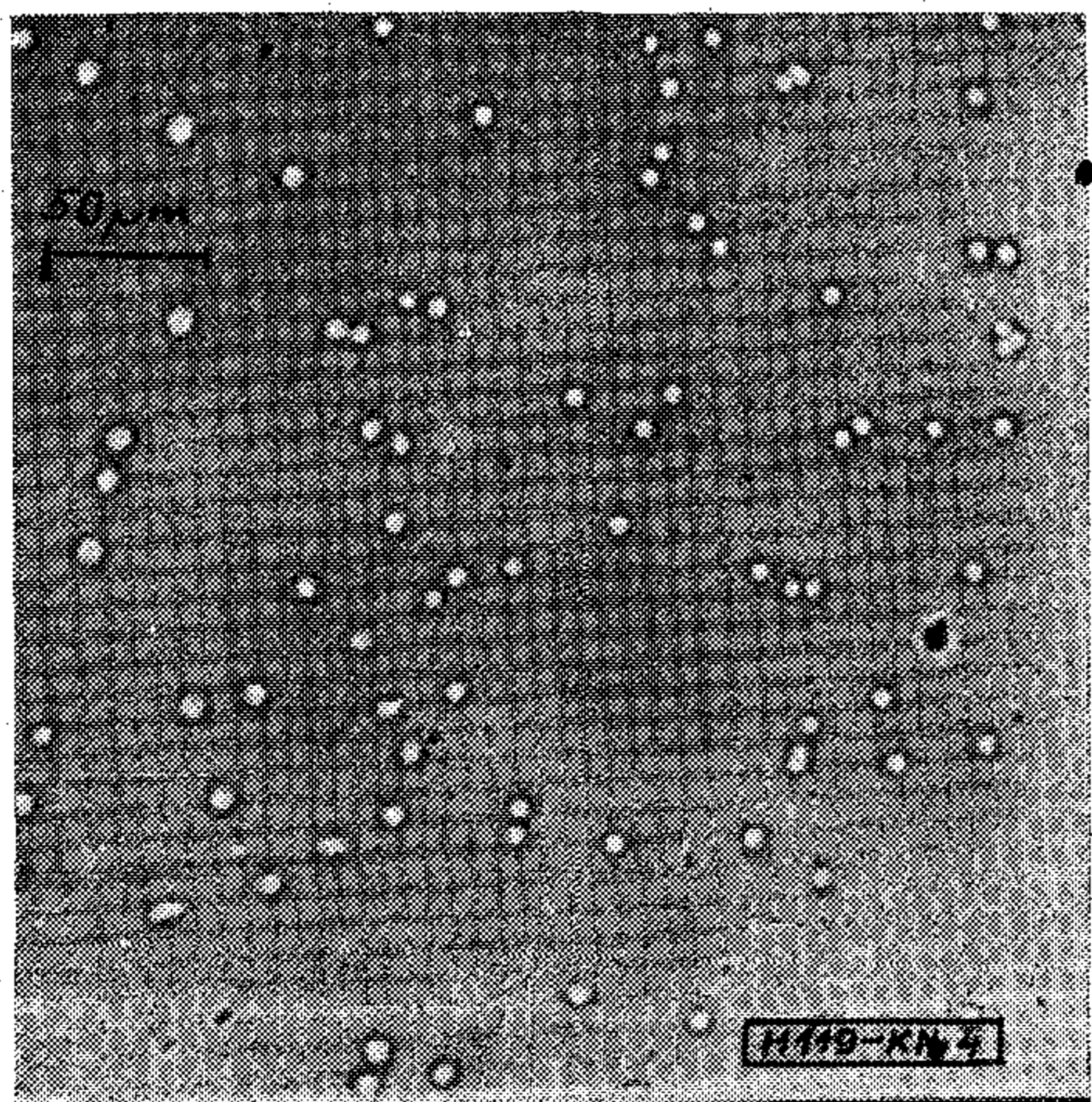
Megfelelő tartozék hiányában, az indukált feszültség módszerét nem alkalmaztuk.

Kísérleti eredmények

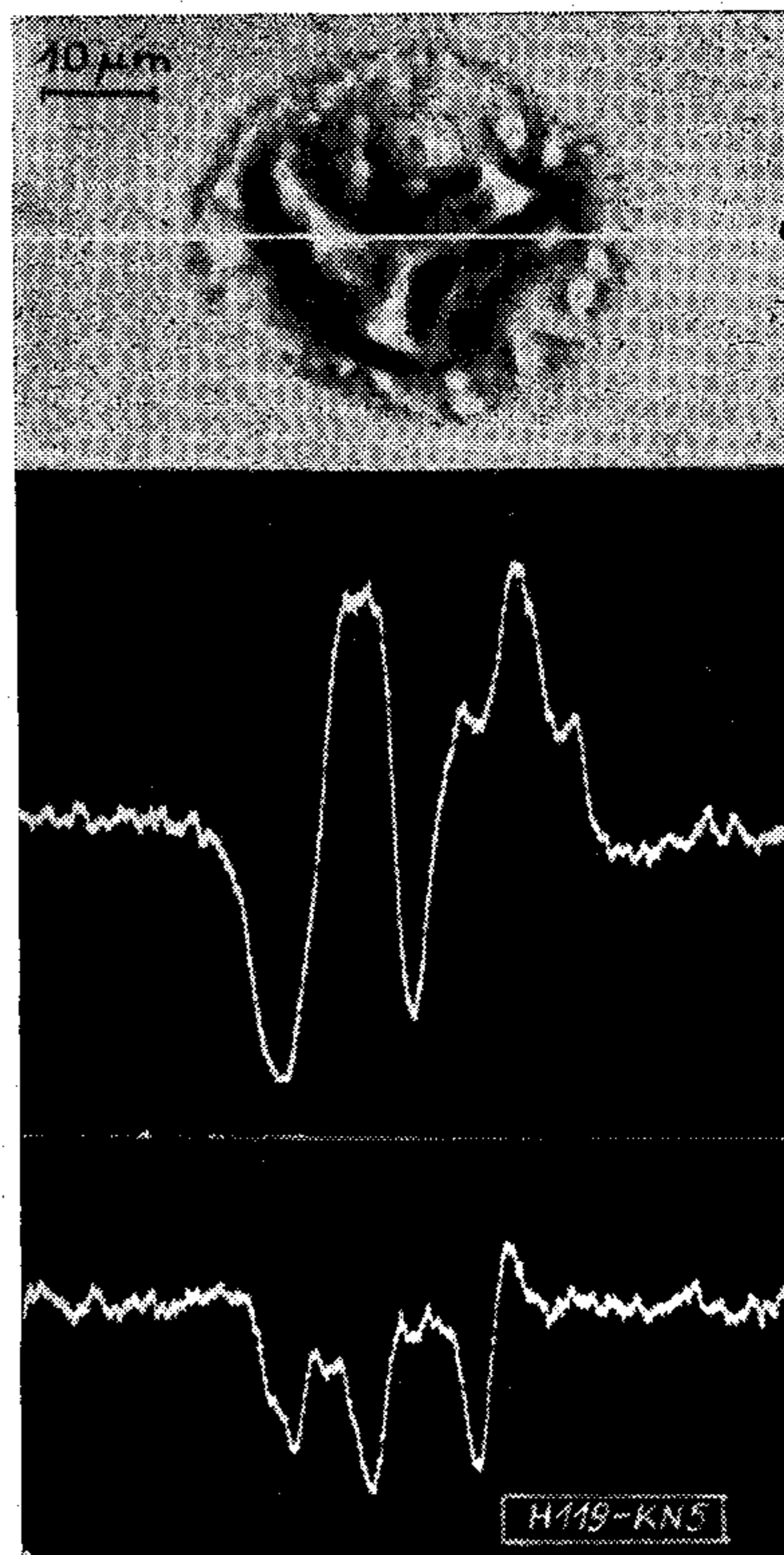
A Si-egykristálylapkák felületén időnként előforduló $2-100 \mu\text{m}$ átmérőjű képződményeket vizsgálva, azt tapasztaltuk, hogy azokban nem lehetett minden esetben a Si-tól különböző elemeket kimutatni. Ezeket a — legfeljebb kis idegen anyag tartalmú — képződményeket geometriai hibáknak neveztük, a nagy szennyezőanyag-tartalmúakat pedig precipitátumoknak.

A hibáknak ebbe a két típusba sorolása nem teljesen egyértelmű. A geometriai hibák közé soroltak közül egyesekben kimutattunk szennyezőanyag-tartalmat, és elképzelhető, hogy a többiben is található a kimutathatósági határnál kisebb mennyiségben idegen anyag. (Lehetséges, hogy valamely geometriai hibát olyan, szennyezőanyagot tartalmazó szemcse okoz, amelyik a felszín alatt az elektronsugár behatolási távolságánál mélyebben helyezkedik el és ezért a mikroszondás vizsgálattal nem mutatható ki.) Másrészt a nagy szennyezőanyag-tartalmú hibák is geometriai jelleggel járnak együtt: a felületből kiemelkednek, vagy belesüllyednek, felszínük sok esetben tagolt.

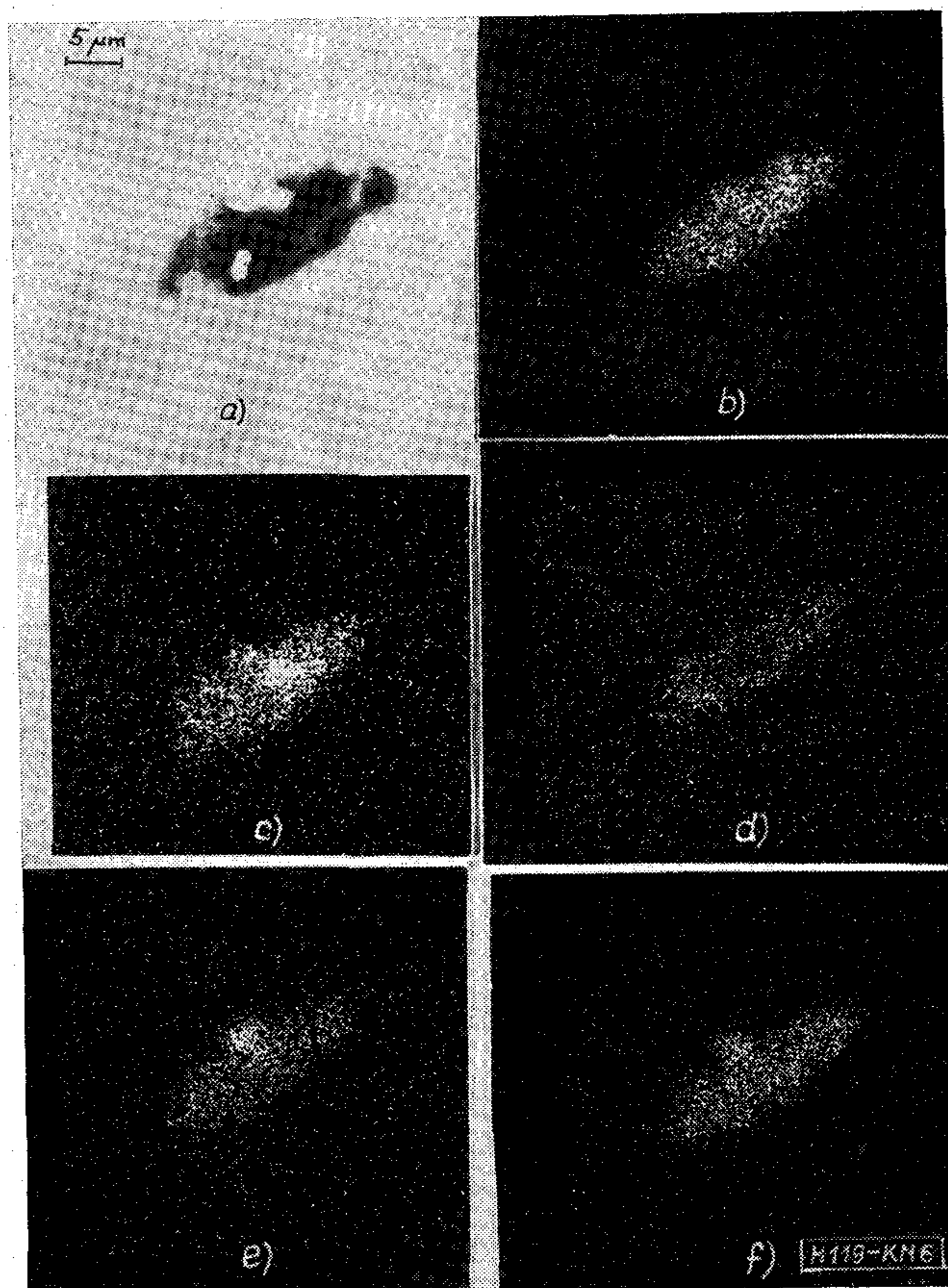
Az ún. geometriai hibákat elsősorban a diffundált szeleteken figyeltük meg. Az 5. és 6. ábrán két ilyen hibát mutatunk be, az abszorbeált elektronképen látható köröcskékben (5. ábra) kevés Mg-ot, a kompozícióképen látható tagolt alakzatban (6. ábra) kevés Al-t lehetett kimutatni. Az epitaxiális rétegekben a tripiramisokhoz hasonló alakzatokat



5. ábra. Kis Mg-tartalmú köröcskék. Elnyelt elektronkép



6. ábra. Al-tartalmú alakzat. Főnt: kompozíció és elemzési vonal. Középen: az Al eloszlása az elemzési vonal mentén. Lent: a háttér az elemzési vonal mentén. Az alakzaton kívül nincs alumínium, ott csak az egyenletes háttér látszik. Az alakzat felületi domborzata helyenként leárnyékolja mind az Al K_α sugárzását, mind a háttérét.



7. ábra. Káliumot, kalciumot és egyéb elemeket tartalmazó precipitátum. a) kompozíció, b) K — c) Ca — d) Na — e) Cl f) S kép

soroltuk a geometriai hibák csoportjába, ezekben — az irodalmi adatokkal megegyezésben — kevés C szennyezőt találtunk.

A nagy szennyezőanyag-tartalmú hibák csoportjában a legáltalánosabb szennyezőfeldúsulás K és Ca együttes előfordulása volt. K és Ca-ot tartalmazó precipitátumokban változó arányban Na, Ba, Cl, S és O is feldúsult. Az ilyen precipitátumok mérete többnyire 5–40 μm közötti volt, a felületből kiemelkedtek, felszínük egyenetlen. A 7. ábrán ezeket a szennyezőket tartalmazó precipitátumnak visszászórt elektron-képét és a szennyezőelemekre jellemző röntgenképeket mutatjuk be. Gyakran előfordult ezenkívül egyetlen elem, a Ca feldúsulása apró 2–10 μm méretű foltokban; az Al-ot, Al és K-ot, ill. Al és O-t tartalmazó képződmények megjelenése; 3–10 μm -es „rozetták”-ban réz és cink együttes feldúsulása. Néhány epitaxiális rétegben Ag és S együttes előfordulása is megfigyelhető volt.

Adott elem feldúsulása vagy elemcsoport együttes kiválása rendszerint meghatározott morfológiai alakzatban történt, ez a későbbiek során megkönnyítette azonosításukat.

A szennyezéskiválások elektromos paramétereiket, elsősorban a letörési feszültséget befolyásoló szerepének megállapítására azonos kísérleti gyártási sorozatból származó Si-diódákat vizsgáltunk meg. Egyekben megtaláltuk a Cu és Zn együttes feldúsulását csekély Fe és Sn szennyező kíséretében, viszonylag sokban pedig K, Ca, Cl, S és O változó arányú együttes feldúsulását. A nehézfém szennyezőket tartalmazó diódák letörési feszültsége a tervezett értéknél 20–30%-kal alacsonyabb volt. K, Ca, Cl, S és O kiválása és a letörési feszültségértékek között viszont nem találtunk összefüggést. A kérdés további tisztázására folytatjuk vizsgálatainkat.

Összefoglalásként megállapíthatjuk, hogy az elektronmikroszkopos vizsgálatok igen hasznos segítséget nyújtanak a kiválási (precipitálódási) jelenségek tanulmányozásához. Ez a körülmény elméleti szempontból azért jelentős, mert a nyert adatokat fel lehet használni a kiválási jelenségek okainak, a szennyezésbeépülés mechanizmusának stb. tisztázására. A technológus pedig a nemkívánatos szenny-

ezőanyagok jelenlétéből következtetni tud arra, hogy ezek a szennyezőelemek a technológiai folyamatnak mely fázisában kerülhettek a félvezető-szeletbe, milyen segédanyagokat nem szabad felhasználnia, hol kell a gyártási higiénit tovább növelnie.

Jelen vizsgálataink eredményeként is sikerült néhány felismert szennyezőelem megjelenését és precipitálódását a technológiai folyamat módosításával kiküszöbölni, mint pl. az Ag és S együttes kiválását az epitaxiális rétegben, valamint a Cl, S, O s kisebb mértékben a K és Ca precipitálódását a Si-egykristályszeletek felületén. Előbbi esetben a szennyezőforrást sikerült kiiktatni, utóbbi esetben megfelelő felületi kémiai reakcióval a kiválásra hajlamos szennyezőket más, könnyen eltávolítható atomcsoportból tudtuk kicserélni [10].

A precipitátumok, mint kristályinhomogenitások hatása a félvezetőeszközök paramétereire ismeretesen sokkal jelentősebb a diszlokációk indirekt hatásánál, ez még jobban alátámasztja az elektronmikroszkopos vizsgálatok jelentőségét.

I R O D A L O M

- [1] Pantó Gy.: MTA X. Oszt. Közl., 1969. 3. sz. 263–281.
- [2] Birks L. S.: Electron probe microanalysis. Wiley, New York—London, 1963.
- [3] Cosslett, V. E.: J. of Electron Microscopy, 16 (1967) 1. sz. 51–64.
- [4] Nagy G.: Földtani Kutatás, XIII. (1970), 2. sz. 27–38.
- [5] W. Czaja: J. Appl. Phys. 37, 2. 918–919. (1966)
- [6] E. R. Shaw, K. M. Busen: J. Electrochem. Soc. — 114, 8. 872. (1967).
- [7] E. Biedermann: J. Electrochem. Soc.; Solid State Sci. 114, 2. 207–208. (1967).
- [8] D. V. Sulway et al.: Solid State Electronics, 11, 567–568. (1968).
- [9] D. V. Sulway et al.: Microelectronics and Reliability, 5, 323–327. (1966).
- [10] Nagy L., Vértesy M.: TKI Közl. 14, 1. 107. (1969).
- [11] Jutasi E., Kormány T.: 6. Magyar Elektronmikroszkóp Konferencia, Balatonszéplak, 1969. (Előadás)
- [12] L. Vecsernyés: Z. anal. Chem. 239, 294–303. (1968).
- [13] T. Kormány, L. Vecsernyés, M. Vértesy, E. Jutasi: „3. Int. Symp. Reinstoffe in Wissenschaft u. Technik”, Drezda, 1970. (Előadás). Kristall u. Technik — 6, 2. 297. (1971).
- [14] T. Kormány, G. Kósza: „ICCG 3, Marseille 1971.” (Előadás).

Sorrendi áramkörök szekunder változóinak meghatározása számítógéppel

ETO 519.123:621.3.06:681.3.06

Jelen dolgozatban sorrendi áramkörök tervezésére kívánunk egy számítógépes módszert bemutatni, amelyet az irodalomból ismert módszerek közül a leginkább áttekinthetőnek és könnyen kezelhetőnek találtunk.

A sorrendi áramkörök — tervezésüket tekintve — abban különböznek a kombinációs áramköröktől, hogy azonos bemeneti kombinációkhoz több, egymástól különböző kimeneti esemény tartozhat.

Így valamely kimeneti eseményt egyértelműen a bemeneti kombináció és a működésnek egy meghatározott fázisa együttesen határozza meg.

A különböző fázisokban előforduló, azonos bemeneti kombinációk megkülönböztetésére szolgálnak a szekunder változók [1].

Ha működésüket és szerepüket tekintjük, célszerű és jogos az alábbi felosztás:

A sorrendi áramkörök működtethetők más rendszerek által meghatározott sorrendben szolgáltatott jelekkel, amelyeknek egy kombinációja a működés bizonyos fázisában valamely kimeneti eseményt hoz létre.

Működtethetők továbbá ciklikusan, az áramkör zárása által, amikor a kívánt jelsorozatot a tervezendő rendszernek kell előállítania és ismételnie. A fenti felosztás a megkülönböztetendő azonos kombinációk miatt jogos.

A működési ütemek több ismert és alkalmazott ábrázolási módszere közül (pl. differenciális típusú ütemdiagram, differenciális típusú idődiagram, állapotdiagram, állapotábrázat) a továbbiakban az állapot típusú ütemdiagramot (röviden ütemdiagramot) használtunk fel.

Sorrendi áramkörök szintézise

A megoldandó feladatok három jellegzetes típusa a következő:

a) Tervezzünk sorrendi áramkört, amelynek be-

menete egyetlen nyomógomb, és tíz lámpa (0–9-ig számozva) képezi a kimenetet úgy, hogy a nyomógomb n -edik működtetése pontosan egy lámpát kapcsoljon be, mégpedig azt, amelyhez az n -edik számot rendeltük.

b) Alkalmazzunk „ÉS”, „VAGY” kapukat és invertereket és ezekből alakítsunk ki $R-S$ flip-flopot az 1. ábra szerint.

c) Tervezzünk soros bináris összeadót, amelynek két bemenete és egy kimenete van.

Hazárdok problémája

Hogy a tervezett rendszer megvalósítva a követelményeknek megfelelően működjön, a működés során átmenetileg kialakuló állapotokat is figyelembe kell venni. Ezen átmeneti állapotokat a továbbiakban *hazárdoknak* nevezzük [3].

A hazárdok okai

Hazárdok jöhetnek létre a rendszert felépítő áramkörök működési sajátosságai miatt és az áramköri egységek között kialakított kapcsolatból. Előbbiek a *statikus*, utóbbiak a *dinamikus* hazárdok. Statikus hazárd például az egyes áramkörök által okozott (csak közelítőleg ismert) késleltetés. A késleltetésnek tulajdonítható az a jelenség is, hogy a flip-flopok állapotváltozása alatt rövid ideig mindkét kimenetén „igen” szint jelenik meg. Dinamikus hazárdok keletkeznek, ha a tervezéskor figyelmen kívül hagyott különböző mértékben késleltetett jelekkel vezéreljük a rendszer blokkjait.

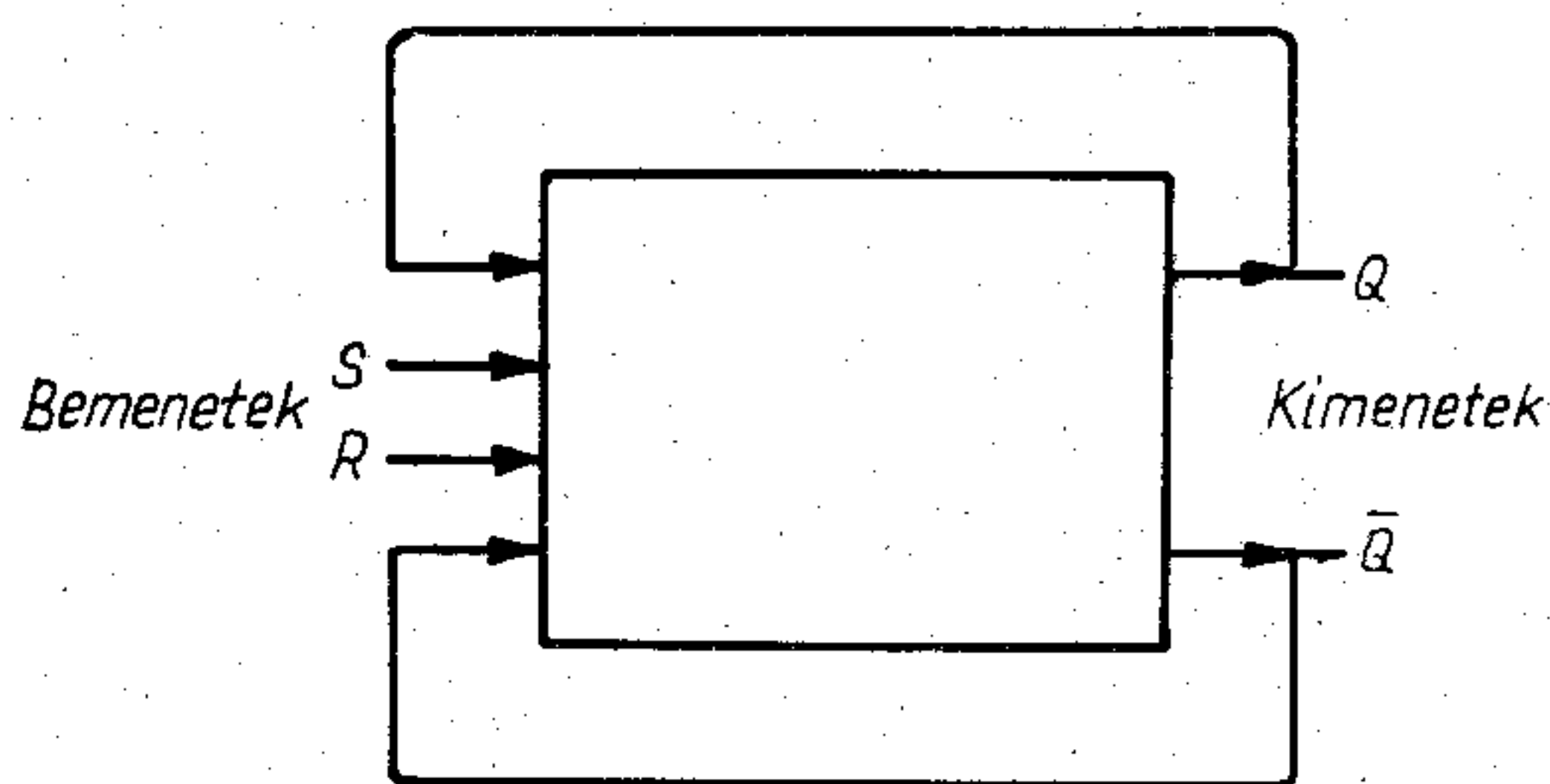
Statikus és dinamikus hazárdok kombinációs és sorrendi áramkörökben is előfordulhatnak.

A sorrendi áramkörök működési sajátosságai miatt jogosan beszélhetünk úgynevezett *lényeges* hazárdokról, amelyeket az különböztet meg a fentiektől, hogy megjelenésük a kimeneti események szempontjából lényeges, ezeket a nem kívánt pillanatban megsemmisíti vagy előidézi.

Célunk a hazárdok figyelembevétele és hatásuk kiküszöbölése.

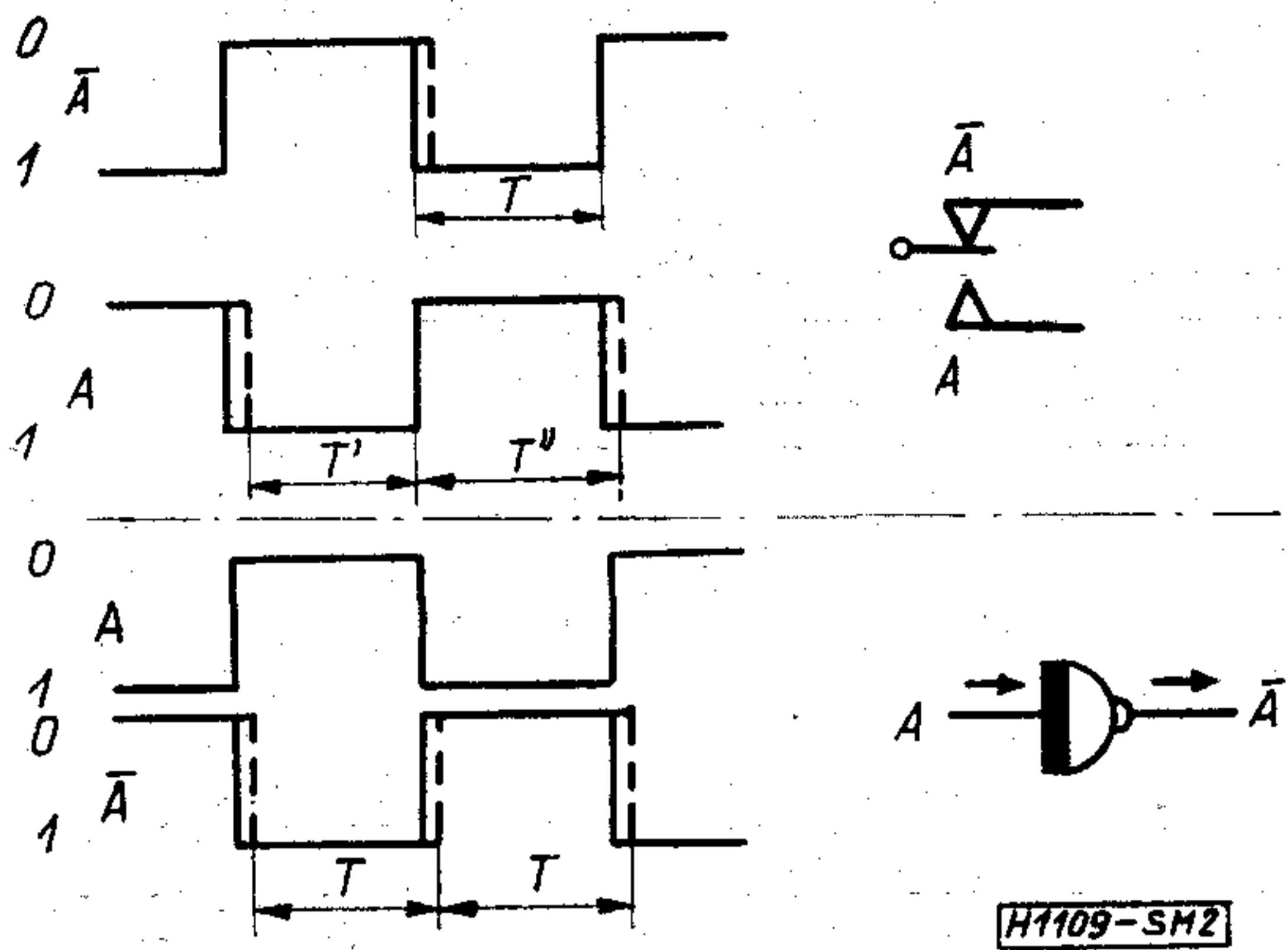
Ha a hibákat vizsgáljuk, fontos, hogy a relés és az elektronikus áramköri megvalósításokat különválasszuk. Ugyanis az inverz jel képzése más-más hibákat hoz a kétféle megvalósításban (2. ábra). A jelfogós esetben az ideálisan 1:1 jel-szünet arány megváltozik, míg az elektronikus inverzió a jel időbeni eltolását okozza.

Ennek az eltolásnak a szerepe az elektronikus megvalósításban jelentősebb.



H1109-SM1

1. ábra. R-S flip-flop vázlata



2. ábra. Inverz jel képzése

Sorrendi áramkör tervezése számítógéppel

A számítógép alkalmazásának előnyei az áramkör-tervezésben ismertek és a gyakorlat által bizonyítottak [2].

A sorrendi áramkörök tervezésénél a változóknak nem is túl nagy száma (5–6) erősen nehezíti egy adott feladat optimális megoldásának kiválasztását. A hazárdok számbavétele már kevés változó esetén is sok számolást jelent.

Az alábbiakban vázoljuk a probléma egyik lehetséges általános megoldásának menetét. Az áramkör gépi úton történő megtervezéséhez a hálózat ütemdiagramját használjuk kiindulási alapként.

Első lépés: a követelményeket tükröző ütemdiagram felvétele. Ez a működés sajátosságai szerint lehet olyan:

– amelynek célja az ütemdiagrammal előírt ciklikus üzemelés biztosítása, illetve

– amelynek célja az ütemdiagram szerint adott változókkal valamely kimeneti függvény képzése.

Második lépés: az ütemhatárokon lehetséges hazárdok számbavétele.

Harmadik lépés: a hazárdokkal bővített ütemdiagram azonos kombinációinak megkülönböztetése szekunder változó felvételével.

Negyedik lépés: a megfelelő szekunder változó kiválasztása.

A tervezés menete

Ütemdiagram felvétele

Egy egyszerű példán illusztrálva, legyen az ütemdiagram:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
A				—	—	—	—			
B			—				—			
C		—				—	—			
L				—						

Az ideális ütemdiagram Boole-mátrixának alakja:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
A	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0
B	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0
C	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0
L	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0

Hazárd kombinációk

A hazárdok azon ütemhatárokon keletkezhetnek, ahol két vagy több változó változik egy időben. Például a 0–1, 1–0 állapotváltozások között felléphetnek a 0–0 vagy 1–1 hazárd bővítő kombinációk.

Az ideális ütemdiagram egyik lehetséges hazárd kombinációkkal bővített Boole-mátrixa abban az esetben, ha L-t kimeneti változóként kezeljük:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10		
A	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0
B	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0
C	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
L	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0

Ha az egymást követő ütemekben három változó változik, a két eredeti ütem között hat a lehetséges hazárd bővítő kombinációk száma.

Általában, ha n az eltérő változók száma, 2ⁿ–2 a lehetséges hazárd bővítő kombinációk száma. Nem abszolút ideális ütemhatárokat feltételezve, a lehetséges bővítő kombinációkból mindig egyet választunk ki a 3. ábra szerint. Az ábra a példánkban előforduló három bővítendő ütemhatárra elhelyezhető bővítő kombinációkat jelöli egymás alatt: 0-val a 0–0, 1-essel az 1–1 bővítő kombinációt. A nyilak pedig az ütemhatárokon az egyes esetekben szereplő bővítő kombinációkra mutatnak.

Ha speciálisan az egyik változó kimeneti függő változó, akkor elég az arra vonatkozó azonos kombinációk megkülönböztetése.

Szekunder változó felvétele

A kombinációk azonosságát egyértelműen eldönthetjük, ha az egyes változóknak például bináris súlyozást tulajdonítunk megállapodás szerint. Példánkban:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
A (2 ⁰)	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0
B (2 ¹)	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0
C (2 ²)	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
	0	4	0	2	3	1	5	7	6	4	5	1	0

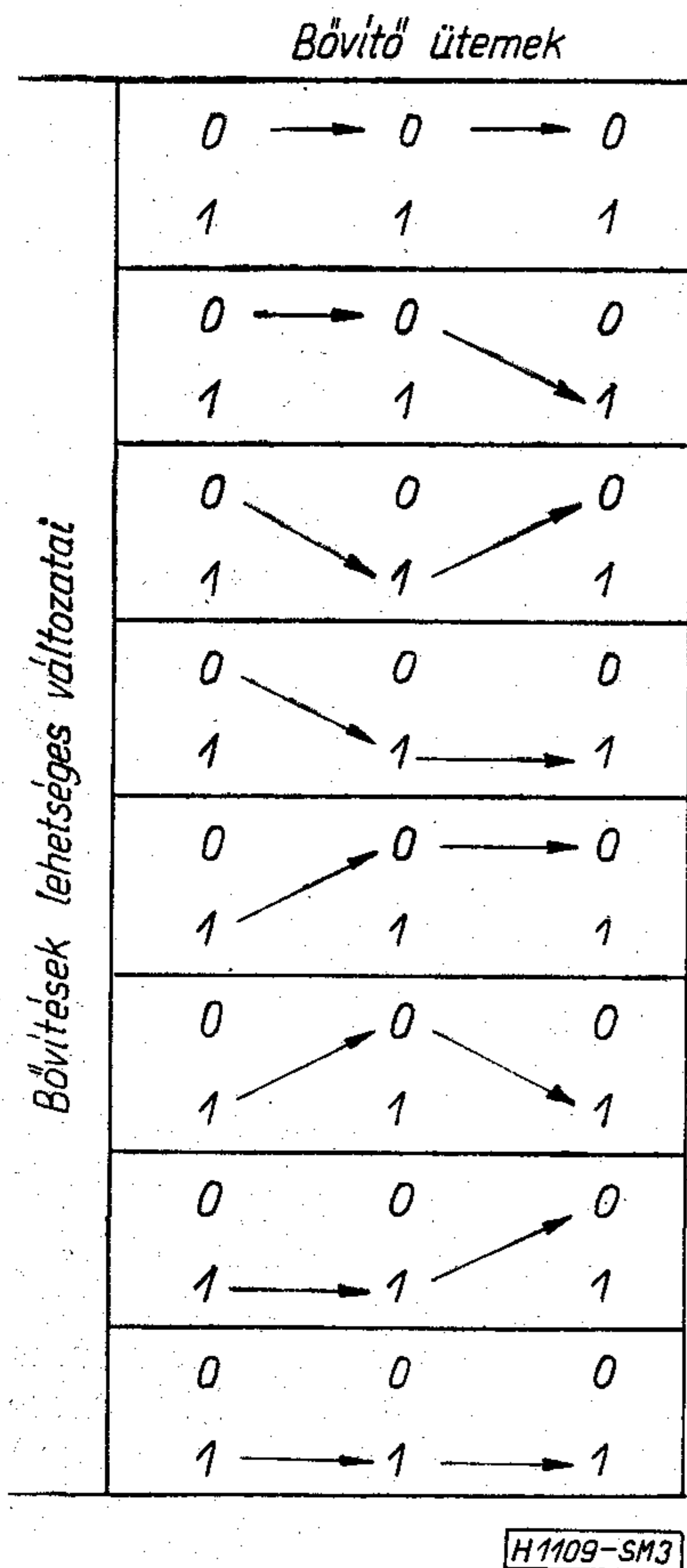
A megkülönböztetéshez szükséges ún. szekunder változók felvétele akkor helyes, ha a megkülönböztetésen túl az áramköri megvalósítástól függő működési sajátosságokat is kielégíti.

Például relés áramkörben:

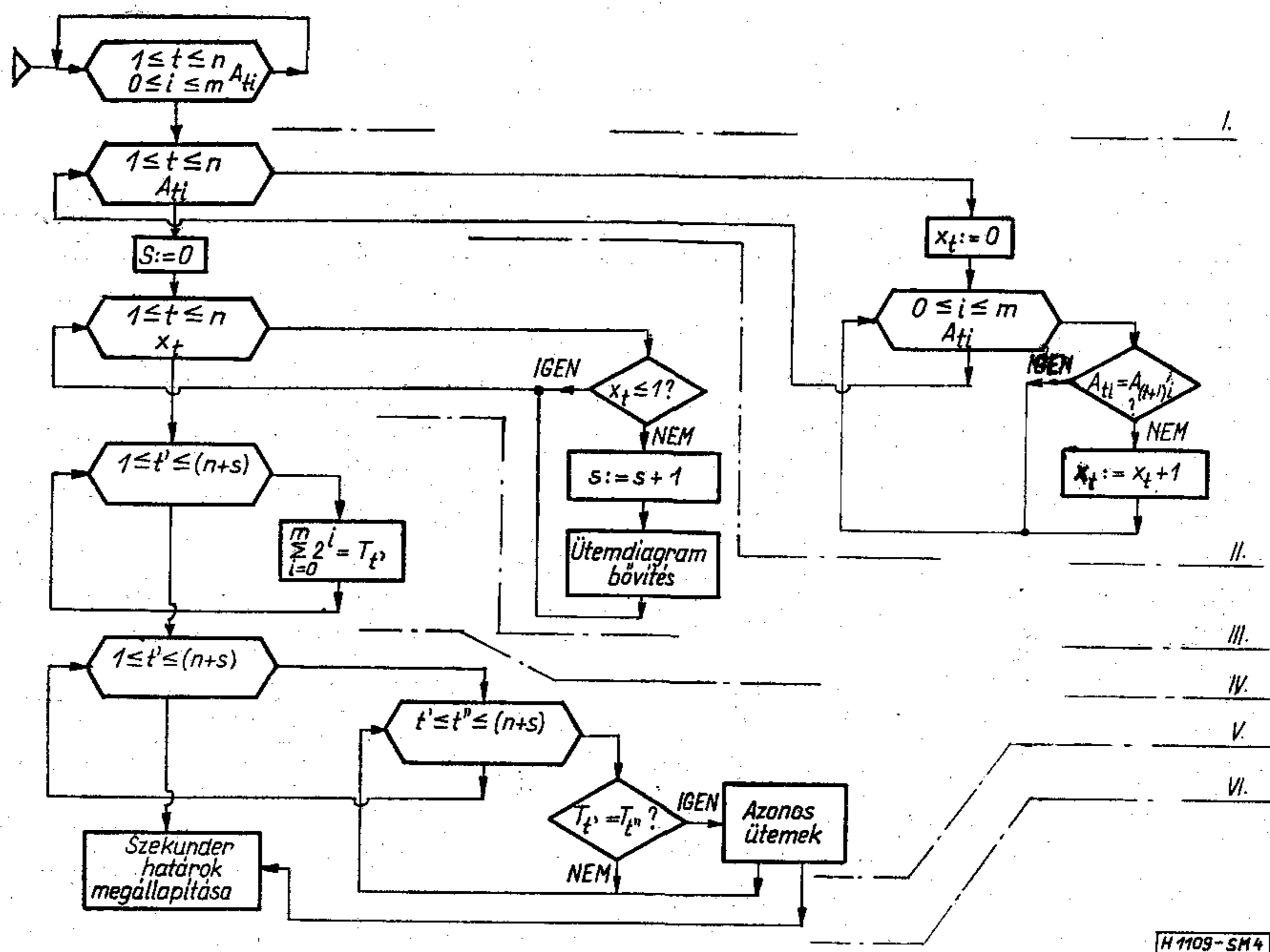
- a meghúzó kombináció máshol nem fordulhat elő, csak a felvett szekunder változó határain belül;
- a szekunder elengedését követő első ütem nem lehet tartó kombináció, mert az a szekunder tartományt szükségtelenül, esetleg károsan növelné.

Szekunder változó kiválasztása

Helyesen választjuk meg a szekunder változót akkor, ha azonos határok között valamennyi bővített Boole-mátrixban megtalálható és ott a vizsgálatok megfelelőnek találták. Ha ilyen több van, a leggazdaságosabban megvalósíthatót választjuk ki. Ha nem találunk megfelelőt, kettő vagy több szekunder vál-



3. ábra. Bővítő ütemek kiválasztása



4. ábra. Tömbvázlat

tozót kell felvenni például úgy, hogy az első szekunder működtejük addig, amíg az első olyan kombinációhoz nem érünk, amelyek az előzőek valamelyikével azonos.

A tervezés tömbvázlata

Az előzőekben leírtak a tömbvázlaton lépésről lépésre nyomon követhetők. Az egyes visszacsatolások révén a gépi működés mechanizmusa válik világossá.

Az információ áramlása a nyilak irányával egyezik.

A tömbvázlat egyes fokozatai (4. ábra):

I. Az ütemdiagram elemeinek behívása.

II. Végig vizsgálja, hogy a Boole-mátrix szomszédos oszlopai hány eleménél térnek el egymástól. x_t értéke a szomszédos ütemek eltérő elemeinek számát rögzíti.

III. Az s azon ütemhatárok száma, ahol $x_t \geq 2$. Az üzemdiagram bővítése az s és x_t értékétől függően történik.

IV. A bővített $n+s$ ütemet tartalmazó üzemdiagram ütemeinek súlyozása. A súlyozott érték T_t .

V. Azonos ütemek kiválogatása.

VI. Az V. fokozat eredményét felhasználva, áramköri megvalósítástól függően történik a szekunder határainak megállapítása.

I R O D A L O M

- [1] Flesch I.—Ruppenthal P.: Kapcsoláselemélet példatár. Tankönyvkiadó, 1967.
- [2] Ledley, R. S.: Programming and utilizing digital computers. McGraw-Hill Book Company, 1962.
- [3] McCluskey, E. J.: Introduction to the theory of switching circuits. McGraw-Hill Book Company, 1965.

Tranzisztoros AB-osztályú teljesítményerősítő-végfokozatok vizsgálata és néhány tervezési szempontja

ETO: 621.375.4.049.62.001.2

A jelenleg korszerű, transzformátor nélküli ellenütemű végerősítők sokféle áramköri megoldással készülnek, de alapkapcsolásukat tekintve szinte kizárólag AB-osztályú üzemben működő emitterkövetők. Méretezésük alapösszefüggései (például a P_{ki} leadott teljesítmény számítása az U_t tápfeszültségből és az R_t terhelő ellenállásból, a végtranzisztorok típusának kiválasztása a határadatok alapján, vagy a hűtőborda méretezése) ismertek, így ezeket a továbbiakban magyarázat nélkül felhasználjuk. Célunk az R_E emitterellenállások és az AB-osztályú munkapontra jellemző I_E nyugalmi emitteráram optimális értékének meghatározása. Ezek a feladatok azonban nem végezhetők el addig, amíg a végfokozat áramköri megoldását és a munkapontot beállító U_k feszültség előállítási módját ki nem választottuk.

Az ellenütemű emitterkövetők lehetséges felépítései közül csak a két legáttekinthetőbb megoldást vizsgáljuk (1. ábra). Bonyolultságukat tekintve az itt bemutatott két kapcsolás között helyezkednek el a két-két tranzisztorból álló komplementer és kvázi-komplementer végfokozatok. Ezek tulajdonságai néhány szempontból rosszabbak, és nehezebben számíthatók, mint a két alaptípusé. Használatuk esetén célszerű, ha viselkedésüket valamelyik vizsgált kapcsolással próbáljuk közelíteni.

A felsorolt áramköri adatok különböző módon befolyásolják a végfokozat hatásfokát, munkaponti stabilitását, torzítását és disszipációját. A hatások egymással összefüggnek, ezért adott viszonyok mellett nem lehet minden tulajdonság szempontjából

optimális megoldást találni. A műszaki feltételek döntik el, hogy melyik optimalizálását tekintjük fontosabbnak.

1. Hatásfok

A végerősítő η_t hatásfokát egyaránt befolyásolja a munkapont és az R_E ellenállás értéke. Jellemezzük a munkapont helyét az $M = \frac{2I_E}{i_{ki\max}}$ aránnyal, ahol $i_{ki\max} = \frac{U_t}{R_t + R_E}$. Ismeretes, hogy a legjobb hatásfokot a tiszta B-osztályú beállításban ($M=0$) nyerjük. Szinuszos jellel, teljes kivezérélnél megközelíthető az $\eta_{\max}=0,78$. Nem lesz lényeges romlás akkor sem, ha a munkapont az $0 < M < 0,15$ tartományban van. (Lásd még később a 4. pontban is.) Különösen nagyobb kivezérélnél elenyésző a különbség.

Az R_E emitterellenállás, azáltal, hogy a tranzisztorok leadott teljesítményének egy részét felemészti, a hatásfokot csökkenti. Ennek eredményeként a tényleges hatásfok:

$$\eta_t = \eta \frac{R_t}{R_t + R_E}$$

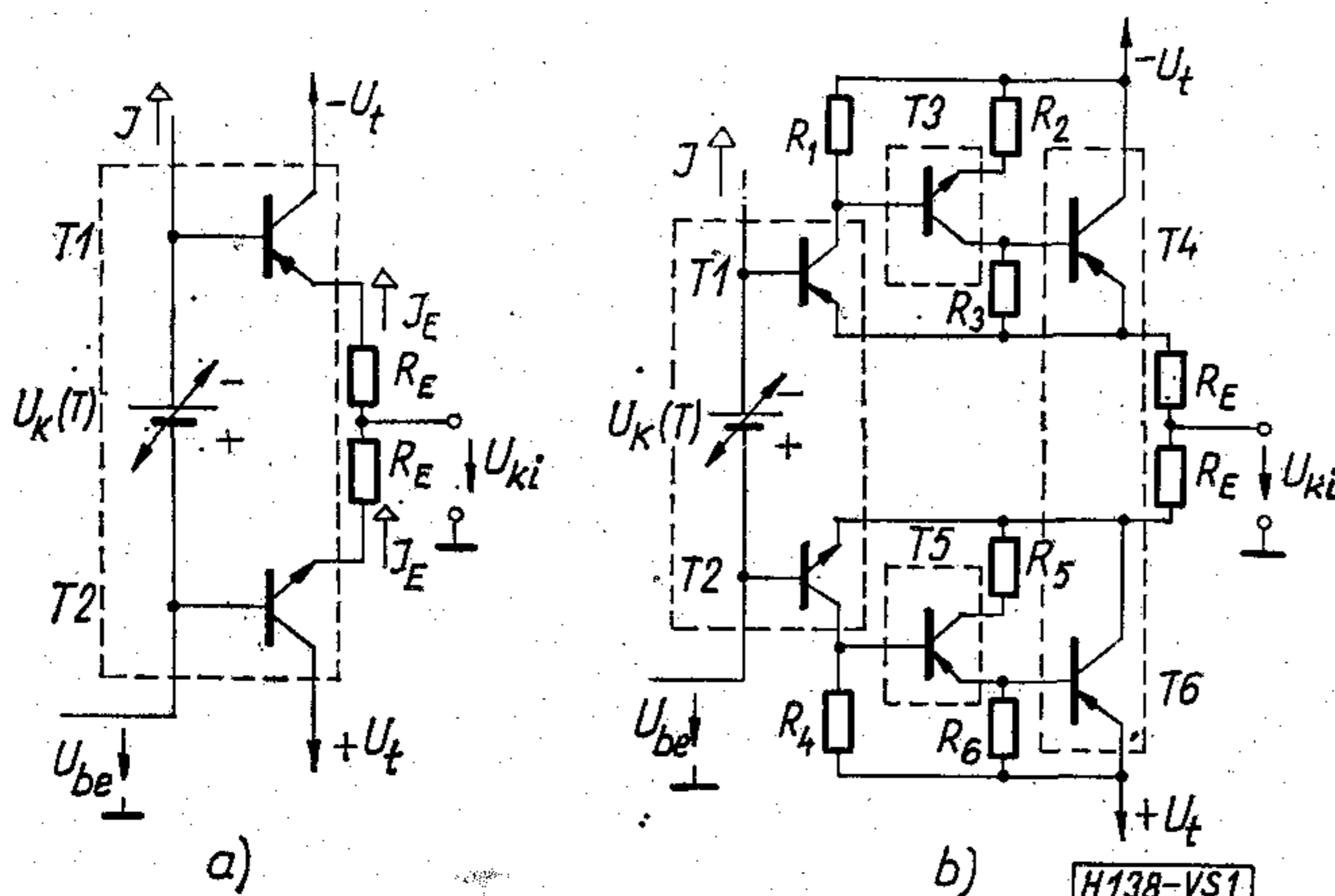
Az R_E ellenállást ebből a szempontból célszerű minél kisebbre választani ($R_E \ll R_t$).

2. Munkaponti stabilitás

Az I_E munkaponti emitteráram T környezeti hőmérséklettől való függése — tekintettel a jelentős disszipációra és a kis R_E ellenállásra — megengedhetetlenül nagy lehet. Ez hátrányos az I_E áramtól függő tulajdonságok (pl. torzítás) vagy megengedett legnagyobb környezeti hőmérséklet szempontjából. A nagy hőmérsékletfüggés termikus megfutást is eredményezhet.

A szükséges stabilizálást az 1a ábrán is jelölt U_k hőmérsékletfüggő előfeszültséggel biztosíthatjuk. A T_1 ; T_2 tranzisztorokkal közös hűtőbordára (az ábrán szaggatott vonallal jelölve) szerelt hőmérsékletfüggő elem (dióda, termisztor vagy tranzisztor) úgy változtatja a hűtőborda T_b hőmérsékletétől függően a feszültségét, hogy a tranzisztorok I_E árama lehetőleg állandó maradjon. A tranzisztorok árama a T_r réteghőmérséklettől függ, az U_k feszültséget előállító elem pedig a hűtőborda T_b hőmérsékletét érzékeli. Ez a stabilizálás szempontjából hátrányos, mert a réteghőmérséklet változása a termikus ellenállásokon leosztva jut el a hőmérsékletfüggő elemig. A leosztás mértéke:

Beérkezett: 1971. XI. 15.



1. ábra. Ellenütemű emitterkövető végfokozatok. Egyszerű komplementer-párral (a) és a Quad-triples kapcsolás egyik változata (b)

$$\gamma = \frac{T_b - T}{T_r - T}$$

A szokásos hűtési viszonyok mellett γ értéke általában 0,2–0,5 lehet. Az U_k feszültség szükséges hőmérsékletfüggését megszabja γ , R_E , valamint a T_1 , T_2 tranzisztorok hőmérsékletfüggése, hűtése és disszipációja. Ideálisan olyan áramkörrel kellene realizálni az U_k feszültséget, melyben függetlenül szabályozható a feszültség értéke és annak hőmérsékletfüggése.

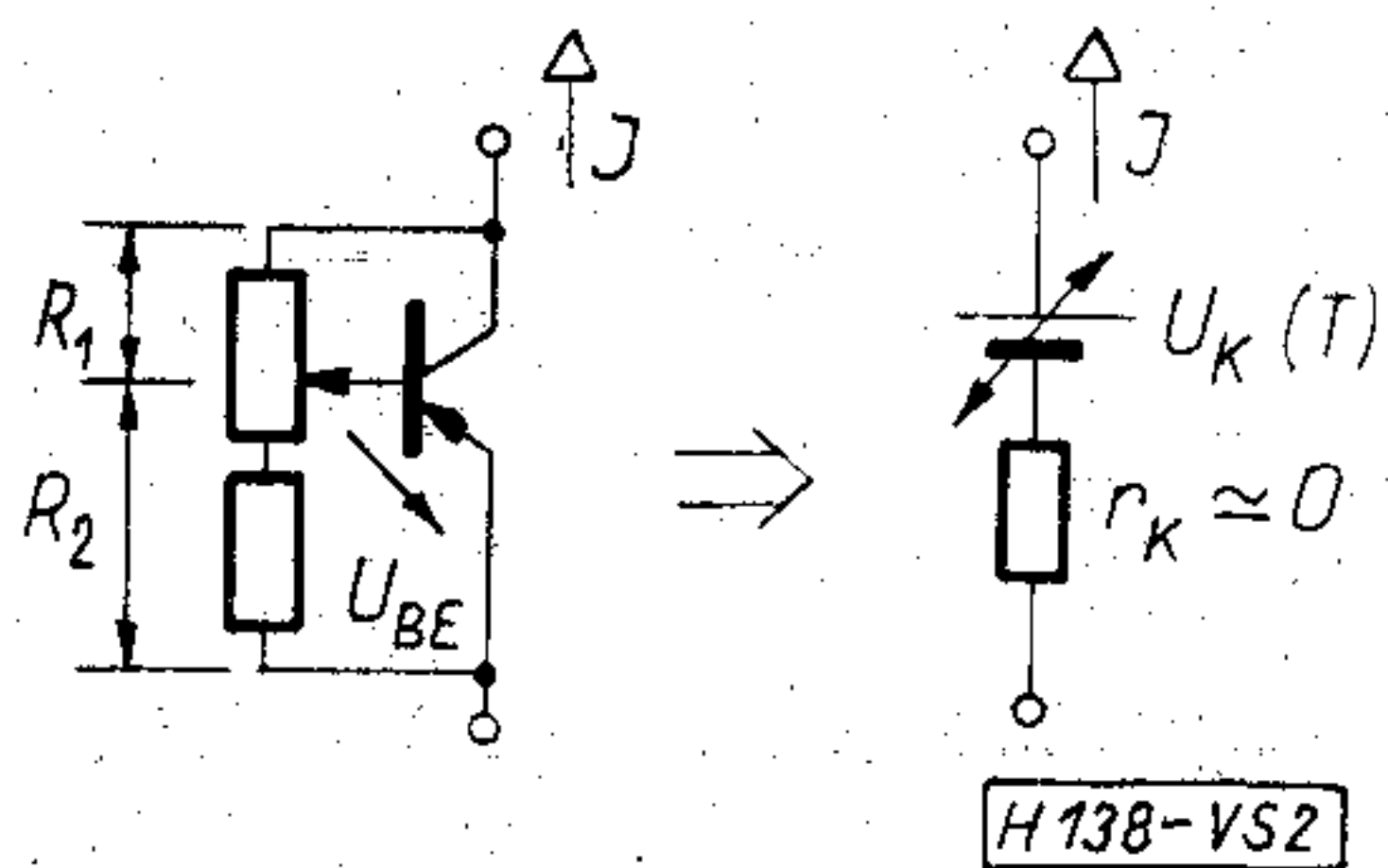
Nem ilyen ideális, de a gyakorlatban jól használható a 2. ábrán bemutatott tranzisztoros kétpólus. Belső ellenállása kicsi, általában elhanyagolható. Hőmérsékletfüggésének kedvező jellege lehetővé teszi, hogy a szobahőmérséklet ± 40 °C-os környezetében az I_E áram megváltozása néhány százalékon belül maradjon. A feszültség értéke az R_1 és R_2 ellenállások arányával változtatható. Vezessük be az ellenállások arányától függő δ mennyiséget

$$\delta = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

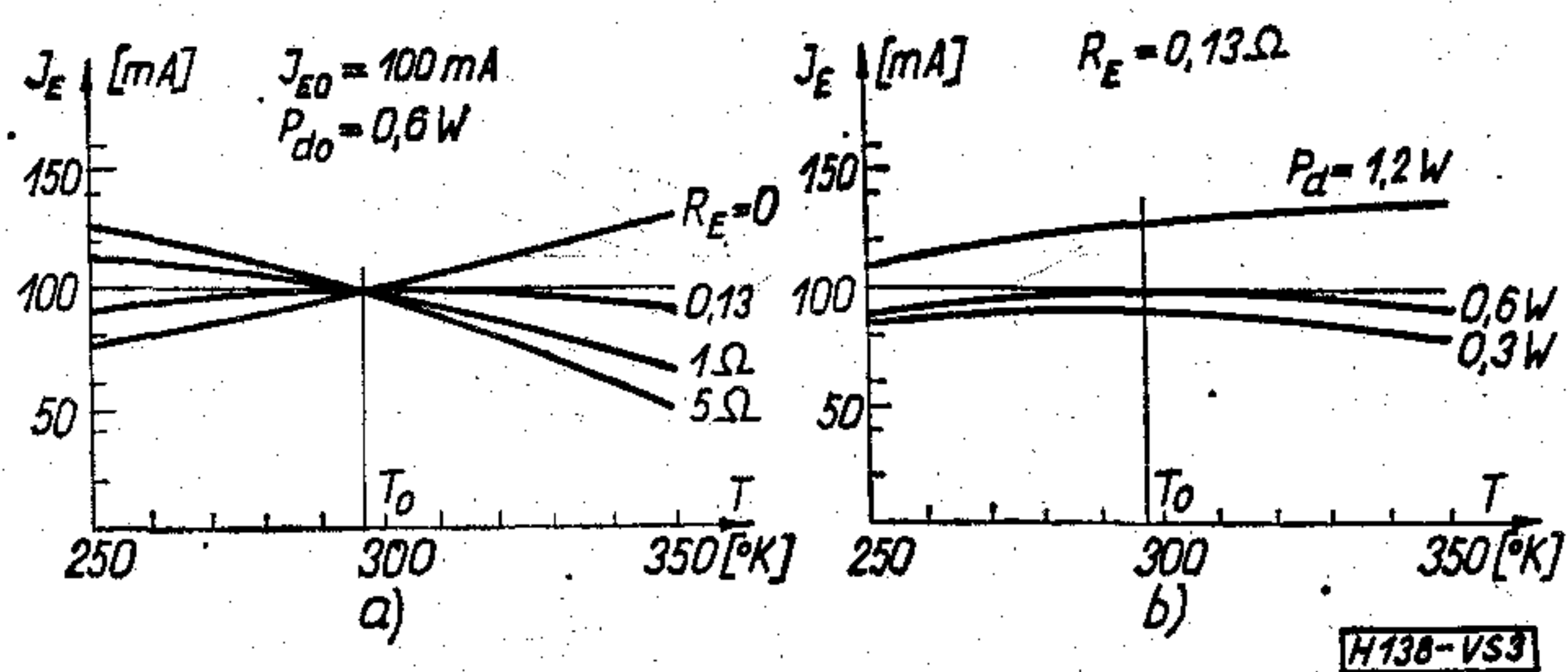
Így U_k feszültség ilyen alakban írható:

$$U_k(T_b) = \delta \cdot U_{BE}(T_b)$$

Mivel egyszerre kell biztosítani a T_1 és T_2 tranzisztorok I_E áramának szobahőmérsékleten előírt értékét, valamint annak minimális hőmérsékletfüggését, a két követelményből a kapcsolat két adatára kapunk felvételt. Ezek az adatok az R_E emitterellenállás, és az R_1 , R_2 ellenállásokkal beállítható δ . A [2] irodalomban részletesen megtalálhatók a méretezési összefüggések. Az I_E áram ilyen módszerrel történő beállítása viszonylag kis R_E értéknél adja a hőmérséklettől független munkapontot, ami a határfok szempontjából kedvező. Az optimális, és ettől eltérő R_E értékeknél, a munkaponti áram hőmérsékletfüggésének jellegét mutatja be a 3a ábra.



2. ábra. Tranzisztoros kapcsolás, és helyettesítő képe, hőmérsékletfüggő munkapontbeállításhoz



3. ábra. Egy AD 161; AD 162 komplementer-párral felépített végfokozat munkapontjának hőmérsékletfüggése

Az eddigi megállapítások vezérlés nélküli esetre vonatkoztak. Változó vezérlésnél azonban a tranzisztorok disszipációja, és ezzel a réteghőmérséklet még állandó környezeti hőmérséklet mellett is megváltozik. A további vizsgálatokhoz a vezérlőjelek két csoportját kell megkülönböztetnünk.

- a) A jel frekvenciája akkora, hogy a T_r réteghőmérséklet a tranzisztor hőtehetetlensége miatt nem tudja követni a disszipált teljesítmény pillanatértékét. Ilyenkor a két tranzisztor réteghőmérséklete azonos és a disszipált teljesítmény átlagértékétől függ.
- b) A jel pillanatértékének változása olyan lassú, hogy közben a tranzisztorok réteghőmérséklete is változik és egymástól eltérő lesz. Az egyenfeszültség-erősítők általában ilyen feltételek mellett működnek.

Az a) feltételt kielégítő vezérlésnél a vezérlőjel átlagos értékének megváltozása okoz disszipáció- és ennek következtében munkapont változást. Az ilyen okból megváltozott I_E munkaponti áram úgy mérhető, hogy az állandó amplitúdóval tartósan vezérelt erősítő bemeneti feszültségét hirtelen megszüntetjük, és egy kis tehetetlenségű (vagy digitális) műszeren az I_E áramot rögtön leolvassuk. Ha a vizsgált végfokozat vezérlés nélkül hőmérsékletfüggetlen munkapontú volt, és a tranzisztorok P_{d0} teljesítményt disszipáltak, akkor a kivezérléssel megváltoztatott disszipáció hatására a munkaponti áram a 3b ábrán bemutatott jelleggel változik. Az ábra az előbb leírt módon mérhető munkaponteltolódást mutatja.

A munkaponti áramot a T környezeti hőmérséklettől és a disszipációtól egyszerre függetlenné tenni csak $\gamma=1$ mellett lehetne. Ennek az az oka, hogy $\gamma \neq 1$ -nél a munkapontbeállító áramkör más mértékben érzékeli a T és T_r hőmérsékletek megváltozását, mint a stabilizálendő tranzisztorok. Önmagában a disszipációtól független munkapont megvalósítható. Az előbbi tranzisztoros munkapontbeállító áramkört alkalmazva, ennek feltétele, hogy δ értékét (és ezzel U_k -t is) $1/\gamma$ -szorosán növeljük. Mivel a munkaponti áram nem változhat, R_E értékét ennél nagyobb mértékben szintén meg kell növelni. Ilyen beállításnál a munkaponti I_E áram mindig erősen csökken a környezeti hőmérséklet növekedésével. A probléma megkerülhető, ha a környezeti hőmérséklettől való függetlenséget biztosítjuk a beállítással, és úgy választjuk meg a munkapontot, hogy a tranzisztorok disszipációja a kivezérléstől minél kevésbé függjön. Ennek lehetőségét a 4. pontban áttekintjük.

Ha a b) típusú lassú vezérlőjel kerül a végfokozatra, akkor a már említett réteghőmérséklet-eltérések miatt a torzitása megnövekszik. A jelenség valamennyire csökkenthető, ha a két végtranzisztor jó termikus csatolásban van egymással. Ilyen vezérlésnél is kedvező tulajdonságú az 1b ábrán bemutatott kapcsolás (Quad-triples). A T_1 , T_3 , T_4 , illetve a T_2 , T_5 , T_6 tranzisztor-hármasok egy-egy belső erősítőt képeznek az 1a ábra szerinti kapcsolat két tranzisztorra helyén. A megoldás előnyei jórészt onnan erednek, hogy a disszipáció zömét a T_4 , illetve a T_6 tranzisztorok viselik és T_1 , T_2 disszipációja gyakorlatilag elhanyagolható. Így a belső erősítők transzfer tulajdonságait meghatározó bemeneti tranzisztorok

réteghőmérséklete csak a környezeti hőmérséklettől függ. Ennek biztosítására a tranzisztorokat a szagatott vonalakkal jelölt elosztásban kell hűtőbordára szerelni. A $T1, T2$ tranzisztorok és a hőmérsékletfüggő munkapontbeállító elem közös hűtőbordára szerelve biztosítják a környezeti hőmérséklettől független munkapontot. A $T3$ és $T5$ külön hűtőbordán vannak, hogy a végtranzisztorok melegedése ne okozzon termikus pozitív visszacsatolást.

A környezeti hőmérséklettől független munkapont beállításához felhasználhatók az 1a ábra szerinti kapcsolás összefüggései [2], ha $T1$ és $T2$ hőmérsékletfüggésének és hűtésének adataival számolunk. A belső erősítők második és harmadik tranzisztorainak hatását úgy vesszük figyelembe, hogy az eredő áramerősítéssel szorzott R_E emitterellenállásokkal számolunk a tényleges érték helyett.

3. Nemlineáris torzítás

Az AB-osztályú komplementer emitterkövetők nemlineáris torzításának vizsgálatát egy nemlineáris ellenállásokat is tartalmazó váltakozóáramú helyettesítő kép segítségével végezzük el (4. ábra). A végfokozatot u_g forrásfeszültségű R_g belső ellenállású meghajtó fokozat táplálja. Bemeneti árama $i_{ki/B}$ értékű, ahol B a fokozat áramerősítése. Annak érdekében, hogy az egész helyettesítő képben csak az i_{ki} áram szerepeljen, az áramerősítést az R_g ellenállás ugyanilyen mértékben való csökkentésével vesszük figyelembe. A végfokozat tranzisztorainak bázis-emitter feszültsége és az R_E ellenálláson eső feszültség, az i_{ki} áram pillanatértékétől függően változik. Az eredő feszültségváltozást az R_d ellenálláson létrejövő feszültségesséssel helyettesítjük.

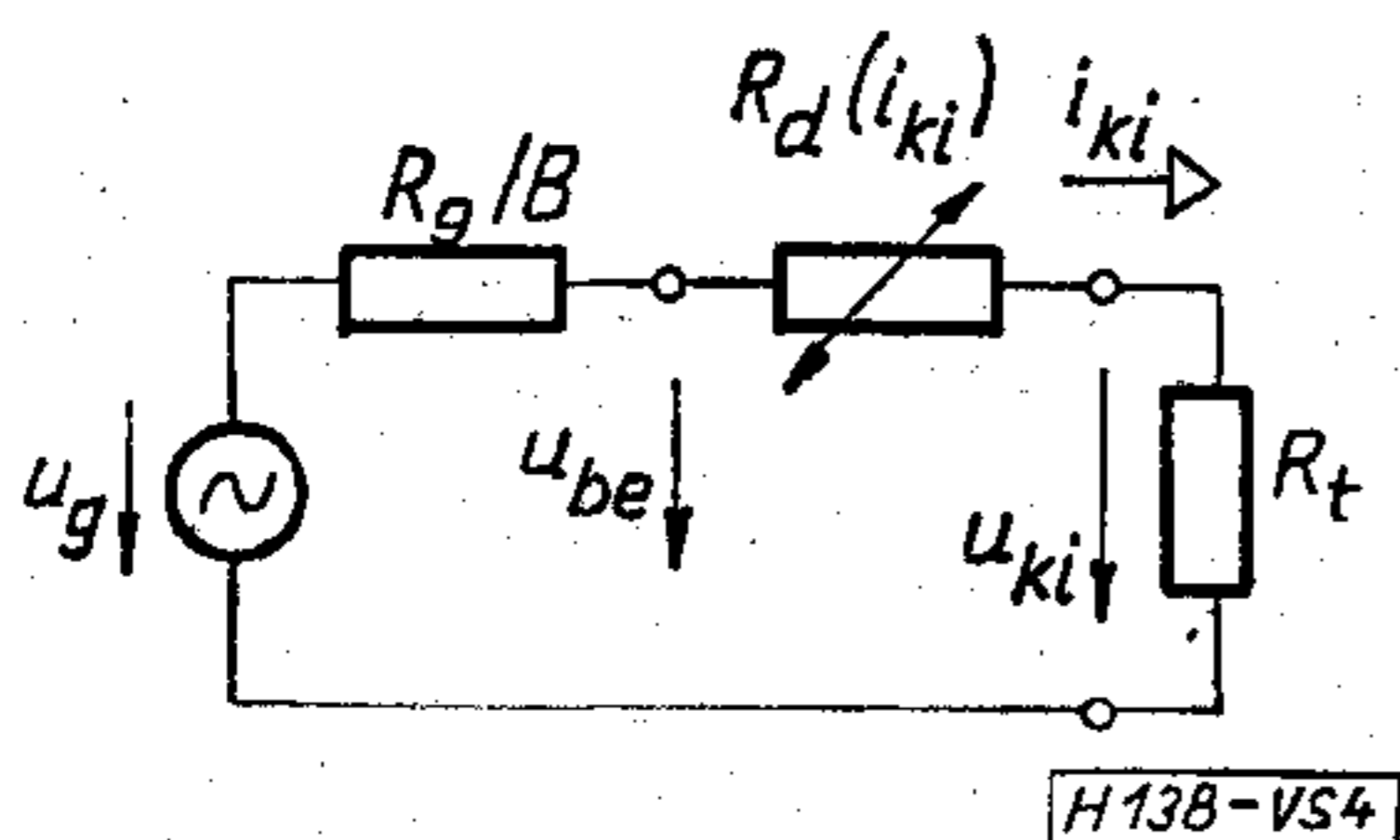
$$R_d = \frac{u_{be} - u_{ki}}{i_{ki}}$$

Az R_d ellenállás a tranzisztorok $U_{BE} = f(I_E)$ karakterisztikája miatt nemlineáris. Értéke a kapcsolás paraméterein kívül függ i_{ki} -től is. A generátor forrásfeszültségére vonatkoztatott feszültségátvitel a helyettesítő kép alapján így írható:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{R_t}{R_t + R_d(i_{ki}) + \frac{R_g}{B(i_{ki})}}$$

A nemlineáris torzítást okozó $R_d(i_{ki})$ és $B(i_{ki})$ függvények ismeretében az átvitel linearitási hibája meghatározható.

A B áramerősítés i_{ki} áramtól függésének egyik legfontosabb oka a két végtranzisztor (vagy a belső



4. ábra. Helyettesítő kép a végfokozat nemlineáris torzításának meghatározásához

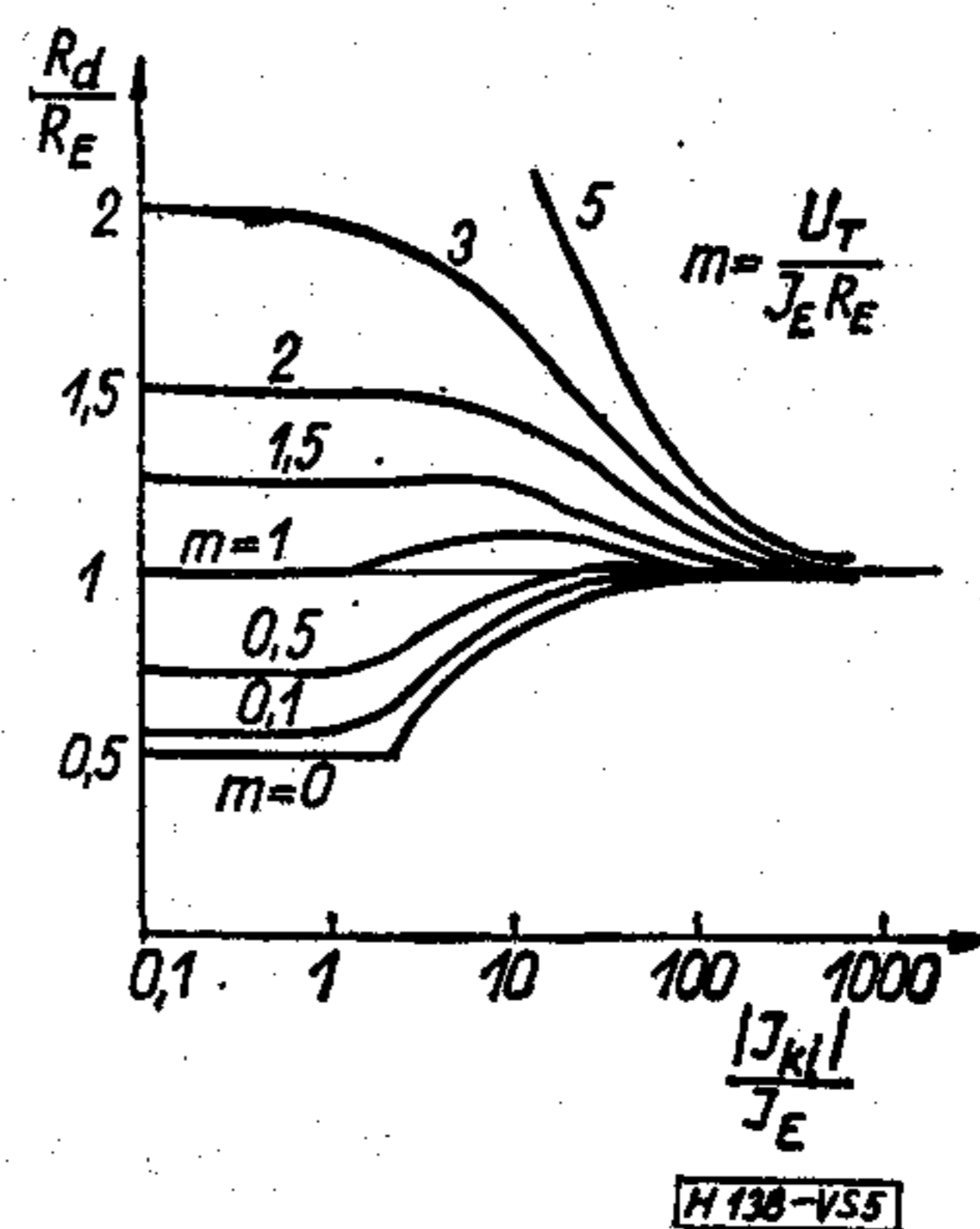
erősítők) eltérő áramerősítése. Ennek kiküszöbölésére $T1$ és $T2$ tranzisztorokat mindkét típusú kapcsolásnál azonos B -re kell válogatni. Az 1b kapcsolásnál ezenfelül az eredő áramerősítést is azonosra kell beállítani, de ez már az R_1, R_3 illetve R_4, R_6 ellenállások változtatásával is elvégezhető.

A négy tranzisztorból álló komplementer és kvázi-komplementer kapcsolásoknál bonyolultabb a helyzet. A két fél áramerősítésének itt is azonosnak kell lenni. Az $R_d(i_{ki})$ nemlinearitásra vonatkozó alábbi megállapítások azonban, néhány kivételtől eltekintve nem használhatók, mert a kapcsolások nem vezethetők vissza az 1a ábra szerinti elrendezésre.

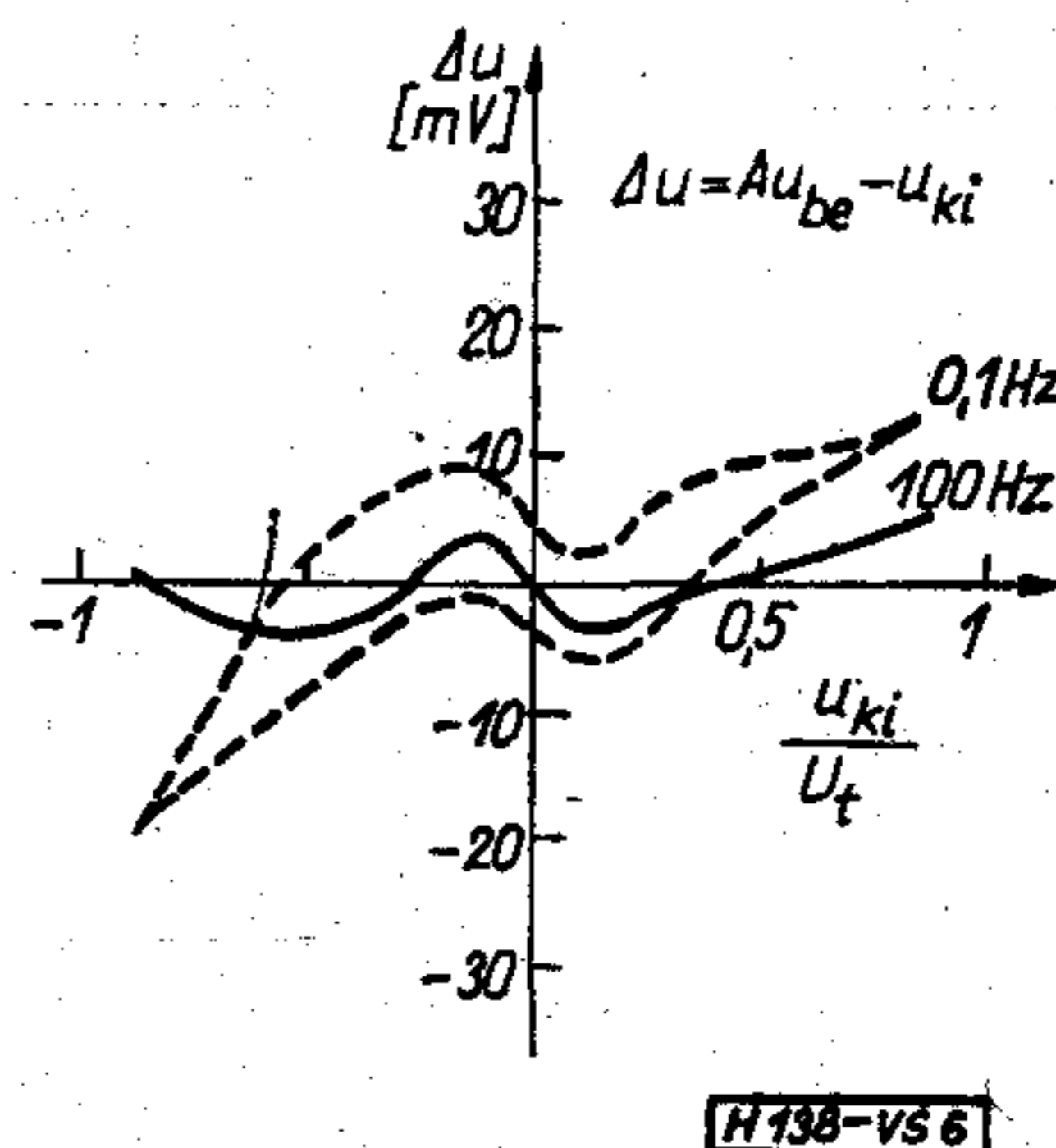
Teljesen szimmetrikus $T1, T2$ komplementer-párt feltételezve, az R_d ellenállás relatív értékének a kimeneti áramtól való függését mutatja az 5. ábra. Az ellenállás változási tartományát jelentősen befolyásolja a munkapontra jellemző m paraméter. A legkisebb torzítást az $m=1-1,5$ munkapontok adják (U_T a termikus potenciál). Tehát szobahőmérsékleten az $I_E \cdot R_E$ feszültségnek 26–40 mV között kell lenni. Figyelemre méltó a torzítás jellegét meghatározó m tényező hőmérsékletfüggése:

$$m = \frac{U_T}{I_E R_E} = \frac{T_r}{I_E} \frac{k}{q R_E}$$

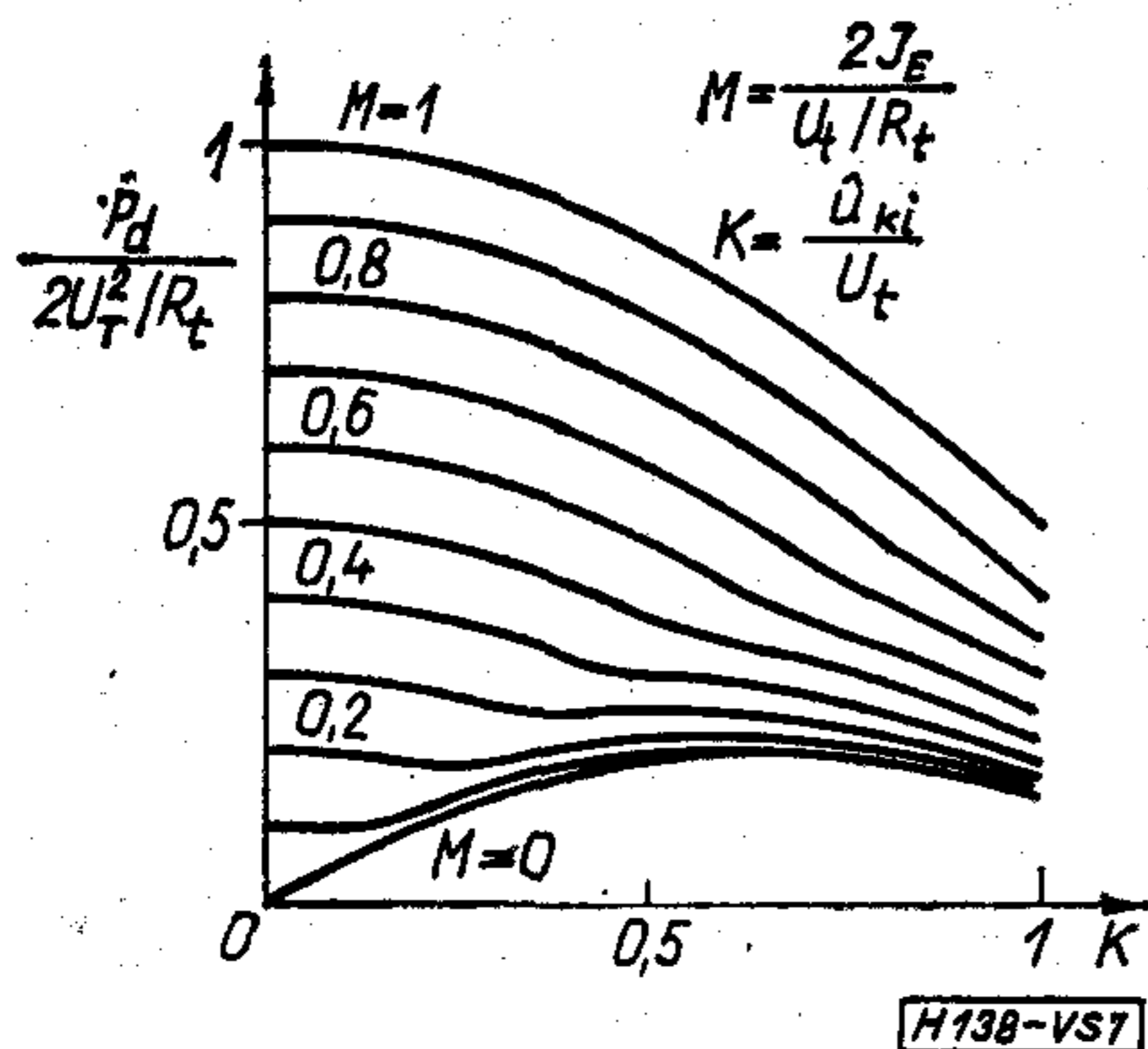
Ha a munkaponti áram arányosan változik az abszolút hőmérsékletben mért T_r réteghőmérséklettel, akkor a torzítás hőmérséklettől független. Természetesen ez akkor igaz, ha mindkét tranzisztor réteghőmérséklete azonos.



5. ábra. Az R_d ellenállás változása a kivezérlés függvényében



6. ábra. Egy AD 161; AD 162 komplementer-párral felépített végfokozat linearitási hibája közepes- és kisfrekvencián



7. ábra. Ellenütemű erősítő egyik tranzisztorán disszipált teljesítmény szinuszos vezérlésnél, a kivezérlés és a munkapont függvényében

Az R_d ellenállás nemlinearitása, illetve a B áramerősítés változása, különböző súllyal befolyásolják az eredő linearitási hibát. A súlyozás az ellenállások egymásközti viszonyától függ. Kis R_t és R_g ellenállásoknál a bázis-emitter karakterisztika miatt nemlineáris R_d dominál. Az ebből adódó torzítás angol elnevezése a „crossover distortion”.

Ha a mérendő torzítás, vagy a mérési frekvencia kicsi ($k < 0,1\%$, illetve $f < 10$ Hz), akkor a szokásos, torzításmérővel való mérés nem alkalmazható. Pozitív erősítésű rendszeren ilyen körülmények között is jól mérhető a linearitási hiba. A módszer lényege, hogy nagy közös jelelyomású differenciál erősítő oszcilloszkóppal a kimeneti és bemeneti feszültségek különbségét rajzoljuk fel az ernyőre, a kimeneti feszültség függvényében. Ha a vizsgált rendszer erősítése eltér az egységtől, akkor a nagyobbik feszültség ilyen mértékben leosztott részével képezük a különbséget. Ezzel a módszerrel végzett mérések eredménye látható a 6. ábrán. A vizsgált egyszerű komplementer végfokozat linearitási hibája alacsony frekvencián közelítőleg négyszeresére nőtt. Hasonló méréssel az 1b ábrán bemutatott végfokozatnál a torzítás növekedése kis frekvencián nem észlelhető.

A tapasztalatok szerint a végfokozat torzítása olyan kis szintre is leszorítható, hogy a meghajtó fokozat (szokás szerint földelt emitteres, nagy kivezérlésű aszimmetrikus kapcsolás) torzítása alá csökken. Váltakozóáramú erősítőknél a meghajtófokozat linearitását kollektorköri feszültség-utánhúzással szokták javítani. Nagyon igényes esetekben javasolható a [4] irodalomban ismertett megoldás. Ez földelt emitteres ellenütemű végfokozatot és különleges megoldású meghajtóáramkört használ.

4. A disszipáció változása

Vizsgálataink utolsó részeként a munkapontnak a disszipáció változására gyakorolt hatásával foglalkozunk. A 7. ábrán láthatjuk az egy tranzisztoron disszipált teljesítmény relatív értékének változását a munkapont és kivezérlés függvényében. A görbesereg az a) pontban előírt frekvenciájú szinuszos vezérlésre vonatkozik. A legkisebb, de relatív nagyon változó disszipált teljesítménnyel a B -osztályú beállítás ($M=0$) dolgozik. Számunkra sokkal kedvezőbb lehet az $M \approx 0,2$ munkapont, mert ennél a disszipált teljesítmény még alig nagyobb, ugyanakkor a teljes kivezérlési tartományban mérhető ingadozása nem éri el a $\pm 10\%$ -ot.

A leadott teljesítmény nem függ a munkaponttól, tehát a nagyobb disszipáció rosszabb hatásfokot (η) jelent. Ha a körülmények lehetővé teszik a $M \approx 0,2$ munkapont beállítását, akkor ezzel a kivezérlés váltakozásakor létrejövő munkaponteltolódás változó áramú erősítőknél minimálisra csökkenthető.

I R O D A L O M

- [1] Oppermann, W.: Probleme bei eisenlosen Endstufen, Funkschau. 1969. No 16.
- [2] Varga S.: Teljesítményerősítők végtranzisztorainak munkaponti stabilitása. Mérés és Aut. XIX. (1971) 8. sz. (aug.)
- [3] Oliver, B. M.: Distortion in Complementary-Pair Class-B Amplifiers. Hewlett-Packard Journal. 1971. febr.
- [4] Blomley, P.: New Approach to Class B Amplifier Design. Wireless World. 1971. march. (127—131. old.)

ДК 621.375.4.049.7—111

Д-р Хазман, И.—Боршани, Г.:

Проектирование резонансных усилителей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 3

Авторы во первых рассматривают характерные свойства транзисторов для интегральных схем. Потом следует анализ двухкаскадных усилителей, с добавлением описания методов, обеспечивающих желательную стабильность. Дан метод по расчету и оптимизации усиления при данной стабильности. Наконец даны выводы, служащие для практического проектирования.

ДК 512.831:621.372.2.001.24

Д-р Ваго, И.:

Определение характерных матриц сети, состоящей из линий передачи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 3

В статье расчет сетей из линий передачи выполняется путем теории графов. Напряжения и токи в пиках выражаются из уравнений матриц. Пользованием этих результатов показывается общий метод определения матриц, характеризующих сеть, так матриц проводимостей Y , импедансов Z и рассеяния S .

ДК 543.423.8:546.28

Д-р Кормань, Т.—Надь, Г.:

Испытание электронным микронзондом материалов и средств для техники связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 3.

Статья состоит из двух частей. В первой части излагается построение и применение электронного микронзонда. Во второй части дан отчет о собственных результатах авторов в испытании осадков в кремнии. Текст иллюстрируется фотоснимками авторов издается.

ДК 519.123:621.3.06:681.3.06

Салаи, М.:

Определение вторичных переменных последовательных цепей с помощью ЭВМ

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 3

Статья дает метод ЭВМ одной задачи возникающей в разработке последовательных цепей: устранения ошибок, вызванных переходными явлениями (интенсивностью отказов). После краткого описания интенсивности отказов и их причин следует изложение хода мыслей метода расчета при помощи ЭВМ, с блок-схемой, соответствующей алгоритму программы ЭВМ.

ДК 621.375.4.049.62.001.2

Варга, Ш.:

Испытание и некоторые точки зрения проектирования мощных усилительных каскадов на транзисторах класса АВ

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 3

Выбор основных данных проектирования режима класса АВ мощных двухтактных эмиттерных повторителей на транзисторах: установление и стабилизация рабочей точки, искажение, рассеяние. Основанием проектирования являются литературные данные, измерения и анализ теоретических основ с помощью ЭВМ.

DK 621.375.4.049.7—111

Dr. Házman, I.—Borsányi, Gy.:

Entwurf von abgestimmten Verstärkern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

Zuerst werden die charakteristischen Eigenschaften der integrierten Stromkreistransistoren untersucht. Dies wird durch die Untersuchung der zweistufigen Verstärker und der Stabilität der Stromkreise, ergänzt mit der Erörterung der Methoden, die die gewünschte Stabilität sichern, gefolgt. Neben gegebener Stabilität wird eine Methode zur Berechnung und Optimierung der Verstärker, erklärt. Zuletzt werden Schlussfolgerungen abgezogen, die als Basis des praktischen Entwurfs dienen.

DK 512.831:621.372.2.001.24

Dr. Vágó, I.:

Bestimmung der charakteristischen Matrixen von Netzen bestehend aus Fernleitungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

In dem Artikel wird die Berechnung der Speiseleitungsnetze mit der Graphtheorie durchgeführt. Die in den Spitzen auftretenden Spannungen und Ströme werden durch Matrixgleichungen ausgedrückt. Mit der Anwendung dieser Ergebnisse wird eine allgemeine Methode zur Bestimmung der Matrixen, die die Netze charakterisieren (zum Beispiel Y Admittanz, Z Impedanz und S Streumatrix) erörtert.

DK 543.423.8:546.28

Dr. Kormány, T.—Nagy, G.:

Prüfung von fernmeldetechnischen Materialien und Geräte mit Elektronenmikrosonde

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

Der Artikel besteht aus zwei Teilen. In dem ersten Teil erörtern die Verfasser die Konstruktion und Anwendungsgebiete der Elektronenmikrosonde, in dem zweiten Teil informieren sie uns über ihre errungenen Ergebnisse, d.h. sie prüfen Präzipitate in Silizium. Der Artikel wird mit den Photoaufnahmen der Verfasser illustriert.

DK 519.123:621.3.06:681.3.06

Szalai, M.:

Bestimmung der Sekundärvariablen der Sequentialstromkreise mit Rechenmaschine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1971) № 3.

In dem Artikel wird eine Rechenmaschinenmethode zur Beseitigung der Fehler, die durch die Hasarde verursacht werden, gegeben. Diese Beseitigung der Fehler ist bei dem Entwurf eine sehr wichtige Aufgabe. Nach einer kurzen Beschreibung der Hasarde und deren Ursache folgt die Erklärung des Gedankenganges mit einem dem Algorithmus des Rechenmaschinenprogramms entsprechenden Blockschema.

DK 621.375.4.049.62.001.2

Varga, S.:

Untersuchung der Leistungsverstärkerendstufen Klasse АВ, mit Transistoren und einige Gesichtspunkte deren Entwurf

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

Auswahl der wichtigsten Entwurfsangaben eines Emitterfolgers in Gegentakt — АВ — Betrieb, Einstellung dessen Arbeitspunktes und Stabilität, Verzerrung und Dissipation. Literarische Angaben, Messungen und die mit Komputern ausgeführten Analysen der theoretischen Grundlagen dienen als Basis des Entwurfes.

UDC 621.375.4.049.7—111

Dr. Házman, I.—Borsányi, Gy.:

Planning of Tuned Amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

First, the characteristic properties of the integrated circuit transistors are examined. This is followed by the examination of the two-stage amplifiers and the stability of the circuits, completed with the description of the methods ensuring the required stability. At a given stability a method is presented for the calculation and optimization of the gain. Finally conclusions are drawn serving as the basis of practical planning.

UDC 512.831:621.372.2.001.24

Dr. Vágó, I.:

Determination of the Characteristic Matrix of Networks Comprising Transmission Lines

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

In the paper the calculation of the transmission line networks is made by means of the graph theory. The voltages and the currents occurring in the vertices are expressed by matrix equations. By the use of these results a general method is presented for the determination of the matrixes characterizing the network, i.e. the Y admittance, Z impedance and the S reflection matrix.

UDC 543.423.8:546.28

Mrs. Dr. Kormány, T.—Nagy, G.:

Electron Micro-Probe Test of Materials and Devices for Telecommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

The paper consists of two parts. In the first part the construction and the field of application of the electron micro-probe is presented. In the second part an account is given of the results obtained by the authors, precipitates are tested in silicon. The paper is illustrated by photos made by the authors.

UDC 519.123:621.3.06:681.3.06

Szalai, M.:

Determination of Secondary Variables of Sequential Circuits by Computers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

The paper presents a computer method to eliminate the errors caused by the hazard. These errors occur at the design of sequential circuits. After a brief description of the hazard and their causes follow the main features of the computer aided design method with a block schematic corresponding to the algorithm of the computer programme.

UDC 621.375.4.049.62.001.2

Varga, S.:

Examination of Transistorised Class AB Power Amplifier Output Stages and Some Aspects of its Design

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

Selection of the main data of the class AB operation of emitter follower push-pull power amplifiers with transistors, adjustment of the operating point and its stability, distortion and dissipation. The design is based on literary data, measurements and the analysis of theoretical principles by a computer.

CDU 621.375.4.049.7—111

Dr. Házman, I.—Borsányi, G.:

Projet des amplificateurs à résonance

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

Les auteurs examinent, tout d'abord, les propriétés caractéristiques des transistors, employés dans circuits intégrés. Ensuite suit analyse des amplificateurs à deux étages et de la stabilité des circuits, complétée par l'exposition des méthodes pour assurer une stabilité exigée. Une méthode est décrite pour le calcul et optimisation de l'amplification, en cas d'une stabilité donnée. Enfin conclusions sont tirées en ce qui concerne le projet pratique.

CDU 512.831:621.372.2.001.24

Dr. Vágó, I.:

Détermination des matrices caractéristiques d'un réseau comprenant des lignes de transmission

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

Le calcul des lignes de transmission est fait dans l'article par la méthode des graphes. Les tensions et courants dans les crêtes sont exprimés par des équations de matrices. Utilisant ces résultats, une méthode universelle est présentée pour déterminer les matrices caractéristiques — matrice d'impédance, d'admittance et de réflexion — du réseau.

CDU 543.423.8:546.28

Dr. Kormány, T.—Nagy, G.:

Essais avec microsonde électronique des matières et dispositifs de télécommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

L'article se compose de deux parties. Dans la première partie exposent les auteurs la construction et le domaine d'application de la microsonde électronique. Dans la deuxième partie ils rendent compte de leur résultats, ils essaient précipitations dans silicium. L'article est illustré par leur propres photos. La première partie de l'article sera publiée dans No. 3., la deuxième partie dans No. 4. de notre journal.

CDU 519.123:621.3.06:681.3.06

Szalai, M.:

Détermination des variables secondaires des circuits de séquence par un ordinateur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

L'article donne une méthode exécutée par un ordinateur, pour éliminer les erreurs produits par les hasards. La description des hasards et leur causes est suivie par une exposition brève de la méthode de projet par ordinateur avec une esquisse schématique du programme de l'algorithme pour l'ordinateur.

CDU 621.375.4.049.62.001.2

Varga, S.:

Essai et quelques points de vue du projet des étages d'amplification de puissance classe AB à charge d'émetteur comprenant transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 3.

Sélection des données plus importantes des étages d'amplification, de puissance classe AB push-pull à charge d'émetteur: réglage et stabilisation du point de fonctionnement, distorsion, dissipation. Le projet est basé sur données littéraires, mesures et l'analyse des bases théoriques par un ordinateur.

Tartalom összefoglalók

ETO 621.375.4.049.7—111

Dr. Házman I.—Borsányi Gy.:

Hangolt erősítők tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 3. sz.

A szerzők először az integrált áramköri tranzisztor jellemző tulajdonságait vizsgálják. Ezt a kétfokozatú erősítők, majd az áramkörök stabilitásának vizsgálata követi, kiegészítve a kívánt stabilitást biztosító módszerek ismertetésével. Adott stabilitás mellett módszert közölnek az erősítés számítására és optimalizálására. Végül levonják a következtetéseket, amelyek a gyakorlati tervezés alapjául szolgálnak.

ETO 543.423.8:546.28

Dr. Kormány T.—Nagy G.:

Híradástechnikai anyagok és eszközök elektronmikroszondás vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 3. sz.

A cikk két részből áll. Az első részben a szerzők az elektronmikroszonda felépítését és alkalmazási területét ismerteti. A második részben saját eredményeikről számolnak be, precipitátumokat vizsgálnak szilíciumban. A cikket saját felvételeik illusztrálják.

ETO 512.831:621.372.2.001.24

Dr. Vágó I.:

Tápvonalakból álló hálózat jellemző mátrixainak meghatározása

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 3. sz.

A dolgozatban a távvezeték hálózatok számítása gráfelméleti uton történik. A csúcsokban fellépő feszültségeket, áramokat mátrix-

egyenletből fejezi ki. Ezen eredmények felhasználásával általános módszert mutat be a hálózatot jellemző mátrixok — így az Y admittancia, a Z impedancia és az S reflexiomátrix meghatározására.

ETO 519.123:621.3.06:681.3.06

Szalai M.:

Sorrendi áramkörök szekunder változóinak meghatározása számítógéppel

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 3. sz.

A cikk a sorrendi áramkörök tervezésénél jelentkező egyik fontos feladatra, az átmeneti jelenségek (hazárdok) által okozott hibák kiküszöbölésére ad egy számítógépes módszert. A hazárdok és azok okainak rövid leírása után a számítógépes tervezési módszer gondolatmenetének ismertetése következik, a számítógépes program algoritmusának megfelelő tömbvázlattal.

ETO 621.375.4.049.62.001.2

Varga S.:

Tranzisztoros AB osztályú teljesítményerősítő végfokozatok vizsgálata és néhány tervezési szempontja

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) 3. sz.

Tranzisztoros ellenütemű AB osztályú teljesítményerősítők főbb tervezési adatainak helyes megválasztásával a munkaponti stabilitás, torzítás, disszipáció és a hatásfok kedvező értéken tartható. A tervezés alapjául irodalmi adatok, mérések és az elméleti összefüggések számítógépes elemzése szolgálnak.