



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXI. évfolyam
BUDAPEST

1980

6

HÍRADÁSTECHNIKA

XXXI. ÉVFOLYAM 6. SZÁM 1980.

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

TARTALOM

DR. SZÉKELYNÉ
NIKODÉMUSZ ÉVA—
DR. SZÉKELY
VLADIMIR:

DR. GOTTWALD PÉTER:

RANG, TOOMAS:

BÁLINT JÁNOS:

TÉGLÁS ANDRÁS:

DR. GOSZTONY GÉZA:

MALCSINER FERENC:

A műveleti erősítő okozta póluseltolódás és korrekciója az aktív szűrőknél 201
MTESZ vélemény az Elektronikai Központi Fejlesztési Programról 211

Félvezető rétegek soros ellenállásának szerepe és vizsgálata az adalékeloszlás
mérése alapján 212

Az I²L kapu modellezése a TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis
program segítségével 216

MTESZ-vélemény az Elektronikai Központi Fejlesztési Programról:
SZEMLE: 215, 220

BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK:

Új LC-szűrőkkel felépített csatornamodem 221

Optimális köszörülési paraméterek meghatározása kivágószerszámok élezésé-
nél 226

MŰSZAKI SZEMLE:

Beszámoló a 9. Nemzetközi Távközlésforgalmi Kongresszusról 231

Hírek üzemeinkből 235

Hírek — érdekességek 236

Tartalmi ismertető 240

A SZÁM SZERZŐI:

DR. SZÉKELYNÉ, NIKODÉMUSZ ÉVA okl. villamosmérnök, BEAG, DR. SZÉKELY VLADIMIR okl. villamosmérnök, a BME Elektronikus Eszközök Tanszék docense, a műszaki tudományok kandidátusa, DR. GOTTWALD PÉTER okl. villamosmérnök, a BME Elektronikus Eszközök Tanszékének adjunktusa, RANG, THOMAS okl. villamosmérnök, aspiráns, BÁLINT JÁNOS okl. villamosmérnök, a TERTA-ÁFO fejlesztőmérnöke, TÉGLÁS ANDRÁS okl. gépészmérnök, a BHG Adástechnika megbízott ágazatvezető-helyettese, DR. GOSZTONY GÉZA okl. fizikus, természettudományi doktor, a BHG Fejlesztési Intézet csoportvezetője, MALCSINER FERENC villamos üzemmérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

A szerkesztő bizottság tagjai:

Angyal László, Balogh Pál, Bánsághi Pál, Berecz Frigyes, Boglár Gyula, dr. Flesch István, Forintos György, Hermann Ákos, Horváth Imre, Jakubik Béla, May Péter, Mérey Imréné, Nagygyörgy Gábor, Tóthmátyás István.

Szerkesztőségi ügyekben és kéziratokkal kapcsolatban felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné, telefon: 495-098.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9—11. 1073. Telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 90,— Ft, egész évre 180,— Ft. Egyes szám ára 15,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest, Postafiók 149.



HU ISSN 0018—2028

Egyetemi Nyomda — 80.5507 Budapest, 1980. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

A műveleti erősítő okozta póluseltolódás és korrekciója az aktív szűrőknél

DR. SZÉKELYNÉ NIKODEMUSZ ÉVA
Budapesti Elektroakusztikai Gyár
DR. SZÉKELY VLADIMIR
BME Elektronikus Eszközök Tanszék

Aktív szűrő áramkörök építésekor sokszor tapasztaljuk, hogy a megépített áramkör távolról sem teljesíti a méretezésnél alapul vett specifikációt. Ezt természetesen az $R-C$ elemek értékének pontatlansága is okozhatja, de gyakori eset, hogy igen gondosan beállított elemértékek mellett is megengedhetetlen eltérés adódik a megkívánt és a realizált frekvenciamenet között.

Nézzünk erre egy példát. Hangfrekvenciás aluláteresztő szűrőt tervezünk, $f_h = 16$ kHz határfrekvenciával. A követelményeket hatodfokú Csebisev-karakterisztikával tudjuk kielégíteni, 0,5 dB áteresztősávbeli csillapításingadozással. Az ennek megfelelő három póluspár adatai relatív egységben az 1. táblázatban láthatók.

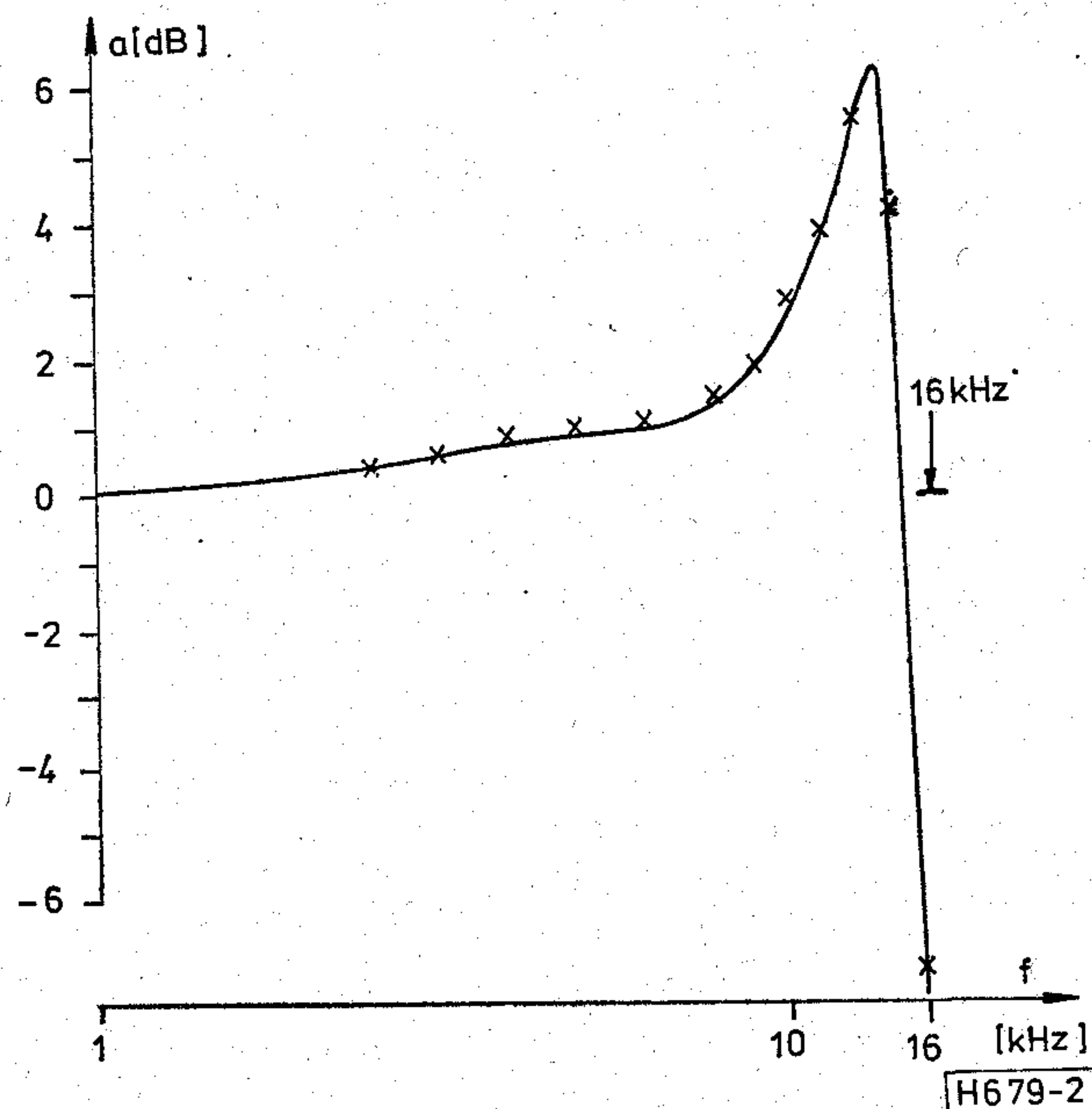
1. táblázat

	ω_0	Q
1.	0,39634	0,68351
2.	0,76819	1,8096
3.	1,0115	6,5100

Az előírt teljes erősítés egységnyi.

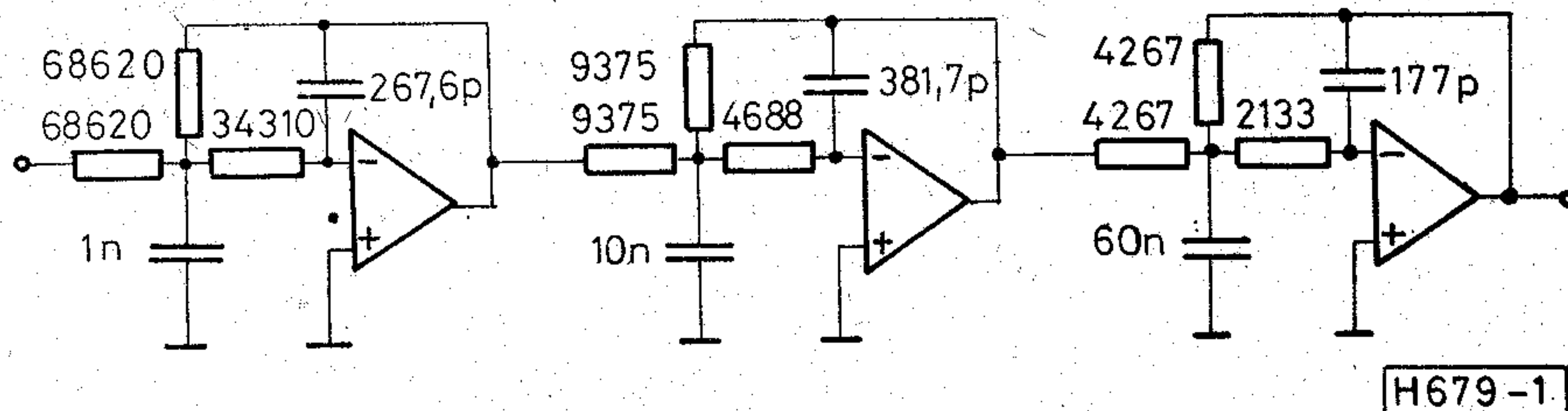
A szűrőt alaptagonként egységnyi erősítéssel, a szokásos méretezési egyenletekkel számolva (l. pl. [1]) az 1. ábrán látható áramkör adódik. Mindhárom póluspárt ugyanazzal az alaptaggal valósítottuk meg, műveleti erősítőként a $\mu A 741$ áramkört alkalmaztuk.

A szűrőt 1%-nál pontosabb elemértékekkel megépítve, az átviteli karakterisztika mérésénél azonban a tervezettől lényegesen eltérő görbét kapunk. A 2. ábrán keresztekkel jelöltük a frekvenciamenet



2. ábra. Az 1. ábra szerinti szűrő frekvenciamenete, ha az alkalmazott műveleti erősítő $\mu A 741$ típusú. Keresztek — mért értékek, folytonos vonal — számítógépes szimuláció

mért pontjait. A határfrekvencia lejjebb tolódott, ugyanakkor az átvitel max. 0,5 dB-es ingadozása helyett kb. 6 dB-es kiemelést tapasztaltunk. Ellenőrizzük a mérési eredményeket gépi szimulációval is! A TRANZ-TRAN áramkorszimulációs program segítségével vizsgálva az áramkör átviteli karakterisztikáját, a 2. ábrán folytonos vonallal jelölt



1. ábra. Hatodfokú Csebisev aluláteresztő szűrő 16 kHz határfrekvenciával

eredményt kapjuk (a futtatás során a μA 741 műveleti erősítőt a [2] irodalomban leírt lineáris modellel vettük számításba).

Megállapíthatjuk, hogy mérés és gépi szimuláció egybehangzóan tanúsítja: a szokásos méretezési összefüggésekkel tervezett szűrő alkalmatlan az előírt specifikáció teljesítésére.

A tervezett és mért karakterisztikák közti lényeges eltérés oka a műveleti erősítő ideálistól eltérő voltában keresendő. A méretezési képletek ugyanis ideális műveleti erősítőt feltételeznek, nem veszik figyelembe az erősítő frekvenciatartománybeli viselkedését. Ennek következményei már meglehetősen kis frekvenciákon megmutatkoznak. Előfordul, hogy a műveleti erősítő egységnyi erősítéshez tartozó határfrekvenciájának századrésznél az aktív szűrő már használhatatlan.

Fentiek tudatában nem meglepő, hogy az aktív szűrők szakirodalma jelentős teret szentel az alkalmazott műveleti erősítő hatásának elemzésére. A [3] alatt hivatkozott forrás mutat rá arra a tényre, hogy a szűrők működésében a zavarokat elsősorban a műveleti erősítő fázistolása okozza; az erősítés abszolút értékének frekvenciafüggése kisebb hatású. Ugyanez a — viszonylag korai — forrás arra is felhívja a figyelmet, hogy az egyes használatos alaptagok működését különböző mértékben zavarja meg az erősítők véges erősítése és fázistolása. Sok forrásban (pl. [4], [5], [6]) találunk erre vonatkozóan különböző használatos áramkörök közötti összehasonlító adatokat. Szempontként jelent meg az alaptagáramkörök kialakításánál a kicsiny, esetleg nulla érzékenység az alkalmazott műveleti erősítő paramétereire vonatkozóan; sok cikk (pl. [5], [6], [7], [8]) javasol ennek figyelembevételével kialakított új áramköröket.

Megjegyezzük, hogy ez a megközelítés — olyan alaptagok kialakítása, melyek speciálisan kis érzékenységet mutatnak az aktív elemekre vonatkozóan — rejt magában bizonyos problémákat. Az áramkörök eleve költségesek és bonyolultak (3–5 műveleti erősítőt tartalmaz egy-egy alaptag). Az előnyök sem egyértelműek: van olyan áramkör [7], amely teljesen „kioltja” a realizált Q -ra vonatkozó érzékenységet, de az ω_0 rezonanciafrekvenciát ennél az alaptagnál is „elhúzzák” a műveleti erősítők. Feltétele továbbá a kis — vagy éppen nulla — érzékenységnek az alkalmazott műveleti erősítők teljesen azonos frekvenciamenete, ami nem biztosítható könnyen a kivitelezésnél.

Cikkünkben más utat vázolunk fel a valóságos műveleti erősítő okozta konstrukciós nehézségek kiküszöbölésére. Az egyszerű és olcsó, egyerősítő alaptagokra fordítjuk figyelmünket. Ahelyett, hogy az áramkör bonyolítása árán akarnánk csökkenteni a műveleti erősítő frekvenciamenetének hatását, a méretezés során beszámítjuk ezt a hatást, úgy határozva meg az elemértékeket, hogy éppen a valóságos erősítővel épített alaptag szolgáltatssa a megkívánt pólusokat. Új méretezési összefüggéseket vezetünk tehát be az ideális erősítőt feltételező közismert képletek helyett.

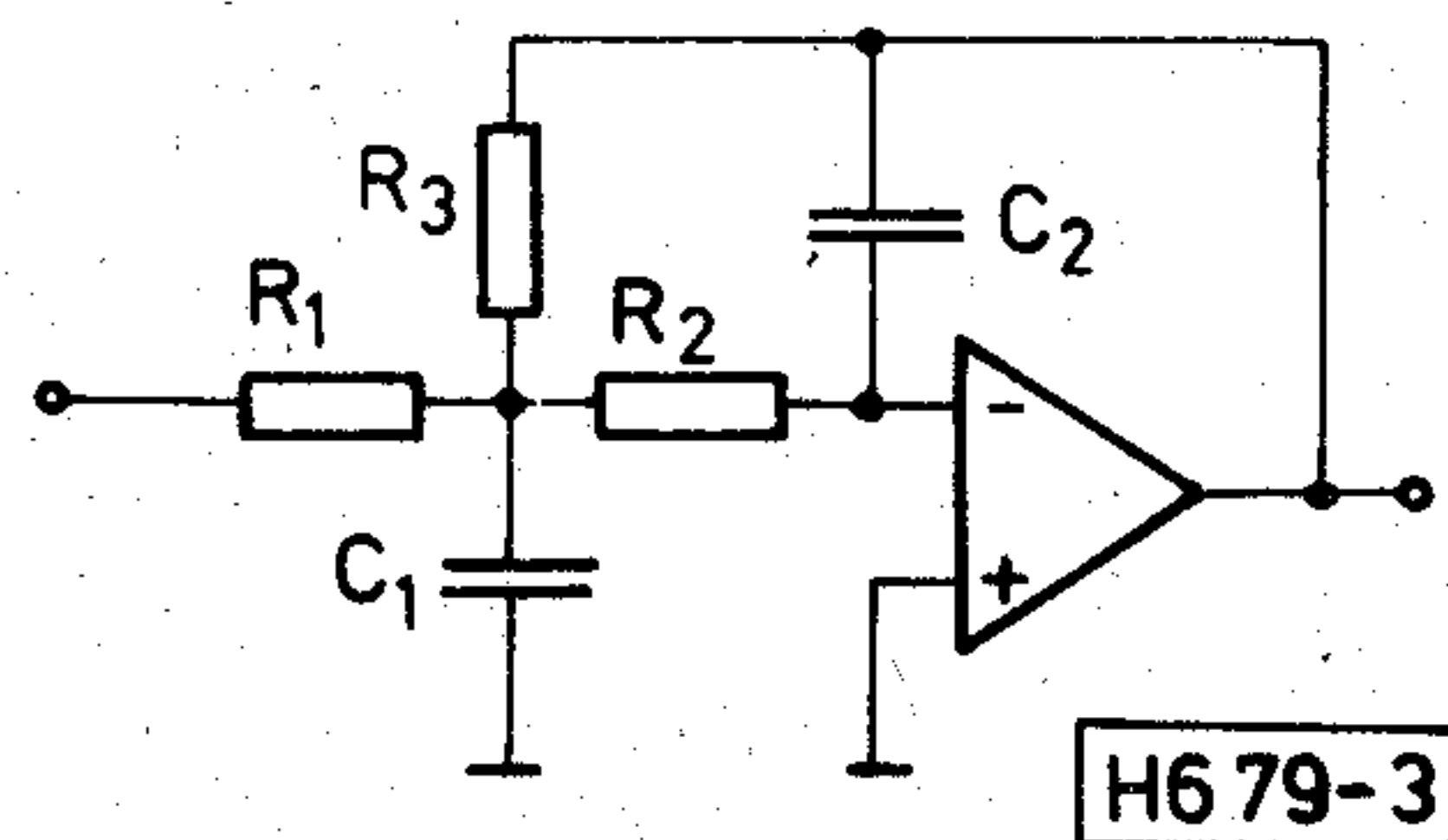
A cikkben követett gondolatmenetünk lépései a következők:

- megvizsgáljuk először, hogy a műveleti erősítő milyen mértékben módosítja, „húzza el” az egyes alaptagok pólusait az ideálshoz képest;
- alaptagonként meghatározzuk azt a pólustartományt, amelyen belül az ideális műveleti erősítővel számoló tervezés elfogadható pontosságú;
- egy sor különböző alaptagra megadjuk a műveleti erősítő tulajdonságait figyelembe vevő méretezési összefüggéseket. Ezek felhasználásával a műveleti erősítő okozta póluseltolódás korrigálódik.

Cikkünkben — terjedelem okokból — elsősorban aluláteresztő alaptagokkal foglalkozunk. Egy-egy példán azonban a sávszűrőre és a feluláteresztőre vonatkozó korrigált tervezést is bemutatjuk.

1. A póluseltolódás számítása

Részletes számításainkat a 3. ábrán látható kétszeresen visszacsatolt aluláteresztő alaptagra végezzük. (Az egyéb alaptagokra vonatkozóan csak a végeredményeket fogjuk közölni. A számítások részletezése érdektelen volna, mert azok minden alaptagra vonatkozóan pontosan ugyanazt a menetet követik.) A 3. ábra szerinti alaptag ideális esetben egy konjugált komplex póluspárt hoz létre.



3. ábra. Kétszeresen visszacsatolt aluláteresztő alaptag

A műveleti erősítőnek csak két tulajdonságát vesszük figyelembe:

- véges nyílt hurkú erősítés (jelöljük A_0 -val, mindig abszolút értéket jelent, és feltesszük, hogy $A_0 > 10^4$);
- a frekvenciamenet egy töréspontja, amit ω_M -mel jelölünk (egy jól kompenzált műveleti erősítőre általában elfogadható közelítés, ha frekvenciamenetében egyetlen töréspontot veszünk figyelembe).

E két adat szolgáltatja a frekvenciameneten az egységnyi erősítés ω_1 frekvenciáját ($\omega_1 = A_0 \omega_M$, lásd 4. ábra). Ezzel a műveleti erősítő modellünk átvitele

$$U_{ki} = (U_{be}^+ - U_{be}^-) \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_M}} \quad (1)$$

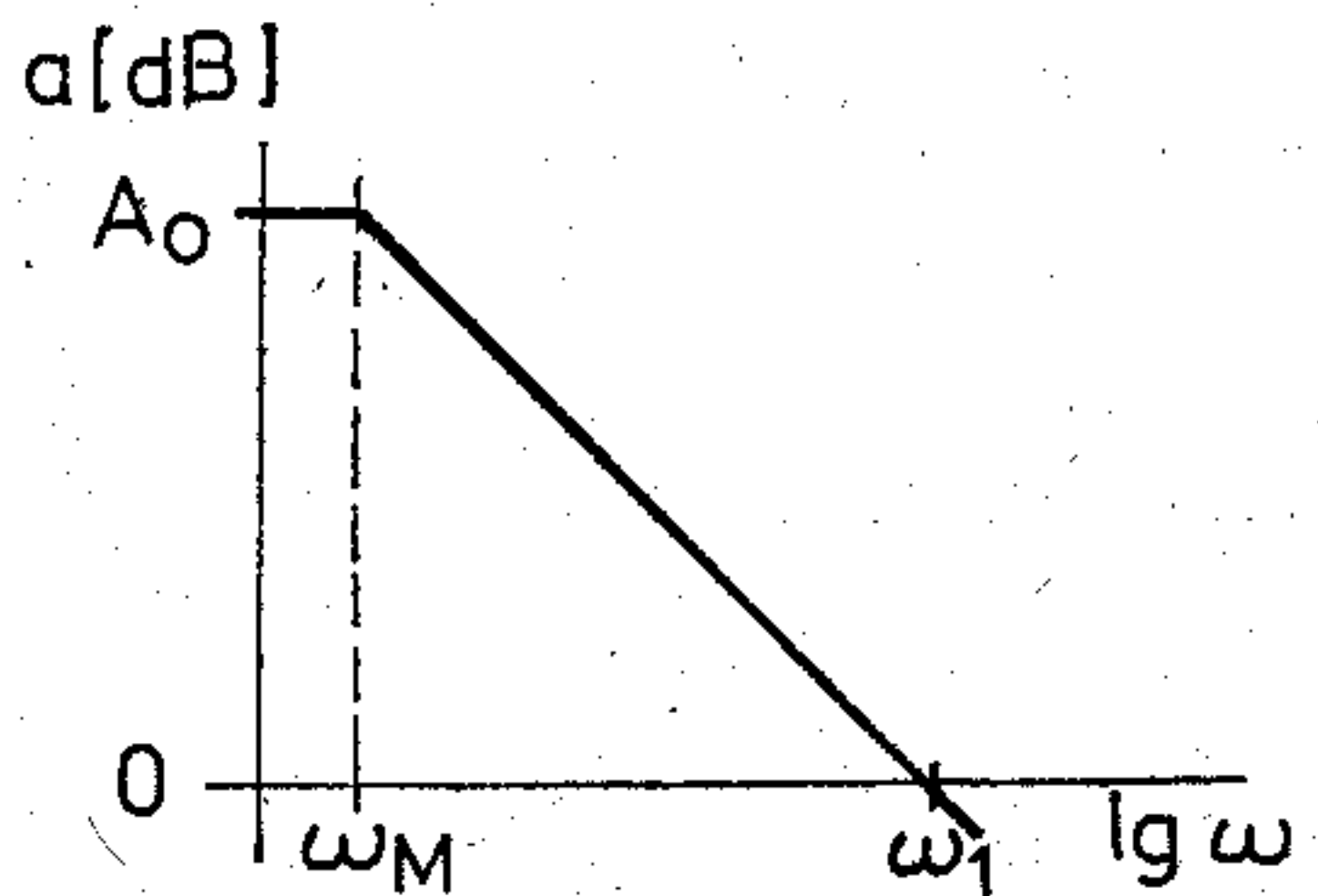
Ha a 3. ábrán látható hálózat műveleti erősítőjét (1) szerint modellezzük, az átviteli függvény elemi számítások eredményeként így adódik:

$$A(p) = \frac{-k}{1 + p \left[\frac{2(1+k)}{\omega_A} + \frac{1+k}{\omega_1} \right] + p^2 \left[\frac{1}{\omega_A \omega_B} + \frac{1}{\omega_1 \omega_B} + \frac{2(1+k)}{\omega_1 \omega_A} \right] + p^3 \frac{1}{\omega_1 \omega_A \omega_B}}, \quad (2)$$

ahol $k=R_3/R_1$, az alaptag egyenáramú erősítésének abszolút értéke, és

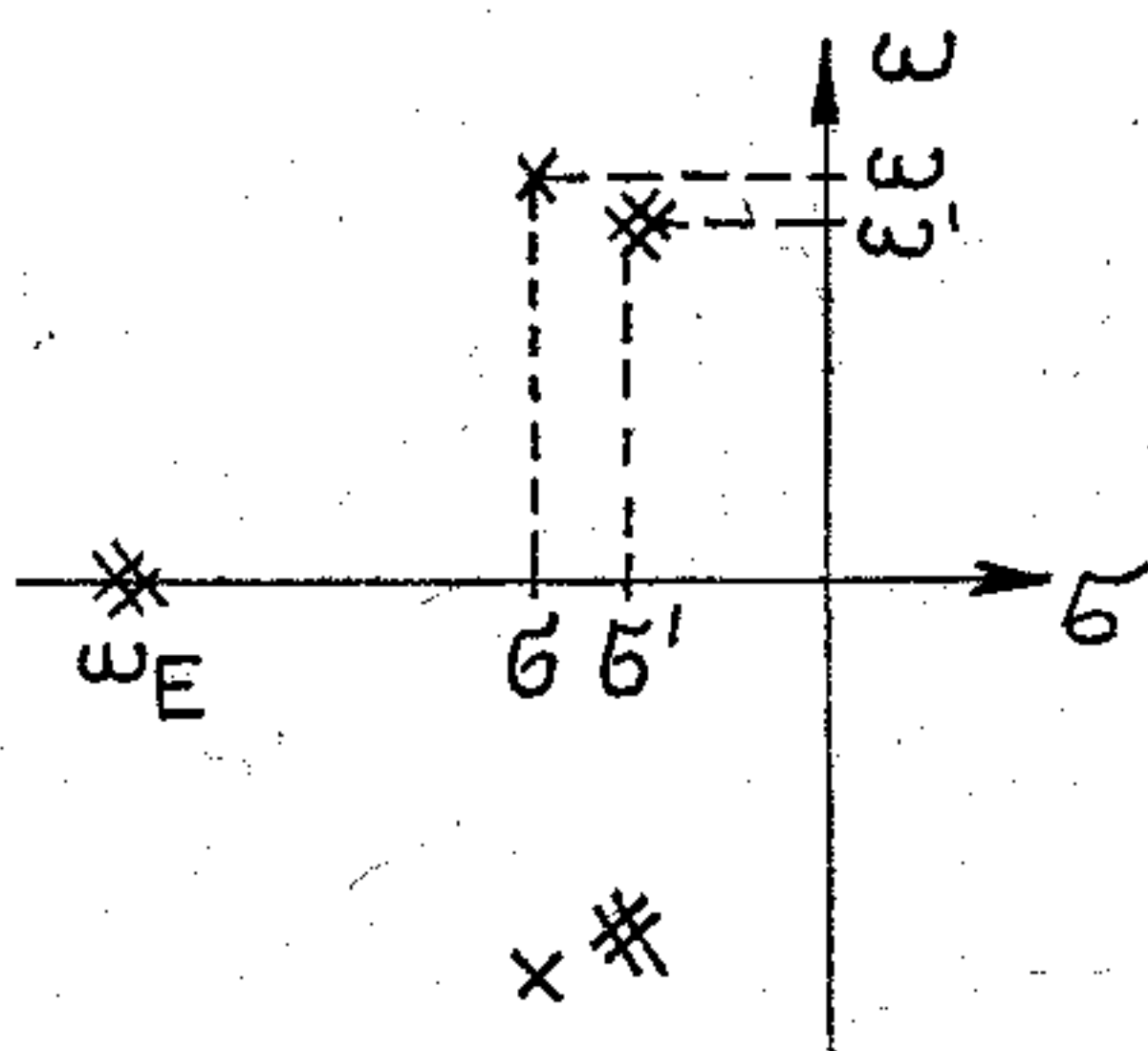
$$\omega_A = \frac{1}{R_2 C_2}, \quad (2a)$$

$$\omega_B = \frac{1}{R_3 C_1}. \quad (2b)$$



H679-4

4. ábra. Így közelítjük a valóságos műveleti erősítő frekvenciamevetését



H679-5

5. ábra. A 3. ábra szerinti alaptag pólusai. Kereszt — ideális műveleti erősítő, kettős kereszt — valóságos műveleti erősítő

Tekintve, hogy műveleti erősítő modellünk egy többpólusú hozott be, nem meglepő, hogy az átviteli függvénynek három pólusa van: egy konjugált komplex póluspár, amely közel esik a megvalósítandó póluspárhoz, továbbá egy valós pólus a műveleti erősítő töréspontja miatt, az ω_1 frekvencia közelében. A pólusok elhelyezkedését az 5. ábrán tüntettük fel. Itt ω és σ az ideális műveleti erősítő esetén előálló pólus, ω' és σ' a valóságos műveleti erősítő által eltolt pólus koordinátái, ω_E pedig a járulékos valós pólus koordinátája. A tervezéshez célszerűbb ω_0 és Q (illetőleg ω'_0 és Q') adatok a szokásos módon adódnak:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega^2 + \sigma^2}, \quad (3)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{2\sigma}. \quad (4)$$

Az eltolódott pólusok helyének meghatározásához a (2) kifejezés nevezőjében álló harmadfokú egyenletet kell megoldanunk. Erre a Cardano-féle megoldó-

képletet használjuk fel. A számítás a következő eljárást követve végezhető el egyszerűen. A $0 = ap^3 + bp^2 + cp + d$ egyenlet a, b, c, d együtthatói segítségével kiszámítjuk a következő mennyiségeket:

$$s = \frac{b}{3a},$$

$$t = \frac{c}{a}, \quad (5)$$

$$q = s^3 + \frac{d - c \cdot s}{2a},$$

továbbá

$$p = \frac{t}{3} - s^2,$$

$$r = q^2 + p^3. \quad (6)$$

Ha $r > 0$, akkor egy valós gyök és egy komplex konjugált gyökpár adódik a következő módon. Kiszámítjuk először az u, v segédmennyiségeket:

$$u = \sqrt[3]{-q + \sqrt{r}},$$

$$v = \sqrt[3]{-q - \sqrt{r}}. \quad (7)$$

Ezután

$$\omega_E = u + v - s,$$

$$\sigma' = -\frac{u+v}{2} - s, \quad \omega' = \pm \frac{\sqrt{3}}{2}(u-v), \quad (8)$$

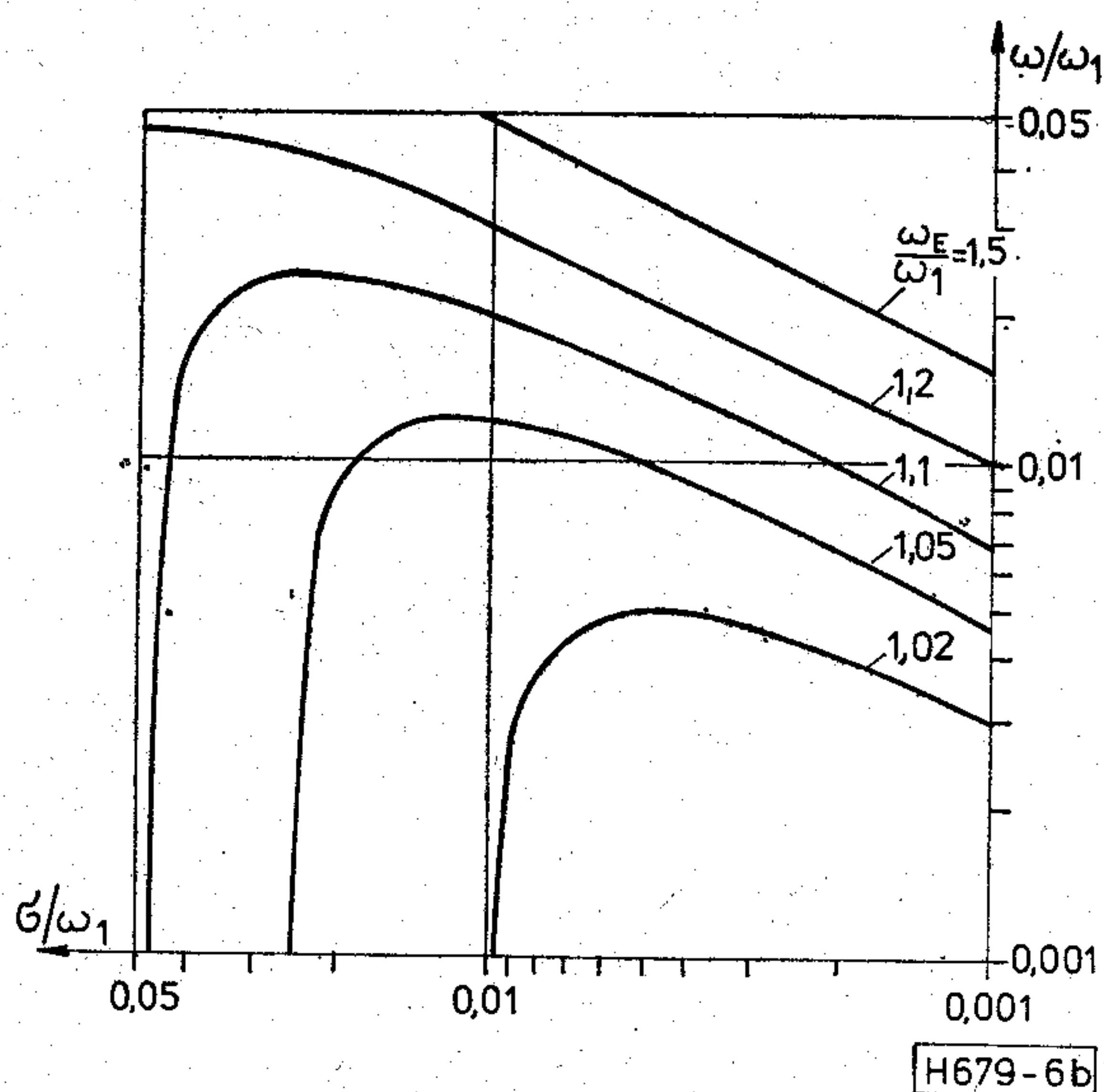
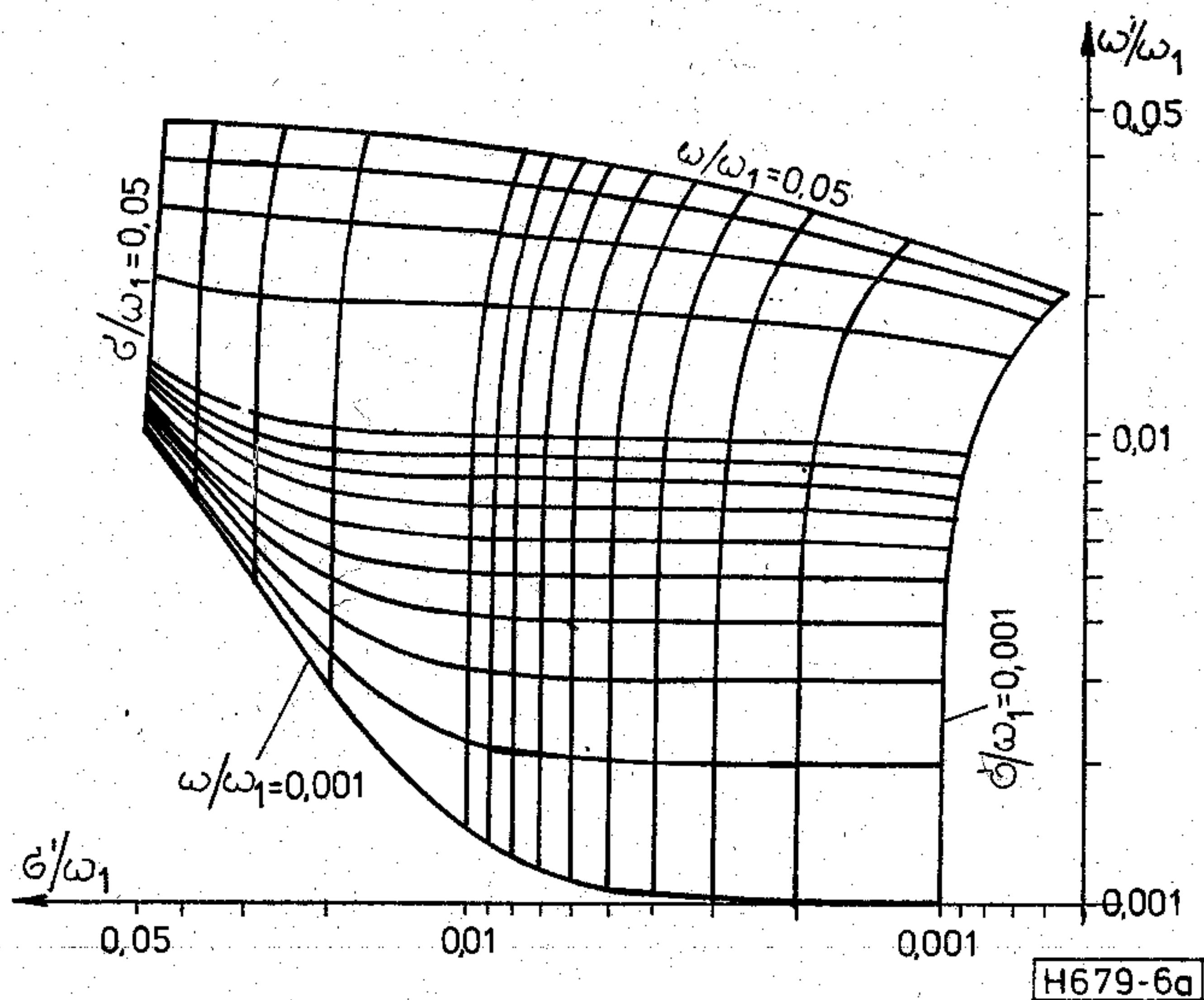
ahol ω_E a valós pólus, σ' és ω' a konjugált komplex póluspár koordinátái.

A fenti összefüggéseket felhasználva, számítógép segítségével végigszámoltuk a gyakorlatilag érdekes pólustartományra, hogy a valóságos műveleti erősítő hatására a pólusok milyen mértékben tolódnak el az ideálishoz képest.

A számítás eredményét a 6. ábrán láthatjuk kétszer logaritmikus ábrázolásban.

Az ábrán minden σ és ω értéket a műveleti erősítő ω_1 határfrekvenciájával normáltunk. Így a diagram tetszőleges műveleti erősítőre érvényes (feltéve, ha $A_0 > 10^4$).

A 6a ábra görbeserege a komplex póluspár ideális műveleti erősítő esetén érvényes σ és ω értékével van paraméterezve, s a tengelyeken a valóságos erősítő esetén adódó σ' és ω' értékek olvashatók le. Így a diagram segítségével az $\omega, \sigma < 0,05\omega_1$ tartomány póluseltolódásai jól nyomon követhetők. A 6b ábrából a műveleti erősítő által behozott valós pólus ω_E frekvenciája olvasható le.



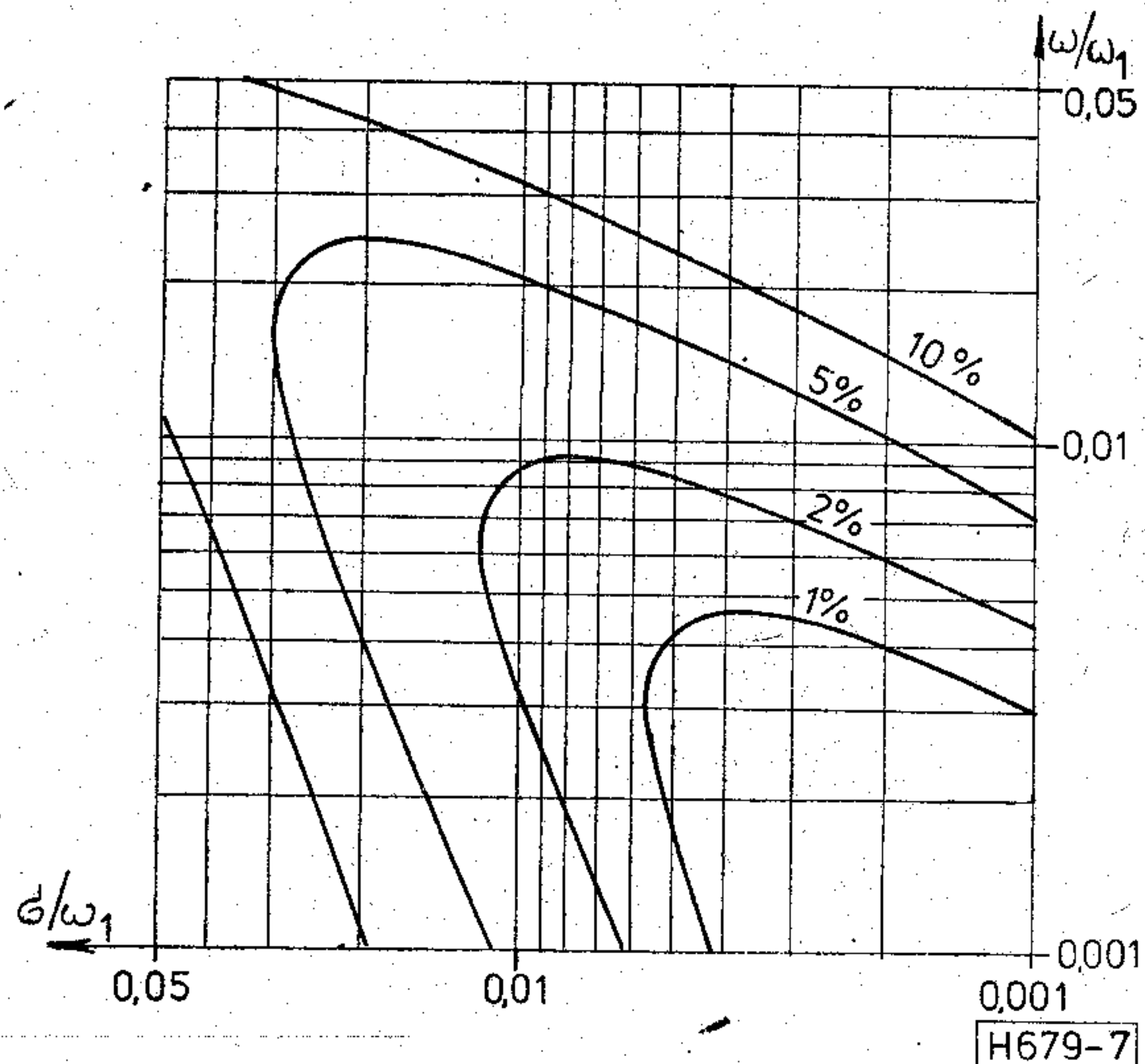
6. ábra. A 3. ábra szerinti alaptag viselkedése valóságos műveleti erősítő figyelembevételével. a) a konjugált komplex póluspár eltolódása, b) a valós pólus frekvenciája

2. Az ideális műveleti erősítővel számoló méretezés hibája

Kis frekvenciákon — a 6a ábrából is láthatóan — a póluseltolódás mértéke még nem számottevő, az ideális műveleti erősítővel számoló méretezési összefüggések pontossága elfogadható. Kérdés, hogy melyik σ – ω tartomány az, amelyben még alkalmazhatjuk a szokásos méretezési összefüggéseket? Ennek meghatározásához célszerű valami módon definiálni a póluseltolódás mértékét. Legyen ez a mérték:

$$PE [\%] = \frac{\sqrt{(\omega' - \omega)^2 + (\sigma' - \sigma)^2}}{\omega_0} \cdot 100. \quad (9)$$

Számítógépes vizsgálatunk során a póluseltolódás mértékét is kiszámítottuk az ω , $\sigma < 0,05\omega_1$ tartományban. Az eredményeket a 7. ábrán látjuk (az



7. ábra. A 3. ábra szerinti alaptag póluseltolódásai valóságos műveleti erősítő esetén

ábra adatait most is ω_1 -re normáltuk, s az ábra $k=1$ erősítésű alaptagra vonatkozik).

Azt modhatjuk, hogy amíg a póluseltolódás 1% alatt van, a szűrő átvitele még alig tér el a tervezettől (bár egy nagy Q -jú alaptag esetén ilyenkor is mutatkozhatnak zavarok). Így (kivételesen nagy jószágú pólusoktól eltekintve) a 7. ábrán az origó és az 1%-os görbe közötti területre eső pólusokat megvalósíthatjuk az ideális műveleti erősítővel számoló összefüggésekkel. Kb. az 1% és 10%-os görbék közé eső pólustartomány az, ahol az ideális méretezési összefüggések már nem használhatók, de egy korrigált, a műveleti erősítő tulajdonságait is figyelembe vevő méretezéssel a kívánt pólus jól realizálható. A 10%-ot meghaladó mértékű póluseltolódás esetén már a korrigált számítással sem célszerű a realizálás, mert az így tervezett szűrő igen érzékeny volna a műveleti erősítő ω_1 határfrekvenciájának gyártási szórására és hőmérsékletfüggésére.

3. A korrigált méretezési összefüggések

A korrigált méretezésre már a 6a ábra is lehetőséget ad. Ebből leolvasható, hogy milyen σ és ω értékeknél lesz az eltolódott pólus a kívánt helyen. Az így meghatározott σ , ω koordinátájú pólust kell realizálni az ideális műveleti erősítőre vonatkozó összefüggésekkel. A leolvasási hibák miatt azonban ennek az eljárásnak a pontossága nem megfelelő. Célravezetőbb módszer új méretezési összefüggéseket levezetni.

A (2) egyenlet nevezője harmadfokú. Írhatjuk tehát így is:

$$\left(1 + p \frac{1}{Q\omega_0} + p^2 \frac{1}{\omega_0^2}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_E}\right), \quad (10)$$

ahol ω_0 és Q a realizálandó pólus adatai, ω_E pedig a járulékos valós pólus. Ezt és (2) nevezőjét egyenlővé téve, elemi úton adódnak az új tervezési összefüggések. ω_A -ra egy másodfokú egyenlet adódik:

$$\omega_A^2 \left[\frac{\omega_1}{Q\omega_0} - (1+k) \right] + \omega_A \omega_0 \left[\frac{1}{Q} \left(1+k + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0} \right) - \frac{\omega_1}{\omega_0} (2+3k) \right] - 2\omega_0^2 (1+k) \left(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0} \right) = 0. \quad (11)$$

ω_B kifejezhető ω_A -val:

$$\frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{Q\omega_0} \left(1+k + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0} \right) - \frac{k\omega_1}{\omega_0^2} - \frac{2(1+k)}{\omega_A} \left(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0} \right). \quad (12)$$

ω_A és ω_B -ből (2a)–(2b) segítségével közvetlenül számolhatók az alaptag elemértékei. A járulékos ω_E pólus helye így számolható:

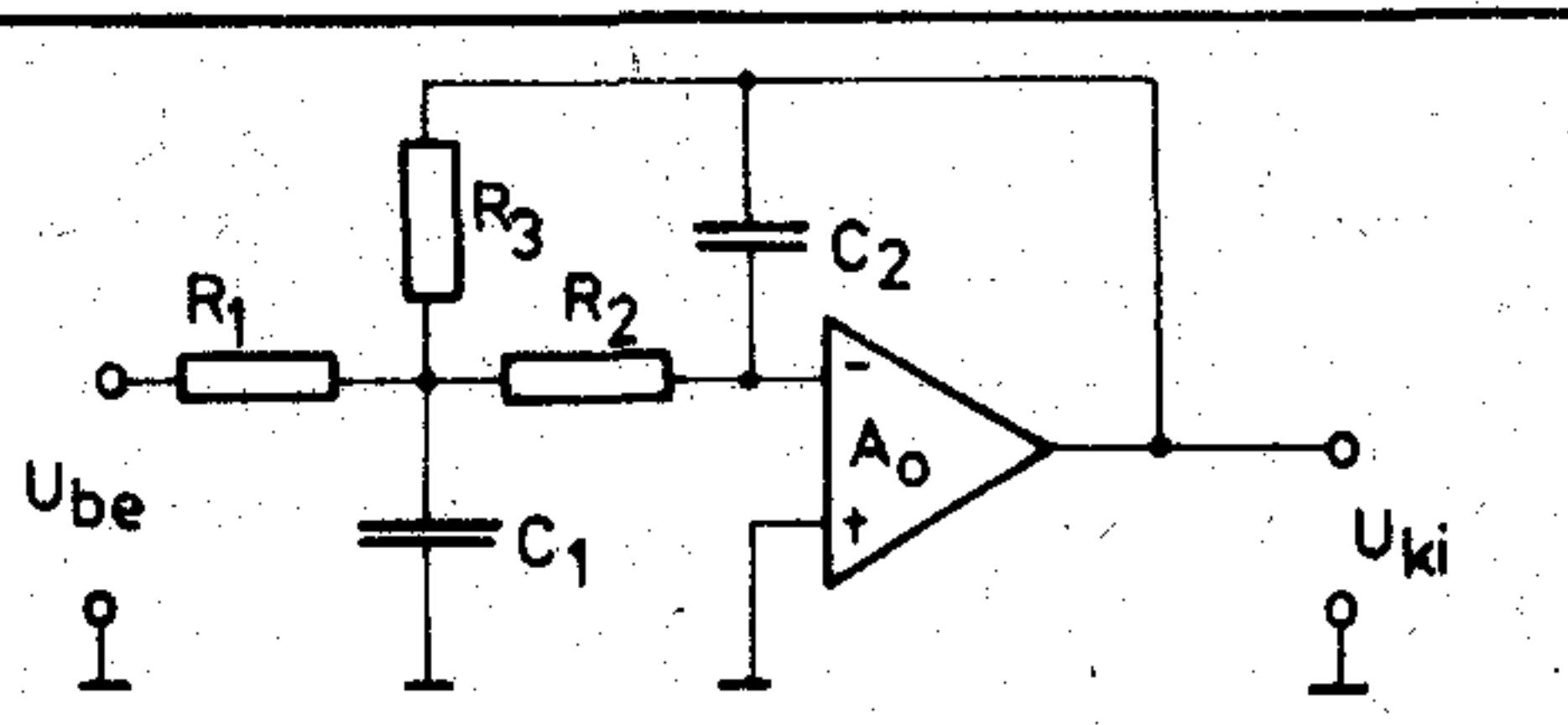
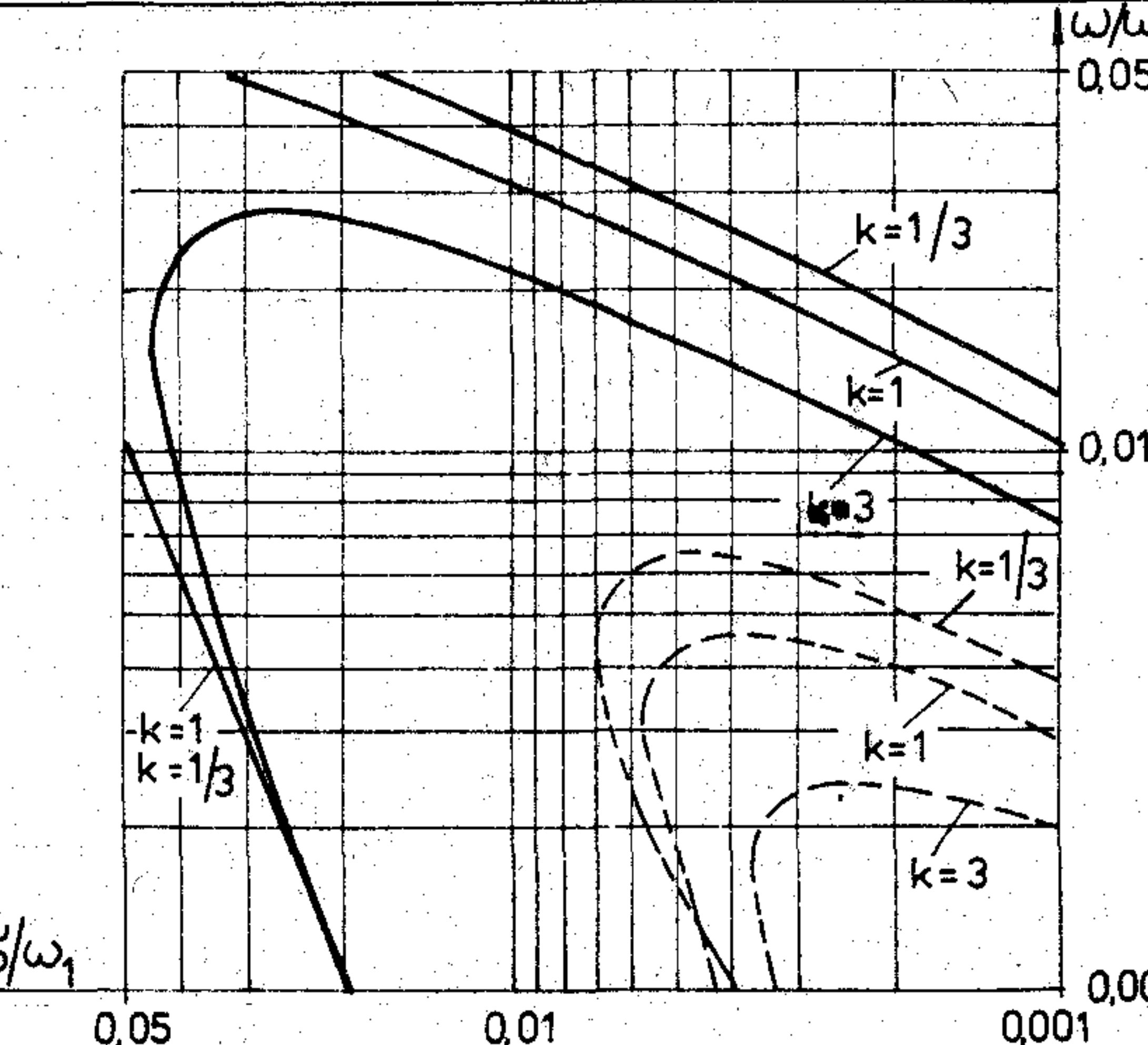
$$\omega_E = \frac{\omega_1 \omega_A \omega_B}{\omega_0^2}. \quad (13)$$

Az eddigi eredményeink összefoglalva megtalálhatók a 2. táblázatban.

4. További aluláteresztő alaptagok vizsgálata

Néhány további aluláteresztő alaptagra is elvégeztük a fentihez hasonló számításokat. Ezek eredmé-

2. táblázat.

TÖBBSZÖRÖSEN VISSZACSATOLT MÁSODFOKÚ ALULÁTERESZTŐ ALAPTAG	
	Tervezési feltételek $R_3 = (1+k)R_2$ $(k = \frac{R_3}{R_1})$ $A_0 > 10^4$
	Jelölések: $\omega_A = \frac{1}{R_2 C_2}$ $k = \frac{R_3}{R_1}$ $\omega_B = \frac{1}{R_3 C_1}$
$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{-k}{1+p \left[\frac{2(1+k)}{\omega_A} + \frac{1+k}{\omega_1} \right] + p^2 \left[\frac{1}{\omega_A \omega_B} + \frac{1}{\omega_1 \omega_B} + \frac{2(1+k)}{\omega_1 \omega_A} \right] + p^3 \frac{1}{\omega_1 \omega_A \omega_B}}$	
TERVEZÉS IDEÁLIS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: k, ω_0, Q, C_1 Elemértékek: $C_2 = \frac{C_1}{4Q^2(1+k)}$; $R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C_1}$; $R_3 = (1+k)R_2$; $R_1 = \frac{R_3}{k}$	
ÖSSZEFÜGGÉSEK A PÓLUSELTOLÓDÁS SZÁMÍTÁSÁHOZ $S = [\omega_1 + \omega_A + 2\omega_B(1+k)]/3$ $\eta = S^3 + \frac{1}{2} \omega_1 \omega_A \omega_B - \frac{t \cdot S}{2}$ $t = \omega_A \omega_B (1+k) + 2\omega_1 \omega_B (1+k) + \omega_1 \omega_A / A_0$	
TERVEZÉS VALÓSÁGOS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: $k, \omega_1, \omega_0, Q, C_1$ $\omega_A^2 \left[\frac{\omega_1}{Q\omega_0} - (1+k) \right] + \omega_A \omega_0 \left[\frac{1}{Q} \left(1+k + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0} \right) - \frac{\omega_1}{\omega_0} (2+3k) \right] - 2\omega_0^2 (1+k) \left(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0} \right) = 0$ $\frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{Q\omega_0} \left(1+k + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0} \right) - \frac{k\omega_1}{\omega_0^2} - \frac{2(1+k)}{\omega_A} \left(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0} \right)$ $\omega_E = \omega_A \omega_B \omega_1 / \omega_0^2$	
AZ 1% ÉS 10% PÓLUSELTOLÓDÁS HATÁRGÖRBÉI ----- 1% eltolódás ————— 10% eltolódás	
	

nyét táblázatos formában közöljük (3., 4., 5. táblázat).

A táblázatokban mindegyik alaptagra vonatkozóan a következő információk szerepelnek:

- átviteli karakterisztika (valóságos műveleti erősítőt figyelembe véve s az elemértékekkel kifejezve);
- tervezési képletek ideális műveleti erősítőre vonatkozóan;
- összefüggések a valóságos műveleti erősítő esetén adódó pólusok számításához [s, t és q kiszámítása után a (6), (7) és (8) egyenletek alkalmazandók];
- tervezési képletek valóságos műveleti erősítőkre vonatkozóan;

— az 1% és 10% póluseltolódás tartományát megadó diagramok, általában több egyenáramú erősítésértékre vonatkozóan.

A póluseltolódásra vonatkozó görbéket szemlélve megállapíthatjuk, hogy ugyanazon pólus esetében minél nagyobb k erősítést kívánunk az alaptaggal elérni, annál erőteljesebb póluseltolódásra számíthatunk. Érdekesség, hogy — akármelyik alaptagot is nézzük — a póluseltolódás mértéke nemcsak a nagy, hanem a kis Q értékek felé is növekszik, és minimális a $Q=0,7$ érték környezetében. A diagramok a Sallen—Key/1. alaptagot mutatják a legelőnyösebbnek — de a négy alaptag közti eltérések nem jelentősek.

3. táblázat.

EGYSZERESEN VISSZACSATOLT MÁSODFOKÚ ALULÁTERESZTŐ ALAPTAG	
	Tervezési feltételek: $R_1 = R_2 = r; \quad (R_1 \times R_2) C_1 = (R_3 \times R_4) C_4$ $R_3 = R_4 = R$
	Jelölések: $\omega_A = \frac{1}{RC_3}$ $\omega_B = \frac{1}{RC_4}$ $k = \frac{R}{r}$ $k' = k + 1$
$\frac{U_{ki}}{U_{be}}(p) = \frac{-k}{1 + p \left(\frac{k'}{\omega_1} + \frac{k'}{A_0 \omega_B} + \frac{2}{\omega_A} \right) + p^2 \left(\frac{k'}{\omega_1 \omega_B} + \frac{2}{\omega_1 \omega_A} + \frac{1}{\omega_A \omega_B} \right) + p^3 \frac{1}{\omega_1 \omega_A \omega_B}}$	
TERVEZÉS IDEÁLIS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: k, ω_0, Q, C_3 Elemértékek: $C_4 = 4Q^2 C_3; \quad R = R_3 = R_4 = \frac{1}{2Q\omega_0 C_3}; \quad r = R_1 = R_2 = \frac{R}{k}; \quad C_1 = kC_4$	
ÖSSZEFÜGGÉSEK A PÓLUSELTOLÓDÁS SZÁMÍTÁSÁHOZ $S = (k'\omega_A + 2\omega_B + \omega_1)/3$ $t = k'\omega_A \omega_B + k'\omega_M \omega_A + 2\omega_1 \omega_B$ $q = S^3 + \frac{1}{2} \omega_1 \omega_A \omega_B - \frac{t \cdot s}{2}$	
TERVEZÉS VALÓSÁGOS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: $A_0, \omega_1, \omega_0, Q, k, k', C_3$ $2\omega_B^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} + \frac{k'\omega_0}{\omega_1} - \frac{1}{Q} \right) - \omega_B \frac{\omega_0}{Q} \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} + \frac{k'\omega_0}{\omega_1} - \frac{1}{Q} + Q(1+k') \right) + k'\omega_0^2 \left[\frac{1}{A_0} \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{1}{Q} \right) + \frac{\omega_0}{\omega_1} \right] = 0$ $\frac{2}{\omega_A} = \frac{1}{Q\omega_0} - \frac{\frac{k'}{\omega_B} \left[1 + \frac{1}{A_0} \left(\frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0} \right) \right] - \frac{k}{\omega_0} \left(\frac{1}{Q} - \frac{\omega_1}{\omega_0} \right)}{1 + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q\omega_0}}; \quad \omega_E = \frac{\omega_1 \omega_A \omega_B}{\omega_0^2}$	
AZ 1% ÉS 10% PÓLUSELTOLÓDÁS HATÁRGÖRBÉI ----- 1% eltolódás ———— 10% eltolódás	

5. Méretezési példa

Tervezzük meg új méretezési eljárásunk segítségével a bevezetőben specifikált szűrőt, továbbra is kétszeres visszacsatolású alaptagot és μA 741 műveleti erősítőt alkalmazva. Először nézzük meg a 2. táblázat diagramján, hová esnek a kívánt pólusok! Egységnyi erősítés mellett az 1. póluspár 1%-on belül, a 2. póluspár 1% és 10% közé, a 3. póluspár 10%-on jóval felül (kb. 25%-ra) esik. Ha ezt az utóbbi fokozatot $1/3$ erősítésűre állítjuk be, $PE=12\%$ lesz — ami még a megengedhető határán van. Az eredő egységnyi erősítés beállítása végett az 1. alaptagot $k=3$ -ra kell méreteznünk, így az 1. és 2. pólusok eltolódása is 1% és 10% közé esik.

A tervezéshez a (11) és (12) méretezési egyenleteket felhasználva, a 8. ábra szerinti elemértékek adód-

nak (az alaptagok sorrendjét a kivezérlési szempontok figyelembevételével választottuk meg).

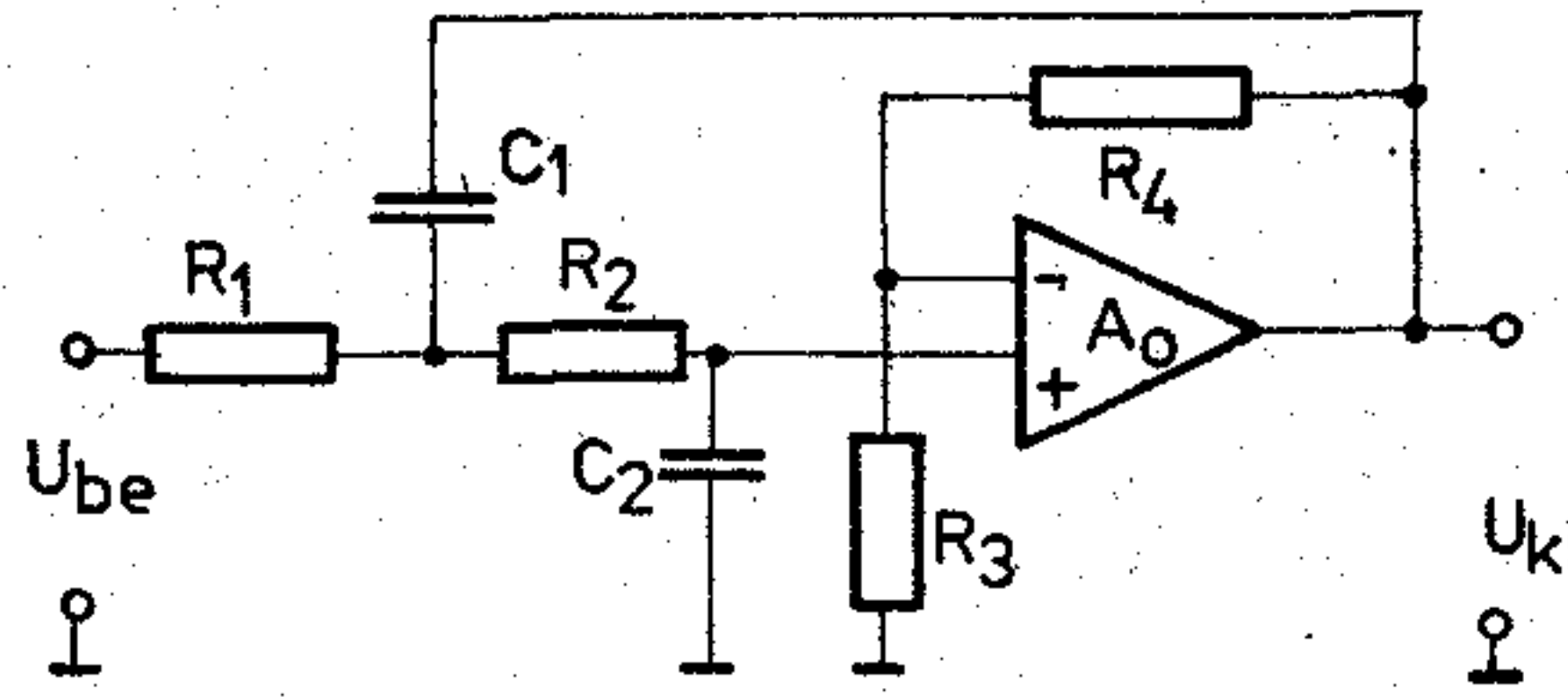
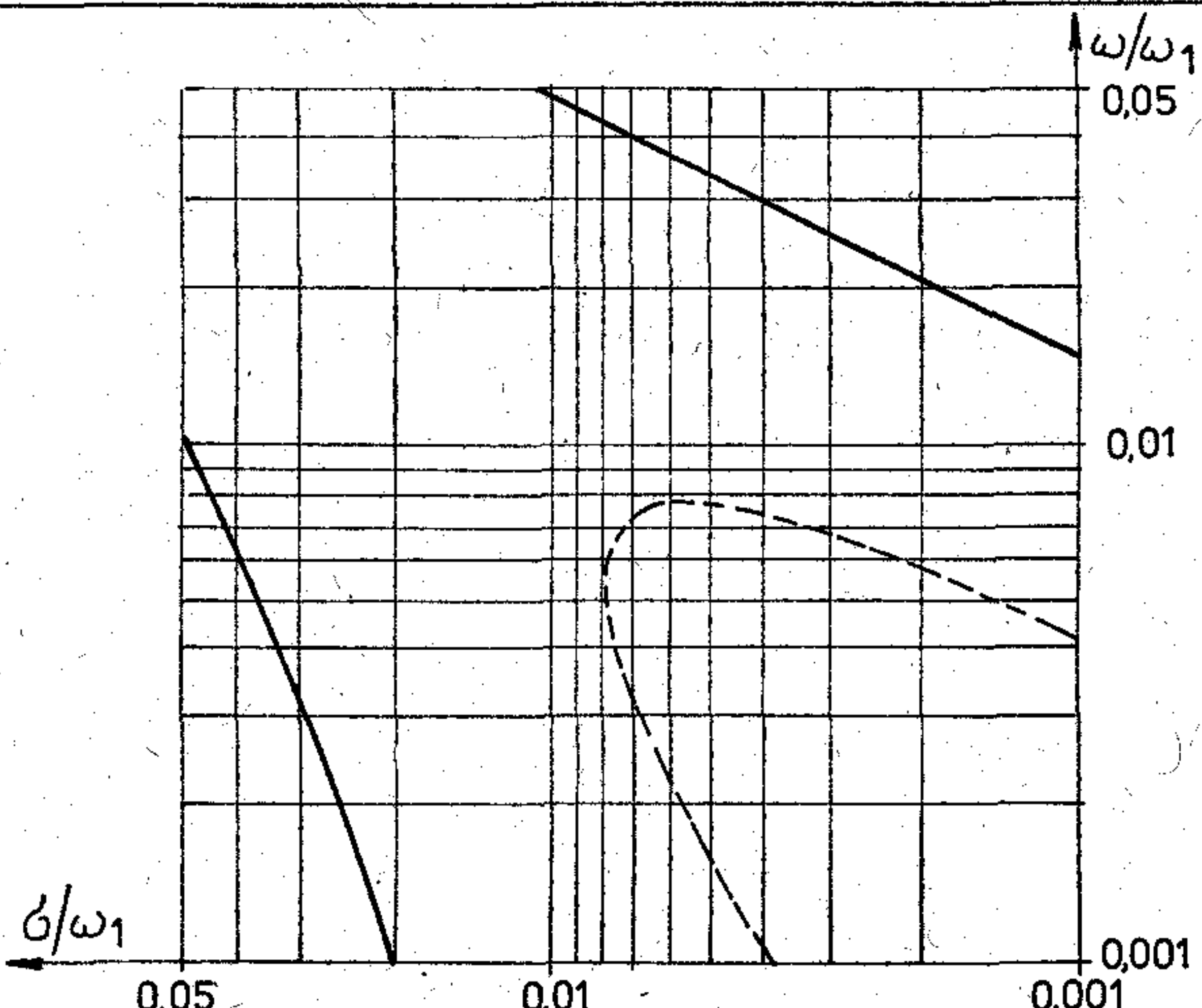
A szűrőt megépítve és lemérve, a 9. ábrán keresztekkel jelölt görbét kaptuk (megjegyzendő, hogy a megépített szűrőn semmiféle hangolási műveletet nem végeztünk). A korrigált áramkör átvitelét is kiértékeljük a TRANZ-TRAN áramkör-szimulációs programmal. Ennek eredményét a 9. ábrán folytonos vonallal ábrázoltuk. A két görbe mind egymással, mind a szűrős pecifikációjával jó egyezést mutat.

6. A műveleti erősítő további tulajdonságainak hatása

Az ω_1 határfrekvencia szórása

Tervezési eljárásunk figyelembe veszi az alkalmazott műveleti erősítő ω_1 határfrekvenciáját. Ezáltal

4. táblázat.

SALLEN-KEY ALAPTAG 1.	
	Tervezési feltételek: $R_1 = R_2 = R$; $k=1$; $A_0 > 10^4$
	Jelölések: $\omega_A = \frac{1}{R C_1}$; $\omega_B = \frac{1}{R C_2}$
$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{k}{1 + p \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{2}{\omega_B} \right) + p^2 \left[\frac{1}{\omega_A \omega_B} + \frac{1}{\omega_1} \left(\frac{1}{\omega_A} + \frac{2}{\omega_B} \right) \right] + p^3 \frac{1}{\omega_1 \omega_A \omega_B}}$	
TERVEZÉS IDEÁLIS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: ω_0, Q, R Elemérték: $C_1 = \frac{2Q}{\omega_0 R}$; $C_2 = \frac{1}{2Q \omega_0 R}$	
ÖSSZEFÜGGÉSEK A PÓLUSELTOLÓDÁS SZÁMÍTÁSHOZ $s = (\omega_1 + 2\omega_A + \omega_B)/3$ $t = \omega_A \omega_B + 2\omega_A \omega_1$ $q = s^3 + \frac{1}{2} \omega_A \omega_B \omega_1 - \frac{t \cdot s}{2}$	
TERVEZÉS VALÓSÁGOS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: ω_1, ω_0, Q, R $\omega_A^2 - \omega_A \omega_0 \left[\frac{\frac{\omega_1}{\omega_0}}{1 + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q \omega_0}} + \frac{1}{2Q} \right] + \frac{\omega_0^2}{2} \frac{1}{1 + \frac{\omega_1^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_1}{Q \omega_0}} = 0$ $\frac{2}{\omega_B} = \frac{1}{Q \omega_0} - \frac{1}{\omega_A} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} \right)^2 - \frac{\omega_1}{Q \omega_0}}$ $\omega_E = \frac{\omega_1 \omega_A \omega_B}{\omega_0^2}$	
AZ 1% ÉS 10% PÓLUSELTOLÓDÁS HATÁRGÖRBEI ----- 1% eltolódás ————— 10% eltolódás	
	

érjük el, hogy az ω_1 frekvenciát jobban megközelítheti a szűrő áteresztő tartománya, mint az ideális műveleti erősítővel számoló méretezésnél. Ennek ára viszont, hogy a kapott szűrő frekvenciamenetének nagyobb az ω_1 határfrekvenciára vonatkozó érzékenysége. Vizsgáljuk meg egy példán, hogy mekkora. A célra alkalmas lesz a 8. ábrán adott áramkör, amelynél meglehetősen nagy, 12% körüli póluseltolódást korrigáltunk.

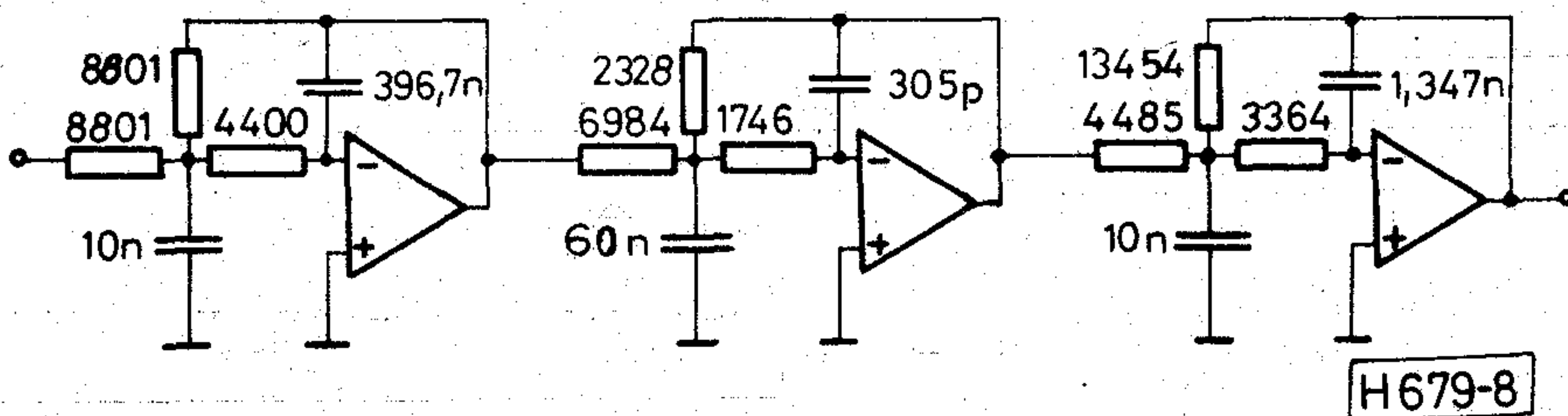
Gépi szimulációval vizsgáltuk az áramkör átvitelét névleges (μA 741 esetén 1 MHz) és az attól $\pm 15\%$ -kal eltérő ω_1 határfrekvenciák esetére. Az eredményeket a 10. ábrán látjuk. E három görbéből több lényeges következtetést vonhatunk le. Láthatjuk, hogy az ω_1 frekvencia megváltozása fő-

leg a nagy jóságú alaptag átvitelét befolyásolja. Megállapíthatjuk, hogy az átviteli karakterisztika változása a határán van a megengedhetőnek, egyes kényes alkalmazások esetén azt kissé meghaladja. Azt a következtetést vonhatjuk tehát le, hogy a méretezési szempontból kritikus alaptagoknál (ahol tehát 10% körüli póluseltolódást korrigáltunk), az ω_1 értéknek kb. $\pm 10\%$ pontossággal a névleges érték közelében kell lennie.

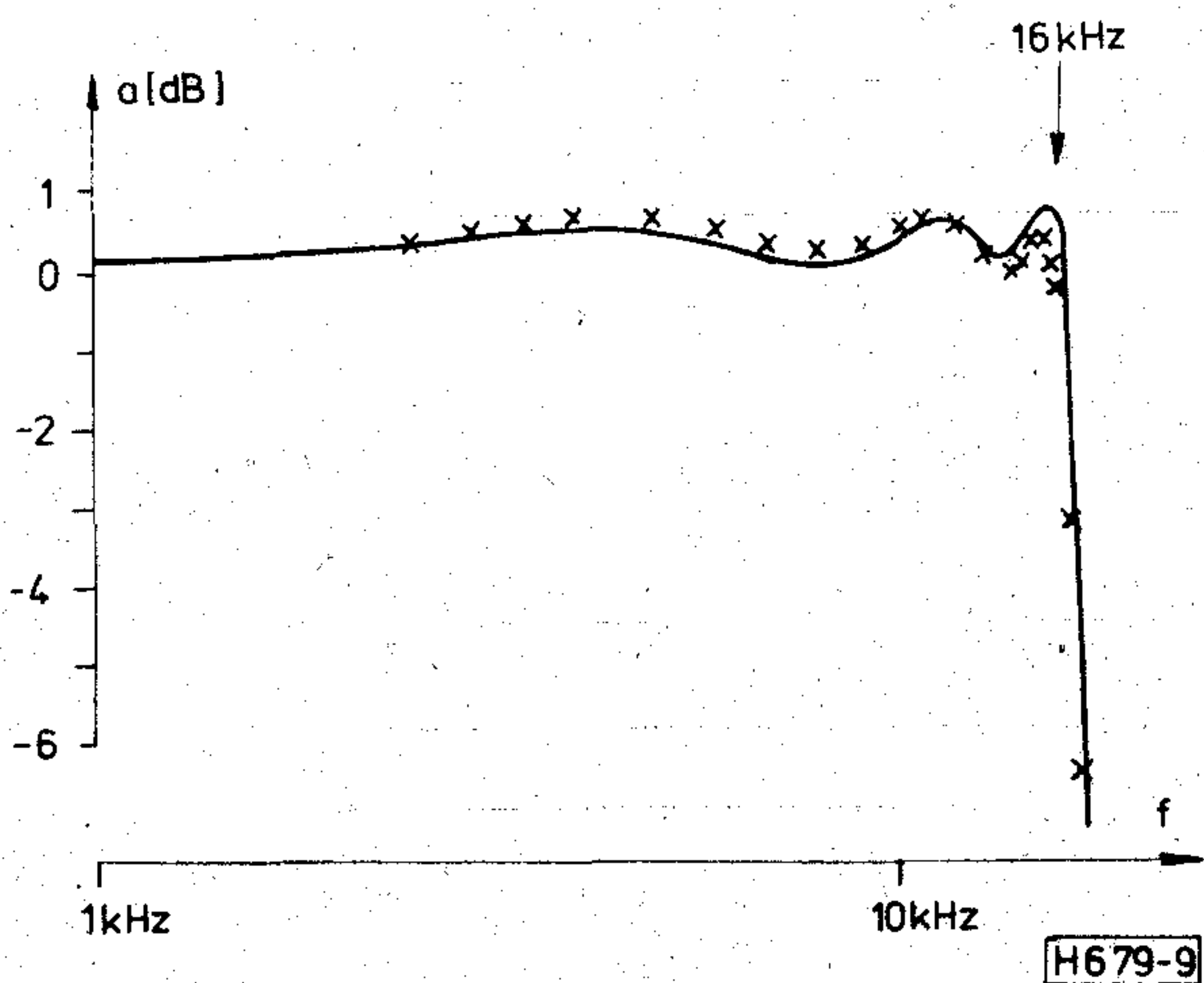
Kérdés, hogy ez hogyan valósítható meg. Egyik lehetőség a kritikus helyre kerülő műveleti erősítők durva válogatása. Ez természetesen csak akkor reális út, ha az ω_1 értékek nem mutatnak extrém nagy szórás-képet. Erre vonatkozóan tájékozódó méréseket végeztünk néhány kisebb tétel (20–20 db) μA 741-

5. táblázat.

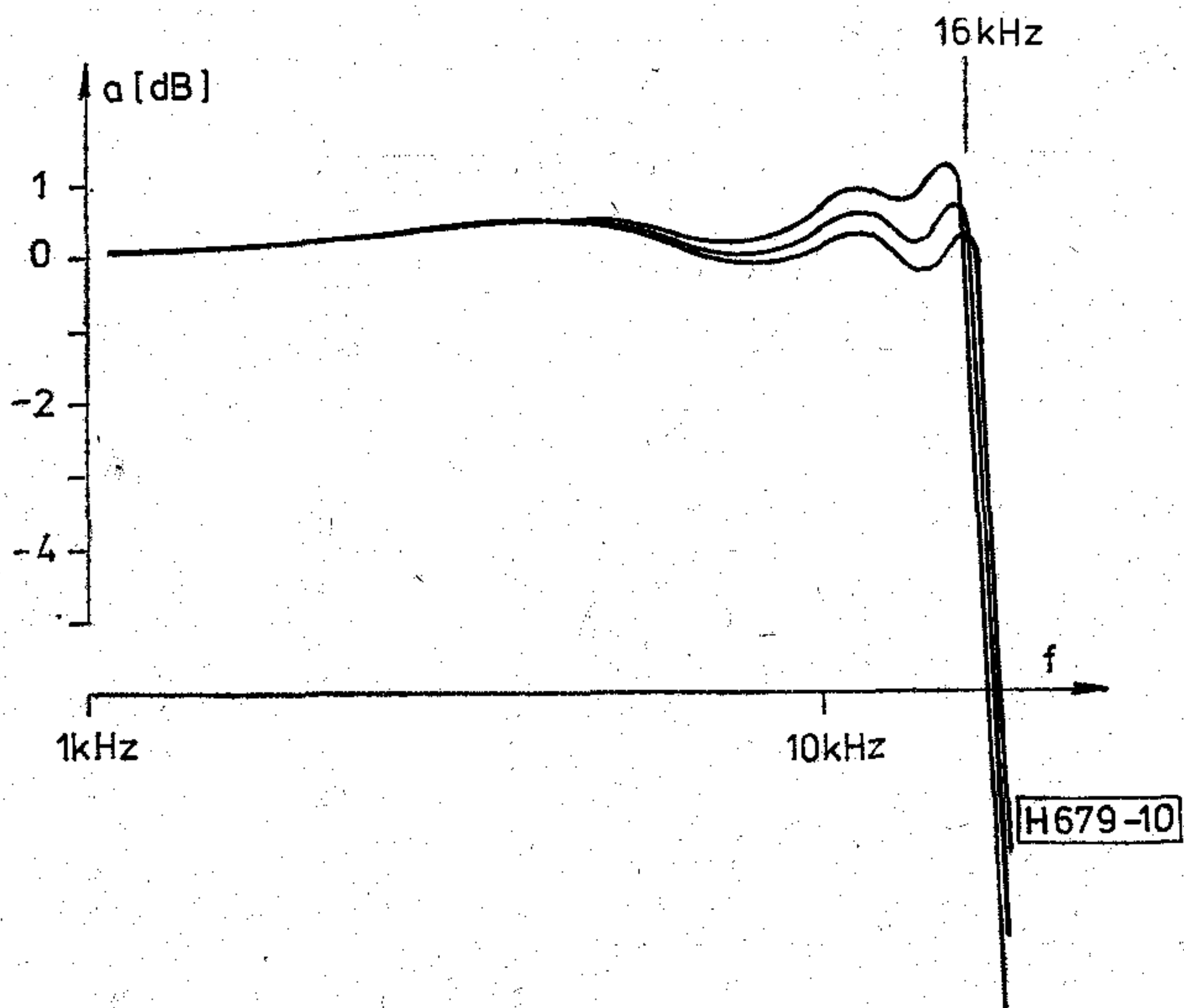
SALLEN - KEY ALAPTAG 2.	
	Tervezési feltételek: $C_1 = C_2 = C$; $k > 2 - \frac{1}{4Q^2}$; $A_0 > 10^4$
	Jelölések: $\omega_A = \frac{1}{R_1 C}$ $\omega_M = \frac{\omega_1}{k}$ $\omega_B = \frac{1}{R_2 C}$
$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{k}{1 + p \left[\frac{1}{\omega_M} + \frac{2-k}{\omega_A} + \frac{1}{\omega_B} \right] + p^2 \left[\frac{1}{\omega_A \omega_B} + \frac{1}{\omega_M} \left(\frac{2}{\omega_A} + \frac{1}{\omega_B} \right) \right] + p^3 \frac{1}{\omega_M \omega_A \omega_B}}$	
TERVEZÉS IDEÁLIS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: k, ω_0, Q, C, R_3 Elemértékek: $R_2 = \frac{1}{2Q \omega_0 C} \left[1 + \sqrt{1 + 4Q^2(k-2)} \right]$ $R_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_2}$ $R_4 = R_3(k-1)$	
ÖSSZEFÜGGÉSEK A PÓLUSELTOLÓDÁS SZÁMITÁSÁHOZ $S = (\omega_M + \omega_A + 2\omega_B) / 3$ $q = S^3 - \frac{1}{2} \omega_A \omega_B \omega_M - \frac{t \cdot S}{2}$ $t = \omega_A \omega_B + \omega_A \omega_M + (2-k) \omega_B \omega_M$	
TERVEZÉS VALÓSÁGOS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: $k, \omega_M, \omega_0, Q, C$ $\omega_A^2 - \omega_A \omega_0 \left[\frac{k \frac{\omega_M}{\omega_0}}{1 + \frac{\omega_M^2}{\omega_0^2} - Q \omega_0} + \frac{1}{Q} \right] + \omega_0^2 \left[2 - \frac{k \frac{\omega_M (\omega_M - \frac{1}{Q})}{\omega_0}}{1 + \frac{\omega_M^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_M}{Q \omega_0}} \right]$ $\frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{Q \omega_0} - \frac{1}{\omega_A} \left[2 - \frac{k \omega_M}{\omega_0} \frac{\frac{\omega_M}{\omega_0} - \frac{1}{Q}}{1 + \frac{\omega_M^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega_M}{Q \omega_0}} \right]$ $\omega_E = \omega_A \omega_B \omega_M / \omega_0^2$	
AZ 1% ÉS 10% PÓLUSELTOLÓDÁS HATÁRGÖRBEI ----- 1% eltolódás ———— 10% eltolódás	



8. ábra. Az 1. ábra aluláteresztő szűrője korrigált elemértékekkel



9. ábra. A 8. ábra szerinti szűrő frekvenciamenete. Keresztek — mért értékek, folytonos vonal — számítógépes szimuláció



10. ábra. A 8. ábra szerinti szűrő frekvenciamenete, a műveleti erősítők névleges és attól $\pm 15\%$ -kal eltérő ω_1 határfrekvenciája esetén

en. Azt tapasztaltuk, hogy az azonos beszerzésből származó tételek ω_1 (matematikai értelemben vett) szórása 6–11% közötti volt — a válogatás tehát nem irreális. Egy másik megoldás: a kritikus helyeken külső kompenzálású erősítőt alkalmazni s a kompenzáló kondenzátor értékével állítani be a $\pm 10\%$ -ra pontos ω_1 értéket.

Az ω_1 határfrekvencia függ a tápfeszültségtől és a hőmérséklettől is — de ez a függés nem zavaró mértékű (μA 741-nél kb. 1%/V a tápfeszültség-függés, s a szóba jövő hőmérséklet-tartományban kb. 5% ω_1 változás mutatkozik).

A karakterisztika további töréspontjai

Jól kompenzált műveleti erősítőnél egy törésponttal megfelelően leírható az átviteli karakterisztika, a második vagy esetleges további töréspontok hatása nagyon kicsi. Ha mégis szükségünk van további töréspontok figyelembevételére, lehetséges ilyen tervezési összefüggések bevezetése is. Az előzőekhez hasonlóan (lásd 3. szakasz) azt feltételezve, hogy a műveleti erősítő karakterisztikájának minden további töréspontja egy-egy újabb valós pólust hoz be az alaptag átvitelébe, felírhatjuk a póluselrendezés gyöktényezős alakját. Ezt egyenlővé téve a hálózathoz számolt átviteli függvény nevezőjével, a kapott egyenletrendszer a valós pólusok kiejtésével, jól választott tervezési feltétel mellett a keresett időállandóban első- vagy másodfokú egyenletrendszerre redukálódik.

Bemeneti impedancia

A műveleti erősítők néhány pF-os bemeneti kapacitása okozhat 1–2 tized dB változást az átvitelben egy nagy jóságú alaptagnál, ezért ilyenkor törekedjünk kisebb impedanciaszintet létrehozni (a legkisebb kapacitás legalább néhány száz pF legyen).

7. Sávszűrő és feluláteresztő alaptagok

A sávszűrők és a feluláteresztők tervezése általában az aluláteresztő alaptagok frekvencia-transzformációjával történik. Ha viszont a műveleti erősítő átviteli karakterisztikáját is figyelembe akarjuk venni, akkor sajnos nem dolgozhatunk transzformációval. Alaptagonként meg kell határoznunk az új méretezési összefüggéseket az aluláteresztő alaptagokkal analóg módon. Példaként a többszörös visszacsatolású alaptag sávszűrő és feluláteresztő változatára mutatjuk be eredményeinket a 6. táblázatban.

8. Összefoglaló

Cikkünkkel a gyakorló áramkörtervezők munkájához kívántunk segítséget nyújtani. Új, a szokásosan alkalmazottaknál pontosabb összefüggéseket vezetünk be az aktív szűrő áramkörök méretezésére, a használt műveleti erősítő véges erősítését és határfrekvenciáját is figyelembe véve. Eredményeinket a leggyakrabban alkalmazott aluláteresztő alaptagokra vonatkozó, jól kezelhető táblázatok formájában közöltük. Számítógéppel meghatározott diagramokat adtunk, melyekből leolvasható, hogy az egyes alaptagok milyen pólusstartomány realizálására használhatók. A közölt méretezési módszer alkalmas arra, hogy a közepes igényeket kielégítő aktív

MÁSODFOKÚ FELÜLÁTERESZTŐ ALAPTAG	
	Jelölések: $\omega_A = \frac{1}{R_1 C_1}$ $\omega_C = \frac{1}{R_1 C_2}$ $\omega_B = \frac{1}{R_2 C_2}$ $\omega_D = \frac{1}{R_1 C_3}$
	Tervezési feltételek: $C_1 + C_2 = C_3$; $A_0 > 10^4$
$\frac{U_{ki}(p)}{U_{be}} = \frac{-p^2 \frac{1}{\omega_A \omega_B}}{1 + p \left[\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_A} + \frac{1}{A_0 \omega_B} + \frac{1}{\omega_C} + \frac{1}{\omega_D} \right] + p^2 \left[\frac{1}{\omega_B \omega_D} + \frac{1}{\omega_1} \left(\frac{1}{\omega_A} + \frac{1}{\omega_B} + \frac{1}{\omega_C} + \frac{1}{\omega_D} \right) \right] + p^3 \frac{1}{\omega_1 \omega_B (\omega_A \times \omega_C)}}$	
TERVEZÉS VALÓSÁGOS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: $A_0, k, \omega_1, \omega_0, Q, R_1$ $\omega_D^2 \left(\frac{\omega_1}{A_0 \omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{1}{Q} \right) - \omega_D \omega_0 \left[\frac{1}{Q} \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{1}{Q} \right) - 2 \right] + 2 \omega_0^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{1}{Q} \right) = 0$ $\frac{1}{\omega_B} = \frac{\omega_D \left(1 - \frac{\omega_1}{Q \omega_0} \right) + 2 \omega_1}{\omega_D^2 - \omega_D \frac{\omega_1}{A_0}}; \quad \frac{1}{\omega_A} = k \left(\frac{\omega_B}{\omega_0^2} - \frac{\omega_0}{Q \omega_1 \omega_D} \right); \quad \frac{1}{\omega_C} = \frac{1}{\omega_D} - \frac{1}{\omega_A}$	
MÁSODFOKÚ SÁVSZÜRŐ ALAPTAG	
	Jelölések: $\omega_A = \frac{1}{R_1 (C_1 + C_2)}$ $\omega_C = \frac{1}{R_1 C_2}$ $\omega_B = \frac{1}{R_3 C_1}$ $B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$
	Tervezési feltételek: $R_2 = \infty$
$\frac{U_{ki}(p)}{U_{be}} = \frac{-p \frac{B}{\omega_B}}{1 + p \left[\frac{1}{\omega_1} + \frac{B}{\omega_A} + \frac{1}{A_0 \omega_B} \right] + p^2 \left[\frac{B}{\omega_B \omega_C} + \frac{B}{\omega_1 \omega_A} + \frac{1}{\omega_1 \omega_B} \right] + p^3 \frac{B}{\omega_1 \omega_B \omega_C}}$	
TERVEZÉS VALÓSÁGOS MŰVELETI ERŐSÍTŐVEL Kiindulási adatok: $k, \omega_1, \omega_0, Q, C_2$ $\omega_B = \omega_0 \frac{\frac{\omega_0}{\omega_1} + \frac{1}{k} \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{1}{Q} \right)}{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 + \frac{\omega_1}{Q \omega_0} - \frac{1}{Q^2}}$ $\frac{1}{\omega_A} = \frac{1}{k \omega_B} - \frac{1}{\omega_1}$ $\frac{1}{\omega_C} = \frac{\omega_1}{\omega_0^2} \left(\frac{1}{k} - \frac{\omega_B}{Q \omega_0} \right)$	

szűrő áramköröket pusztán az elemértékek bemérése segítségével állítsuk be; az összeépítés utáni hangolási lépések elkerülhetők.

IRODALOM

- [1] Herpy M.: Analóg integrált áramkörök. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973
- [2] Székely V.: Analóg IC-k funkcionális modelljei. Mérés és Automatika, XXVII. évf. 10. szám. (1979)
- [3] E. A. Faulkner—J. B. Grimbleby: Active filters and gain-bandwidth product. El. Letters, V. 6., No. 17, pp. 549—550 (1970)
- [4] G. S. Moschytz: Linear integrated networks: Design. Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1975
- [5] R. Srinivasagopalan—G. O. Martens: A Comparison of a Class of Active Filters with Respect to the Operational-

Amplifier Gain-Bandwidth Product. IEEE Trans. on Circuits and Systems, V. CAS—21, No. 3., pp. 377—381. (1974)

- [6] G. Wilson—Y. Bedri—P. Bowron: RC-Active Networks with Reduced Sensitivity to Amplifier Gain-Bandwidth Product. IEEE Trans. on Circuits and Systems, V. CAS—21., No. 5. (1974)
- [7] D. Åkerberg—K. Mossberg: A Versatile Active RC Building Block with Inherent Compensation for the Finite Bandwidth of the Amplifier. IEEE Trans. on Circuits and Systems, V. CAS—21, No. 1. (1974)
- [8] M. A. Reddy: An Insensitive Active-RC Filter for high Q and high Frequencies. IEEE Trans. on Circuits and Systems, V. CAS—23, No. 7. (1976)
- (9) Scultéry L.: Aktív RC áramkörök optimalizálási kérdései, kandidátusi disszertáció, 1975
- [10] Simonyi E.: Hibrid integrált aktív RC szűrők tervezése és gyártása, egyetemi doktori disszertáció, 1974

MTESZ VÉLEMÉNY

az Elektronikai Központi Fejlesztési Programról

1975. június 19-én az MTESZ, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület kezdeményezésére javaslatot terjesztett a párt és az állami szervek elé, az elektronikai alkatrészipar kiemelt fejlesztésére.

Ezt követően az állami szervek és a társadalmi fórumok közös, több éves előkészítő munkája nyomán elkészült AZ ELEKTRONIKAI IPAR HOSSZÚ-TÁVÚ FEJLESZTÉSÉNEK MŰSZAKI-GAZDASÁGI KONCEPCIÓJA, amelyet az ÁTB, a további tervezés alapjaként elfogadott.

Az MTESZ tudományos egyesületei — különösen a Híradástechnikai Tudományos Egyesület —, alkotó módon vett részt a fő fejlesztési célok megfogalmazásában és évenként rendezett ALKATRÉSZKONFERENCIA-ival jelentős segítséget nyújtott a koncepció kialakításához.

1979–80-ban a KGM kidolgozta az ELEKTRONIKAI KÖZPONTI FEJLESZTÉSI PROGRAMOT, amelyet az 1980. januári felkérésének megfelelően az MTESZ az alábbi hat tudományos egyesület közreműködésével vitára bocsátott.

Az EKFP zsűrizésében részt vett egyesületek:

Gépipari Tudományos Egyesület

Híradástechnikai Tudományos Egyesület

Magyar Elektrotechnikai Egyesület

Méréstechnikai és Automatizálási Tudományos Egyesület

Neumann János Számítógéptudományi Társaság

Optikai, Akusztikai és Filmtechnikai Egyesület

1980. március 25-én átfogó tájékoztatást adtunk a hat tudományos egyesület szakértői részére, és vitát rendeztünk az EKFP-ről, a hat egyesület plénumának részvételével.

1980 májusában az Egyesületek által meghívott szakértők részvételével, négy szakterületre bontva, a következő sorrendben vitatták meg az EKFP koncepcióját és tartalmát:

1. Elektronikai aktív alkatrészek programtervezete
2. Elektromechanikai alkatrészek programtervezete
3. Ipari egységesítés és ipari közös bázisok programtervezete
4. Elektronikai passzív alkatrészek programtervezete

Az MTESZ tagegyesületeinek szakértői alkotói közösséget vállaltak a Programmal, egyetértettek az abban kitűzött műszaki-gazdasági és politikai célokkal, a célok megvalósítására irányuló feladatokkal és ütemezéssel.

A Programmal való egyetértése és azonosulása mellett az MTESZ szakértői felhívják a döntést hozó párt- és állami szervek figyelmét arra, hogy a Program — súlypontilag annak a VI. ötéves tervidőszakra eső része — egy minimálprogramnak tekintendő, ezért a döntés során biztosítani kell minden feltételt, amely a maradéktalan végrehajtáshoz szükséges.

Az elektronika fejlődése annyira dinamikus, hogy minden, a kitűzött célhoz képest bekövetkező elmaradás, később behozhatatlanná válhat.

1980. június 2-án az MTESZ hat tudományos egyesületének szakemberei záróvitát tartottak az EKFP március 25. óta tartó társadalmi vitájáról, melyen egyhangúlag — ellenvélemény nélkül — a következő határozatokat hozták:

1. Az MTESZ tudományos egyesületei egyetértenek az Elektronikai Központi Fejlesztési Programban megfogalmazott alkatrészipari és részegységgyártó fejlesztéssel, és annak végrehajtását nélkülözhetetlennek tartják elektronikai iparunk fejlődése, továbbá a népgazdaság elektronizálódása szempontjából. Ennek megfelelően elfogadásra ajánlják az EKFP-t a felsőbb párt- és állami szervek számára.
2. Egyetértenek az EKFP-ben megfogalmazott azon koncepcióval is, hogy az elektronikai alkatrészipar fejlesztésén belül kiemelten kell kezelni
 - a mikroelektronikai alkatrészeket,
 - a berendezésorientált alkatrészeket és
 - a professzionális elektromechanikai és RC alkatrészeket.
3. Egyetértenek az EKFP azon megállapításával, hogy elektronikai alkatrésziparunk kívánt színvonalú fejlesztése csak állami segítséggel és hozzájárulással valósítható meg.
4. Az MTESZ tudományos egyesületei súlyosnak ítélik azt a helyzetet, hogy öt esztendő sem volt elegendő az 1975-ben megfogalmazott társadalmi állásfoglalásban felvetett elektronikai alkatrészipari problémák megoldásához. Azonnal és megoldást hozó döntést tartanak szükségesnek.

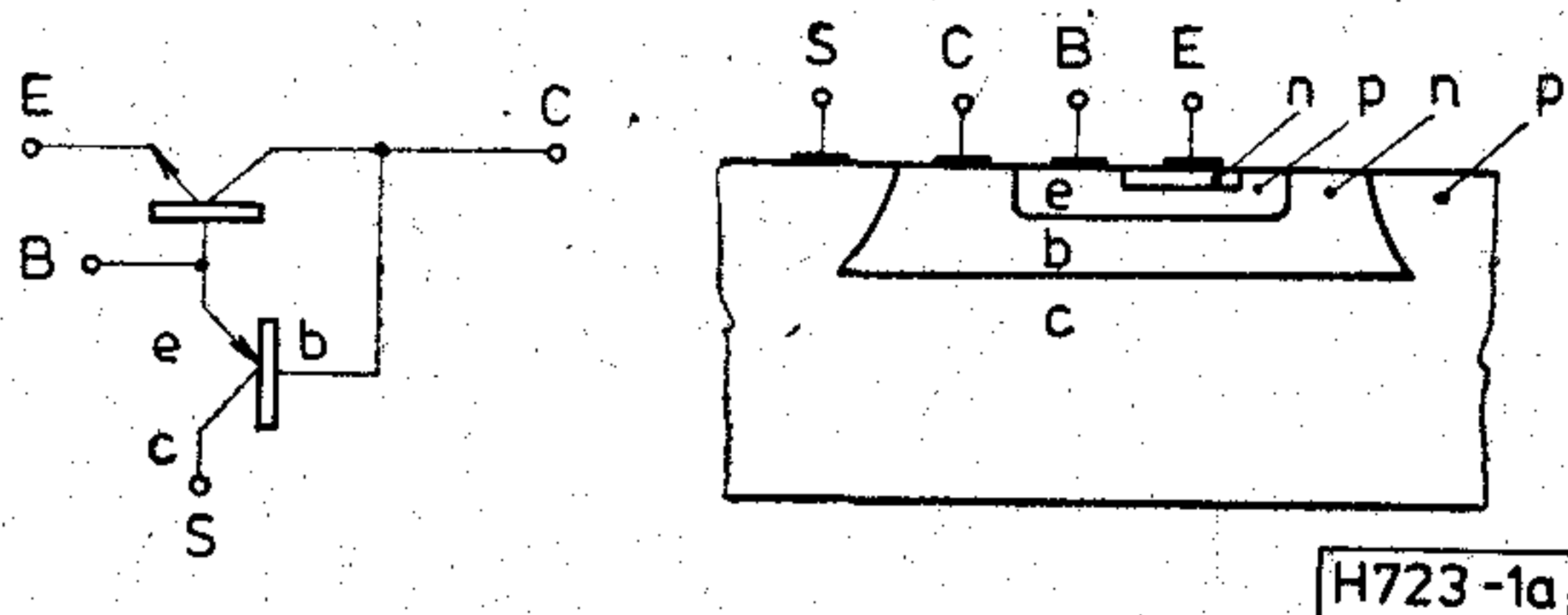
Félvezető rétegek soros ellenállásának szerepe és vizsgálata az adalékeloszlás mérése alapján

DR. GOTTWALD PÉTER
BME Elektronikus Eszközök
Tanszék

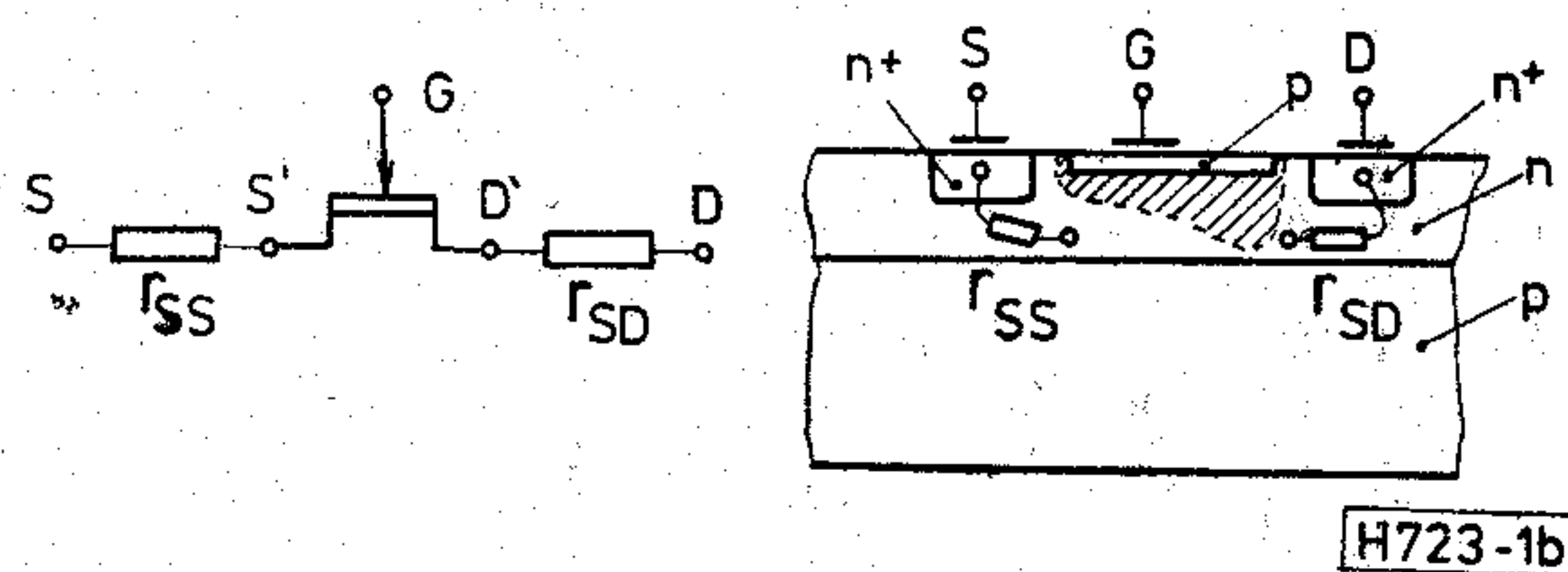
A félvezető eszközök tulajdonságait az adalékatomok eloszlása döntően befolyásolja. Az adalékeloszlástól függ néhány parazita elemnek, mint például a p-n átmenetekhez kapcsolódó kristályréteg soros ellenállásnak a nagysága is. Ebben a cikkben a Budapesti Műszaki Egyetemen kifejlesztett adalékeloszlásmérő berendezés egy kiegészítő egységét ismertetjük, amely az adalékeloszlásból kiindulva határozza meg egy kristályréteg közelítő soros ellenállását. Ez a mérés szeleten levő eszközön is elvégezhető, mert a mérőfrekvencia alacsony, míg pl. ha a lezárt átmenet kapacitásának jósági tényezőjéből következtünk a soros ellenállás nagyságára, méréstechnikai okokból rendszerint igen magas mérőfrekvenciát kell alkalmaznunk.

1. Bevezetés

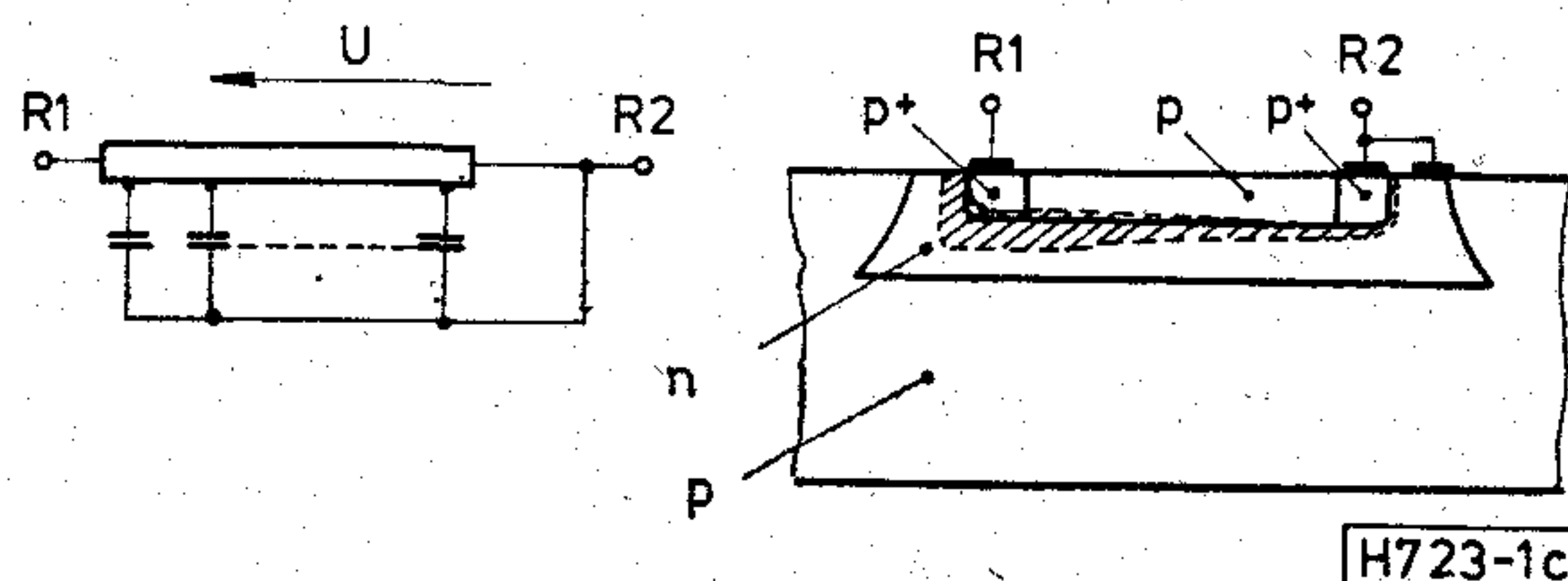
A félvezető eszközök előállítása során általában mindig létrejönnek nem tervezett, ún. parazita áramköri elemek is. Így például egy integrált áramköri bipoláris tranzisztorral mindig összekapcsolódik egy nem kívánt komplementer tranzisztor is, és egy tervezérlésű tranzisztor csatornáját rendszerint csak egy-egy soros ellenállásként megjelenő, nem vezérelt csatornaszakaszon keresztül tudjuk az áramkörbe iktatni. Integrált áramköri ellenállásainkat mindig terheli egy elosztottan jelentkező rétegkapacitás, és a p-n átmenethez — az „átszúrás” esetét kivéve — soha sem férhetünk hozzá közvetlenül, csupán egy kristályréteg soros ellenállásán keresztül. A felsorolt eseteket mutatjuk be az 1/a, b, c, d ábrákon.



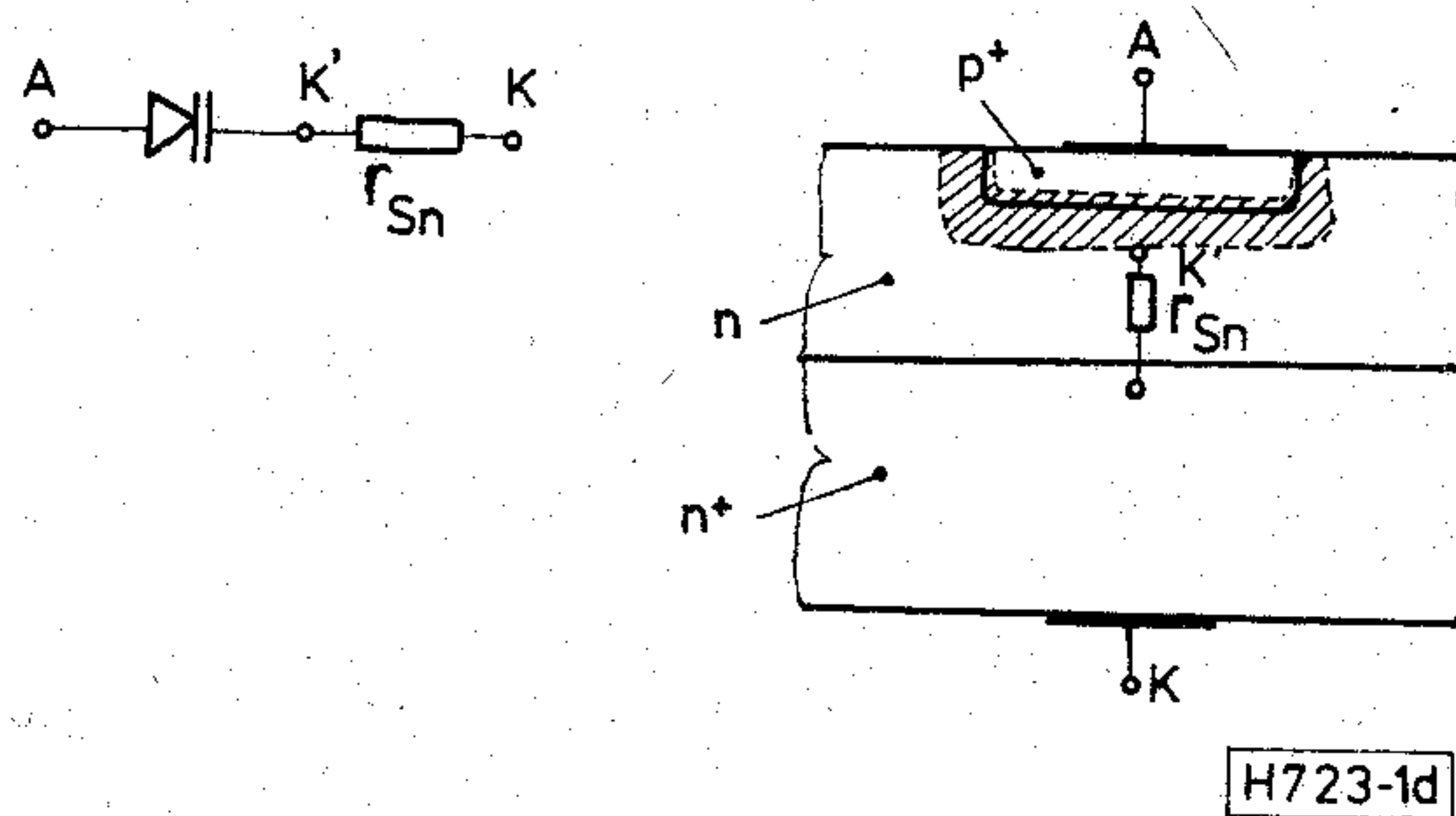
1a ábra. IC tranzisztorhoz kapcsolódó parazita tranzisztor



1b ábra. Vezéreltlen csatornaszakaszok ellenállása JFET tranzisztorban



1c ábra. Parazita kapacitás IC ellenállás mentén



1d ábra. Planáris dióda soros ellenállása záróirányban

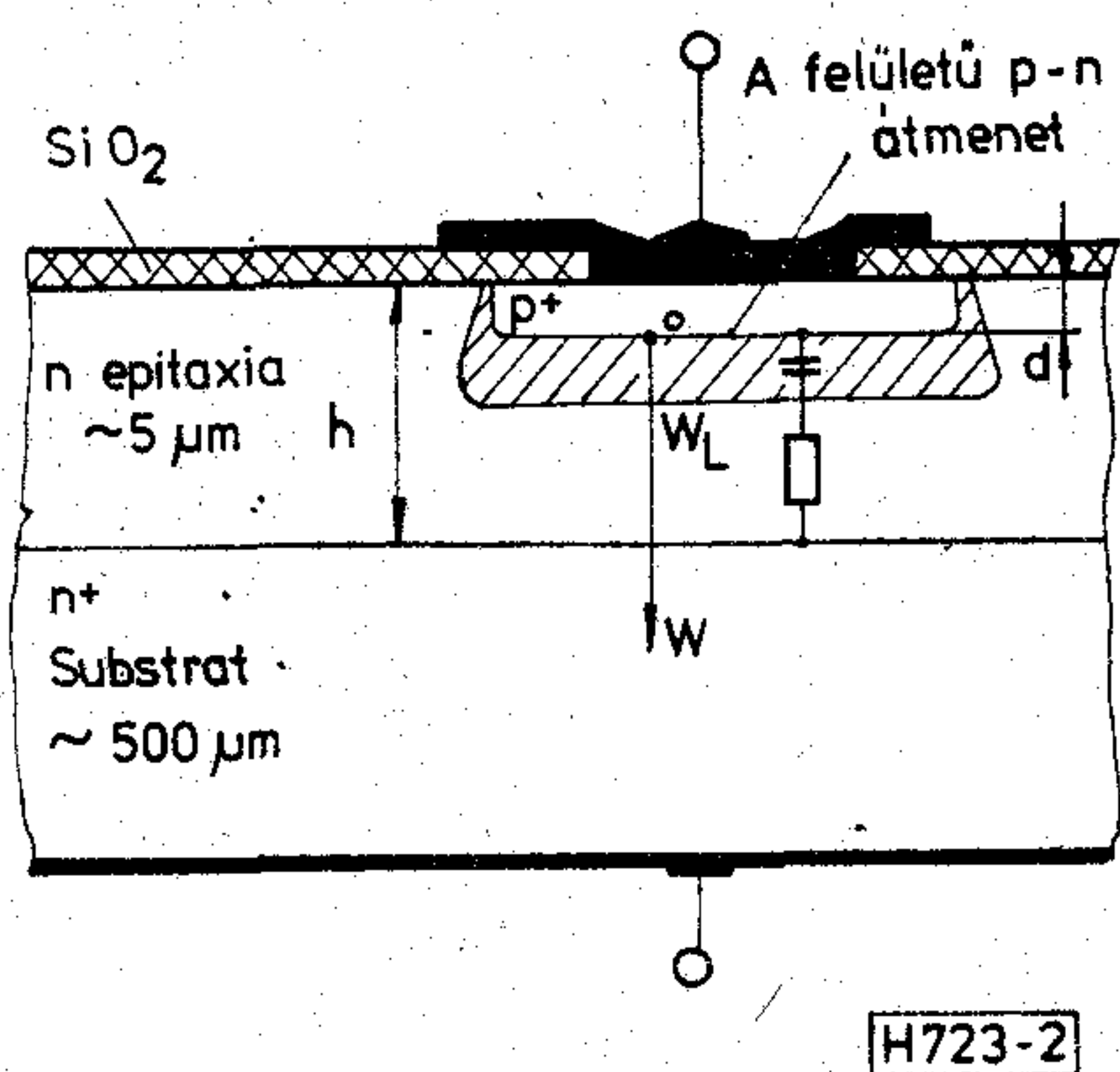
Az áramköri elemek konstrukciójánál arra kell törekedni, hogy a parazita elemek az „alap”-eszköz működését csak kevésbé befolyásolják. Emellett a félvezető eszközöket tartalmazó áramkörök kialakításában általában tekintetbe kell venni ezeknek a nem szándékosan jelenlevő elemeknek a hatását is.

2. A félvezető kristályréteg soros ellenállásának szerepéről

A bipoláris eszközökben az egyik legáltalánosabban jelentkező parazita elem a kristályréteg soros

ellenállása. Ennek eredetét mutatja be egy záróirányban előfeszített planáris kivitelű p-n dióda met-szetén a 2. ábra.

Ez a soros ellenállás nagy nyitóirányú áramoknál linearizálja az egyébként exponenciális jellegű I-U karakterisztikát, záróirányban pedig elrontja a differenciális kapacitásként viselkedő dióda jósági tényezőjét. A jósági tényező romlása hátrányos azoknál az eszközöknél, ahol éppen a p-n átmenet elektromosan változtatható kapacitását hasznosítják. (Pl. kapacitás- vagy varikap-diódák, amelyeket legtöbbször rezonáns körök hangolására használnak.) Ha viszont a változó kapacitású diódát valamely nagyfrekvenciás áramkörben szabályozott elemként alkalmazzuk, sokszor okoz gondot, hogy a kapacitás változása mellett a dióda soros ellenállása is változik. Ilyen probléma léphet fel pl. egy automatikus kiegyenlítésű kapacitásmérő hídban, amelynek egyik ágában kiegyenlítő kapacitásként kapacitásdiódát alkalmazunk [1].

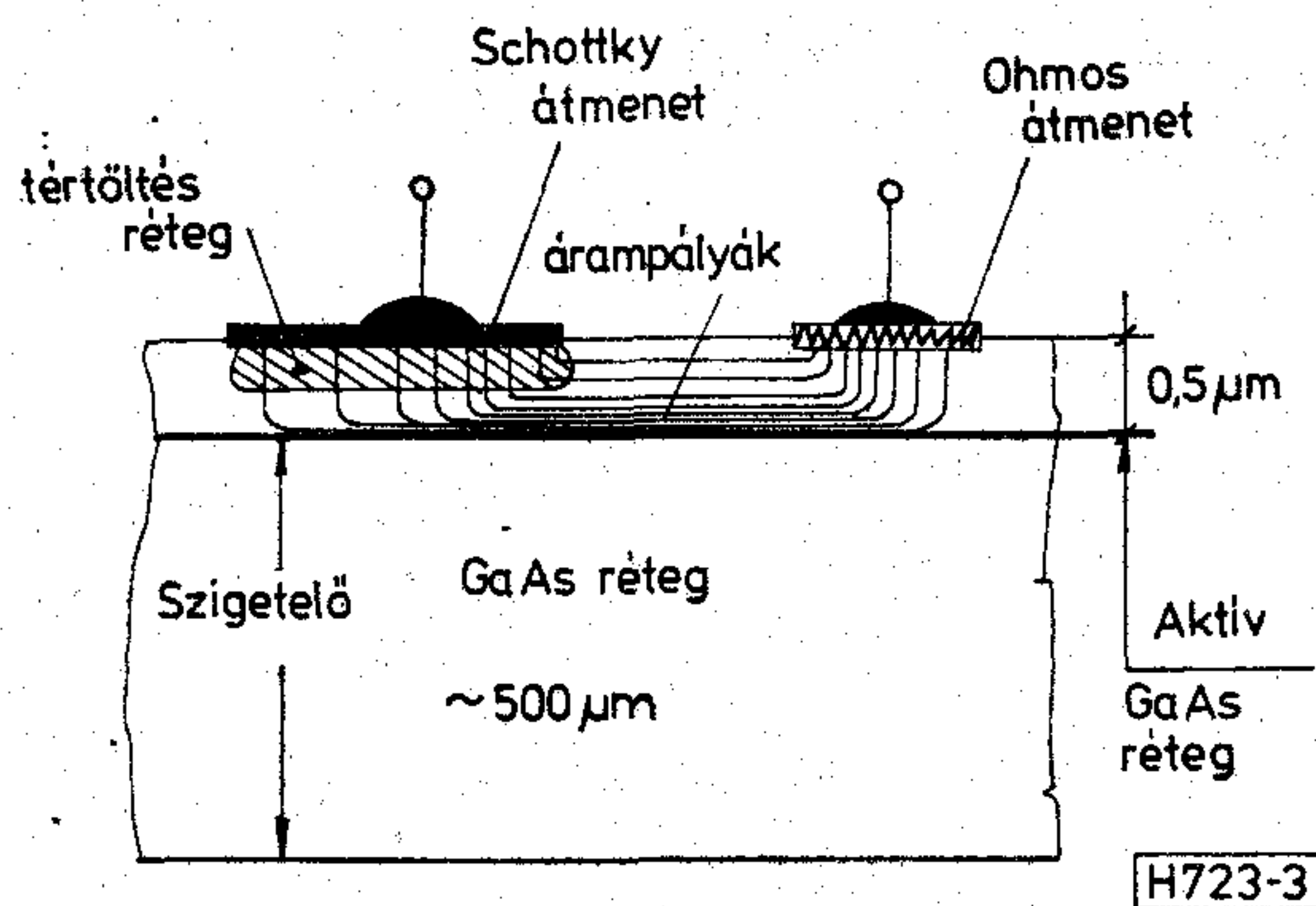


2. ábra. Áramutak igen vékony epitaxiális rétegben létrehozott Schottky diódában

A mikrohullámú technika speciális kivitelű változó kapacitású diódákat is alkalmaz, parametrikus erősítésre. Ezen diódák soros ellenállása az erősítő saját zajának túlnyomó részét adja, s így jelenléte kifejezetten káros. A félvezető rétegellenállás sok alapvető fontosságú mérési feladat megoldását is megnehezíti. Ismeretes pl., hogy egy félvezető réteg adalékeloszlása a rajta létrehozott p-n (vagy Schottky-) átmenet tértöltés-kapacitásának feszültségfüggéséből meghatározható [2], [3].

Gyakran fordul elő, hogy a vizsgálandó struktúra egy igen vékony (pl. 1 μm-nél vékonyabb) epitaxiális réteg, amelyet egy nagy fajlagos ellenállású hordozóra növesztettek. (Ilyen struktúrában alakítják ki a legtöbb mikrohullámú GaAs eszközt.) Az adalékeloszlás meghatározására ilyenkor egy planáris kivitelű Schottky-diódát alakítanak ki. A 3. ábrán látható jelentős és különböző hosszúságú áramutak miatt nehéz elkülöníteni a mérhető impedanciából a rétegek kapacitás tényleges értékét. Így az adalékeloszlás meghatározása nehezebbé és pontatlanabbá válik [4].

A felhozott példák alátámasztják a soros ellenállás mérés útján történő meghatározásának jelentőségét. A mérési módszerek a feladat jellegétől függően eltérőek lehetnek. (Pl. [5].)



3. ábra. Planáris Si varikap dióda vázlatos szerkezete

Ez a cikk a planáris dióda-struktúrák (pl. varikap-diódák) soros ellenállásával arányos mennyiség mérésével foglalkozik. Az ismertetésre kerülő berendezéssel pl. egy varikap-dióda gyengébben adalékolt oldalán egy tetszőlegesen kiválasztott kristályréteg által képviselt ellenállás megvizsgálható.

3. A mérés elméleti alapjai

Vékony epitaxiális rétegben létrehozott, elegendően nagy felületű planáris p-n átmenetnél — ilyen pl. egy planáris Si varikap-dióda szerkezete — a szélhatások elhanyagolása kevés hibát okoz. Ez a hatás egyébként figyelembe vehető [6], de ha indokolt esetben elhanyagoljuk, számításaink jelentősen egyszerűsödnek. A 2. ábra jelöléseivel ekkor az A felületű, h vastagságú epitaxiális rétegben d mélységben létrehozott p-n átmenet alatt a keletkező soros ellenállás:

$$r_s = \frac{1}{q \cdot A} \cdot \int_{w_L}^{h-d} \frac{dw}{N(w) \cdot \mu(w)} = \frac{1}{q \cdot A \cdot \bar{\mu}} \int_{w_L}^{h-d} \frac{dw}{N(w)} \quad (1)$$

Itt w_L a tértöltésréteg feszültségfüggő vastagsága a gyengén adalékolt oldalon, $N(w)$ pedig az átmenet síkjától számított mélység (w) függvényében változó adalékkoncentráció. q az elektron töltése, μ pedig a töltéshordozó mozgékonyosság. Bár a mozgékonyosság általában az adalékkoncentráción keresztül függ a helytől is, olyan esetekben, amikor a soros ellenállást (1) alapján értékeljük ki, rendszerint helyfüggetlen, átlagosmozgékonyosság-értékkel ($\bar{\mu}$) számolunk. Az átmenet ellenkező oldalán adódó soros ellenállást azért hanyagoltuk el, mert a p-n átmenet rendszerint sekély diffúzióval készül ($d \ll h$), és mert rendszerint ezen az oldalon sokkal magasabb az adalékkoncentráció. (Némileg ellene szól az elhanyagolásnak, hogy ezen az oldalon viszont általában sokkal kisebb μ értéke, mint a másik — rendszerint n típusú — rétegben.) Varikap-diódák optimális kialakításánál nemcsak a kapacitás feszültségfüggésére kell figyelmet fordítani, hanem a soros ellenállás nagyságára és változására is [7].

Segítséget jelent a fejlesztés fázisában, ha lehetőség van annak kiértékelésére, hogy egy, az átmenet alatt tetszőlegesen kiválasztott profilszakasz milyen mértékben járul hozzá a teljes soros ellenálláshoz.

Ez az alábbi mennyiség mérését jelenti:

$$S = \int_{w_L}^{w_H} \frac{dw}{N(w)}. \quad (2)$$

A kiválasztott profilszakaszt a w_L és w_H koordinátákkal jellemzett síkok fogják közre. A (2) szerinti S mennyiség mérését teszi lehetővé az általunk kifejlesztett adalékeloszlás-mérő berendezés egy részegysége, amelyet most ismertetünk.

4. Az áramkör működési alapelve

A berendezés alapvető része az adalékeloszlásmérő-egység, amelynek ismertetése [1]-ben megtalálható. A működést ezért itt csak vázlatosan érintjük.

A megvizsgált struktúra (Schottky- vagy p-n átmenet) zárófeszültsége kb. 2 perc alatt végigfut egy beállított kezdő- és végérték között. Eközben a tértöltésréteg széle az átmenet síkja felől a szubsztrátum felé mozog. Ezalatt folyamatosan létrejön a tértöltésréteg szélének az átmenet síkjától mért távolságával arányos feszültség, valamint egy, az adalékkoncentrációnak ezen a helyen felvett értékével is összefüggő feszültség:

$$U_w = \text{Konst}_1 \cdot w, \quad (3a)$$

$$U_T = \text{Konst}_2 \cdot N(w) \cdot w^3. \quad (3b)$$

Ezek képezik a berendezés analóg aritmetikai egységének bemenő jeleit, amelyekből az előállítja az x - y rajzoló vezérlő, w -vel és $(\lg N(w))$ -vel arányos feszültséget, illetve az elektronikusan integrálandó

$$U_v = \text{Konst}_3 \cdot \frac{1}{N(w)} \quad (4)$$

feszültséget.

Az integrálásnak a w változó szerint kell megtörténnie, beállítható w_L és w_H értékek között. Mivel azonban a profil mérése közben az idő függvényében változó U_v és U_w feszültségek állnak rendelkezésre, az áramkör az integrálást az időtartományban végzi el, a következő módon. Az U_v feszültséggel áramgenerátort vezérlünk, amelyek áramát minden olyan időpillanatban τ ideig rávezethetjük egy integráló kapacitásra, amikor a tértöltésréteg széle w_L és w_H értékek között áthaladván éppen

$$\Delta w = \frac{w_H - w_L}{10} \quad (5)$$

értékkel tovább tolódott.

A profilszakasz átpásztázása közben az integráló kapacitás így

$$U_c = \text{Konst} \cdot \frac{1}{w_H - w_L} \cdot \int_{w_L}^{w_H} \frac{dw}{N(w)} \quad (6)$$

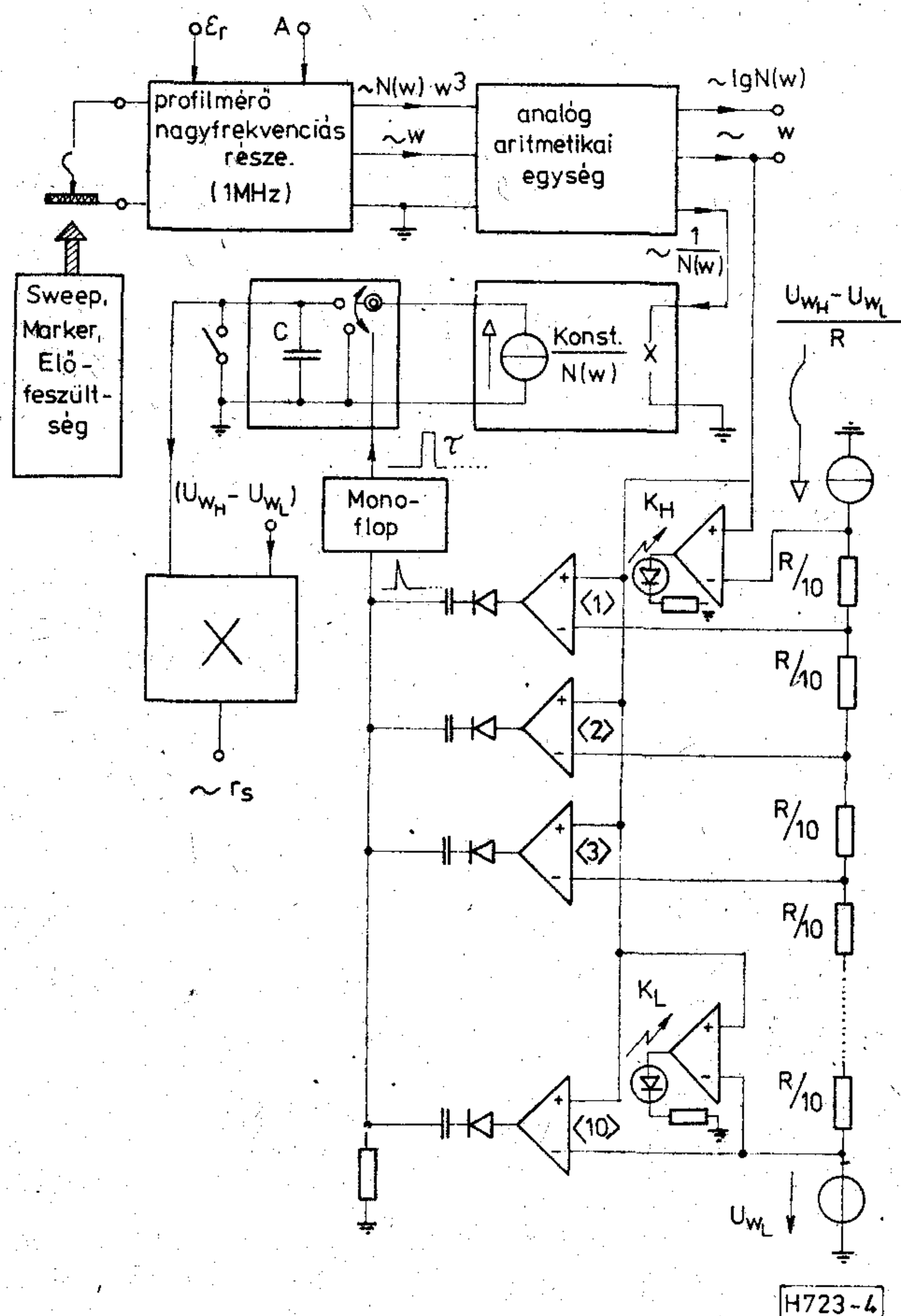
feszültségre töltődik fel. (Ez érthető, hiszen az integrálközelítő összeg egy tagja $w/N(w_i)$ helyett $\tau/N(w_i)$ -vel arányos. Míg w (5) szerint $(w_H - w_L)$ -l arányos, addig τ az integrálközelítő összeg minden tagjában mindig ugyanakkora, függetlenül az in-

tegrálási intervallum szélességétől.) (2)-höz hasonló eredményt akkor kapunk, ha az integráló kapacitás U_c feszültségét a mindenkor $(w_H - w_L)$ -l arányos mennyiséggel megszorozzuk:

$$U'_c = U_c \cdot (w_H - w_L) = \text{Konst} \cdot \int_{w_L}^{w_H} \frac{dw}{N(w)} \sim S. \quad (7)$$

5. A feladat áramköri megoldása

A megvalósított áramkör működését a 4. ábrán követhetjük nyomon. Az adalékeloszlásmérő-egységgel az adalékprofil tetszőleges pontját izoláltan is megmérhetjük. Ekkor a vizsgált struktúra előfeszültsége egy előre beállított, időben nem változó érték. Ily módon kikereshető, milyen előfeszültség-értékekhez tartozik a profilnak az a w_L és w_H értékpárral közrezárt része, amelyet éppen vizsgálni szeretnénk. A határpontok izolált mérésekor előáll a w_L és w_H -nak megfelelő U_{w_L} és U_{w_H} feszültség. A 4. ábrán található 10 tagú ellenálláslánc alsó pontjának feszültségét U_{w_L} -re kell állítani, amelynek megtörténtét a K_L jelű komparátor jelzi. A felső pont feszültsége pedig U_{w_H} -ra állítandó, a lánc áramának szabályozásával. Ez a beállítás K_H jelű komparátorral ellenőrizhető. A C integráló kapacitás előzetes kiűtése után elindítva egy olyan profilszakasz mérését, amely a soros ellenállás szempontjából vizsgál-



4. ábra. Soros ellenállás mérése az adalékprofil felhasználásával

landó réteget magában foglalja, az $\langle 1 \rangle \langle 2 \rangle \langle 3 \rangle \dots \langle 10 \rangle$ komparátorsorozat egymás után indítani fogja a $\text{Konst}/N(w)$ forrásáramú áramgenerátort kapuzó monostabil multivibrátort.

Az áram tehát minden olyan időpillanattól kezdődően τ időtartamig tölteni fogja a C kapacitást, amikor a kiürített réteg széle — a kijelölt intervallumon áthaladván — éppen Δw értékkel tovább tolódott.

Az integráló kapacitás így fokozatosan feltöltődik, s a végfeszültség értékét kb. 10 sec-ig meg is őrzi, hogy a kiértékelés megtörténhessen.

A profilszakasz soros ellenállásával arányos feszültséget egy szorozó áramkör kimenetén kapjuk meg, mivel (7) szerint a kapacitás feszültségét még $(U_{wH} - U_{wL})$ értékkel meg kell szorozni.

6. Értékelés

A félvezető eszközök előállításának folyamatában fontos ellenőrző mérés az adalékeloszlás vizsgálata. Számos esetben döntő fontosságú az is, hogy egy változó adalékeloszlású félvezető réteg mekkora soros ellenállást képvisel.

Varikap-diódák esetében pl. a soros ellenállás nagysága és változása éppoly fontos eszközparaméter, mint maga a rétegkapacitás. A varikap-diódák jósági tényezője még 100 MHz frekvencián is 100 nagyságrendjében van, ezért a jósági tényező (vagy maga a soros ellenállás) alacsony frekvencián nagyon

nehezen mérhető. A gyártás közbeni, szeleten való mérés azonban 100 MHz körüli mérőfrekvencián nem megoldható. Ezért lehet nagy jelentősége a soros ellenállás szeleten kialakított struktúrában történő vizsgálatának, amely az ismertett áramkörrel az adalékeloszlás felvételével egy időben megtörténhet.

A szerző köszönetét fejezi ki a feladat kitűzéséért Huszka Zoltán okl. villamosmérnöknek, valamint Dr. Ambrózy András professzornak a megvalósítás során nyújtott értékes együttműködésért.

I R O D A L O M

- [1] Dr. Gottwald Péter—Dr. Ambrózy András: Adalékeloszlás mérése vékony GaAs és Si epitaxiális rétegekben. Híradástechnika XXX/11—12, 363—366 old. 1979.
- [2] C. Opdorp: Evaluation of doping profiles from capacitance measurements. Sol. State. El. Vol. 11, pp. 397—406., 1968
- [3] Szentpáli B.: Félvezető rétegek adalékprofiljának mérése szolgáló készülékek. Híradástechnika XXIX/11., 321—352. old., 1978
- [4] J. D. Wiley—G. L. Miller: Series Resistance Effects in Semiconductor C-V Profiling, IEEE Tr. on ED., Vol. ED-22, No. 5. pp. 265—272., 1975
- [5] Gottwald P.: Változó kapacitású diódák soros ellenállásának mérése 330 MHz-en. II. Országos Méréstechnikai Konferencia, Budapest. 293—304. old., 1969
- [6] J. A. Copeland: Diode edge effect on doping-profile measurements, IEEE Tr. on E. D., Vol. ED-17., No. 5., pp. 404—407., 1970
- [7] G. Motál—B. Balogh: Optimization of varicap diode design, Sol. State El., Vol. 20., pp. 159—161., 1977

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL*

A múlt év ősze óta kísérlet alatt áll a kábeltelevízió, a világ első vizuális, információs rendszere. Az újszerű optikai kommunikációs technikát, nevezetesen az üvegszálkábelt alkalmazzák, ezért az elnevezés is „Higashi Ikomea Visual Information System”, vagy röviden „Hi-Ovis”. A Hi-Ovis számítógéppel és videokészülékekkel összeköttetésben, számos optikai-vizuális információ elérését teszi lehetővé a kísérlet résztvevőinek. A tv-műsorok egyéni összeállítása „videopult”-ról történik, a videoszalagra felírt mozi- és tv-filmek elektronikus lehívásával. A napi újság újfajta távmásolósegítségével automatikusan jut el, amihez egy alkalmas terminálra van szükség. Audiovizuális kétutas kommunikáció speciális visszacsatolási segítségével lehetséges. Ezen keresztül tud a néző kamerák és mikrofonok segítségével a futó műsorokba közvetlenül bekapcsolódni. Az egyutas kommunikáció terén is igen sokrétűek az információs lehetőségek: a néző tájékozódhat pl. az időjárásról, rövid híreket hallhat a kultúra, a sport, politika stb. területéről. Másodpercek alatt tájékozódhat a vonatok, ill. repülőgépek menetrendjéről. Az új tv-rendszer kommunikációs kapacitása lényegesen nagyobb, mint az eddig használtaké, mivel koaxiális kábel helyett üvegszálkábelt alkalmaznak. Az utóbbinál egyidejűleg több mint száz televízióműsört lehet sugározni.

(Elektronik, 1979. máj. [663])

*

A Svéd Műszaki Fejlesztési Tanács (STU) közlése szerint két új segédeszközt vezetnek be a vakok közlekedésének megkönnyítése érdekében. Az egyik rendszer (melyet áruházakban

* Válogatás a Kohó- és Gépipari Tud. Informatikai és Ipargazdasági Közp. információs anyagából.

kívánnak alkalmazni) az AB Nivákontroll cég által kifejlesztett navigációs segédeszköz működési elvén alapul. Ez szűk, nehezen hajózható víziutak fenekén lefektetett vezető kábelekből sugárzott jelekkel és a hajón felszerelt vevőkészülékekkel segíti a pontos iránytartást rossz látási viszonyok esetén. Az áruházban a vezetőkábelt a padlóban helyezik majd el; a használatnál levő vevőkészülék diszkrét jeleket ad, amíg útvonala meghatározott túrúren belül megfelel a kijelöltnek és figyelmeztető jelet, ha arról letér.

A lézeres sétatálcát a Nemzeti Védelmi Kutatóintézet (FOA) fejlesztette ki. A pálcát szemmel nem látható lézergyárakat bocsát ki és a 2 m-nél kisebb távolságban levő szilárd testekről visszavert sugár vétele esetén figyelmeztető jelet ad. A pálcából egyelőre 1000 darabot kívánnak gyártani, ha a svéd állami szervektől erre megfelelő anyagi támogatást kapnak.

(Wireless World, 1979. júl. [664])

*

Franciaországban váratlan gyorsasággal állnak át a fél-elektronikus telefonközpontokról a teljesen elektronikusokra. A francia postai beruházásokban az idevonatkozó beruházások részesedése 1978—1980 között 50%-ról 95%-ra emelkedik. A francia híradástechnikai ipart ennek érdekében átszervezték. Mivel a teljesen elektronikus telefonközpontok előállításához sokkal kevesebb munkaerő szükséges, így azonos forgalom mellett a francia híradástechnikai vállalatoknak 15 000 főt kellene elbocsátaniuk. A kedvezőtlen szociális kihatások megelőzésére az exportot igyekeznek növelni. Az exportüzlet szempontjából a piacot két részre lehet osztani. Az egyik csoportba tartoznak a nagy piacok, mint Brazília, Mexikó, Indonézia, India, Malaysia és Kolumbia, ahol műszaki színvonaluk miatt a CIT-Alcatelnek lehetnek kilátásai, a második csoportba tartoznak azok az országok, amelyek távbeszélőhálózatukat kis lépésekben kívánják modernizálni. Ez utóbbiaknál a francia híradástechnikai exportnak jó lehetőségei vannak.

(Nachrichten für Aussenhandel, 1979. márc. [665])

^ (Folytatás a 220. oldalon)

Az I²L kapu modellezése a TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program segítségével

RANG, TOOMAS
BME Elektronikus Eszközök
Tanszéke

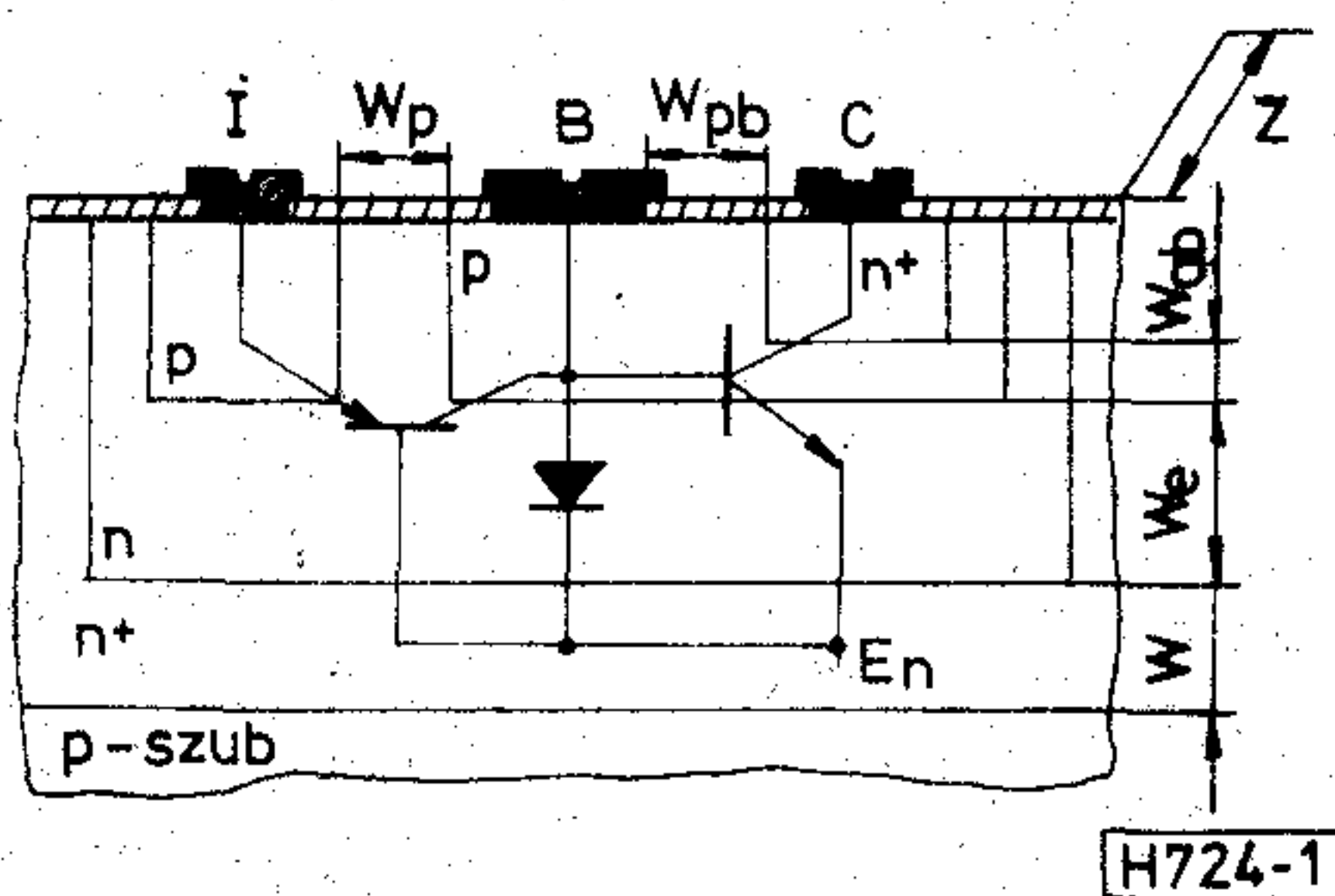
Az első publikációk [1, 2] és a későbbi áttekintő publikációk [3, 4] óta számos közlemény jelent meg az I²L modellezésének problémáival kapcsolatban [5...7].

Olyan modellt dolgoztunk ki, amely a [8]-ban közölt modellen alapul. A TRANZ-TRAN nemlineáris áramkör-analízis programmal [9] végzett vizsgálat első részében a DC jellemzőket, pontosabban az I²L kapu transzfer karakterisztikájának különféle fizikai és technológiai paramétereiktől, valamint hőmérséklettől való függését vizsgáltuk.

Az I²L kapu modellje

A [8]-ban leírt diódás helyettesítő kép elég bonyolult, és ezért kisszámítógéppel nem analízálható. Abból a célból, hogy az I²L kaput gyorsan és kisszámítógéppel is lehessen modellezni, kidolgoztuk az I²L kapu egyszerűsített, tranzistoros helyettesítő áramköri modelljét (1. ábra).

Hasonló modellek az irodalomban is találhatók, azonban azokat általában egy konkrét célra, pl. ionimplantációval készített I²L kapu optimalizálására [10] vagy a technológiai eljárás modelljének vizsgálatára [11] dolgozták ki. E közleményben ismertetett modellt az I²L kapu transzfer karakterisztikájának a különböző fizikai és technológiai paramétereiktől való függése vizsgálatára dolgoztuk ki. A vizsgálandó struktúra megegyezik a [8]-ban közölt struktúrával, de a modell a következőkben tér el:



1. ábra. Az I²L kapu tranzistoros helyettesítő képi modellje

1. Az npn vertikális részt egy npn tranzisztor képviseli, amelynek árama a diódás modell aktív bázisában folyó áram.

2. A pnp laterális részt egy pnp tranzisztor képviseli, amelynek árama a diódás modell laterális tranzistora bázisáramának laterális komponense.

3. A diódás modell passzív bázisában folyó áramokat egy külön diódával vesszük figyelembe, amelynek árama a passzív bázisban folyó áramkomponensek összege.

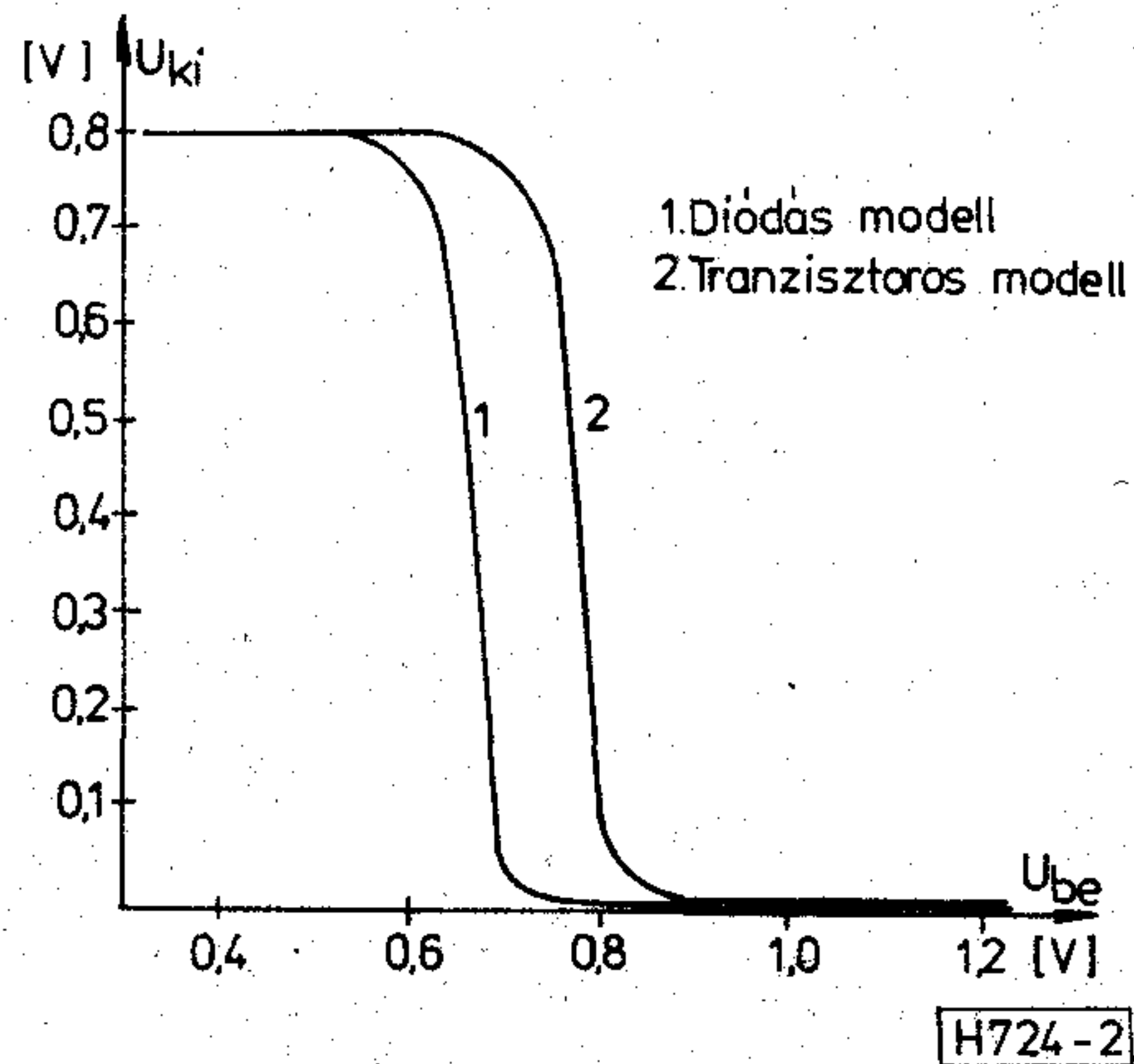
4. Nem vesszük figyelembe az injektor vertikális áramkomponensét.

5. Elhanyagoljuk az elosztott bázisellenállást.

A 2. ábrán a diódás modellel számított [8] és a tranzistoros modellel számított transzfer karakterisztikák összehasonlítása látható. Mint látjuk, az eltérés kb. 0,1 V. A számításhoz felhasznált adatok a következők: $w_{epi} = 5 \cdot 10^{-6}$ m, $w_p = 0,5 \cdot 10^{-6}$ m, $w_{ab} = 0,5 \cdot 10^{-6}$ m, $w_{pb} = 10^{-6}$ m, $N_{AS} = 10^{25}$ m⁻³, $N_{epi} = 10^{22}$ m⁻³, $Z = 10^{-5}$ m, $v_{ox} = 7,5 \cdot 10^2$ m/s, $v_{nn+} = 0,2$ m/s, $D_p = 3 \cdot 10^{-4}$ m²/s, $D_n = 6,5 \cdot 10^{-4}$ m²/s, $\tau_n = \tau_p = 10^{-7}$ s, $T = 298,16$ °K. Az eltérés két fő okból származtatható.

1. Az elosztott paraméterű diódás modell helyett három eszközből összetett modellt használunk.

2. Az $I = I_0 \exp(U/m_T - 1)$ diódaegyenletben minden eszközre $m = 1,15$, ami eltér a [8]-ban leírt modelltől.

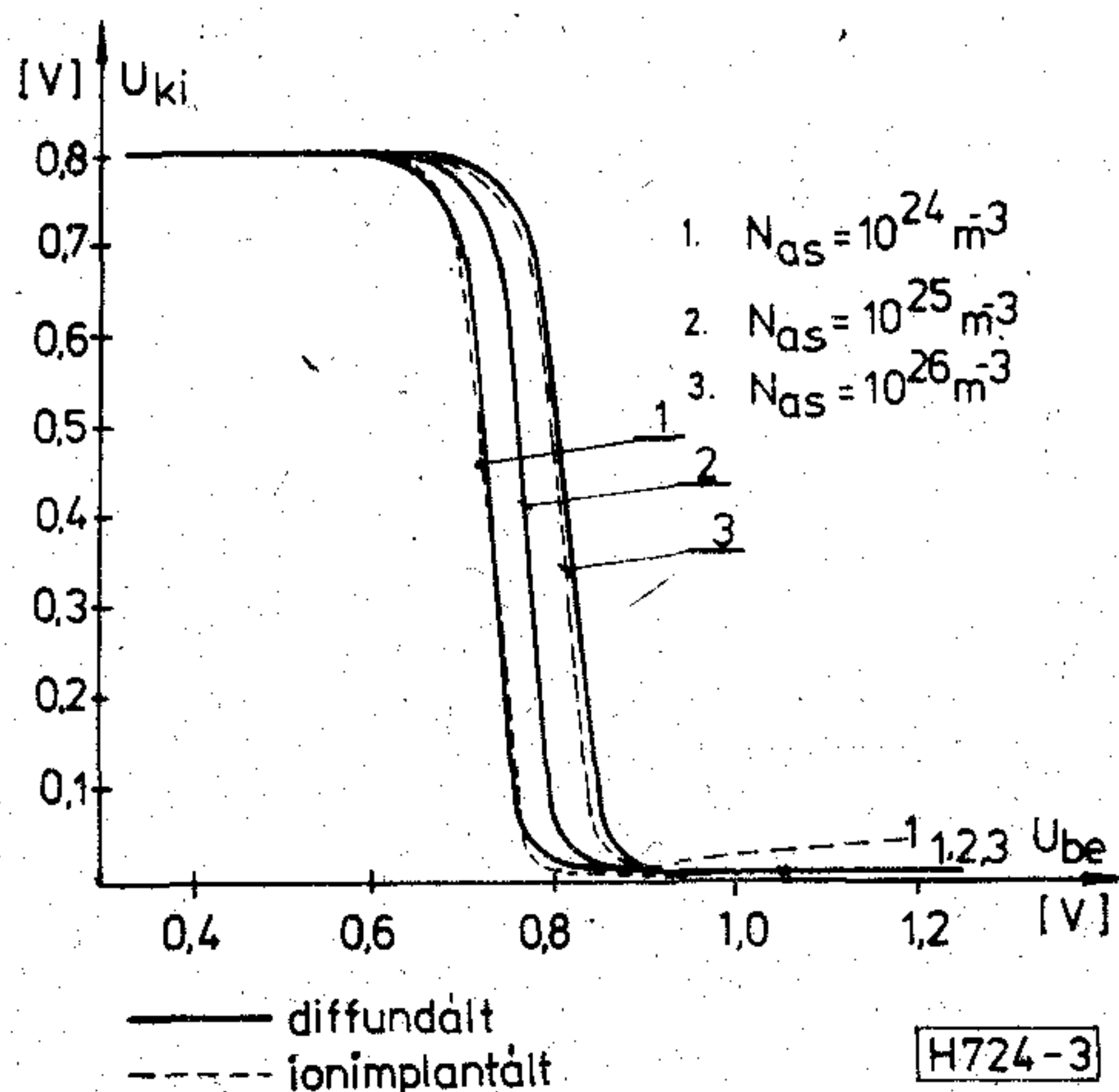


2. ábra. Az I²L kapu tranzistoros és diódás helyettesítő képi modelljével kapott transzfer karakterisztikák összehasonlítása

Beérkezett: 1980. II. 14.

A számítási eredmények magyarázata

Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése a bázis felületi koncentrációjától a 3. ábrán látható. Ebben a modellben ugyanolyan ionimplantált eszközt modelleztünk, mint amilyen [8]-ban szerepel. Ezért ezt a modellt közelebbről nem ismertetjük. Az ábrán a szaggatott vonal az ionimplantációval készített eszközre vonatkozik.

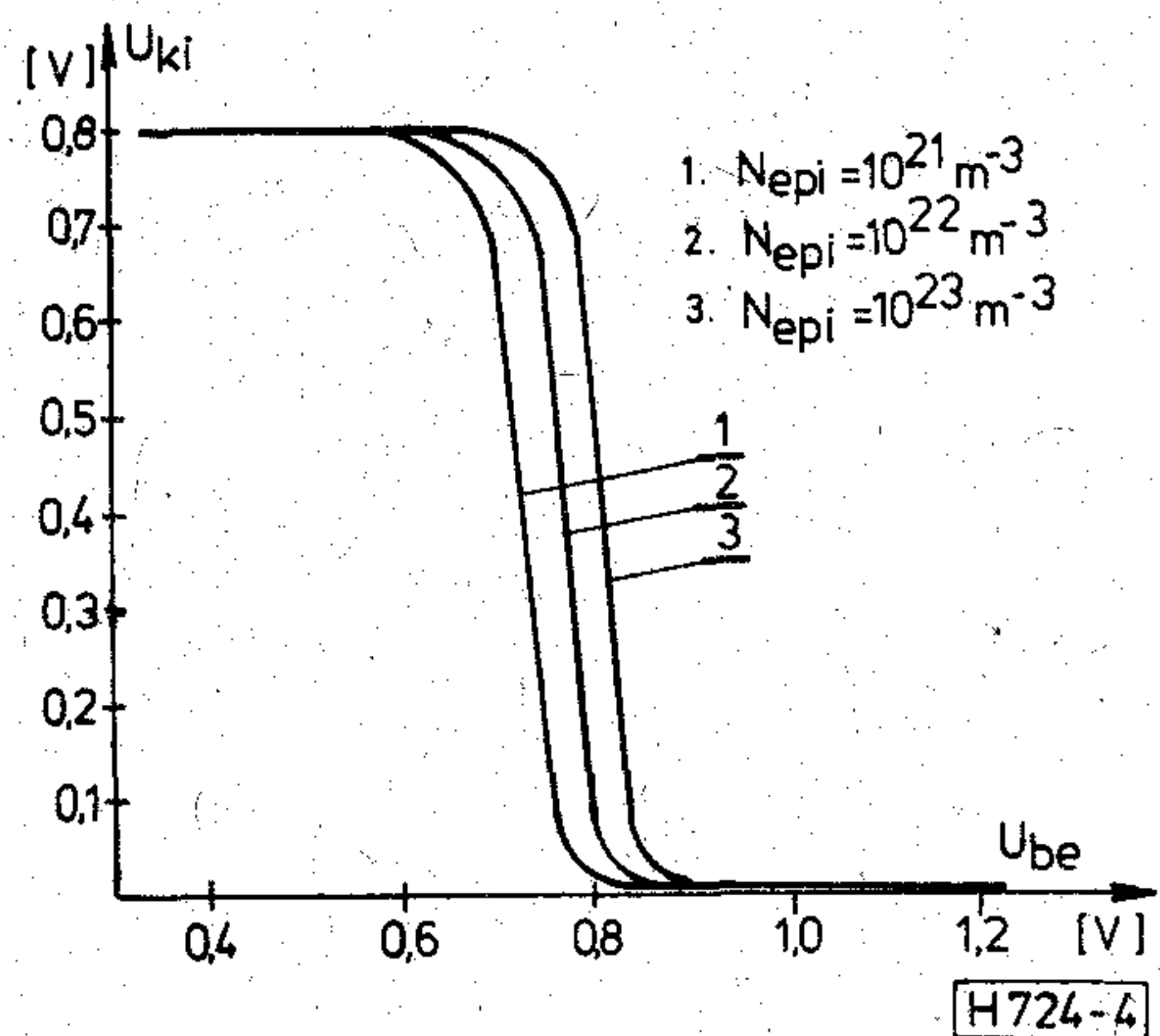


3. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése a bázis felületi koncentrációjától (N_{as})

Mint látjuk, a felületi koncentráció elég erősen befolyásolja az I²L kapu transzfer karakterisztikáját. Minél nagyobb a bázis felületi koncentrációja, annál nagyobb a bázisintegrál, és annál kisebb az I²L kapu aktív bázisában (npn vertikális tranzisztor) folyó áram. Minél kisebb az aktív bázisban folyó áram, annál nagyobb bemenő áramot és bemenő feszültséget kell biztosítanunk, hogy az I²L kapu npn tranzisztorát át tudjon kapcsolni.

Az ionimplantált bázisú I²L kapuban nagyobb N_{as} esetén tudjuk az átkapcsolást korábbra hozni, aminek az az oka, hogy $\alpha_{npn}^n > \alpha_{npn}^i$. Ugyancsak a diffundált eszközben a nagy N_{as} esetén a bázisban levő fékező tér nagyobb, mint kisebb N_{as} esetén.

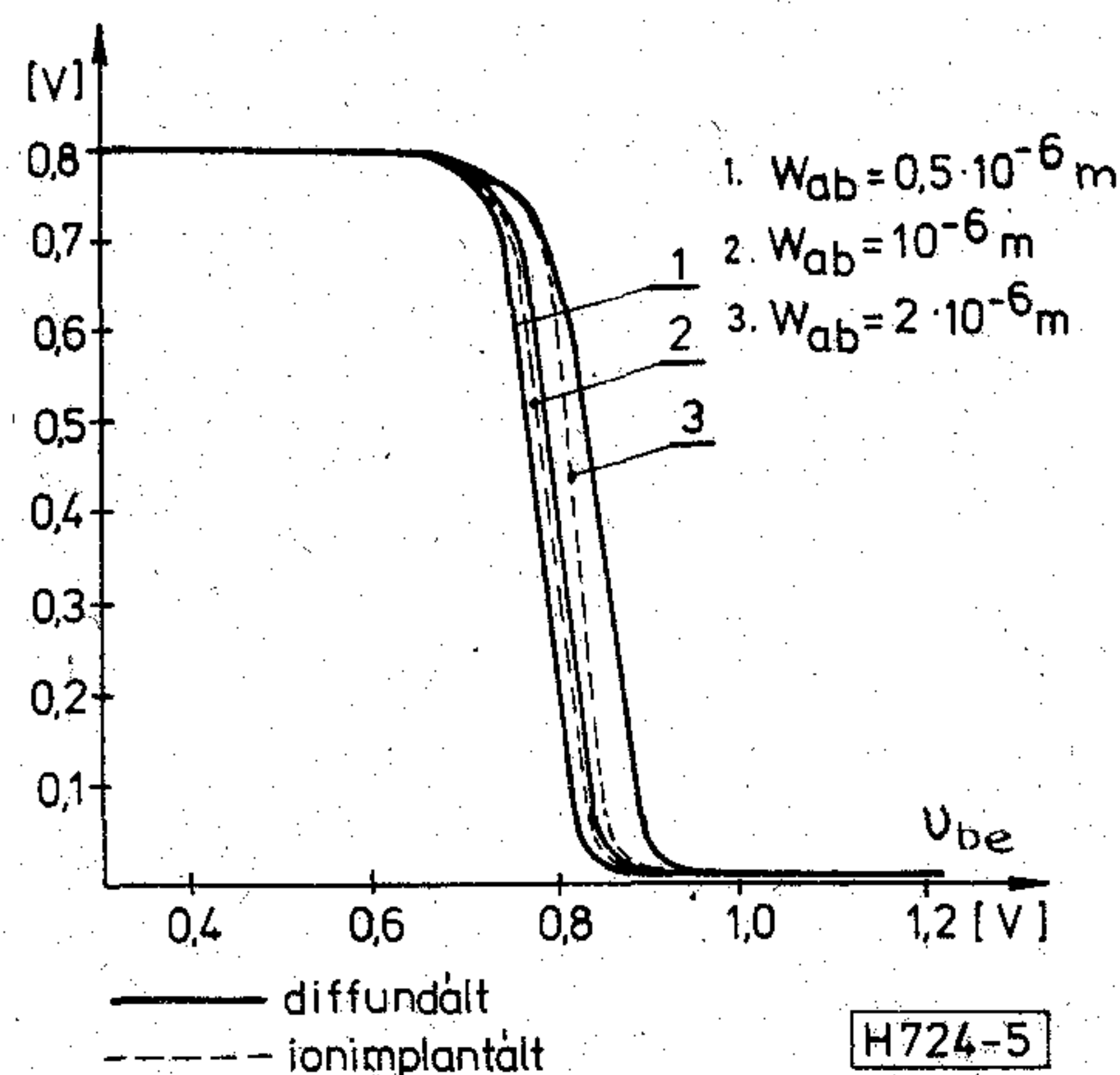
A 4. ábrán az I²L kapu transzfer karakterisztikájának az epitaxiális réteg koncentrációjától, N_{epi} -



4. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése az epitaxiális réteg koncentrációjától (N_{epi})

tól való függése látható. Ebben az esetben nincs különbség a diffúzióval és ionimplantációval készített eszközök transzfer karakterisztikái között. Ennek az oka, hogy a diffúzióval készített eszközben az epitaxiális réteg koncentrációjának változása nem okoz olyan nagy α_{npn}^n változást, hogy ezt a transzfer karakterisztikában észre lehessen venni. Az epitaxiális réteg koncentrációjának változása azonban erősen befolyásolja az I²L kapu transzfer karakterisztikáját. N_{epi} majdnem minden áramot befolyásol az eszközben. Ha N_{epi} nagy, akkor az injektor és az npn tranzisztor aktív bázisáramai viszonylag kicsik, és a kapu később kapcsol át, hiszen a telítésbe átugró szintet csak nagyobb bemeneti árammal tudjuk biztosítani. Fordított esetben (N_{epi} kicsi) az I²L kapu viszonylag korán kapcsol át.

Az 5. ábrán látható az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése az npn tranzisztor aktív bázisának vastagságától. A bázisvastagság elég erősen befolyásolja a kapu transzfer karakterisztikáját. Mint látjuk, itt újra eltérnek a diffúzióval készített és ionimplantációval készített eszköz transzfer karakterisztikái.



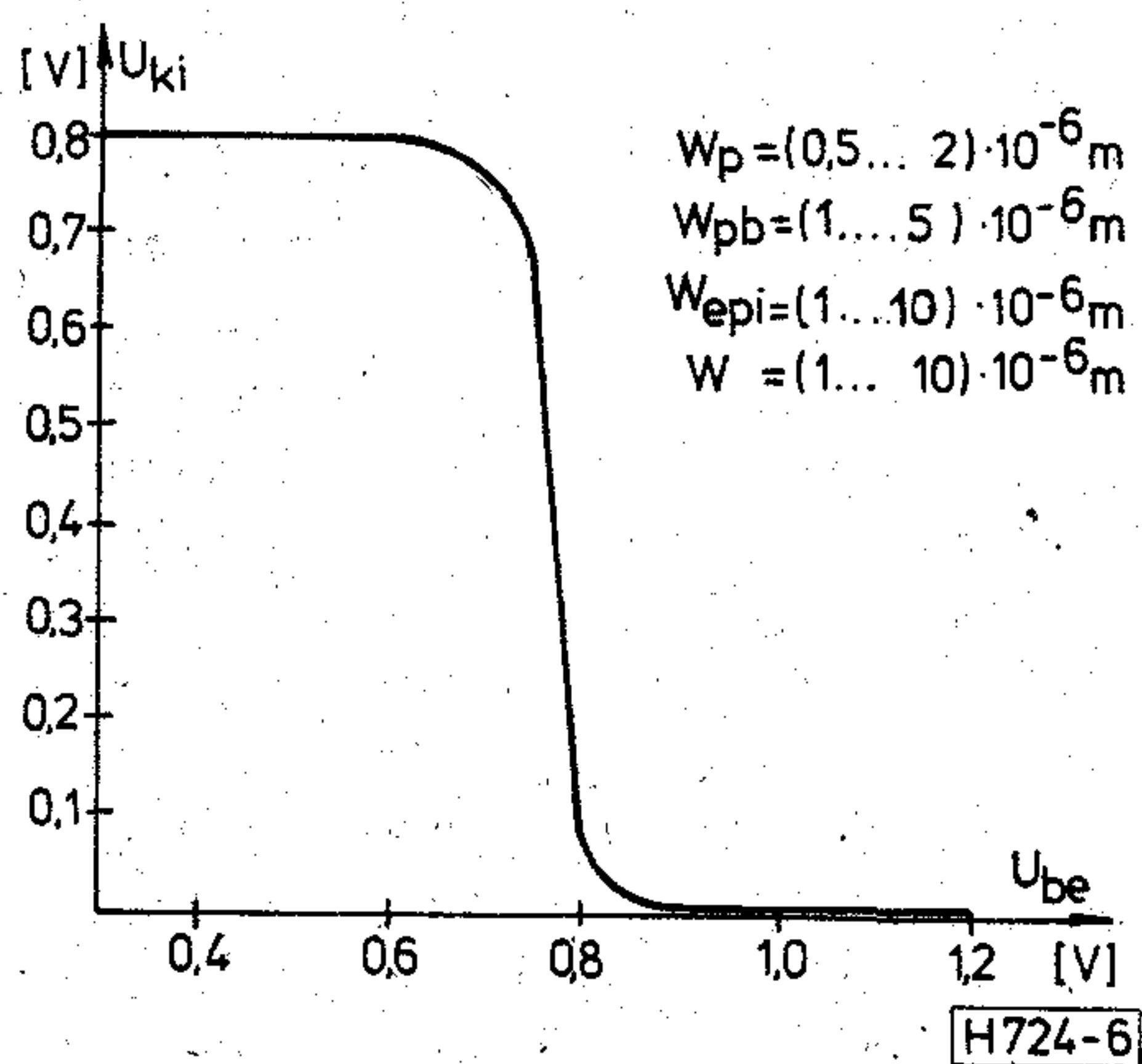
5. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése az npn vertikális tranzisztor aktív bázisvastagságától (w_{ab})

Az eltérésnek az az oka, hogy a bázisvastagság növekedése nagyon erősen befolyásolja α_{npn}^n -t. Ez a hatás a transzportfaktoron keresztül történik, amely a vizsgált esetben majdnem a felére csökken, ha a bázis vastagsága négyszeresére növekszik.

A 6. ábrán a különböző geometriai méreteknél (w , w_{epi} , w_p , w_{pb}) az I²L kapu transzfer karakterisztikáira gyakorolt hatása látható.

Mint látjuk, ezek a geometriai paraméterek nem befolyásolják az I²L kapu transzfer karakterisztikáját. Ennek oka, hogy a geometriai méretek nem tudják a modellben levő tranzisztorok és a dióda áramait annyira befolyásolni, hogy a hatást a transzfer karakterisztikán észre lehessen venni. Emellett szerepet játszik az is, hogy a modellből kihagytuk az elosztott bázisellenállást, ami w_{pb} -től függő mértékben befolyásolná a transzfer karakterisztikát. A számítások a pnp tranzisztor, irodalomból származó [12], konstans α_{pnp}^n és α_{pnp}^i értékeivel történtek.

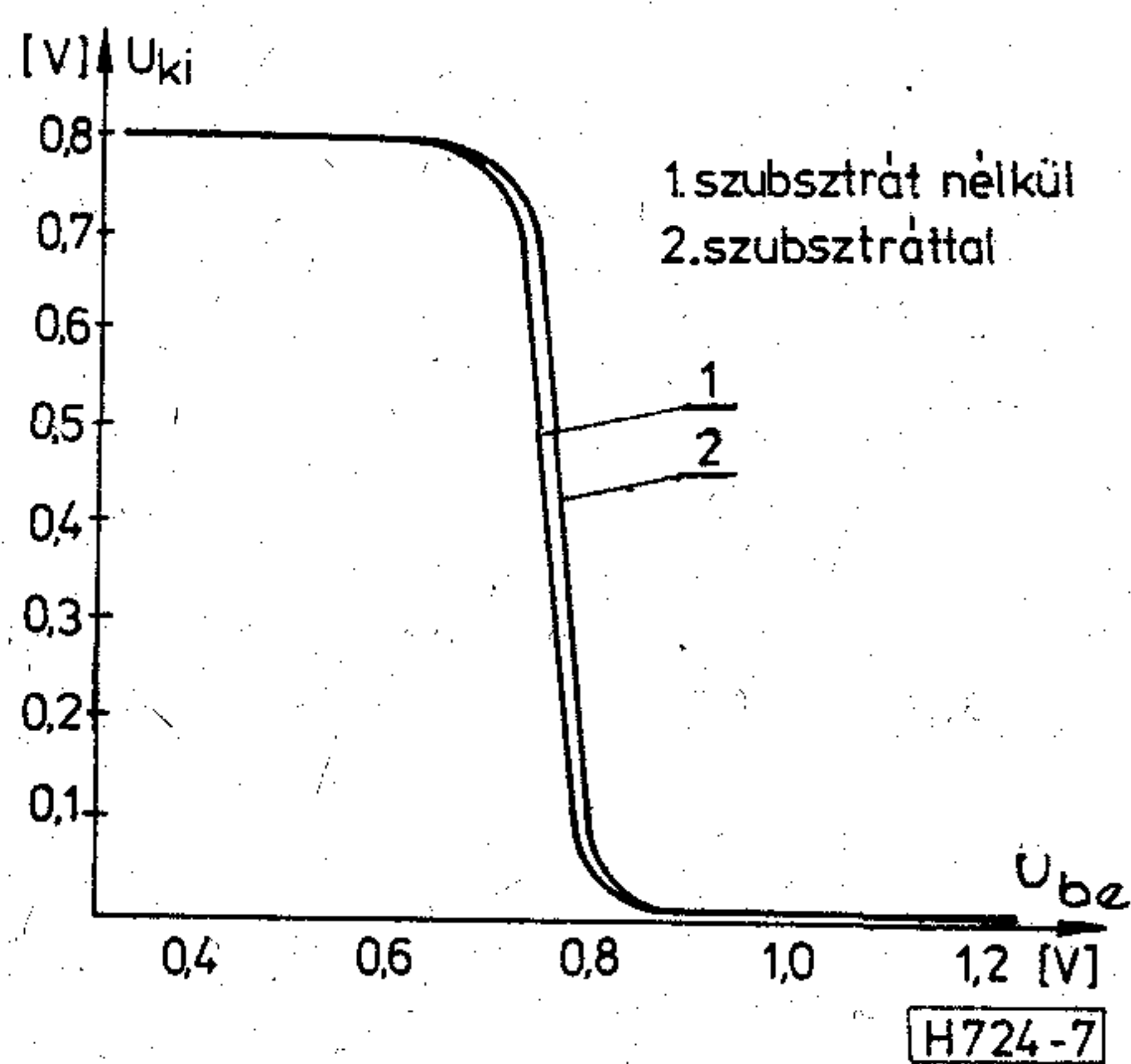
Külön vizsgáltuk, hogyan függ az I²L kapu transzfer karakterisztikája a pnp tranzisztor α_{pnp}^n és α_{pnp}^i



6. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése a különböző geometriai méretektől

értékeitől a laterális tranzisztor konstans bázisszélessége esetén. Ez a függés nem erős, változás csak akkor vehető észre, amikor $\alpha_{npn}^n \geq 0.95$, ami a laterális tranzisztoroknál nem szokott előfordulni. Ezért nem követünk el nagy hibát, ha a laterális áramerősítési tényezőt konstansnak tekintjük.

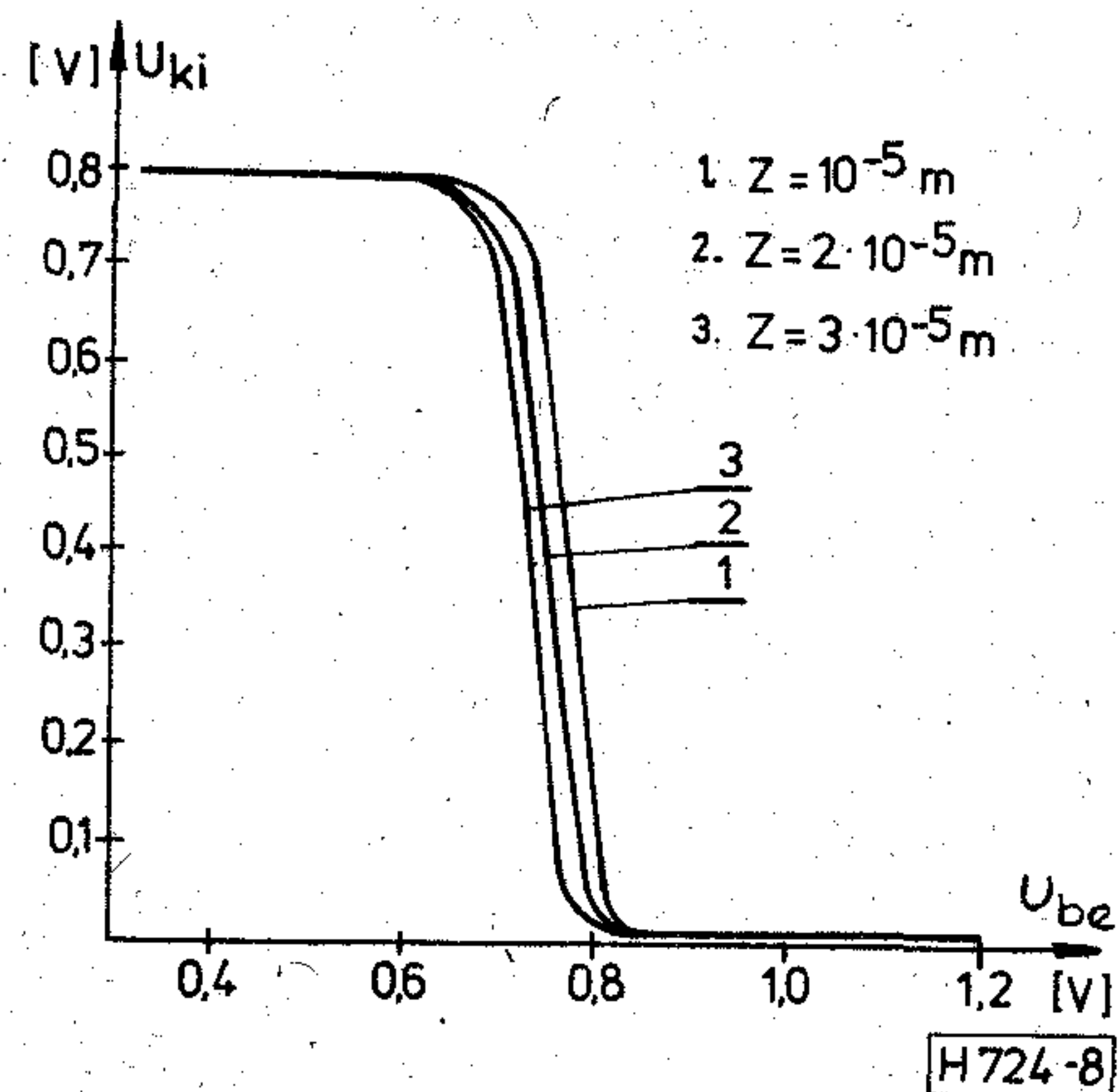
A 7. ábrán két olyan struktúrának a transzfer karakterisztikája látható, melyek egyikének sincs szubsztrátuma. Ez azt jelenti, hogy hiányzik a parazita vertikális pnp tranzisztor (a modell szempontjából pedig, hogy a dióda áramából egy tag hiányzik). Miután ebben az esetben a dióda árama kisebb, a kapu korábban tud átkapcsolni.



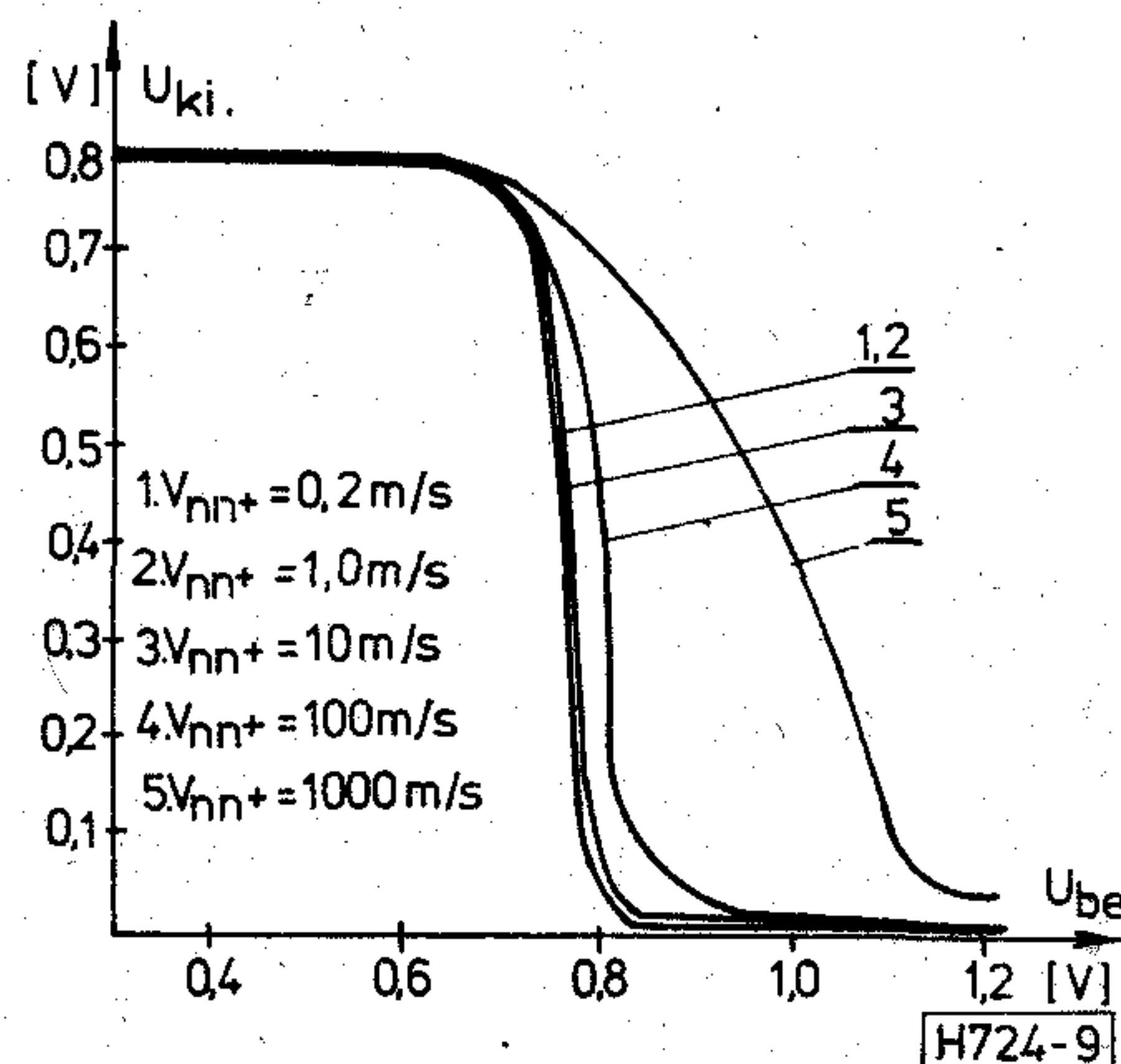
7. ábra. A p⁺ szubsztráttal és p⁺ szubsztrát nélkül elkészített I²L kapuk transzfer karakterisztikáinak összehasonlítása

A 8. ábrán három különböző szélességű struktúrához tartozó transzfer karakterisztika látható. Ennek magyarázata, hogy a szélesebb korábban kapcsol át, az, hogy minél szélesebb a struktúra, annál nagyobbak az áramok az egész struktúrában, és annál kisebb bemeneti áram kell ahhoz, hogy az egész struktúra átkapcsoljon.

A 9. ábra az I²L kapu transzfer karakterisztikájának az nn^+ átmeneti rekombinációs sebességtől való függését szemlélteti. Mint látjuk, ez a hatás akkor erős, ha a rekombinációs sebesség elég nagy. Ez mind az eszköz, mind a modell szempontból érthető. Ha v_{nn^+} nagy, akkor viszonylag nagy lesz a dióda árama is, tehát a dióda nyelőként működik, és az egész



8. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése a struktúra szélességétől (az áramok szintjétől)

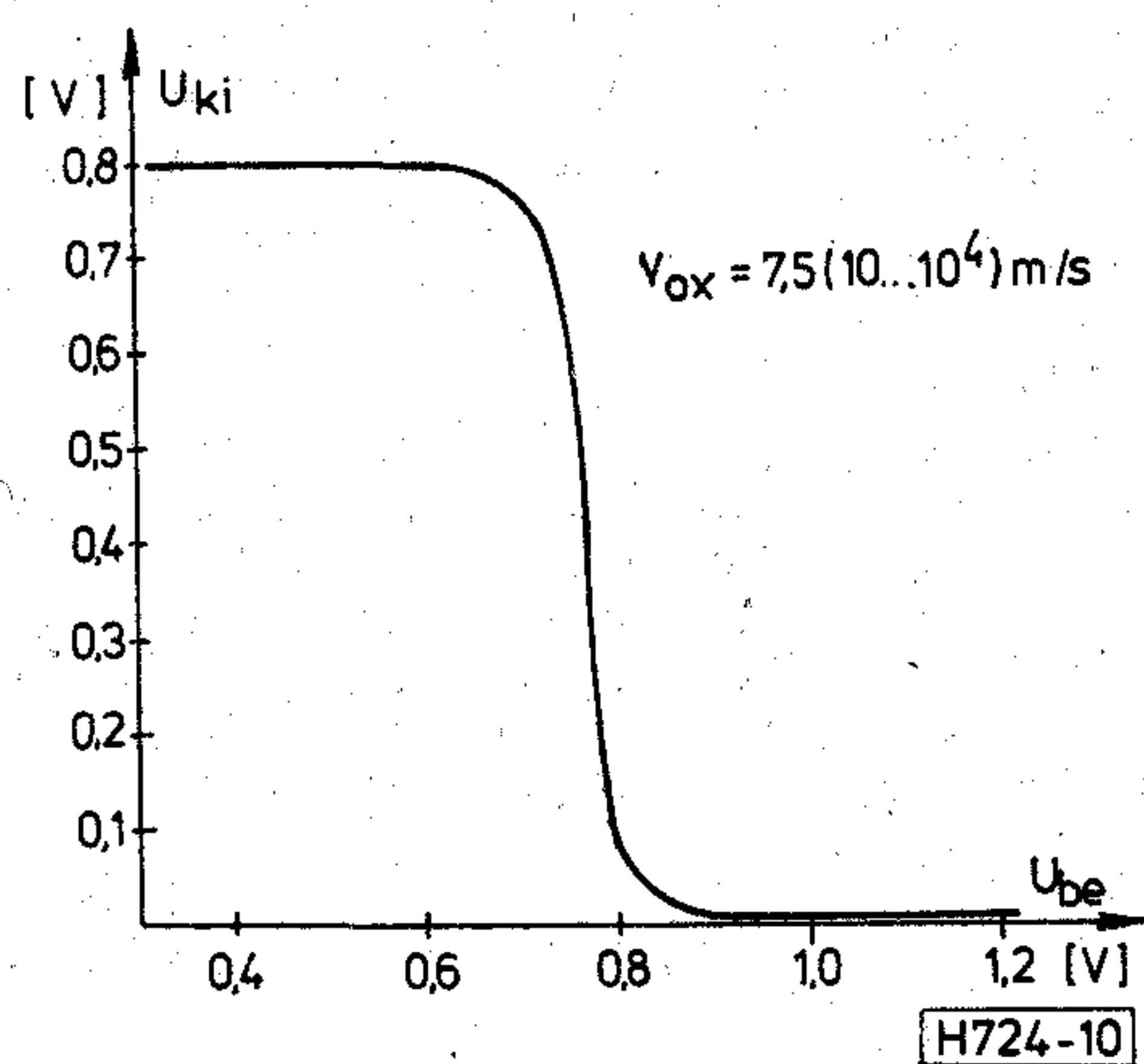


9. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése az nn^+ átmeneti rekombinációs sebességétől (v_{nn^+})

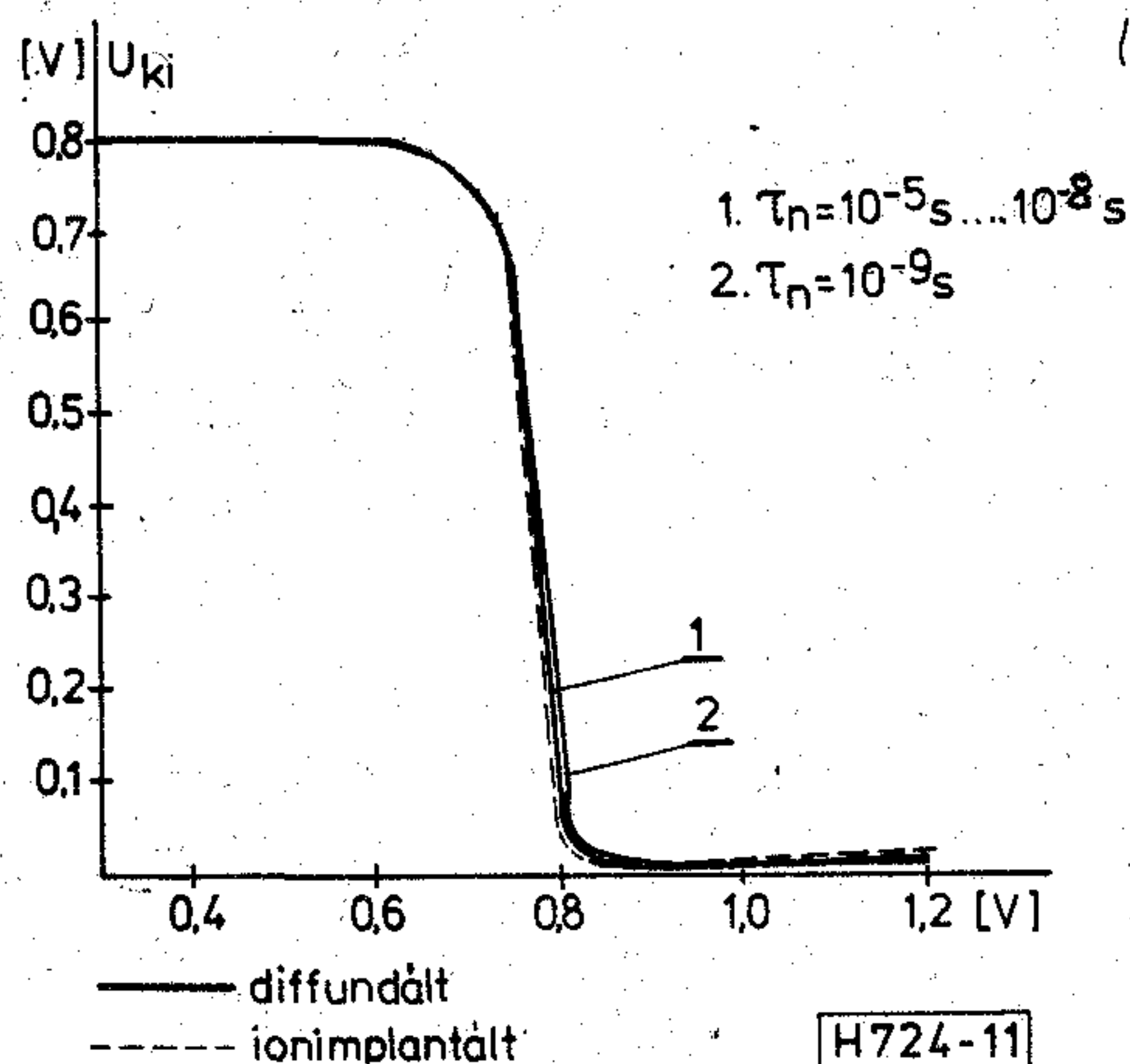
modell áramviszonyai megváltoznak. Sokkal több áramot kell injektoron keresztül beinjektálni, hogy a kaput átkapcsolhassuk, és nagy v_{nn^+} értékeknél ez a hatás igen jelentőssé válik. Fizikai szempontból ez azzal magyarázható, hogy nagy v_{nn^+} -nél az nn^+ átmenet az emitterben folyó töltéshordozókat javarészt elnyeli, és ezzel befolyásolja végül az emitterhatásfokot, mert minél kevesebb lyuk éri el az emittert, annál rosszabb lesz az emitterhatásfok (γ_{npn}^n) és annál rosszabb α_{npn}^n . Ennek az eredménye az, hogy sokkal később kapcsol át, és a transzfer karakteristika meredeksége sokkal kisebb.

A 10. ábrán az Si—SiO₂ határfelületi rekombinációs sebességének (v_{ox}) a transzfer karakterisztikára gyakorolt hatása látható. Mint látjuk, ez a hatás elhanyagolható mértékű. Ennek oka az, hogy ez az áramkomponens sokkal kisebb az npn tranzisztor bázisban folyó áramánál és a pnp bázisban folyó áramnál is, ezért praktikusán nem befolyásolja a transzfer karakterisztikát. Nagyon nagy v_{ox} ($v_{ox} \geq 10^4 \text{ m/s}$) értékeknél a befolyásolás elképzelhető, de ilyen rossz Si—SiO₂ határfelület technológiai szempontból nem engedhető meg.

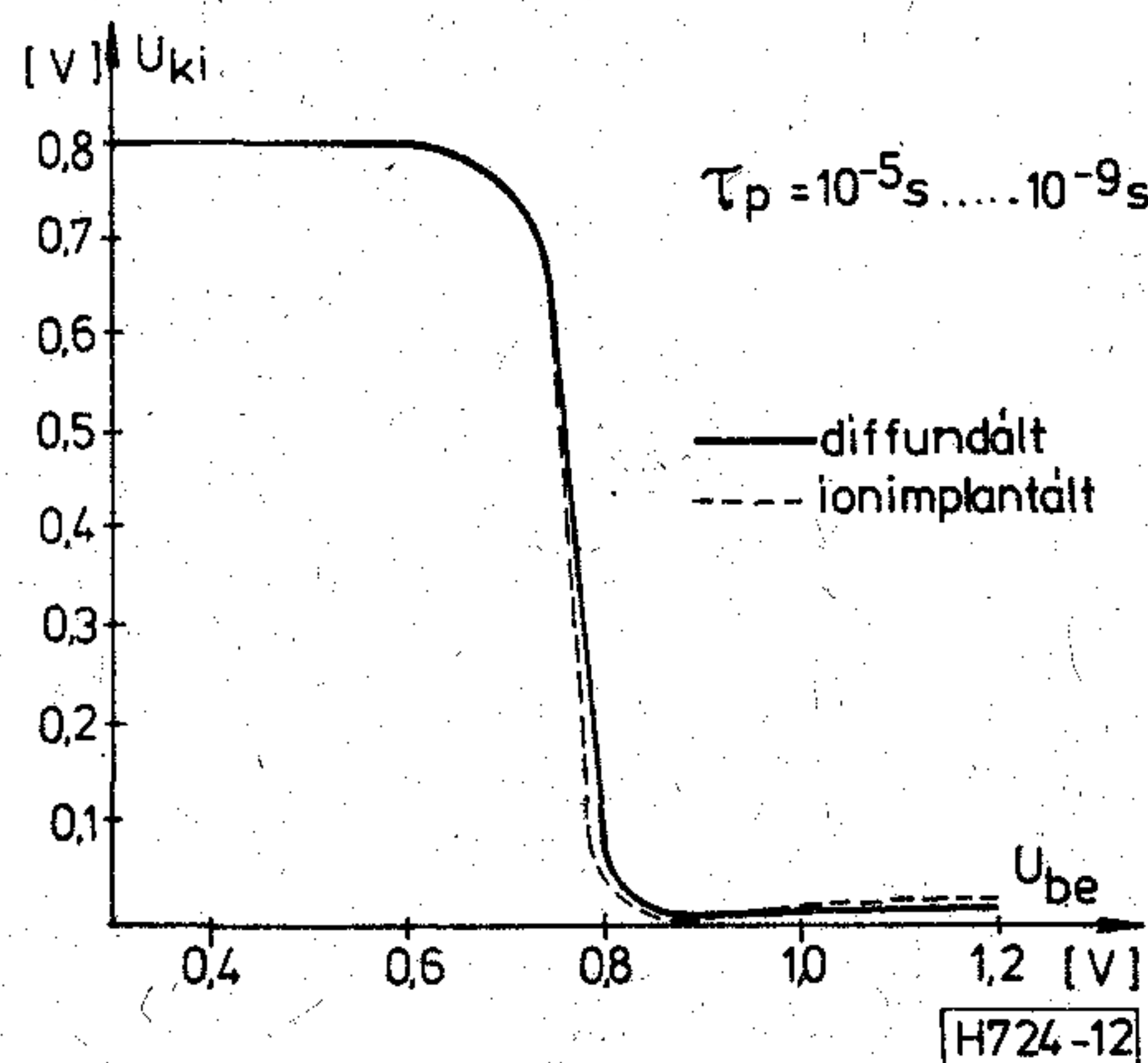
A következő két (11. és 12.) ábrán az I²L kapu transzfer karakterisztikájának az elektronok és lyukak élettartamától való függése látható. Mint látjuk, az I²L kapu transzfer karakterisztikája prakti-



10. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése az Si—SiO₂ határfelületi rekombinációs sebességtől (v_{ox})



11. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése a bázisban levő kisebbségi töltéshordozók élettartamától (τ_n)

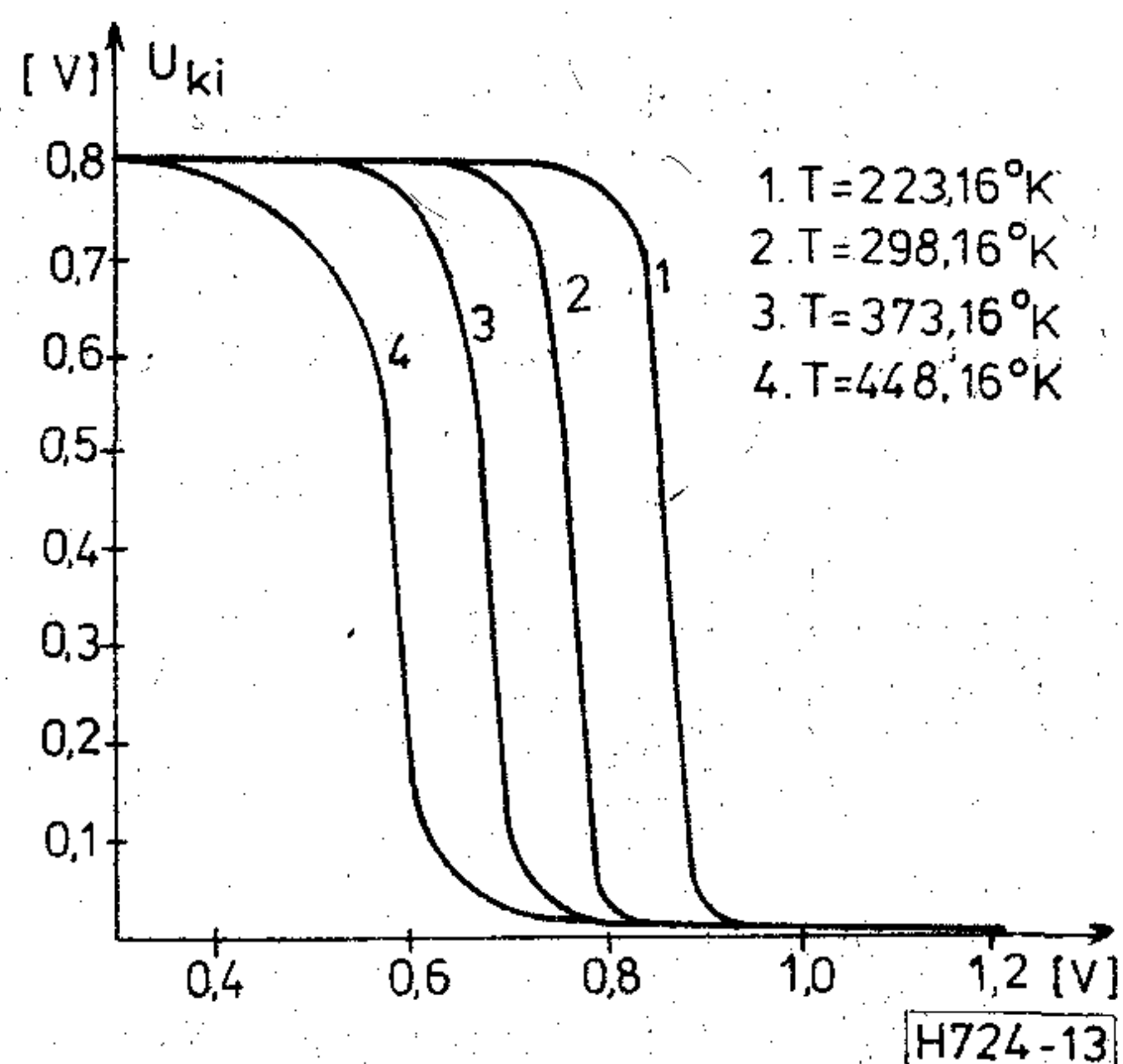


12. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése az emitterben levő kisebbségi töltéshordozók élettartamától (τ_p)

kusan nem függ a bázisbeli (τ_n) és az emitterbeli (τ_p) kisebbségi töltéshordozók élettartamától. Ennek az a magyarázata, hogy τ_n és τ_p nem tudják annyira befolyásolni az áramokat és az áramerősítési tényezőt, hogy ez a transzfer karakterisztikára erősen tudjon hatni.

A 13. ábrán az I²L kapu transzfer karakterisztikájának a környezeti hőmérséklettől való függése lát-

ható. Megfigyelhető, hogy minél nagyobb a hőmérséklet, annál korábban kapcsol át a kapu. Ez természetes, mert ha növekszik a hőmérséklet, akkor J_{pnp} és J_{npn} is növekszik, ezért korábban tud az egész kapu átkapcsolni. Mint látjuk, ez a modell elég széles hőmérséklet-tartományban érvényes, de pontosabb vizsgálatok [8] azt mutatták, hogy 175 °C-nál nagyobb hőmérsékletre már nem célszerű alkalmazni.



13. ábra. Az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függése a környezeti hőmérséklettől (T)

Összefoglalás

A cikkben az I²L kapu tranzisztros helyettesítő képen alapuló modelljét írtuk le. A modell alapján kiszámítottuk az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függését fizikai és technológiai paramérektől. Mint a számítások mutatták, az I²L kapu normális működése szempontjából a legkritikusabb paraméterek a bázis felületi koncentrációja és az epitaxiális réteg koncentrációja. Ezenkívül nagyon erősen befolyásolja a diffúziós eljárással készült eszközök transzfer karakterisztikáját az npn vertikális tranzisztor bázisvastagsága, az nn⁺ átmeneti (eltemetett réteg) rekombinációs sebessége és a környezeti hőmérséklet. A modellel végzett számítások azt is mutatták, hogy a kapu transzfer karakterisztikáját nem befolyásolja észrevehető mértékben az epitaxiális réteg vastagsága, az eltemetett réteg vastagsága, a pnp tranzisztor bázis szélessége, az Si—SiO₂ határfelület rekombinációs sebessége, valamint az emitterben és a bázisban levő kisebbségi töltéshordozók élettartama.

Köszönetnyilvánítás

A szerző ezúton is köszönetet mond aspiráns-vezetőjének, dr. Tarnay Kálmán tanszékvezető egyetemi docensnek munkája irányításáért és a sok hasznos konzultációért.

I R O D A L O M

- [1] Hart, K.—Slob, A.: Integrated injection logic: A new approach LSI. IEEE J. Sol. St. Circ. SC-7, Oct. 1972. 346—351

- [2] Berger, H. H.—Wiedmann, S. K.: Merged transistor logic concept. IEEE J. Sol. St. Circ., SC-7, Oct. 1972. 340—346
- [3] Rang, T.: Az I²L technika. ESZR—MSZR 4.3 téma munkabizottsági előadás, 1978 május
- [4] Rang, T.: I²L új irányzat a bipoláris technikában I., II. Mérés és Automatika, XXVII. No. 5, No. 7, 1979. 191—195, 279—283
- [5] Berger, H. H.: The injection model — A structure oriented model for merged transistor logic (MTL). IEEE J. Sol. St. Circ., SC-9, Oct. 1974. 218—227
- [6] Vanhecke, C.: Sur la modelisation des structures a l'injection en régime statique. These du titre de Docteur a L'Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 1975, d'Ordre 1791, 147
- [7] Berger, H. H.—Helwig, K.: An investigation of the intrinsic delay (speed limit) in MTL/I²L. IEEE J. Sol. St. Circ., SC-14, Apr. 1979. 327—337
- [8] Rang, T.: Modelling of the I²L gate in steady state conditions with the nonlinear circuit analysis program TRANZ-TRAN. Periodica Polytechnica, (megjelenés alatt)
- [9] Tarnay K.—Székely V.: A TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program. Híradástechnika XXIV., No. 9., 1973, 257—264
- [10] Evans, S. A.: An analytical model for design and optimization of ion implanted I²L devices. IEEE J. Sol. St. Circ., SC-12, Apr. 1977. 191—198
- [11] Schroen, W. H.: Modelling of I²L and process selection. Proc. of the NATO Advanced study Institute on Process and Device modelling for integrated circuit design, Louvain-la-Neuve, Belgium, July 19—29. 1977. 813—834
- [12] Kerns, D. V. Jr.: The effect of base contact position on the relative propagation delays of the multiple outputs of an I²L gate. IEEE, J. Sol. St. Circ., SC-11, Sept. 1976, 712—717

SZEMLE

(Folytatás a 215. oldalról)

A Frost and Sullivan piackutató cég tanulmánya szerint a száloptikai rendszerek fejlődése nem lesz olyan gyors, mint azt előzően gondolták, s ennek főként műszaki okai vannak. A jelenlegi fényforrások túl gyorsan degradálódnak; a csatlakoztatások időbeli stabilitása nem megfelelő; a szabványosításnak egyelőre semmi jele; végül a költségek még elég magasak azokhoz az előnyökhöz képest, melyeket az alkalmazásuk legtöbbjénél a száloptika nyújt.

Így a Frost and Sullivan szerint a száloptikai világpiac az 1978-as 46 milliárd frankról 1987-re csak 250 milliárd frankra emelkedik. Ezen belül a haditechnika részesedése 84, a telefontársaságoké 92, és az általános hírközlésé 42 milliárd frank lesz.

(Inter-Electronique, 1979. febr. 26. [666])

Illegális olajszennyezések légi felderítésére, a vétkes hajók azonosítására ellenőrző rendszert fejlesztettek ki Svédországban. Egy kis repülőgépbe két egymást kiegészítő alrendszereket építenek be, egy Side-Looking-Airborne-Radar-t (SLAR) és egy segédberendezéssel rendelkező infravörös-ibolyántúli letapogatót. A rendszerhez tartozik egy mikroszámítógéppel vezérelt felvevő is. A fotók a hajón és a szennyeződésen kívül az időpontot, valamint a hosszúsági és szélességi koordinátákat is tartalmazzák.

Az LM Ericsson fejlesztésű SLAR-rendszer alkalmazásával az olajszennyeződések 20 km-es, hajók 80 km-es távolságból fedezhetők fel. A radar felhős ég esetén és éjjel is ugyanúgy működik, mint normális időjárási körülmények mellett. A megfigyelt 20×20 km-es területet a pilóta tv-monitoron figyelheti meg.

A letapogató feladata az olajfoltok részletes vizsgálata és az olajréteg vastagságának meghatározása. Az infravörös komponens az infravörös hőszugárzásra reagál, az ibolyántúli pedig azt mutatja, hogy az olaj vagy a hajó a környező tengerhez képest mennyire veri vissza az ibolyántúli fényt. Az ibolyántúli és infravörös rendszerben a jeleket a letapogató elektronikus úton dolgozza fel.

(Technische Rundschau, 1979. máj. 8. [667])

A Honeywell cég, amely már mintegy 10 éve foglalkozik fűtésszabályozó készülékek gyártásával, most a hagyományos készülékek helyett a világon elsőként tért át a mikroprocesszoros fűtésoptimalizáló készülék alkalmazására. Az Inte 8085 chippel felszerelt berendezés a csatlakozó vezetékrendszer bonyolultságától függően üzembe helyezéssel együtt 1000—2000 font sterlingbe kerül és a cég tájékoztatása szerint a fűtési költségek 20—40%-os csökkentésének elérésére is képes. A berendezésbe be lehet táplálni az adott hivatal egész éves üzemeltetési programját (munkaidő, szabadnapok stb.), majd

a rendszer, hőérzékelő elemei segítségével fokozatosan maga korrigálja az indítást és a fűtés leállítását, az optimális értékek eléréséig. Itt felhasználják azt a megfigyelést is, hogy a munkaidő vége felé a hőmérséklet 1—2 fokok csökkentése a dolgozók számára teljesen elfogadható. Rendkívüli változásokat kézi úton lehet a készülékkel közölni, az éves program befolyásolása nélkül. Áramkimaradás esetén a készülék automatikusan átáll 72 órás készenléti üzemállapotba. A rendszert ellátták befagyás- és kondenzációvédelemmel is.

(Electrical Review, 1979. jún. [268])

A MOSFET teljesítménytranszisztor a teljesítményelektroika új lehetőségeit teremti meg. Technológiája eltér a hagyományos bipoláris tranzisztorokétól, így a kapcsolás-, áramirányítás- és erősítőtechnika új, ill. egyszerűbb megoldását teszi lehetővé. A bipoláris tranzisztorokkal ellentétben a MOSFET feszültségvezérelt elem. A gate-source-feszültség hatására a MOSFET-ben elektromos tér jön létre, amelynek térereje a drain-source-ellenállást és ezzel együtt a drain-áramot modulálja. A gateben igen csekély veszteségi áram folyik csak, így a MOSFET-nél ténylegesen elérhető áramerősítés 10⁹ nagyságrendű. Ez a tulajdonsága lehetővé teszi, hogy a teljesítmény MOSFET-et CMOS, vagy TTL IC-k vezéreljék. A MOSFET teljesítménytranszisztorok lényegesen gyorsabbak mint a bipolárisak. Megszólalási idejüket első sorban saját kapacitásuk, másodsorban pedig az elektronok extra rövid csatorna-átmeneti ideje határozza meg.

A teljesítmény MOSFET kiemelkedő tulajdonsága, hogy mentes a szekunder-átütéstől, ezt a pozitív hőmérséklet-koefficiens eredményezi. Lényeges alkalmazási területe: kapcsolóáramkör, audioerősítő, nagyfrekvencián lineáris vagy kvázilineáris erősítő, nagyfrekvenciás teljesítménygenerátor, széles sávú VHF-erősítő.

(Elektrotechnik, 1979. máj. [669])

A mikrohullámú sugárzás befolyásolja a légzést, a szívet, a pulzust, a vérképző szerveket, az agykéreg funkcióit és rendellenességet okozhat a hormonképzésben is. Ezeket a megállapításokat a svéd FOA laboratóriumban tették egészen és más állatokon végzett kísérletek alapján. A mikrohullámokat széles körben használják, így: rádió és radar berendezéseknél, mikrohullámú sütőként, betöréssjelzőként, rendőrségnél sebesség-ellenőrzőként, egészségügyi területen hőkezelő készülékként stb. A normál mikrohullámú frekvenciák 1000... 10 000 MHz közötti tartományúak. A vizsgálatokhoz használt mikrohullámú generátor 2450 MHz volt. Az állatkísérletek 100, 10 és 1 mW/cm² intenzitások mellett zajlottak.

Az egészen végzett vizsgálat feltárta, hogy a 100 mW/cm² intenzitás hat percen belül halálos. A testek bizonyították, hogy 0,0006 mW/cm² intenzitás elegendő volt a szívverés befolyásolásához és a vérnyomás növekedéséhez.

Más káros effektus is tulajdonítható a mikrohullámú sugárzásnak, így: csökkenti a sejtek számát, kihat a zaj- és fájdalomérzetre és megváltoztatja a pupilla reakcióját.

A legmagasabb megengedett sugárzási érték Svédországban 1 mW/cm².

(Hospital equipment and supplies, 1979. márc. [670])

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG

Berecz Frigyes
Bernhardt Richárd
Eisler Péter
Dr. Gosztony Géza
Honti Ottó
Klug Miklós
Tölgyesi László

ORION

Jakubik Béla
Baracs Sándor
Csernoch János
Froemel Károly
Sass Károly
Szabó Károly

TERTA

Bánsági Pál
Baján Tibor
Benedek Elek
Egerszegi Béla
Hutter Mihály

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI
KÖZLEMÉNYEK

XXVI. évfolyam

1980.

6. szám

Új LC szűrőkkel felépített csatornamodem

BÁLINT JÁNOS
TERTA

A vivőfrekvenciás rendszerekben a berendezések jelentős részét a csatornamodemhez tartozó berendezések alkotják.

Ebből következik, hogy a csatornamodem helyszükséglete, energiafogyasztása, gyártásának gazdaságossága, megbízhatósága és üzemeltethetősége, az egész berendezés szempontjából döntő jelentőségű. Az átviteltechnikai gyárak a csatornamodem-fejlesztést kiemelten kezelik. Indokolja ezt a fent említett meghatározó jellegesen túlmenően a viszonylag magas ár és a nagy darabszám. Érthető tehát, hogy a fejlesztőmunka a nagy sorozatú gyártás gazdaságossága és zavartalan lebonyolítása érdekében a legapróbb részletekre is kiterjed. Ez természetesen növeli a fejlesztési költségeket és a felhasznált időt. A lehetséges változatok közül az optimális megoldás kiválasztásával, valamint a tervezett alkatrészmeny-nység felülvizsgálatával elérhető megtakarítások a nagy darabszám miatt igen jelentősek. Ezért gazdaságos a mindenre kiterjedő részletes fejlesztés, aminek többletköltségei a gyártás folyamán többszörösen megtérülnek. Különösen igaz ez a csatornamodem legnagyobb darabszámú és legbonyolultabb egységére, a csatornaegységre.

A csatornamodem 12 hangfrekvenciás csatornát transzponál az alapszoportsávba és viszont. Tartalmazza az összeköttetések létrehozására, ellenőrzésére és lebontására szolgáló jelzésátvitel elemeit is. A modulációs séma kiválasztásánál, a szükséges vivőfrekvenciák előállítása, a csatornasávszűrő megvalósítási lehetőségei, valamint a konstrukció és gyártathatóság játszik döntő szerepet. A legegyszerűbbnek tűnő direktmodulációs rendszer a hangfrekvenciás sávot közvetlenül az alapszoportsávba transzponálja. A hasznos alsó oldalsáv kiválasztásához 12 különböző csatornaszűrő szükséges. A szűrőkkel szemben támasztott csillapításkövetelmények kristálysűrőkkel vagy mechanikus szűrőkkel valósíthatók meg.

Kevesebb szűrőváltozatot és vivőfrekvenciát igényel az alapszoportot két modulációs lépésben létrehozó előcszoport-modulációs rendszer. A csatornák hármásával, háromféle vivőfrekvencia felhasználásával az előcszoport sávba, majd innen újabb négy vivővel az alapszoport sávba kerülnek.

Az előmodulációs rendszerben az alapszoport ugyancsak két modulációs lépésben, 13 vivőfrekvencia felhasználásával épül fel. A rendszer nagy előnye, hogy a csatornasávszűrők egymással azonosak. A csatornamodem gyártásánál ez a modulációs rendszer felel meg pillanatnyilag legjobban, a nagy darabszámú sorozatgyártás feltételeinek. A csatornasávszűrő bonyolult, de csak egyféle típust kell gyártani, a 13-féle vivőfrekvencia előállítása pedig a mai korszerű analóg és digitális integrált áramkörök alkalmazásával problémamentesen és gazdaságosan megoldható.

Több cég előmodulációs rendszerű csatornamodem berendezésében elektromechanikus csatornasávszűrőt alkalmaz. Az ilyen szűrők kifejlesztése jelentős anyagi ráfordítást igényel, továbbá feltételezi a kapcsolódó területek igen magas technikai színvonalát. Az elektromechanikus csatornasávszűrők kifejlesztése és gyártása csak akkor lehet gazdaságos, ha igen nagy mennyiséget állítanak elő. Ezért a gyártó cégek saját igényeik kielégítésén kívül általában piacra is termelnek.

A Telefongyár korábban fejlesztett csatornamodem berendezésében szintén elektromechanikus csatorna- és jelzőszűrőt alkalmaz, amelyek a Siemens gyár termékei.

Az új csatornamodem fejlesztésénél a Telefongyár a hazailag gazdaságosan gyártható alkatrészek felhasználását tűzte ki egyik fő céljául. Az adott körülmények között korszerű LC elemekből felépített szűrők jöhetnek számításba. A szigorú átviteli követelmények csak bonyolult sok elemet tartalmazó szűrővel valósíthatók meg. A rendelkezésre álló geometriai tér korlátai megkötik a felhasználható LC elemek maximális méretét, ami a veszteségek magas értékét vonja maga után. Ez a tény veszteségkompenzált szűrő alkalmazását teszi szükségessé.

A veszteségkompenzált szűrők/elemtolerancia-érzékenysége azonban nagy, ezért a sok elemet tartalmazó csatornasávszűrők veszteségeinek hatását célszerű egy egyszerűbb korrektorral kompenzálni, majd a még fennmaradó hibát a szűrő approximációjánál figyelembe venni.

A Telefongyárban kidolgozott LC elemekkel felépített csatornasávszűrőkkel és jelzőszűrőkkel sike-

rült kiváltani az elektromechanikus szűrőket, a geometriai méretek növelése, valamint a villamos paraméterek számottevő lazítása nélkül.

Az új csatornamodem három különböző típusú egységet tartalmaz. Az új csatorna-, csoport- és pilotvevő egység fejlesztésének alapját a korábban fejlesztett és már gyártásban levő berendezések képezik. Lényeges eltérés a csatorna- és a csoportegységben van, míg a pilotvevő közel azonos a korábbi változatokkal.

A csatornamodem kialakítása lehetőséget biztosít két vagy három csatorna frekvenciasávjában, zene vagy programcsatorna duplex átvitelére. Ebben az esetben az elmaradó csatornák vivőfrekvenciáinak kikapcsolását, a zenecsatorna transzponálásához szükséges vivőfrekvencia előállítását, valamint a zenecsatorna és az alapszoport egyesítését további egységek végzik.

Konstrukció

Az LC szűrőkkel felépített csatornamodem konstrukciós szempontból azonos a mechanikus szűrős változattal. A csatornamodem egységekre bontásának irányelvei is változatlanok, így az egyik változat helyettesítése a másikkal minimális módosítással megoldható. A csatornamodem egységei a rendelkezésre álló kevés hely miatt igen tömör felépítésűek. A felhasznált alkatrészek nagy megbízhatóságú ipari típusok, alkalmazásukat a berendezéssel szemben támasztott szigorú megbízhatósági és élettartam-követelmények teszik szükségessé.

Modulációs séma

Az alapszoport felépítése 24 kHz-es előmodulációval és 88...132 kHz-es csatornamodulációval valósul meg. A hangfrekvenciás csatornákat az előmodulációs vivő az előmodulációs sávba transzponálja. A modulációnál keletkezett alsó oldalsávot a csatornasávszűrő nyomja el. A modulációs rendszer ilyen megválasztását az indokolja, hogy a csatornasávszűrő — figyelembe véve a rendelkezésre álló alkatrészválasztékot, a villamos követelményeket, valamint a geometriai méretek korlátait — 24 kHz-es elő-

modulációs vivő alkalmazása esetén realizálható optimálisan.

Szűrés után a sávkorlátozott 24—28 kHz-ig terjedő egyenesállású előmodulációs sávokat a csatornavivők transzponálják az alapszoportsávba, fordított fekvésben. A csatornamodulációnál keletkező felső oldalsávot az ugyancsak LC elemekből felépített csoportszűrő nyomja el. Mivel a 88...108 kHz-es csatornavivők az alapszoportsávba esnek, a kétszeresen kiegyenlített csatornamodulátorok alkalmazása ellenére a vivőszivárgás miatt az adásirányú csoportszűrőt három részre kellett bontani. A szűrők bemeneteire 4—4 paralelkötött csatorna kapcsolódik. A 60—108 kHz-es sávkorlátozott alapszoport a szűrők hibriddel egyesített kimenetén jelenik meg.

Vételirányban a csoportegység egy alapszoportszűrőt tartalmaz, melynek kimenetére a csatornaegységek paralelkötött vétel bemenetpontjai csatlakoznak.

A demoduláció az adásirány frekvenciaáttevéseinek fordítottja. A modulációs séma az 1. ábrán látható.

A csatornamodem elektromos felépítése

A csatornamodem 12 egymással csereszabatosan azonos csatornaegységből, valamint egy csoport- és egy pilotvevő egységből áll. A működéshez szükséges vivőfrekvenciákat egy alapszcillátorral vezérelt harmonikus generátor spektrumából, szelektív vivőerősítők állítják elő.

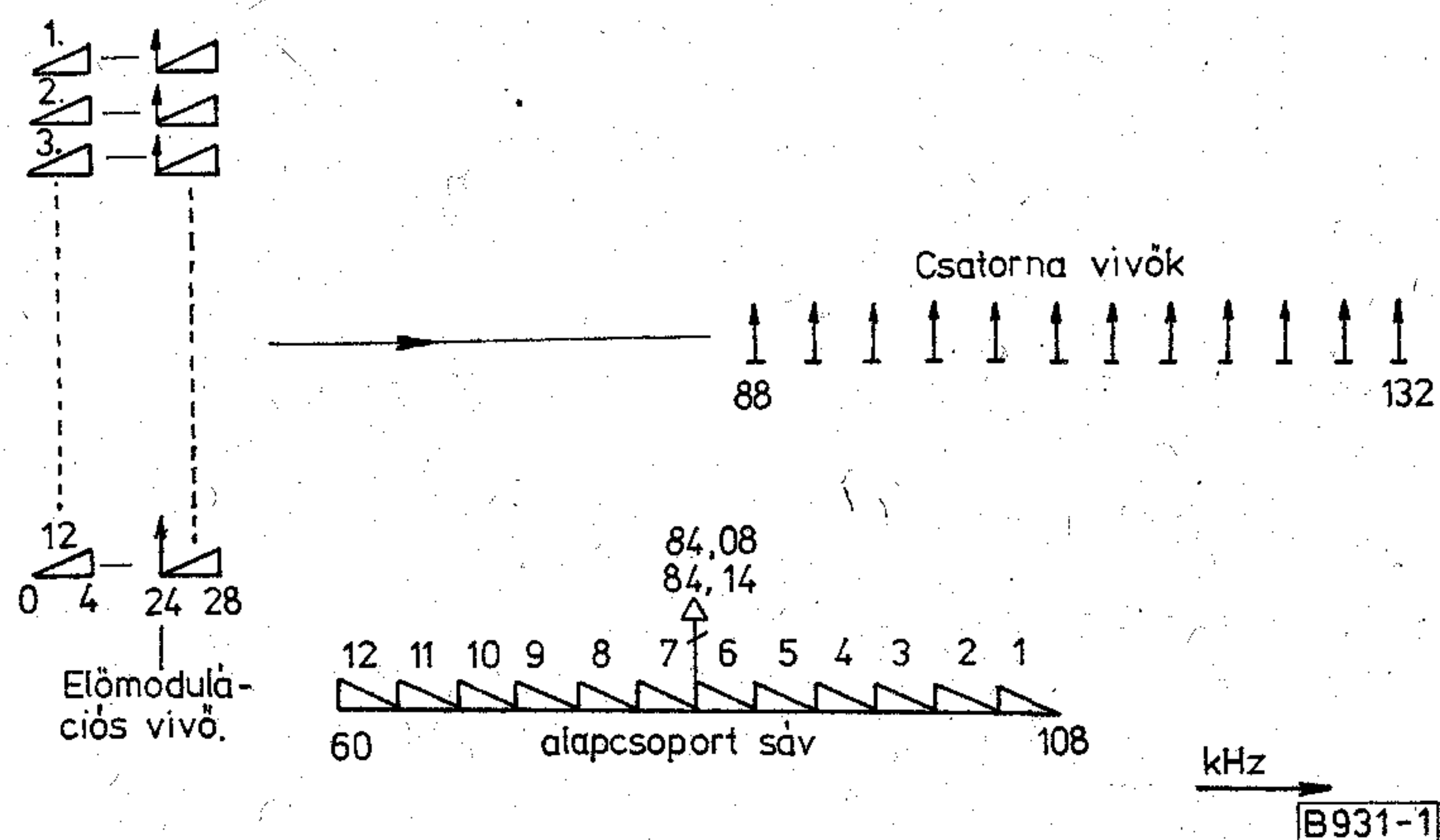
A jelző-, pilot- és segédfrekvenciákat önálló kvarc-oszcillátorok biztosítják.

A csatornamodem bloksémája a 2. ábrán látható.

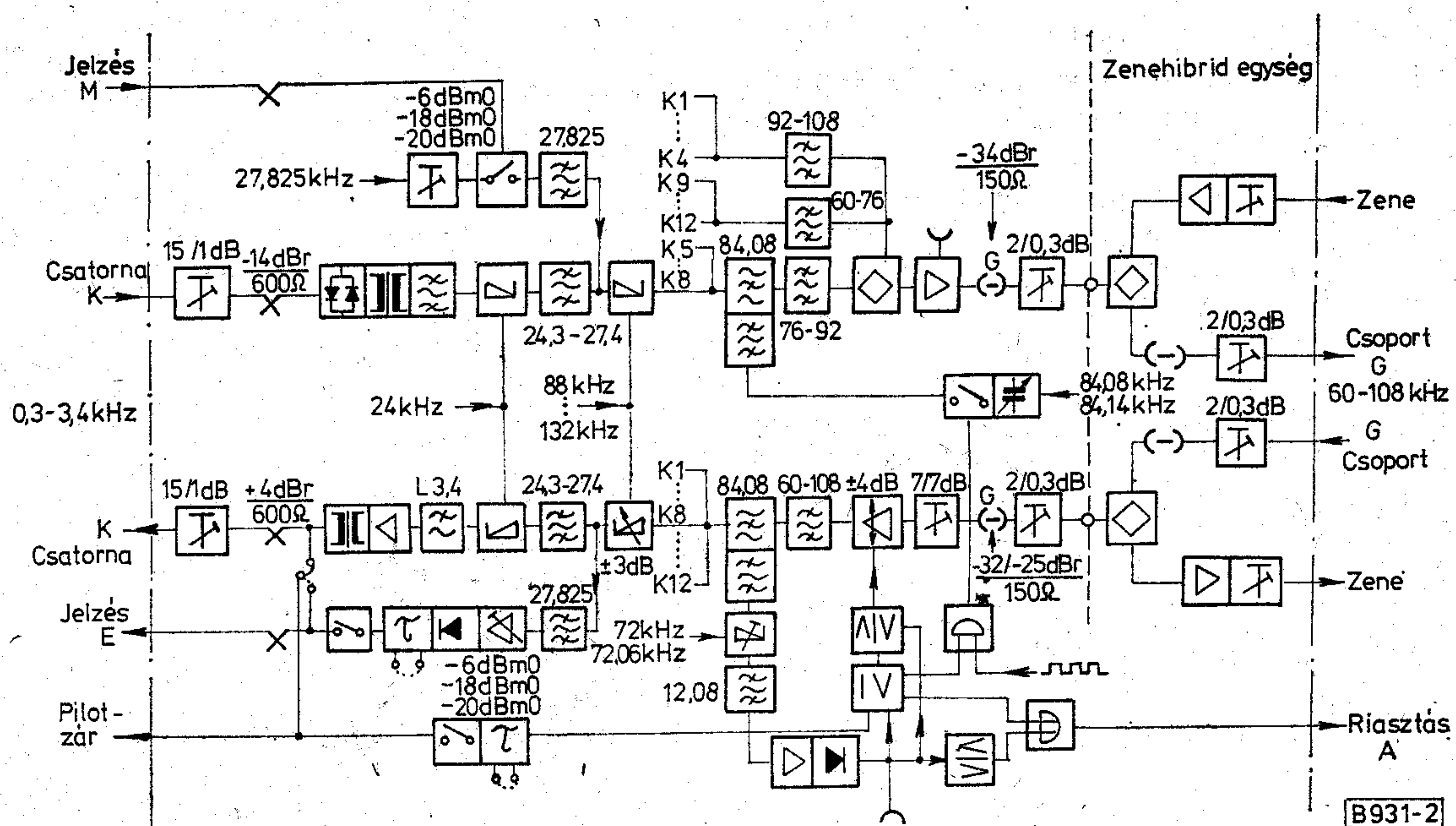
A csatornamodem legbonyolultabb egysége a csatornaegység, amely az alapszoport felépítéséhez szükséges modulátorokat és demodulátorokat, adás- és vételirányban egy-egy csatornasávszűrőt, valamint a jelzésátvitel áramköreit tartalmazza.

Jelátvitel

A csatornaegység adásbementi pontjaira adott hangfrekvenciás jel egy 15/1 dB-es csillapítótagon és egy mérőmegszakítón keresztül jut a bemenet a további áramköröktől galvanikusan elválasztó bemenő transzformátorra. A csillapítótag csillapításértékei átforrasztással állíthatók be. A mérőmeg-



1. ábra. Modulációs séma



2. ábra. A csatornamodem blokk-sémája

szakító a központ-, illetve a csatorna modem irányú méréseket teszi lehetővé. A továbbmenő jel szintjének korlátozását a bemenő transzformátorhoz csatlakozó zenerdiódákkal kialakított híd típusú limiter biztosítja. A limiter forrcsúcsátkötés megbontásával kiiktatható. A bemenőtranszformátor része az öt követő felül-, illetve aluláteresztő szűrőkombinációnak. Ez a bemeneti sávszűrő az adásirányú csatorna szűrő zárótartományával együttesen adja az adásirányban szükséges elnyomást, a sáv alatti, illetve sáv feletti zavarokra. A sávszűrőt egy monolit integrált áramkörrel kialakított, kétszeresen kiegyenlített aktív modulátor követi. A modulátor kapcsoló tranzisztorainak egyenáramú előfeszítését a csoportegység biztosítja. A 24 kHz-es előmodulációs vivő az előfeszítésre szuperponálva jut a modulátorra. A kimeneten megjelenő modulációs termékek közül a felső oldalsávot nyolc tekercsből és tizenöt kondenzátorból álló csatornasávszűrő választja ki. Az áteresztő tartományban a veszteségek hatását a második modulátorba épített, de a csatornaszűrőhöz rendelt két tekercsből és két kondenzátorból álló korrektor kompenzálja.

A szűrő és a korrektor L és C elemei egymás hőmérsékletfüggő változásait kompenzálják, így az üzemi hőmérséklet-tartományban az átviteli karakterisztika stabilitása biztosítva van. Egy ilyen bonyolult szűrő behangolása hagyományos módon szinte megoldhatatlan, ezért a beállítás új módszerek alkalmazását tette szükségessé.

A csatornaszűrő beállítása egy gondosan megépített etalonszűrőhöz történő reflexió-wobblerezéssel kezdődik. A maximális reflexiós csillapítás körülnkénti beállítása után a bemenő impedanciák közelazonossága biztosítja az átviteli karakterisztikák minimális eltérését. A reflexióra behangolt csatornaszűrő, valamint a még névértéken levő korrektor tekercseinek finomhangolásával állítható be a végleges karakterisztika.

A csatornasávszűrő kimenetét a második modulátor zárja le. A modulátor bemenetének kialakítása

biztosítja a sávon kívüli jelzőfrekvencia becsatolását.

A csatornamodulátorok kimenete a három adásirányú csoportszűrőre csatlakozik. A csoportszűrők hibriddel egyesített kimenetét a csoporterősítő illeszti az adáskimeneti pontokra.

Vételirányban a csoportegység vétel bemenet pontjaira adott jel a vételirányú csoporterősítőre jut, melynek erősítése automatikusan szabályozható.

A szabályzást a vett csoportpilot jel szintjének figyelése biztosítja. A pilotjel szintjének adott háttáron belül történő megváltozása esetén a pilotvevő egység által előállított hibajel a csoporterősítő erősítését addig szabályozza, amíg a pilotjel szintje vissza nem áll a névleges értékre.

A szabályozás egy induktív osztó osztásarányának módosításával valósul meg. Az osztó egyik tagja a vételirányú csoportszűrő eleme, a másik tag — melynek induktivitása hangolómaggal változtatható — a szabályzó rész. Ezzel a tekercsel közös csévesten helyezkedik el a szabályzó egyenáramú tekercse, melyet a pilotvevő által előállított hibajel vezérel. A szabályzó egyenáramú tekercsén átfolyó, a hibajel polaritásától és mértékétől függő áram, egy permanens mágnesrudat mozgat, ami együtt mozog az osztóhoz tartozó tekercs hangolómagjával, változtatva az osztásarányt a hibajelnek megfelelően. A szabályzás sebességét speciális olaj állítja be.

Nagymértékű, hirtelen szintváltozás esetén a szabályzás blokkolódik. A csoporterősítőt a vételirányú csoportszűrő követi, melynek kimenetére a csatornamodulátorok csatlakoznak. A demodulátorok bemenetének előfeszítése, a csoportegységben előállított és a vételirányú csoportszűrő kimenőtranszformátorának középleágazására adott egyenfeszültséggel történik.

A csatornademodulátor erősítése folyamatosan szabályozható. A kimenetre a csatorna és a jelzőszűrő kapcsolódik. A csatornaszűrő azonos az adásirányban alkalmazottal. A hangfrekvenciás sávba való

transzponálást az elő-demodulátor végzi. A keletkező felső oldalsáv és szivárgó előmodulációs vivőfrekvencia elnyomására a demodulátort követő aluláteresztő szűrő szolgál. Az aluláteresztő szűrő az előmodulációs vivő frekvenciáján csillapításpólussal rendelkezik. A szűrőt követő csatornaerősítő a szükséges kimenőszintet és kimenő impedanciát biztosítja. A csatornaerősítő monolit integrált műveleti erősítővel van felépítve, mely kombinált áram- és feszültség-visszacsatolást tartalmaz.

A hangfrekvenciás kimenet illesztésére, galvanikus elválasztására és szimmetrizálására a csatornaerősítő kimenőtranszformátora szolgál. A transzformátor szórt induktivitásával kialakított aluláteresztő szűrő a felső oldalsáv további elnyomását biztosítja. A mérőmegszakítót követő csillapítótag-sor segítségével a kimenőszint széles határok között beállítható.

Jelzésátvitel

Az új csatornaegységeknek kétféle változata van attól függően, hogy a jelzőfrekvencia sávon belüli vagy sávon kívüli.

A sávon kívüli jelzés kis- vagy nagyszintű lehet munkaáramú üzemmódban és kisszintű szünetáramú üzemmódban, ami megfelel a CCITT R2 típusú jelzésátviteli rendszerének. A sávon belüli jelzésátvitel nagyszintű munkaáramú üzemmódu.

A jelzésbetáplálás mindkét változatnál az előmodulációs frekvenciasávban valósul meg. Adásirányban a jelzőfrekvencia billentyűzésére statikus modulátor szolgál. Sávon kívüli jelzésnél a keletkező oldalsáv-frekvenciák kiszűrését LC elemekből felépített negyedfokú jelzőszűrő végzi, aminek kimenete a csatornamodulátor összegző bemenetére csatlakozik.

Sávon belüli jelzésátvitelnél a jelzés egyesítése a beszédággal a csatornasávszűrő bemenetén történik, így külön spektrumkorlátozó szűrőre nincs szükség.

Vételirányban sávon kívüli jelzésnél a jelzőfrekvenciát szintén negyedfokú LC elemekből felépített jelzőszűrő választja ki az előmodulációs sávból. A szűrőről a jel egy monolit integrált áramkörrel felépített erősítőfokozatra jut. Az erősítő erősítése a vett jelzésszintnek megfelelően beállítható úgy, hogy az erősítő kimenetén azonos szint jelenjen meg akár kisszintű, akár nagyszintű üzemmódban.

Az erősítőt egy torzítás-kompenzált demodulátor és trigger áramkör követi. A CCITT R2 típusú jelzésátviteli rendszerének megfelelő üzemmód esetén a pilotzár működési idejéhez illeszkedő jelátfutási időt a triggerfokozat kimenetére köthető késleltető tag állítja be. A késleltetés miatt torzult impulzusokat négyszögesítő fokozat regenerálja, aminek bemenetén a munkaáramú, illetve szünetáramú üzemmódnak megfelelő fázisforgatás átkötéssel beállítható.

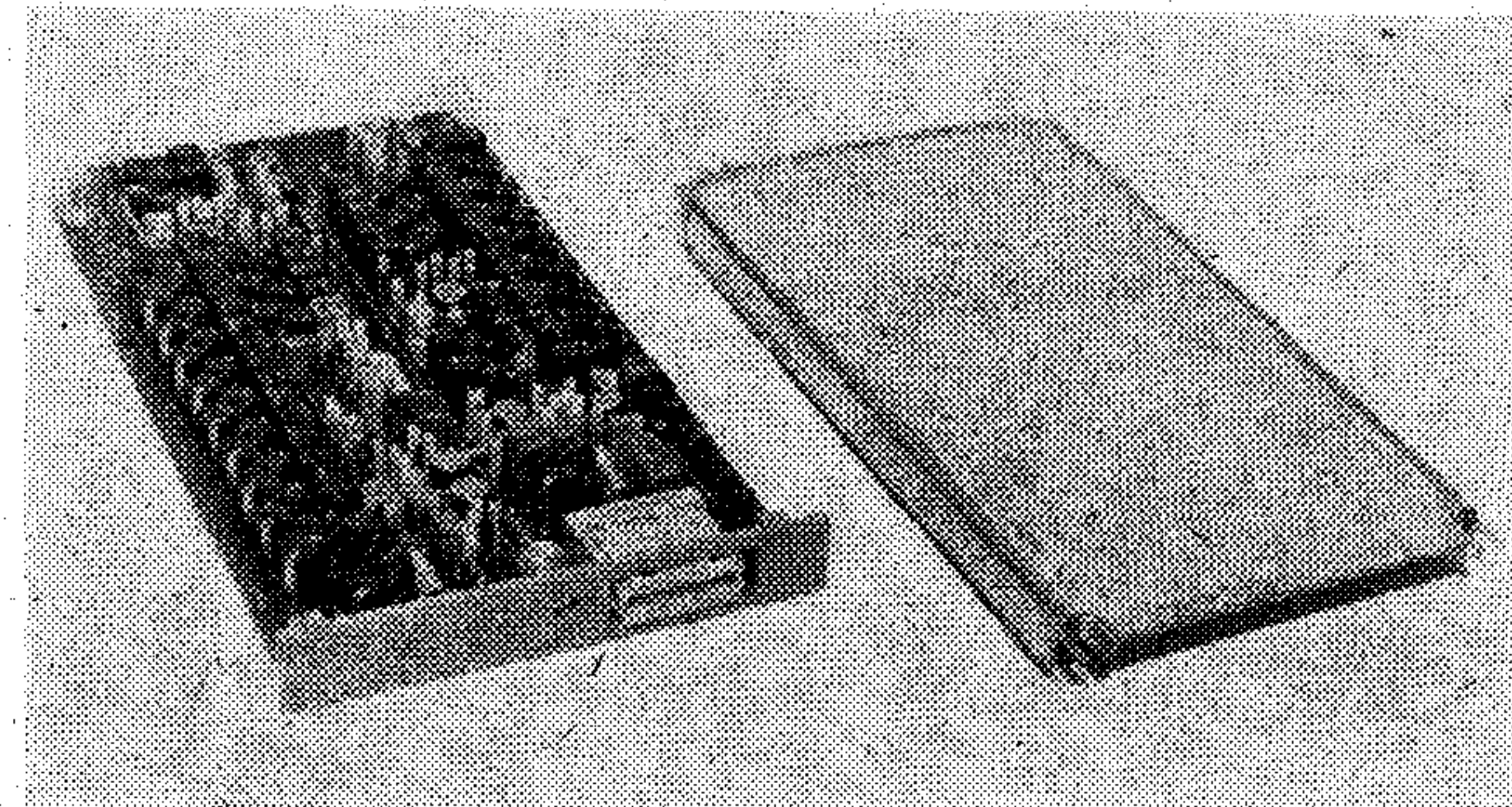
A négyszögesítő fokozat a nagyfeszültségű kapcsoló tranzisztorokkal felépített kimenő áramkört vezérli. A tranzisztorokat a központ felől érkező, elsősorban induktív terhelésből adódó feszültségcsúcsoktól korlátozó dióda védi.

Sávon belüli jelzésátvitelnél vételirányban a jelzéskicsatolás a csatornaerősítő kimenő transzformátoráról, hangfrekvencián történik. A kapcsolás biztosítja, hogy a központ felől a vétel kimeneti pon-

tokra jutó esetleges zavaró jelek a jelzésvevő bemenetére nagy csillapítással juthassanak, s így téves működést ne okozhassanak.

Erősítés, majd demodulálás után az egyáramú jelzőimpulzusokat diszkrét tranzisztorokkal felépített trigger áramkör állítja elő. A jelzésvevő beszédáramokból adódó téves jelzéseinek kizárását szelektív védőáramkör biztosítja.

A csatornaegység fényképe a 3. ábrán látható.



3. ábra. A csatornaegység fényképe

Pilot

Az új csatornamodemben alkalmazott pilottechnika, valamint a pilotvevő egység azonos az elektromechanikus szűrőkkel megépített változatban alkalmazottal.

A csoportpilot-frekvenciát tekintve a csatornamodem kétféle változatban készül attól függően, hogy a pilotfrekvencia 84,08 kHz vagy 84,14 kHz.

A 84,08 kHz-es pilotfrekvenciával működő változatnál a 6. csatorna sávon kívüli jelzőfrekvenciájából adódó zavarok kiszűrését, a pilotjel becsatolását, illetve vételirányban a pilotjel elnyomását, az alapszoportszűrővel, valamint egy keskenysávú kristálysűrővel kialakított áramkör biztosítja.

A 84,14 kHz-es pilotfrekvencia sávon belüli jelzésátvitel esetén alkalmazható, így a fent említett szűrőkombinációra ebben az esetben nincs szükség.

Vételirányban a kicsatolt pilotjel a pilotvevő egység bemenetére kerül, ahol egy kétszeresen kiegyenlített aktív modulátor transzponálja a pilotszűrő sávjába. A transzponálás 84,08 kHz-es változat esetén 72 kHz-zel, — 84,14 kHz-es pilotjel esetén — 72,06 kHz-zel történik. Szűrés és erősítés után a pilotvevő a pilotszinttel arányos egyenfeszültséget állít elő, ami egyrészt biztosítja a vételi pilotszint külső műszerrel való ellenőrzését, másrészt működteti a pilotszintnek a névleges értéktől való eltérését figyelő áramköröket.

Ezek az áramkörök állítják elő a csoportegység szabályozóműve számára a hibajelét, biztosítják a pilotszint nagymértékű csökkenése esetén a szabályzás blokkolását, valamint a pilotszint 4 dB-nél nagyobb csökkenése, illetve szaggatott pilotjel vétele esetén a riasztást.

A CCITT R2 típusú jelzésátviteli rendszerének alkalmazásakor az átviteli út megszakadásából keletkező hibás jelzés hatástalanítására a pilotvevő csoportpilotzár áramköre a központot föld adásával blokkolja, továbbá biztosítja a megszakadt összeköttetések elbontását. Ez utóbbi funkció munka-

áramú jelzésrendszerek esetén is biztosítható, késleltetett működéssel.

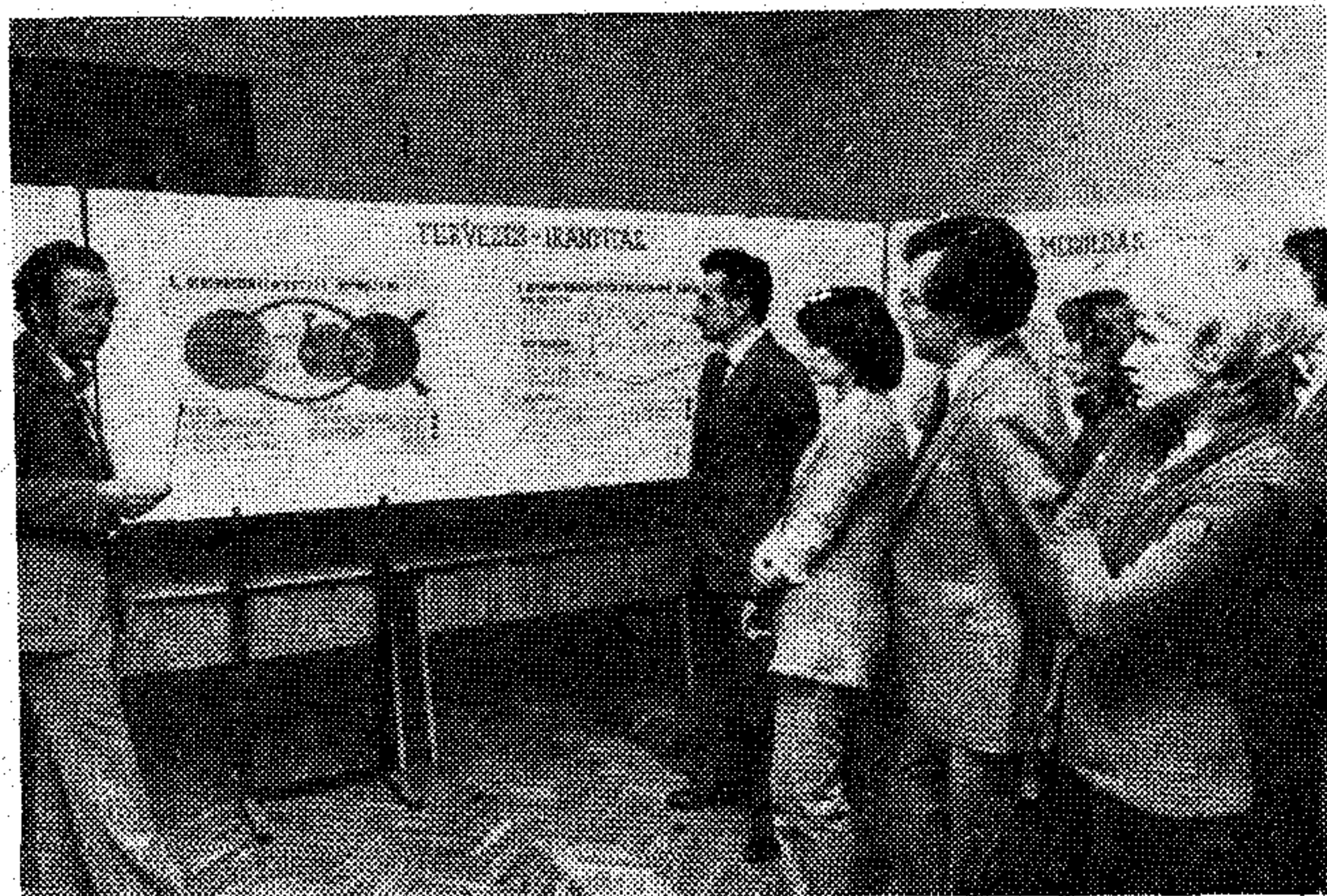
A csoportpilotzár adásával egyidejűleg a pilotvevő az ellenállomást az adásirányban betáplált pilotjel szaggatásával informálhatja.

Műszaki adatok

Frekvenciatartományok	
Csatornánként elfoglalt névleges sáv szélesség	4 kHz
Ténylegesen átvitt frekvenciasáv	0,3–3,4 kHz
Az alapszoport névleges frekvenciasávja	60–108 kHz
Névleges szintek	
A csatorna hangfrekvenciás kapcsain adásirányban	–14...0 dBr
vételirányban	+4...–10 dBr
Az alapszoport kapcsokon adásirányban	–36 dBr
vételirányban	–30 dBr
	vagy
Névleges impedanciák	
A csatorna hangfrekvenciás kapcsain	600 ohm szimmetrikus
Az alapszoport kapcsokon	150 ohmszimmetrikus
Jelzésátvitel	
Sávon kívüli jelzésjelzőfrekvencia	3825 Hz
Névleges jelzésszintek	
kisszint	–18 vagy
	–20 dBmO

nagyszint	–6 dBmO
Sávon belüli jelzésjelzőfrekvencia	2100, 2280 vagy 2600 Hz
Névleges jelzésszint	–6 dBmO
Csoportpilot adás—vétel pilotfrekvencia	84,08 vagy 84,14 kHz
Névleges pilotszint	
84,08 kHz-en	–20 dBmO
84,14 kHz-en	–25 dBmO
Automatikus szintszabályozás	min. ± 4 dB
Vivőfrekvenciák	
Előmodulációs vivőfrekvencia	24 kHz
Csatornavivők frekvenciája	88, 92, 96, 100, 104, 108, 112, 116, 120, 124, 128, 132 kHz
Segédfrekvenciák	
84,08 kHz pilot vételéhez	72 kHz
84,14 kHz pilot vételéhez	72,06 kHz
Csillapítástorzítás	a CCITT G.232. ajánlás 2A, 2B és 2C ábra türesének 1/2-e
Érthető áthallás-védettség	
bármely két csatorna között	min. 74 dB
bármely csatorna adás- és vételiránya között	
a hangfrekvenciás oldalon	min. 68 dB
csoportfrekvenciás oldalon	min. 62 dB
Nem érthető áthallásvédettség	
bármely kombinációban	min. 60 dB
Üres zaj	max. 50 pWOp
terhelt zaj	max. 200 pWOp

TR-10 kiállítás a Telefongyárban



Április első napjaiban a Telefongyár dolgozói nagy érdeklődéssel tekintették meg azt a kiállítást, amely a vállalat új számítógép-rendszerét, a TR-10-et mutatta be.

A kiállítás anyaga a vállalati bemutatkozás előtt már szerepelt az elmúlt év novemberében Sopronban megrendezett COMPCONTROL'79 című nemzetközi kollokviumon. E szakmai találkozón a TER-TA-MHE—SZSZK TR-10 rendszer szép sikert aratott. Külső szakmai körökből is igen sokan érdeklődtek a kiállítás, illetve a rendszer iránt.

A Telefongyár kiállítási és vásári terve

A Telefongyár 1980-ban az alábbi kiállításokon és vásárokon vett részt, illetve a később tartandókon részt kíván venni, hogy bemutathassa jelzett termékeit:

Energoszvjáz'80 Moszkva (február 22. — március 20.): BO-12—E2 LVK keret, a BK-60 rendszer egységei, TETA-1210.

Lipcsei Tavaszi Vásár (március 9—16.): BI-12—E2 LVK kerete.

Budapesti Nemzetközi Vásár (május 21—29.): teljes profil.

Petrotech'80 Amsterdam (május 20—23.): technológiai hírközlő rendszer.

Poznani Nemzetközi Vásár (június 6—17.): BO-12—E2, TAF, BK-2700 egységek.

Djakartai Nemzetközi Vásár (június): BO-12—E2 modem.

Damascusi Nemzetközi Vásár (augusztus 20. — szeptember 8.): TAF-profil.

Bagdadi Nemzetközi Vásár (október): TAF-profil.

Orgtechnik'80, Budapest (november 13—19.): TAF.

Optimális köszörülési paraméterek meghatározása kivágószerszámok élezésénél

TÉGLÁS ANDRÁS

BHG

A híradástechnikai alkatrészek gyártásánál — ahol a nagy sorozatok, esetenként a több milliós darabszámok a jellemzők — lényeges gazdasági kérdés a gyártóeszközök minősége és élettartama.

Egy kivágó szerszámelem jóságának (élettartamának) tágran értelmezhető feltételei vannak. Általában előírt műszaki követelmény az adott anyagú kivágó szerszám aktív elemeire vonatkozóan a:

- felületi érdesség (R_a), és a
- keménység (HRC).

Ezen felül jellemzik még a felületet, és így a szerszámélettartamot:

- a köszörülés során újraedződő és kilágyult réteg tulajdonságai (1. ábra);
- a maradó feszültségek mértéke és eloszlása, főleg a vágóél környezetében.

Ezeket a rajzon általában nem írják elő.

A maradó feszültség, amely a szerszámmal végzett munka során az üzemi feszültségek hatását tovább fokozza, vagy gyengíti, alapvető hatással van a szer-

szám élettartamára. A köszörülés okozta felületi elváltozások eredménye gyakorlatilag maradó feszültségben összegeződik.

A maradó feszültség az igénybevételtől függően lehet káros, vagy hasznos a szerszámélettartam szempontjából.

A technológiai kísérletek célja, hogy a különböző korongokkal és technológiai paraméterekkel végrehajtott kemény állapotban történő megmunkálás során a kialakuló maradó feszültség hatását megvizsgáljuk a vágóél (vágócsúcs) környezetében.

A kapott eredményekből következtetéseket vonhatunk le a kivágószerszám maximális élettartamát eredményező köszörülési paraméterekre vonatkozóan.

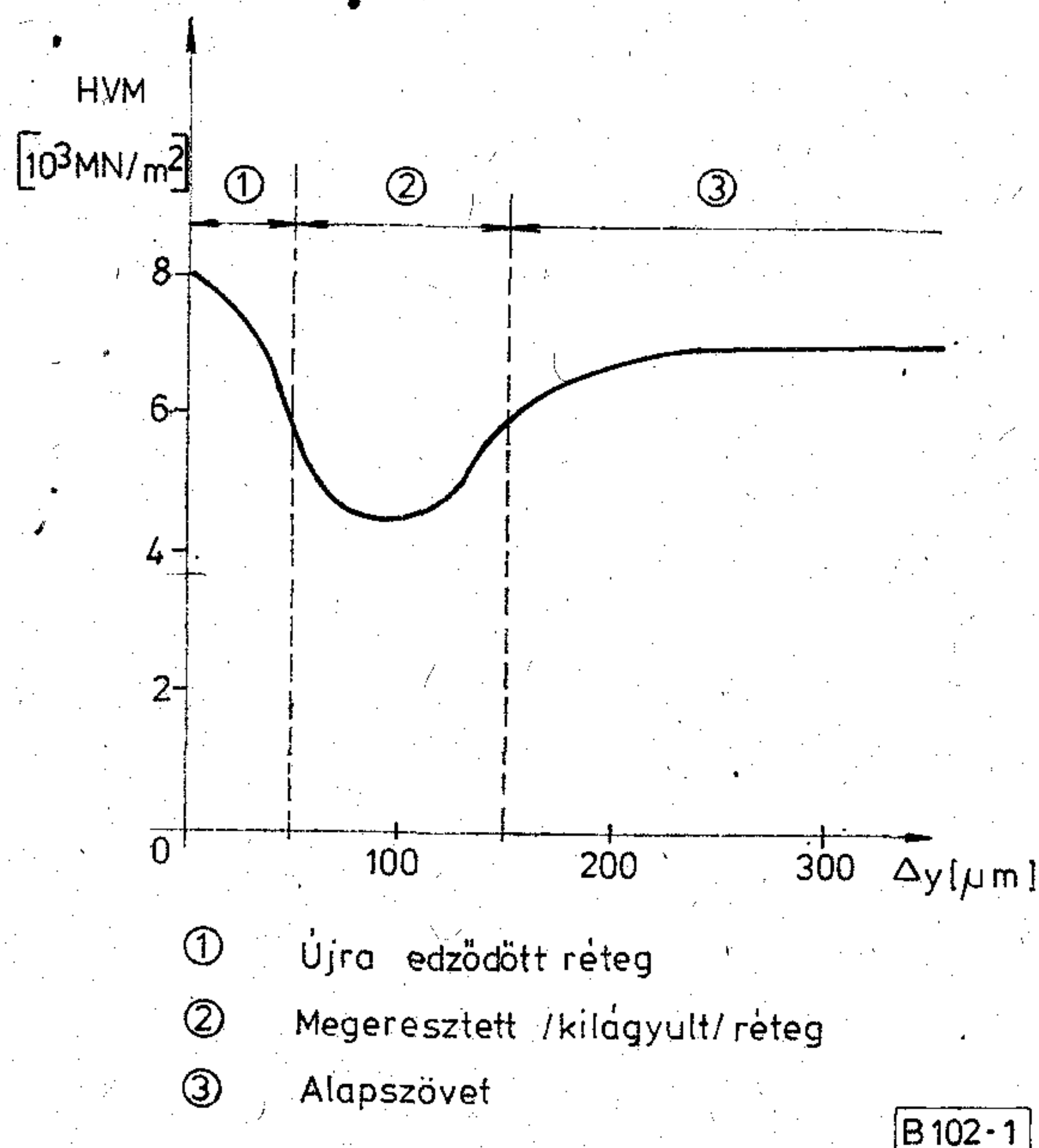
A maradó feszültség mérésének elve

Ha a köszörülés okozta maradó feszültséggel terhelt réteget eltávolítjuk — úgy, hogy közben új maradó feszültség ne, vagy csak elhanyagolható mértékben keletkezzen — a próbatest belső egyensúlyi állapota megbomlik.

Ennek hatására a darab alakja megváltozik. Az alakváltozás mértékéből lehet — az eltávolított réteg vastagságának ismeretében — meghatározni a maradó feszültség nagyságát.

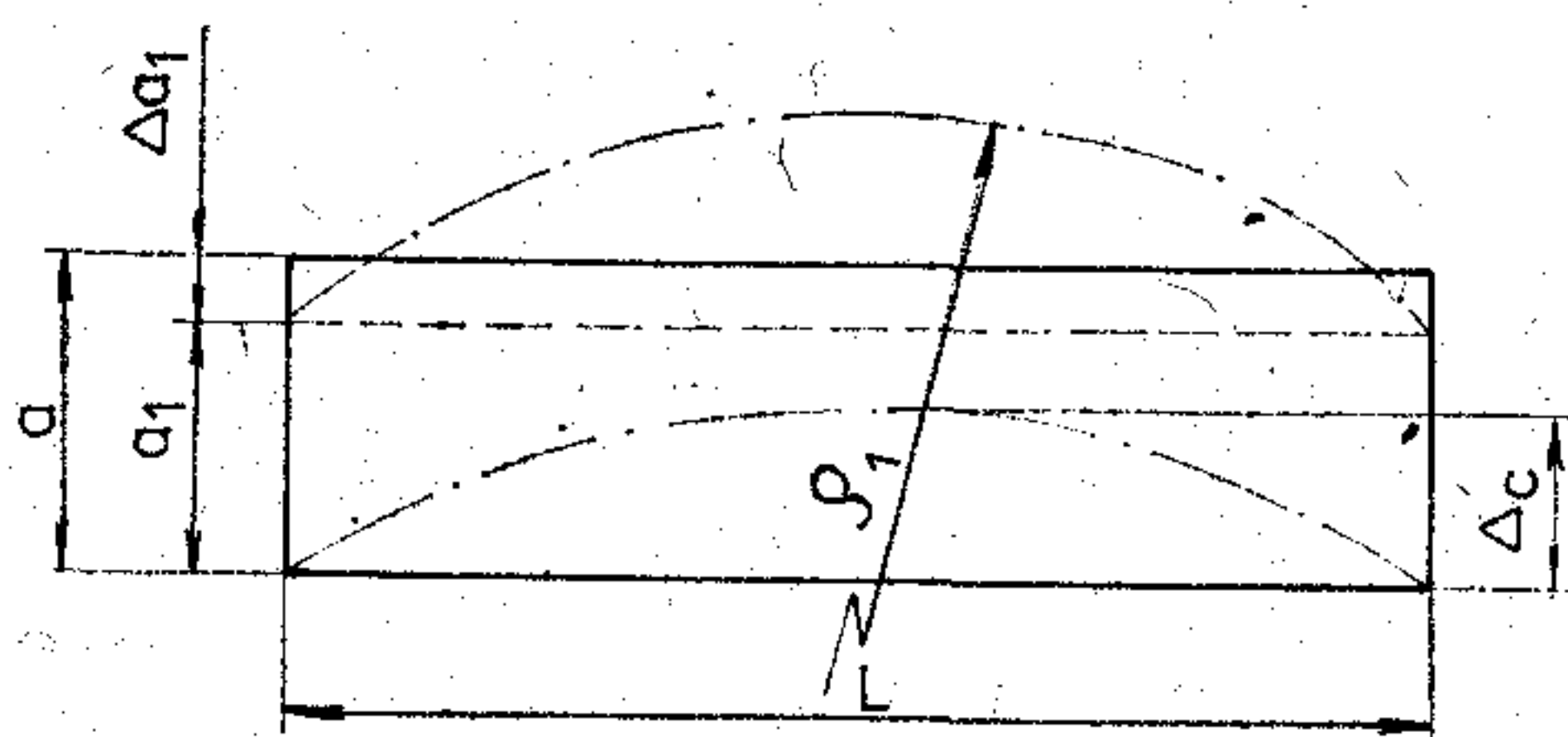
A maradó feszültségek meghatározásakor feltételezzük, hogy:

- a köszörülés előtt a darabot nem terhelte a hőkezelésből származó — minimális — feszültségen kívül más maradó feszültség,
- az elektrokémiai maratás során az eltávolított réteg feszültsége nem változik, ezért átlagfeszültséggel lehet számolni,
- a rugalmassági modulus (E) állandó,
- a próbatest viselkedés a Hooke-törvénnyel leírható,



B102-1

1. ábra. A felületi réteg keménységeloszlása edzett acél köszörülésénél



B102-2

2. ábra. Vázlat a maradó feszültség számításához

— az alakváltozás felfogható úgy, mintha M_1 nyomaték terhelné a darabot és ennek hatására deformálna (2. ábra).

a = lemezvastagság,
 Δa_1 = eltávolított réteg vastagsága,
 γ_1 = görbületi sugár,
 Δc = körszelet (gömb szelet) magassága,
 L = a lemez hossza,
 a_1 = a megmárt lemez vastagsága.

A Δa_1 réteg egységnyi hosszát terhelő erő:

$$F_1 = \sigma_{1m} \cdot \Delta a_1 \cdot 1$$

σ_{1m} = Δa_1 réteget terhelő feszültség átlaga.

A lemezt hajlító F_1 erő karja a lemez vastagságának felével egyenlő.

$$\frac{a - \Delta a_1}{2} + \frac{\Delta a_1}{2} = \frac{a}{2}$$

Ezzel a nyomaték:

$$\Delta M_1 = \sigma_{1m} \cdot \Delta a_1 \cdot 1 \cdot \frac{a}{2}$$

Tiszta hajlításkor a nyomaték:

$$M = \frac{E \cdot I}{\rho(1 - \mu)}$$

ahol $I = \frac{a^3 \cdot 1}{12}$,

μ = Poisson szám,

E = rugalmassági modulus,

$$C = \frac{L^2}{8\rho}$$

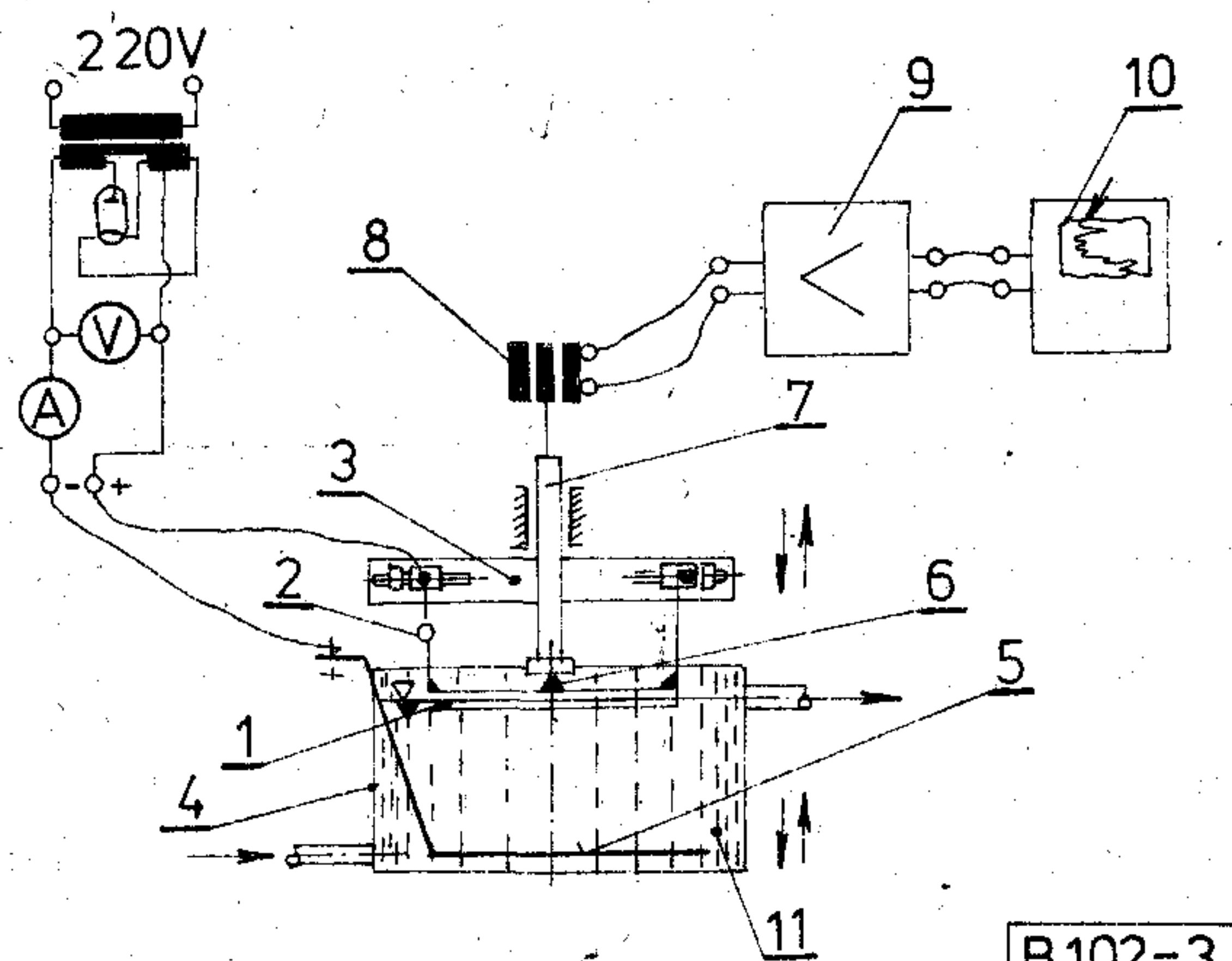
Ezekkel felírható:

$$M_1 = \frac{E \cdot a_1^3 \cdot 1}{12(1 - \mu)} \cdot \frac{8 \cdot C}{L^2}$$

Így a maradó feszültségre érvényes összefüggés:

$$\sigma_{1m} = \frac{2 \cdot E \cdot a_1^3 \cdot 8 \cdot \Delta C}{\Delta a_1 \cdot a \cdot 12(1 - \mu) L^2}$$

A számításokat előre meghatározott rétegenként a ΔC automatikus mérésével számítógép végezte el az NME Gépgyártástechnológiai Tanszéken.



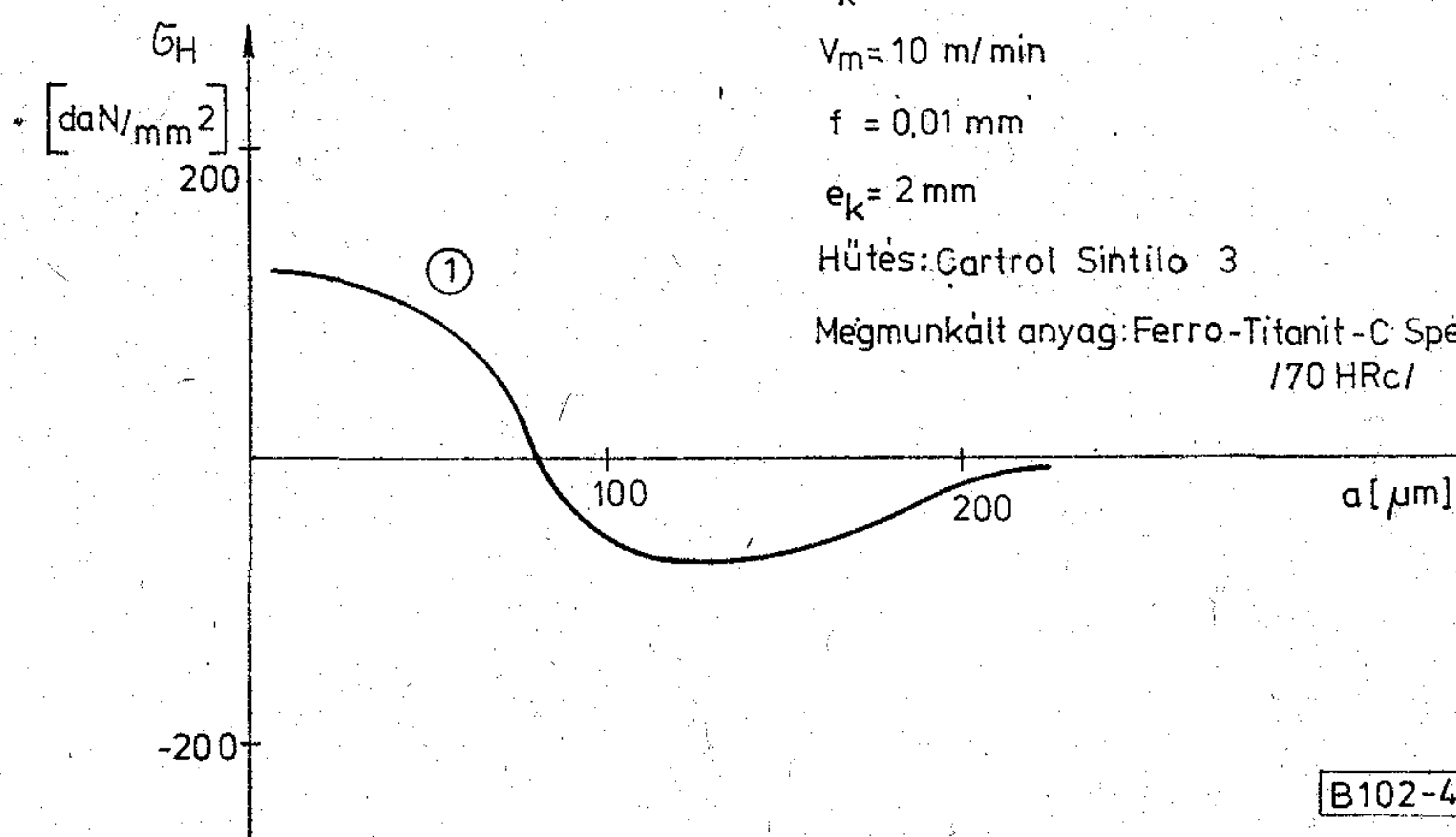
3. ábra. A mérőberendezés vázlata

- 1 — Próbatétel;
- 2 — Réz tartó;
- 3 — Próbadarab tartó;
- 4 — Üvegedény;
- 5 — Katód;
- 6 — Acélgolyó;
- 7 — Mérő tapintó;
- 8 — Induktív jeladó;
- 9 — Erősítő;
- 10 — Regisztráló műszer;
- 11 — Speciális maratószer.

A méréseket Ferro-Titanit-C-Special anyagból készített próbatéteken végeztük el, mert az ebből készült szerszámelemek köszörülése okozta a legtöbb gondot (3. ábra).

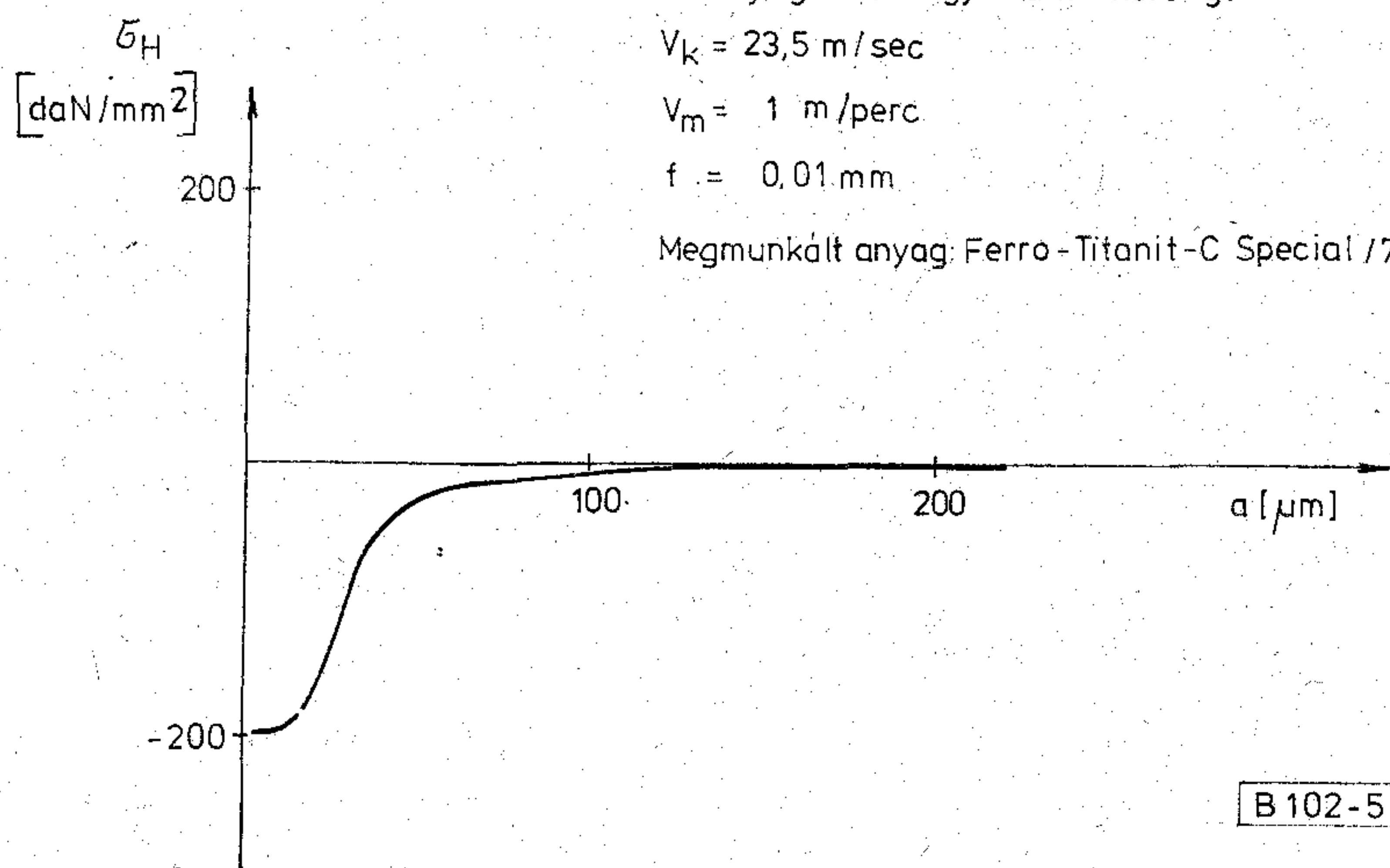
A kísérletet ötféle korongminőséggel, korongminőségenként változó paraméterekkel hajtottuk végre.

A különböző minőségű korongokkal, illetve külön-



4. ábra. Maradó feszültségeloszlás korund köszörűkorong alkalmazása esetén

Korong: Dorfner DGS 5A 100 k10 /korund/
 $V_k = 20$ m/sec
 $V_m = 10$ m/min
 $f = 0,01$ mm
 $e_k = 2$ mm
Hűtés: Cartrol Sintilo 3
Megmunkált anyag: Ferro-Titanit-C Special /70 HRc/



Korong: ASZO 125/100 100% B8 / Fémbevonatos,
műanyagkötésű gyémánt korong /

$V_k = 23,5 \text{ m/sec}$

$V_m = 1 \text{ m/perc}$

$f = 0,01 \text{ mm}$

Megmunkált anyag: Ferro-Titanit-C Special / 70 HRc /

5. ábra. Maradó feszültségeloszlás bevonatos gyémántkorong alkalmazása esetén

böző technológiai paraméterekkel végrehajtott köszörülés utáni maradó feszültségi állapotot így egzakt méréssel meg lehetett határozni. Ez egyértelmű tájékoztatást adott az alkalmazandó optimális minőséget (éltartamot) adó köszörűkorong fajtára és a beállítandó technológiai értékekre, és egyértelműen bizonyította be, hogy a jól meghatározott köszörülési technológia nagyban elősegíti — az egyébként rendkívül nehezen köszörülhető, edzhető, — keményanyagok szakszerű, maximális eredményt adó finom megmunkálását (4., 5. ábra).

A mérések kiértékelése

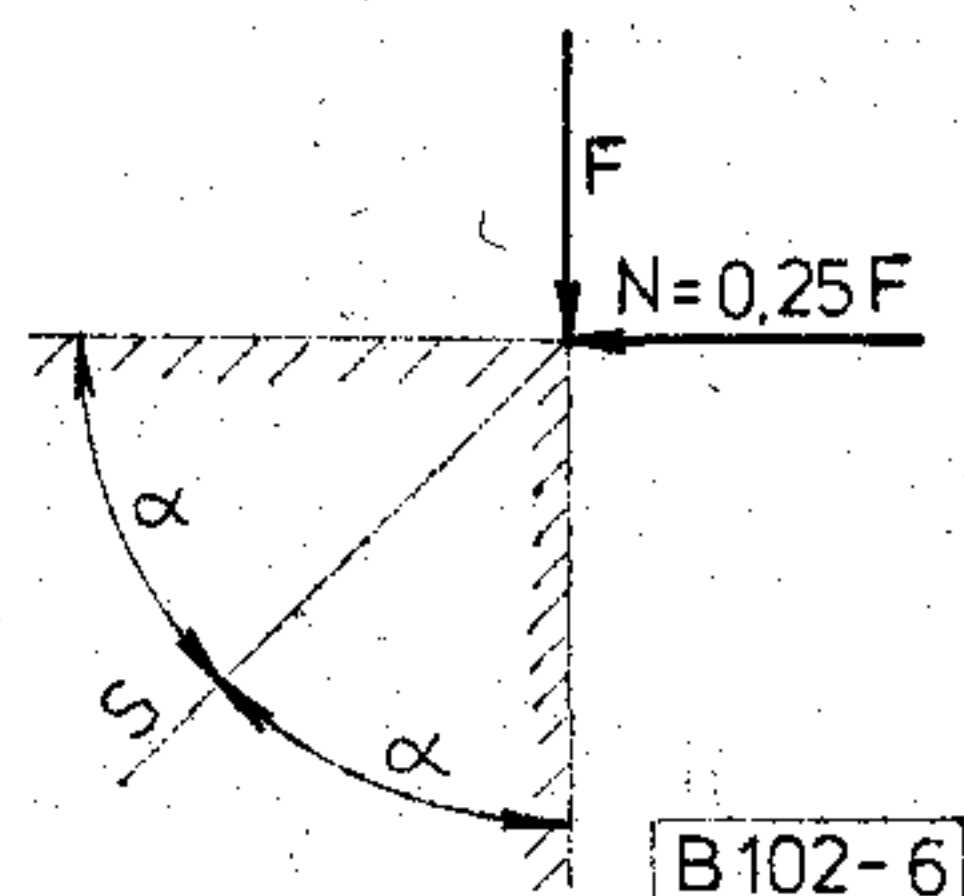
A vágólap (bélyeg) élet kivágáskor kétféle erő terheli.

F az egységnyi hosszt terhelő kivágóerő,

N a vágólapba bekényszerített anyag szétfeszítő ereje ($N = 0,25 F$) (6. ábra).

A tárgyalásnál a súrlódóerőt nem vettük figyelembe, annak ellenére, hogy hatása lényeges. Egyszerűsítő feltételként vettük, hogy F -t és N -t koncentrált erőként kezeljük, holott ezek közel parabolikusan megoszló terhelések.

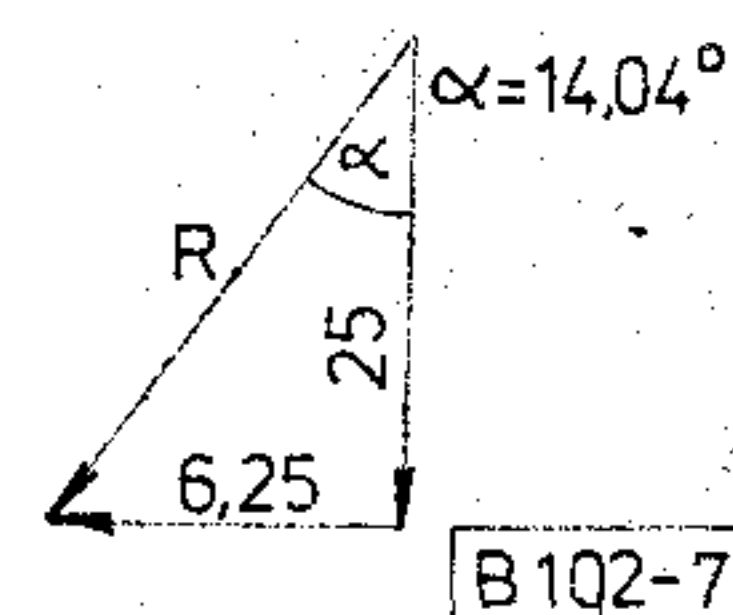
Nem vettük figyelembe azt sem, hogy a kivágáskor a sarok fokozatosan leomlik és így a peremfeltételek változnak, az erő nem a csúcson hat. Elhanyagoltuk a vágórés és a rugalmassági modulus szerepét a feszültségek kialakulásánál. Ezek szigorító feltételek, növelik a számított feszültséget.



6. ábra. Számítási vázlat

A vizsgálat menete esetenként a következő:

Meghatározzuk az N és F erő eredőjét (7. ábra), valamint az eredő erő vetületét az s szögfelezőre (8. ábra), és erre merőleges komponensét. Egységnyi terhelő erő 1mm² vágásakor egy vizsgált kivágószerszám esetén: 25 daN

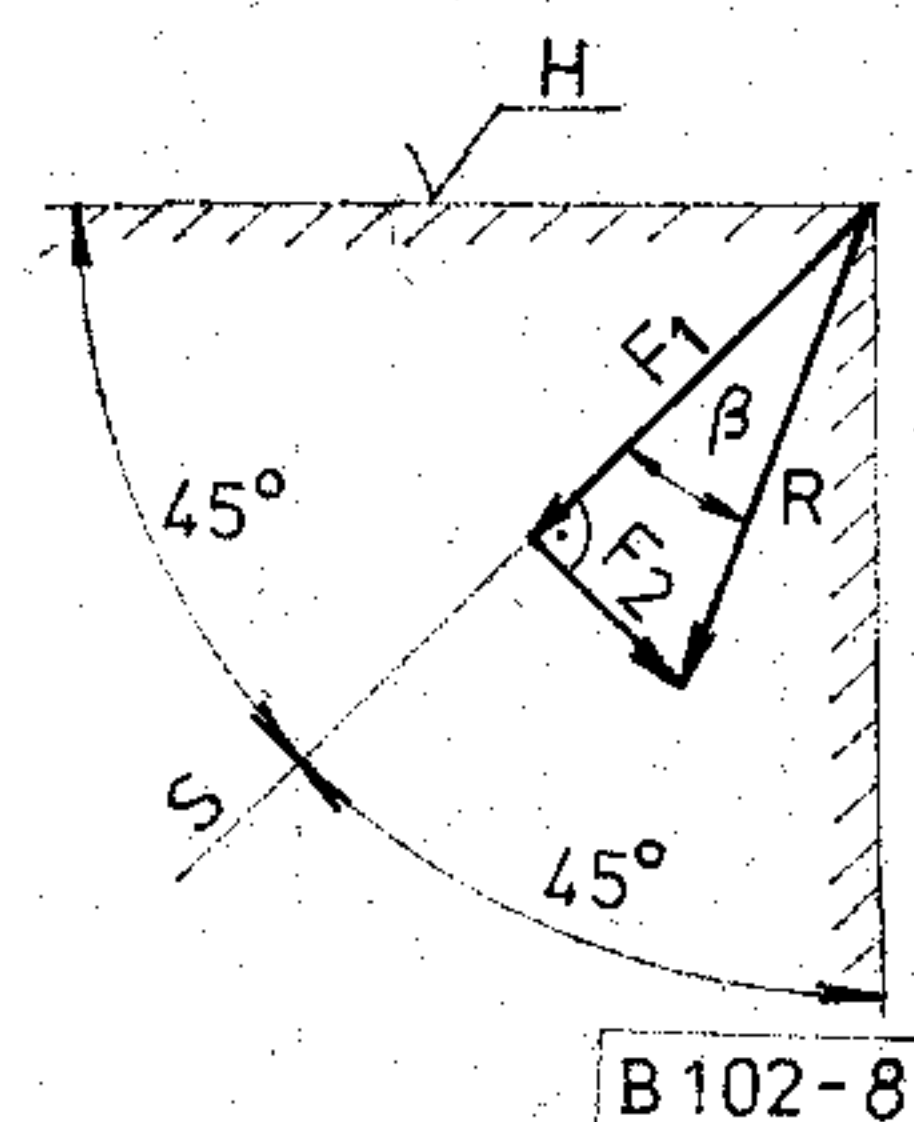


7. ábra. Számítási vázlat

$$\begin{aligned} F &= 25 \text{ daN} & \text{és} & & N &= 6,25 \text{ daN} \\ \text{Az eredő erő} & & & & R &= 25,77 \text{ daN} \\ & & & & \text{és} & & \alpha &= 14,04^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \beta &= 45^\circ - 14,04^\circ = 30,96^\circ \\ F_1 &= \cos \beta \cdot R = 22,1 \text{ daN} \\ F_2 &= \sin \beta \cdot R = 13,26 \text{ daN.} \end{aligned}$$

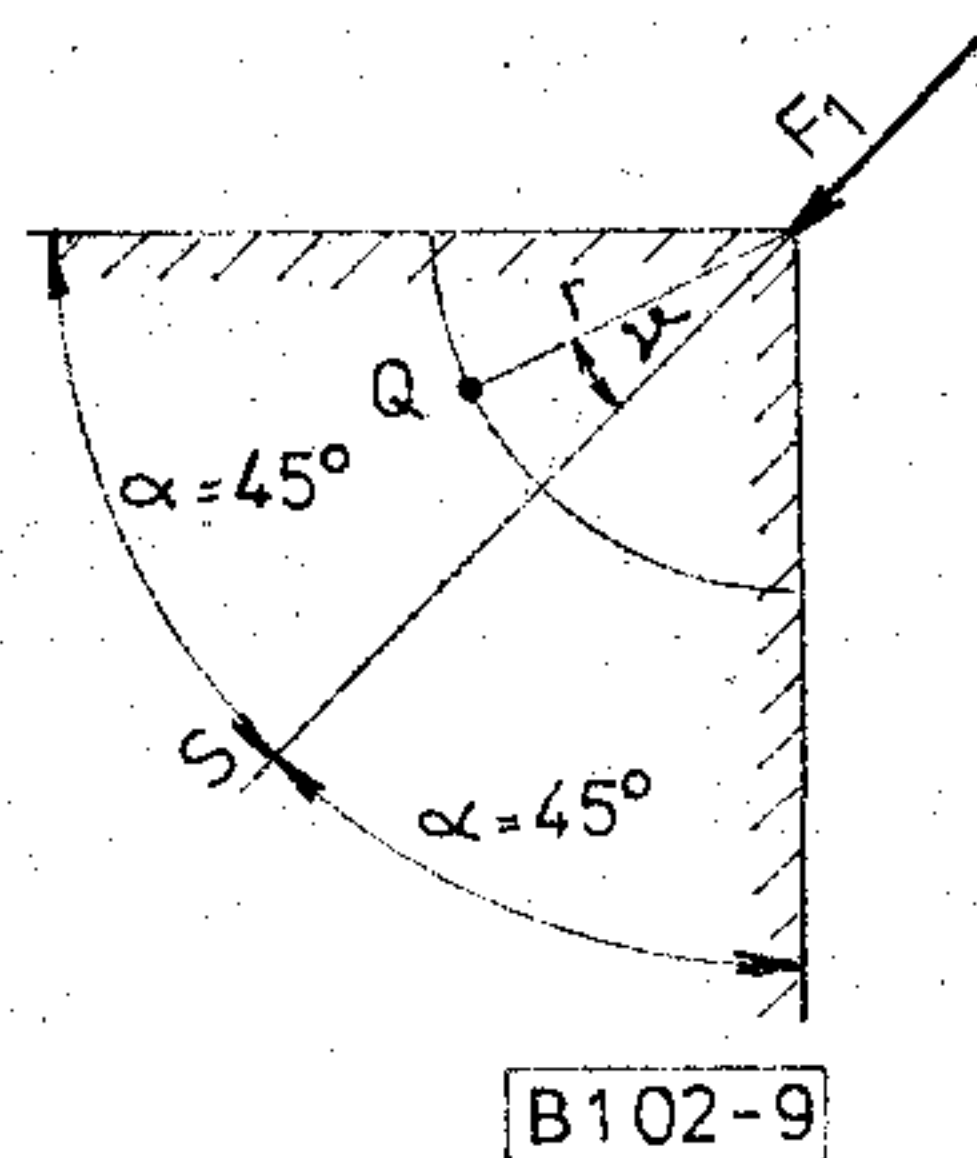
Az F_1 és F_2 erők okozta feszültségeket külön számolva a szuperpozíció elvén határozzuk meg a H felületen ébredő feszültségeket. H felületen a vágólap síkját értjük.



8. ábra. Számítási vázlat

F_1 okozta feszültség (9. ábra):

$$\sigma H_1 = \frac{-(F_1 \cdot \cos v)}{r \cdot \left(\alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}$$



B102-9

9. ábra. Számítási vázlat

$$v = 45^\circ$$

$$2\alpha = 90^\circ$$

$$\alpha = 45^\circ = \frac{\pi}{4}$$

Az r változhat 0-tól 0,5-ig (becsléssel) kivágás esetén. Az r minimális méretét célszerűen az anyag szemcsemérete szabja meg, mert a szemcsehatáron törik, omlik le a vágóél.

F_2 okozta húzó feszültség (10. ábra):

$$\sigma H_2 = \frac{F_2 \cdot y \cdot x \cdot \sin^4 v}{x^3 \left(\frac{\pi}{4} - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}$$

1. táblázat. A vágólap (bélyeg) sarkán ébredő üzemi feszültség számításának programja.

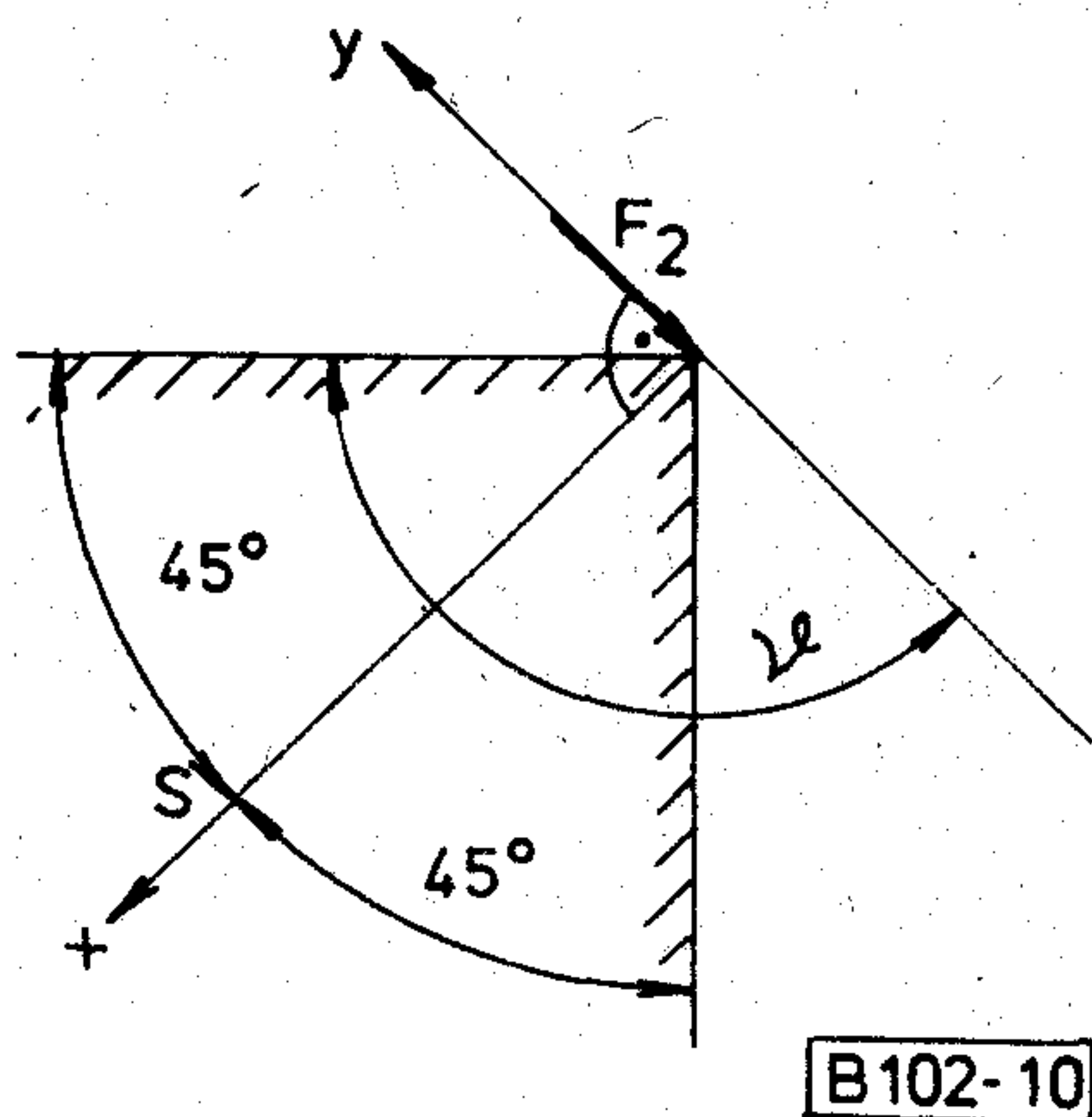
```

10 PRINT "FESZULTSEG A VAGOLAP SARKAN"
12 PRINT
17 PRINT TAB60 "SZIGMA E"
18 PRINT
19 PRINT
20 F1 = 22.1
30 F2 = 13.26
40 M1 = PI/4
50 A = PI/4
60 M2 = 3 * PI/4
70 FOR R = 0.05 TO 0.5 STEP 0.05
80 X = Y = R/(2+0.5)
90 S1 = -1 * (F1 * COSM1)/(R * (A + 0.5 * (SIN(2 * A))))
100 S2 = (F2 * Y * X * (SINM2)^4)/((X^3) * ((PI/4) - 0.5 * SIN(2 * A)))
110 T2 = (F2 * Y^2 * (SINM2)^4)/(X^3 * (PI/4 - 0.5 * SIN(2 * A)))
120 E = ((S1 + S2)^2 + 3 * (T2^2))^0.5
130 PRINT TAB8 " " "S1" * "S2" * "T2" * "E" * "
140 NEXT R
150 END

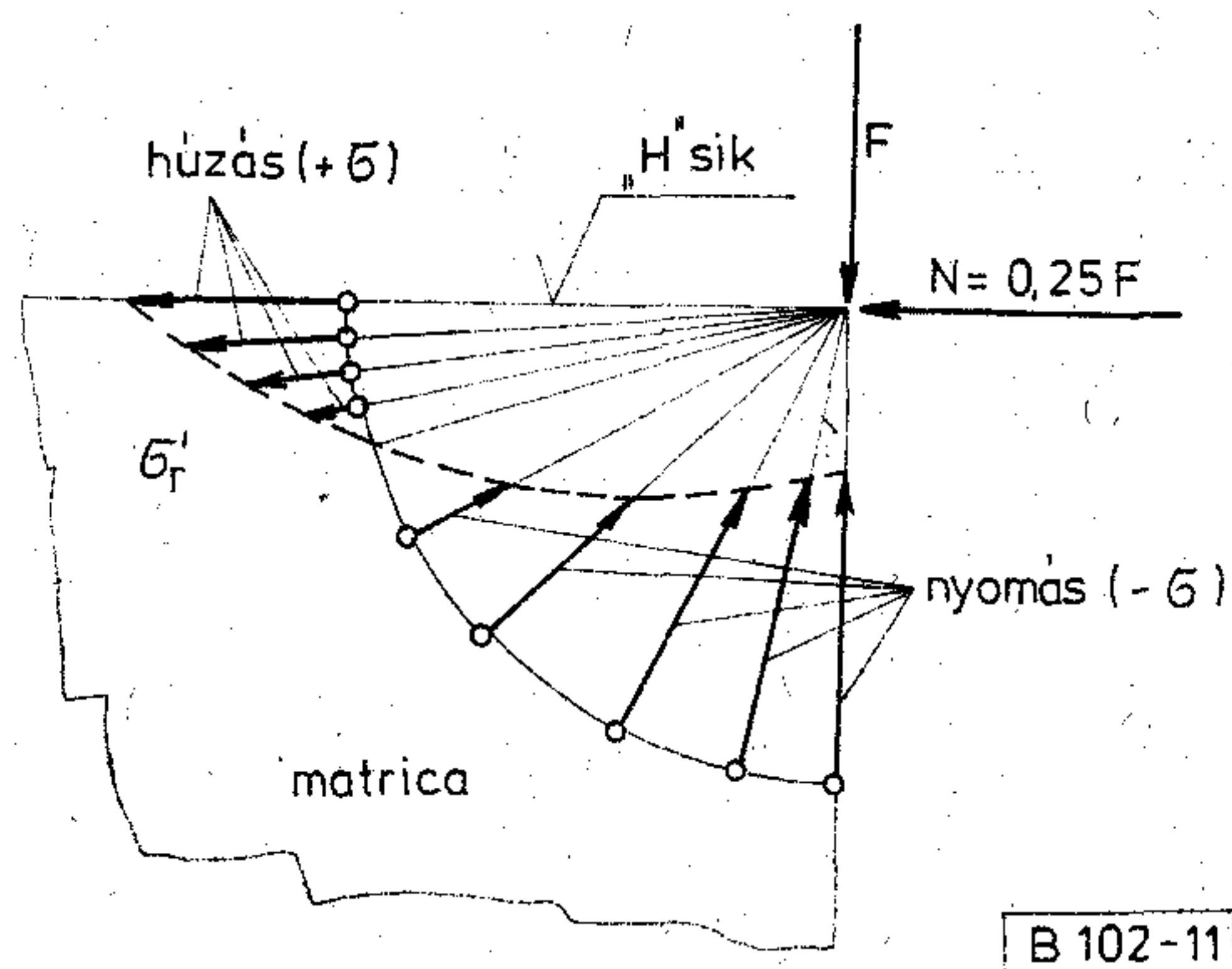
```

FESZULTSEG A VAGOLAP SARKAN

				SZIGMA E
*	* -243.1473812	* 328.5317539	* 328.5317539	* 575.4040589
*	* -121.5736906	* 164.2658770	* 164.2658770	* 287.7020295
*	* -81.04912708	* 109.5105846	* 109.5105846	* 191.8013530
*	* -60.78684531	* 82.13293848	* 82.13293848	* 143.8510147
*	* -48.62947625	* 65.70635078	* 65.70635078	* 115.0808118
*	* -40.52456354	* 54.75529232	* 54.75529232	* 95.90067649
*	* -34.73534018	* 46.9331077	* 46.9331077	* 82.20057985
*	* -30.39342266	* 41.06646924	* 41.06646924	* 71.92550737
*	* -27.01637569	* 36.50352821	* 36.50352821	* 63.93378433
*	* -24.31473812	* 32.85317539	* 32.85317539	* 57.54040590
*				



10. ábra. Számítási vázlat



11. ábra. Üzemi feszültségeloszlás a vágóél környezetében

A csúcsban ébredő csúsztató feszültség:

$$\tau_H = \frac{F_2 \cdot y^2 \cdot \sin^4 v}{x^3 \left(\frac{\pi}{4} - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)},$$

$$\sigma_H = H_1 + H_2$$

$$\sigma_E = \sqrt{\sigma_H^2 + 3 \cdot \tau_H^2}.$$

A számításokat célszerűen a BHG—MHE Szerszám Fejlesztési Laboratórium HP 9830 A típusú számítógépén végeztük el a fenti program szerint (1. táblázat).

Ha $\sigma_E > \sigma_{\text{meg}}$, akkor a szerszám éle kivágáskor leomlik, mert a sarkot a megengedettnél nagyobb húzófeszültség terheli.

Az, hogy a ΔR mekkora — a vágólap sarkának le-töredezése milyen széles — a szerszám felületének feszültségi állapotától, így a maradó feszültségtől is függ.

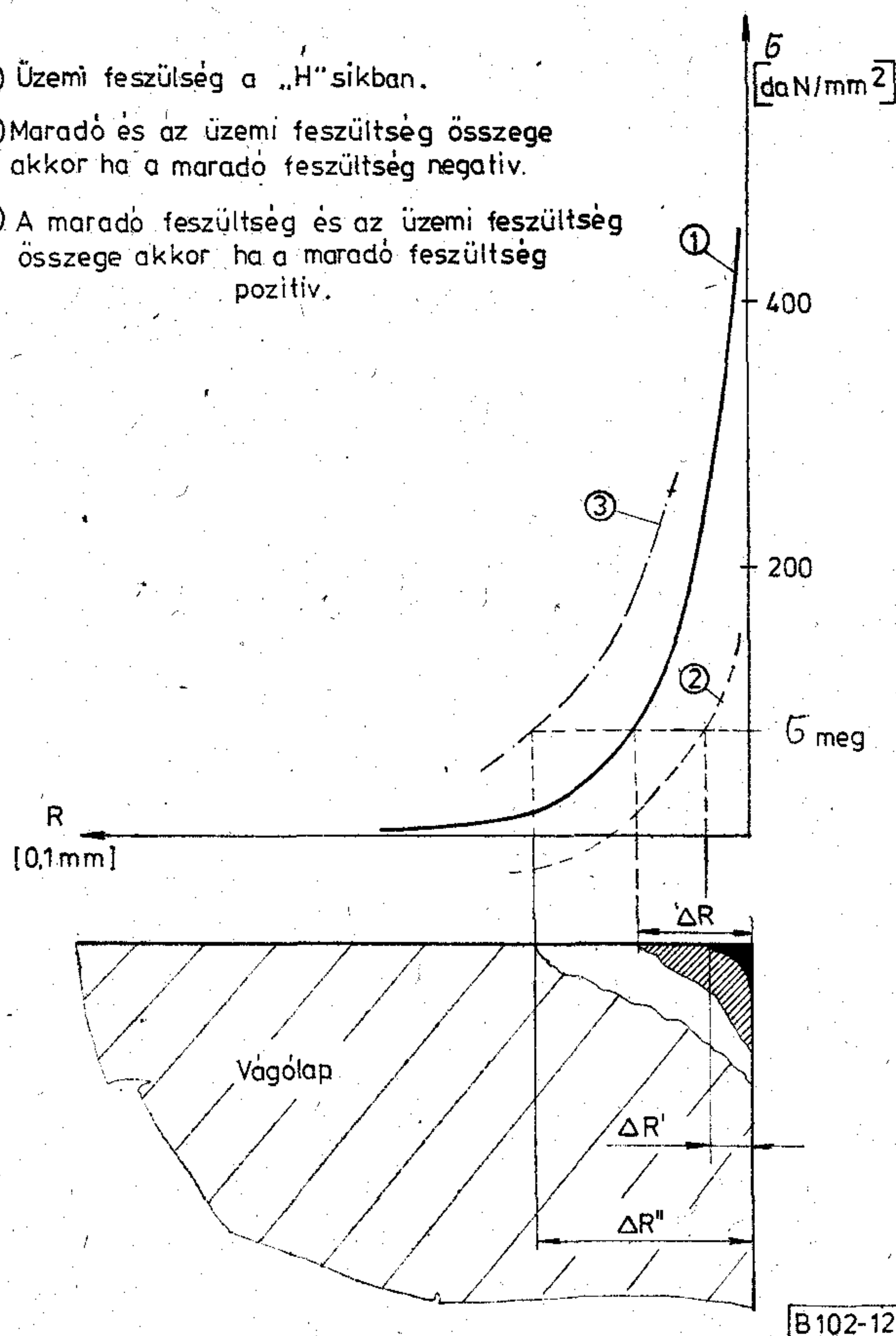
Vizsgálatainkkal bebizonyítottuk, hogy a kivágó szerszámok H síkjában húzófeszültség ébred üzemi körülmények között (11. ábra). Ha ez jelentős maradó

húzófeszültségre szuperporálódik, akkor a szerszámtartam jelentősen csökken. Ha a maradó feszültség negatív (nyomó), akkor ez az üzemi húzó feszültséget csökkenti és így a szerszámtartamot növeli. A túlterhelt $\Delta R'$ sáv ΔR -nél lényegesen kisebb. A maradó feszültségeloszlások jellegéből úgy tűnik, hogy a műanyagba ágyazott bevonatos gyémánt korongokkal történő megmunkálás adja a legkedvezőbb maradó feszültségeloszlást. A kemény megmunkáláskor arra kell törekedni, hogy olyan korongtípust használjunk kivágó szerszámok aktív elemeinek gyártásakor, amelyek maradó nyomó feszültséget eredményeznek a felületi rétegben.

① Üzemi feszültség a „H”-síkban.

② Maradó és az üzemi feszültség összege akkor ha a maradó feszültség negatív.

③ A maradó feszültség és az üzemi feszültség összege akkor ha a maradó feszültség pozitív.



12. ábra. A maradó feszültség hatása

Az elemzések során csak a mechanikai modellen kialakuló feszültségeket vettük figyelembe, a kifáradási jelenségek és kopási tulajdonságok részletes elemzése nélkül. A vágólap élén kialakuló üzemi feszültségek vizsgálata — feltételezésünk szerint — jobban elvégezhető lenne optikai feszültségvizsgálattal, vagy a véges elemek módszerével. Ez további elmélyült munkát igényel, ami jelenleg meghaladja műszaki lehetőségeinket, de véleményünk szerint egy munkahelyi vizsgálat terjedelmét is.

Beszámoló a 9. Nemzetközi Távközlésforgalmi Kongresszusról

DR. GOSZTONY GÉZA
BHG

Nemzetközi Távközlésforgalmi Kongresszust (International Teletraffic Congress, a továbbiakban: ITC) háromévenként tartanak (1970 — München, 1973 — Stockholm, 1976 — Melbourne, 1979 — Torremolinos). A szervezést az ITC Nemzetközi Tanácsadó Testülete (elnök: Prof. Jensen, A. — Dánia) és a meghívó országban létesülő Nemzeti Szervező Bizottság végzi. Az előadások elfogadásához nemzetközi részvételű bíráló testületet hoznak létre. A költségeket a rendező ország távközlési szervei (posta és ipar) viselik. Részvételi díj hagyományosan nincs.

1. A KONGRESSZUS LEBONYOLÍTÁSA

A 9. ITC-t Spanyolország déli részén, a Malaga közelében fekvő Torremolinosban rendezték, az ún. Kongresszusi Palotában. Az épületet 1970-ben adták át rendeltetésének, nyolc különböző méretű teremmel (57 fő—906 fő befogadóképesség) rendelkezik, található benne továbbá számos irodahelyiség, étterem, posta stb. A lebonyolítást saját személyzet és műszaki berendezések (sokszorosítás, film, TV stb.) segítik.

A kongresszuson 34 országból mintegy 380 szakember vett részt, továbbá 26 országból 270 szerző 183 előadást tartott. ITC anyagában három magyar előadás szerepelt, szerzők: dr. Kóczy T. László — BME, dr. Sallai Gyula — PKI, dr. Gosztony Géza — BHG—FI.

Új színfoltot jelentettek azok a viták, amelyeket a déli szünetben, ill. délután az ülések után tartottak és bizonyos játékszabályok betartásával bárki kezdeményezhetett.

A hagyományoknak megfelelően a kongresszus után látogatásokat szerveztek távközlési gyárakba és más intézményekbe. Az első napon Malaga és környéke, a második napon Madrid és környéke került sorra.

Dr. Gosztony Géza a kongresszus összes ülésén, dr. Sallai Gyula az ülések második felén és a szakmai látogatásokon vehetett részt.

2. STATISZTIKAI ADATOK

Az 1. táblázat a részvételi adatokat tartalmazza. Csak azok az országok szerepelnek, amelyek előadást

1. táblázat

Ország	Előadás (db)	Résztevő (fő)
USA	35	54
NSZK	21,5	46
Svédország	17	24
Spanyolország	14	59
Japán	10	10
Ausztrália	10	9
Kanada	9	20
Olaszország	8	17
Anglia	7	19
Franciaország	7	18
Norvégia	7	16
Hollandia	6	16
Lengyelország	5	1
India	4	2
Izrael	4	2
Dánia	3	13
Magyarország	3	2
Belgium	2	7
Finnország	2	4
Bulgária	2	1
Svájc	2	10
Szovjetunió	2	—
Brazília	1	7
Tunézia	1	1
Csehszlovákia	1	—

is tartottak. Nem minden előadó volt jelen, ez látványos ellentmondásokat okoz a számadatokban. A „fél” előadás különböző nemzetiségű szerzők közös előadását jelzi.

A kutatási súlypontok szemléltetésére szolgál az alábbi 2. és 3. táblázat. Az első mutatja, hogy az elhangzott előadások közel kétharmada hét országból származott. (A százalékok kerekítettek.)

A 3. táblázat azt mutatja be, hogy az egyes országokon belül néhány nagy kutatóhely részesedése mekkora a forgalmi vizsgálatokban.

A 3. táblázatból viszonylag pontosan látható, hogy hol végeznek több területre kiterjedő kutatómunkát. A táblázatot feltétlenül ki kell egészíteni azzal, hogy kiterjedt tevékenység folyik a Szovjetunióban is, elsősorban a SZU Tudományos Akadémiához tartozó

2. táblázat

Ország	Előadás (db)	(%)
USA	35	20
NSZK	21,5	12
Svédország	17	9
Spanyolország	14	8
Ausztrália	10	5
Japán	10	5
Kanada	9	5
Összesen:	116,5	64

3. táblázat

Ország	Előadás (db)	Intézmény, cég	Előadás (db/%)	
USA	35	ATT és Bell Lab.	21,5	61
NSZK	21,5	Stuttgarteri Egyetem	6,5	30
		Siemens	3	14
		Klf. Egyetemek	7	33
		LM Ericsson	7	41
Svédország	17	Lundi Egyetem	4	24
		Svéd Posta	2,5	15
		ITT Standard Electr.	7,5	54
		Spanyol Posta	5,5	39
Spanyolország	14	Ausztrál Posta	6	60
		NTT	4	40
Ausztrália	10	Bell Northern Res.	5	56
Japán	10	ITALTEL	3	38
Kanada	9	Francia Posta	6	86
Olaszország	8	Angol Posta	4	57
Franciaország	7	Norvég Posta	4,5	64
Anglia	7	Philips	3	50
Norvégia	7			
Hollandia	6			

4. táblázat

Ország	München 1970.		Stockholm 1973.		Melbourne 1976.		Torre-molinos 1979.	
	E	R	E	R	E	R	E	R
Bulgária	—	1	1	1	2	—	2	1
Csehszlovákia	—	1	—	—	—	—	1	—
Jugoszlávia	—	3	—	4	—	—	—	—
Lengyelország	1	1	—	1	—	—	5	1
Magyarország	2	5	3	5	2	—	3	2
Szovjetunió	14	7	12	—	1	1	2	—

3. SZAKMAI PROGRAM

Az előadásokat napi négy, összesen 23 ülésen, párhuzamos ülések nélkül tartották. Munkanyelv angol volt, tolmácsolás nélkül. A hagyományos módszer szerint egy-egy ülésen az előadások egyik részét a szerzők ismertették. Átlag 10 perc/előadás állt rendelkezésre. Más előadásokat a vitavezető foglalt össze, csak néhány lényeges szempontot kiemelve. Ezt követték a kérdések és a vita, ülésenként kb. 30 perc.

IPPI intézetben és a Szovjet Posta Kutatóintézetének leningrádi részlegében. Szintén foglalkoznak forgalmi méretezéssel a Rigai Egyetemen és az Ogyesszai Elektronikai Intézetben.

A 4. táblázat a szocialista országok részvételét mutatja be az utolsó négy kongresszuson. Az E rovat előadást, az R rovat résztvevőt jelent.

Az 1970-es 5. ITC-t megelőzően a szocialista országok gyakorlatilag alig vettek részt, és előadást sem küldtek be. Pl. 1967-ben New Yorkban egyedül a Szovjetunióból volt két résztvevő, 1964-ben Londonban két lengyel, egy jugoszláv és egy magyar résztvevő jelent meg.

A szemléltető anyag kivitelében nagy fejlődés van az utóbbi években. A színes diapozitív általánossá vált, az írásvetítő lapokat szintén több színben, reprográfiai eljárással készítik. Sokan alkalmaztak írásvetítő lap sorozatokat, a következő lapok a kezdő ábrát egészítették ki, a teljes kép az egész sorozat egyidejű átvilágításával állt elő.

Az ülések tárgykörét és az előadások számát az 5. táblázat mutatja.

A műszaki fejlődésnek megfelelően a tárgykörök között egyre nagyobb súlyt kapnak a digitális hírközléssel, adatátvitellel, számítógépekkel és a velük kapcsolatos hálózatokkal foglalkozó kérdések. A TPV kapcsolóközpontokon belül és az ezekből álló hálózatokban ugyanolyan problémák vannak, mint a számítógépekben és számítógép-hálózatokban. Remélhetőleg a két terület forgalmi kutatásai egyre jobban közelednek egymáshoz.

4. EREDMÉNYEK ÉS TÖREKVÉSEK

A szakmai anyag terjedelme nem teszi lehetővé az előadások részletes elemzését. Néhány fontosabb eredmény, törekvések és a kutatások várható irányvonalának ismertetése található az alábbiakban:

Tárgykör:	Előadás (db)	Időpont
Előrejelzés I.	8	október 17.
Előrejelzés II.	7	
Forgalomelmélet	9	
Előfizetők magatartása	8	
Forgalommérés I.	8	október 18.
Forgalommérés II.	7	
Mérések és utánzás pontossága	9	
Túlsordulás	9	
Szolgáltatási követelmények	9	október 19.
Forgalom és díjszabás	7	
Kapcsolóhálózatok I.	9	
Kapcsolóhálózatok II.	9	
Sorbanállás-elmélet	8	október 22.
Digitális rendszerek és hálózatok	7	
Adatrendszerek és hálózatok I.	7	
Adatrendszerek és hálózatok II.	7	
Számítógép és közp. modellezés	9	október 23.
Számítógép és közp. modellezés	8	
Túlterhelés-ellenőrzés	7	
Forgalomkezelés	8	
Hálózattervezés I.	8	október 24.
Hálózattervezés II.	8	
Hálózatrányítás	7	
Értékelő vita		

A *forgalom előrejelzése* előadásai között az észak-amerikai előadások (Bell System, Bell Northern Research) szemléletét döntően meghatározta, hogy a számítógépes adatgyűjtés és -feldolgozás az üzemeltetésben teljesen általánossá vált. Arra törekszenek, hogy a hálózat egészére egységes eljárásokat dolgozzanak ki, az előrejelzés az előfizetői forgalomra, irányításra, nyálábokra egyaránt kiterjed.

Várakozásos rendszerek vizsgálatában eddig általában feltételezték, hogy a kiszolgálási sorrend szervezése nem csökkenti a rendszer forgalmi teljesítményét. A *forgalomelméleti* ülésen KLEINROCK (USA, 136. előadás) megmutatta, hogy földrajzilag egymástól távollevő forgalom források esetében (pl. számítógép-hálózatok termináljai) többletveszteségek léphetnek fel a szervezési módszer függvényében.

Az *előfizetők magatartásával* kapcsolatban több előadás foglalkozott az előfizetői vonalak forgalomeloszlásával és annak modellezésével. Újabb vizsgálati eredményeket tettek közzé a hívásismétlés jelenségéről és annak okairól. Figyelmet érdemelnek ROY CHOUDHURY és társai (148), akik számos adattal bizonyították, hogy Indiában (és véleményünk szerint minden távközlési szempontból fejlődő országban) a forgalmi helyzet jelentősen eltér az irodalomból közismert feltételezésektől.

A *forgalommérési* ülések előadásai elég tarka képet mutattak. Ismertettek mérőberendezést, mérési el-

vet, matematikai módszereket a szolgáltatással kapcsolatos megfigyelések kiértékeléséhez, ill. a mérési bizonytalanságok okozta hatás felméréséhez. Külön figyelmet érdemelnek a teljes hálózatra kiterjedő forgalommérő és kiértékelő rendszerek, amelyekkel több ország adott tájékoztatást (USA-213: Spanyolország—212, 216, Izrael—211, 214).

A *mérés és utánzás pontosságának* vizsgálata kapcsán többen foglalkoztak utánzási módszerek optimalizálásával és a mért torlódási jellemzők pontosságának növelésével.

Túlsordulásos rendszerek vizsgálatában a már ismert közelítő eljárások továbbfejlesztése mellett új egyszerűsített eljárásokról adtak számot. A pontos vizsgálatokban a megszakított Poisson folyamattal való számítási elvet többen alkalmazták.

A *szolgáltatási követelmények* ülésen három előadás (USA—311, 313; Finnország—314) foglalkozott a szélsőérték-analízis alkalmazásával. Az egyes napokon mérhető legnagyobb forgalom alapján, megfelelő statisztikai feltevésekkel, jó becslést kaphatunk a vizsgált központban tapasztalható szolgáltatási szintről. Az adatok feldolgozása egyszerűbb, a kapott eredmény pontosabb, mint a forgalmas órai forgalmon alapuló becslés. Ezen az ülésen tartottam előadást (310) a CCITT forgalmi méretezési munkájáról.

A *díjszabás* hatással van a forgalom eloszlására, a hálózat fejlődésére és kihasználására. Érdekes kísérletet mutattak be továbbá az előfizető tevékenységének leírására, viselkedését interaktív ember—gép kapcsolatnak felfogva.

A *kapcsolóhálózatokról* szóló előadások közül kettő, visszahurkolt kapcsolómezővel és ebben rövidített kapcsolási úttal foglalkozott (NSZK—333, 335). LOTZE és munkatársai (Stuttgarter Egyetem) időosztásos és térosztásos mezőket hasonlítottak össze a szokott alapossággal (345), továbbá gazdaságos PCM elrendezés kialakításának módszerét ismertették (347). Itt szerepelt KÓCZY T. László előadása (343) a szabadútkeresés általános matematikai eljárásáról.

Várakozásos rendszerekben a várakozási idő eloszlásának meghatározásához új, matematikailag pontos eljárást, az „esemény számlálás”-i elvet mutatta be JOLLEY (Ausztrália—416). A tartásidők több exponenciális fázissal való közelítésének módszerét régebbi idő óta alkalmazzák. BUX (NSZK—413) előadása számítási algoritmusokat közöl.

A *digitális rendszerek* térhódítása a vonatkozó előadások számának növekedésében is megmutatkozott. Szemlélete miatt említésre érdemes egy, a helyi hálózat tervezésére szolgáló interaktív módszer, amely a költségeken kívül a megbízhatóságot is figyelembe veszi (Svédország—424).

Adatrendszerek és hálózatok tárgykörében többek között részletes összefoglalás hangzott el távközlési műholdak csatornakiválasztási algoritmusairól (Norvégia—431) és távadatfeldolgozó rendszerek párbeszéd forgalmának jellemzőiről (NSZK—434). A hierarchikus hálózatok forgalmi kapacitásának meghatározási módszereiről HERZOG (NSZK—444) beszélt.

Nagyon sok újszerű és fontos eredményről számoltak be a *számítógép és központ modellezési* üléseken. Korábban többnyire központok egy-egy részét vizsgálták, a sorbanállási rendszerek elméletének fejlődése és a nagykapacitású számítógépek ma már lehetővé teszik, hogy a teljes központ vezérlése matematikailag modellezhető legyen. Több ilyen rendszert ismertettek, ARM 20 (Svédország—517), 8B (Norvégia—512) és AXE 10 (Svédország—515) típusú központokra vonatkozó vizsgálatokkal. Tárol programvezérlés (TPV) forgalmi viszonyainak felméréséhez az ú. n. széttagolásos számítási elv alkalmazását mutatta be KÜHN (NSZK—514): TPV forgalmi kapacitásának megállapításához általános központ szimulátorokat többen is készítettek (Ausztrália—521, Spanyolország—527).

A TPV rendszerek megjelenése óta a kapcsolóközpont viszonylag egyszerűen képes saját forgalmi állapotának felmérésére. *Túlterhelés ellenőrzéséhez* ki kell választani az alkalmas paramétert (pl. felajánlott forgalom hívás darabszám, torlódás) és lépéseket kell tenni a túlterhelés megszüntetésére. Az előadások gyakorlatban működő rendszerekről, érzékenységi vizsgálatokról és optimalizációs eljárásokról számoltak be.

A ténylegesen megvalósuló *forgalom kezelése* pl. előfizetői csoportok forgalmi kiegyenlítése (Spanyolország—546) forgalmi ingadozások (Japán—547), keverések forgalmi kapacitása egyenlőtlen forgalom esetén (Japán—545, Anglia—542), optimális karbantartási időközök kiválasztása (Hollandia—541) számos gyakorlati problémát vet fel. Az elméleti vizsgálatoknak ezekre is ki kell terjednie.

Hálózatok tervezéséről szóló előadások közül több foglalkozott a dinamikus hívásirányítással. Ez az eljárás a forgalmi helyzet szerint változtat az irányítási terven, alkalmazása a TPV rendszerek elterjedésével szintén automatizálható. Többek érdeklődése fordult a végpont-végpont közötti teljes veszteség meghatározására, szétosztására, optimalására. Ez a korábban megoldhatatlannak látszó kérdéskör is lassan kezelhetővé válik (Kanada—627). SALLAI Gyula (628) előadása itt hangzott el, és hálózatok forgalmi optimalását vizsgálta korlátozott anyagi lehetőségek esetében. Az ülés elnöke (BÖRM, NSZK-DBP) a téma fontosságát bevezetőjében külön említette.

A hálózati irányításával foglalkozó ülésen jó összefoglalás hangzott el az USA (632) és Japán (633) irányítási rendszereiről.

5. FAKULTATÍV SZAKMAI VITÁK

Csak a tárgykörök felsorolására szorítkozunk.

- TETRAPRO — forgalmi méretezés oktatási tervezet. Kidolgozása az ITU (Nemzetközi Távközlési Unió) megbízásából folyik.
- Telex-hálózatok tervezése.
- Adathálózatok forgalmi kérdései.
- Az Engset képlet alkalmazásának problémái.
- ITC—CCITT együttműködés.

6. ÉRTÉKELŐ VITA

A szakmai program befejezéseként került rá sor. A felkért hozzászólók az alábbiak voltak:

Roy-Choudhury, P. K.	Indiai Posta
Rubas, J.	Ausztrál Posta
Cohen, J. W.	Utrechti Egyetem (Hollandia)
Lotze, A.	Stuttgarteri Egyetem (NSZK)
Holtzman, J.	Bell Laboratórium (USA)
Gosztony G.	BHG

Mindegyikük saját szervezetének (posta—egyetem—ipar) nézőpontjából mondta el véleményét a kongresszusról és adott javaslatokat a jövőre. Utána következett az általános vita.

Sokan foglalkoztak a további kongresszusok szervezésével (legyenek-e párhuzamos ülések?), az előadások tartalmi és elmondási színvonalával (válogatás, visszautasítás), mindenki elégedett volt a lebonyolítással.

Hozzászólásomban kiemeltem, hogy a kongresszusra különféle intézményekből, különféle érdeklődő emberek jönnek. Igényeik összhangba hozása szinte reménytelen. Ezt szemlélteti az alábbi 6. táblázat.

6. táblázat

	Forgalmi méretezési szakember	
	gyenge	erős
	intézményben	
Szerepe	mindenes	specialista
Munkájának jellege	máshol kidolgozott módszerek alkalm.	saját eredmények kidolgozása
Léggör	elkedvetleníthet	ösztönző
Igényelt támogatás	főleg gyakorlati, különböző területekről	új eredmények egy szűk területen

A forgalmi méretezésben élenjáró országok vezető intézményeit nem tekintve, a többiek „gyenge” intézményekből érkeznek, és ezért a kongresszusnak mindig biztosítani kell, hogy áttekinthető és gyakorlatra irányított ismeretek szerzésére alkalmas legyen.

7. ZÁRÓÜLÉS

Az ITC két kongresszusa közötti időszakban a Nemzetközi Tanácsadó Testület irányításával folyik bizonyos szakmai tevékenység. Ennek alapján a kongresszus résztvevői számára ismertették:

- a Delftben (Hollandia) és Budapesten tartott ITC szemináriumok tapasztalatait;
- a további ITC szemináriumok lehetséges tárgykörét és helyét;
- a forgalmi méretezési oktatás helyzetét (TETRAPRO terv);

- az ITC és más nemzetközi szervek (pl. CCITT, IFIP) kapcsolatát;
- a következő kongresszusok lebonyolítási rendjeire vonatkozó javaslatokat;
- a következő kongresszusok helyét.

(Emlékeztetünk arra, hogy 1978 októberében Budapesten tartott ITC szeminárium lebonyolítása a HTE bevonásával történt, támogatást adott a Magyar Posta, a BHG Híradástechnikai Vállalat és a Budavox. Ez volt az első ITC rendezvény szocialista országban. Részletes beszámoló a Híradástechnika 1979. évi februári számában jelent meg.)

A következő 10. ITC 1983-ban Kanadában, a 11. ITC 1985-ben Japánban lesz.

8. ÉRTÉKELES

- A kongresszus, bár a résztvevők és az előadások száma az utolsó európai kongresszushoz képest is növekedett, mégis *áttekinthető* és szakmai programjaiban követhető maradt. A javaslatok alapján valószínű, hogy a további növekedésre nem kerül sor, a részvételt és az

előadások darabszámát korlátozni fogják. Így az ITC a jövőben is alkalmas lesz arra, hogy a *forgalmi méretezés teljes keresztmetszetét* megmutassa.

- A műszaki fejlődésnek megfelelően lassú hangsúlyeltolódásnak lehetünk tanúi. A *digitális rendszerek, számítógép-hálózatok, TPV központok* problémái egyre nagyobb teret foglalnak el. Hasonló a helyzet a kiegészítő tevékenységekben is; számos előadás foglalkozott pl. *forgalommérő rendszerekkel, túlterhelés-korlátozással, dinamikus hívásirányítással*.
- Az ITC tevékenységi köre a jövőben várhatóan kiterjed. A 3 évenként rendezett *kongresszus* mellett rendszeressé válnak a szűkebb tárgykörre irányuló *szemináriumok*. Az ITC, első sorban a CCITT-ben dolgozó tagjain át hatást gyakorol a *forgalmi méretezés nemzetközi szintű oktatására* is.
- Hazánk *részvétele* az ITC-n 1970 óta kb. azonos szinten mozog. A távközlés-forgalom kérdéseivel foglalkozó hazai erő és eredmények alapján ez a szint *alig alacsonyabb* a kívánatosnál. A következő ITC-re 3–4 előadás bejelentése látszik célszerűnek és lehetségesnek.

HÍREK ÜZEMEINKBŐL

HATÁRIDŐ ELŐTT KÉSZÍTETTE EL A BHG A PAKSI ATOMERŐMŰ TELEFONKÖZPONTJÁT

Megtisztelő elismerés az átadás alkalmából

Kedves Vezérigazgató elvtárs!

A Kohó- és Gépipari Miniszter elvtárs nevében köszönetemet fejezem ki Vállalatának az 1979. év folyamán a Paksi Atomerőmű Beruházás telefonközpontjának határidő előtti megvalósításában nyújtott teljesítményéért.

Kérem, tolmácsolja köszönetemet a Vállalat érintett kollektívájának.

Ezúttal kívánok Önnek személyesen és a Vállalatnak sikereiben gazdag, boldog új esztendőt és eredményes munkát.

*Elvtársi üdözlettel
Lőrinczi Attila*

*a Kohó- és Gépipari Minisztérium
Paksi Atomerőmű Beruházás
miniszteri biztosa*

Telefongyári Fejlesztő Intézet

Január 1-i hatállyal megalakították a Telefongyár Fejlesztési Intézetét. A cél: az intézet az elektronikai ipar fejlesztésével összhangban bázisintézeti feladatokat lát el és együttműködik az elektronikai

kutatóintézetekkel és vállalatokkal. Az intézet a feladatok és az erő jobb koncentrációjával támogatja a vállalat jelenlegi, közép- és hosszú távú céljainak elérését. Gyorsítja a fejlesztési sebességet, és hozzájárul a termékstruktúra folyamatos korszerűsítéséhez.

A régi felállás szerinti átviteltechnikai és számítástechnikai főosztályok, valamint a nemzetközi együttműködési osztály dolgozóiból alakult meg a Fejlesztő Intézet „magja”. A tervek szerint tovább bővül a létszám.

Az intézet csak telefongyári feladatokat lát el, de együttműködik más elektronikai kutatóintézetekkel is. Működése kiterjed a nemzetközi kapcsolatokra is.

Elektronikai Központi Fejlesztési Program

Littvai István KGM miniszterhelyettes felkérésére a MTESZ március 25-én társadalmi fórumot rendezett az Elektronikai Központi Fejlesztési Program (EKFP) társadalmi véleményezéssel való támogatására. A fórumon dr. Tófalvi Gyula, az EKFP Iroda vezetője tartott előadást a feladatokról és a tervekről.

A vitában aktívan részt vettek a Telefongyár szakemberei is. Kialakult az a vélemény, hogy az alkatrészipar nem háttérpár, hanem az elektronikai ipar része, és sokkal gyorsabb fejlesztést igényel.

Szovjet távközlési műholdak oktatási és kísérleti célokra

A TASSZ jelentette, hogy a Kozmosz-program keretében felbocsátották a Kozmosz 1045 műholdat és vele együtt — közös hordozórakétával —, útjára bocsátották a „RADIO 1” és „RADIO 2” kísérleti műholdakat.

A programot a DOSZAAF keretében dolgozták ki. A műholdak rendeltetése egyrészt a felsőfokú oktatás korszerűsítése, másrészt az ipari és amatőr jellegű kísérleti összeköttetések megvalósítása.

A két műhold egy közös távközlési rendszerhez tartozik, melynek földi irányítóközpontja Moszkvában van. A rendszerhez még egy második irányítóközpont is tartozik, melynek székhelye Arnszejev. A távközlési rendszert egy önálló mozgó állomás, továbbá a moszkvai Energetikai Egyetemen telepített kísérleti telemetrikus megfigyelőállomás teszi teljessé.

A műhold az alábbi öt fő részből tevődik össze:

1. Átjátszó állomás, mely a kétméteres sávban vett jeleket felerősíti és a 10 méteres sávban sugározza tovább.
2. Vevő és adó antennarendszerek, melyek sugárzási irányszöge a földi irányítóközpontokból állítható.
3. Telemetrikus mérőrendszer a pályaelemek, valamint a meteorológiai adatok továbbítására.
4. Jeladó, mely a földi irányítóközpont utasítására az ismertető hívójelet (RS) adja. Ugyanez az adó, ugyancsak földi parancsra, a műhold telemetrikus adatait közli.
5. Áramellátó rendszer. A berendezések áramellátását napelemek útján töltött kémiai áramforrások végzik.

A műhold vevője 145,88—145,92 MHz frekvenciasávban veszi a beérkező hívásokat, vagy a földi irányítóközpont utasításait. A vevő érzékenysége jobb mint 0,5 μ V. A középfrekvencia 8,4 MHz, melyet úgy állítanak elő, hogy az első keverő 30,86 MHz-es kvarcoszcillátor frekvenciáját ötszörözik (154,300 MHz) és a beérkező jellel keverik (154,300—8,400 = 145,900 MHz, ez a vételi sáv közepe). A második keverő egy kiegyenlített gyűrűs modulátor (balance-ring) fokozat, mely 40 kHz-es átfogást biztosít.

Az adó kimenőtelijesítménye 1,5 watt. Sáv szélessége mindössze 40 kHz, a 29,360—29,400 MHz frekvenciasávban.

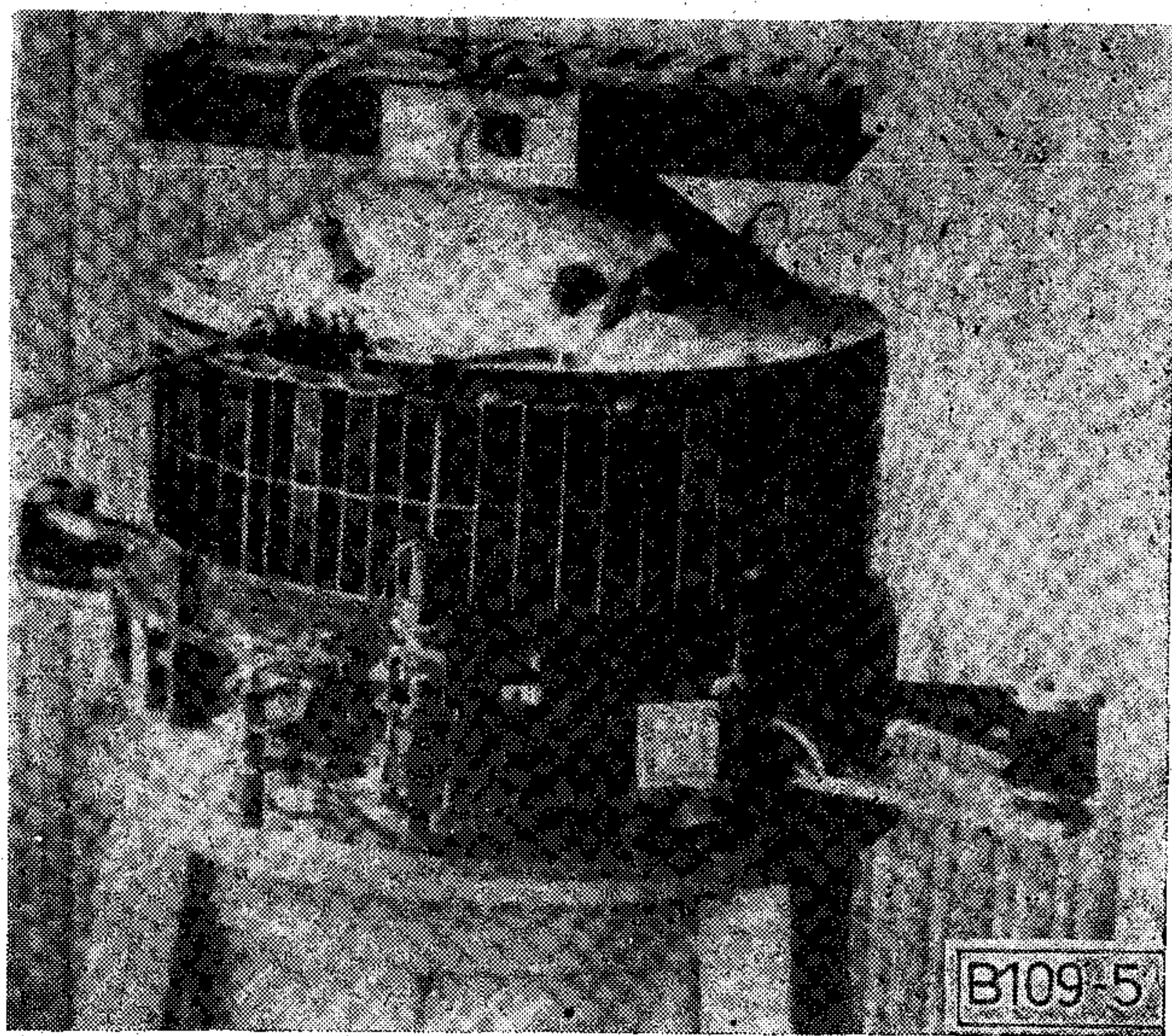
Az adó- és vevőantennák közötti áthallási csillapítás jobb mint 90 dB.

A földről érkező irányítójeleket a vevő első középfrekvenciás fokozatába beépített szűrőkör választja szét a kísérleti állomásoktól származó jelektől. Az irányítójelek innen a vezérlő rendszerbe jutnak, amely a földi irányítóközpontból érkező utasításokat hajtja végre anélkül, hogy a kísérleti átjátszó üzemet zavarná.

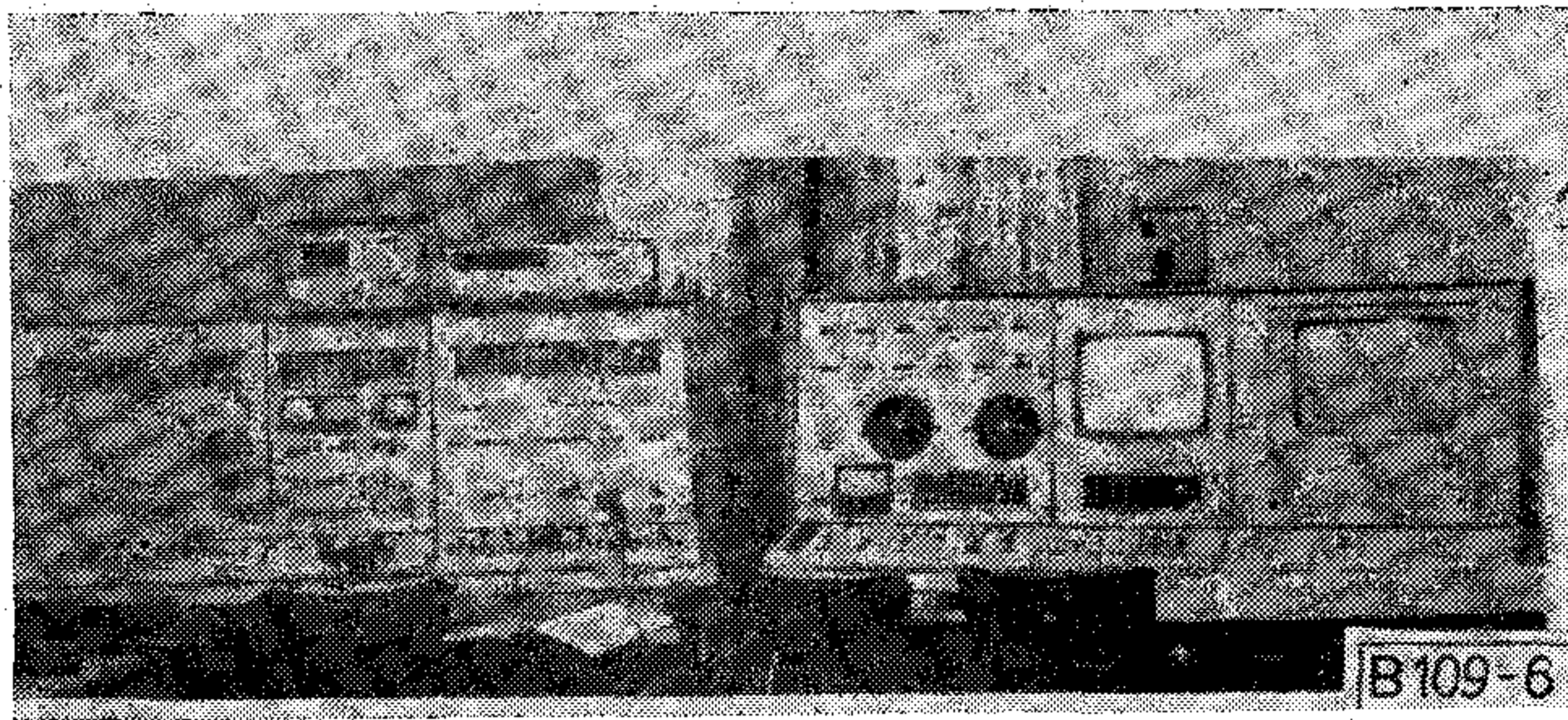
A jeladórendszer ugyancsak földi utasításra adja az RS megkülönböztető hívójelet. Ekkor határozható meg a műhold pályája, sebessége, polarizációja stb. A telemetrikus jeleket és a hívójelet a jeladó 29,400 MHz-en sugározza.

A telemetrikus adatokat két formában lehet a földi központból lehívni. Első esetben mintegy 30 adatot sugároz az adó. Ezt nevezik teljes ciklusnak, melynek továbbítására 100—120 sec időtartam szükséges. A második esetben a rövidített ciklust sugározza az adó, mely csak a 7 legfontosabb adatot tartalmazza és továbbításához 30—40 sec szükséges.

A műhold súlya 40 kp, legnagyobb átmérője 420 mm, magassága 390 mm (1. kép).



1. kép. A „Radio 2” távközlési műhold a laboratóriumi mérőállványon



2. kép. Földi irányítóközpont Moszkvában. Balra a telekommunikációs egység, jobbra a telemetrikus egység vezérlőpultja látható

A földi irányítóközpont a 2. képen látható. Két vezérlőpultból áll. Az első az összeköttetést és a lehallgatást biztosítja (a képen bal oldalt). A második vezérlőpult a műholdak működésének vezérlésére szolgál (a képen jobb oldalt). Innen történik az adók és vevők ki- és bekapcsolása, a jeladó üzembe helyezése és a telemetrikus adatok kiértékelése.

A moszkvai irányítóközpont diszpécsterszolgálatot is tart. Ennek keretében irányítja, rendezi és sorolja a kísérleti hívásokat, megfigyeli és értékeli az előre nem látható zavaró jelenségeket és szükség esetén az összeköttetést megszakítja és az átjátszóállomást üzemben kívül helyezi. A műhoddal való összeköttetésre szolgáló adó- és vevőberendezések egy szomszédos helyiségben vannak elhelyezve.

A földi utasításokat impulzusjelekkel továbbítják a műholdra, melynek vevője állandó figyelőállásban van. Fogyasztása ekkor kevesebb mint 1 mA. A vezérlőimpulzusok kb. 20 msec-ig tartanak. Ezen időre



3. kép. Ilyen emléklappal — ún. QSL kártyával — nyugtázza a földi irányítóközpont a műholdon keresztül létrejött rádió-összeköttetéseket

aktivizálják a fogadó és parancsvégrehajtó áramköröket. A vevő fogyasztása ekkor kb. 50 mA.

A műhold egy időben 20 összeköttetés lebonyolítására alkalmas. Üzem módok: A3a táviró és A3j SSB táviró.

Az Arnszejevben levő második vezérlőállomás analóg a moszkvai irányítóközponttal.

Az egész rendszer a DOSZAAF felügyelete alatt áll. A műhold szolgáltatásait bármelyik ország kísérleti állomása vagy rádióamatőrei igénybe vehetik. Egyetlen műszaki feltétel, hogy az adó kimenőteljesítménye ne haladja meg a 2,5 wattot, az antennanyereség pedig a 10 dB-t.

A moszkvai irányítóállomás hívójele: RS3A, a mobil állomása RS3B, az arnszejevi központté pedig RSØa.

A műholdak működéséről rendszeres tájékoztatást adnak a fenti állomások, a Központi Rádióklub, továbbá a „Radio” c. szaklap (UK3R).

— . — . —

A RADIO 1 és RADIO 2 műholdak az alábbi paraméterekkel rendelkeznek:

Keringési idő: 120,4 perc
Max. távolság a Földtől: 1724 km
Min. távolság a Földtől: 1688 km
Dőlésszög: 82,4 fok

Áthidalható max. távolság a Föld felületén: 8000 km.

A műhold 24 óránként max. 10 alkalommal halad el a Szovjetunió középső sávja felett, amikor rádióösszeköttetés létesíthető. Egy áthaladási idő max. 25 percig tart.

A műholdak belső hőfokának szabályozásáról egy automatika gondoskodik, mely a frekvenciát meghatározó áramkörök számára +10 és +35 °C közötti hőmérsékleten tartja az áramkörök környezeti hőfokát.

Minden periódus elején és végén két „RS” azonosító hívójelet adnak a műholdak. Telemetrikus jelzések esetén csak egy „RS” jelzést, és a jelek végén W betűt sugároznak az állomások.

A műholdak be- és kikapcsolását a moszkvai irányítóközpont végzi. Külföldi államok számára a műhold csak szombati és vasárnapi napokon vehető igénybe.

Irodalom

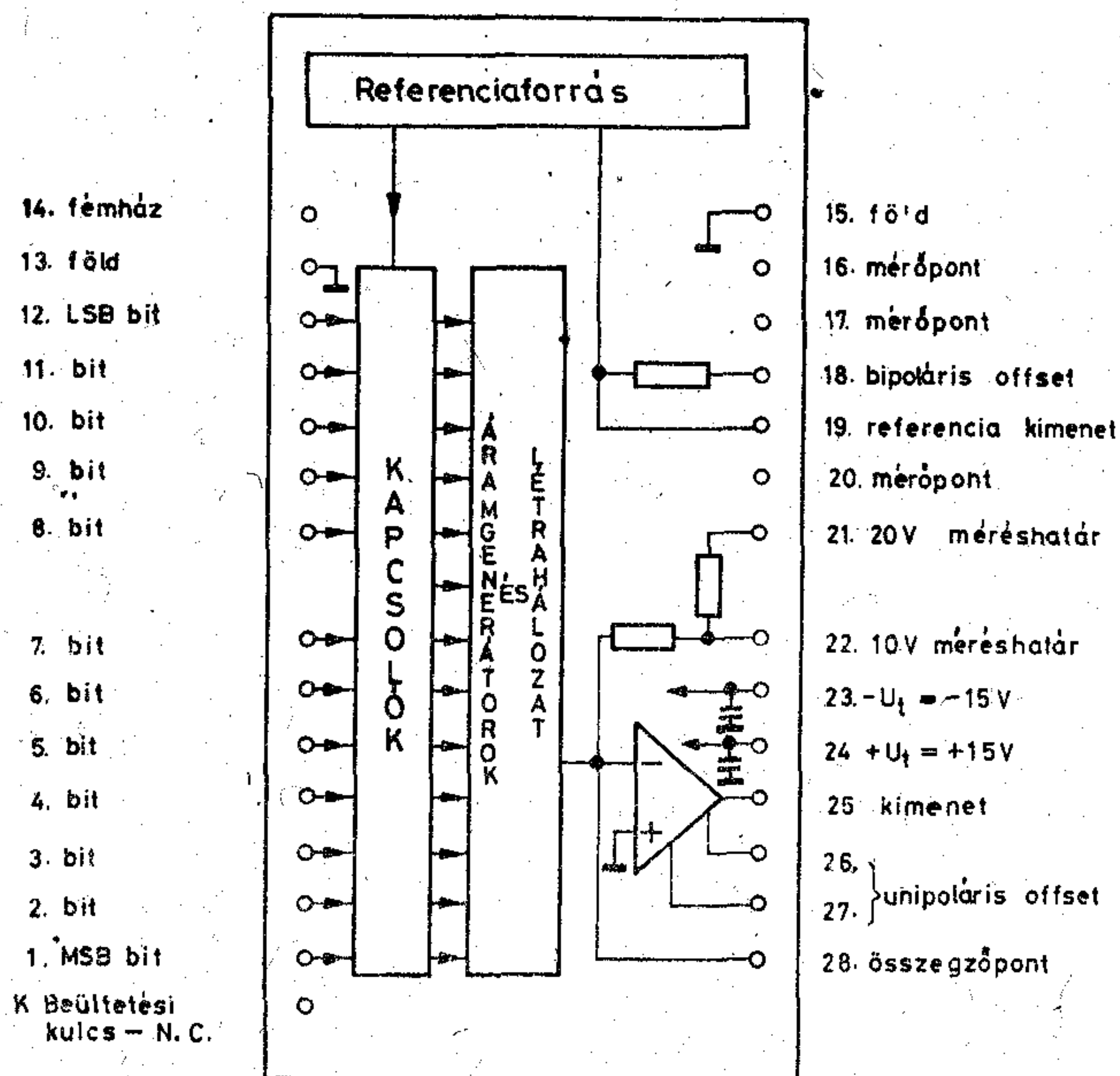
Funkam. 79/4.
Radio 79/2.



Konverterek

A D/A konverterek a digitális jeleket alakítják analóg jelekké. Alkalmazásukra széleskörű lehetőségek nyílnak a digitális mérés technikában, a számítástechnikai, az adatátviteli, vagy a PCM rendszerű hangátviteli berendezésekben.

A konverterek hibrid integrált áramköri technikával a blokkdiagram szerint készülnek.



1. ábra. A V9780 katalógusjelű D/A konverter blokkdiagramja

A V97802, V97804 és V97805 katalógusjelű digitál-analóg konverterek áramösszegző elven működnek. A termékcsalád áramkörei (offset) bináris, BIN valamint binárisan kódolt decimális, BCD bemenő jelek feldolgozására alkalmasak. A bemenő digitális jelszint TTL.

A konverter az analóg kimenő feszültséget öt lehetséges mérőhatárban szolgáltatja: 0–5 V vagy $\pm 2,5$ V, 0–10 V vagy ± 5 V és ± 10 V. A kimeneti feszültség tehát unipoláris vagy bipoláris lehet.

A megfelelő mérőhatárt a felhasználó választja ki az áramkör kivezetéseinek meghatározott (termékszabványban közölt) összekötésével.

A bináris típusok — V97802 és V97804 — digitális bemenetek száma 8, 10 vagy 12 lehet a felhasználó igényétől függően. A működési sebesség szerint e típusok általános felhasználásúak valamint nagysebességűek.

Általános felhasználású D/A konverter a V97802. Tipikus beállási ideje 12,5; 25,0 vagy 50,0 μ s az analóg kimenő feszültség mérőhatáraitól függően.

A nagysebességű típus katalógusjele V97804. Tipikus beállási idő: 1 μ s (0–10 V vagy ± 5 V mérőhatárral).

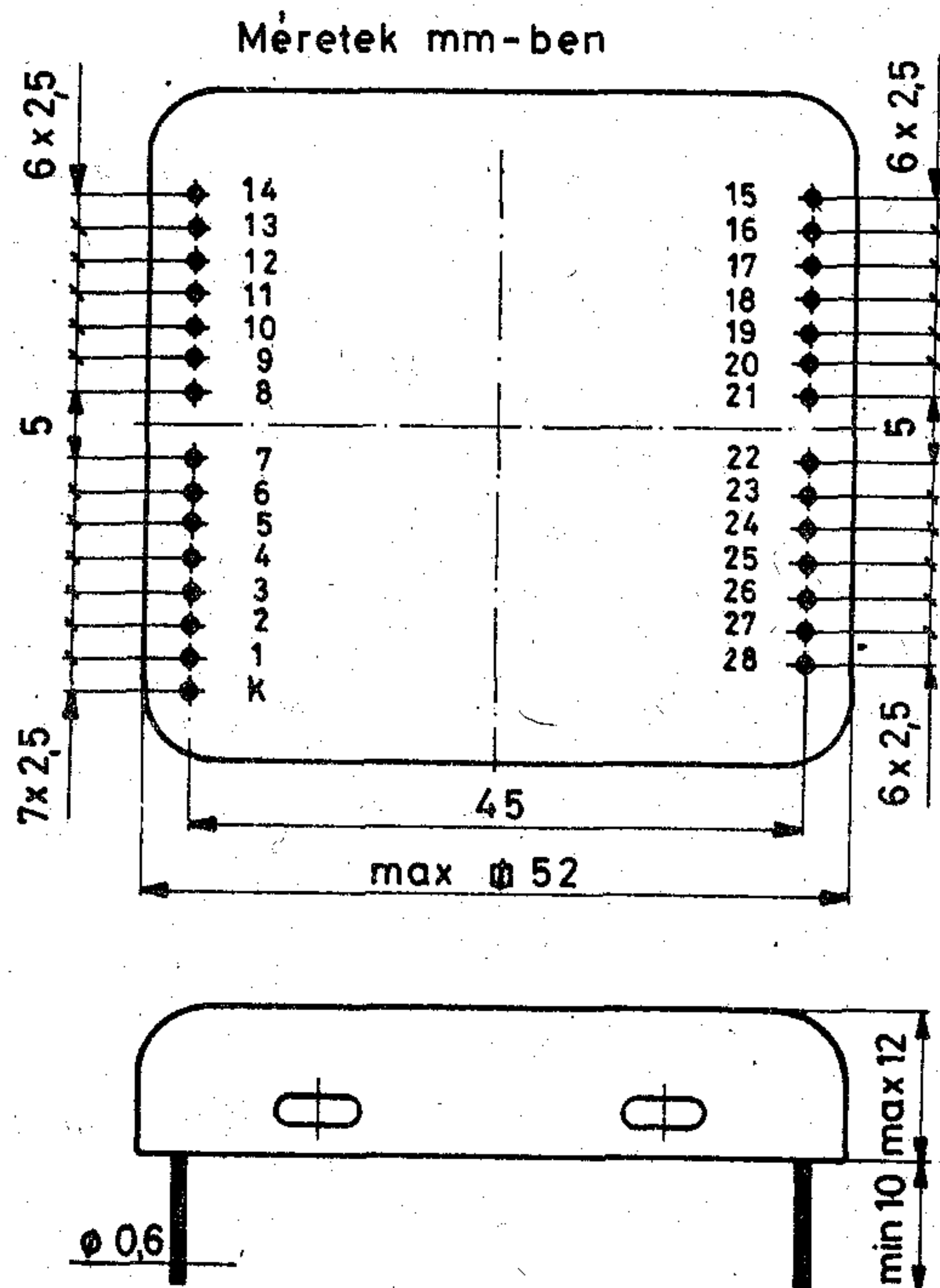
A BCB típusok két, illetve három dekád felbontással készülnek. Katalógusjelük: V97805. A 8421 súlyozású digitális jel szintje TTL.

A beállási idők, valamint a kimeneti feszültség mérőhatárai az általános felhasználású BIN típusokéval egyezők.

További jellemzők

Linearitáshiba:	$\pm 1/2$ LSB*
Differenciális linearitáshiba:	$\pm 1/2$ LSB*
Erősítés drift:	tip. ± 50 , ± 20 ppm/K
Offset drift:	± 350 , ± 150 ppm/K
Referencia kimenet:	$\pm 10,000$ V $\pm 0,05\%$
Referencia drift:	tip. ± 20 , ± 10 ppm/K
Táplálás:	± 15 V $\pm 5\%$, $+40$ mA, -40 mA
Üzemi hőmérséklet-tartomány:	0 °C... +70 °C

* 12 bites esetében 10 bit pontossággal.



2. ábra.

Feszültségvezérelt áramgenerátor

A V9779 katalógusjelű áramkör feszültségvezérelt áramgenerátor. A kimeneti áramtartomány és a terhelhetőség szerint két változatát fejlesztettük ki, a V9779 és a V97791 típust.

Ha az áramkört a V9780 típusjelű digitál-analóg átala-

kító után kötjük, akkor a kimenő jelet a ± 5 mA vagy a ± 20 mA-es áramtartományban kapjuk.

Jellemzői

Tápfeszültség:

V9779 V97791
 $+15$ V $\pm 1\%$
 -15 V $\pm 1\%$

Bemeneti feszültség

tartomány:

$\pm 2,5$ V

Kimeneti áramtartomány:

± 5 mA ± 20 mA

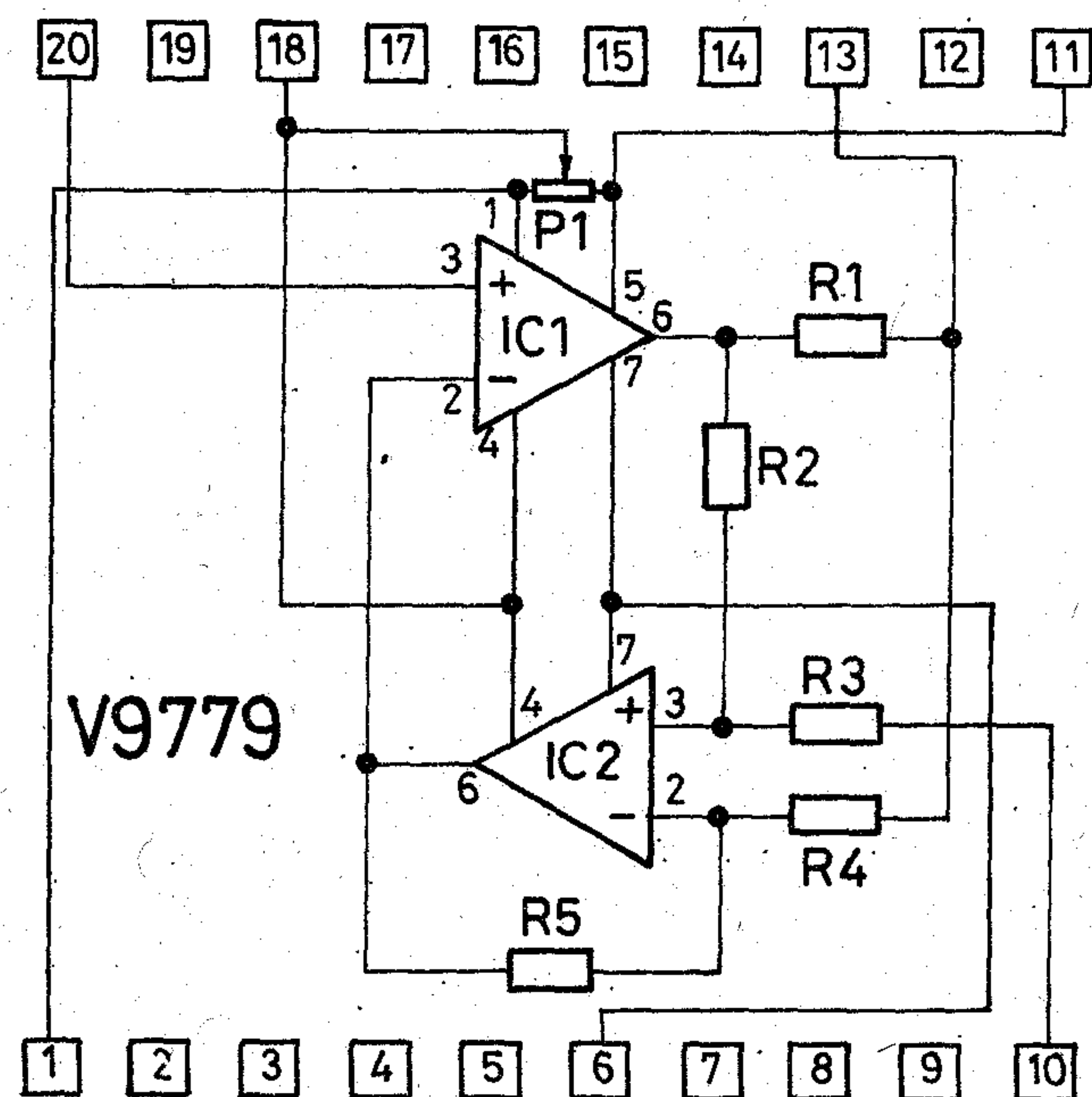
Linearitáshiba:

$\pm 0,5\%$

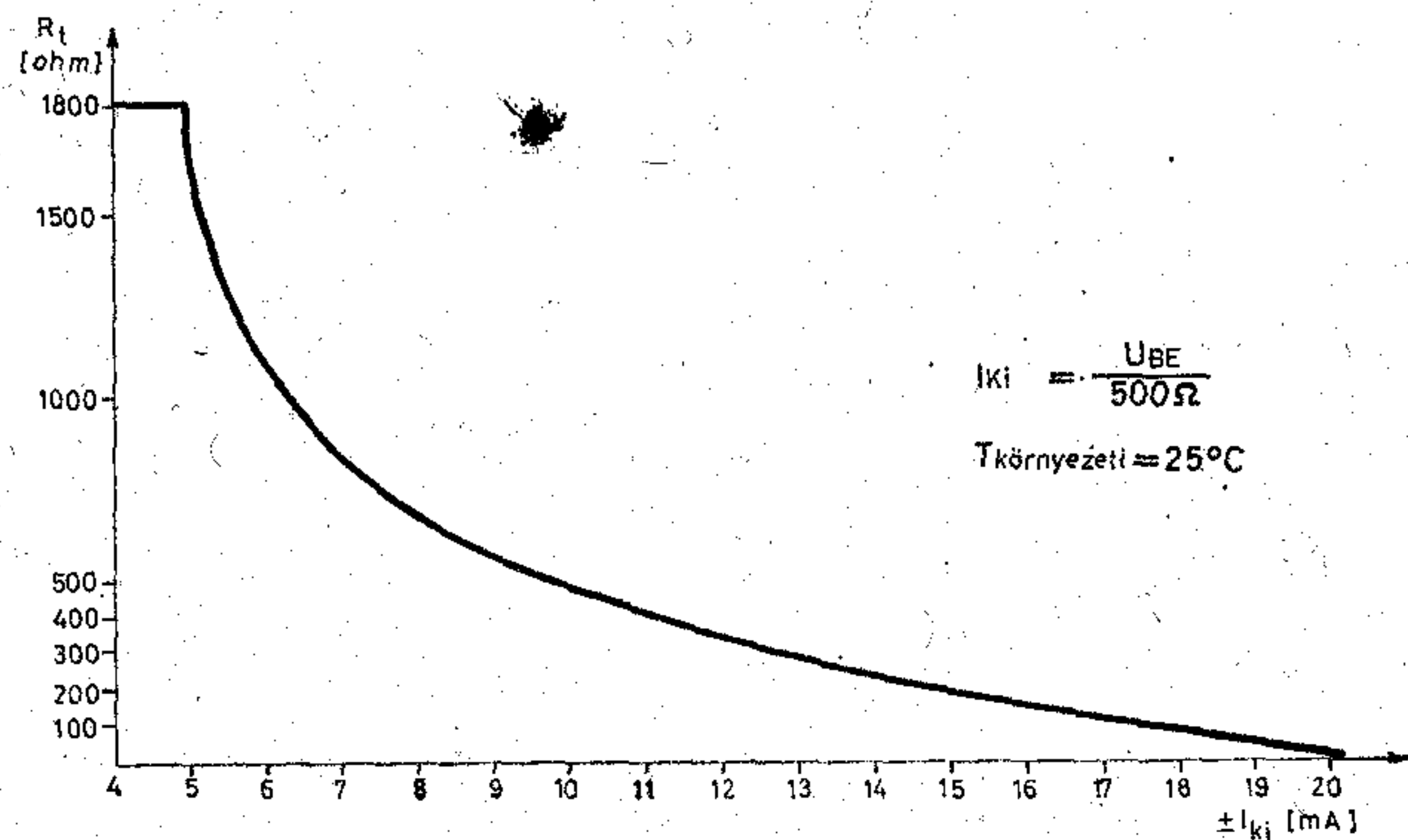
Kimeneti terhelhetőség:

0–1,8 k Ω kidolgozás alatt

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



1. ábra. Az áramkörök offsettelő potenciómétere a 10 k Ω -os P1, melyet kívülről kell csatlakoztatni. E célra ajánljuk a P7401 finombeállító cermet potencióméterünket



2. ábra. A V9779 katalógusjelű feszültségvezérelt áramgenerátor terhelhetőségi diagramja

Hibrid aktív RC szűrők

A hibrid aktív szűrők passzív RC hálózatokkal és műveleti erősítőkkel megvalósított áramkörök. Az áramkörrel a szűrőkarakterisztika realizálásán túlmenően a beépített műveleti erősítőtől függő erősítés is elérhető.

A hibrid aktív szűrők felhasználási területe igen széleskörű. Jelenleg a hírközlési alkalmazások, telefontechnikai berendezések jelentik a legkomolyabb felhasználói igényt. Sokkal nagyobb és gyakorlatilag érintetlen piaci lehetőségei vannak a folyamatszabályozás területén, a többcsatornás szimultán rendszerek csatornákiválasztó szűrőiként. Alkalmazhatók számítógépes csatlakozásokhoz, adatátviteli rendszerekben a MODEM egységek adat és felügyeleti csatornáinak szűrőiként. További potenciális piacokat jelentenek még a petrol-kémia és műszerezés területei is.

Szűrőtípusok

Realizált karakterisztika

Közelítés módja

V91801

Max. laposságú (Butterworth)

V9180 V91802 Aluláteresztő

Csebisev

V91803

Inverz Csebisev

V91811

Max. laposságú (Butterworth)

V9181 V91812 Feluláteresztő

Csebisev

V91813

Inverz Csebisev

V9182

Sávszűrő

Jellemzők

Tápfeszültség

(műveleti erősítő

típusától függ):

Frekvenciatartomány:

Frekvenciapontosság:

Erősítés az áteresztő tartományban:

Csillapítás

a zárótartomány

frekvenciahatárán:

pl. másodfokú tag esetén:

Bemeneti ellenállás:

Terhelés:

Szűrő fokszáma:

Üzemi

hőmérséklet-tartomány

Tokméretek (típustól függően)

± 12 V... ± 18 V

5 Hz...20 kHz

± 5 ; ± 2 ; ± 1 ill. min. 1 Hz

a felhasználó igénye szerint

fokszám függő

min. -39 dB...

min. -45 dB

típustól függ

típustól függ

2...10

-25°C ... $+70^\circ\text{C}$

max. (30 $\times$ 30 $\times$ 13), vagy

max. (52 $\times$ 52 $\times$ 16) mm

Hibrid áramköröinket alkatrészszolgálatunk forgalmazza. Megkeresésükre küldünk katalógust.

Kereskedelmi Főosztályunk (telefon: 573-033) várja érdeklődésüket és készséggel áll rendelkezésükre.



Rádiótechnikai Vállalat Budapest, X. Pataki tér 20.

TARTALOM

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

ETO 621.375:621.372.542.2:621.372.57

Dr. Székelyné Nikodemus É.—Dr. Székely V.:

A műveleti erősítő okozta póluseltolódás és korrekciója az aktív szűrőknél

HÍRADÁSTECHNIKA 1980. 6. sz.

A cikk a műveleti erősítő véges erősítésének és határfrekvenciájának hatását tárgyalja az aktív szűrő áramkörökre. Új, az erősítő tulajdonságait is figyelembe vevő méretezési összefüggéseket vezet be. A gyakorlati tervezői munkában jól hasznosítható táblázatokat és diagramokat közöl egy sor aluláteresztő alaptag méretezésére vonatkozóan. Tervezési példán mutatja be a méretezési eljárást.

ETO 621.382.2.011.4:621.317.33

Dr. Gottwald P.:

Félvezető rétegek soros ellenállásának szerepe és vizsgálata az adalékeloszlás mérése alapján

HÍRADÁSTECHNIKA, 1980. 6. sz.

A félvezető eszközök paramétereit döntően az adalékatomok eloszlása határozza meg. Ettől függ pl. a kapacitásdiódák soros ellenállása is. A cikkben ismertetésre kerül egy olyan áramkör, amely a Budapesti Műszaki Egyetemen kifejlesztett adalék eloszlásmérő berendezéshez kapcsolva meghatározza egy kapacitásdiódában a kristályréteg soros ellenállását. A megoldás előnye, hogy alacsony mérőfrekvencia (1 MHz) alkalmazható.

ETO 621.374.33.09:621.3.011.72

Rang, T.:

Az I²L kapu modellezése a TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis-program segítségével

HÍRADÁSTECHNIKA, 1980. 6. sz.

I²L kapumodellt dolgoztunk ki. Ennek segítségével vizsgáltuk az I²L kapu transzfer karakterisztikájának függését a különböző fizikai és technológiai paraméterektől. Megállapítottuk azokat a paramétereket, amelyek a modell szempontjából legjobban befolyásolták a transzfer karakterisztikát. A számításokat a TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis-programmal végeztük.

ETO 621.376.5:681.327.8:621.395.9

Bálint J.:

Új LC szűrőkkel felépített csatorna-modem

HÍRADÁSTECHNIKA 1980. 6. sz.

A cikk a Telefongyár legújabb fejlesztésű, elsősorban kis csatorna-számú berendezésekben alkalmazható csatorna-modemével foglalkozik.

Részletesen ismerteti a modulációs sémát, a csatorna-modem elektromos felépítését és a villamos paramétereket, gyártásának gazdaságosságát és technikai színvonalát döntően meghatározó csatorna-egységet.

ETO 621.961.02:621.923.6

Téglás András: BHG

Optimális köszörülési paraméterek meghatározása kivágószerszámok élezésénél

HÍRADÁSTECHNIKA, 1980. 6. sz.

A cikk röviden ismerteti a köszörülés hatását a munkadarab felületi rétegére. Elemzi a kivágószerszámok aktív részeinek üzemi igénybevételét. Útmutatást ad az optimális (maximális éltartamot adó) köszörülési paraméterek egzakt, mérésen alapuló meghatározására.

ДК 621.375:621.372.542.2:621.372.57

д-р Секельне Никодемус, Э.—Д-р Секель, В.:

Смещение полюса из-за операционного усилителя и его коррекции в случае применения активных фильтров

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980. № 6

Рассматриваются влияния конечного усиления и граничной частоты операционных усилителей на цепи активных фильтров. Приводятся новые, учитывающие и свойства усилителя расчетные зависимости. Предложены хорошо применяемые в расчетной практике таблицы и диаграммы для расчета ряда основных звеньев фильтров пропускания низких частот. Методика расчета показывается на расчетном примере.

ДК 621.382.2.011.4:621.317.33

Д-р Готтвальд П.

Роль последовательных сопротивлений полупроводникового слоя и испытания его на основании разделения добавок

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980 № 6

Параметры полупроводниковых приборов в решающей мере определяют разделение добавочных атомов. Например, от этого зависит также и сопротивление последовательных сопротивлений диодов емкости. Данная статья дает описание такой схемы, которая подключает ее к аппаратуре измерения разделений добавок обеспечивает определение последовательных сопротивлений кварцевого слоя в диодах — емкости. Преимуществом данного решения является применение низкой частоты измерения (1 МГц).

ДК 621.374.33.09:621.3.011.72

Ранг, Т.

Моделирование вентиля I²L при помощи программы анализа нелинейной схемы

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980 № 6

Нами был разработан модель вентиля I²L. При помощи этого модели проводили испытания характеризующие трансферные зависимости вентиля I²L от различных физических и технологических параметров. Было установлено те параметры, которые с точки зрения данного модели в самой большой мере влияют на трансферные характеристики. Расчеты были проведены с использованием программы анализа нелинейных схем TRANZ-TRAN.

ДК 621.3756:681.327.8:621.395.9

Балинт, Я.:

Аппаратура канального МОДЕМ простроенной с использованием новых фильтров

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980. № 6

Статья занимается аппаратурой канального МОДЕМ-а, разработанной на заводе Телефондыр и применяемой в первой очереди в оборудовании с малым количеством каналов.

Подробно описывает схему модуляции, а также электрическое построение канального МОДЕМ-а и приводит электрические параметры, экономичность производства, а также блока каналов, который в решающей мере определяет технический уровень аппаратуры.

ДК 621.961.961.02:621.923.6

Теглаш А.:

Определение оптимальных параметров шлифования при точении вырубного инструмента

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1980. № 6

Статья коротко знакомит с действием шлифования на поверхностный слой обрабатываемого металла. Дает анализ рабочей нагрузки активной части вырубного инструмента. Указывает направление по определению оптимальных шлифовочных параметров (дающие максимальный срок службы) обоснованных на точных измерениях.

DK 621.375:621.372.542.2:621.372.57

Dr. Frau E. N. Székely — Dr. Székely, V.:

Operationsverstärker verursachte Polverschiebung und deren Korrektur in den Aktivfiltern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. Nr. 6.

In dem Aufsatz werden die Effekte der Endverstärkung des Operationsverstärkers und deren Grenzfrequenz auf die Aktivfilterstromkreise, erörtert. Neue — die Eigenschaften des Verstärkers auch in Acht nehmende — Bemessungsbeziehungen werden eingeführt. Tabellen und Diagramme, die in den praktischen Planungsarbeiten gut benützlich sind, werden bezüglich der Bemessung von einer Reihe von Durchlassgrundgliedern, dargestellt. Das Bemessungsverfahren wird durch ein Planungsbeispiel bekannt gemacht.

DK 621.382.2.011.4:621.317.33

Dr. Gottwald P.:

Rolle und Prüfung des Reihenwiderstandes der Halbleiterschichten auf Grund der Messung der Zusatzverteilung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1980. Nr. 6.

Die Parameter der Halbleiternormen werden entscheidend durch die Verteilung des Zusatzatoms bestimmt. Z. B. hängt der Reihenwiderstand der Kapazität-Dioden davon ab. Im Artikel wird ein solcher Stromkreis bekanntgegeben, der sich anschließend zum von der Budapester Technischen Universität entwickelten Zusatzverteilungsmesser-Einrichtung, den Reihenwiderstand des Kristallschichtes in der Kapazität-Diode bestimmt. Vorteil der Lösung ist, dass eine niedrige (1 MHz) Messfrequenz anzuwenden ist.

DK 621.374.33.09:621.3.011.72

Rang T.:

I²L Tormodellbau mit Hilfe des Tranz-Tran nonlinearen Analyseprogrammes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1980. Nr. 6.

Wir haben ein I²L Tormodellbau ausgearbeitet. Mit Hilfe dieses haben wir die Abhängigkeit der Transfercharakteristik des Tors I²L von den verschiedenen physischen und technologischen Parametern geprüft. Wir haben diejenigen Parametern bestimmt, die vom Gesichtspunkt des Modells am meisten die Transfercharakteristik beeinflussen. Die Messungen haben wir mit dem nonlinearen Stromkreisanalyse-Programm Tranz-Tran durchgeführt.

DK 621.376.5:681.327.8:621.395.9

Bálint, J.:

Kanalmodem mit neuen Filtern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. Nr. 6.

Der Artikel befasst sich mit der von Fabrik „Telefongyár“ am neuesten entwickelten, in erster Reihe in Übertragungstechnischen Anlagen mit kleinen Kanalzahlen verwendbaren Kanalmodularen. Gibt eine ausführliche Information über das Modulationsplan, über den elektrischen Aufbau des Kanal-Modems und den elektrischen Parametern und über diejenige Kanaleinheit die die Wirtschaftlichkeit der Erzeugung und das technische Niveau entscheidend bestimmt.

DK 6621.961.02;621.923.6

Téglás A.:

Bestimmung von optimalen Schleifparametern bei Schärfung der Ausschneidewerkzeuge

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. Nr. 6.

Der Artikel erklärt kurz die Wirkung der Schärfung auf die Oberflächen-Schicht. Analysiert den Betriebsanspruch der aktiven Teile der Ausschneidewerkzeuge. Gibt eine Anweisung für exakte, auf Messung begründete Bestimmung der optimalen (max. Lebensdauer gebende) Schleifparametern.

UDC 621.375:621.372.542.2:621.372.57

Dr. Mrs. É. N. Székely — Dr. Székely, V.:

Pole Slipping Caused by Operational Amplifier and its Correction

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. No. 6.

In the paper the effect of the final amplification and cut-off frequency of operational amplifier on active filter circuits is presented. New dimensioning relations, taking into account the properties of the amplifier, too, are introduced. Tables and diagrams—also useful in practice and designing work—are given regarding the dimensioning of a series of low-pass basic members. The dimensioning procedure is shown by a design example.

UDC 621.382.2.011.4:621.317.33

Dr. Gottwald P.:

The part of serious resistance of semiconductor layers and its examination on the base of the measurement of dopant distribution

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1980. No. 6.

The parameters of semiconductor devices are determined definitively by the dopant distribution. For example also the serious resistance of capacitance diodes depends on it. In the article a circuit is introduced, which connecting to the dopant distribution test equipment developed at the Budapest Technical University can determine the serious resistance of the crystal layer in capacitance diodes. Advantage of this solution is that low measuring frequency (1 MHz) can be used.

UDC 621.374.33.09:621.3.011.72

Rang, T.:

Modelling of the I²L gate by means of the TRANZ-TRAN nonlinear circuit analysing program

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1980. No. 6.

An I²L gate model has been worked out. By means of it the dependence of the transfer characteristics of the I²L gate upon various physical and technological parameters was examined. The parameters, which influence the transfer characteristics for the most part in the respect of the model are determined. Computations were carried out by the TRANZ-TRAN nonlinear circuit analysing program.

UDC 621.376.5:681.327.8:621.395.9

Bálint, J.:

New channel modem with LC filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. No. 6.

The article deals with the newest development channel modem of Telefongyár used first of all in equipments of small channel number. It describes in details the modulation scheme, the electric design, features, product economy of the channel modem and the channel unit determining decisively the technical level of the telecommunication in the factory.

UDC 621.961.02;621.923.6

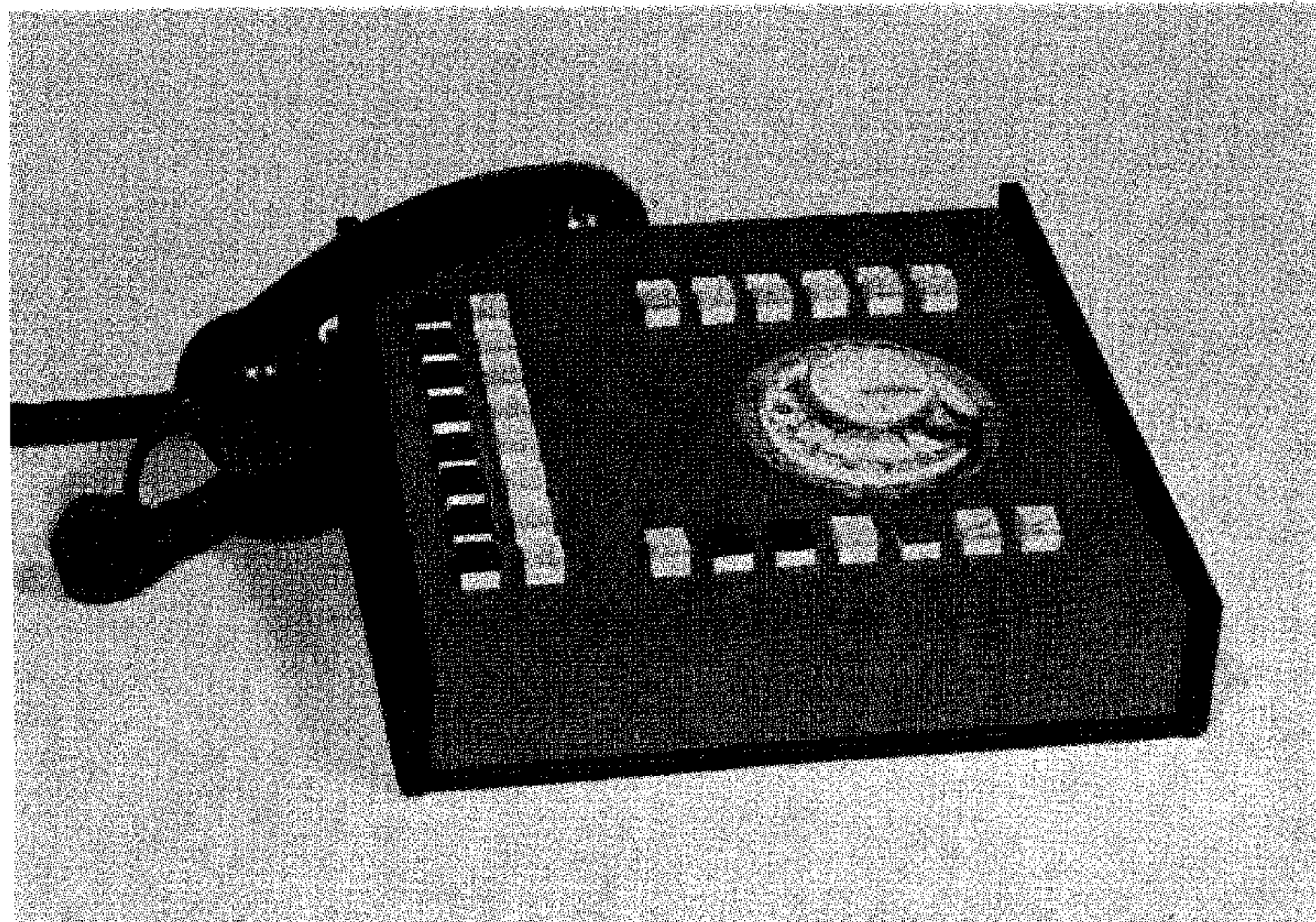
Téglás, A.:

Determining the optimum grinding parameters for sharpening punching tools

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1980. No. 6.

The article briefly reviews the influence of grinding on the surface layer of the work piece. The operating stress of the active parts of the punching tools are analysed. Instructions are given for determining the optimum (maximum life time) grinding parameters by measurements.

Új típusú elektromechanikus főnök-titkári távbeszélő berendezés 4—20 vonalig



A távbeszélő-berendezésekkel szemben támasztott szolgáltatási igények megkövetelték egy olyan főnök titkári készülék rendszercsalád kialakítását, amely a hagyományos szolgáltatások megtartása mellett korszerű szolgáltatásokkal bővítve alkalmas gyors telefonösszeköttetések biztosítására főnök-titkár, ill. munkatársak közötti viszonylatban.

Általános ismertetés

Fő jellemző: kis méret, nagy vonalkapacitás (minimum 4—max. 20 vonal).

Jó minőségű hangátvitel, korszerű szolgáltatások.

- A berendezés 2—5 db (kis méretű) asztali készülékből és 1 db elektromechanikus szerelvényből áll.
- A készülékek működését 220/48 V=tápegység biztosítja.

A berendezés felépítése

A készülékek világító nyomógombos billentyűvel működnek, ezáltal jól látható jelzéseket biztosítanak.

A berendezés típusváltozatai

- | | |
|--------------------|--------------------|
| 1 főnök — 1 titkár | 3 főnök — 1 titkár |
| 2 főnök — 1 titkár | 3 főnök — 2 titkár |
| 2 főnök — 2 titkár | |

A készülék kapacitása

A készülék vonalkiépítése CB, illetve személyhívó vonalakból variálható min. 4—max. 20 vonalig.

A készülék CB vonalaira (főközponti, alközponti és speciális) vonalak csatlakoztathatók.

A készülékek személyhívó vonalai közvetlen összeköttetésekre használhatók.

Pl.: 8 vonalas készülék lehet (4 CB 4 személyhívó) kiépítésű.

Kapcsoló szerelvény

A hívásjelző kapcsolószerelvény jelfogó nélküli, dugaszolható kivitelű elektromechanikus elemekből áll. Működését tápegység biztosítja.

Alapszolgáltatások

1. Főnök-titkári üzemmód (híváskezdeményezés-fogadás, -felajánlás, vonaltartás, -átadás, -titkoság) biztosítása.
2. Konferenciabeszélgetés lehetősége a személyhívó vonalakon.
3. Biztonsági zár (a nem kívánt használat megakadályozására).
4. Magnetofoncsatlakozás.
5. Hálózatkimaradás esetén hívásbiztosítás.
6. Éjszakai átkapcsolás bármely készülékre.
7. Egy készülék önmagában (több készülék helyettesítése) vonalkoncentrátorként is alkalmazható.

Speciális szolgáltatások külön kívánságra

1. Számtárca helyett — számbillentyű alkalmazása.
2. Üzenetrögzítő csatlakozása max. 3 vonalra.
3. Hangerősítő csatlakoztatása.
4. Külön telefonkészülék a titkári készülék vonalainak a helyiségen belüli kiadására.

A készülék karbantartási igénye minimális.

BHG Híradástechnikai Vállalat

1509 Budapest Pf.: 2. Telefon: 453-300

Exportálja: BUDAVOX H-1392 Budapest P.O.B. 267.