

# HÍRADÁS- TECHNIKA

---

---

---

A HÍRADÁS-  
TECHNIKAI  
TUDOMÁNYOS  
EGYESÜLET  
LAPJA

3

# HÍRADÁS TECHNIKA

1975. március, XXVI. évfolyam 3. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

## TARTALOM

DR. VESZELY GYULA: A résztartományok módszere bonyolult keresztmetszetű csőtápvonalak analízisére .....	65
PAP LÁSZLÓ—CERNÁK JÓZSEF: Műveleti erősítők kompenzálása előrecsatolással .....	68
SZTIPÁNOVICS JÁNOS: Optimális kvantálás additív zajszűrés esetén .....	79
Negyedik Hálózatelméleti Nyári Iskola .....	84
DR. HÁZMAN ISTVÁN: Negatív visszacsatolás hatása az erősítők nemlineáris torzítására .....	86
DR. BERCELI TIBOR: Jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátorok nagyjelű jellemzői .....	89
Szemle .....	67, 78
A Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola pályázatot hirdet .....	94
Tartalmi összefoglalások .....	95
Обобщения .....	95
Zusammenfassungen .....	96
Summaries .....	96
Résumés .....	B/III

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL,  
DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, DR. RUPPENTHAL PÉTER, DR. SÁRKÖZY  
GÉZA. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad:  
SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ, telefon: 495-098

### HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja:  
a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1906 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi  
Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Köz-  
ponti Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI  
215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta.  
A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149.  
74.3061 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25 375

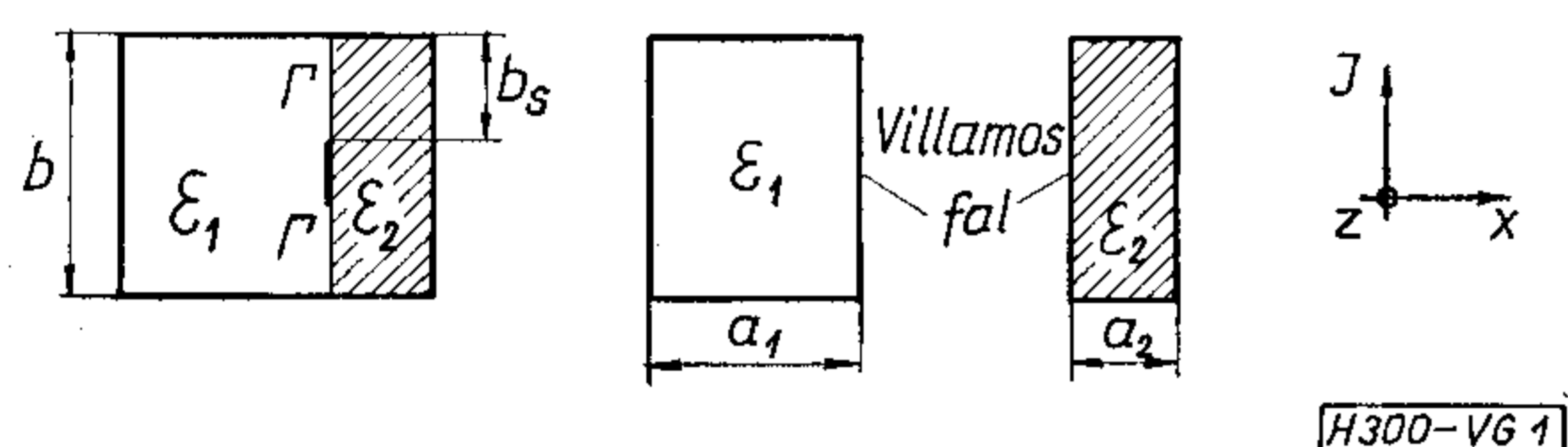
DR. VESZÉLY GYULA

BME Elméleti Villamosságtan Tanszék

## A résztartományok módszere bonyolult keresztmetszetű csőtápvonalak analízisére

ETO 519.3:621.372.826

A résztápvonalak módszere a bonyolult keresztmetszetű és kitöltésű csőtápvonal egyszerűbb részekre darabolásából indul ki. A részeket a vágási vonal mentén villamos fallal lezárva nyerjük a résztápvonalakat (1. ábra). Feltételezzük, hogy a résztápvonalak kontúrgörbéje olyan ortogonális koordináta-rendszer koordinátavonala, amelyben a Helmholtz-egyenlet szeparálható.



1. ábra. Az eredeti tápvonal és a résztápvonalak. Adatok a numerikus számításhoz:  $\epsilon_1 = 1$ ,  $\epsilon_2 = 8,875$ ,  $a_2/a_1 = 1/9$ ,  $a_2/b = 0,1$

A résztápvonalak módusaiból az alábbi gondolatmenet szerint nyerhetjük az eredeti feladat elektromágneses terét.

Válasszuk ismeretlennek a  $\Gamma$  apertúrán az apertúra vonalához tangenciális  $E_t$  transzverzális és  $E_z$  longitudinális villamos teret. Határozzuk meg az ezen villamos terek által a résztápvonalakban gerjesztett mágneses teret. Az ismeretlen villamos térerősségek meghatározására szolgáló egyenletrendszert úgy nyerjük, hogy megköveteljük a résztápvonal mágneses terek tangenciális komponensének folytonosságát az apertúrán:

$$[H_t^1(E_t, E_z) + H_t^2(E_t, E_z)]_{ap} = 0, \quad (1)$$

$$[H_z^1(E_t, E_z) + H_z^2(E_t, E_z)]_{ap} = 0. \quad (2)$$

(A folytonosságot összeg fejezi ki, mert a két oldalon gerjesztett mágneses tér ellenkező irányú.)

Ha a gerjesztő villamos tereket ismert alakú, ismeretlen együtthatójú függvények formájában vesszük fel, akkor (1) és (2) homogén lineáris egyenletrendszert

ad. Determinánsát nullává téve nyerjük az ismeretlen fázistényező meghatározására szolgáló egyenletet, majd a kiszámított fázistényezőhöz tartozó apertúra villamos tér is számítható az egyenletrendszerből.

A fent vázolt gondolatmenet az alábbiak szerint önthető matematikai formába.

Fejtsük sorba az apertúra teret egy-egy ortonormált teljes függvényrendszer szerint:

$$E_t = \sum_{k=0}^{\infty} V_k e_k(x_2), \quad (3)$$

$$E_z = \sum_{k=1}^{\infty} W_k \varphi_k(x_2). \quad (4)$$

Jelölje  $x_2$  az apertúra irányú koordinátát. Az apertúra villamos tere által gerjesztett mágneses tér felírható a résztápvonalak Green-függvénye segítségével

$$jH_z^i(x_2) = \int_{\Gamma} G_{11}^i(x_2, x_2') E_t(x_2') dx_2' + \int_{\Gamma} G_{12}^i(x_2, x_2') E_z(x_2') dx_2', \quad (5)$$

$$H_t^i(x_2) = \int_{\Gamma} G_{21}^i(x_2, x_2') E_t(x_2') dx_2' + \int_{\Gamma} G_{22}^i(x_2, x_2') E_z(x_2') dx_2', \quad (6)$$

ahol  $i=1, 2$  a résztápvonal indexe.

A határfeltételek kielégítésénél azzal a nehézséggel találkozunk, hogy (5) és (6) minden  $x_2$ -re előállítja a mágneses teret, míg az (1)–(2) határfeltételnek csak az apertúrán kell kielégülni. Az irodalomban szokásos eljárás az, hogy megköveteljük az

$$\int_{\Gamma} f_k(x_2)(H_t^1 + H_t^2) dx_2 = 0, \quad (7)$$

$$\int_{\Gamma} g_k(x_2)(H_z^1 + H_z^2) dx_2 = 0 \quad (8)$$

egyenletek teljesülését az  $f_k, g_k$  apertúrán értelmezett ortogonális teljes függvényrendszer minden elemére, az ún. vizsgáló függvényekre. A résztápvonal módszer variációs tárgyalásánál [1] adódó eredmény értelmezéséből következik, hogy esetünkben  $f_k \equiv \varphi_k, g_k \equiv e_k$ , ahol a jobb oldali mennyiségek a (3)–(4) egyenletekben szereplő sorfejtő függvények. Ezt felhasználva, valamint (5) és (6) kifejezését (7)-be és (8)-ba helyettesítve kapjuk

$$\sum_{i=1}^2 \int_{\Gamma} \varphi_k(x_2) \left[ \int_{\Gamma} G_{11}^i(x_2, x_2') E_t(x_2') dx_2' + \int_{\Gamma} G_{12}^i(x_2, x_2') E_z(x_2') dx_2' \right] dx_2 = 0, \quad (9)$$

$$\sum_{i=1}^2 \int_{\Gamma} e_k(x_2) \left[ \int_{\Gamma} G_{21}^i(x_2, x_2') E_t(x_2') dx_2' + \int_{\Gamma} G_{22}^i(x_2, x_2') E_z(x_2') dx_2' \right] dx_2 = 0. \quad (10)$$

(9)-nek és (10)-nek minden vizsgáló függvényre való előírása a határfeltételek pontos kielégítését eredményezné. A gyakorlatban véges sok vizsgáló függvényre követeljük meg (9) és (10) teljesülését és ekkor a határfeltételek kielégítése is közelítő.

Ha (9)-be és (10)-be helyettesítjük  $E_t$  és  $E_z$  sorát homogén lineáris egyenletrendszerrel kapunk. Ennek determinánsát nullával egyenlővé téve nyerjük a keresett fázistényezőt.

Vizsgáljuk az 1. ábrán látható szalagvonalat. Vegyük fel a (3)–(4) sorfejtést az alábbi alakban

$$E_t = \sum_k V_k \cos \frac{k\pi}{2b_s} y, \quad (11)$$

$$E_z = \sum_k W_k \sin \frac{k\pi}{2b_s} y, \quad (12)$$

ahol  $k=1, 3, 5, \dots$

Felhasználva (11), (12)-t, valamint a Green-függvények résztápvonal módusok szerinti sorát (9) és (10) az alábbi eredményt adja:

$$\sum_{i=1}^2 \left( \tilde{\mathbf{P}} \langle k_0^2 \varepsilon_i - \beta^2 \rangle \mathbf{G}^i \mathbf{P} \mathbf{V} - \beta \tilde{\mathbf{P}} \left\langle \frac{n\pi}{b} \right\rangle \mathbf{G}^i \mathbf{Q} \mathbf{W} \right) = 0, \quad (13)$$

$$\sum_{i=1}^2 \left( \beta \tilde{\mathbf{Q}} \left\langle \frac{n\pi}{b} \right\rangle \mathbf{G}^i \mathbf{P} \mathbf{V} + \tilde{\mathbf{Q}} \left\langle \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2 - k_0^2 \varepsilon_i \right\rangle \mathbf{G}^i \mathbf{Q} \mathbf{W} \right) = 0, \quad (14)$$

ahol  $\mathbf{G}^i = \langle k_0^2 \varepsilon_i - \beta^2 - k_i^2 \rangle^{-1} = \langle (k_0^2 \varepsilon_i - \beta^2 - k_i^2) \rangle^{-1}$ ,

$\mathbf{V}$  és  $\mathbf{W}$  a (11) és (12) együtthatóiból képezett oszlopvektor,  $n$  a résztápvonalmódus második indexe,  $k_0$  a szabadterei fázistényező,  $\beta$  a keresett fázistényező.

A  $\mathbf{P}$  és  $\mathbf{Q}$  mátrixok elemei:

$$P_{nk} = 2 \int_0^{b_s} \cos \frac{n\pi}{b} y \cos \frac{k\pi}{2b_s} y dy, \quad (15)$$

$$Q_{nk} = 2 \int_0^{b_s} \sin \frac{n\pi}{b} y \sin \frac{k\pi}{2b_s} y dy. \quad (16)$$

A (13)–(14) rendszer determinánsát a perturbáció elméletben Weinstein-determinánsnak [2, 3] nevezik. Ha a szalag teljesen lefedi a dielektrikum felületét ( $b_s=0$ ), akkor a perturbálatlan Helmholtz-egyenlet sajátértékei a résztápvonal módusokat adják. Igen szerencsés a fenti formalizmus abból a szempontból, hogy a legerősebb perturbációnak megfelelő szalag nélküli esetre ( $b_s=b/2$ ) is egzakt eredményhez vezet. [(15) és (16) ilyenkor  $b/4 \cdot \delta_{nk}$  eredményt ad és a determinánsból csak a főátló és a két mellékátló marad meg, amiből az LSE- és LSM-módusok diszperziós egyenlete kiadódik].

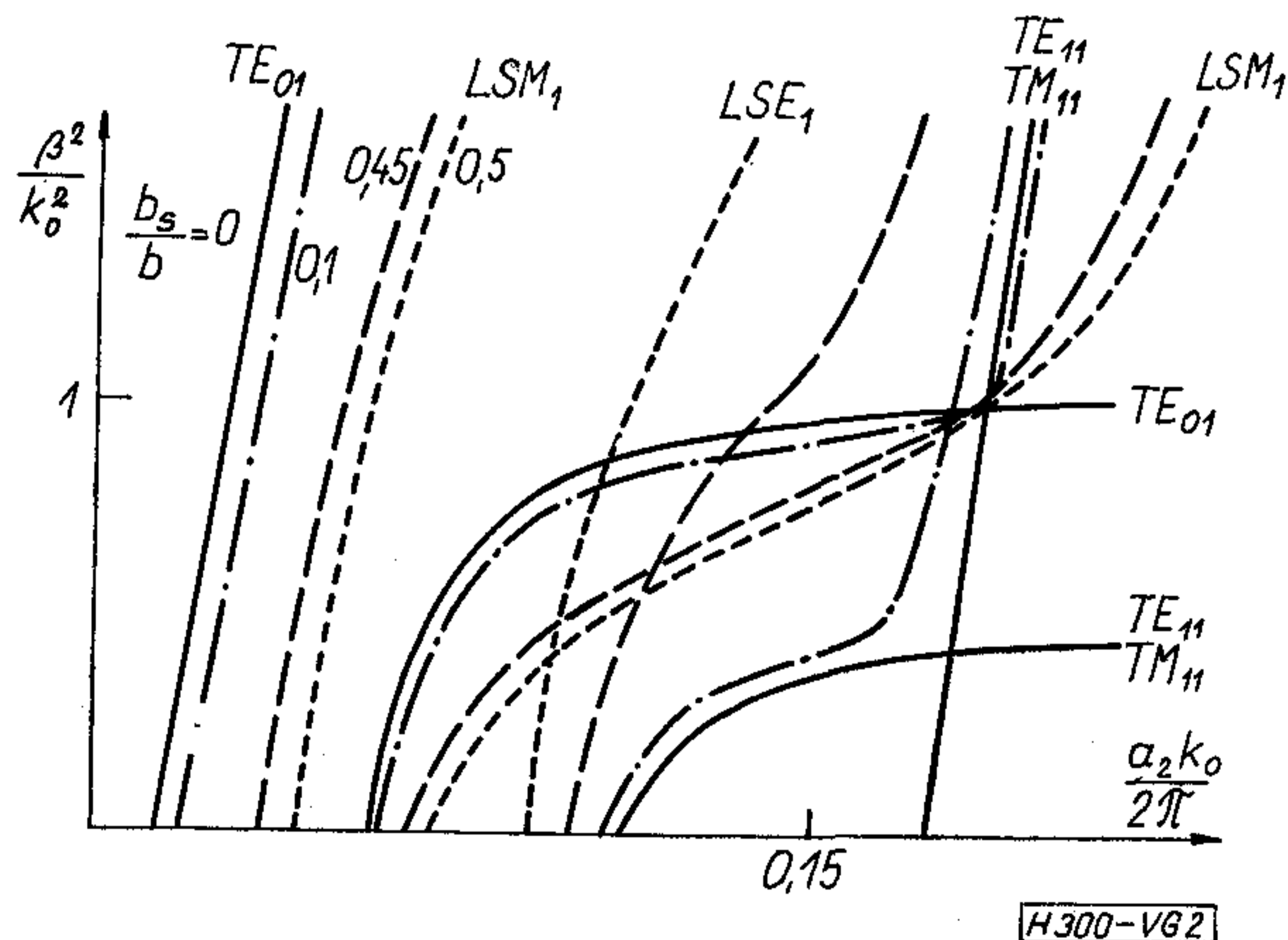
Kézenfekvő a fentiek alapján az a feltevés, hogy a szalagvonal módusok diszperziós görbéi kis  $b_s$  esetén a résztápvonal diszperziós görbékhez, kis  $0,5b-b_s$  esetén pedig az LSE és LSM diszperziós görbékhez közel helyezkednek el. Továbbá azt várjuk, hogy ha  $b_s$  folytonosan változik 0 és  $b/2$  között, akkor egy-egy szalagvonal diszperziós görbe a fenti görbék között mozog.

A determináns számítógépes kiértékelése alátámasztja a fenti hipotézist.

A kiértékelést páratlan indexű résztápvonalmódusokra végeztük  $n=15$ -ig, a felületi tér sorában  $k=1, 3, 5, 7$ , egyéb adatok az 1. ábrán. A  $b_s/b$  viszonyt 0,45; 0,3 és 0,1 értékűnek választottuk. A 2. ábrán bemutatjuk a legalacsonyabb határfrekvenciájú módusokat.

Az ábrán az áttekinthetőség érdekében csak az  $n=1$  indexű módusokat rajzoltuk meg. Látható, hogy az olyan módus görbéjéhez, amelynek mindkét indexe nullától különböző ( $TE_{11}$ ) két szalagvonal diszperziós görbe is tart annak megfelelően, hogy  $b_s=0$  esetén két egybeeső sajátértéke van.

Nem szóltunk eddig a kvázi TEM-módusról, ami a fenti szemléletes képbe nem illeszthető bele. (Ez a módus mind  $b_s=0$ -nál, mind  $b_s=b/2$ -nél eltűnik, nem létezhet a tápvonalban.) A (13)–(14) rendszer determinánsának gyökei között a qTEM terjedési tényezőjét is megkaptuk. Felhasználva azonban a qTEM longitudinális terének kicsiny voltát egy igen egyszerű diszperziós egyenletet nyerhetünk.  $E_z=0$ -ból  $\mathbf{Q}=0$  következik, vagyis a determinánsból csak a bal felső blokk marad meg. Ez  $E_t|_{\Gamma} = \text{konst}$  esetén csu-



2. ábra. A szalagvonal diszperziós görbék különféle  $b_s/b$  értékek esetén. A többi adatot 1. az 1. ábrán

pán az  $n=1$  indexű résztápvonalakat figyelembe véve az alábbi eredményt adja:

$$\frac{k_0^2 \varepsilon_1 - \beta^2}{k_{x1}} \operatorname{cth} a_1 k_{x1} + \frac{k_0^2 \varepsilon_2 - \beta^2}{k_{x2}} \operatorname{cth} a_2 k_{x2} = 0, \quad (17)$$

ahol  $k_{xi} = \sqrt{-k_0^2 \varepsilon_i + \beta^2 + (\pi/b)^2}$ ,  $i=1, 2$ .

Ha  $k_0^2 \varepsilon_2 > \beta^2 > k_0^2 \varepsilon_1 - (\pi/b)^2 = \beta_{\text{TE}_{01}}^2$ , akkor (17)

második tagja 0 és  $\infty$  között minden értéket felvesz, míg az első tagja véges negatív szám. A

$$\beta_{\text{TE}_{01}}^2 < \beta^2 < k_0^2 \varepsilon_2 \quad (18)$$

intervallumban tehát (17)-nek biztosan van gyöke. Ez a qTEM fázistényezője, mivel közel megegyezik az  $\varepsilon_2$  dielektrikumban mérhető fázistényezővel.

#### I R O D A L O M

- [1] Veszely Gy.: The method of sub-waveguides for analyzing waveguides of complicated cross-section. Proc. of the Fifth Colloquium on Microwave Communication. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1974.
- [2] Gould, S. H.: Variational methods for eigenvalue problems. University of Toronto Press, 1966.
- [3] Kato, T.: Perturbation theory for linear operators. Springer-Verlag, 1966.

### SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A távbeszélő- és távíró-berendezések iránti igények várhatóan gyorsabban fognak növekedni a világ bruttó termelésénél, a hangátviteli létesítmények egyre növekvő felhasználása, valamint a számítógépek által generált digitális információk átvitelében fellépő radikális növekedés következtében.

A távbeszélő- és távíró-berendezések elektronikatartalma az éles növekedési periódus kezdeti szakaszában van. Ez — összekapcsolva az általános távbeszélő- és távirányítószolgáltatások kiterjedésével — a legnagyobb növekedési ütemet fogja eredményezni bármelyik főbb elektronikai végberendezés-kategória esetén.

A világ összes távbeszélő- és távíró-berendezés elektronikatartalmának alakulása:

	elektronikatartalom az össztermelés %-ban	az elektronikatartalom évi növekedése %-ban
1960	0,03	—
1965	0,04	16,8
1970	0,06	17,0
1975	0,07	14,5
1980	0,09	15,1
1985	0,13	14,2

A távbeszélő- és távíró-berendezésekben jelenleg felhasznált elektronika jelentős mennyisége az átviteli berendezésekre és a velük kapcsolatos áramkörökre jut.

A távbeszélő- és távíró-berendezések teljes felhasználása durván egyenlő mértékben oszlik meg a következő három végberendezés-csoport között:

- átviteli berendezések és a velük kapcsolatos áramkörök,
- fogyasztói telepítésű berendezések,
- számtárcsás kapcsolású berendezések.

Az átviteli berendezések és a velük kapcsolatos áramkörök elektronikatartalma várhatóan nem fog túl sokat növekedni az elkövetkező években. Ezen iparág elektronikájára nézve a növekedés túlnyomó részét az általános felhasználás kiterjedése eredményezi. Az elektronikatartalom százaléka élesen fog növekedni mind a fogyasztói telepítésű berendezések, mind pedig a számtárcsás kapcsolású berendezések tekintetében, amelyek a további lendületet fogják szolgáltatni.

Az elektromechanikai kapcsolókról a lényegében digitális áramköröket tartalmazó elektronikus kapcsolókra való áttérés jelent alapvető változást. A nyomógombos telefonok, az

elektronikus kapcsolópultok (kisközpontok), a facsimile-(képtávíró-) berendezések, az adatátviteli terminálok, a video-telefonok valamennyien példái a távbeszélő- és távíró-állomások azon berendezéseinek, amelyeknek nagyobb lesz az elektronikatartalma a jövőben.

A világ összes távbeszélő- és távíró-berendezésének elektronikatartalma a fő termékcsoportok szerint (milliárd dollárban):

Termékcsoportok	1960	1965	1970	1975	1980	1985
átviteli berendezések és egyéb áramkörök	0,3	0,6	1,2	2,0	3,5	6,0
fogyasztói telepítésű berendezések	0,1	0,1	0,3	0,8	1,9	4,0
számtárcsás kapcsolású berendezések		0,1	0,2	0,6	1,5	3,4
Összesen:	0,4	0,8	1,7	3,4	6,9	13,4

(„Electronics Industry in 1985” c. EIA prognózis adatai alapján, 1974. [52])

\*

A Radiation Inc. (a Harris Intertype Corp. leányvállalata) a mattüveg-képernyő feloldóképességénél (visszavetítésnél) 75%-kal jobb vetítőképernyőt fejlesztett ki és mutatott be. Az ernyőre koherens laserfényvel, de inkoherens fehér fényvel is lehet „írni”.

Az ernyő szendvicsfelépítésű. Két, belül fényáteresztő fémréteggel bevont üveglap között 50...75  $\mu\text{m}$  vastagságú kristályréteg van. Ha a két fémelektrodát feszültség alá helyezik, a kristályréteg fényáteresztőből áttetsző állapotúvá válik. Ekkor vetítőfelületként alkalmazható. Laserfényvel történő üzemelésnél elmaradnak a mattüvegeknél fellépő interferenciahatások, fehér fény esetén pedig kiküszöbölhetők azok az élettenségek, amelyek egyébként a prizmaszerű felületen a szóródás következtében előállnak. A Radiation Inc. szállítja az első, laserfényvel üzemelő folyékonykristályos vetítőernyőket 75  $\times$  75 mm-es méretben, kb. 1000 dollárért. A cég ugyanezzel a technikával 300  $\times$  300 mm méretű ernyőket is elő tud állítani. (KGM—MTTI inf. Hannoveri Vásár, 1974. [53])

# Műveleti erősítők kompenzálása előrecsatolással

ETO 621.375.13.076.12

Az utóbbi évek gyors mikroelektronikai fejlődésén végigtekintve megállapíthatjuk, hogy az integrált áramköri műveleti erősítők a mindennapi áramköri gyakorlat szokványos eszközévé váltak. A gyártó cégek mégis szinte naponta lepnek meg bennünket újabb és újabb típusokkal, melyekben egy-egy új rendszertechnikai vagy áramköri ötlet valósítanak meg. A folyamatos fejlesztés célja az, hogy az eszköz összes lényeges paramétereiben egyre jobban megközelítsék az ideális műveleti erősítő tulajdonságait. Az egyik ilyen fontos cél a műveleti erősítők kis és nagyjelű felső határfrekvenciájának további növelése, a beállási tranziens idő csökkentése és az egyszerű visszacsatolhatóság biztosítása. Mindezekhez szorosan kötődik a műveleti erősítők kompenzálása, illetve a kompenzálás és a nagyjelű kivezérelhetőség kapcsolata. Korábbi munkák utalnak arra, hogy a klasszikus kompenzációs eljárások — póluseltolás, pólusáthelyezés stb. [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7] — szinte kivétel nélkül azzal a hátránnyal járnak, hogy az általuk bevitt járulékos terhelő kapacitás miatt a műveleti erősítők nagyjelű határfrekvenciája és a vele kapcsolatos „slew rate” csökken. Ezen eljárásoknál szabályként foglalkozhatunk össze, hogy a műveleti erősítő nagyobb arányú negatív visszacsatolása vagy az az igény, hogy az erősítőt nagyobb arányban csatolhassuk vissza — így érvényes a megállapítás a belső kompenzációval ellátott, 6 dB/oktáv levágási meredekségű erősítőkre is — együttjár a felhasználható nagyjelű frekvenciasáv szűkülésével. A szigorú szabály alól kivétel a bemeneti kompenzálás, amely azonban a járulékos zaj, ezenkívül a bemenő impedancia csökkenése miatt csak bizonyos területeken használható.

A kérdést bizonyos mértékig megoldja a párhuzamos jelvezetés elvén alapuló előrecsatolásos vagy „feed-forward” kompenzálás [1, 7, 8, 9, 10, 11], mely a nagyjelű határfrekvenciát és a slewing-rate-et a kompenzálatlan erősítőéhez viszonyítva csak kis mértékben befolyásolja, sőt bizonyos esetekben lehetőséget biztosít olyan kapcsolástechnikai megoldások kidolgozására, melyek ezen paraméterek értékét növelik. A korszerű integrált műveleti erősítők egy része alkalmas arra, hogy a klasszikus kompenzációs eljárásokon kívül előrecsatolással is kompenzáljuk őket [12, 13].

Cikkünk célja a feed-forward kompenzálás elméleti és gyakorlati kérdéseinek vizsgálata az erősítő nemlinearitásainak figyelembevételével. A munka áttekintést nyújt azokról az előnyökről és hátrányokról, melyeket az előrecsatolásos kompenzációval érhetünk el, megadja a rendszer általános helyettesítő képét és a kapcsolástechnikai változato-

kat, elemzi a kivitelezés nehézségét és mintegy esettanulmányként mérési eredményekkel illusztrálja az elméleti felvetéseket. A témában korábban megjelent publikációk elsősorban kisjelű analízissel [1, 7] vagy adott erősítő típuson végzett mérésekkel és az eredmények közlésével foglalkoztak [8, 9, 10, 11]. Jelen cikk olyan fontos és gyakorlati jelentőségű hatások vizsgálatával foglalkozik, melyek eldöntik, hogy lehetséges-e az előrecsatolásos kompenzálást alkalmazni és ha igen, milyen eredménnyel?

## 1. Az előrecsatolással kompenzált erősítők nagyjelű helyettesítő képe

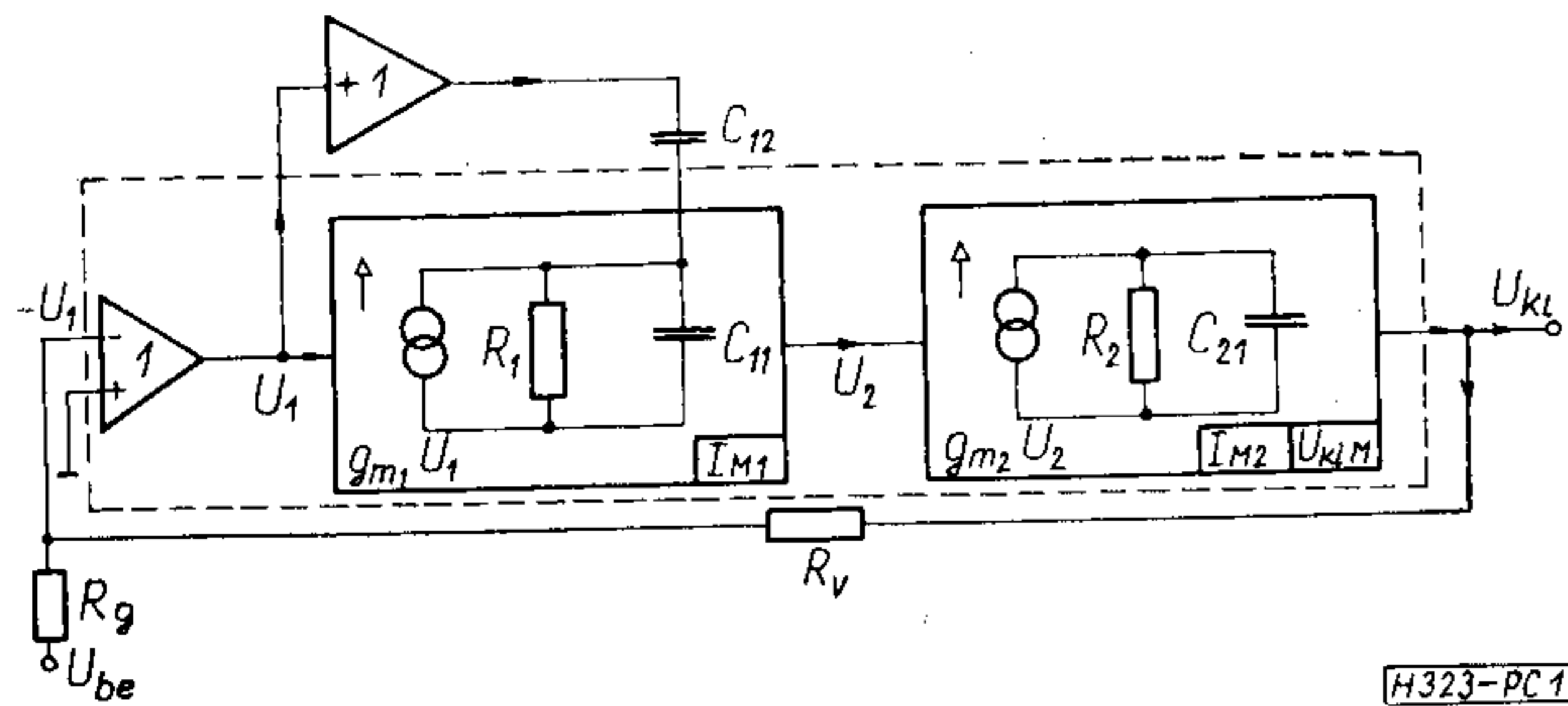
Előrecsatolással történő (feed-forward) kompenzálásnak azt az eljárást nevezzük, amikor a műveleti erősítő valamelyik — általában a domináns pólushoz kapcsolódó — áramköri fokozatát kapacitással vagy szélessávú (AC) erősítővel váltóáramúlag átblokkoljuk és a párhuzamosan vezetett jeleket a következő fokozat bemenetén összegezzük. Az átblokkolás egyszerre több fokozatot is érinthet, tehát az erősítő több nagyfrekvenciás pólust tartalmazó egységre is vonatkozhat.

Az elrendezés célja az, hogy azokat a nemlineáris (áramkorlátozott) fokozatokat, melyek az egységugrásra adott válasz vagy a nagyfrekvenciás vezérlés során telítésbe kerülnek, kikapcsoljuk az aktív működésből, ugyanakkor viszont a párhuzamosan vezetett jellel biztosítsuk az erősítő üzemét ebben az időtartományban is. Az eredmény az, hogy a szélessávú fokozatokon keresztül a kimenetre jutó jel megnöveli a maximális jelváltozási sebességet és gyorsítja a telítésbe került fokozatok aktív tartományba való visszatérését. Az előnyökért azzal kell fizetni, hogy ebben a tranziens időszakban az erősítő effektív erősítése általában kisebb, mint az egyenáramú erősítés, így a visszacsatolt rendszer pontossága a véges erősítés miatt csökken. Ez az oka annak, hogy a nagy pontosságú beállási idő a módszer segítségével alig javítható.

Az összegezendő jelek típusától függően kétféle feed-forward kompenzálást különböztetünk meg: a feszültség és az áram összegzésen alapuló rendszereket. A továbbiakban ezen típusok tulajdonságait tárgyaljuk részletesebben.

### 1.1. A feszültség összegzés alapján működő feed-forward kompenzálás

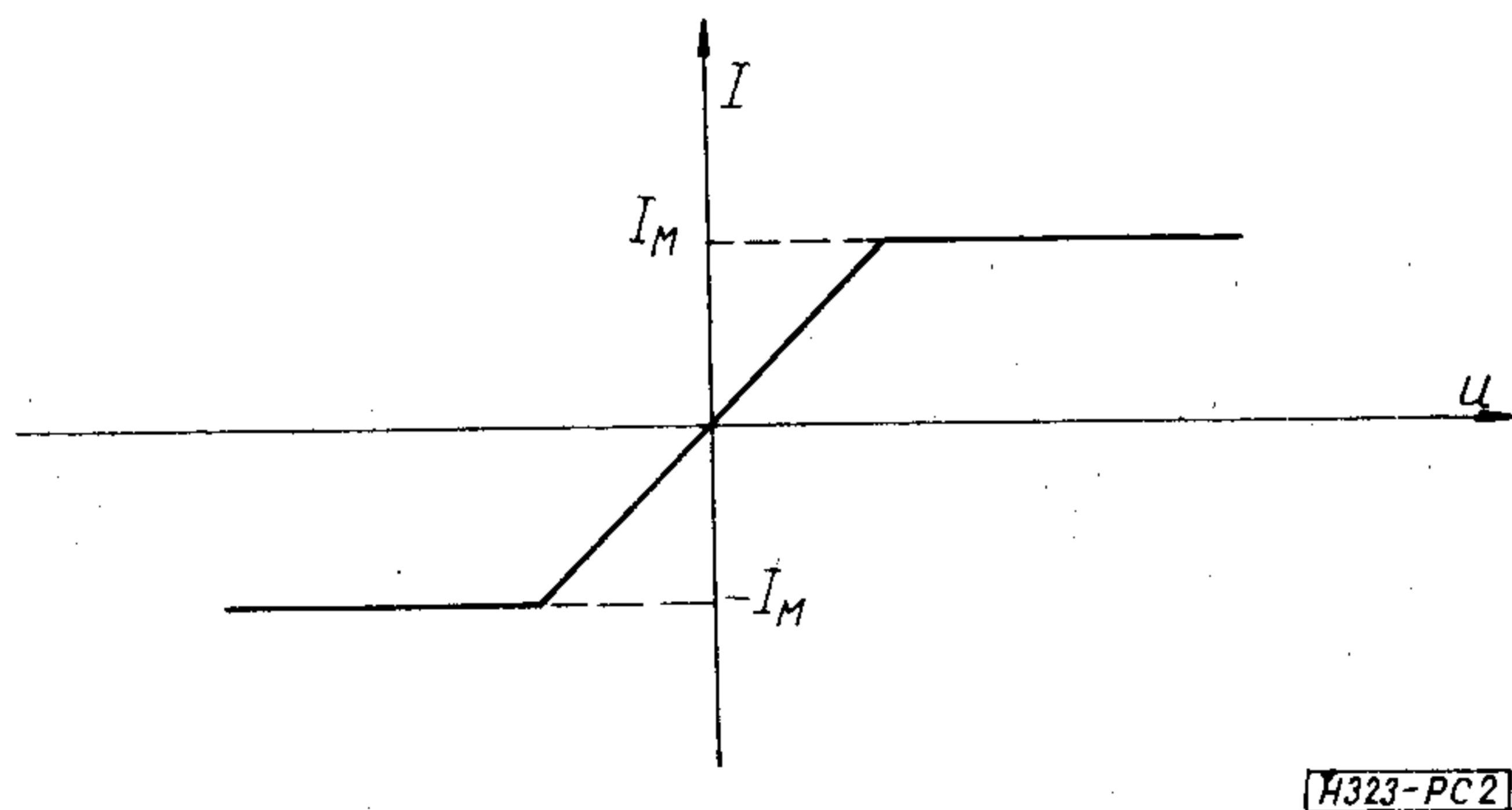
A gyártó cégek által javasolt előrecsatolásos kompenzálások túlnyomó többsége az ismertetett elven alapszik. Előnye, hogy viszonylag kevés kiegészítő elemmel megvalósítható, tehát nem bonyo-



1. ábra. A feszültség összegezéssel működő feed-forward kompenzálás általános helyettesítő képe

lítja a műveleti erősítők egyébként egyszerű kapcsolástechnikáját.

A legegyszerűbb — de a gyakorlatban már előforduló — rendszer két áramkorlátozott fokozatot tartalmaz (1. ábra). A domináns pólussal kapcsolatos kritikus fokozat a műveleti erősítő szimmetrikus bemenetét jelképező bemenő erősítő után helyezkedik el. A másik áramkorlátozott fokozat pedig, mely az erősítő másik pólusához kötődik a végfokozat előtt található. Az ábrán feltüntetett blokkok idealizált elemek, melyekről feltételezzük, hogy egymástól teljesen elválaszthatók, bemenő impedanciájuk végtelen, kimenő impedanciájuk pedig zérus. Ez a közelítés akkor nem okoz durva hibát, ha a terheléseket az előző fokozat kimenetéhez kapcsoljuk. A fokozatokra érvényes korlátozásokat a blokkok jobb alsó sarkában tüntettük fel. Az áramgenerátor karakterisztikáit a 2. ábrának megfelelően szimmetrikusnak tekintjük, megjegyezve azonban, hogy az előrecsatolásos kompenzálás gyakran érinti a végfokozatot meghajtó aszimmetrikus áramkorlátozással ellátott fokozatokat is.



2. ábra. Az áramgenerátorok karakterisztikája

Az előrecsatolást a pozitív egységnyi erősítésű elválasztó fokozat és a  $C_{12}$  előrecsatoló kondenzátor végzi. Ez a két elem az  $U_1$  feszültséget egyenesen az első áramkorlátozott fokozat kimenetére juttatja és így biztosítja a tranziens idő alatti gyors jelváltozást a kimeneten.

A rendszer működését a nemlineáris elemek aktuális állapotától függően több tartományra lehet bontani.

a) A kisjelű vezérlés, illetve a lineáris üzemmód tartománya

Ebben az időszakban a fokozatok egyike sem kerül telítésbe, azaz fennállnak az  $|U_1| < I_{M1}/g_{m1}$ ; az

$|U_2| < I_{M2}/g_{m2}$  és az  $|U_{ki}| < U_{kim}$  egyenlőtlenségek. Az erősítő akkor működik ebben a tartományban, ha elegendően kis szintű vezérlőjelet adunk a bemenetére vagy egységugrás-vezérlés esetén a tranziensek lejátszódása után a végállapotot közelíti.

Az erősítő visszacsatolt átviteli függvénye az ismert

$$\frac{U_{ki}(p)}{U_{be}(p)} = -\frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A(p)}{1 + \beta A(p)} \quad (1)$$

alakban írható, ahol

$$\beta = \frac{R_g}{R_v + R_g} \quad \text{és} \quad (2)$$

$$A(p) = g_{m1} R_1 g_{m2} R_2 \frac{\left(1 + \frac{C_{12}}{g_{m1}} p\right)}{[1 + p(C_{11} + C_{12}) R_1] (1 + p C_{21} R_2)}$$

a visszacsatolási tényező és a nyílt hurkú erősítés. (Továbbiakban a  $g_{m1} R_1 g_{m2} R_2$  szorzatot  $A_0$ -al jelöljük.)

Látható, hogy az előrecsatolás hatására egy új negatív valós zérus keletkezett az átvitelben, mely stabilitás szempontból kedvezően alakítja az erősítő nyílt hurkú erősítését. Ha a zérus frekvenciája kisebb, mint a második domináns pólusé, azaz

$$\frac{C_{12}}{g_{m1}} > C_{21} R_2, \quad (3)$$

akkor az eredő fázistolás sohasem lépi túl a  $90^\circ$ -ot (természetesen csak az ábrázolt leegyszerűsített rendszerben). Ha a zérus frekvenciája nagyobb, mint a második domináns pólusé, akkor az erősítő relatív stabilitása, a különbség mértékétől függően csökken. Meg kell jegyezni, hogy a műveleti erősítők mindig rendelkeznek mellékpólusokkal, általánosságban tehát jobb úgy fogalmazni, hogy az előrecsatolás az erősítő teljes fázistolását  $90^\circ$ -kal csökkenti akkor, ha az átblokkolt fokozat meredeksége a frekvencia függvényében nem változik. A járulékos fázistolások miatt a zérus frekvenciáját célszerű a lehető legnagyobb értékre választani, hogy a mellékpólusok fázistolását is kompenzálja.

b) Az első áramkorlátozott fokozat telítési tartománya

A bejövő jel szintjének vagy szinuszos vezérlés esetén a jel frekvenciájának a növelésével az első fokozat telítésbe kerülhet. A továbbiakban a vizsgálatot csak az egységugrásra adott válaszra terjesztjük ki, azaz  $U_{be}(t) = U_{be} 1(t)$  és  $U_{be}(p) = U_{be}/p$ . A telítésbe kerülés határát az

$$\left| U_{be} \frac{R_v}{R_g + R_v} \right| = \frac{I_{M1}}{g_{m1}} \quad (4)$$

egyenlőség határozza meg.

A telítési szakaszon csak az előrecsatoló elemeken keresztül jut a bejövő jellel arányos feszültség a következő fokozatra, így ebben a tartományban az effektív erősítés jelentősen lecsökken. Amennyiben az első fokozat terhelő impedanciája, illet-

ve az  $R_1(C_{11}+C_{12})$  időállandó elegendően nagy, akkor az erősítés értékét közelítőleg az

$$A'(p) = \frac{C_{12}}{C_{11}+C_{12}} g_{m2} R_2 \frac{1}{(1+pC_{21}R_2)} \quad (5)$$

összefüggés alapján számolhatjuk. A jel tehát a  $C_{12}$  és  $C_{11}$  elemekből képezett kapacitív osztón keresztül jut a második fokozat bemenetére. A feltételezés azért engedhető meg, mert az első fokozat általában viszonylag nagy erősítésű, és az első domináns pólus törésponti frekvenciája esetleg több dekáddal különbözik a másodiktól.

Az erősítés módosított értékét és azt a tényt felhasználva, hogy ebben a tartományban az első fokozat áramgenerátora  $I_{M1}$  nagyságú áramot szolgáltat, a visszacsatolt erősítő kimenetén és a közbelső pontokon levő jeleket az

$$U_{ki}(p) \cong -\frac{U_{be}}{p} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'(p)}{1+\beta A'(p)} - \frac{I_{M1}}{C_{12}p^2} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right) \frac{\beta A'(p)}{1+\beta A'(p)}, \quad (6)$$

$$U_2(p) \cong U_{ki}(p) \frac{(1+pC_{21}R_2)}{g_{m2}R_2}, \quad (7)$$

$$U_1(p) = \frac{U_{be}}{p} \frac{R_v}{R_v+R_g} - U_{ki}(p) \frac{R_g}{R_g+R_v} \quad (8)$$

egyenletek határozzák meg. Az időfüggvények lényegében egy egységugrásra adott válasz és egy lineárisan növekvő jel kombinációjából tehetők össze. Bevezetve az

$$A'_0 = g_{m2}R_2 \frac{C_{12}}{C_{11}+C_{12}}$$

jelölést a rendszer egyes pontjain levő időfüggvényeket az alábbi formában írhatjuk fel:

$$U_{ki}(t) = -U_{be} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'_0}{1+\beta A'_0} [1 - \exp(-\omega'_2 t)] - \frac{I_{M1}}{C_{12}} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right) \frac{\beta A'_0}{1+\beta A'_0} \left\{ t - \frac{1}{\omega'_2} [1 - \exp(-\omega'_2 t)] \right\}, \quad (9)$$

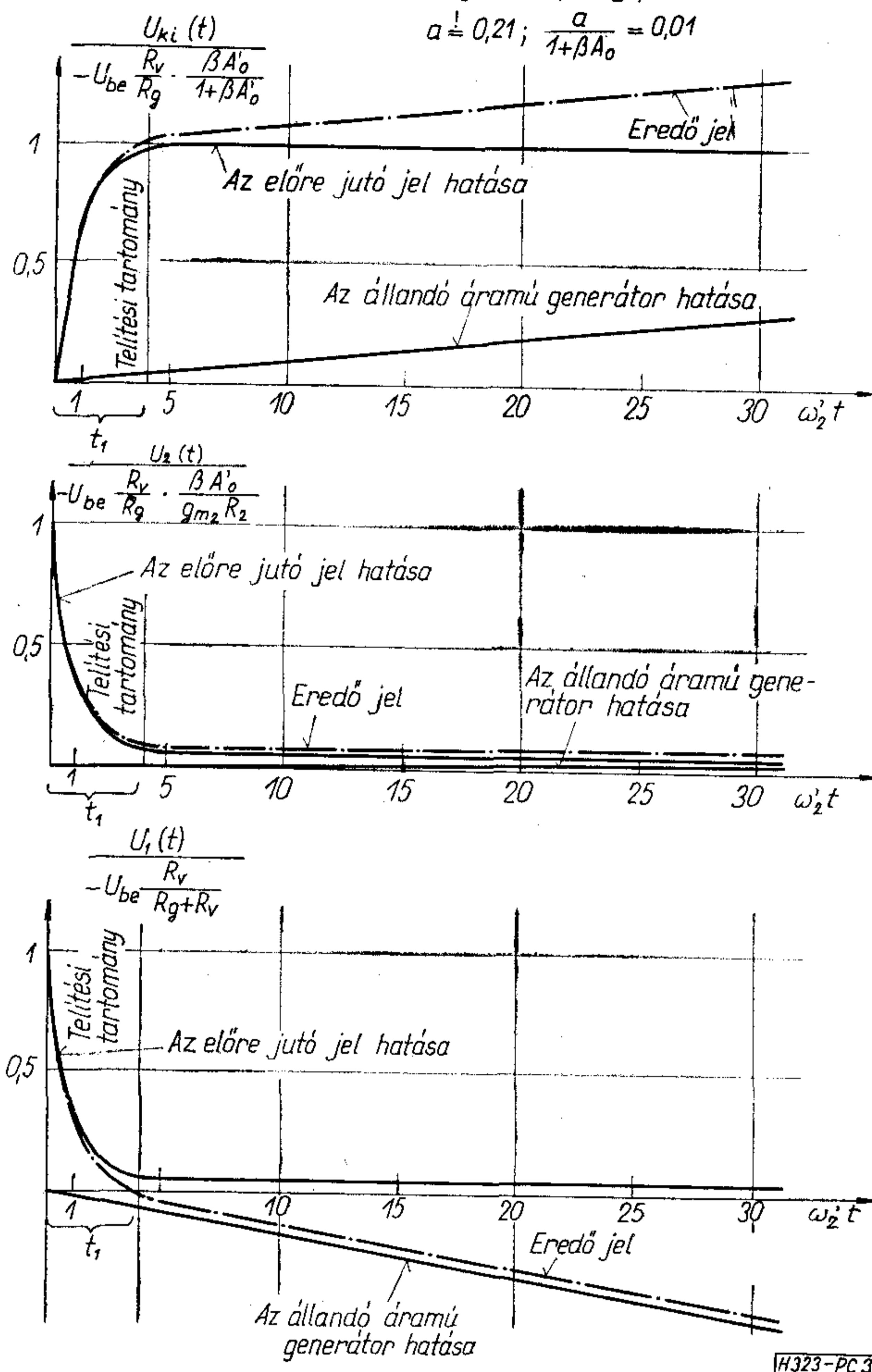
$$U_2(t) = -\frac{U_{be}}{g_{m2}R_2} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'_0}{1+\beta A'_0} \left[ 1 + \left(\frac{\omega'_2}{\omega_2} - 1\right) \exp(-\omega'_2 t) \right] - \frac{I_{M1}}{g_{m2}R_2 C_{12}} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right) \frac{\beta A'_0}{1+\beta A'_0} \cdot \left[ t + \frac{\left[\frac{\omega'_2}{\omega_2} - 1\right]}{\omega'_2} [1 - \exp(-\omega'_2 t)] \right], \quad (10)$$

$$U_1(t) = -U_{be} \frac{R_v}{R_g+R_v} + U_{ki}(t) \frac{R_g}{R_g+R_v}, \quad (11)$$

ahol  $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_{21}}$  és  $\omega'_2 = \frac{1+\beta A'_0}{R_2 C_{21}}$ .

$$\beta A'_0 \cong 20; \beta \cong \frac{1}{2}; A_v \cong -1$$

$$a \cong 0,21; \frac{a}{1+\beta A'_0} = 0,01$$



3. ábra. Jelalakok az aktív előre csatolási szakaszon (a végfokozat nem kerül telítésbe)

Az időfüggvények alakjából (3. ábra) megállapíthatjuk, hogy a (9) és (10) kifejezés első tagjai a gyorsan változó a második tagok pedig a lassú változású tranzienseket jelentik. Az ábrákon jelölt „a” mennyiség a túlvezérlés mértékére ad felvilágosítást:

$$a = \frac{I_{M1}}{g_{m1}} \cdot \frac{1}{U_{be}} \frac{R_v}{R_v+R_g} \cdot \frac{R_2 C_{21}}{C_{12}}, \quad (12)$$

a példaként felvett adatokat pedig az ábra felső sarkában rögzítettük.

Az áramkör a telítési tartományban  $t_1$  ideig tartózkodik. A  $t_1$  időtartama attól függ, hogy a rendszer a gyors tranziens során, tehát az előre csatolt jel hatására mennyire tudja megközelíteni a teljes visszacsatolt rendszerre vonatkozó végállapotot, tehát a lineáris működés tartományát. Ha a gyors, de kisebb hurokerősítésű rendszer végállapotában a feszültség értéke nem elegendő ahhoz, hogy az átblokkolt fokozat telítése megszűnjön, akkor várni kell arra, hogy az állandó  $I_{M1}$  áram hatására a kimenő jel elegendő értékű legyen.



A rendszer a gyors tranziensek hatására eléri a lineáris tartományt, ha az

$$U_{be} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'_0}{1 + \beta A'_0} \cong U_{be} \frac{R_v}{R_g} - \frac{I_{M1}}{g_{m1}\beta} \quad (13)$$

egyenlőség fennáll. Ez az összefüggés a második fokozat erősítésére egy

$$g_{m2}R_2 \cong \left(1 + \frac{C_{11}}{C_{12}}\right) \left(\frac{U_{be} \frac{R_v}{R_g}}{\frac{I_{M1}}{g_{m1}} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right)} - 1\right) \left(\frac{R_v + R_g}{R_g}\right) \quad (14)$$

alsó határt ad meg, mely alatt a feszültség összegzésen alapuló előrecsatolt kompenzálás kevés előnnyel jár. A hatást jól illusztrálja a  $t_1$  idő változását szemléltető 4. ábra, melyből kitűnik, hogy a túlvezérlés mértékétől függően a telítési tartományban tartózkodás időtartama jelentősen változik. Ha az a cél, hogy a kisebb pontosságú beállási idő jelentősen csökkenjen, csak olyan fokozatot szabad átblokkolni, mely után még elegendően nagy az aktív erősítés. Ez a jelenség indokolja azt, hogy az előrecsatolt jelet nem érdemes a kis erősítésű végfokozat bemenetére kapcsolni.

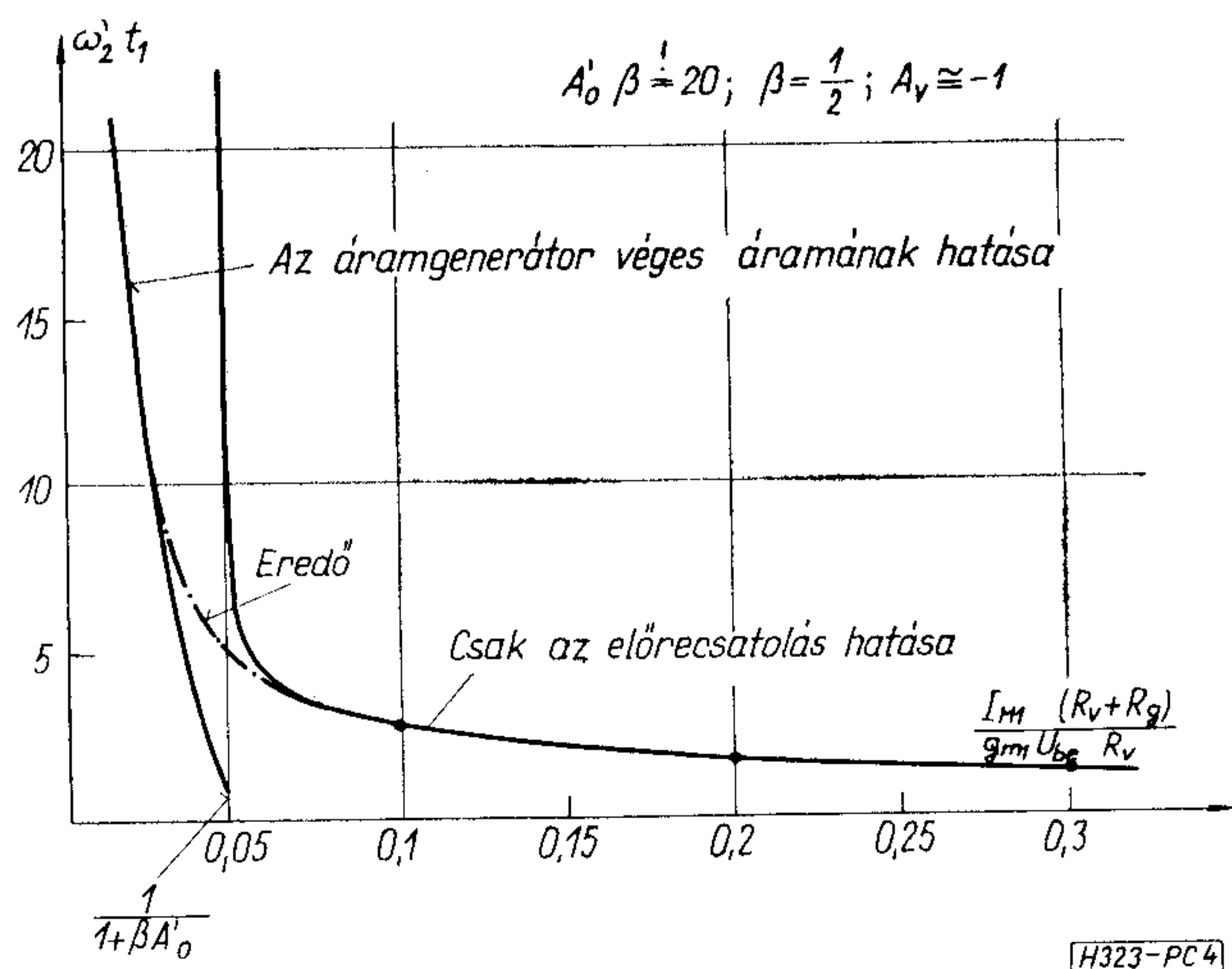
A bemenő jelet a valóságos erősítőben csak addig növelhetjük, míg a kimeneti feszültség kivezérelhetőséget túl nem lépjük, az alábbi összefüggés megadja a bemenő jel felső határát.

$$U_{beM} = U_{kim} \frac{R_g}{R_v} \frac{1 + \beta A_0}{\beta A_0} \cong U_{kim} \frac{R_g}{R_v}, \quad (15)$$

ahol  $A_0 = g_{m1}R_1g_{m2}R_2$ .

A (15) és (14) felhasználásával a határos feszültség előrecsatolás feltétele:

$$g_{m2}R_2 > \left(1 + \frac{C_{11}}{C_{12}}\right) \left(\frac{R_v + R_g}{R_g}\right) \left[\frac{U_{kim}}{\frac{I_{M1}}{g_{m1}} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right)} - 1\right]. \quad (16)$$



4. ábra. A linearitási tartományba való visszatérés ideje a bejövő jelszint függvényében

c) A második áramkorlátozott fokozat telítési tartománya

A szokásos bemenő jelszintek és a fokozatok által feldolgozható jelek ismeretében megállapíthatjuk, hogy a gyakorlatban szinte elkerülhetetlen az, hogy az előrecsatolt jel hatására a második fokozat is telítésbe kerüljön.

A telítés az

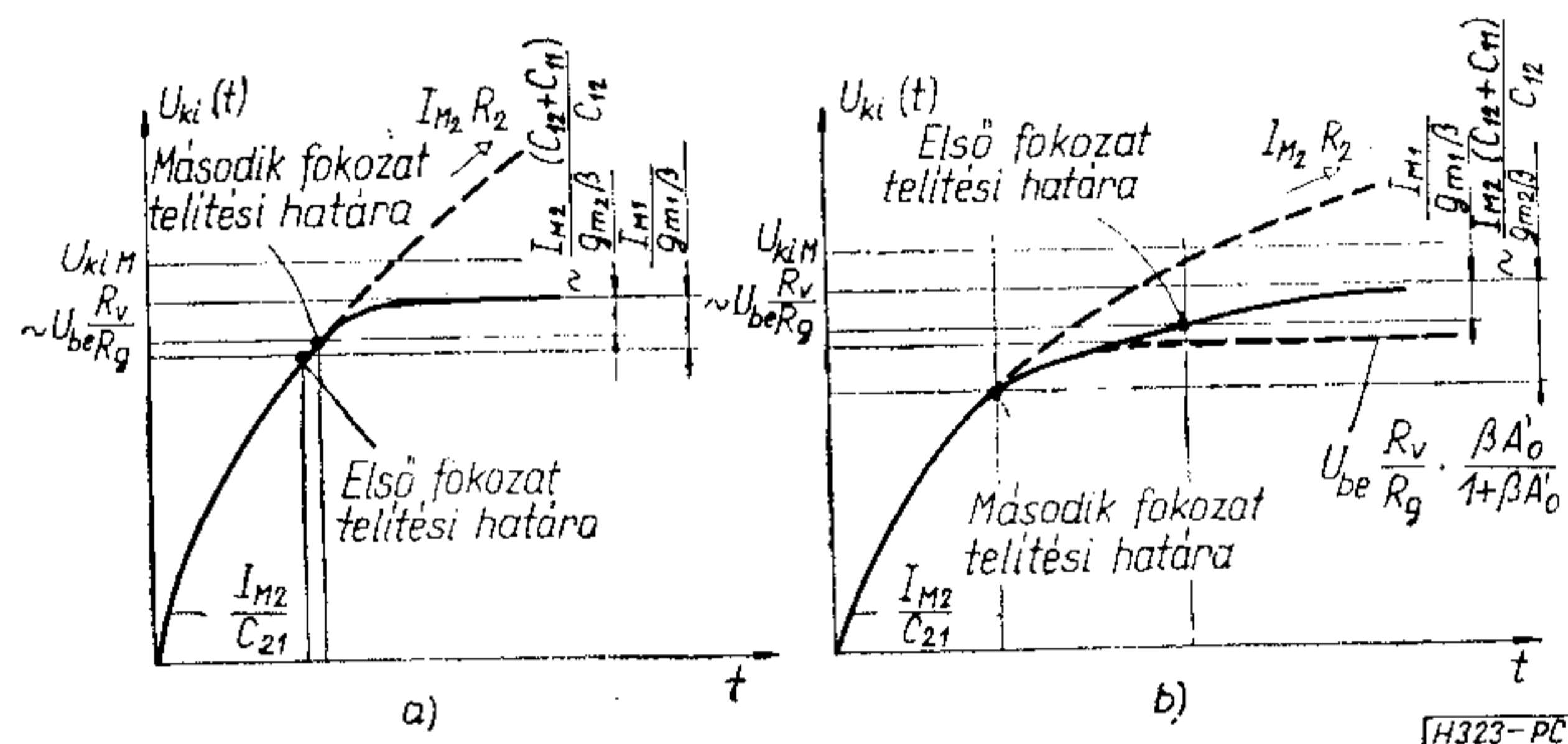
$$U_{be} = \frac{R_g + R_v}{R_v} \cdot \frac{C_{12} + C_{11}}{C_{12}} \cdot \frac{I_{M2}}{g_{m2}} \quad (17)$$

küszöbérték felett bekövetkezik, és ekkor a kimeneti jelváltozási sebesség az

$$SWR \cong \frac{I_{M2}}{C_{21}} \quad (18)$$

értékkel korlátozott.

A gyakorlati elrendezésekben tehát az erősítő slewing rate-jét a második fokozat áramkorlátozása határozza meg. A működési tartomány elemzése helyett csak utalunk a [4] irodalomra, mely azt részletesen tartalmazza. A második fokozat által okozott korlátozott jelváltozási sebesség miatt a 3. ábrán látható jelalakok ebben a tartományban nem érvényesek. A gyors tranziensű szakaszok hossza megnövekszik és a jelmeredekség nem arányos a bejövő jellel. Az így adódó jelalakok jellegét az 5. ábrán láthatjuk. Az 5a ábrán önkényesen felté-

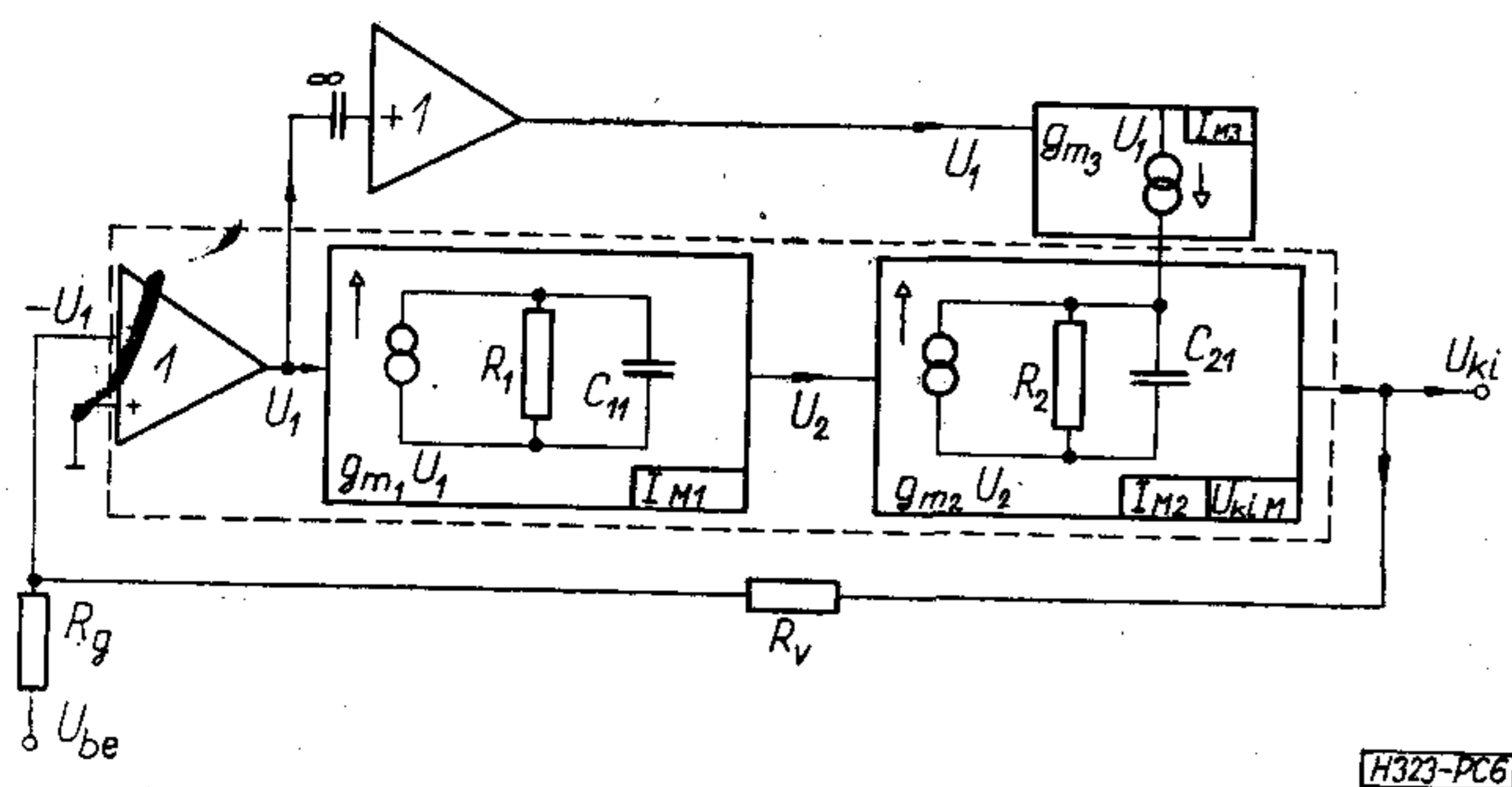


5. ábra. Közelítő jelalakok a második fokozat telítésének figyelembevételével

telezzük, hogy az első fokozat telítése rövidebb ideig tart, mint a másodiké és a második fokozat erősítése elegendően nagy, az 5b ábrán pedig azt az esetet ábrázoltuk, amikor a második fokozat igen kis erősítésű.

### 1.2. Az áram összegzés alapján működő feed-forward kompenzálás

A műveleti erősítők kimeneti maximális jelváltozási sebessége jelentősen növelhető, ha az előrecsatolással működő kompenzálást egyszerű felépítésű áramgenerátoros kimenetű fokozatokkal végezzük el. Az elrendezés lényege (6. ábra), hogy a műveleti erősítő kimenetére — a második áramkorlátozott fokozatra — váltóáramúlag csatolt áramgenerátoros kimenetű fokozattal járulékos többletáramot juttatunk a tranziens időszakban. Ez a többlet áram,



6. ábra. Az áram összegezéssel működő feed-forward kompenzálás általános helyettesítő képe

mely a lineáris tartományban arányos az  $U_1$  feszültséggel, megnöveli a kimeneti SWR értékét, lényegében megnöveli a második fokozat effektív erősítését és — mivel biztosítja azt, hogy a kisjelű tartományban egy új zérus legyen az átviteli függvényben — kompenzál is. A váltóáramú csatolásnak nincs elvi jelentősége, de a gyakorlati kivitelben azért ragaszkodunk hozzá, hogy a műveleti erősítő bemeneti bias áramát ne növeljük meg lényegesen.

Bár az 1. és a 6. ábrán bemutatott rendszerek közvetlenül nem alakíthatók át egyenértékűvé, nagyon sok szempontból azonosnak tekinthetők egymással. Az ekvivalenciákat a működési tartományok elemzésével mutatjuk be.

#### a) A kisjelű vezérlés, illetve a lineáris üzemmód tartománya

Amennyiben egyetlen korlátozást sem lépünk túl, azaz  $|U_1| < I_{M1}/g_{m1}$ ,  $I_{M3}/g_{m3}$ , valamint  $|U_{ki}| < U_{kiM}$ , akkor a rendszer a lineáris tartományban működik. Ebben az elrendezésben a második áramkorlátozott fokozat ritkán vagy gyakorlatilag sohasem kerülhet telítésbe, tehát ezzel a kérdéssel nem érdemes foglalkozni.

Az erősítő kisjelű átviteli függvénye most is az (1) alapján számítható, csak az erősítés helyébe az

$$A(p) = (g_{m1}R_1g_{m2}R_2 + g_{m3}R_2) \frac{\left(1 + p \frac{C_{11}R_1g_{m3}R_2}{g_{m1}R_1g_{m2}R_2 + g_{m3}R_2}\right)}{(1 + pC_{11}R_1)(1 + pC_{21}R_2)} \quad (19)$$

kifejezést kell írni. Mivel az újonnan elhelyezett fokozat egyenáramú erősítése kisebb, mint az alap-erősítő erősítése, azaz  $g_{m3}R_2 < g_{m1}R_1g_{m2}R_2$ , az új átviteli zérus frekvenciáját az

$$\omega_z \cong \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{11}g_{m3}} \quad (20)$$

közelítéssel számolhatjuk.

#### b) Az első áramkorlátozott fokozat telítési tartománya

A (4) egyenlőség fennállása esetén az első erősítő fokozat a telítés határára kerül és az első áramgenerátor konstans értékű  $I_{M1}$  nagyságú áramot szolgáltat. A telítés alatt az erősítő szerepét teljes egészében a beépített segéderősítő veszi át. A segéderősítő ebben az időtartományban is a bejövő

jellel arányos jelet juttat a kimenetre, azaz az erősítés értékét az

$$A'(p) = g_{m3}R_2 \frac{1}{(1 + pC_{21}R_2)} \quad (21)$$

összefüggés adja meg. Elegendően nagy  $R_1C_{11}$  időállandó, illetve elegendő nagy  $R_1$  ellenállás esetén a rendszer egyes pontjain a feszültségeket az

$$U_{ki}(p) = -\frac{U_{be}}{p} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'(p)}{1 + \beta A'(p)} - \frac{I_{M1}}{p^2 C_{11}} \frac{g_{m2}}{g_{m3}} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right) \frac{\beta A'(p)}{1 + \beta A'(p)}, \quad (22)$$

$$U_2(p) = -\frac{I_{M1}}{p C_{11}}, \quad (23)$$

$$U_1(p) = -\frac{U_{be}}{p} \frac{R_v}{R_g + R_v} - U_{ki}(p) \cdot \frac{R_g}{R_g + R_v} \quad (24)$$

egyenletrendszer segítségével állíthatjuk elő. A kifejezések alapján megállapíthatjuk, hogy ezen a szakaszon annyiban jelent javulást az előreccatolás a nagyjelű viselkedésben, amennyire az  $g_{m3}$  meredekség nagyobb, esetleg lényegesen nagyobb a  $g_{m2}$ -nél. Az Aktív erősítés növelése nagyban növeli a beállási pontosságot (lásd 1.1.b pont).

#### c) A segéderősítő telítése

A segéderősítő árama az  $I_{M3}$  értékkel korlátozott. A korlátozás akkor jelentkezik, ha  $\left|U_{be} \frac{R_v}{R_g + R_v}\right| > \frac{I_{M3}}{g_{m3}}$ . Ekkor a kimeneti maximális jelváltozási sebességet az

$$SWR \cong \frac{I_{M3}}{C_{21}} \quad (25)$$

érték korlátozza.

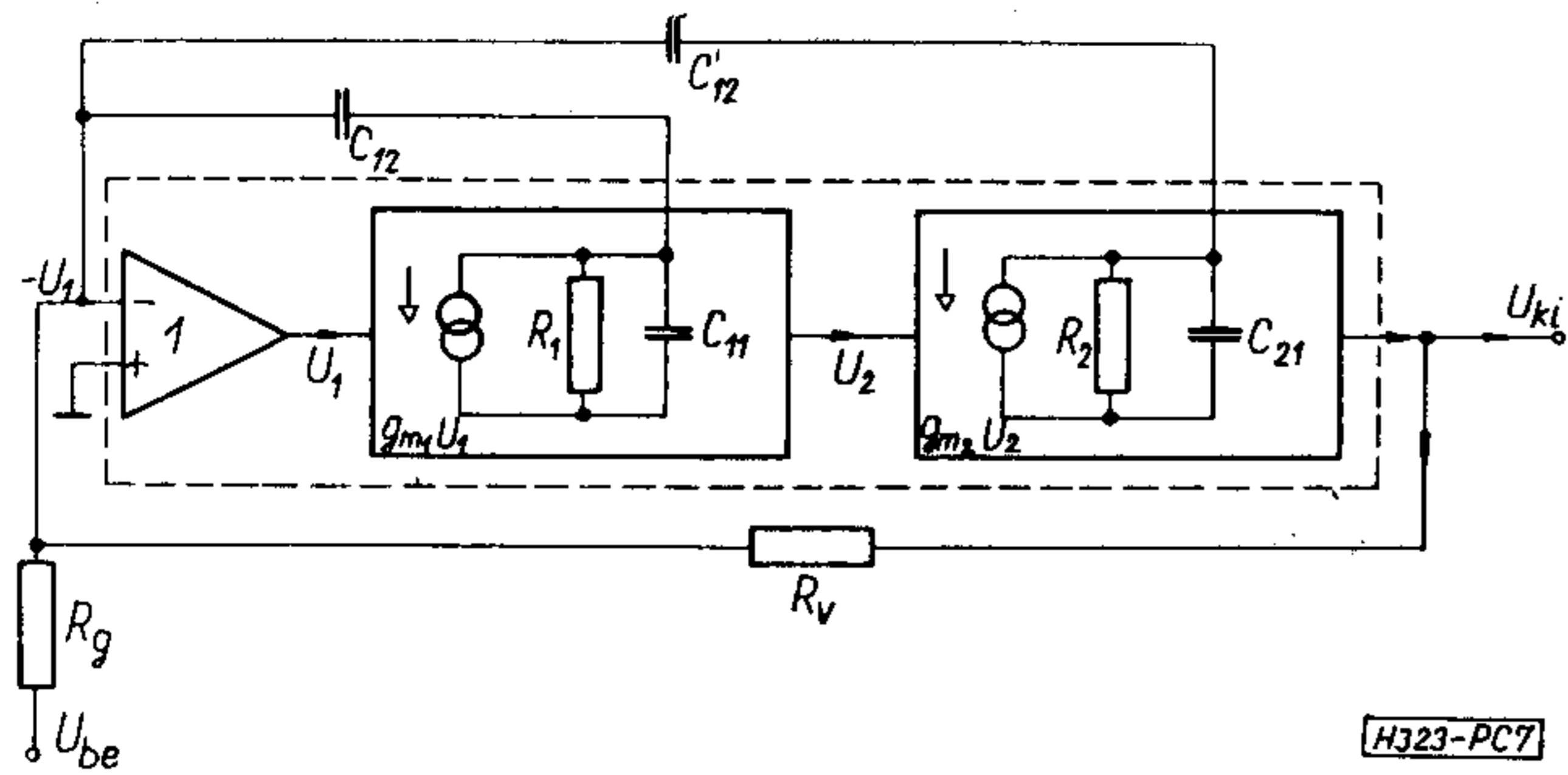
A segéderősítő beépítése általában járulékos terhelő kapacitás beépítésével is együtt jár. Ezért a (18) és (25) egyenletekben szereplő  $C_{21}$  kapacitás a gyakorlati kapcsolásokban nem azonos.

## 2. Az előreccatolásos kompenzálás gyakorlati szempontjai

Ebben a fejezetben azokat a praktikus problémákat foglaljuk össze, melyek részben korlátokat jelentenek az előreccatolás alkalmazása számára, részben pedig felvetődnek a konkrét áramkörök kivitelezésekor.

### 2.1. Kapacitív előreccatolás elválasztó erősítő nélkül

A műveleti erősítőket célszerű úgy gyártani, hogy a legkevesebb külső elem felhasználásával üzembe helyezhetők legyenek. Kompenzálás esetén legjobb az a megoldás, amikor csak kapacitásokat kell a műveleti erősítő kivezetéseihez csatolni. A kérdés lényegében visszavezethető a véges ellenállású pontról történő előreccatolásra, azaz szükségessé teszi a műveleti erősítő bemenő impedanciájának vizsgálatát is.



7. ábra. Előreccatolás kompenzálás elválasztó erősítő nélkül

Az előreccatoló kapacitás (7. ábra) azonos fázisú pontra csatlakozik. A közismert Miller-effektus alapján a  $C_{12}$  kapacitás a bemeneti impedanciában negatív kapacitásként jelentkezik. Ez a negatív kapacitás az eredő generátor ellenállással gerjedésre hajlamos leosztást képez. A rendszer ilyen módon nem kompenzálható. A negatív kapacitás hatását azonban egyszerűen kompenzálni lehet egy általában igen kis értékű  $C'_{12}$  kapacitással, mely az előreccatolt fokozatot követő fázisfordító fokozat kimenetéről juttat vissza jelet az erősítő negatív bemenetére. Ez az utóbbi megoldás pozitív kapacitást transzformál az erősítő bemenetére, és ezzel az eredő bemenő kapacitást pozitívvá teszi.

A kompenzálás feltétele első közelítésben — tehát, ha a második fokozat törésponti frekvenciája lényegesen nagyobb az elsőnél — a

$$C'_{12} > \frac{C_{12}}{g_{m2}R_2} \quad (26)$$

egyenlőtlenséggel adható meg. Mivel pontos kiegyenlítést a toleranciák és a nagyfrekvenciás járulékos fázistolások miatt nem lehet megvalósítani, minden esetben nagyobb  $C'_{12}$  értéket kell választani a lehetséges minimálisnál. Ez azt is jelenti, hogy a bemeneti impedancia ezekben a rendszerekben kapacitív jellegű.

A  $C'_{12}$  kapacitást abban az esetben, ha  $C_{12}$ -nél lényegesen kisebb az első fokozat és a második fokozat kimenetei közé is csatlakozhatjuk.

## 2.2. Túllövés és tetőzés az előreccatolt kompenzációsnál

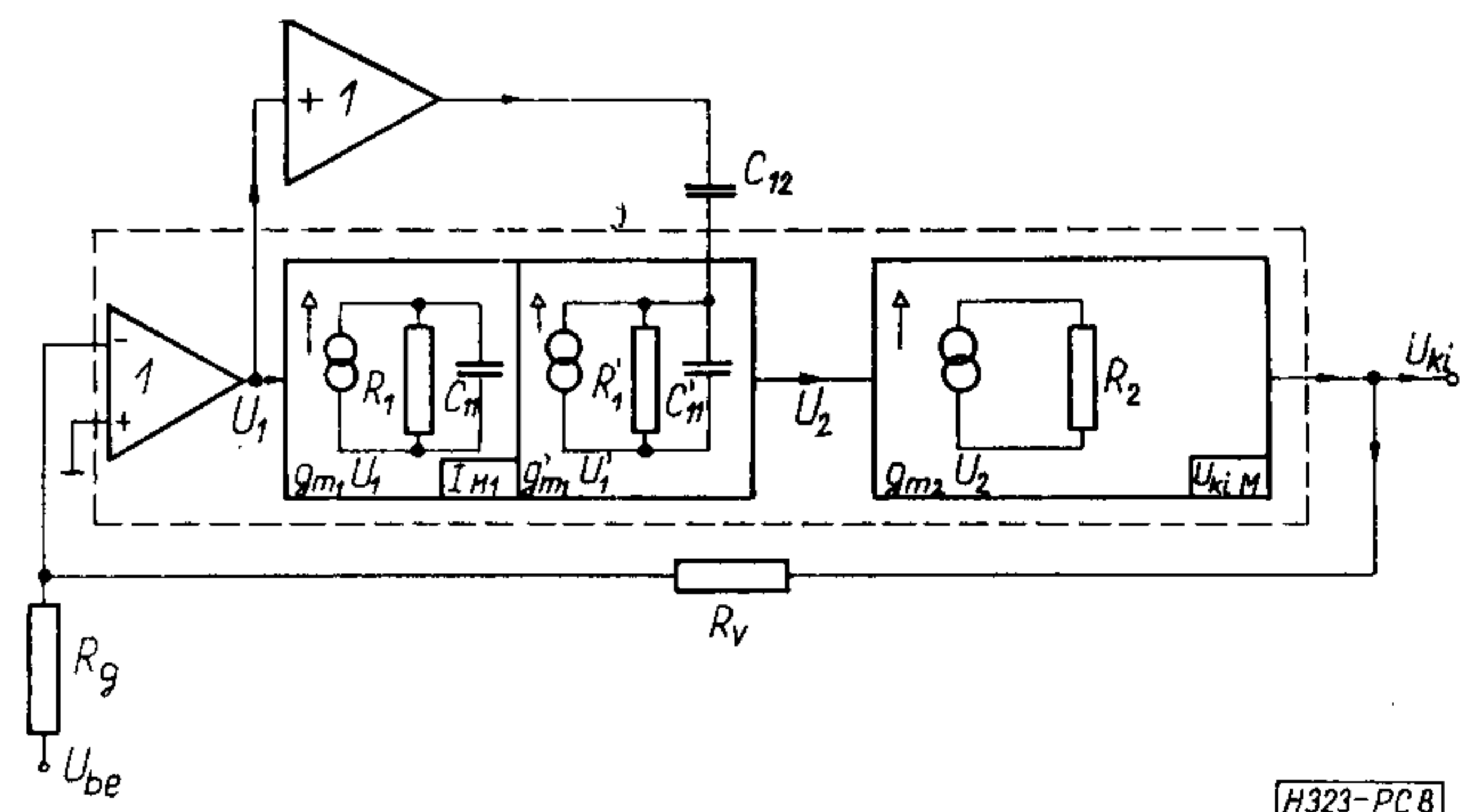
A segéderősítő kapacitív csatolása miatt az előreccatolás csak véges ideig biztosít jelet a kimeneten. Ez alatt az idő alatt az átblokkolt fokozatnak fel kell éledni ahhoz, hogy a kimenő jel tetőzés mentes legyen. Az átmeneti tetőzés veszélye akkor áll fent elsősorban, ha az átblokkolt erősítőrészlet több pólust tartalmaz. Jól elemezhető a tetőzés feltétele a 8. ábrán látható egyszerűsített elrendezésen.

Az erősítő mindkét frekvenciafüggő fokozatát az átblokkolt fokozat tartalmazza. Ez azt eredményezi, hogy az előreccatolás által előrejuttatott jelet csak lassan követi az első fokozat telítéséből adódó, állandó áramú generátorból származó jel. Így a kimenő jelben egy rövid szakaszon tetőzés jelentke-

zik, majd az áram hatásának megérkezése után a jel lassan emelkedni kezd. Ez a jelenség igen erőteljesen megnöveli a nagy pontosságú beállási tranzienst időt.

Az előreccatolásos kompenzálás szinte mindig túllövést eredményez a kimenőjelben. A túllövés oka kétféle lehet. Az egyik ok az, hogy a kimeneten megjelenő, gyorsan változó jel csak késleltetés után jut vissza a bemenetre, azaz a visszacsatolás frekvenciafüggő. Az integráló jellegű, fáziskésleltető visszacsatolást a bemenő kapacitás okozza. Hatását — amennyiben nem a 7. ábrán látható  $C'_{12}$  kapacitással kapcsolatos — semlegesíteni lehet azzal, hogy a visszacsatoló  $R_g$ ,  $R_v$  ellenállaspárból és a bemeneti kapacitásból álló osztót kompenzáljuk egy kis értékű kapacitással, mely az  $R_v$  ellenállással párhuzamosan kapcsolódik. Az ilyen módon kompenzált ellenállásosztó a járulékos késleltetéseket megszünteti [14].

A túllövés másik oka az lehet, hogy az átblokkolt fokozat telítési tartományában megmaradt aktív erősítő — melynek erősítését  $A'(p)$  jelöléssel jelöltük — a benne szereplő másodlagos pólusok és a frekvenciafüggő  $\beta$  miatt visszacsatolhatatlan adott relatív stabilitás mellett. Általánosságban azt mondhatjuk, hogy a maradék aktív erősítőre, bár kisebb effektív erősítésű, ugyanazok a követelmények érvényesek, mint a teljes műveleti erősítőre, tehát domináns pólusának kell lenni és a mellékpólusok által



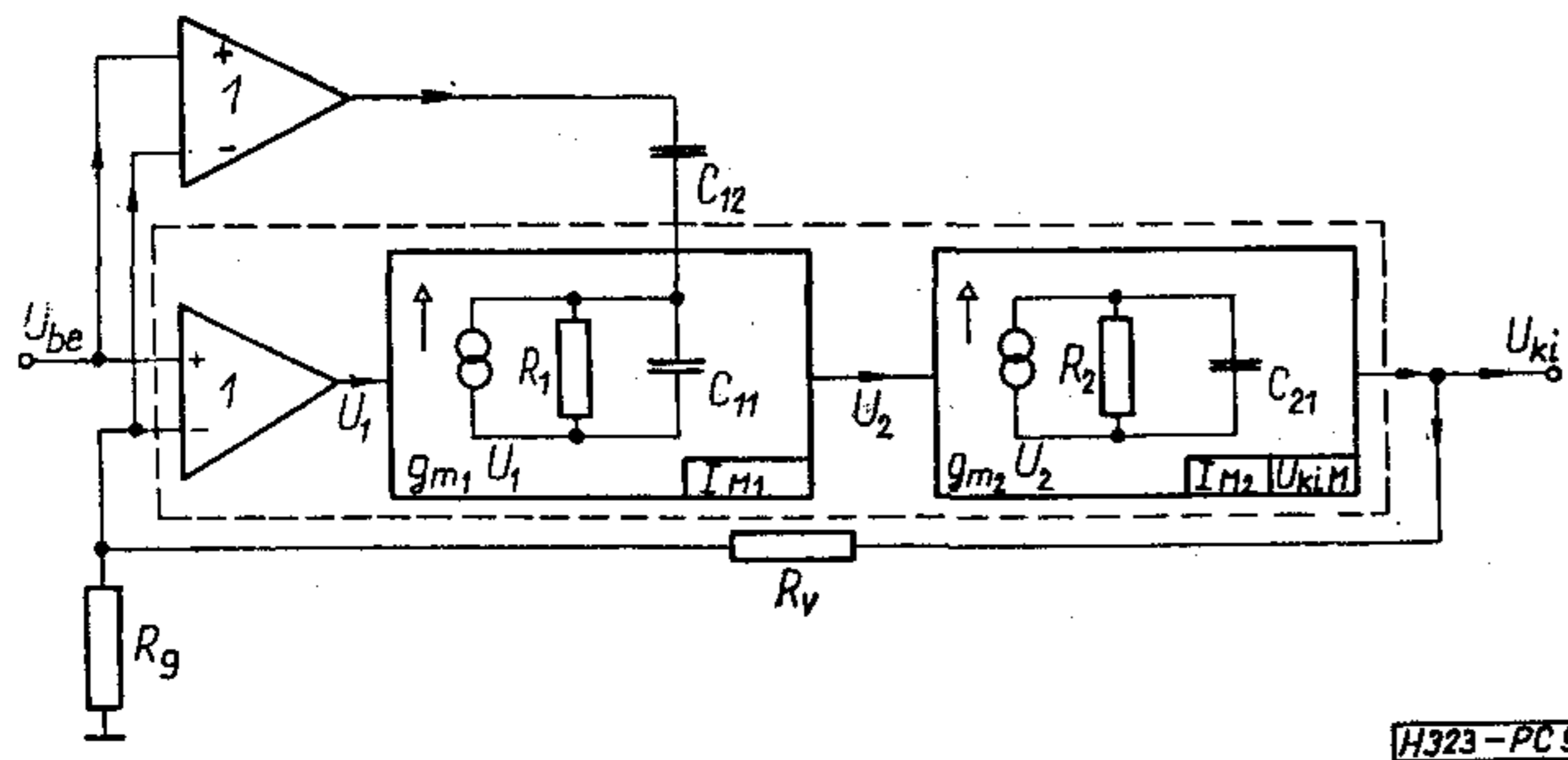
8. ábra. Előreccatolás a rendszer kimenetére

okozott járulékos fázistolás a kritikus  $|\beta A'(p)|=1$  helyen nem haladhatja meg az adott küszöbértéket. Ez a követelmény nem teljesül minden integrált erősítőnél, így a feltétel alapvetően korlátozza az előreccatolásos kompenzálás felhasználhatóságát.

## 2.3. Pozitív erősítésű műveleti erősítő előreccatolása

Az eddig bemutatott számítások és példák csak a fázisfordító, virtuális földponton rendelkező kapcsolásokra vonatkoztak. Érthetően felvetődik a kérdés: vajon lehetséges-e a fázist nem fordító fokozatokat előreccatolással kompenzálni. A válasz erre a kérdésre igen, de ez az igen olyan szigorú feltételekhez kötődik, melyeket a felhasználó nehezen tud teljesíteni.

A fázist nem fordító fokozatok előreccatolt kompenzálásának elvi vázlatát a 9. ábrán mutatjuk be.



9. ábra. Pozitív erősítésű erősítő előreccatolásos kompenzálásának elvi vázlata

Az aszimmetrikus bemenetű elválasztó erősítő szerepét itt egy kivonó jellegű szimmetrikus bemenetű differenciál erősítő veszi át.

A kivonó erősítőre az alábbi követelményeket kell előírni:

– Egyenáramú csatolás a kivonás előtt, tehát a bemeneten (ez rontja a teljes erősítő offset és drift paramétereit).

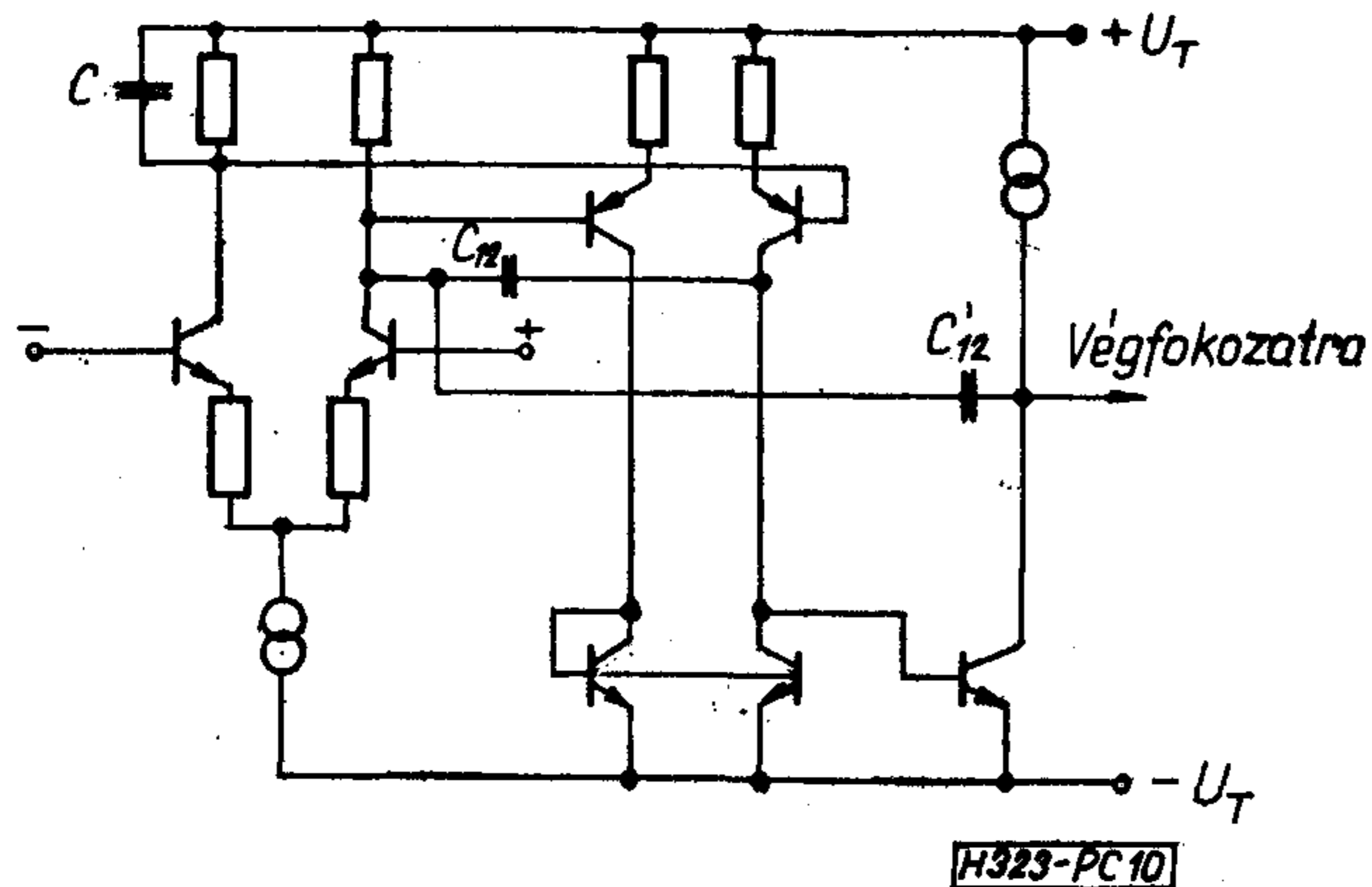
– Szélessávú, nagy maximális jelváltozási sebességű átvitel (a kis sáv szélesség kedvezőtlenül hat a tranziens tartománybeli viselkedésre, a teljes rendszer így túllövással rendelkezhet vagy gerjedékeny lehet).

– Nagy bemenő ellenállás, kis bemenő kapacitás (az utóbbi rontja a tranziens átvitelt).

– Nagy közös módusú kivezérelhetőség és nagy közös módusú elnyomás (a közös módusú jel a kapacitív hatások következtében igen lassú tranzienseket okozhat).

A felsorolt tulajdonságok arra utalnak, hogy az előreccatolás kedvéért egy viszonylag kis erősítésű, de egyébként az integrált áramkörök bemenő fokozatával azonos jellegű fokozatot kellene felépíteni. A probléma nehezen oldható meg egyszerű eszközökkel, így csak végszükség esetén érdemes ezt a megoldást választani.

A gondolat azonban némi módosítással megvalósítható az integrált áramkörökön belül [10, 13], ahol az első fokozat eleve teljesíti a fent említett feltételeket. A megoldás áramköri vázlata a 10. ábrán látható. A műveleti erősítő első fokozatát viszonylag kis erő-



10. ábra. Előreccatolásos kompenzálás integrált áramkörön belül (LM 318)

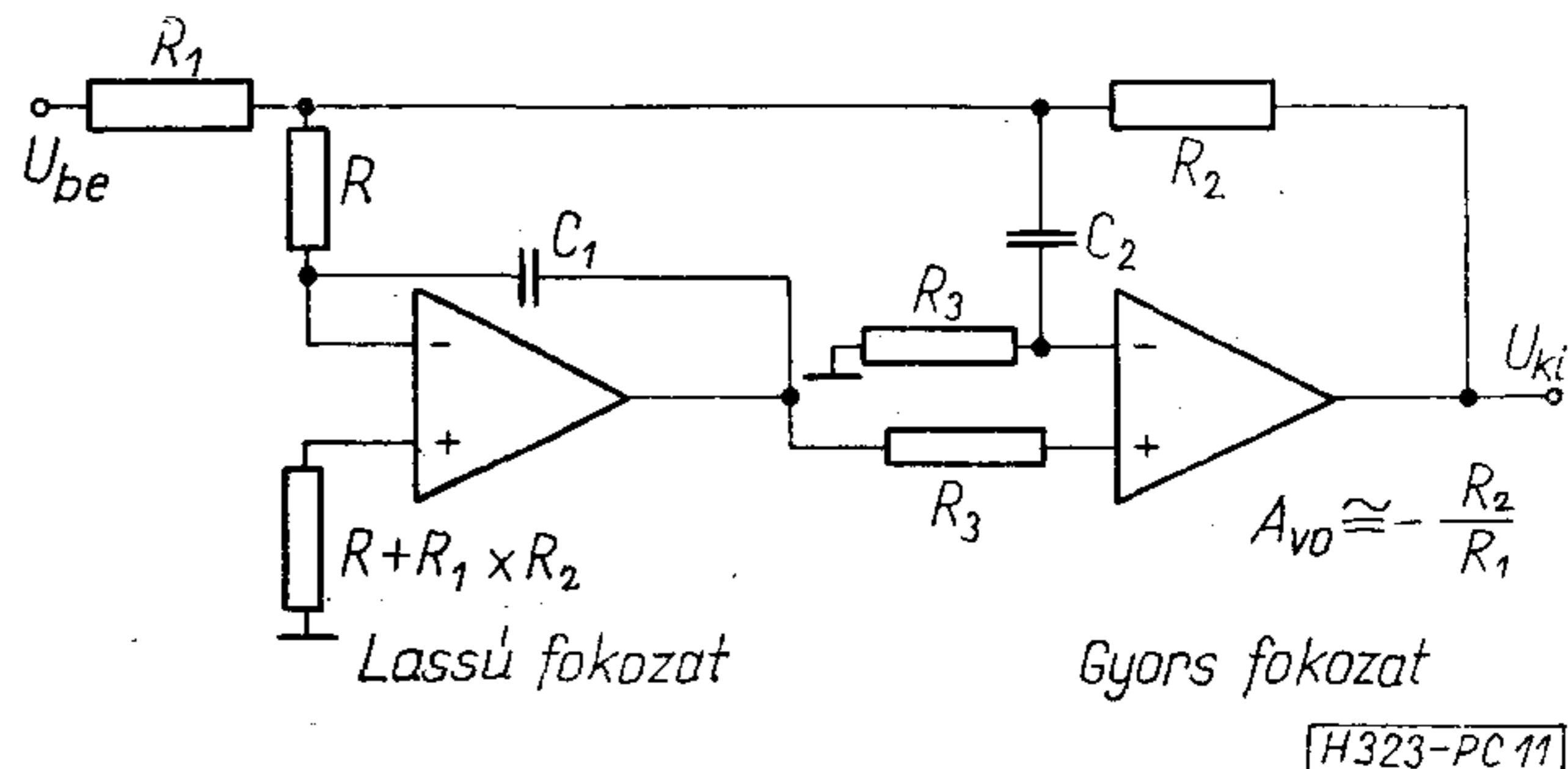
sítésűre készítik. A feed-forward kompenzálást az egyik aszimmetrikus kollektorpontról végezzük el a  $C_{12}$  és a  $C'_{12}$  kapacitások felhasználásával. Tehát az előreccatolás a kollektorpontok közül csak az egyik oldalt érinti. A másik oldalon biztosítani kell, hogy legalább a tranziens idő alatt ne jusson jel a további fokozatokra. Ezt a feladatot a C kondenzátor végzi el, mely igen nagy értékű és a bal oldali kollektor ellenállást söntöli. Ez az elrendezés egyszerre biztosítja a szimmetrikus egyenáramú és az aszimmetrikus váltóáramú erősítést és lehetővé teszi az előreccatolásos kompenzálást (szimmetrikus előreccatolásos kompenzáláshoz még újabb fokozatokat kellene beépíteni a kapacitív kompenzálás érdekében). Az erősítő erősítésének zömét a második és harmadik fokozat adja, az átblokkolás pedig a viszonylag kis áramú és domináns pólussal kapcsolatos fokozatot érinti.

#### 2.4. Egyéb gyakorlati szempontok

a) Az előreccatolt feszültség a bemeneti ugrásjel amplitúdójával azonos nagyságrendű, tehát néhány volt is lehet. Ez az érték a bemeneti fokozat számára elfogadható, de a többi előreccatolásban szereplő fokozat bemenetét telítésbe vagy a letörési tartományba viheti. A letörések, illetve a tranzisztorok telítése üzemképtelenséget jelentő egyenáramú eltolódásokat okozhat. A letöréseket a műveleti erősítő bemenetei közé kapcsolt diódákkal előzhetjük meg, melyek az előrejutó jel amplitúdóját korlátozzák. A diódák kis kapacitásúak és kis feléledési idejűek legyenek.

b) A gyors műveleti erősítők fontos adata a beállási idő (settling time), amelyet a beállási pontosság függvényében szoktak megadni. Az előreccatoló kompenzálás a kisebb pontosságú, tehát a slewing-rate-tel kapcsolatos beállási időt számottevően javítja. Korlátozó tényező a mellékpólusok által okozott járulékos berezgés, mely a tranziens időt jelentősen megnyújthatja. Általános szabály az, hogy a kis amplitúdójú gerjedéseket, illetve másodfokú tranzienseket hatékonyan csökkenti a 2.2. pontban említett kompenzált osztó kialakítás, azaz a visszacsatoló ellenállás söntölése kis értékű kapacitással.

c) Gyakran felvetődik az igénye annak, hogy nagy pontosságú egyenáramú erősítőt építsünk igen széles frekvenciasávval. A műveleti erősítők választékából köztudott, hogy ez a két követelmény egymásnak ellentmondó. Ilyenkor alkalmazható a 11. ábrán be-



11. ábra. Több műveleti erősítőt felhasználó előreccatolásos kompenzálás (példa a gyors és pontos fázisfordító fokozatra)

mutatott elrendezés, mely az egyenáramúlag csatolt nagy pontosságú, de lassú, illetve szándékosan lesöntött erősítőt gyors váltóáramúlag csatolt erősítővel egészíti ki. A megoldás lényegében előrecsatolásos kompenzálás, amely azonban teljes erősítő egységekkel működik.

### 3. Mérési eredmények

Az előbbieken ismertetett elvi leírások illusztrálására méréseket végeztünk. A műveleti erősítő kiválasztásánál a következő szempontokat tekintettük:

a) Az elektromos paraméterek tekintetében lehetőleg tipikus legyen az általános célú műveleti erősítők között.

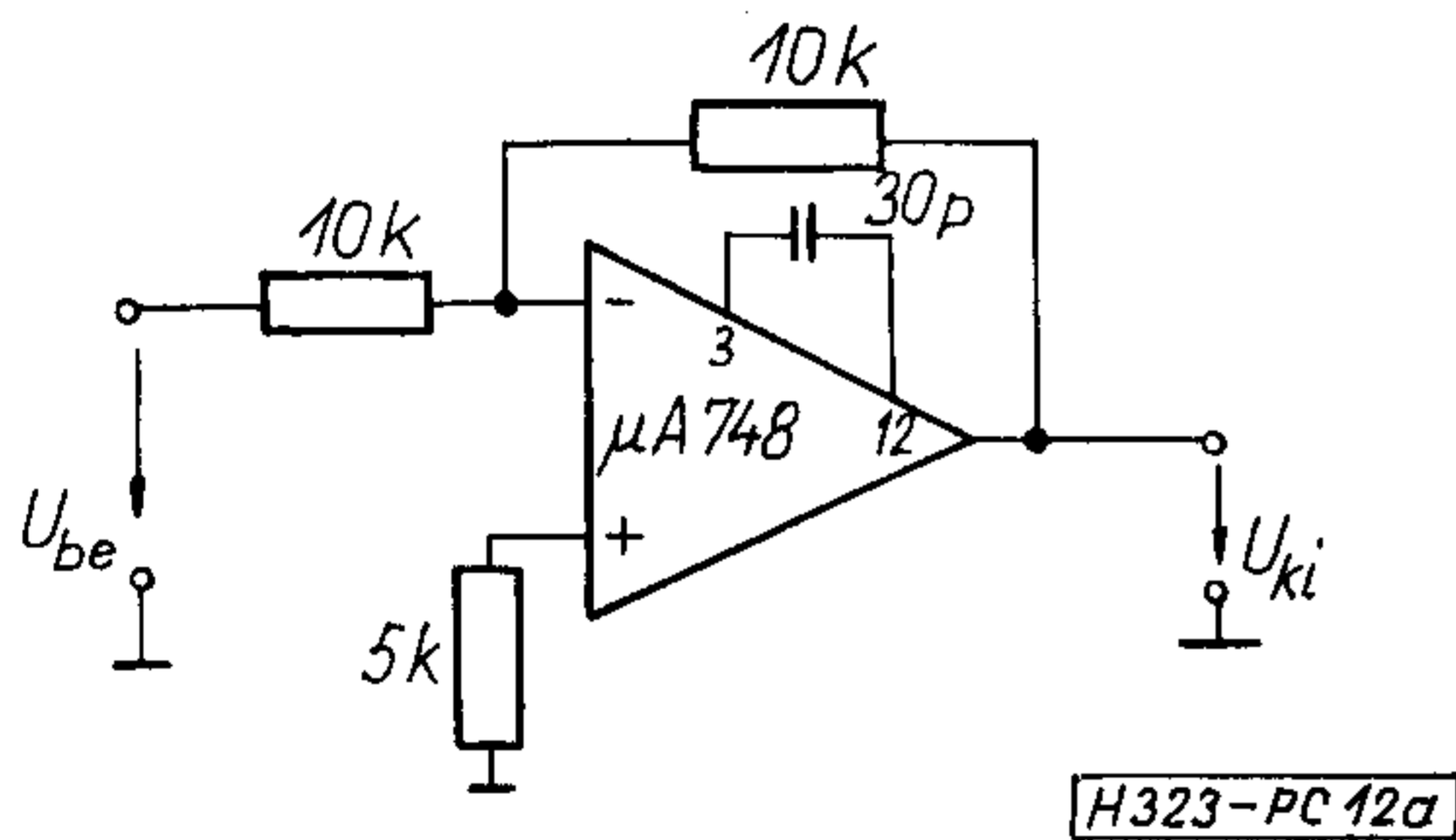
b) Lehetőség legyen a feed-forward kompenzálás több módozatának bemutatására.

A fentiek figyelembevételével a 748-as típust választottuk. A kapcsolások kialakításánál nemcsak az elvi tárgyalás illusztrálására törekedtünk, hanem arra is, hogy a gyakorlati igényeknek megfelelő „kapcsolás-család” alakuljon ki, mely devizaigényes áramköröket válthat ki.

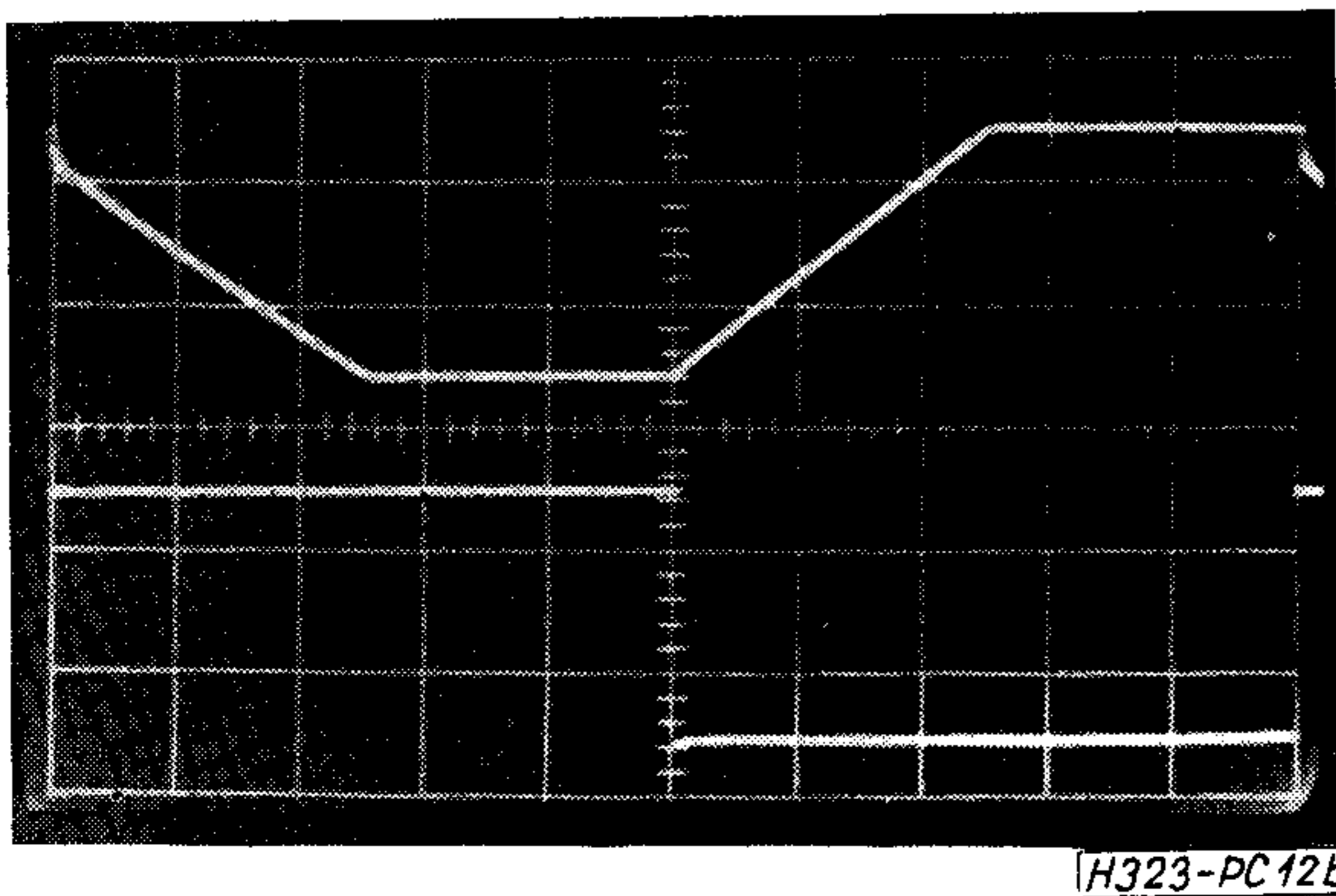
A méréseket egységnyi erősítésű invertáló kapcsolásban végeztük el. A meghajtást impulzusgenerátorról biztosítottuk, melynek impulzus felfutási ideje kb. 5 nsec volt, tehát jó közelítéssel ideális vizsgálójelnek mondható.

A bemenő jel: 10 V-os pozitív impulzus. Indikálásra az EMG 1555-ös oszcilloszkópot alkalmaztuk.

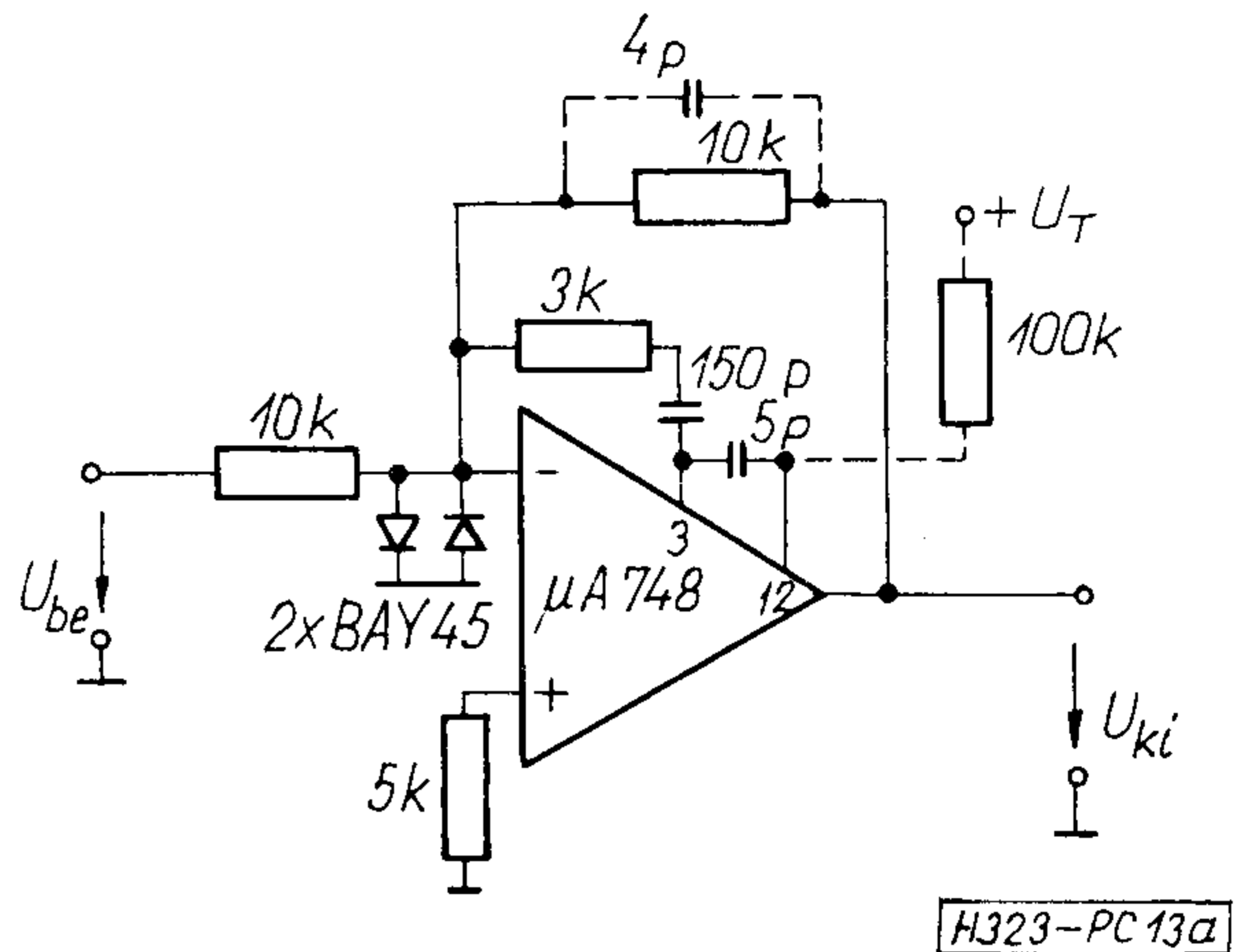
Az összehasonlítás megkönnyítésére az első mérés a hagyományos kompenzációval készült (12a és 12b ábra).



12a ábra. Kompenzálás pólus-eltolással



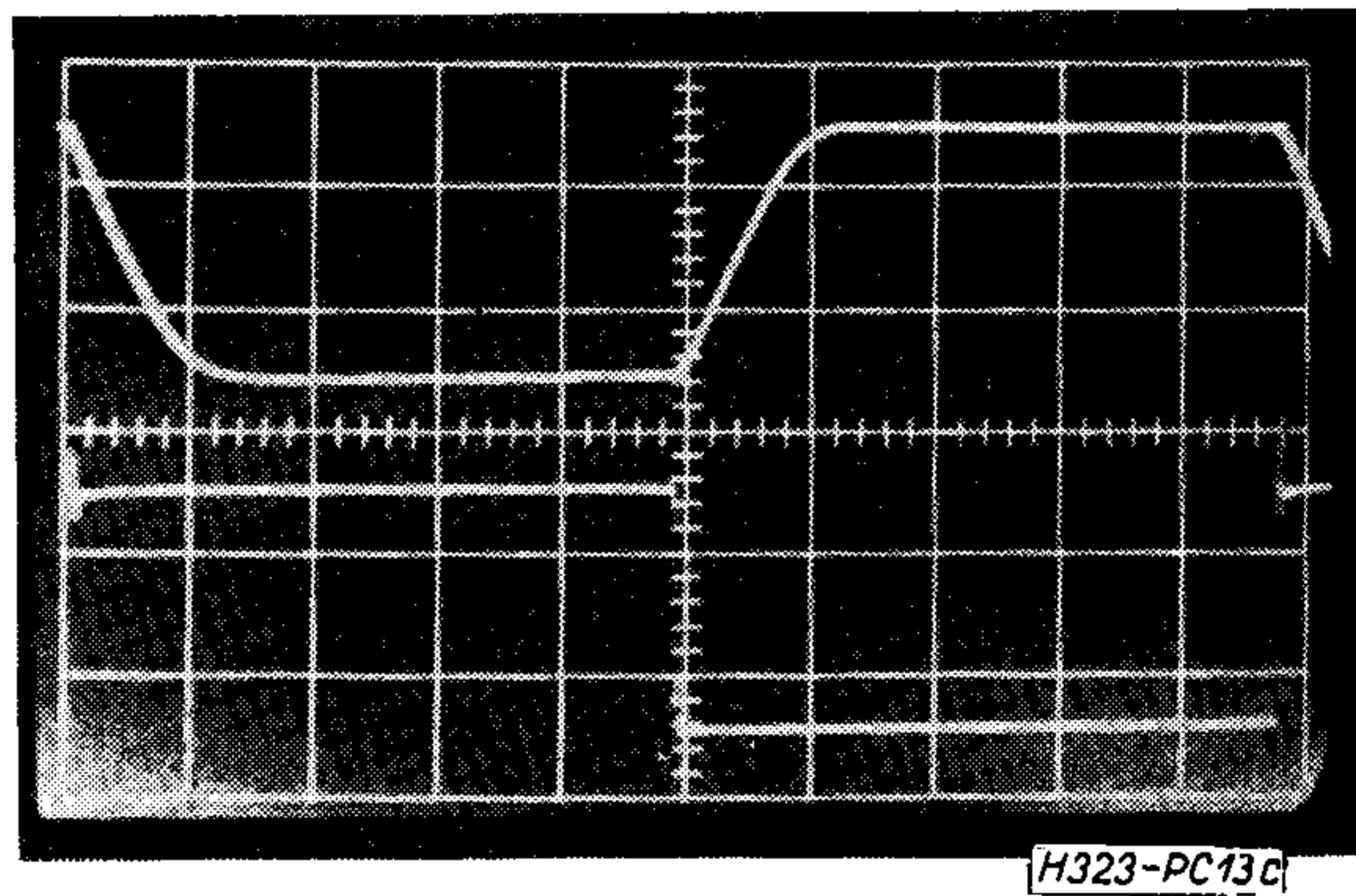
12b ábra. Függőleges eltérés: 5V/cm, vízszintes eltérés: 10 μs/cm



13a ábra. Standard előrecsatolásos kompenzálás



13b ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm

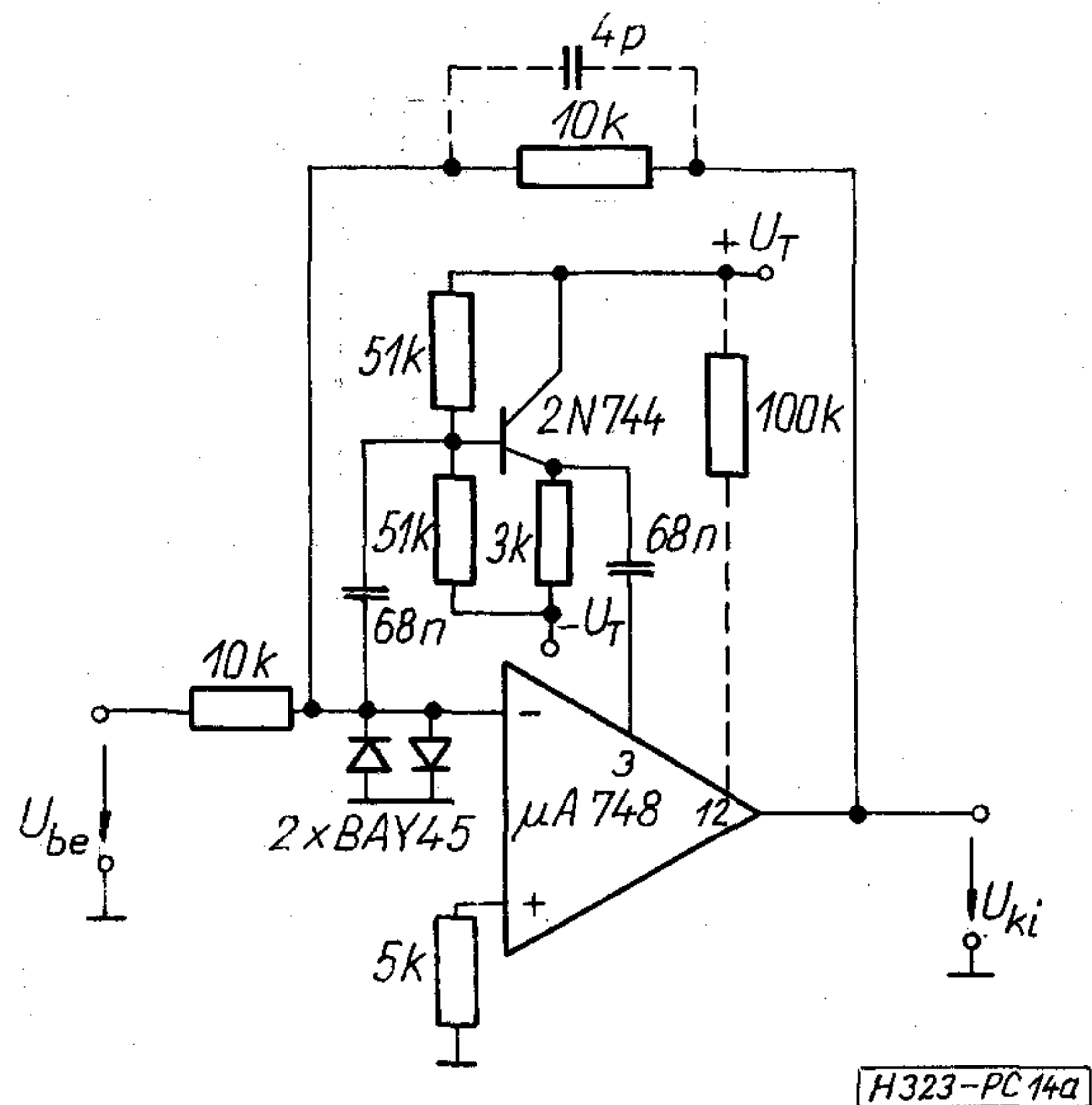


13c ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm

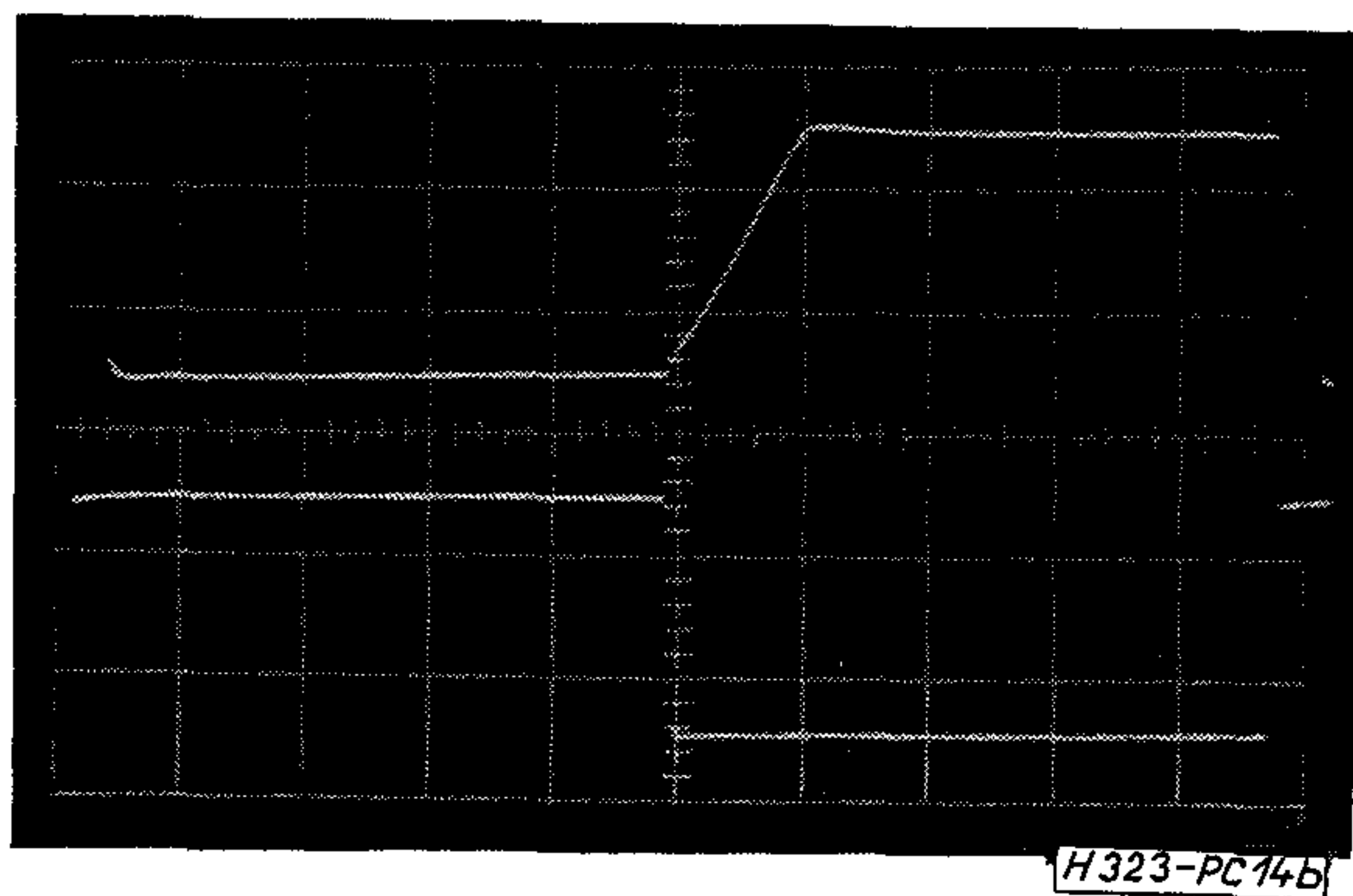
Jól megfigyelhető a fel- és lefutásnál az áramkorlátozott szakasz (a slew rate kb. 0,4 V/μs).

A következő összeállítás a gyári katalógus által ajánlott feed-forward kompenzálást mutatja (13b ábra). Helyettesítője a 7. ábrán látható. A bevitt zérus stabilitás növelő hatásából következően kisebb kompenzáló  $C$  szükséges, következésképpen az SWR növekszik (ld. a 18. egyenletet).

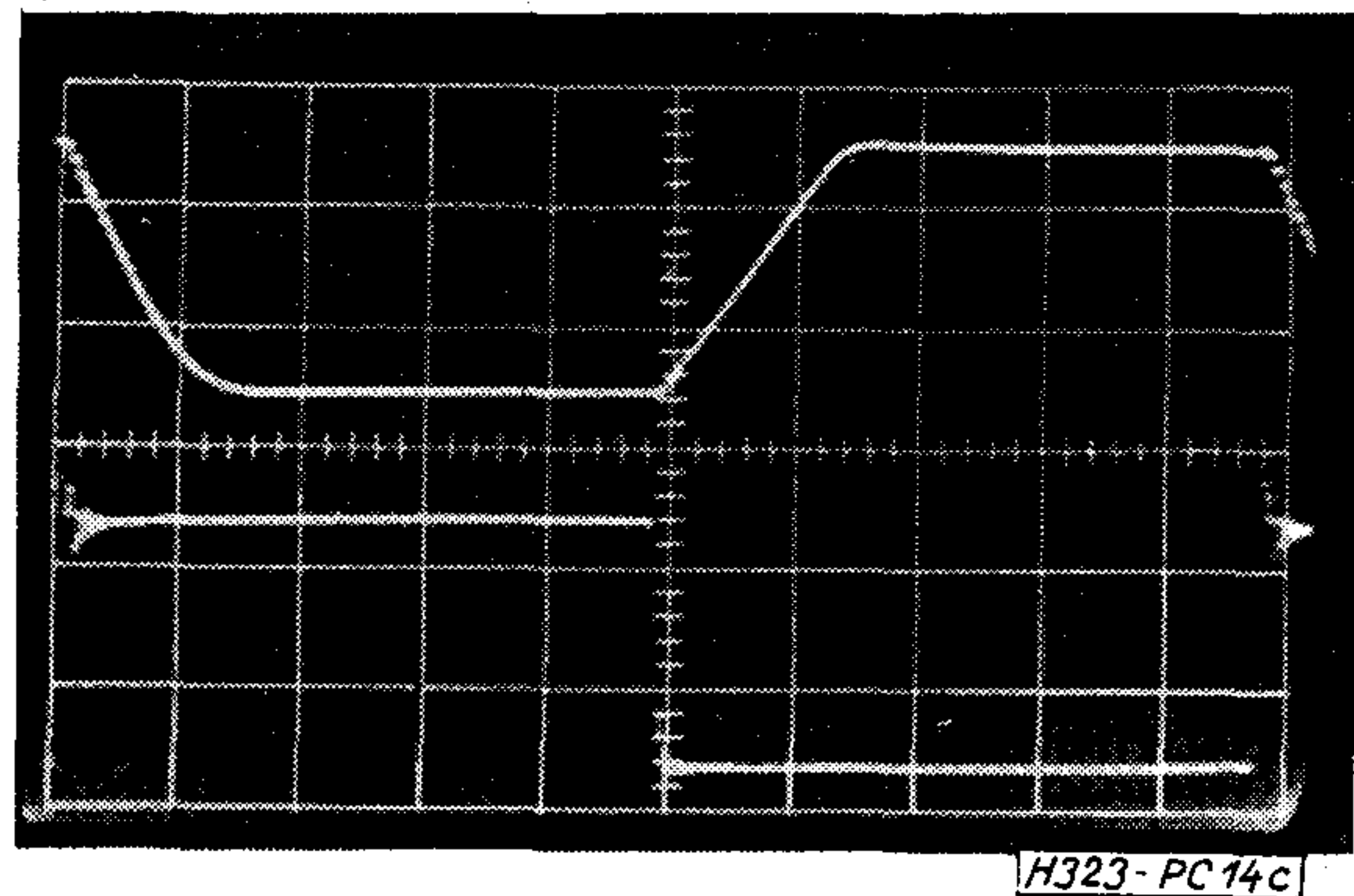
A szaggatott vonallal jelölt ellenállás a második fokozat  $I_{M2}$  áramát növeli meg, mely az előbbiekkal összhangban szintén SWR növelő hatású. Az áram növelésének a második fokozat túláramvédelme szab határt.



14a ábra. Előrcsatolásos kompenzációs elválasztó erősítővel



14b ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm



14c ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,2 μs/cm

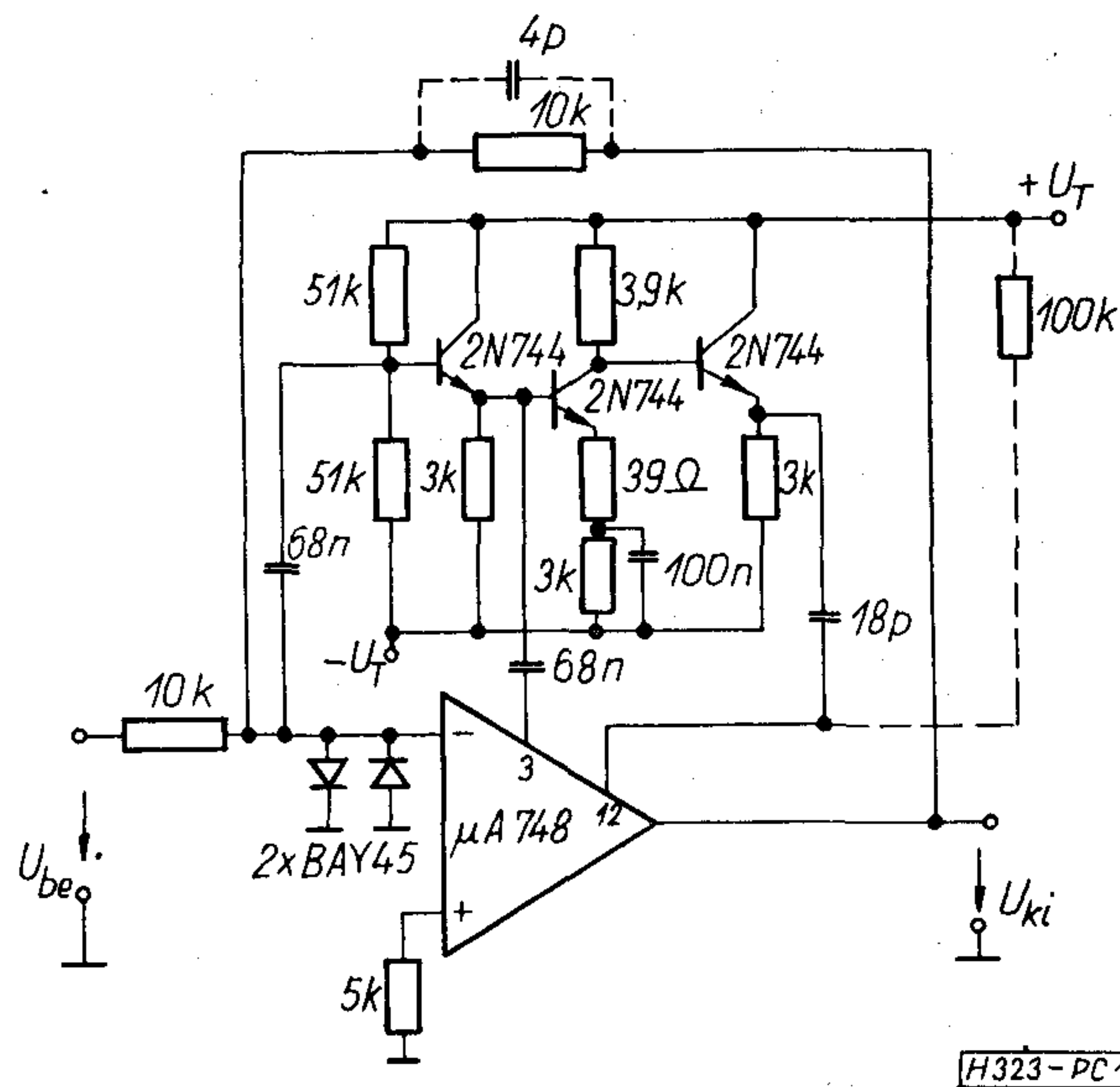
A szaggatott vonallal jelölt kapacitás a 2.2. pontban leírt túllövés kompenzációját szolgálja. A kiegészített kapcsolás jelalakján a fenti elemek hatása jól megfigyelhető (13c ábra).

Az előrcsatolást egy soros RC taggal biztosítjuk. Az R értéke olyan, hogy ne keletkezessen gerjedés a kis hurokban. Ezért a kisebb hurokerősítésű alkalmazásban az értéke csökkenthető [10]. Hátrányként jelentkezik, hogy az előrcsatolt jel szempontjából

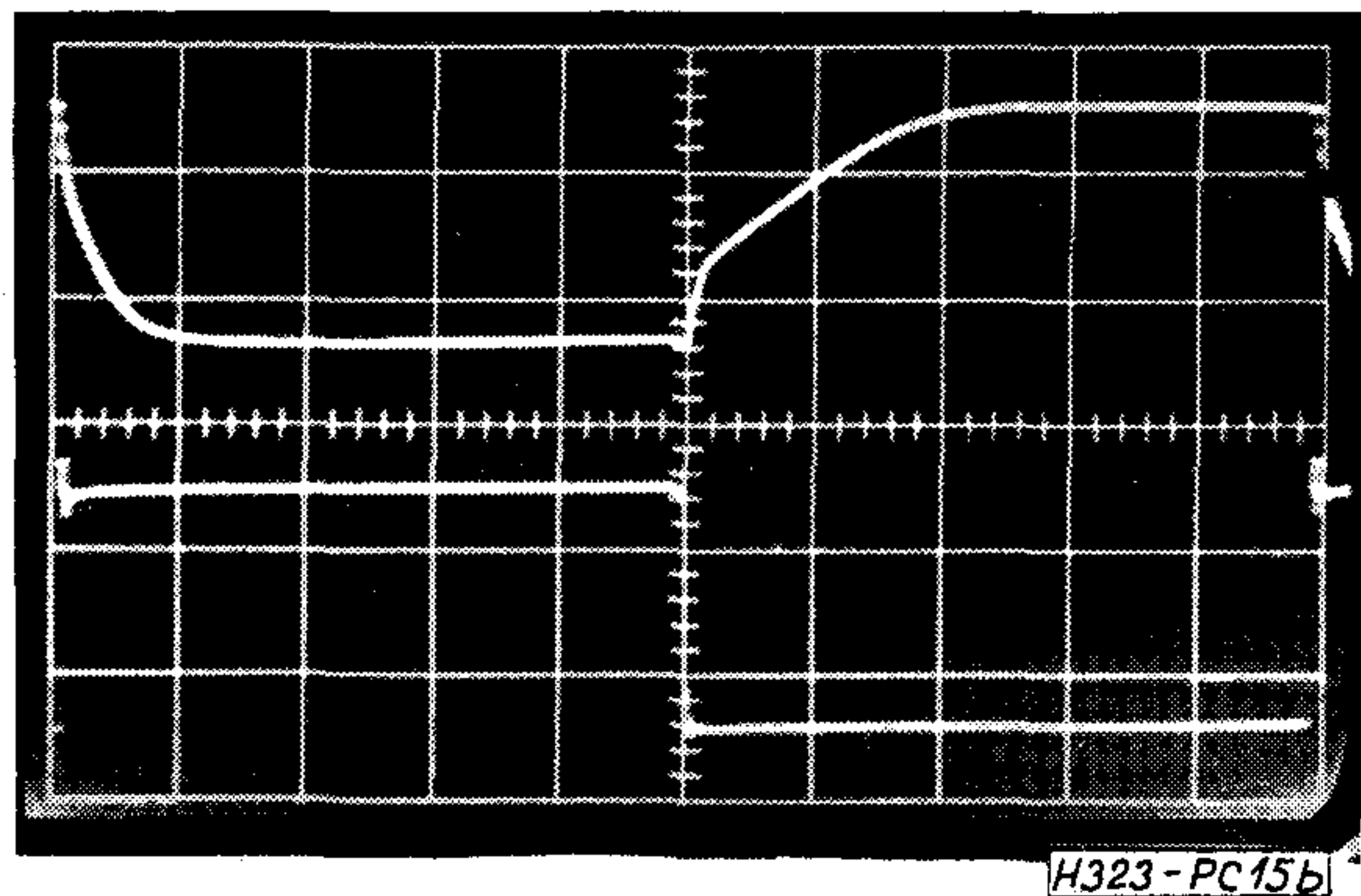
integráló tagot képez a  $C_{11}$  kapacitással, így az előrcsatolt jel felfutási ideje megnövekszik.

A fenti hátrányok kiküszöbölésére váltóáramúlag csatolt emitter követő alkalmas (14a ábra). A szaggatottal rajzolt ellenállás itt is  $I_{M2}$  növelését célozza (14b és 14c ábra).

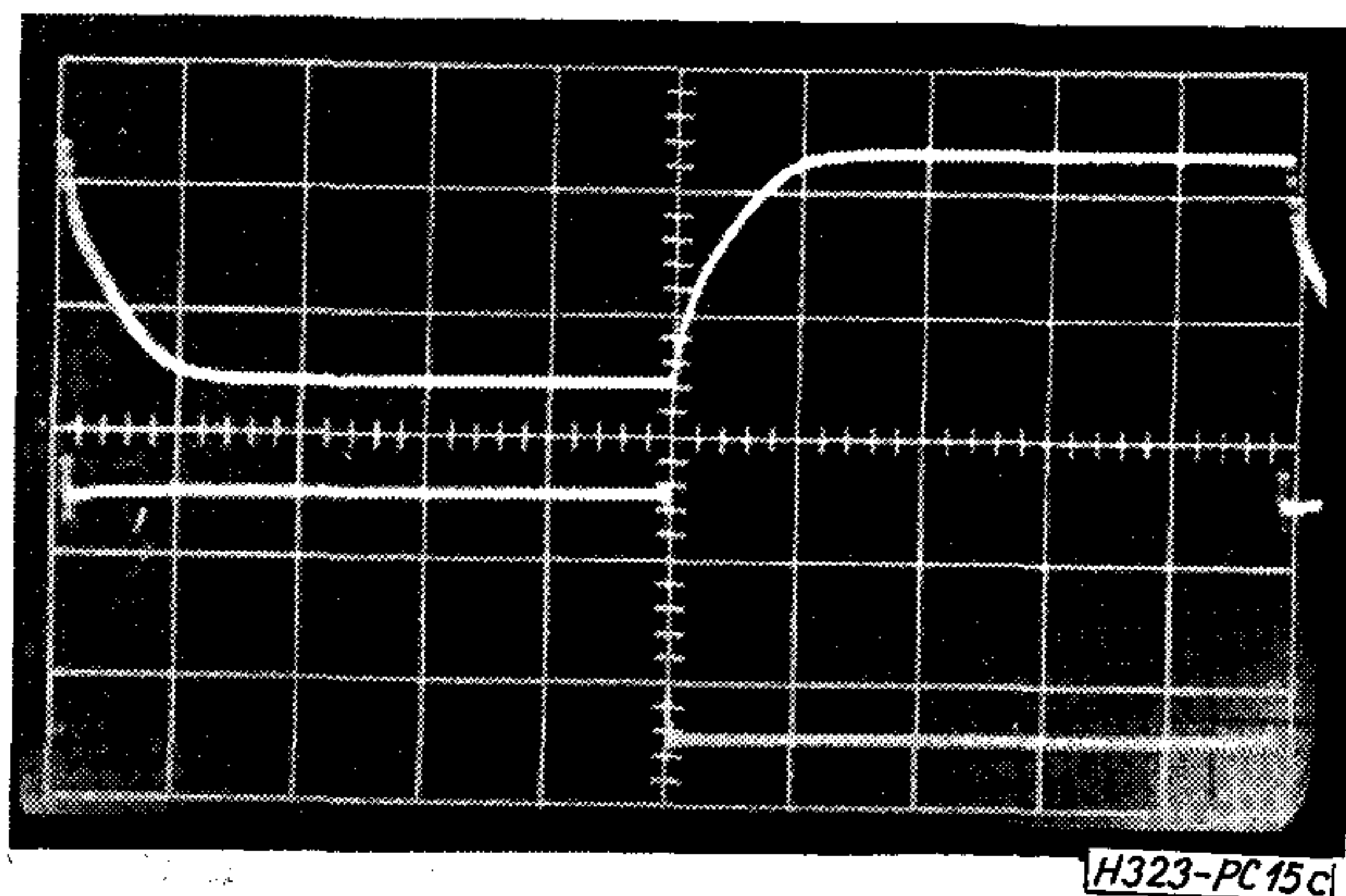
Összehasonlítva a 13b és 14b, illetve a 13c és 14c ábrákat a jelalakok fel- és lefutási idejének csökkenése igazolja az előbbi megfontolásokat.



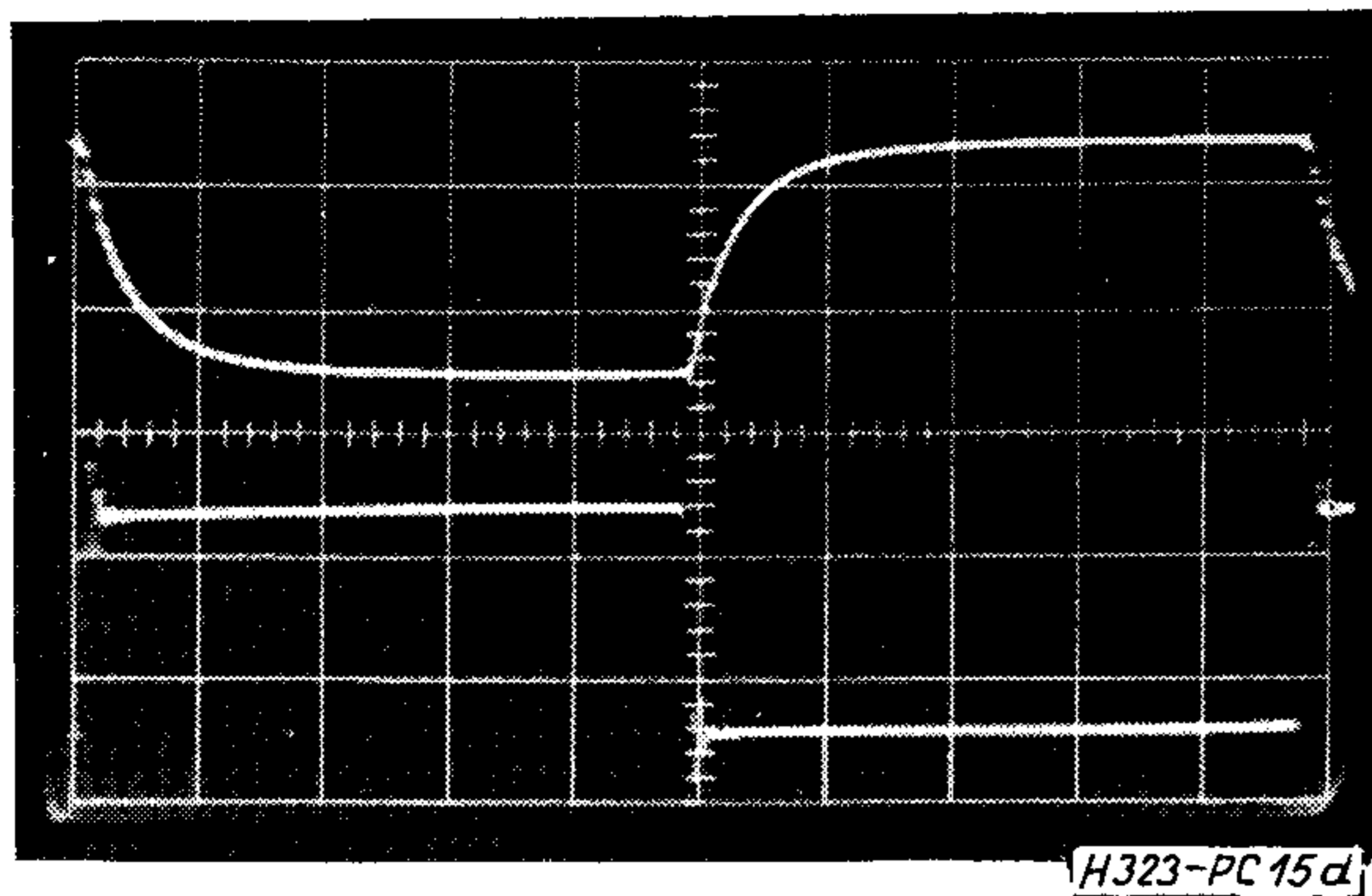
15a ábra. Kettős előrcsatolás elválasztó erősítővel (feszültségösszezés elvén)



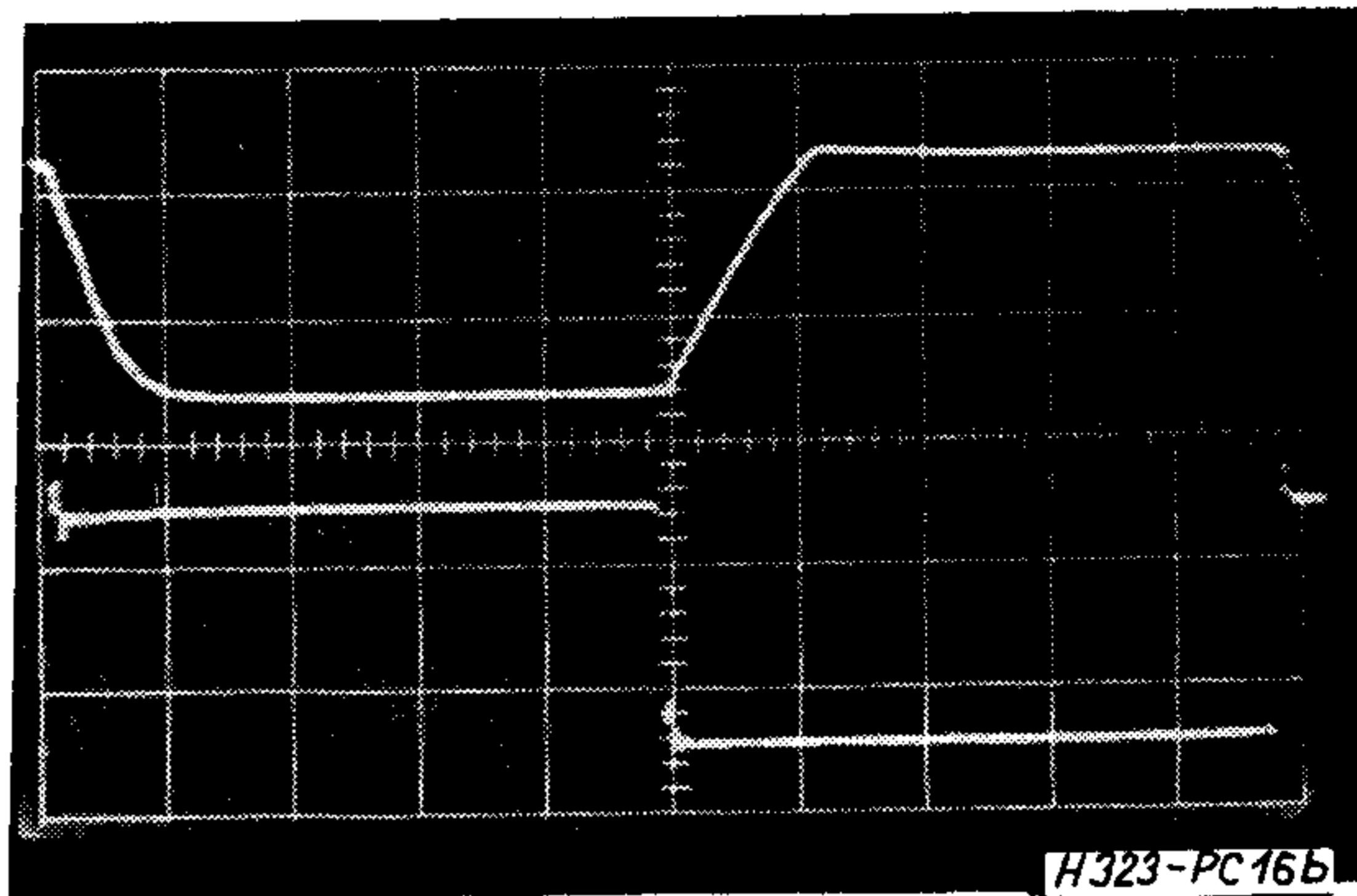
15b ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm



15c ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm



15d ábra. Függőleges eltérés: 0,5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,2  $\mu$ s/cm



16b ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,2  $\mu$ s/cm

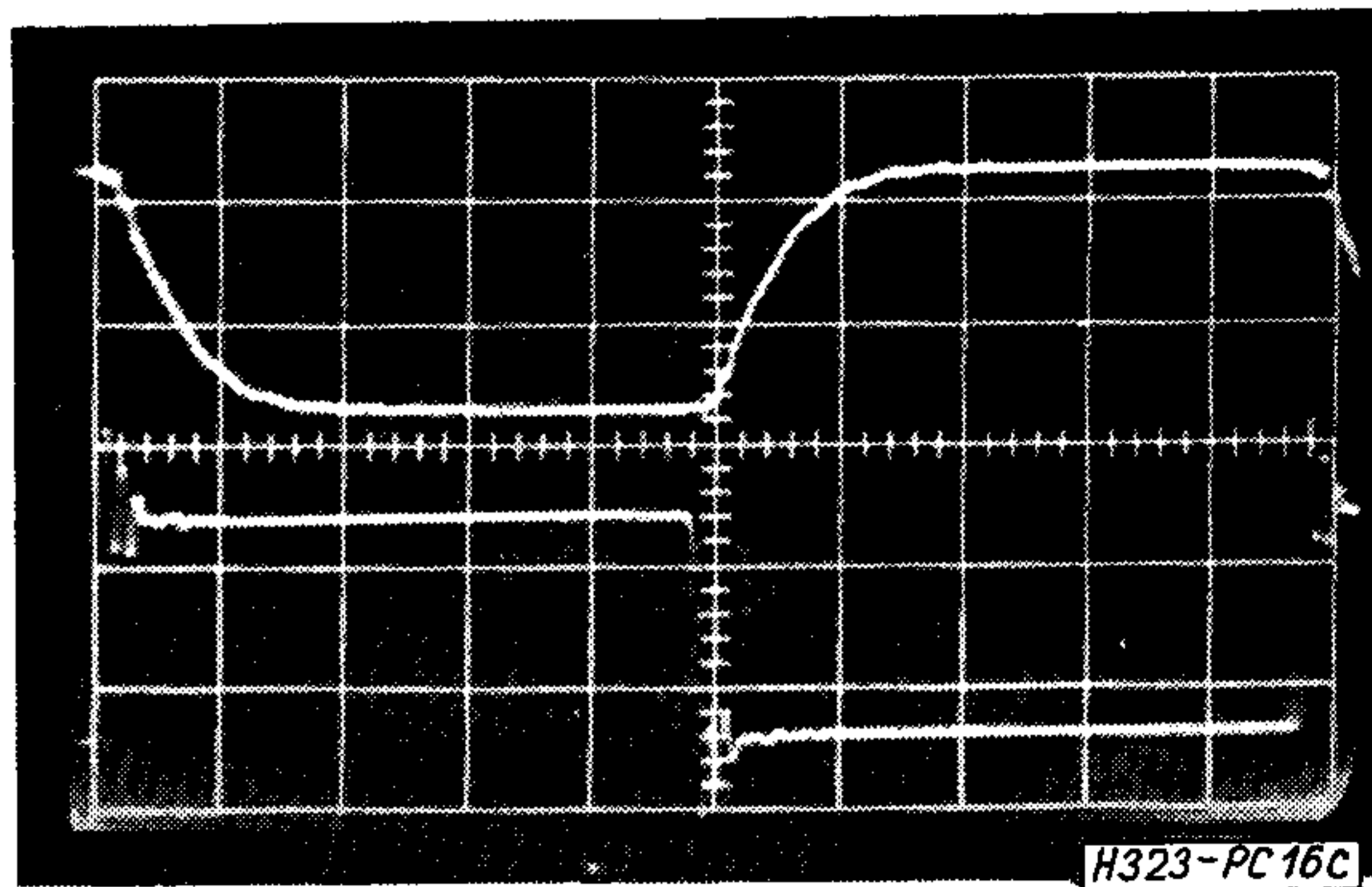
Megjegyezzük, hogy az áram növelése tranzisztoros áramgenerátorral is realizálható. Hátránya, hogy a bevitt kapacitás összemérhető a  $C_{21}$  kapacitással, így nem ad jobb eredményt, mint az egyszerű ellenállással történő becsatolás.

A 15a ábra mindkét fokozatra kiterjedő előrecsatolást mutat be. A két fokozat közötti fázisfordítást a segéderősítőnél is figyelembe kell venni. Tekintettel arra, hogy így az előrecsatolás rögtön a kimenetre történik, szükség volt kb. 100-szoros erősítésre.

Jól megfigyelhető az 5b ábrán illusztrált elvi jelalak konkrét kialakulása (15b ábra), illetve a második fokozat áramnövelésének hatása (15c ábra).

A kisjelű válasz a 15d ábrán látható ( $U_{be}=1$  V).

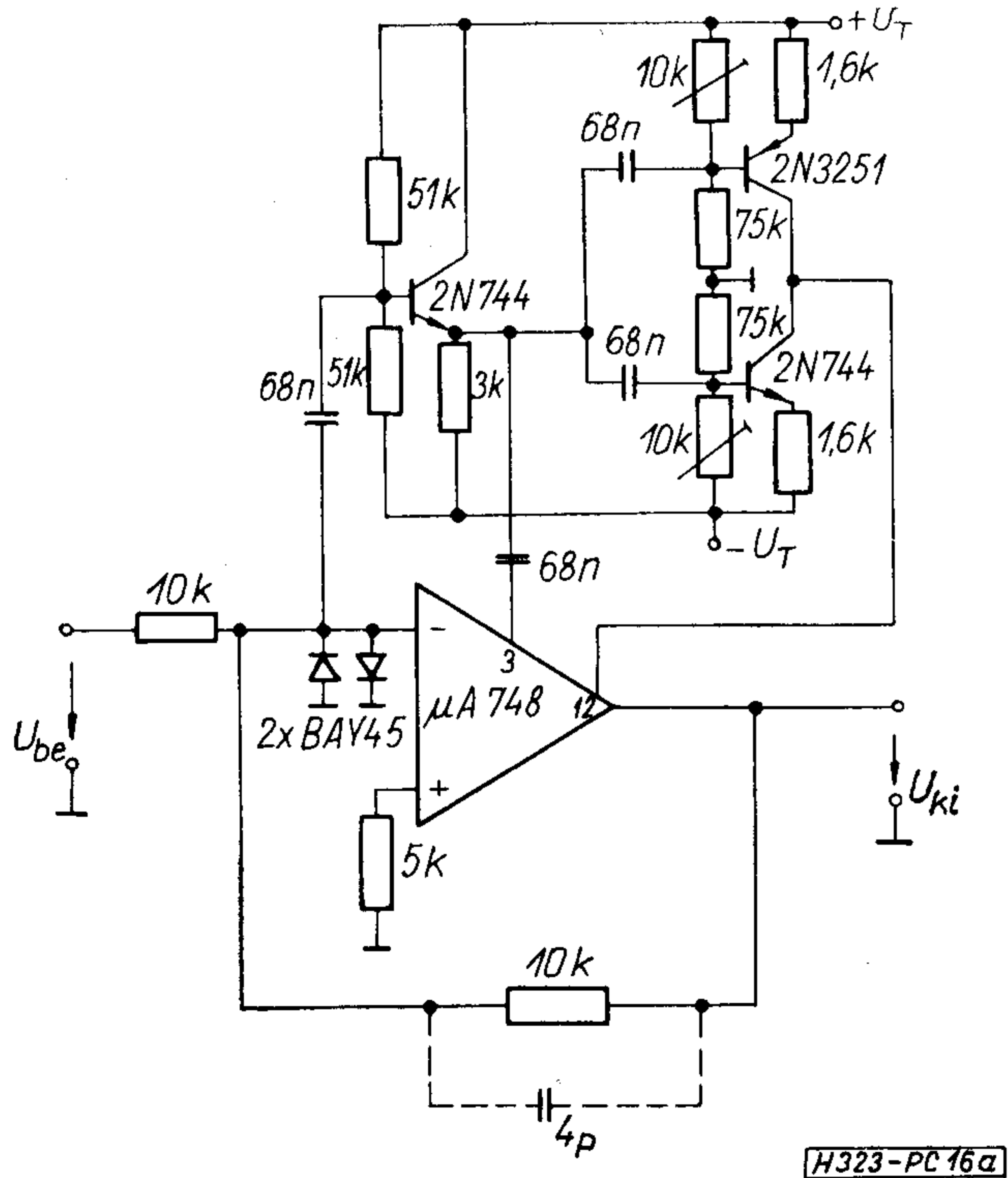
A feszültség és áram előrecsatolás együttes hatását a 16a ábrán látható kapcsolásban vizsgáltuk. A vezérelt áramgenerátorokat célszerű úgy beállítani, hogy ne korlátozzák feszültségben a műveleti erősítőt.



16c ábra. Függőleges eltérés 0,5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,1  $\mu$ s/cm

A munkaponti áramokat célszerűnek látszott — a gyártási szórásból adódó különbségek miatt — kísérletileg beállítani.

A jelalakok nagy jel esetben a 16b ábrán, kis jelnél a 16c ábrán láthatók.



16a ábra. Kettős előrecsatolásos kompenzáls elválasztó erősítővel (feszültség- és áramösszezés elvén)

### Összefoglalás

Jelen cikk a korszerű integrált műveleti erősítők előrecsatolásos (feed-forward) kompenzálsával foglalkozik. A munka áttekintést nyújt a feed-forward kompenzáls típusairól és azok elméleti alapjairól, megadja a feed-forward kompenzáls erősítők egyszerűsített helyettesítő modelljét és megvizsgálja a rendszer alkalmazhatóságának korlátait. A fellelt irodalomhoz képest új szempontokat is megvizsgál és új eredményeket ad a nagyjelű nemlineáris jelenségek analizisével. A cikk végén a szerzők példa-áramkörökön mutatják be a különböző kompenzáls típusokat és azok által elérhető eredményeket. A példaképpen kifejlesztett áramkörök önmagukban is alkalmasak drága és nehezen hozzáférhető eszközök kiváltására.

Végezetül a szerzők köszönetet mondanak dr. Barta István egyetemi tanár, intézetigazgatónak; dr. Pásztornicky Lajos egyetemi docens, tanszékvezetőnek, dr. Komarik József egyetemi docens, osztályvezetőnek és dr. Pápay Zsolt egyetemi adjunktus, témavezetőnek a munka során nyújtott segítségért és hasznos tanácsért.

## IRODALOM

- [1] Dr. Házman I.: Analóg integrált áramkörök kapcsolástechnikája. Tankönyvkiadó, 1972.
- [2] K. H. Müller: Frequenzkompensierung bei monolithischen Operationsverstärkern. Internationale Elektronische Rundschau, 1968. Nr. 10. 254—257.
- [3] The application of linear microcircuits Vol. 1. Applications Engineering, Staff of SGS.
- [4] Dr. Simon Gy.—Pap L.: Maximális jelváltozási sebesség műveleti erősítőkből. Híradástechnika XXIII. évf. 12. sz. 365—372.
- [5] Gy. Simon—L. Pap: Slewing rate in operational amplifiers. Periodica polytechnica. Electrical Engineering Vol 17. No. 1. pp. 35—53.
- [6] IC-Amp beats FETs on input current. National Semiconductor AN—29.
- [7] Herpy M.: Analóg integrált áramkörök. Műszaki Könyvkiadó 1973.
- [8] R. C. Dobkin: Feedforward Compensation Speeds Op. Amp. National Semiconductor LB—2. 1969.
- [9] R. C. Dobkin: Speed up the LM 108 with feedforward compensation. National Semiconductor LB—14. November 1970.
- [10] R. C. Dobkin: LM 118 Op Amp slews 70V/μs. National Semiconductor LB—17, Sept. 1971.
- [11] B. Welling: Add-on Network Improves Op Amp Bandwidth and Slew Rate. The Electronic Engineer Vol. 29. No. 1. January 1970. pp. 67.
- [12] The linear integrated circuits data catalog. Fairchild Semiconductor, Febr., 1973.
- [13] Linear Integrated Circuits. National Semiconductor, June 1973.
- [14] Fast settling FET operational amplifier 1025. Teledyne Philbrick.

## SZEMLE

Néhány évvel ezelőtt az IBM alkalmazta először 3830-as vezérlőegységében a floppy discet, ezt az újfajta tárolóeszközt.

A floppy discet vékony mylarból préselik, arra mágneses bevonat kerül, és nem nyom többet 7 dkg-nál. Gyártása sem költséges, ára 3,5—4 font körül van.

A lyukszalaggal és -kártyával szembeni számos előnye folytán kiszoríthatja az előbbieket. A tárolás helyigénye elhanyagolható (kb. 800 m lyukszalagnak, ill. 2000 kártyának felel meg), olcsó és többször felhasználható. Hajtó mechanizmusa is egyszerű, ezért sok perifériagyártó kezdte meg előállítását.

Mielőtt a gyártás széles körben elterjedt volna, az IBM újabb változattal jelent meg a piacon: a 3740-es sorozatban nemesak a sávok száma módosult, hanem a sáv-, a szektor- és adatazonosításhoz használt kódrendszer is összetettebb lett.

A floppy disc piacán az IBM meghatározó szerepet játszik. Ezt felismerve a legtöbb cég IBM-kompatibilis floppy discet gyárt, illetve fejleszt. Valószínűleg a szabványbizottságok is az IBM-változatot ajánlják.

Mindössze két cég, a Century Data és a Memorex gyártott az IBM szabványtól eltérő floppy discet még a 3740 megjelenése előtt, jelenlegi modelljei azonban (CD 140, M 652) már IBM-kompatibilisek.

A perifériagyártó cégek az IBM-mel, a legnagyobb eséllyel, az adatbevitel területén versenyezhetnek, hiszen a most működő lyukkártyás rendszerek alapulvételével komoly potenciális piaci lehetőségekről van szó.

A mikroprogram-bevitel és a mikrokód-generáló program tárolása csak kis forgalmat biztosít. Nagy lehetőséget rejt magában ugyanakkor az olcsó háttértároló is, mely programokat és adatokat egyaránt tárolhat, és display, intelligens és POS-terminálokkal, kis- és minikomputerekkel, programozható kalkulátorral egyaránt használható.

A floppy disc piacának további bővülése akkor várható, ha sok felhasználó rendelkezik olyan floppy disc olvasóval, mely központi számítógépeihez csatlakozik. Pl. az egyes hivatalok floppy discen továbbítják a központnak elszámolásait.

Az adatgyűjtés területén is kiszoríthatja a lyukszalagot.

Az ipari folyamatirányításban való alkalmazása jelenleg még azért késik, mert ki kell alakítani a hajtóhoz kapcsolódó szűrőrendszert, amely megvédi a berendezést a piszkolódástól. Jelenleg egyedül a Century Data rendelkezik ilyen szűrővel, ami azért is meglepő, mert az NC-gépek nagy piacot képviselnek.

Nehéz lenne megjósolni, melyik lesz a floppy disc súlyponti felhasználási területe, s azt is, hogy milyen hosszú ideig gyártják majd. Sok rendszergyártó, amely egyébként nem IBM-kompatibilis gépeket gyárt — ha biztosítani kívánja, hogy az általa használt dischajtót évekig gyártsa — IBM-kompatibilis hajtó mellett kell döntenie. A dischajtókat gyár-

tók — ezt látva — a hajtót eleve úgy tervezik, hogy lehetővé váljék egyszerű és olcsó vezérlő létrehozása. Az IBM-modell esetében a vezérlő ára a hajtó árához viszonyítva magas.

Az adatbevitel területén a floppy disc csak fokozatosan veszi át a lyukszalagok és kártyák szerepét. Az OEM (Original Equipment Manufacturer) cégek részére értékesítő perifériagyártók szempontjából a piaci növekedés üteme nagyon fontos. Eddig 10 gyártó jelentette be IBM-kompatibilis dischajtóra a gyártási szándékát.

Az ár nagy sorozatok gyártása esetén egybehangzóan 300 font alatt marad. Ezzel az árral elérhető profitot a vállalatnak automata gyártósor beruházásába kell fektetnie. Ahhoz, hogy egy ilyen beruházás mellett még haszon is jelentkezzék, évente legalább 15—20 000 egység legyártására van szükség. Az OEM cégek éppen ezért inkább vásárolják, mint gyártják a dischajtókat. Az előbbi okok miatt 1973-ban lassú volt a növekedési ütem. 1974 végére várhatóan már a legtöbb OEM cég floppy discet is alkalmaz. Feltéve, hogy a végső felhasználók is elégedettek lesznek, 1976-ra jelezhető a floppy disc konjunktúrájának a csúcsa. A beruházási és termelési problémák miatt a floppy disc hajtókat gyártók száma feltehetően 10-ről 5-re csökken.

Összegezve az eddigieket a floppy disc előtt óriási jövő áll, ez azonban körülbelül három év múlva következik be. (Computer Weekly, 1974. április 4. [56])

\*

A „planitron”-nak nevezett eszköz vastagréteg-technikával van felépítve, az üvegtest 18×3 cm-es, vastagsága csupán 5 mm. A hétszögletes szimbólumok magassága 8 mm, multiplex-kapcsolással lehet őket vezérelni, aminek következtében a külső kapcsolási ráfordítás a Burroughs új „self-scan” kijelzőihez hasonlóan minimumra csökken.

A „planitronok” fényt adó katódjait „planárisan” viszik fel az üveghordozóra és ugyanebben a síkban anódszalagokkal veszik körül. A nixie-csőveknél szokásos lyukacsos anód tehát elmarad.

Az anódhoz és a katódelemekhez a hozzávezetések vastagréteg-ezüstvezetők, amelyek (pl. a vezetékkeresztezéseknél) üvegszigetelő rétegekkel vannak izolálva egymástól. Az egész rendszert üveglap fedi. A tokozás könnyen olvadó üveggel történik. Az áramellátást 175 V-os tápforrás biztosítja, amelyről átlagban 5 mA-t vesznek le. A 100 foot-lambert-es névleges világosság még a használhatóság határain belülre esik.

Ugyanígy működik a Sperry (Information Display Division) SP—730 típusú számkijelzője. Itt is lapos glimmemel elrendezést használnak, amelynek első kivitelénél csupán 3 helyiértéket építettek be. A lyukacsos anód helyett üveg előlapot használnak, amelyeknek belső oldalát vezetővé tették (igen vékony arany- vagy más fémréteggel), amely a szemlélő számára tökéletesen átlátszó. Itt is 170 V-os feszültség szükséges. (Radio Elektronik Schau, 1972. 48. k. 1. sz.)



## Optimális kvantálás additív zajszűrés esetén

ETO 621.372.54: 621.376.5: 621.391.82

Az additív zajszűrés vagy jelátlagolás elterjedten alkalmazott mérés- és méréstechnikai eljárás periodikusan ismétlődő vagy triggerrelhető zajos jelek mérésére. A digitális jelátlagoló berendezések árát és a jel felső határfrekvenciáját alapvetően befolyásolja a bemeneten levő A/D átalakító egység. A következőkben megvizsgáljuk az A/D átalakító paramétereit és az elérhető jel/zaj viszony növekedés közti összefüggést és a paraméterek optimális kiválasztásának feltételeit.

### 1. Az optimális kvantálás megfogalmazása

Analóg jelek digitális csatornán történő továbbításánál, digitális mérés- és adatfeldolgozásnál az idő- és amplitúdókvantálás segítségével úgy redukáljuk az analóg jel információtartalmát, hogy illeszkedjék a véges kapacitású digitális csatorna átviteli tulajdonságaihoz, illetve a digitális adatfeldolgozó rendszer megkívánt adatpontosságához.

Az időbeli kvantálást végző mintavételező egység az  $X$  analóg forrás kimenőjelét, az  $x(t)$  sztochasztikus folyamatot egy  $\{x(t_i)\}$  sorozattá alakítja át, amire teljesül, hogy

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(t_i) \frac{\sin(\omega_0 t - i\pi)}{\omega_0 t - i\pi}; \quad x(t) = x(iT) \quad (1)$$

ha  $x(t)$  sávkorlátozott és  $T$  kielégíti a mintavételi tételt.

A továbbiakban a mintavételi tétel teljesülésével, illetve a véges mintavételi számból eredő approximációs hibával nem foglalkozunk.

Az  $\{x(t_i)\}$  sorozat felfogható egy jeltér  $\bar{x}$  vektorként is. A kvantáló a jeltér folytonos koordinátáihoz (a mintavételi értékekhez) diszkrét értékeket rendel, azaz a jeltérre leképez egy diszkrét jeltérre. Ha az összes mintavételi értéket ugyanazzal az eszközzel kvantáljuk, a nemlineáris leképezést egyértelműen leírhatjuk a kvantálási szintek  $\{x_i\}$  és a kimeneti értékek  $\{y_i\}$  halmazának megadásával (1. ábra).

A továbbiakban az  $\{x_i\}$  és  $\{y_i\}$  halmazokat tekintjük a kvantáló paramétereinek.

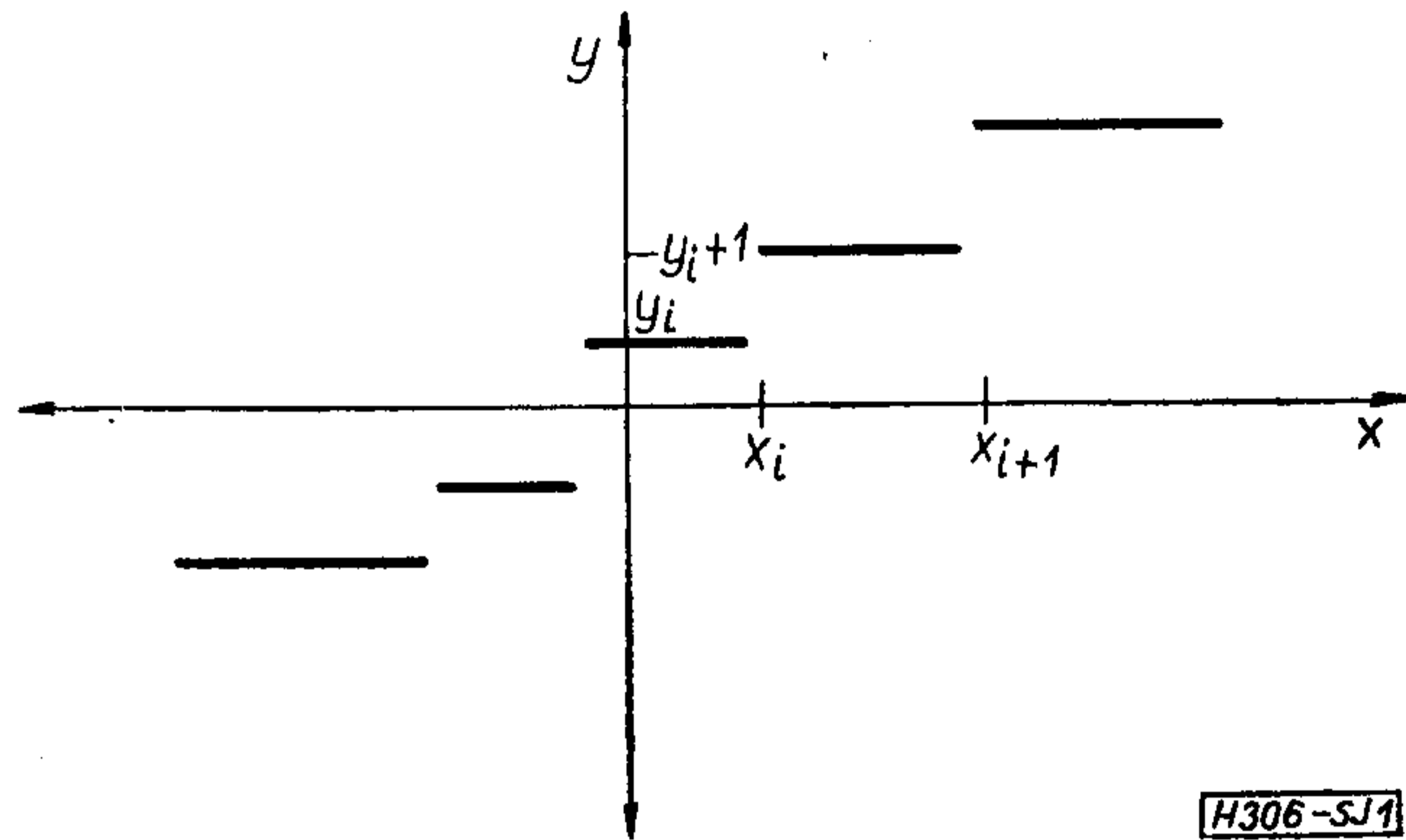
Az optimális kvantálás problémája ezek után a következőképpen fogalmazható meg:

Legyen  $s(t)$  és  $x(t)$  két sztochasztikus folyamat, amiket az  $\bar{s}$  és  $\bar{x}$  vektorokkal írunk le. Tekintsük az  $s(t)$  folyamatot jelnek, az  $x(t)$  folyamatot a mérhető adatnak. A digitális mérő- és adatfeldolgozó berendezéssel vagy a jeltől származtatható

$$\bar{y} = \mathbf{O}[\bar{s}] \quad (2)$$

vektort vagy az

$$y = \mathbf{F}[s]$$



1. ábra

jellemzőt akarjuk meghatározni, ahol  $\mathbf{O}[x]$  egy operátor és  $\mathbf{F}[x]$  egy funkcionál. Az adatfeldolgozás elvégzésére rendelkezésünkre áll az  $\bar{x}$  vektor, ami valamilyen statisztikai kapcsolatban van  $\bar{s}$ -sel. Az adatfeldolgozás során az

$$\begin{aligned} \hat{\bar{y}} &= \mathbf{O}[\bar{x}] \\ \hat{y} &= \mathbf{F}[\bar{x}] \end{aligned} \quad (3)$$

eljárásokkal  $\bar{y}$  és  $y$  becslését hozzuk létre, ahol az  $\mathbf{O}[\bar{x}]$  operátor és  $\mathbf{F}[\bar{x}]$  funkcionál általában nem egyezik meg  $\mathbf{O}[\bar{x}]$  és  $\mathbf{F}[\bar{x}]$ -szel.

Az  $\mathbf{O}[\bar{x}]$  és  $\mathbf{F}[\bar{x}]$  meghatározását úgy kell elvégezni, hogy  $\hat{\bar{y}}$  és  $\hat{y}$  valamilyen értelemben optimális becslések legyenek [1].

Ha az adatfeldolgozást a kvantált  $\bar{x}_Q$  adatvektorokon hajtjuk végre, természetesen:

$$\begin{aligned} \hat{\bar{y}}_Q &= \mathbf{O}[\bar{x}_Q] \neq \hat{\bar{y}} = \mathbf{O}[\bar{x}] \\ \hat{y}_Q &= \mathbf{F}[\bar{x}_Q] \neq \hat{y} = \mathbf{F}[\bar{x}]. \end{aligned} \quad (4)$$

A kvantáló optimalizálás célja, hogy rögzített  $N$  kvantumszám mellett úgy válasszuk meg a kvantáló  $\{x_i\}$  és  $\{y_i\}$  paramétereit, hogy az

$$\begin{aligned} \bar{y} \text{ és } \hat{\bar{y}}_Q &\text{ vagy} \\ y \text{ és } \hat{y}_Q & \end{aligned}$$

közötti eltérés minimális legyen. Az eltérés, illetve a kvantáló teljesítőképességének mértéke leggyakrabban

$$\varepsilon_h = \mathbf{E}\{h(\bar{y} - \hat{\bar{y}}_Q)\} \quad (5)$$

ahol  $\varepsilon_h$  = a teljesítőképesség  $h(\bar{x})$ -ra vonatkoztatott mértéke

$h(\bar{x})$  = skalár-vektor súlyfüggvény

$\bar{y} - \hat{\bar{y}}_Q = \bar{\Delta}_y$  = hibavektor

$\mathbf{E}\{\bar{x}\}$  = a súlyfüggvénnyel képzett várható érték  $s$  szerint.

Látható, hogy az (5) szerinti optimalizálás nem foglalkozik a kvantáló paramétereinek és az  $O'[\bar{x}]$  operátornak, illetve  $F'[\bar{x}]$  funkcionálnak együttes optimalizálásával, ami a kvantáló nemlinearitása miatt igen bonyolult lenne.

Az optimális kvantálás legjobban kidolgozott területe az

$$\begin{aligned} \bar{y} &= \bar{s} \quad \text{és} \\ \bar{x} &= \bar{s} \end{aligned} \quad (6)$$

eset, azaz mikor a feladat, a jel optimális kvantálásának elvégzése. Ekkor:

$$\varepsilon_h = E\{h(\bar{s} - s_Q)\}. \quad (7)$$

A (7) eltérési mérték szerinti optimalizálást végezte el J. O., Max [2] arra az esetre, mikor a mintavételi értékek függetlenek és azonos valószínűség-sűrűségfüggvénnyel rendelkeznek.

Ha teljesülnek az

$$\begin{aligned} y &= \bar{s} \quad \text{és} \\ \bar{x} &= \bar{s} + \bar{n} \end{aligned} \quad (8)$$

összefüggések, ahol  $\bar{n}$  valamilyen additív zaj, akkor  $O[\bar{x}]$  optimalizálása az optimális zajszűrés témakörhöz tartozik [1]. Abban az esetben, ha

$$\hat{y}(t_i) = \hat{s}(t_i) = O'[x(t_i)_Q] = x(t_i)_Q \quad (9)$$

tehát  $y(t_i) = s(t_i)$  becslését az  $\{x(t_i)\}$  adatoknak csak a  $t_i$  időpontban felvett értéke alapján végezzük el, az optimális becslést létrehozó kvantáló felfogható egy optimális, zéró memóriájú szűrőnek, aminek  $\{x_i\}$ ,  $\{y_i\}$  paramétereit az

$$\varepsilon_h = E\{h(s(t_i) - x(t_i)_Q)\} \quad (10)$$

átlagos eltérés alapján optimalizáljuk. Ilyen optimalizálási problémával foglalkozott L. I. Bluestein [3] a

$$h(x) = |x| \quad (11)$$

súlyfüggvény mellett.

## 2. Az optimális kvantálás problémája additív zajszűrésnél

Vizsgáljuk a (8) összefüggés szerinti esetet, mikor a feladat egy  $s(t)$  jel mérése, valamilyen  $n(t)$  additív zajjal terhelt  $x(t)$  folyamat alapján. A becslés elvégzéséhez rendelkezésünkre álló adathalmaz:

$$\{\bar{x}_i\} = \{\bar{s}_i + \bar{n}_i\}; \quad i = 1, \dots, M \quad (12)$$

A becslést, az

$$\hat{s} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \bar{x}_i \quad (13)$$

egyszerű lineáris operációval végezzük el. Az operátor tulajdonságainak vizsgálata történhet frekvenciatartománybeli leírással [4], illetve statisztikai

módszerekkel [5]. Ha az átlagolást digitális berendezéssel végezzük:

$$\hat{s}_Q = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \bar{x}_{iQ} \neq \hat{s} \quad (14)$$

és a két becslő közötti eltérés függ a kvantáló paramétereitől. Mivel a kvantáló nemlineáris elem, a frekvenciatartománybeli vizsgálatnak nincs értelme, így a továbbiakban statisztikai módszereket használunk.

Legyen a kvantáló teljesítőképességének mértéke az átlagos négyzetes eltérés:

$$\varepsilon_2 = E\{(\bar{s} - \hat{s}_Q)^2\} \quad (15)$$

és optimalizáljuk a kvantáló paramétereit a (15) összefüggés szerint.

Rögzítsük a jelek statisztikai tulajdonságait az alábbi módon:

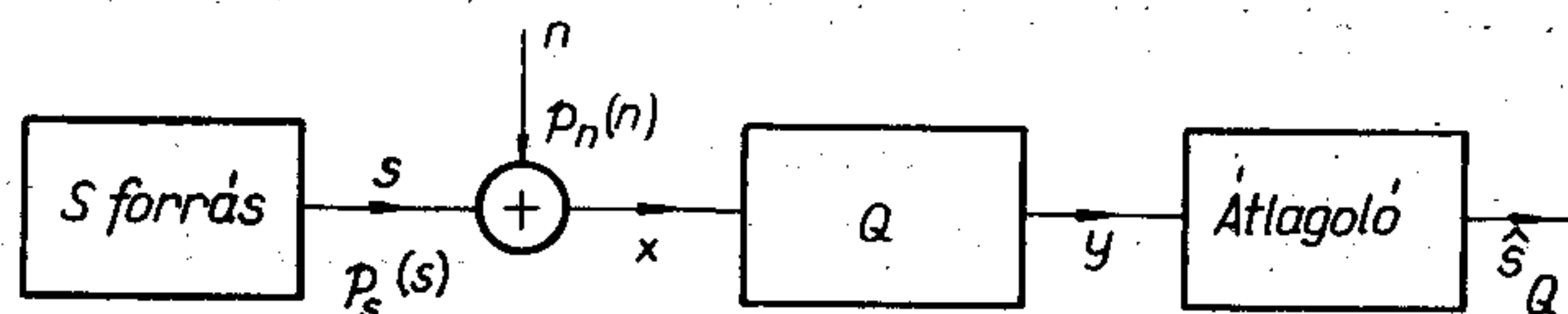
$$\text{Az } \{\bar{x}_i\} = \{\bar{s}_i + \bar{n}_i\} \text{ adathalmazban} \\ \bar{s}_i = \bar{s},$$

az  $\{\bar{n}_i\}$  zajok függetlenek egymástól és az  $\bar{s}$  jeltől, és várható értékük nulla. Mivel a gyakorlatban alkalmazott additív zajszűrőknél, valamennyi mintavételi értéket ugyanaz a kvantáló kvantálja, a mintavételi értékek eloszlását egy közös  $p_s(s)$  valószínűség-sűrűségfüggvénnyel jellemezve a (15) összefüggést egydimenziósra redukálhatjuk:

$$\varepsilon_2 = E\{(s - \hat{s}_Q)^2\} \quad (16)$$

Legyen  $p_s(s)$  folytonos, ekkor

$$\varepsilon_2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (s - \hat{s}_Q)^2 p_s(s) ds \quad (17)$$



2. ábra

A vizsgált rendszer modellje a fentiek alapján a 2. ábrán látható, ahol

$$x = s + n$$

$$y = x_Q$$

$$\hat{s}_Q = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_i$$

Vizsgáljuk meg részletesebben a (16) összefüggést, a 2. ábra szerinti modellre alkalmazva:

$$\varepsilon_2 = E\{s^2\} - 2E\{s \cdot \hat{s}_Q\} + E\{\hat{s}_Q^2\} \quad (18)$$

ahol

$$E\{s \cdot \hat{s}_Q\} = E\left\{s \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_i\right\} = E\{s \cdot y\} \quad \text{és} \quad (19)$$

$$E\{\hat{s}_Q^2\} = E\left\{\left[\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_i\right]^2\right\} \quad (20)$$

tehát az átlagolások számától a (18) összefüggésnek csak a harmadik tagja függ. Mivel  $\hat{s}_Q$  az  $\{y_i\}$  diszkrét valószínűségi változók összegéből nyert valószínűségi változó, és  $y_i$ -k egy adott  $s$ -nél azonos eloszlásúak és függetlenek, a becslő feltételes négyzetes középértéke, ha az átlagolások száma  $M$ :

$$\mathbf{E}\{\hat{s}_Q^2 | s\} = \mathbf{E}^2\{y | s\} + \frac{1}{M} [\mathbf{E}\{y^2 | s\} - \mathbf{E}^2\{y | s\}], \quad (21)$$

Így az átlagos négyzetes eltérés  $M$  átlagolásszám esetén:

$$\varepsilon_{2M} = \mathbf{E}\{s^2\} - 2\mathbf{E}\{sy\} + \mathbf{E}\{\mathbf{E}\{\hat{s}_Q^2 | s\}\}. \quad (22)$$

Ha az átlagolások száma 1:

$$\varepsilon_{21} = \mathbf{E}\{(s-y)^2\} = \mathbf{E}\{s^2\} - 2\mathbf{E}\{sy\} + \mathbf{E}\{y^2\}. \quad (23)$$

Ha az átlagolások száma tart a végtelenhez:

$$\varepsilon_{2H} = \lim_{M \rightarrow \infty} \varepsilon_{2M} = \mathbf{E}\{s^2\} - 2\mathbf{E}\{sy\} + \mathbf{E}\{\mathbf{E}^2\{y\}\}. \quad (24)$$

A (21), (22), (23) és (24) összefüggések egybevetéséből megállapítható, hogy tetszőleges  $M$ -hez tartozó átlagos négyzetes eltérés meghatározható  $\varepsilon_{21}$  és  $\varepsilon_{2H}$  segítségével:

$$\varepsilon_{2M} = \varepsilon_{2H} + \frac{1}{M} (\varepsilon_{21} - \varepsilon_{2H}). \quad (25)$$

Ez az összefüggés igen fontos a továbbiak szempontjából, hiszen azt jelenti, hogy elég az  $\varepsilon_{2H}$  és  $\varepsilon_{21}$  átlagos négyzetes eltéréseket vizsgálnunk.

Ha a kvantáló az 1. ábrán látható átviteli karakterisztikával rendelkezik, az  $\{x_i\}$  és  $\{y_i\}$  paraméterekkel a (23) és (24) összefüggésben szereplő tagok:

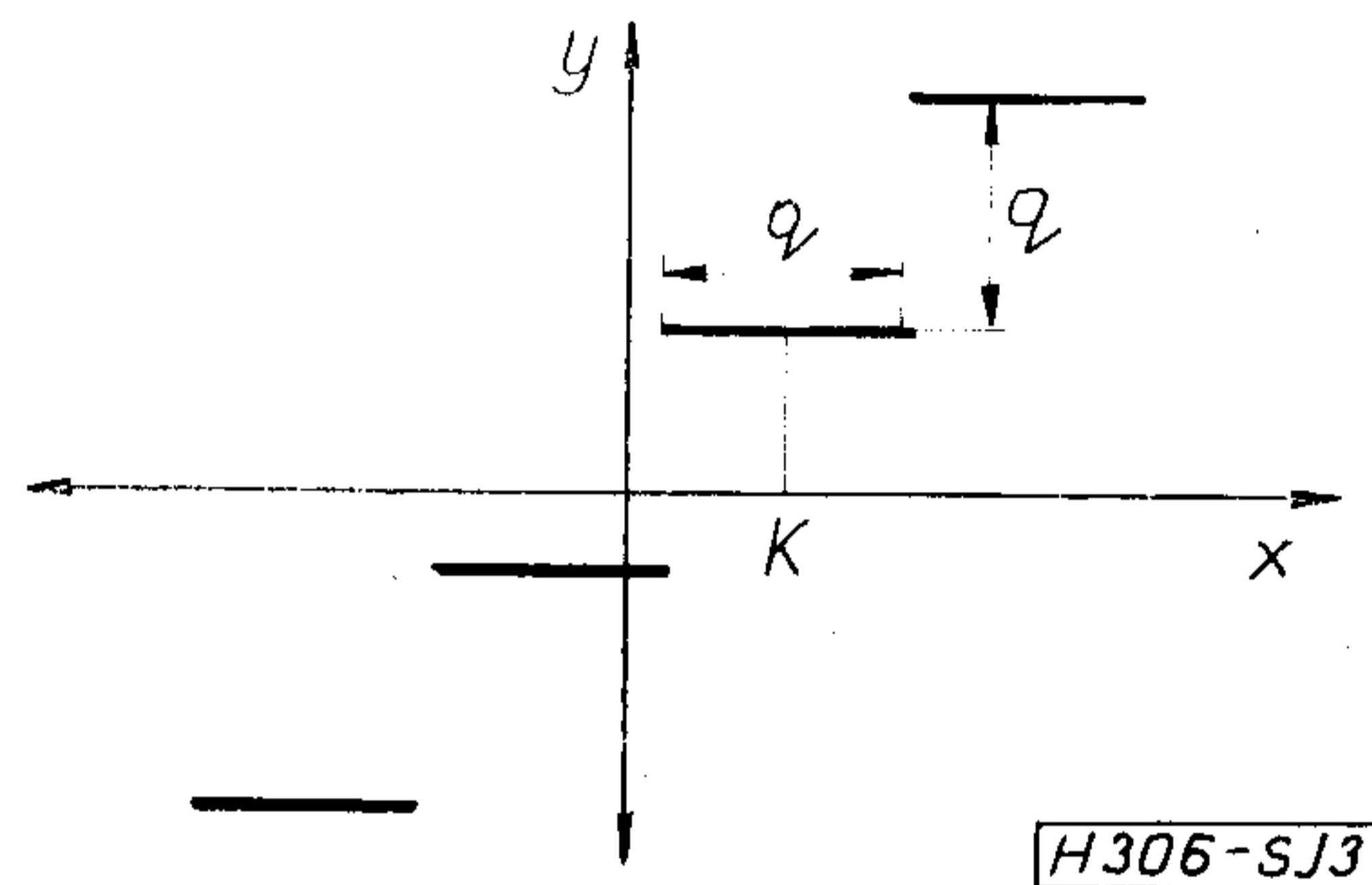
$$\begin{aligned} \mathbf{E}\{s^2\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} s^2 p_s(s) ds \\ \mathbf{E}\{s \cdot y\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} s \cdot p_s(s) \cdot \left\{ \sum_{i=1}^N y_i \cdot \int_{x_i}^{x_{i+1}} p_n(n-s) dn \right\} ds \\ \mathbf{E}\{y^2\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} p_s(s) \cdot \left\{ \sum_{i=1}^N y_i^2 \int_{x_i}^{x_{i+1}} p_n(n-s) dn \right\} ds \\ \mathbf{E}\{\mathbf{E}^2\{y\}\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} p_s(s) \cdot \left\{ \sum_{i=1}^N y_i \cdot \int_{x_i}^{x_{i+1}} p_n(n-s) dn \right\}^2 ds \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{21} &= \int_{-\infty}^{+\infty} p_s(s) \left\{ \sum_{i=2}^{N-1} \left[ s - \left( i - \frac{N+1}{2} \right) q - K \right]^2 \int_{\left( i - 1 - \frac{N}{2} \right) q + K}^{\left( i - \frac{N}{2} \right) q + K} p_n(n-s) dn + \right. \\ &\quad \left. + \left[ s - \left( \frac{1-N}{2} \right) q - K \right]^2 \int_{-\infty}^{\left( 1 - \frac{N}{2} \right) q + K} p_n(n-s) dn + \left[ s - \left( \frac{N-1}{2} \right) q - K \right]^2 \int_{\left( \frac{N}{2} - 1 \right) q + K}^{+\infty} p_n(n-s) dn \right\} ds \end{aligned} \quad (29)$$

Mivel az additív zajszűrők túlnyomórészt egyenletes kvantálót tartalmaznak, további vizsgálatainkat egyenletes kvantálóra végezzük el.

### 3. Az egyenletes kvantáló optimális paraméterei

Legyen az egyenletes kvantáló átviteli karakterisztikája a 3. ábrán látható szokásos A/D átalakító karakterisztika.



3. ábra

A kvantálási szintek  $N$  kvantumszámmal:

$$x_i = \left( i - \frac{2+N}{2} \right) q + K \quad i=2, \dots, N$$

$$x_1 = -\infty$$

$$x_{N+1} = +\infty \quad (27)$$

ahol  $K$  = a kvantáló mérési tartományának középértéke,

$q$  = a kvantumnagyság

és a mérési tartományból felfelé vagy lefelé kieső jeleket az első, illetve az utolsó kvantumba soroljuk.

A kimeneti értékek:

$$y_i = \left( i - \frac{1+N}{2} \right) q + K \quad i=1, \dots, N \quad (28)$$

tehát minden kvantumhoz (az első és az utolsó kivételével) a középértékét rendelik hozzá.

Behelyettesítve a (26) összefüggésekbe az egyenletes kvantáló paramétereit az átlagos négyzetes eltérésekre az alábbi összefüggéseket kapjuk:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{2H} = & \int_{-\infty}^{+\infty} p_s(s) \cdot \left\{ s - \sum_{i=2}^{N-1} \left[ \left( i - \frac{N+1}{2} \right) q + K \right] \int_{\left( i-1-\frac{N}{2} \right) q+K}^{\left( i-\frac{N}{2} \right) q+K} p_n(n-s) dn - \right. \\ & \left. - \left[ \left( \frac{1-N}{2} \right) q + K \right] \int_{-\infty}^{\left( 1-\frac{N}{2} \right) q+K} p_n(n-s) dn - \left[ \left( \frac{N-1}{2} \right) q + K \right] \int_{\left( \frac{N}{2}-1 \right) q+K}^{+\infty} p_n(n-s) dn \right\}^2 ds. \end{aligned} \quad (30)$$

A (29) összefüggésbe behelyettesítve a zajmentes esetnek megfelelő  $p_n(n) = \delta(n)$  valószínűség-sűrűségfüggvényt (ahol  $\delta(x)$  a Dirac-operátor):

$$\begin{aligned} \varepsilon_{21} = & \sum_{i=2}^{N-1} \int_{\left( i-1-\frac{N}{2} \right) q+K}^{\left( i-\frac{N}{2} \right) q+N} \left[ s - \left( i - \frac{N+1}{2} \right) q - K \right]^2 p_s(s) ds + \int_{-\infty}^{\left( 1-\frac{N}{2} \right) q+K} \left[ s - \left( \frac{1-N}{2} \right) q - K \right]^2 p_s(s) ds + \\ & + \int_{\left( \frac{N}{2}-1 \right) q+K}^{+\infty} \left[ s - \left( \frac{N-1}{2} \right) q - K \right]^2 p_s(s) ds \end{aligned} \quad (31)$$

a Max-féle egyenletes kvantáló átlagos négyzetes eltérését kapjuk.

A (29) és (30) összefüggésekből látszik, hogy  $\varepsilon_{21}$  és  $\varepsilon_{2H}$  rögzített  $N$  kvantumszám mellett, az egyenletes kvantáló  $q$  és  $K$  paramétereinek függvényei, a paraméterek optimalizálása tehát kétváltozós szélsőérték-keresést jelent.

Tételezzük fel, hogy a jel  $p_s(s)$  és a zaj  $p_n(n)$  sűrűségfüggvénye a várható értékre szimmetrikus és egy csúcsa van. Igazolható, hogy  $\varepsilon_{21}$  és  $\varepsilon_{2H}$  abszolút minimuma a

$$K = \int_{-\infty}^{+\infty} sp(s) ds = \mathbf{E}\{s\} \quad (32)$$

helyen található, ami azt a szemléletesen is kézenfekvő tényt jelenti, hogy a legkisebb átlagos négyzetes eltérést a kvantálási tartománynak, a jel várható értékére szimmetrikus elhelyezésével lehet elérni. A (25) összefüggés értelmében viszont az összes átlagolásszámra is teljesülnie kell a (32) feltételnek, tehát szimmetrikus sűrűségfüggvények esetén a kétváltozós szélsőérték-keresés egyváltozósra redukálható.

Egy adott  $N$  kvantumszám melletti optimális kvantumnagyságot meghatározhatjuk a (29) és (30) összefüggés  $q$  szerinti differenciálásából nyert,  $q$ -ra implicit egyenlet megoldásával vagy közvetlenül az átlagos négyzetes eltérésfüggvények paraméterezett vizsgálatával. Mivel a kvantumnagyság és az átlagos négyzetes eltérések közötti összefüggés a szélsőérték-helyének meghatározásain kívül is lényeges eredményeket ad, célszerű az utóbbi módszert választani.

A vizsgálat eredményeiből a következő kérdésekre akarunk választ kapni:

- Egy adott jel/zaj viszonynál milyen kvantumszámú kvantálót érdemes használni ahhoz, hogy egy adott additív zajszűrő berendezéssel maximális jel/zaj viszony javulást tudjunk elérni?
- Mi az optimális kvantálási tartománybeállítás?

Ahhoz, hogy áttekinthető, jól értékelhető eredményeket kapjunk, az  $\varepsilon_{21}$  és  $\varepsilon_{2H}$  átlagos négyzetes eltéréseket egy adott jel/zaj viszonynál ( $J$ ), a kvantumszám ( $N$ ) és a kvantumnagyság ( $q$ ) függvényében határozzuk meg. A közölt példában a zajt Gauss-eloszlásúnak és a jelet egyenletes eloszlásúnak tételezzük fel. (A kiszámítást végző számítógépprogram természetesen más jel és zaj sűrűségfüggvények vizsgálatára is alkalmas).

Az adott esetben tehát:

$$\begin{aligned} p_s(s) = & \begin{cases} \frac{1}{2S} & \text{ha } -S \leq s \leq S \\ 0 & \text{máshol.} \end{cases} \\ p_n(n) = & \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}\right] \end{aligned} \quad (33)$$

A jel/zaj viszony

$$J = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} = \frac{S^2}{3\sigma_n^2}.$$

A  $\sigma_n^2$ -re normált  $\varepsilon'_{21}(N, q')$ , és  $\varepsilon'_{2H}(N, q')$ , felületek egyenlete a (32) feltétel behelyettesítése után:

$$\varepsilon'_{21}(N, q') = \frac{\varepsilon_{21}(N, q)}{\sigma_n^2} = \frac{1}{2S'\sqrt{2\pi}} \int_{-S'}^{+S'} \left\{ \sum_{i=2}^{N-1} \left[ s' - \left( i - \frac{N+1}{2} \right) q' \right]^2 \int_{\left( i-1-\frac{N}{2} \right) q'-s'}^{\left( i-\frac{N}{2} \right) q'-s'} \exp - \left( \frac{n'^2}{2} \right) dn' + \right. \\ \left. + \left[ s' - \left( \frac{1-N}{2} \right) q' \right]^2 \int_{-\infty}^{\left( 1-\frac{N}{2} \right) q'-s'} \exp - \left( \frac{n'^2}{2} \right) dn' + \left[ s' - \left( \frac{N-1}{2} \right) q' \right]^2 \int_{\left( \frac{N}{2}-1 \right) q'-s'}^{+\infty} \exp - \left( \frac{n'^2}{2} \right) dn' \right\} ds' \quad (34)$$

$$\varepsilon'_{2H}(N, q') = \frac{\varepsilon_{2H}(N, q')}{\sigma_n^2} = \frac{1}{2S'\sqrt{2\pi}} \int_{-S'}^{+S'} \left\{ s' - \sum_{i=2}^{N-1} \left[ \left( i - \frac{N+1}{2} \right) q' \right] \int_{\left( i-1-\frac{N}{2} \right) q'-s'}^{\left( i-\frac{N}{2} \right) q'-s'} \exp - \left( \frac{n'^2}{2} \right) dn' - \right. \\ \left. - \left[ \left( \frac{1-N}{2} \right) q' \right] \int_{-\infty}^{\left( 1-\frac{N}{2} \right) q'-s'} \exp - \left( \frac{n'^2}{2} \right) dn' - \left[ \left( \frac{N-1}{2} \right) q' \right] \int_{\left( \frac{N}{2}-1 \right) q'-s'}^{+\infty} \exp - \left( \frac{n'^2}{2} \right) dn' \right\} ds' \quad (35)$$

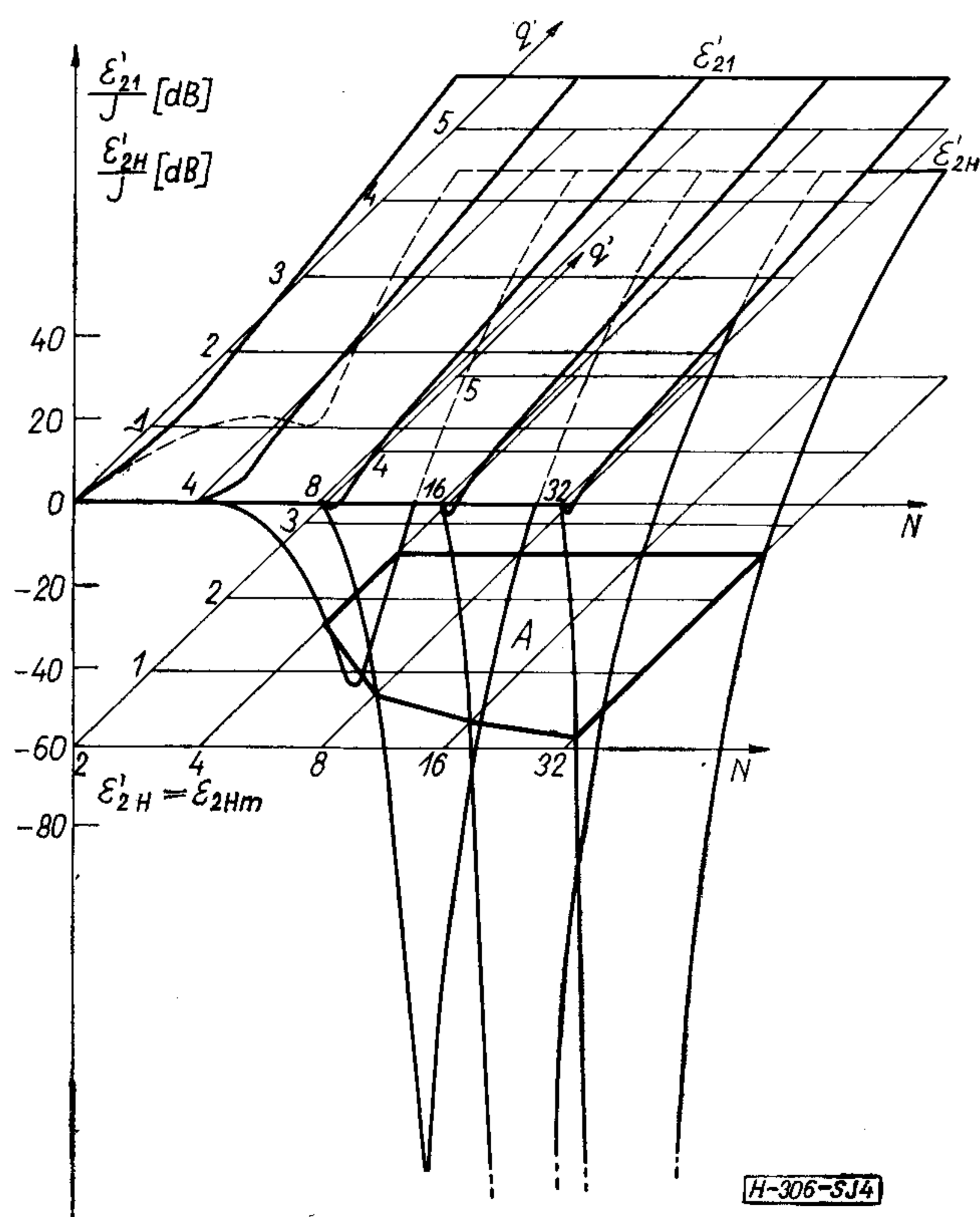
ahol rendre elvégeztük az

$$s' = \frac{s}{\sigma_n}, \quad S' = \frac{S}{\sigma_n} \\ n' = \frac{n}{\sigma_n}, \quad q' = \frac{q}{\sigma_n} \quad (36)$$

helyettesítéseket.

A (34) és (35) összefüggésekkel meghatározott felületek láthatók a 4. ábrán.  $J=1$  esetben.

Egy realizált additív zajszűrő berendezéssel el-



4. ábra

érhető maximális jel/zaj viszony javulást természetesen nemcsak a kvantálásból eredő torzítás korlátozza, hanem a mintavételezési idő, a bemeneti erősítés stb. bizonytalansága is [5]. Jelöljük  $\varepsilon_{2Hm}$ -mel azt az átlagos négyzetes eltérést, amit egy adott berendezéssel, valamilyen kezdeti jel/zaj viszonyból el lehet érni, ahol  $\varepsilon_{2Hm}$  nem tartalmazza a kvantálási torzítást. (Az elérhető maximális jel/zaj viszony javulás az additív zajszűrők specifikációjához tartozik, a HP 5480 A típusú jelanalizátornál ez az érték  $\sim 60$  dB [6].) Ha berajzoljuk a 4. ábrába az adott  $\varepsilon_{2Hm}$ -hez tartozó  $\varepsilon'_{2H} = \varepsilon_{2Hm}$  síkot, közvetlenül összehasonlíthatjuk a különböző  $(N, q')$  paraméterű kvantálókkal elérhető minimális átlagos négyzetes eltérést ( $\varepsilon'_{2H}$ ) az adott berendezéssel elérhető átlagos négyzetes eltéréssel ( $\varepsilon_{2Hm}$ ).

Legyen feltételünk a kvantáló paramétereinek kiválasztásánál, hogy

$$\varepsilon'_{2H} \ll \varepsilon_{2Hm} \quad (37)$$

azaz a kvantáló ne korlátozza számottevően az elérhető jel/zaj viszony javulás nagyságát. Az  $\varepsilon'_{2H} = \varepsilon_{2Hm}$  síkból az  $\varepsilon'_{2H}(N, q')$  felülettel kimetszett A tartomány foglalja magában azokat az  $(N, q')$  paramétereket, amik mellett a (37) feltétel teljesül. (A választható  $(N, q')$  paramétereknek az A tartomány széléitől való távolsága az  $\varepsilon_{2Hm} - \varepsilon'_{2H}$  különbségtől függ.)

Az ábra alapján tehát a következő kérdésekre kapunk választ:

- Mekkora a minimális kvantumszám, ami mellett a (37) feltétel teljesülhet?
- Egy adott kvantumszám mellett milyen határok között változtathatjuk a kvantum nagyságát, azaz milyen érzékeny az átlagos négyzetes eltérés a mérés határ beállítására!

A vizsgálat különböző jel/zaj viszonyok és különböző  $p_s(s)$  sűrűségfüggvények melletti elvégzésével átfogó képet nyerhetünk az additív zajszűrőkben alkalmazott kvantálók tulajdonságairól.

## IRODALOM

- [1] Athanasios Papoulis: Probability Random Variables and Stochastic Processes. New York: McGraw-Hill, 1965.
- [2] Joel Max: Quantizing for Minimum Distortion. IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-6, March 1960, pp. 7-12.
- [3] L. I. Bluestin: Asymptotically Optimum Quantizers and Optimum Analog to Digital Converters for Continuous Signals. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-10, April 1964, pp. 242-246.
- [4] C. R. Trimble: What is Signal Averaging? Hewlett-Packard Journal, April 1968, pp. 2-7.
- [5] J. Bodo: Response Averaging Methods their Effectiveness and Limitations. Proceedings of the 1961 Data Acquisition and Processing in Biology and Medicine Rochester Conference Vol. 2. Pergamon Press.
- [6] Hewlett-Packard 1970 Electronics for Measurement Analysis Computation pp. 42-43.

## Negyedik Hálózatelméleti Nyári Iskola

A Csehszlovák Tudományos Akadémia (Ceskoslovensko Akademie Ved) Rádiótechnikai és Elektronikai Intézete (Ustav Radiotechniky a Elektroniky) 1974. Szeptember 1. és 7. között rendezte meg a negyedik Hálózatelméleti Nyári Iskolát Prágában a Hotel Internationalban.

A konferencia résztvevői országok szerint:

Amerikai Egyesült Államok (3 fő), Anglia (2 fő), Bulgária (2 fő) Csehszlovákia (109 fő), Dánia (2 fő), Egyiptom (3 fő), Franciaország (1 fő), Hollandia (4 fő), Japán (1 fő), Jugoszlávia (1 fő), Kanada (1 fő), Kuba (2 fő), Lengyelország (33 fő), Magyarország (23 fő), Német Demokratikus Köztársaság (6 fő), Német Szövetségi Köztársaság (12 fő), Olaszország (6 fő), Románia (2 fő), Svájc (1 fő), Svédország (1 fő), Szovjetunió (6 fő), Szudán (1 fő), Törökország (3 fő), összesen 23 országból 225 fő.

A konferencia előadásai három témakörben hangzottak el: számítógépes áramkör tervezés, aktív RC szűrők, digitális szűrők. Az egyes témakörök előadásait meghívott előadók által tartott ún. főelőadások vezették be. A főelőadások egy része átfogó képet nyújtott az adott témakör jelenlegi állapotáról, más része az előadásoknak a témakörben kifejtett munkájáról számolt be. A főelőadások körülbelül egyórásak, míg a rövid előadások 15-20 percesek voltak.

A következőkben röviden ismertetjük az egyes szekciók munkáját.

### Aktív RC szűrők szekció

Ebben a szekcióban 5 főelőadás és 25 rövid előadás hangzott el, az alábbi témakörökben: elosztott paraméterű aktív RC szűrők, ARC szűrők nagyfrekvenciás viselkedése, mindentátesztők tervezése, mutátorok alkalmazása az ARC szintézisben, girátoros ARC tervezés, nem ideális műveleti erősítő ARC szűrők, érzékenységek és toleranciák számítása, zajszámítások.

A következőkben röviden ismertetjük a szekcióban elhangzott főelőadásokat.

#### M. BIALKO (LNK): Az aktív RC szűrők fejlődési irányai

Az elmúlt évek jelentősebb eredményeit foglalta össze az előadás. Három csoportba osztotta az aktív RC szűrő tervezéseket: másodrendű blokkokkal végzett kaszkád szintézis, induktív szimulálás, többszörösen visszacsatolt szűrő tervezés. A kaszkád szintézis másodrendű blokkjainál kitért az elosztott aktív RC realizációkra is, ahol a blokkban a passzív elemek mellett elosztott RC vonal használata is megengedett.

Az egyes módszerekből nyert kapcsolások összevetését az érzékenységek alapján végezte el. Végeredményben arra a következtetésre jutott, hogy csak feladat függvényében lehet „legjobb” kapcsolást definiálni (pl. csatornaszűrő realizálására a minimális érzékenység miatt a többszörösen visszacsatolt ARC szűrő a legjobb).

Beérkezett 1974. XII. 10.

#### J. HRUBY (CsSzSzK): Sztandard szelektív blokkok realizációs módszerei

Az előadás a kaszkád aktív RC szintézishez készülő standard szelektív blokkok realizációs módszereit tekintette át és hasonlította össze. Megadott néhány lehetőséget az egy erősítő blokkok szelektivitásának növelésére. Végül számszerű eredményeket ismertetett a kifejlesztett blokkokra.

#### J. KVASIL, P. MOOS (CsSzSzK): Frekvencia függő paraméterekkel transzformáló négy-pólusok és hálózatelméleti alkalmazásai

Két, frekvencia függő paraméterekkel transzformáló négy-pólust definiálnak, melyek a lezárásként csatlakozó kétpólusokat a bemenetükre, mint annak a duálját transzformálják.

Ezeket a négy-pólusokat mutátorok nevezik, és nullorokkal modellezik.

A gyakorlati, tranzisztoros, ill. műveleti erősítő megvalósításra is mutattak példát. Egyedi tranzisztorokkal megépített esetben  $Q_0 = 40$ ,  $\omega_1 = 30$  kHz érték el, míg műveleti erősítő alkalmazva ennél kicsit rosszabb eredményt sikerült csak elérniük.

A mutátorok alkalmazására elméleti összefoglalót adtak. Felhasználhatók az induktív szimulációs módszerben és a dekompozíció segítségével történő direkt szintézisben.

#### G. MARTINELLI, G. MEUCCI, T. D'ALESSIO (Olaszország): Jelorientált aktív RC szintézis

A szűrőn áthaladó jel típusának és a szűrő tervezésének összefüggését vizsgálták. Két aktív RC szintézis módszer (reaktív-aktív szűrők és biquad szűrő) esetén végezték el a vizsgálatot. A szintézis modellfüggését is figyelembe vették, ugyanis ugyanazt a szintézis módszert két különböző jelmodell esetén végezték el.

#### M. S. GHAUSI (USA): Statisztikus, sokparaméteres érzékenység mérték lineáris aktív hálózatokban

Egyes hálózatok érzékenység szempontjából való összevetésére szolgáló érzékenység mértéket definiált az előadás külön kis és nagy változású érzékenységek esetére. Bemutatta a számítási algoritmust, majd három aktív RC kapcsolást összevetett az érzékenység mérték szempontjából. Ez a három kapcsolat a két műveleti erősítő Geffe-Soderstand, az állapotváltozós Kerwin, Huelsman—Newcomb és a Tarmy—Ghausi szűrőtagok. Az előadás által definiált érzékenység mérték szempontjából az utóbbi mutatta a legjobb eredményt.

### Digitális szűrők szekció

Ebben a szekcióban 6 főelőadás és 15 rövid előadás hangzott el az alábbi témakörökben: approximáció, realizáló struktúrák (hullámdigitális szűrők), véges szóhosszúság hatása, alkalmazások.

Az elhangzott főelőadások az alábbiak voltak.

**A. V. OPPENHEIM (USA):** *Az M. I. T. kutatásai a digitális jelfeldolgozás területén*

Az M. I. T. kutatásai jelenleg elsősorban a digitális szűrő struktúrák analizésére, a többdimenziós digitális szűrők tervezésére és alkalmazására, valamint a rendszeridentifikációra irányulnak. Az előadás a digitális szűrők felépítésében a műveletek véghajtási sorrendjének jelentőségét és a kétdimenziós szűrők approximációjának néhány kérdését vizsgálta.

**V. CAPELLINI, P. EMILIANI (Olaszország):** *Jel és kép-feldolgozó digitális szűrők tervezése*

Az előadás összefoglalta a digitális szűrők tervezési kritériumait, a véges és a végtelen memóriájú szűrők legfontosabb approximációs eljárásait. Ezután egy beszédjeleket feldolgozó hardware digitális analízátor és egy képjelek feldolgozását végző kétdimenziós, számítógépen megvalósított szűrő tervezését ismertette.

**O. HERMANN (NSZK):** *Véges memóriájú digitális szűrők tervezése és megvalósítása*

Az előadás a nonrekurzív digitális szűrőket tekintette át. Összefoglalta a szűrőtípus speciális tulajdonságait, — approximációjának általános menetét, a lehetséges realizáló struktúrákat, a véges szóhosszúságú számbázis okozta kerekítési hibák figyelembevételének módját, végül pedig a megvalósítás költséghatásait és a lehetséges alkalmazásokat elemezte.

**V. ČIZEK (CsSzSzK):** *Sávkorlátozott jelek digitális feldolgozása*

Az előadás sávkorlátozott jelek diszkrét idejű feldolgozásának az analitikus jelek fogalmán alapuló elméletét tekintette át. Ismertette a mintavételezett, majd adott interpoláló függvényekkel visszaállított jelek, és Hilbert transzformáltjainak tulajdonságait.

**R. VICH (CsSzSzK):** *Sokhurkos digitális szűrők mátrix analízise és szintézise*

Az előadás digitális szűrők struktúrájának egy lehetséges mátrixos leírását ismertette, amelynek segítségével tetszőleges, többhurkos digitális szűrők idő- és frekvenciatartománybeli analízise egyszerűen elvégezhető. A mátrixos leírás segítségével adott impulzusátviteli függvény különböző struktúrájú realizációi generálhatók.

**J. STURSA (CsSzSzK):** *Sokhurkos digitális szűrők kvantálási hibaanalízise*

Az előadás R. Vich mátrixos leírásának felhasználásával olyan többhurkos digitális szűrőket vizsgált, ahol a hurkok csak egyetlen késleltető elemet tartalmaznak. Egységugrás bemeneti jel meghatározta a szorzóegyütthetők és a csomóponti jelek kvantálása miatt keletkező kimeneti hiba eloszlását.

#### **Számítógépes áramkörtervezés szekció**

Ebben a szekcióban 6 főelőadás és 30 kiselőadás hangzott el az alábbi témakörökben: félvezetők modellezése, analóg és digitális áramkörök analízise, approximáció, optimalizálás, érzékenységek és toleranciák, valamint zaj-analízis, ritka mátrix technika.

Az elhangzott főelőadások a következők voltak.

**E. LINDBERG (Dánia):** *Ritka mátrix technika*

Az előadás célja kifejezetten az volt, hogy bevezetést adjon a ritka mátrix technikába. Az alábbi négy kérdésre adott választ: Mi a ritka mátrix technika, miért szükséges, hogyan lehet alkalmazni a gyakorlatban, és hogyan kezdünk bele az új technikába. Az előadó bőséges irodalomjegyzéket adott a személyes érdeklődőknek.

**L. LUKSAN (CsSzSzK):** *Optimalizációs módszerek a számítógépes áramkörtervezésben*

Az előadás áttekintést adott a gradiens optimalizációs módszerekről. A különböző módszerek összehasonlítására numerikus tesztek alkalmazottak. Végül egy optimalizációra és nemlineáris approximációra készült programrendszert mutatott be.

**Z. ZILKA (CsSzSzK):** *Bipoláris tranzisztor modellezése általános közelítéssel*

Az előadó általános közelítő módszert ír le, amellyel a bipoláris tranzisztor olyan matematikai modelljét nyerhetjük, melyet hatásosan lehet alkalmazni a számítógépes analíziseknél. Az előadó részletesen tárgyalta a modell alkalmazhatósági területének meghatározását, a kezdeti modell kialakítását, a paraméterek értékének meghatározását és pontosítását. Különböző tranzisztor modelleket és paraméter identifikációs eljárásokat hasonlított össze.

**V. ZIMA, V. ZILKA (CsSzSzK):** *Aktív lineáris kétkapuk jellemzőinek számítógépes kiértékelése*

Az előadásban új transzformációt ismertettek. Három új paramétert bevezetve és modellként T és reciprok hálózatot és erősítőt kaszkádba kapcsolva a stabilitás és az erősítés megbecsülhető. A transzformáció a modell és az eredeti áramkör között teremt kapcsolatot.

**H. MANN (CsSzSzK):** *Mikroelektronikai áramkörök funkcionális modellezése, analízise és optimalizálása*

Az előadás első része az elektronikus komponensek sokpólus-, sokkapu-, és blokkmodelljét adta meg. Definiálta ezeket a többváltozós funkcionális modelleket. Megadta a modellek alkalmazhatóságának kritériumait az elektromágneses térrelméletre alapozva. A második részben részletes algoritmust ismertetett az ilyen modellekből felépített rendszerek analízisére.

**CSURGÁY ÁRPAD (MNK):** *A számítógépes áramkörtervezés néhány hálózatelméleti problémája*

Az előadó az áramkör-analízis programrendszereknél felmerülő problémákat tárgyalta: mennyiben tekinthetők az eszközmmodellek invariánsnak az összeköttetésekre; mennyiben tekinthető pontosnak a kapott eredmény; létezik-e megoldás és csak egyetlen megoldás létezik-e; az összekötő vezetékek mennyiben tekinthetők ideálisnak. Az előadó végül összehasonlította a különféle analízis módszereket és ezek közül a reflexiós mátrix-szal való leírást találta legpontosabbnak.

**A. L. PETRENKO (SzSzSzR):** *Elektronikus áramkörök számítógépes modellezése*

Az előadó a különböző analízis programokat értékelte és hasonlította össze.

A főelőadások és a kiselőadások külön proceedingsben kerültek kiadásra (Proceedings of the SSCT 74 — Main Lectures, illetve Short Contributions), amit a konferencia előtt minden résztvevő kézhez kapott.

A főelőadások proceedingsse nem tartalmazza Csurgay Á., M. S. Ghausi, A. V. Oppenheim, O. Hermann, V. Čizek előadásait.

Az elhelyezés is a Hotel Internationalban történt, és ez bő lehetőséget nyújtott személyes szakmai eszmecserékre és új kapcsolatok kialakítására, melyet a jól sikerült ismerkedési est és a rendkívül jól megszervezett bankett is elősegített. A szervező bizottság kérdőíveken tájékozódott a konferencia végén a résztvevőktől a szervezésről, az elhelyezésről, a proceedings formájáról és tartalmáról.

A konferencia hivatalos nyelve az angol és orosz volt. A szinkrontolmácsolást a megfelelően kiképzett előadótermek is segítették.

A konferencia híven tükrözte a hálózatelmélet és a számítógépes tervezés jelenlegi helyzetét, az elért eredményeket és a várható fő fejlődési irányokat.

*Gefferth László—Prónay Gábor—dr. Sallai Gyula*

## Negatív visszacsatolás hatása az erősítők nemlineáris torzítására

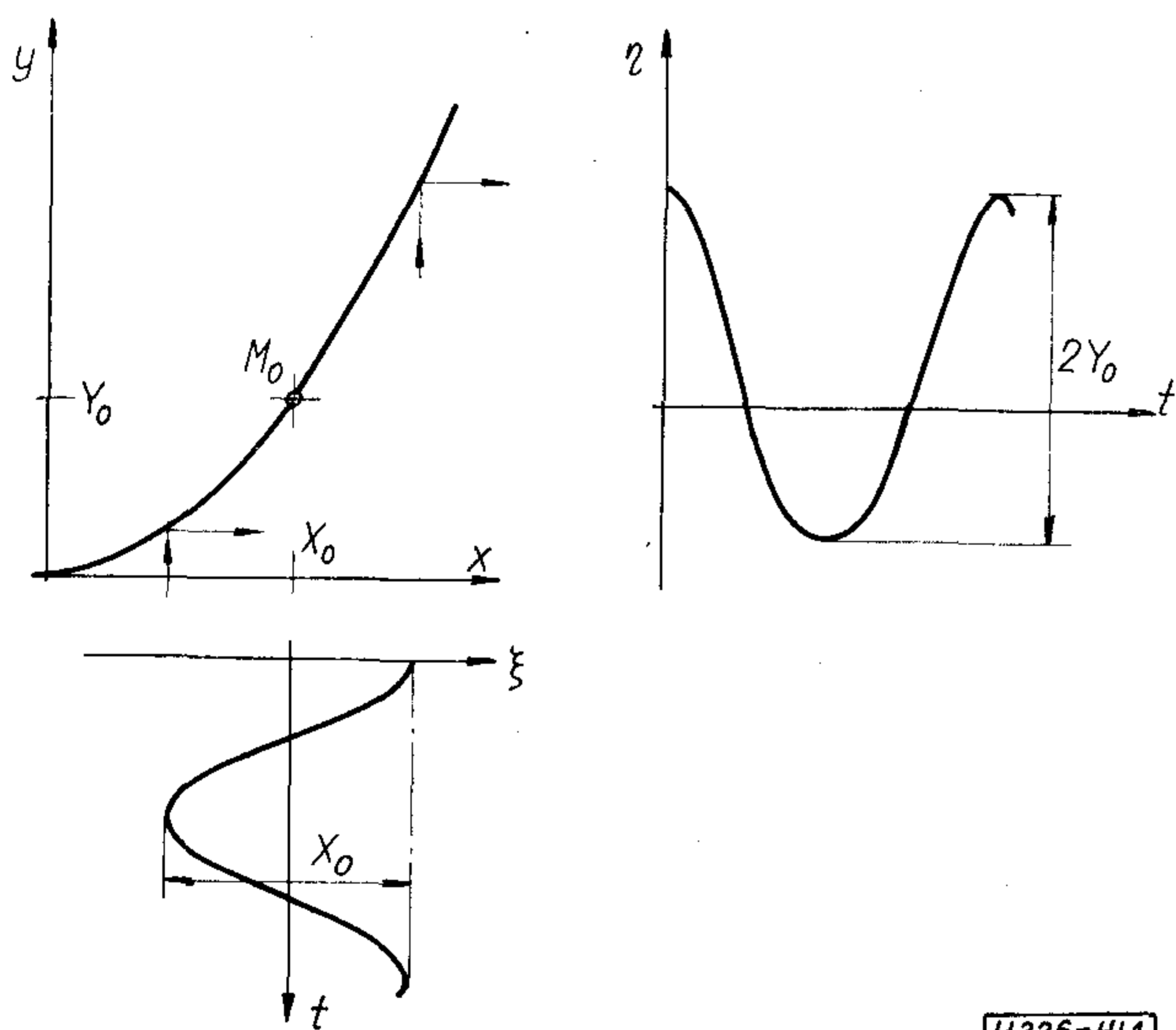
ETO 621.375.132.018.783

Közismert, hogy a negatív visszacsatolás csökkenti az erősítők nemlineáris torzítását [1], de a gyakorlat azt mutatja, hogy általában nem a visszacsatolás mértékével arányosan. Zavaró jelenségek is felléphetnek, különösen akkor, ha igen kis torzítás elérése céljából szoros visszacsatolást alkalmaznak. A következőkben szemléletes és egyszerű modell felhasználásával mennyiségileg is bemutatjuk e jelenségek forrását.

### Torzítás

Az  $x$  be- és  $y$  kimeneti jel közötti nemlineáris összefüggés a nemlineáris torzítás eredete. Tegyük fel, hogy a vizsgált erősítő átviteli karakterisztikája négyzetes (1. ábra).

$$y = x^2, \quad (1)$$



1. ábra. Átvitel négyzetes karakterisztikán

azaz a kimeneti jel csak pozitív vagy nulla értékű lehet. Tételezzük fel továbbá, hogy a bemeneti jel szintén csak nem negatív értékeket vehet fel. A kimeneti jel nyugalmi értéke legyen  $Y_0$ , ehhez

$$X_0 = +\sqrt{Y_0}$$

nagyságú jelet kell a bemenetre adni. A nyugalmi munkaponttól mért koordináták legyenek  $\xi$  és  $\eta$ , azaz:

$$\xi = x - X_0; \quad \eta = y - Y_0. \quad (2)$$

A közöttük érvényes összefüggés (1) felhasználásával:

$$\eta = 2X_0\xi + \xi^2, \quad (3)$$

amit az

$$\eta = \sum_{i=0}^{\infty} a_i \xi^i$$

formájú általános hatványsorral egybevetve, az együtthatók értéke kiolvasható:

$$\begin{aligned} a_0 &= 0, \\ a_1 &= 2X_0, \\ a_2 &= 1, \\ a_i &= 0, \quad \text{ha } i > 2. \end{aligned}$$

Az átvitel nemlineáris, mivel  $a_2 \neq 0$ , és a bemenetre

$$\xi = X \cos \omega t$$

alakú jelet alkalmazva, a kimeneten egyéb frekvenciájú összetevőket is tartalmazó jel jelenik meg:

$$\eta = \eta_0 + X_1 \cos \omega t + X_2 \cos 2\omega t,$$

ahol:

$$\eta_0 = \frac{a_2 X^2}{2},$$

$$X_1 = a_1 X,$$

$$X_2 = \frac{a_2 X^2}{2}.$$

A torzítási tényező értéke:

$$k_2 = \left| \frac{X_2}{X_1} \right| = \left| \frac{a_2 X}{2a_1} \right| = \frac{X}{4X_0}. \quad (4)$$

Teljes bemeneti kivezérlés,  $X = X_0$  esetén  $k_2 = 1/4$ , ekkor a kimeneti jel csúcstól-csúcsig vett értéke  $Y_{cs-cs} = 4Y_0$ .

A gyakorlatban a kivezérlést a kimeneten értelmezzük és  $Y_0$  nyugalmi értéken az

$$Y_{cs-cs} = 2Y_0$$

nagyságú kimeneti jelet tekintjük teljes kivezérlésnek [23]. Másodfokú karakterisztika esetén a csúcs-tól csúcsig vett jelátvitel lineáris, azaz ebben az esetben  $X = X_0/2$ , a torzítás (4)-ből

$$k_2 = 1/8,$$

a kimeneti jel pedig az egyfrekvenciás vezérlőjel kétszeresénél nagyobb frekvenciájú összetevőt nem tartalmaz.



**Előtorzítás**

Az erősítő negatív visszacsatolása közel torzítatlan kimeneti jelet eredményez, azaz:

$$\eta \cong Y \cos \omega t.$$

Kérdés, milyen jelet kell ehhez a bemenetre adni. Ennek meghatározása céljából előállítjuk (3) inverzét:

$$\xi = \frac{\eta}{2Y_0^{1/2}} - \frac{\eta^2}{8Y_0^{3/2}} + \frac{\eta^3}{16Y_0^{5/2}} \mp \dots \quad (5)$$

$\eta$  magasabb hatványainak együtthatói csökkenő értékűek, de nem nullák. A

$$\xi = \sum_{j=0}^{\infty} A_j \eta^j$$

hatványsor első együtthatói:

$$A_0 = 0,$$

$$A_1 = 1/2 Y_0^{1/2},$$

$$A_2 = -1/8 Y_0^{3/2},$$

$$A_3 = 1/16 Y_0^{5/2}.$$

A torzítatlan kimeneti jelet eredményező — előtorzított — bemeneti jel torzítási tényezői:

$$K_2 \cong \left| \frac{A_2 Y}{2A_1} \right|, \quad K_3 \cong \left| \frac{A_3 Y^2}{4A_1} \right|, \dots$$

amelyekből az előtorzítás:

$$K = \sqrt{K_2^2 + K_3^2 + \dots}$$

A fenti értékek közelítőek, ugyanis második, harmadik harmonikust eredményeznek a fel nem tüntetett magasabb fokú összetevők is, továbbá a harmadiknál nagyobb rendszámú harmonikusok is megjelennek. Másodfokú átviteli karakterisztika esetén mindkét elhanyagolt hatás a szükséges előtorzítás mértékét növeli.

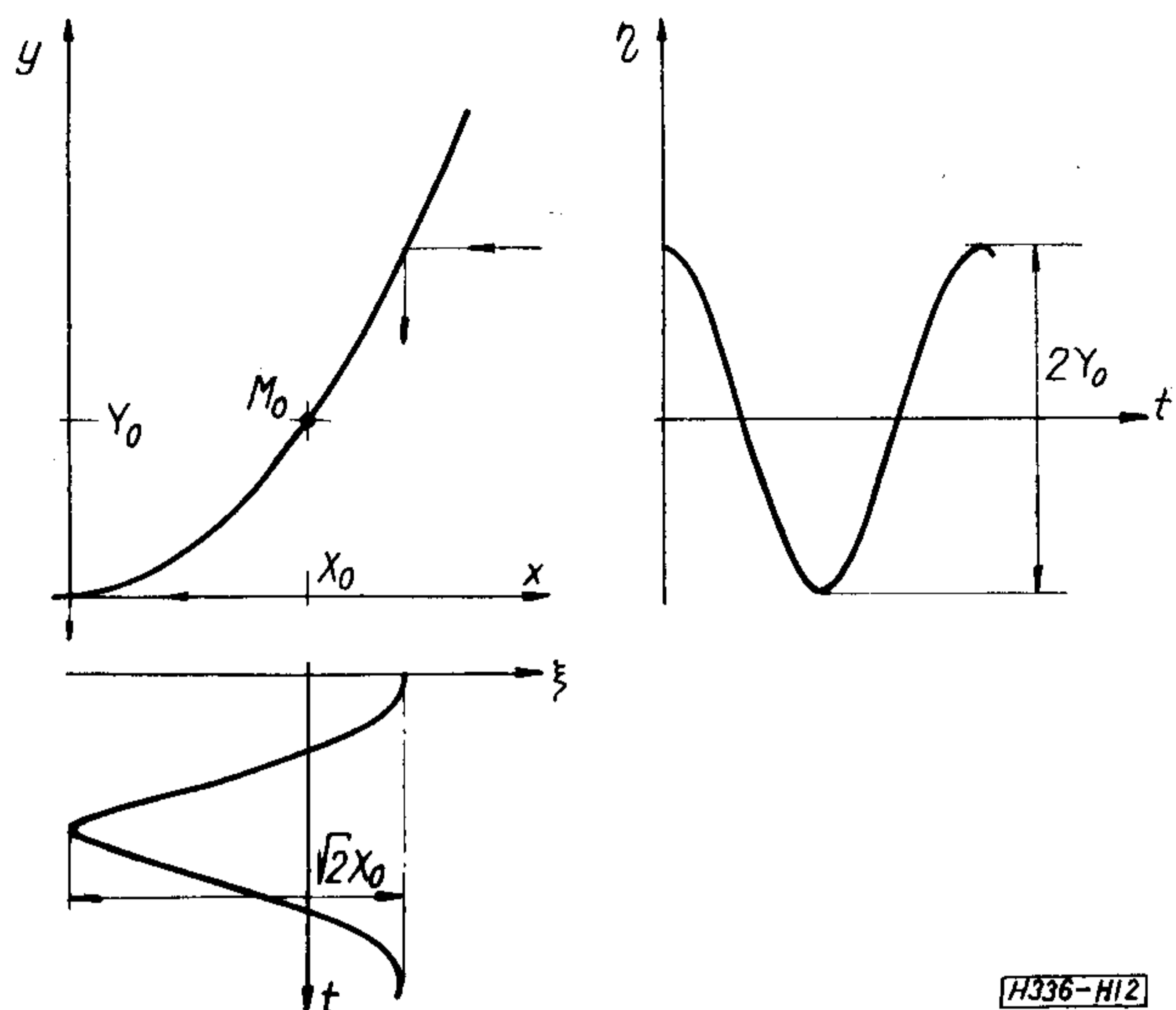
Jelen esetben  $Y = Y_0$ , azaz  $Y_{cs-cs} = 2Y_0$  nagyságú kimeneti jelet feltételezve:

$$K_2 \cong 1/8; \quad K_3 \cong 1/24; \dots$$

Láthatóan, a szükséges előtorzítás mértéke nagyobb, mint ami a torzítatlan vezérléshez tartozó kimeneti jelet mérhető. Azonkívül a bemenetre nemcsak második harmonikust, hanem nagyobb frekvenciájú jel-összetevőket is kell adni, még másodfokú átviteli karakterisztika esetén is.

Jól mutatja az előtorzítás szükséges nagyobb mértékét (2. ábra) az  $Y_0$  érték környezetében változó  $Y_0$  amplitúdójú kimeneti jel előállításához szükséges bemeneti jel csúcstól-csúcsig vett értéke, ami most  $X_{cs-cs} = \sqrt{2}X_0$ -al egyenlő, szemben a torz, de azonos csúcstól-csúcsig vett értékű kimenethez tartozó  $X_0$  értékkel.

A közel torzítatlan kimeneti jelet eredményező visszacsatolás esetén a kis jelszintű fokozatokon előtorzított jel halad keresztül. Rendszerint a végfokozat görbült átviteli karakterisztikája a tor-



2. ábra. Előtorzított átvitel négyzetes karakterisztikán

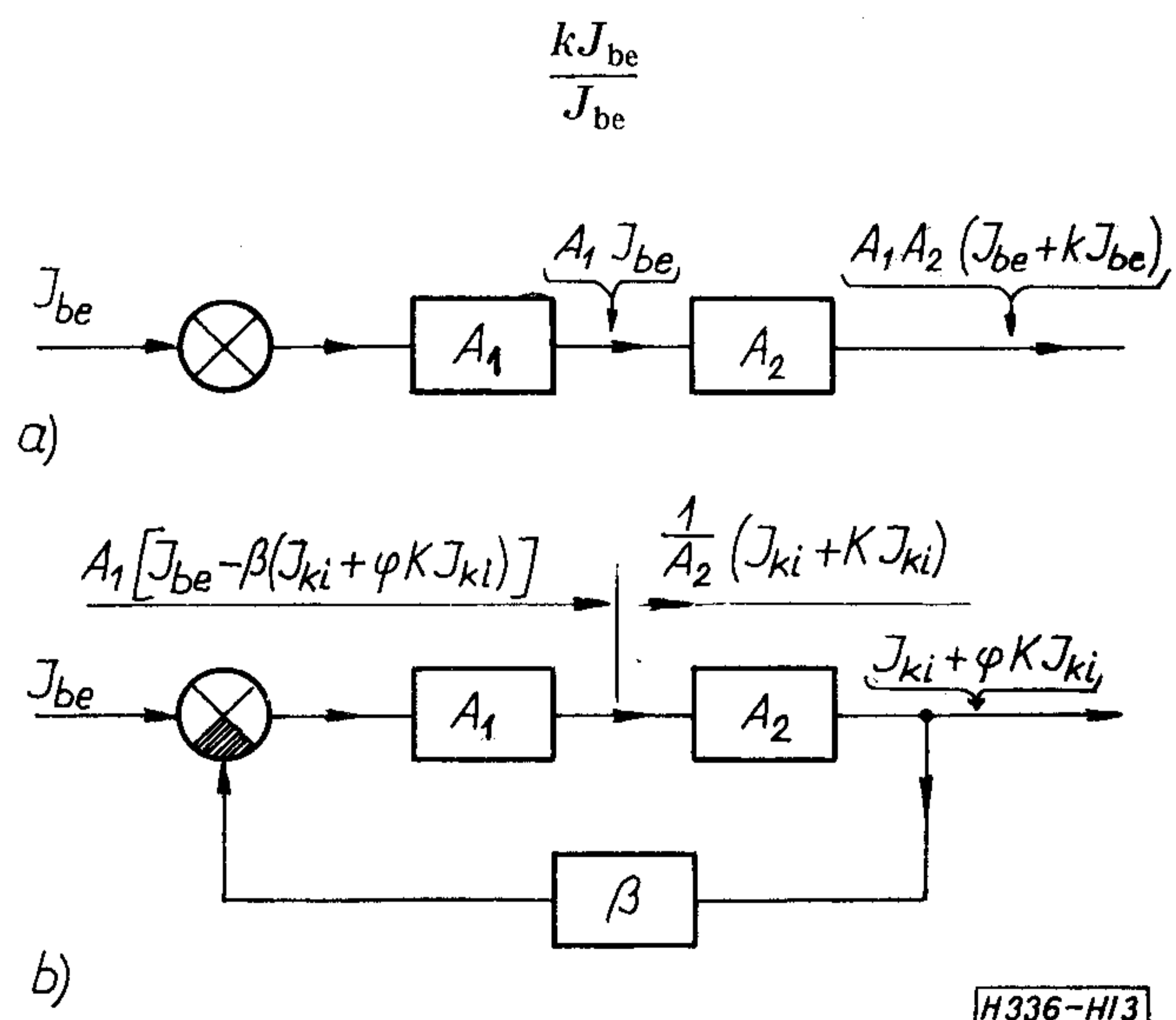
zítás forrása, és a vezérlő fokozatot úgy kell méretezni, hogy a torzítatlan kimenethez tartozó előtorzított vezérlőjelet szolgáltatni tudja.

**Visszacsatolt rendszer**

Negatív visszacsatolással nem módosított átvitelű erősítők átvitelét a 3a ábra szemlélteti. A rendszer két részre bontható:  $A_1$  a kisjelű, tehát elhanyagolható torzítású,  $A_2$  pedig a nemlineáris átvitelű, nagyjelű erősítő. Az értelemszerűleg torzítatlan  $J_{be}$  jel az első erősítő kimenetén  $A_1$ -gyel szorozva jelenik meg, míg a kimeneten megjelenik a torz jel, is:

$$J_{ki} = A_1 A_2 (J_{be} + kJ_{be})$$

Itt a  $kJ_{be}$  tényezővel nem egyszerűen szorzatot jeleltünk, hanem a torz, nemkívánatos összetevők megjelenésére utaltunk. Bár, ha  $J_{be}$  a jel effektív értéke, a  $kJ_{be}$  mennyiség  $A_1 A_2$ -szerese pedig a kimeneten megjelenő felharmonikusok effektív értéke, a



3. ábra. Visszacsatolatlan (a) és negatív visszacsatolt (b) rendszer jelátvitel

viszony a  $k$  torzítási tényezőt adja. Ilyen értelmezésben a következőkben a  $k$  tényezővel való egybeírást szorzásnak fogjuk tekinteni.

A 3b ábra a visszacsatolt rendszert mutatja. A kimeneten a bemeneti jellel arányos  $J_{ki}$  mellett  $\varphi K J_{ki}$  torz összetevő is megjelenik, amiről feltecssük, hogy kicsi, sőt gyakorlatilag elhanyagolható. A közel torzítatlan kimenethez az  $A_2$  bemenetén

$$\frac{1}{A_2} (J_{ki} + K J_{ki}) \quad (6)$$

„nagyságú” előtorzított vezérlőjel szükséges. A feladatot a  $\varphi$  tényező meghatározása képezi, vajon az előtorzított jel torzítását milyen mértékben csökkenti a visszacsatolás, hiszen az eredő torzítási tényező:

$$k = \varphi K.$$

Az  $A_1$  és  $A_2$  erősítő csatlakozási pontján a bemenet felől érkező jel:

$$A_1 [J_{be} - \beta (J_{ki} + K J_{ki})], \quad (7)$$

amit (6)-tal egyenlővé téve, összefüggést kapunk  $\varphi$  meghatározására:

$$J_{be} - \beta (J_{ki} + \varphi K J_{ki}) = \frac{1}{A_1 A_2} (J_{ki} + K J_{ki}). \quad (8)$$

Kis jelszinten a  $K J_{ki}$  és a  $\varphi K J_{ki}$  tagok eltűnnek, azaz

$$J_{be} \cong J_{ki} \left( \frac{1}{A_1 A_2} + \beta \right),$$

ezt (8)-ba helyettesítve és  $J_{ki}$ -vel egyszerűsítve,

a  $\varphi$  tényező számolható:

$$\varphi = -\frac{1}{A_1 A_2 \beta}.$$

Vagyis a negatív előjeltől eltekintve, az erősítő kimenetén az előtorzítás az  $A_1 A_2 \beta$  hurokerősítés arányában csökken. A példaként bemutatott másodfokú átviteli karakterisztikájú erősítőnk kimenetén tehát jellegre és mértékre nézve másként torzított jel jelenik meg, mint a visszacsatolatlan erősítő torzítása és a hurokerősítés ismerete alapján gondolnánk. A maradék torzítás általában nagyobb, sőt ha a vezérlő fokozat nem alkalmas a nagyobb amplitúdójú előtorzított vezérlőjel leadására, a közel-torzítatlan kimenőjel meg sem közelíthető, a kimeneti jelben túlvezérléssel analóg torzulás keletkezik, mielőtt a kimenet valóságos túlvezérlése megjelenne.

Bár frekvenciafüggő jelenségekkel nem kívánunk foglalkozni, feltétlenül megemlítendő, hogy a vezérlő fokozat túlvezérlése nagyobb jelfrekvencián fokozódik, ha terhelése kapacitív és a végfokozat vezérléséhez feszültségre van szükség. Az előtorzított feszültség magasabb harmonikus összetevőinek előállításához a frekvencia arányában nagyobb áram szükséges, amit a kivezérlő fokozat esetleg egyáltalán nem vagy csak jóval nagyobb torzítás árán tud szolgáltatni. A maradék torzítás tehát a frekvencia növekedésével általában jobban nő, mint ami a visszacsatolatlan erősítőnk kimérhető volt.

#### I R O D A L O M

- [1] Bode, H. W.: Hálózatok és visszacsatolt erősítők tervezése Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1961.  
[2] Dr. Házman I.: Elektronikai alapáramkörök. Budapest, Tankönyvkiadó, 1965.

## A gazdasági élet nélkülözhetetlen információforrása

**Új időpont**



**Hannover  
Messe '75**  
Április 16.-24.

**Felvilágosítás: Hungexpo Vásárképviselő, 1441 Budapest Pf. 44. Tel.: 227-659**

## Jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátorok nagyjelű jellemzői

ETO 621.373.51.012

A diódás oszcillátorok kimenőjelének frekvenciáját külső jel bevezetésével (injektálásával) az önrezgési frekvencia környezetében vezérelhetjük. A vezérlés itt azt jelenti, hogy az oszcillátor kimenőjelének a frekvenciája követi a bevezetett jel frekvenciaváltozásait. A jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátor tehát fázis- vagy frekvencia-modulált jel átvitelére alkalmas. A vezérlő jel az oszcillátor kimenőjelenél lényegesen kisebb szintű lehet, ily módon tehát teljesítménynövelés érhető el. Az oszcillátor frekvenciájának modulált jellel való vezérlése esetén az átviteli karakterisztikák fontos szerepet játszanak, mivel meghatározzák a torzítás mértékét.

Az injektált oszcillátorok analizálásával több szerző foglalkozott már [1–4]. A vezérlési sávot Adler [2] határozta meg. A zajkérdésekkel többek között Kurokawa [5] és Hines [6] foglalkozott. Jelentek meg közlemények kísérleti eredményekről is [7, 8].

Az irodalomban található cikkek az injektált oszcillátorok tulajdonságait kisjelű közelítéssel vizsgálják. Az injektált oszcillátorok bemenő teljesítménye rendszerint 10 dB-lel van a kimenő teljesítmény alatt. Ilyen esetben a kisjelű közelítés már nem használható.

E cikkben az áramkör viselkedését nemlineáris összefüggésekkel írjuk le. A teljesen általános tárgyalást azzal szűkítjük le, hogy az oszcillátort a kvázi-stacionárius közelítés alkalmazásával vizsgáljuk.

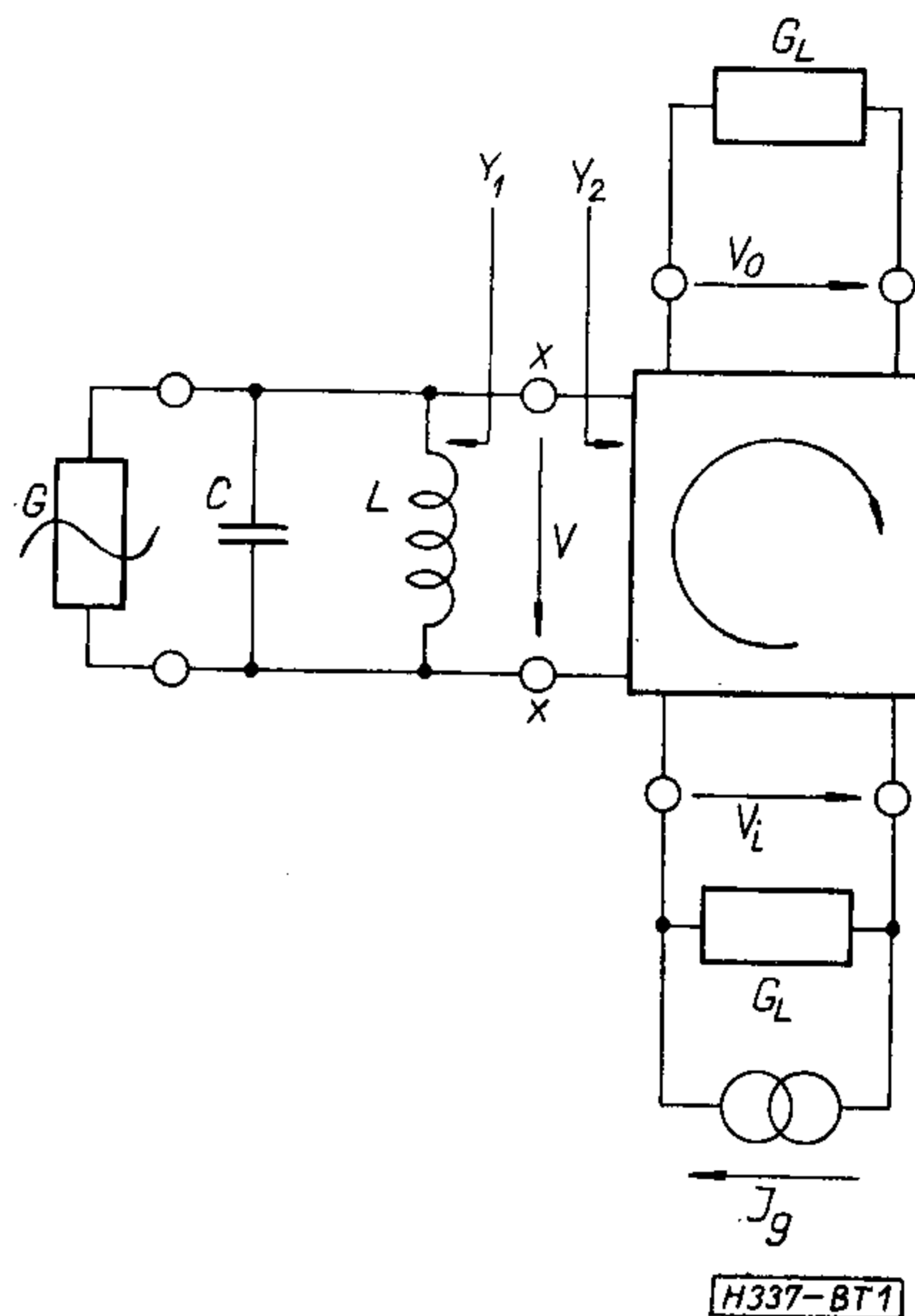
A jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátor átviteli tulajdonságait a nagyjelű modell alapján határozzuk meg. A karakterisztikák a kisjelű esethez képest jelentős eltéréseket mutatnak. Fontos eredmény a minimális torzítást adó optimális terhelés kimutatása.

### Nagyjelű modell

Az áramkör vizsgálatát az 1. ábrán látható modell alapján végezzük. Ez a modell sávkorlátozást tételez fel, amikor is csak egyetlen frekvencián lehet feszültség a dióda kapcsán.

A dióda aktivitását nemlineáris negatív konduktancia képviseli. A  $C$  kapacitás a dióda és az áramkör kapacitásának az összegével egyenlő. Az  $L$  induktivitással párhuzamos rezonanciát állítunk be az üzemi frekvencián. A kimenetet és a bemenetet circulator választja szét, melyet ideálisnak tekintünk. A circulator hullámellenállása  $1/G_L$ -lel egyenlő.

A dióda nagyjelű viselkedését a feszültség négy-



1. ábra. Jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátor helyettesítő kapcsolása

zetével arányosan változó negatív konduktanciával vesszük figyelembe:

$$G = G_0 \left( 1 - \frac{1}{2} v^2 \right), \quad (1)$$

ahol  $G_0$  a kisjelű negatív konduktancia.

A negatív konduktancia kapcsain levő  $v$  feszültség két jel eredője:

$$v^2 = v_i^2 + v_0^2 + 2v_i v_0 \cos \theta, \quad (2)$$

ahol  $v_i$  az injektált jel feszültségamplitúdójának a normalizált értéke,  $v_0$  a kimenőjel feszültségamplitúdójának a normalizált értéke,  $\theta$  pedig az injektált jel és a kimenőjel közötti fáziskülönbség.

A (2) képlet felírásánál feltételezzük, hogy az injektált jelnek és a kimenőjelnek a frekvenciája azonos. A feszültségamplitúdókat a szabadonfutó oszcillátor maximális teljesítményéhez tartozó feszültségamplitúdóra normalizáljuk.

A frekvenciafüggést a modellben párhuzamos rezgőkör adja meg. Ennek admittanciája a rezonanciafrekvencia környezetében közelítőleg:

$$Y_r \cong j4\pi f_0 C \delta, \quad (3)$$

ahol  $f_0$  a rezgőkör rezonanciafrekvenciája, mely megegyezik az oszcillátor önrezgési frekvenciájával,  $\delta$  pedig a frekvenciának az utóbbtól való relatív eltérése.

Stabil állapotban az  $x-x$  kapcsokon jelentkező bal oldali és jobb oldali admittancia összegének

zérusnak kell lennie. Az  $Y_1$  bal oldali admittanciát (1) és (3) eredője adja meg.

A jobb oldali admittancia meghatározásánál a  $v_0$  amplitúdójú feszültséget, mely az  $x-x$  kapcsoktól az oszcillátor kimenete felé halad, a generátortól a terhelés felé haladó hullám amplitúdójának tekintjük. Ugyanakkor a  $v_1$  amplitúdójú feszültséget, mely a bemenettől az  $x-x$  kapcsok felé halad, a terhelésről visszavert hullám amplitúdójának vesszük. A két feszültség hányadosaként reflexiós tényezőt definiálhatunk. Ezek alapján a jobb oldali admittancia:

$$Y_2 = \frac{v_0^2 - v_1^2 - j2v_0v_1 \sin \theta}{v_0^2 + v_1^2 + 2v_0v_1 \cos \theta} G_L, \quad (4)$$

ahol  $G_L$  a kimeneten levő terhelő konduktancia.

### Transzfer egyenletek

A baloldali és a jobb oldali admittancia összege zérussal kell, hogy egyenlő legyen. Mivel az admittanciák komplex mennyiségek, az egyenlőségnek teljesülnie kell mind a valós, mind a képzetes részek vonatkozásában. Így két nemlineáris egyenlethez jutunk, melyekből két ismeretlen, a kimenőjel amplitúdója és fázisa meghatározható:

$$\varrho \frac{v_0^2 - v_1^2}{v_0^2 + v_1^2 + 2v_0v_1 \cos \theta} = 1 - \frac{1}{2}(v_0^2 + v_1^2 + 2v_0v_1 \cos \theta), \quad (5)$$

$$\varrho \frac{v_0v_1 \sin \theta}{v_0^2 + v_1^2 + 2v_0v_1 \cos \theta} = Q_0\delta, \quad (6)$$

ahol:

$$\varrho = G_L/G_0 \quad (7)$$

$$Q_0 = 2\pi f_0 C/G_0. \quad (8)$$

Az amplitúdók helyett célszerűbb a teljesítményekkel számolni a következő összefüggések alapján:

$$p_i = 2\varrho v_1^2 \quad (9)$$

$$p = 2\varrho v_0^2 \quad (10)$$

Itt  $p_i$  az injektált,  $p_0$  pedig a kimenőjel teljesítményének a szabadonfutó oszcillátor maximális kimenő teljesítményére normalizált értéke.

A  $p_0$  kimenő teljesítményt az alábbi harmadfokú egyenlet megoldásával kapjuk meg:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{4} p_0^3 - p_0^2 \left[ \frac{3}{4} p_i + 2\varrho(1 - \varrho) + 8Q_0^2\delta^2 \right] + \\ & + p_0 \left[ \frac{3}{4} p_i^2 + 4p_i(3\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2) + 4(1 - \varrho)^2(\varrho^2 + \right. \\ & \left. + 4Q_0^2\delta^2) + 16Q_0^2\delta^2(\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2) \right] - \\ & - 4p_i(\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2)[(1 + \varrho)^2 + 4Q_0^2\delta^2] - \\ & - p_i^2 \left[ \frac{1}{4} p_i - 2\varrho(1 + \varrho) + 8Q_0^2\delta^2 \right] = 0. \end{aligned} \quad (11)$$

A fázisszöget pedig a következő képletből számíthatjuk ki:

$$\theta = \arcsin \left[ \frac{p_0 - p_i}{\sqrt{p_0 p_i}} \frac{p_0 - p_i - 4(\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2)}{2\varrho(p_0 + p_i) - 4(\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2)} Q_0\delta \right]. \quad (12)$$

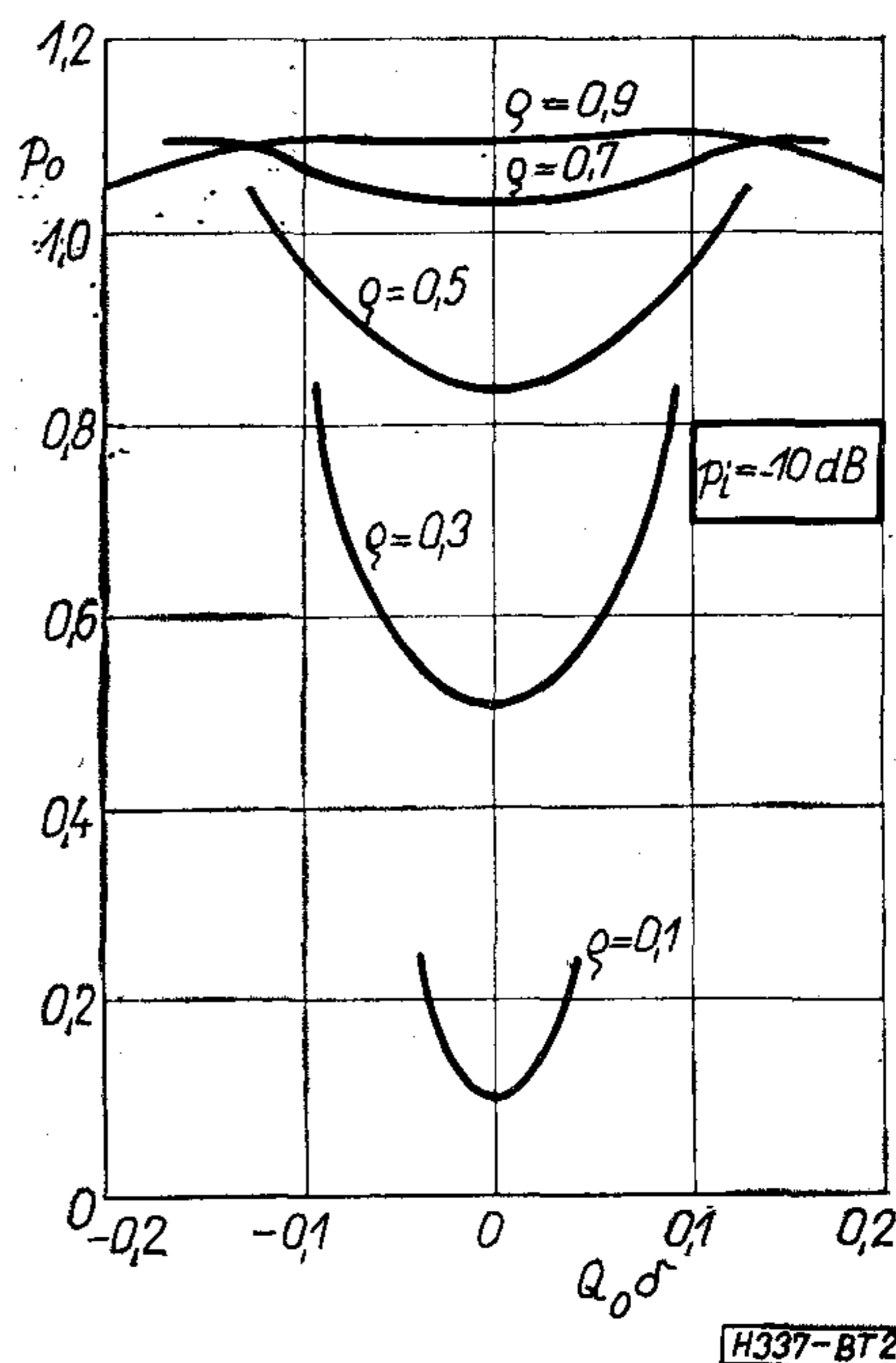
A (11) és (12) egyenleteknek általában több megoldása lehet. Ezek közül tényleges megoldást csak azok az összetartozó értékpárok képviselnek, melyek a kiinduló egyenleteket egyidejűleg kielégítik. A tényleges megoldások közül pedig gyakorlatilag csak azok érdekesek, melyek a teljesítményre pozitív valós értéket adnak.

### Átviteli jellemzők

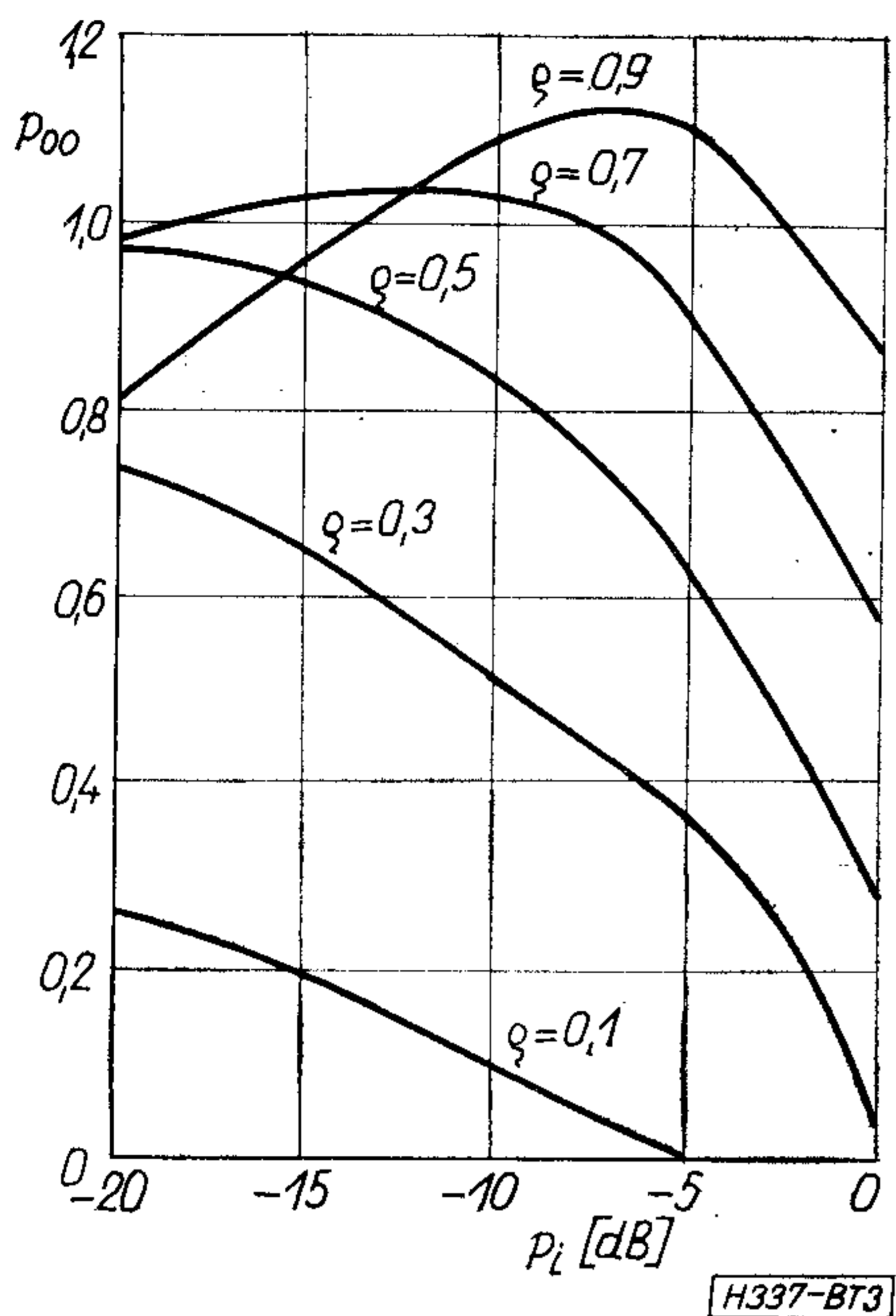
A (11) és (12) képletek alapján numerikusan elemezhetjük a jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátorok átviteli jellemzőit. A vizsgálatokat arra az esetre végezzük el, amikor a bemenő teljesítmény 10 dB-lel van a szabadonfutó oszcillátor maximális teljesítménye alatt.

A kimenő teljesítmény normalizált értékét a 2. ábra mutatja a frekvenciával arányos  $Q_0\delta$  függvényében. A teljesítmények a szabadonfutó oszcillátor maximális teljesítményére vannak normalizálva. A görbék paramétere a  $\varrho$  terhelési tényező. A terhelési tényező növelésével a kimenő teljesítmény és a sáv szélesség nő. Ugyanakkor a görbe laposabb lesz és az alakja változik.

Szabadonfutó oszcillátor esetében maximális teljesítményt a  $\varrho = 0,5$  értéknél kapunk, amikor is a teljesítmény egységnyi. Injektált oszcillátor esetében viszont a kimenő teljesítmény kisebb 1-nél, ha  $\varrho = 0,5$ . Ekkor maximális kimenő teljesítményt



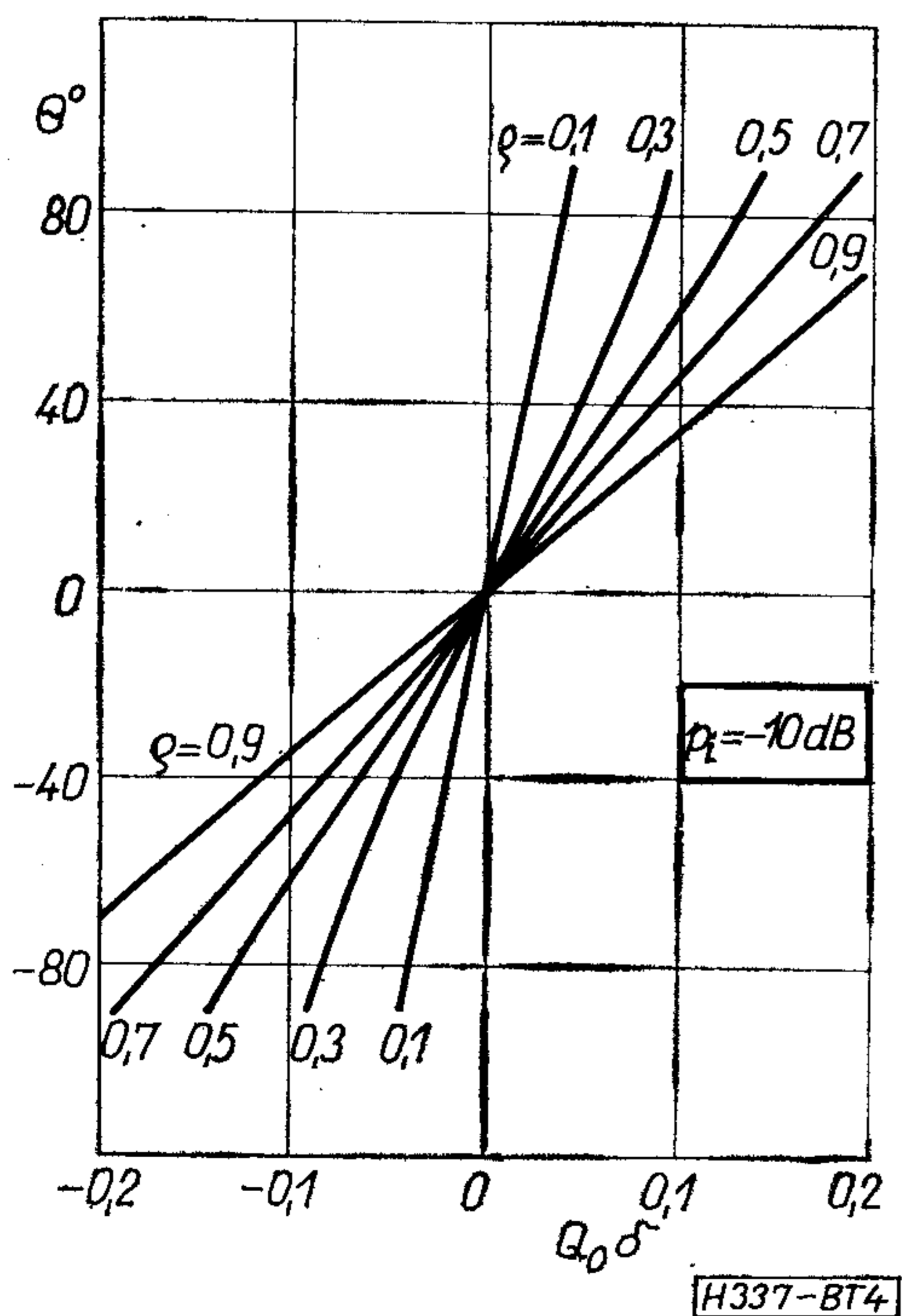
2. ábra. A kimenő teljesítmény  $Q_0\delta$  függvényében különböző terhelési tényezők esetére



3. ábra. Sávközépi kimenő teljesítmény a bemenőteljesítmény függvényében különböző terhelési tényezők esetében

0,5-nél nagyobb  $\rho$  esetén kapunk. A 3. ábra mutatja a sávközépi kimenő teljesítményt a bemenő teljesítmény függvényében különböző terhelési tényezők esetére. A bemenő teljesítmény növelésekor a kimenő teljesítmény maximumához nagyobb  $\rho$  tartozik.

A fázistolást a 4. ábra adja meg  $Q_0\delta$  függvényében különböző terhelési tényezők esetére. A fázistolás zérus, amikor a bemenőjel frekvenciája megegyezik az önrezgési frekvenciával. A frekvenciaeltérés nö-


 4. ábra. A fázistolás  $Q_0\delta$  függvényében különböző terhelési tényezők esetére

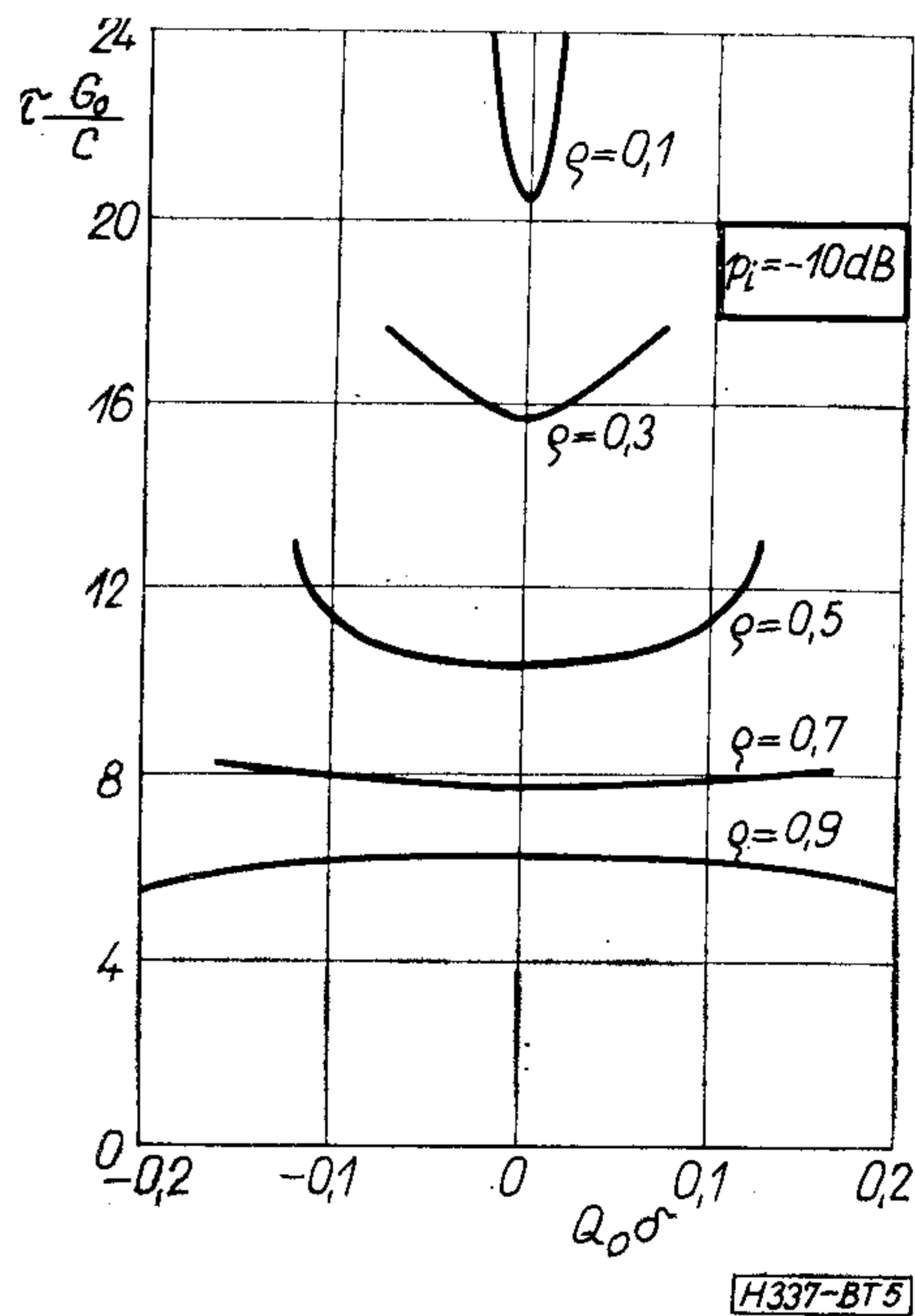
vekedésével a fázistolás abszolút értéke nő. Viszont a terhelési tényező növelésekor a fázistolás abszolút értéke csökken rögzített  $Q_0\delta$  esetén.

A csoportfutási idővel arányos  $\tau G_0/C$  mennyiség az 5. ábrán látható  $Q_0\delta$  függvényében. A görbék paramétere a  $\rho$  terhelési tényező. A vezérlési sávban a csoportfutási idő ingadozása valamely  $\rho$  értéknél minimális lesz. Így frekvencia- vagy fázismodulált jel átvitele esetén a torzítás szempontjából optimális terhelés található. Az optimális terhelés a bemenő teljesítmény függvénye. Továbbá a 3. és az 5. ábrából látható, hogy az optimális terhelésnél közel maximális a kimenő teljesítmény.

Az AM-PM konverziót a következő képlet adja meg:

$$cv = 0,259 \frac{180}{\pi} p_i \frac{d\theta}{dp_i} \quad [^\circ/\text{dB}]. \quad (13)$$

A deriváltat numerikus módszerrel határoztuk meg.

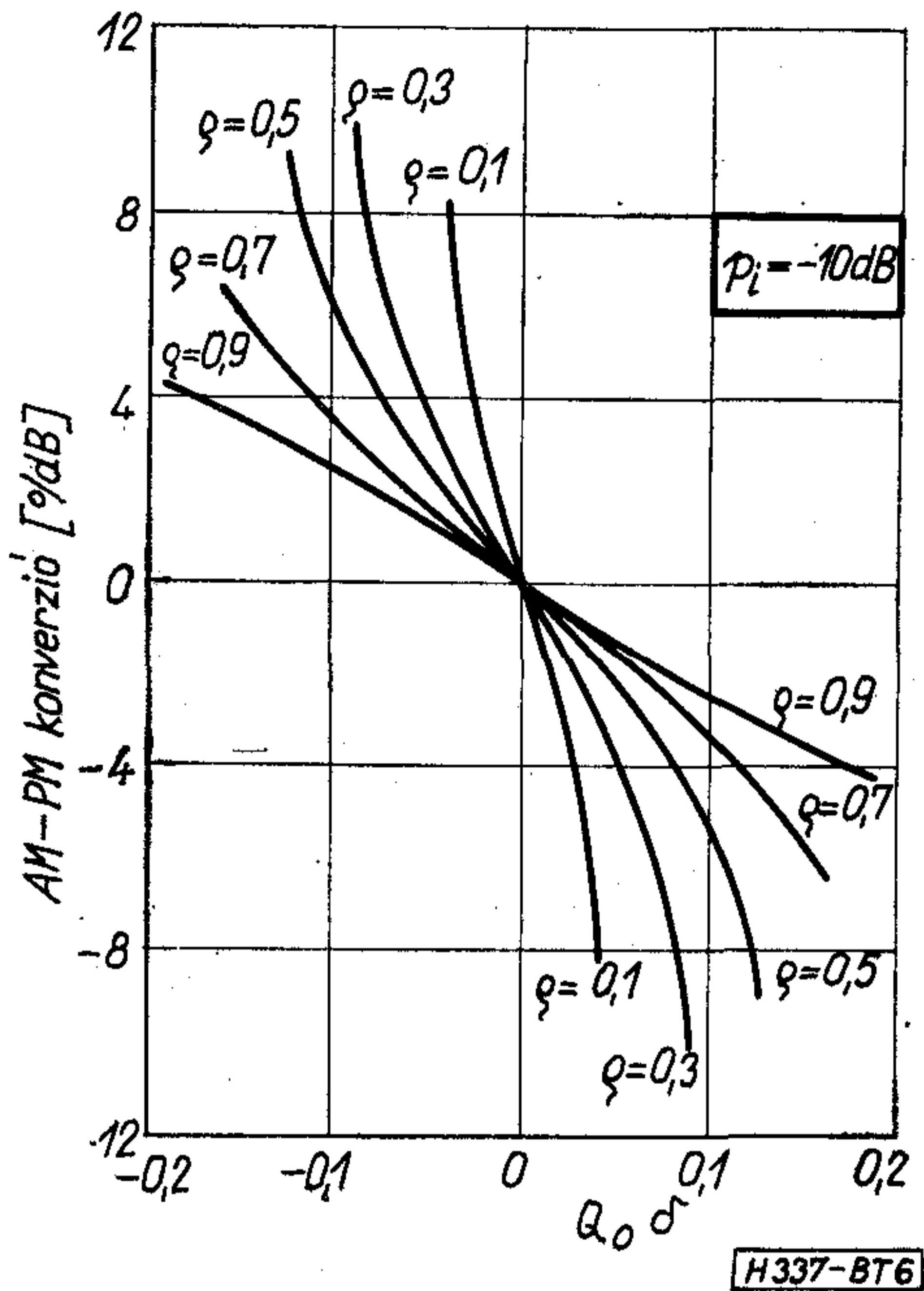

 5. ábra. A csoportfutási idővel arányos  $\tau G_0/C$  mennyiség  $Q_0\delta$  függvényében különböző terhelési tényezők esetében

Az AM-PM konverziót a 6. ábra mutatja  $Q_0\delta$  függvényében különböző terhelési tényezők esetére. Az AM-PM konverzió zérus, ha az injektált jel frekvenciája megegyezik az oszcillátor önrezgési frekvenciájával. A frekvenciaeltérés növekedésével az AM-PM konverzió abszolút értéke nő. A terhelési tényező növelésével viszont az AM-PM konverzió abszolút értéke csökken rögzített  $Q_0\delta$  esetén.

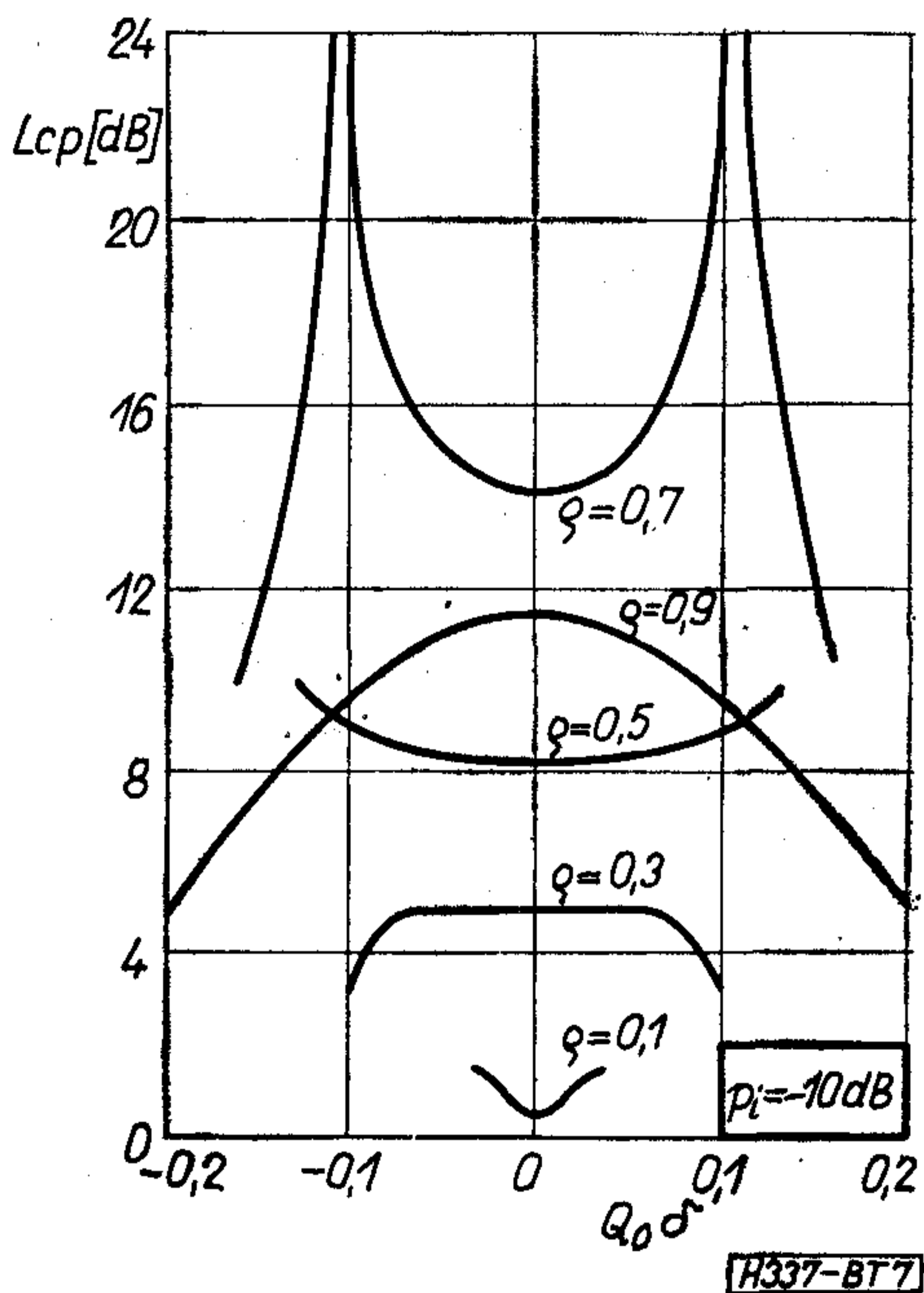
Az AM kompresszió a következőképpen határozható meg:

$$cp = \frac{p_0}{p_i} \frac{dp_i}{dp_0}. \quad (14)$$

Az AM kompresszió negatív előjele is lehet, ami azt jelenti, hogy az amplitúdómoduláció fázisa ellentétes lesz.



6. ábra. AM-PM konverzió  $Q_0\delta$  függvényében különböző terhelési tényezők esetére



7. ábra. Az AM kompresszió abszolút értéke dB-ben kifejezve  $Q_0\delta$  függvényében különböző terhelési tényezők esetében

Az AM kompressziót dB-ben is kifejezhetjük:

$$L_{cp} = 10 \log |cp|, \quad [dB]. \quad (15)$$

Ekkor a kompresszió előjele elvész. Ha  $|cp| > 1$ , az amplitúdómoduláció csökken, és ha  $|cp| < 1$ , az amplitúdómoduláció nő.

Az AM kompresszió abszolút értékét dB-ben kifejezve a 7. ábrán láthatjuk  $Q_0\delta$  függvényében különböző  $\rho$  értékekre. A vezérlési sávban az AM kompresszió átlagértéke valamely terhelési tényezőnél maximális. Ezt a maximumot közelítőleg az

optimális terhelésnél kapjuk meg. Érdeemes megjegyezni, hogy  $\rho=0,7$  esetén az AM kompresszió görbéjének pólusai vannak. A pólusoknál a bemenő teljesítmény változása nem okoz változást a kimenő teljesítményben. A pólusok között az AM kompresszió előjele negatív, míg valamely pólus és a vezérlési sáv széle között pozitív. A többi terhelési tényezőnél az AM kompresszió előjele negatív.

### 5. Vezérlési sáv

Vezérlési sávnak azt a frekvenciatartományt nevezzük, amelyben az oszcillátor kimenő jelének a frekvenciája megegyezik az injektált vezérlő jel frekvenciájával. A fázistolás az önrezgési frekvenciánál zérus és attól távolodva nő. Az önrezgési frekvenciától legtávolabb akkor kerülünk, amikor a fáziskülönbség  $+\pi/2$  vagy  $-\pi/2$ . Ehhez a két esethez tartozó két frekvencia határozza meg a vezérlési sáv széleit.

A vezérlési sáv tehát a (6) és a (8) képlet alapján:

$$B = \rho \frac{G_0}{\pi C} \frac{p_{os}}{p_i + p_{os}} \sqrt{\frac{p_i}{p_{os}}}, \quad (16)$$

ahol  $p_{os}$  a kimenő teljesítmény a vezérlési sáv szélén, mely az (5) képletből határozható meg:

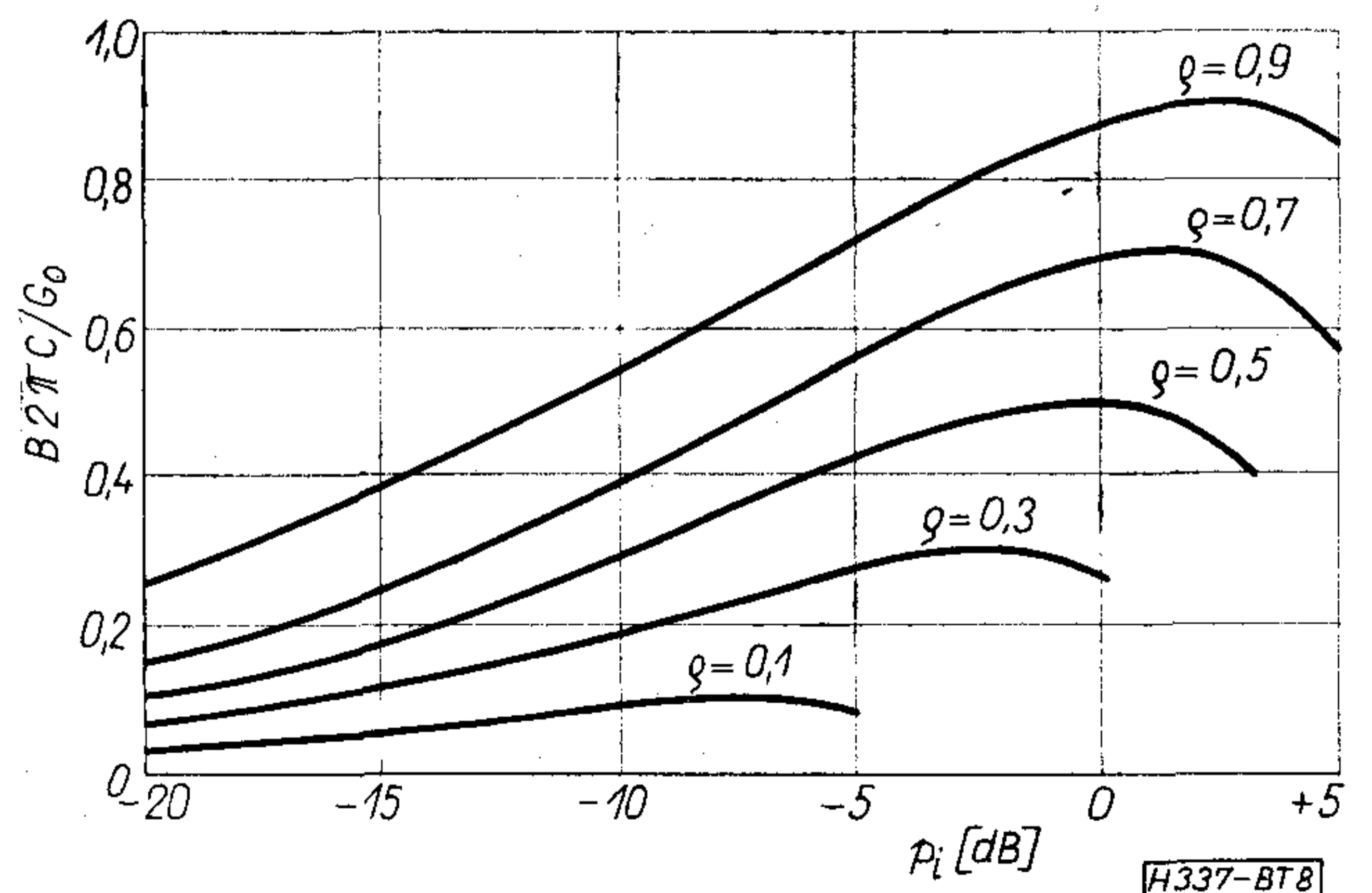
$$p_{os} = 2\rho(1-\rho) - p_i + 2\rho \sqrt{2p_i + (1-\rho)^2}. \quad (17)$$

A (16) és (17) képlet levezetésénél figyelembe vettük a (9) és (10) összefüggést.

A vezérlési sáv a (16) és (17) képlet alapján a  $\rho$  terhelési tényezőnek és a  $p_i$  injektált teljesítménynek a függvénye.

A vezérlési sávval arányos  $B2\pi C/G_0$  mennyiséget a 8. ábra adja meg az injektált vezérlő jel teljesítményének a függvényében. A görbék paramétere a  $\rho$  terhelési tényező.

A vezérlési sávra kapott eredményeink lényeges eltérést mutatnak a kisjelű közelítéshez viszonyítva. Ugyanis a kisjelű közelítés esetében a vezérlési sáv az injektált teljesítmény négyzetgyökével arányo-



8. ábra. A vezérlési sávval arányos  $B2\pi C/G_0$  mennyiség a bemenő teljesítmény függvényében, a görbék paramétere a terhelési tényező

san nő. Ezzel szemben a (16) képlet szerint a vezérlési sáv növekedése ennél kisebb mértékű, sőt nagy injektált jel esetén a vezérlési sáv telítési értéket ér el. Majd az injektált jel további növelésével a vezérlési sáv csökken.

A vezérlési sávnak a bemenő teljesítmény függvényében észlelt maximumát analitikusan is meghatározhatjuk. E célból a (16) képletet (17) figyelembevételével  $p_i$  szerint deriváljuk és zérussal tesszük egyenlővé. Ebből az egyenletből megkapjuk a vezérlési sáv maximumához tartozó bemenő teljesítményt:

$$p_{im} = 2q. \quad (18)$$

A vezérlési sáv maximumát pedig az alábbi képlet adja meg:

$$B_m = q \frac{G_0}{2\pi C}. \quad (19)$$

Az  $m$  index a maximumra utal.

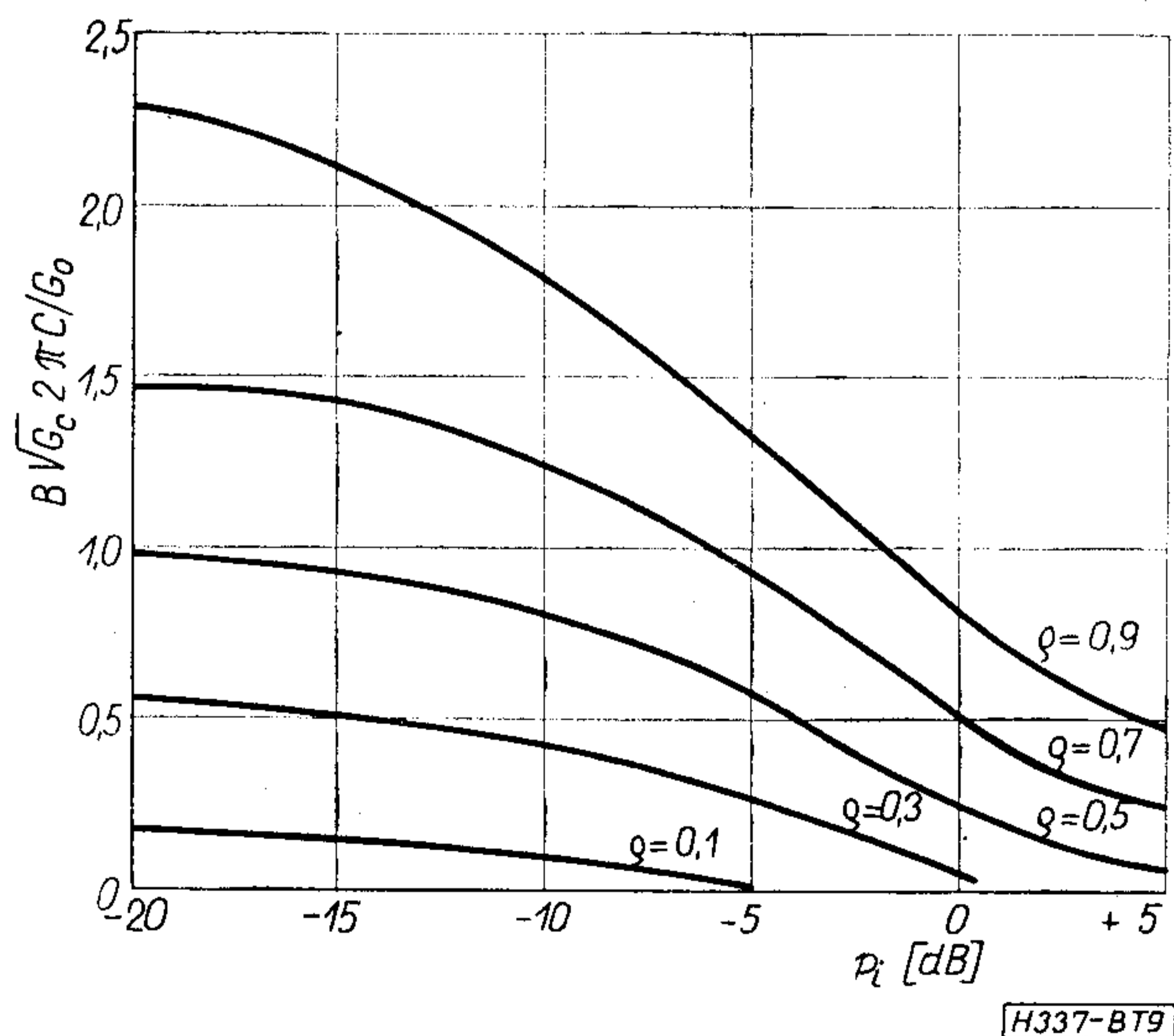
A vezérlési sáv maximuma és az ehhez tartozó bemenő teljesítmény tehát egyenesen arányos a  $q$  terhelési tényezővel. Ezért nagyobb  $q$  esetén az oszcillátor jobban kivezérelhető.

Az erősítés-sávszélesség szorzatot az alábbiak szerint definiálhatjuk:

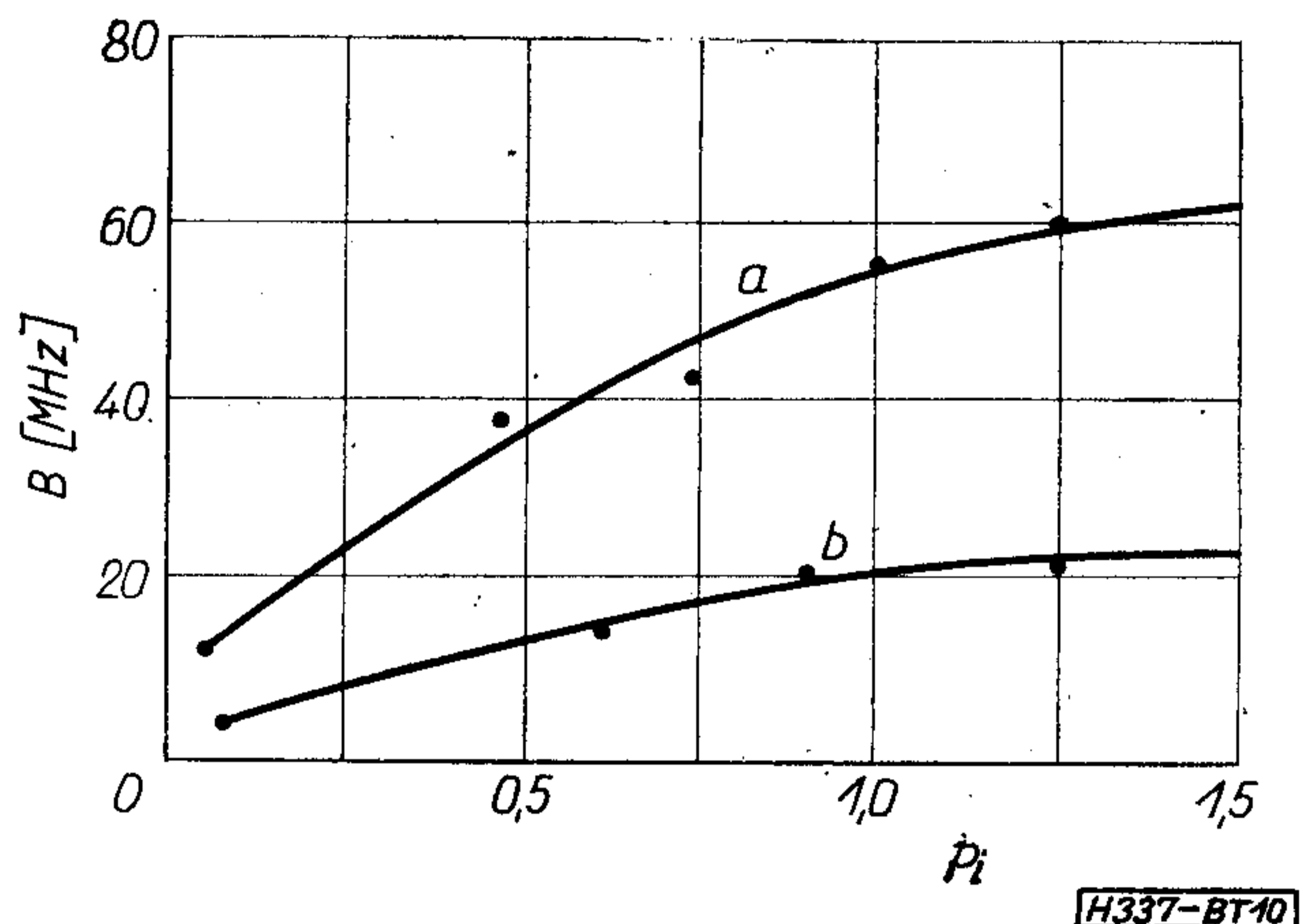
$$B\sqrt{G_c} = B \sqrt{\frac{p_{oc}}{p_i}}, \quad (20)$$

ahol  $G_c$  a sávközépi teljesítményerősítés,  $p_{oc}$  pedig a kimenő teljesítmény a sáv közepénél. Ez utóbbit a (11) képletből kaphatjuk meg a  $\delta=0$  behelyettesítéssel.

Az erősítés-sávszélesség szorzattal arányos  $B\sqrt{G_c}2\pi C/G_0$  mennyiséget a 9. ábra adja meg a bemenő teljesítmény függvényében. A görbék paramétere a  $q$  terhelési tényező. A kisjelű közelítés esetében az erősítés-sávszélesség szorzat állandó. Ezzel szemben a nagyjelű modell szerint az erősítés-sávszélesség szorzat szintfüggő, mégpedig fokozatosan csökken a bemenő teljesítmény növekedésével.



9. ábra. Az erősítés-sávszélesség szorzattal arányos  $B\sqrt{G_c}2\pi C/G_0$  mennyiség a bemenőteljesítmény függvényében, a görbék paramétere a terhelési tényező



10. ábra. A vezérlési sáv mért értékei az injektált vezérlő jel teljesítményének a függvényében:

- a)  $Q = 350, f_0 = 7550$  MHz  
b)  $Q = 1100, f_0 = 7900$  MHz

## 6. Kísérleti eredmények

Kísérleteinket Gunn-oszcillátorokkal végeztük a 8 GHz-es frekvenciasávban. A dióda csőtápvonaltól kialakított üregrezonátorban volt elhelyezve. A rezonátor és a terhelés közötti csatolás változtatható volt. Jelbevezetésre cirkulátort használtunk.

A vezérlési sávot a 10. ábra mutatja a bemenő jel teljesítményének a függvényében. Az a) jelű görbe esetében a szabadonfutó oszcillátor kimenő teljesítménye maximális értékű volt, mégpedig 200 mW. A jósági tényező 350, az önrezgési frekvencia 7550 MHz volt. A b) jelű görbéhez 160 mW-os kimenő teljesítmény tartozott a szabadonfutó oszcillátor esetében. A jósági tényező 1100, az önrezgési frekvencia 7900 MHz volt. A bemenő teljesítményt 200 mW-ra normalizáltuk. A vezérlési sáv a kísérletek szerint is maximummal rendelkezik.

A vezérelt Gunn-oszcillátort mikrohullámú összeköttetésbe iktatva is vizsgáltuk. Mértük a csoportfutási időt és az AM-PM konverziót. A mért értékek jól egyeztek az elméleti eredményekkel.

## 7. Következtetések

A jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátor átviteli tulajdonságait nagyjelű modell alapján határoztuk meg. Az átviteli jellemzők, mégpedig az amplitúdó- és fáziskarakterisztika, csoportfutási időingadozás, AM-PM konverzió, AM kompresszió a kisjelű esethez képest jelentős eltéréseket mutattak. Frekvencia — vagy fázis — modulált jelátvitel szempontjából minimális torzítást adó optimális terhelést találtunk. Az optimális terhelés a bemenő teljesítmény függvénye és közel maximális kimenő teljesítményt, valamint nagy AM kompressziót eredményez. A vezérlési sáv a kisjelű közelítés eredményétől eltérően valamely bemenő teljesítménynél maximummal rendelkezik. A maximum értéke és helye a terhelési tényező függvénye. A vezérelt Gunn-oszcillátorral végzett kísérleteink az elméleti eredményekkel jó egyezésben voltak.

## IRODALOM

- [1] *Van der Pol, B.*: Forced oscillations in a circuit with nonlinear resistance, *Phil. Mag.*, 1927, január. 65—80 old.
- [2] *Adler, R.*: A study of locking phenomena in oscillators, *Proc. IRE*, 1946. jún. 351—357 old.
- [3] *Slater, J. C.*: Mikrohullámú elektronika, Akadémiai Kiadó, 1954. 198—203 old.
- [4] *Benedek A.*: Injektált jellel vezérelt oszcillátor dinamikus torzításainak analízise. A Távközlési Kutató Intézet Évkönyve 1973. 231—240 old.
- [5] *Kurokawa, K.*: Noise in synchronized oscillators, *IEEE Trans. MTT*, 1968. ápr. 234—240 old.
- [6] *Hines, M. E.—Collinet, J. C. R.—Ondria, J. G.*: FM noise suppression of an injection phase-locked oscillator, *IEEE Trans. MTT*, 1968. szept. 738—742 old.
- [7] *Berceli T.—Sellei T.*: Gunn-diódás oszcillátor, Intézeti tanulmány Távközlési Kutató Intézet, 1970.
- [8] *Berceli T.—Sellei T.—Nagy W.*: Gunn oszcillátorok új fejlesztési eredményei, Intézeti tanulmány, Távközlési Kutató Intézet, 1971.

## A KANDÓ KÁLMÁN VILLAMOSIPARI MŰSZAKI FŐISKOLA

## pályázatot hirdet

- az *Alkatrészgyártó Tanszék*re egy főiskolai tanári állásra. Feladata az Elektroncsövek konstrukciója és technológiája tárgy oktatása.
- a *Folyamszabályozási Tanszék*re egy főiskolai tanári állásra. Feladata az Elektrotechnika és az Általános automatika ismeretek oktatása.
- a *Gépészeti és Technológiai Tanszék*re egy főiskolai tanári állásra. Feladata a Finommechanika és Technológia tantárgyak oktatása.
- a *Műszeripari Tanszék*re egy főiskolai tanári állásra. Feladata az elektronikus műszerek témakörébe tartozó tantárgyak oktatása.
- a *Vezetéknélküli Híradástechnikai Tanszék*re egy főiskolai tanári állásra.

Feladata a rádió hírközlő rendszerek és adástechnika témakörébe tartozó tantárgyak oktatása.

## Általános tudnivalók

- A pályázat tartalmára és mellékletére vonatkozóan az 1975. I. 6-i 1. sz. Művelődésügyi Közlönyben megjelentek az irányadók.
- Felvilágosítást a Főigazgatói Hivatal, illetve a főiskola személyzeti vezetője nyújt. (Bp. VIII., Tavaszmező u. 17.)

Budapest, 1975. február 18.

Dr. Domonkos Sándor  
főigazgató

## PÁLYÁZAT

1975. decemberében ünnepeljük a magyar rádiózás

50 éves

és a felszabadult Magyar Rádió

30 éves jubileumát

Ez alkalomból a Magyar Rádió elnöke pályadíjat tűzött ki a HÍRADÁSTECHNIKA folyóirat témakörébe vágó, magas színvonalú cikkekre, melyek a rádiózás aktuális műszaki problémáival foglalkoznak, vagy a jubileumhoz kapcsolódnak.

A beérkező pályamunkákat a Magyar Rádió és a folyóirat megbízottaitól alakuló bizottság bírálja el.

A pályamunkák felépítése és külalakja feleljen meg a Híradástechnika folyóirat cikkeinek kézírataival szemben tá-

masztott követelményeknek. Ez ügyben a folyóirat szerkesztősége készséggel áll a pályázók rendelkezésére.

A pályamunkák beküldésének határideje:

1975. augusztus 15.

Alábbi címre küldendő a pályamunkák:

1051 Budapest V., Október 6. u. 7. IV. 419.



## Tartalmi összefoglalások

ETO 519.3.621.372.826

Dr. Veszely Gy.:

**A résztartományok módszere bonyolult keresztmetszetű csőtápvonalak analizisére**

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 3. sz.

A szerző a közelmúltban ismertetett egy variációs módszert bonyolult keresztmetszetű csőtápvonalak terének meghatározására. Jelen cikkben az ott alkalmazott formalizmus fizikai tartalmát világítja meg, valamint az árnyékolt szalagvonalakra vonatkozó néhány újabb eredményét ismerteti.

ETO 621.375.13.076.12

Pap L.—Csernák J.:

**Műveleti erősítők kompenzálása előrecsatolással**

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 3. sz.

A munka áttekinti a feed-forward kompenzálás típusait, megadja a feed-forward kompenzált erősítők egyszerűsített helyettesítő modelljét és megvizsgálja a rendszer alkalmazhatóságának korlátait. A cikk új eredményeket tartalmaz a nagyjelű nemlineáris jelenségek analizisében és a korlátozó tényezők vizsgálatában. A szerzők mérési eredményeket is bemutatnak a  $\mu A$  748-as típusú integrált áramkör felhasználásával.

ETO 621.372.54:621.376.5:621.391.82

Sztipánovits J.:

**Optimális kvantálás additív zajszűrés esetén**

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 3. sz.

A cikk az additív zajszűrésnél alkalmazott kvantálás hatásainak elemzésével foglalkozik. A kvantálási torzítás miatti átlagos négyzetes eltérést a kvantumszám és a kvantummagyság függvényében ábrázolja és összehasonlítja egy realizált additív zajszűrő berendezéssel elérhető maximális jel/zaj viszony javulással. A módszer segítségével meghatározható a berendezésben alkalmazott kvantálás minimális kvantumszáma és különböző kvantumszámok mellett a beállítható kvantummagyság tartománya.

ETO 621.375.132.018.783

Dr. Házman I.:

**Negatív visszacsatolás hatása az erősítők nemlineáris torzítására**

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 3. sz.

Ismeretes, hogy a negatív visszacsatolás csökkenti az átviteli rendszerek nemlineáris torzítását. A közölt számítások eredménye azt mutatja, hogy a visszacsatolás mértékével arányosan az előtorzítás csökken, melynek adott amplitúdójú kimeneti jelhez tartozó értéke pl. másodfokú átviteli karakterisztika esetén nagyobb a torzítatlan bemeneti jelhez tartozó torzításnál.

ETO 621.373.51.012

Dr. Bercei T.:

**Jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátorok nagyjelű jellemzői**

HÍRADÁSTECHNIKA XXVI. (1975) 3. sz.

A jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátor tulajdonságainak meghatározása nagyjelű modell alapján. Az átviteli jellemzők: az amplitúdó- és fáziskarakterisztika, csoportfutási idő-ingadozás, AM—PM konverzió, AM kompresszió a kisjelű esethez képest jelentős eltéréseket mutattak. Frekvencia- vagy fázismodulált jelátvitel szempontjából minimális torzítást adó optimális terhelés volt meghatározható. A vezérlési sáv a kisjelű közelítéstől eltérően valamely bemenő teljesítménynél maximumot mutat. A maximum értéke és helye a terhelési tényező függvénye. A szerző vezérelt Gunn-oszcillátorral végzett kísérletei az elméleti eredményekkel jó egyezésben voltak.

## Обобщения

K 519.3:621.372.826

Д-р Весели, Г.:

**Метод частичных областей в анализе волноводов сложного сечения**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 3

Автор недавно излагал вариационный метод в определении поля волноводов сложного сечения. В настоящей статье выясняется физическое содержание формализма примененного в предыдущей статье, а также даются некоторые новые результаты по экранированным полосковым линиям.

ДК 621.375.13.076.12

Пап, Л.—Чернак, Й.:

**Компенсация операционных усилителей связью вперед**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 3

Статья дает обзор типов компенсации связи вперед, упрощенный эквивалентный модель таких усилителей и рассматривает пределы возможности применения системы. Даны результаты по анализу нелинейных явлений больших сигналов и по рассмотрению ограничивающих факторов. Авторы показывают тоже результаты измерений полученные применением интегральной схемы  $\mu A$  748.

ДК 621.372.54:621.376.5:621.391.82

Стипанович, Й.:

**Оптимальное квантование в случае аддитивной фильтрации шума**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 3

Статья анализирует эффекты квантования примененного в аддитивной фильтрации шума. Среднее квадратическое отклонение вследствие искажения квантования изобразится как функция квантового числа и квантовой величины и сравнится с улучшением максимального отношения сигнала/шума полученного осуществленным аддитивным устройством фильтрации шума. С помощью метода могут быть определены минимальное квантовое число применяемого в устройстве, а также область квантовых величин устанавливаемых в случае различных квантовых чисел.

ДК 621.375.132.018.783

Д-р Хазман, И.:

**Влияние отрицательной обратной связи на нелинейные искажения усилителей**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 3

Известно, что отрицательная обратная связь уменьшит нелинейные искажения систем передачи. Результаты изложенных расчетов показывает: такие предварительные искажения уменьшаются, величины которых принадлежат к выходному сигналу данной амплитуды являются выше чем искажения принадлежащие к входному неискаженному сигналу, например в случае характеристики передачи второй степени.

ДК 621.373.51.012

Д-р Берцели, Т.:

**Параметры при больших сигналах диодных осцилляторов с управлением введенными сигналами**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVI. (1975) № 3

Определение свойств осцилляторов с управлением введенными сигналами по модели при больших сигналах. Параметры передачи: амплитудо-фазовая характеристика, флюктуация группового времени распространения, конверсия AM—ПМ, сжатие AM показали значительные отклонения по сравнению со случаем малых сигналов. С точки зрения передачи сигналов с частотной или фазовой модуляцией оптимальная нагрузка создающая минимальное искажение была определена. Область управления — в отличие от приближения малых сигналов — показывает максимум при какой-либо входной мощности. Величина и место максимума зависят от коэффициента нагрузки. Эксперименты автора с управляемым осциллятором Ганна показали хорошее совпадение с теоретическими результатами.

## Zusammenfassungen

DK 519.3:621.372.826

Dr. Veszely, Gy.:

**Teilbereiche zur Analyse von Hohlleiter mit kompliziertem Durchchnitt**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 3

Der Verfasser hatte jüngst eine Variationsmethode zur Bestimmung der Felder von Hohlleiter mit kompliziertem Durchchnitt erörtert. In diesem Aufsatz wird der physische Inhalt des, im früheren Aufsatz angewendeten Formalismus erklärt und einige neuere Ergebnisse bezüglich der geschirmten streifenleitungen erörtert.

DK 621.375.13.076.12

Pap, L.—Csernák, J.:

**Kompensation von Operationsverstärker mit Vorwärtskopplung**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 3

In dem Aufsatz werden die Typen der Kompensation der Vorwärtskopplung überblickt, das vereinfachte Ersatzmodell der, mit Vorwärtskopplung kompensierter Verstärker gegeben und die Grenzen der Anwendbarkeit des Systems untersucht. Der Aufsatz enthält neue Ergebnisse bezüglich der Analyse der nichtlinearen Gross-Signal-Phänomene und bezüglich der Untersuchungen der Begrenzungsfaktoren. Es werden auch Messresultate dargelegt, die mit der Anwendung von integrierten Stromkreisen Type  $\mu A$  748 erreicht worden sind.

DK 621.372.54:621.376.5:621.391.82

Sztipanovits, J.:

**Optimale Quantisierung im Falle von additiver Geräuschfilterung**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 3

Der Aufsatz beschäftigt sich mit der Analyse der Wirkungen der Quantisierung, die bei Geräuschfilterung angewendet ist. Die wegen der Quantisierungsverzerrung auftretende durchschnittliche quadratische Abweichung wird dargestellt und wird verglichen mit der Verbesserung des maximalen Geräuschabstandes, der mit einer realisierten additiven Geräuschfiltereinrichtung erreichbar ist. Mit Hilfe dieser Methode kann die in der Einrichtung angewendete minimale Quantumzahl und bei verschiedenen Quantumzahlen der Bereich der einstellbaren Quantumgrößen bestimmt werden.

DK 621.375.132.018.783

Dr. Házman, I.:

**Einfluss der negativen Rückkopplung auf die nichtlineare Verzerrung von Verstärkern**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 3

Es ist bekannt, dass die negative Rückkopplung die nichtlineare Verzerrung der Übertragungssysteme vermindert. Das Ergebnis der gegebenen Berechnungen zeigt, dass die Vorverzerrung proportional mit dem Mass der Rückkopplung sich vermindert. Ihr zum Ausgangssignal gegebener Amplitude gehörender Wert ist grösser als die zu einem unverzerrten Eingangssignal gehörende Verzerrung, im Falle einer Übergangscharakteristik zweiten Grades.

DK 621.373.51.012

Dr. Bercei, T.:

**Grosssignal-Charakteristiken von Dioden-Oszillatoren welche durch Signaleinführung gesteuert werden**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) Nr. 3

Bestimmung der Eigenschaften von Dioden-Oszillatoren, welche durch Signaleinführung gesteuert werden auf Grund eines Grosssignal-Modells. Die Übertragungscharakteristiken: die Amplituden und Phasencharakteristiken, Gruppenlaufzeitschwankung, AM-PM Konversion zeigen im Vergleich mit dem Kleinsignal-Falle bedeutende Abweichungen. Vom Gesichtspunkt der frequenz- oder phasenmodulierten Signalübertragung war eine optimale Belastung mit minimaler Verzerrung bestimmbar. Der Steuerungsbereich im Gegensatz zur Kleinsignal-Approximation zeigt ein Maximum bei einer bestimmten Eingangsleistung. Der Wert und Platz des Maximums ist die Funktion des Belastungsfaktors. Das mit Gunn-Oszillator ausgeführte Experiment des Verfassers war in Einklang mit den theoretischen Ergebnissen.

## Summaries

UDC 519.3:621.372.826

Dr. Veszely, Gy.:

**Methods of Domains for the Analysis of Waveguides With Sophisticated Cross-Section**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 3

Recently a variational method was presented by the author to determine the field of waveguides of sophisticated cross-section. In the present paper the physical contents of the formalism set forth in the previous article is explained, and some of his recently obtained results concerning shielded striplines are described.

UDC 621.375.13.076.12

Pap, L.—Csernák, J.:

**Compensation of Operational Amplifiers with feed — forward**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 3

The presented article deals with the feed-forward compensation of the up-to-date integrated operational amplifiers. The work gives a survey of the types of the feed-forward system, shows the simplified non-linear circuit model of the compensated operational amplifier and the limits to using this system. New theoretical results are presented in connection with the analysis of the large-signal non-linear phenomenon and the limiting factors. In the end the authors show some results of measurements obtained with the  $\mu A$  748 operational amplifier to prove the theories.

UDC 621.372.54:621.376.5:621.391.82

Sztipanovits, J.:

**Optimum Quantising in Case of Additive Noise Filtering**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 3

In the paper the analysis of the effect of quantising applied in additive noise filtering is described. The mean quadratic deviation caused by quantizing distortion is illustrated as the function of the quantum number and quantum magnitude and is compared with the improvement of maximum signal/noise ratio obtained with a realized additive noise filter device. By means of this method the minimum quantum number of the quantisation applied in the device and the range of adjustable quantum magnitudes at different quantum numbers is determined.

UDC 621.375.132.018.783

Dr. Házman, I.:

**Effect of Negative Feedback on the Non-linear Distortion of Amplifiers**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 3

It is a well-known fact that negative feedback reduces the non-linear distortion of transmission systems. The result of the calculations expanded shows that the pre-distortion is reduced in proportion with the rate of the feedback. Its value belonging to an output signal of given amplitude is higher than the distortion belonging to an undistorted input signal assuming e.g. a quadratic transmission characteristic.

UDC 621.373.51.012

Dr. Bercei, T.:

**Great-Signal Characteristics of Diode Oscillators Controlled by Signal Injection**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) No. 3

Determination of the properties of diode oscillators controlled by signal injection on the basis of a great signal model. The transmission characteristics: amplitude and phase characteristics, group delay variations, AM-PM conversion and AM compression showed a considerable deviation in comparison with the small-signal case. From the point of view of frequency- or phase-modulated signal transmission an optimum load with minimum distortion could be determined. The control band—contrary to small-signal approximation—shows a maximum at a certain input power. The value and location of the maximum is the function of the load factor. The experiments of the author with a controlled Gunn-oscillator is in good accordance with the theoretical results.

## Résumés

CDU 519.3:621.372.826

Dr. Veszely, Gy.:

### La méthode des domaines partiels pour analyser guides d'ondes à section compliquée

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 3

L'auteur exposait récemment une méthode de variation pour déterminer le champ des guides d'ondes à section compliquée. Dans l'article présent le contenu physique du formalisme appliqué dans l'article précédent est éclairci, ainsi que quelques résultats récents concernant des lignes à bande blindées sont présentés.

CDU 621.375.13.076.12

Pap, L.—Csernák, J.:

### Compensation des amplificateurs opérationnels par couplage en avant

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 3

L'article résume les types des amplificateurs appliquant la compensation par couplage en avant (feed-forward), donne un modèle équivalent simplifié de ceux-ci et examine les limites de l'application du système. L'article contient des nouveaux résultats en ce qui concerne l'analyse des phénomènes à grand signal et leurs facteurs limitants. Les auteurs présentent aussi leurs résultats de mesure obtenus avec le circuit intégré  $\mu A 748$ .

CDU 621.372.54:621.376.5:621.391.82

Sztipánovits, J.:

### Quantification optimale par filtrage de bruit additif

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 3

L'article analyse les effets de la quantification appliquée dans le filtrage de bruit additif. La déviation quadratique moyenne

à cause de la distorsion de quantification est illustrée en fonction du nombre de quantification et la magnitude de quantification et une comparaison avec le rapport signal/bruit maximum obtenu avec un filtre additif réalisé est donnée. En appliquant la méthode on peut déterminer le nombre de quantification minimum employé dans le dispositif et le domaine des nombres de quantification qui peuvent être ajustés.

CDU 621.375.132.018.783

Dr. Házman, I.:

### Influence de la réaction négative sur la distorsion nonlinéaire des amplificateurs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 3

Il est connu, que la réaction négative réduit la distorsion non-linéaire des systèmes de transmission. Les résultats des calculs présentés démontrent que la précorrection va diminuant proportionnellement avec le degré de la réaction. La valeur de celle-ci appartenant à un signal de sortie d'une amplitude donnée est plus grande comme la distorsion appartenant à un signal d'entrée non-distordu, en cas, par exemple, d'une caractéristique de transmission du second degré.

CDU 621.373.51.012

Dr. Bercei, T.:

### Caractéristiques pour grands signaux des oscillateurs à diode excités par injection des signaux

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVI. (1975) N° 3

Détermination des propriétés des oscillateurs à diode sur la base d'un modèle pour grands signaux. Les caractéristiques de transmission: la caractéristique d'amplitude-phase, la compression AM montrent déviations considérables en comparaison du cas pour petits signaux. Une charge optimale peut être déterminée en ce qui concerne la transmission des signaux modulés en fréquence ou en phase. Le domaine d'excitation—contrairement à l'approximation pour petits signaux—montre un maximum à une certaine puissance d'entrée. La valeur et la location du maximum dépend du coefficient de chargement. Les essais de l'auteur, faits avec oscillateurs Gunn commandés, s'accordent avec les résultats théoriques.

