



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXII. évfolyam
BUDAPEST

1981

8

HÍRADÁSTECHNIKA

XXXII. ÉVFOLYAM 1981. 8. SZÁM

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

TARTALOM

ÁRIK TIVADAR: VÉRTESY ANDRÁS— LÉNÁRT TIBOR— PÁL EDIT:	Ifjúsági konferencia 1980 281 Vezetékes optikai átvitel rendszerparaméterei közti összefüggések 282
BALÁS MIKLÓS: DR. VALKÓ ÁGNES:	Diszlokációk és elektromos paraméterek korrelációjának vizsgálata félvezető eszközökben 287 Kvantálási torzítás összegeződésének vizsgálata 293 NMOS integrált áramkörök hírközlő berendezésekhez; az analóg blokkok technológiai problémái 296 A külföldi szakfolyóiratokból 286, 300
PÁKAI LÁSZLÓ: RÁDAI SÁNDORNÉ:	BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK Koaxiális elemek TV átjátszó berendezésekben 301 Átfémezett furatok forraszthatóságának vizsgálati módszereivel kapcsolatos tapasztalatok 309
MALCSINER FERENC:	Hírek — érdekességek 313 Tartalmi ismertetők 319

A SZÁM SZERZŐI:

ÁRIK TIVADAR okl. vill. mérnök, a TKI tud. s. munkatársa, LÉNÁRT TIBOR okl. vill. mérnök, a HIKI tud. munkatársa, BALÁS MIKLÓS okl. vill. mérnök, a Posta Kutató Intézet tud. s. munkatársa, VÉRTESY András, a HIKI tud. munkatársa, PÁL EDIT, az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézet tud. munkatársa, Dr. VALKÓ ÁGNES okl. vill. mérnök, a HIKI tud. osztályvezetője, PÁKAI LÁSZLÓ okl. vill. mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke, RÁDAI SÁNDORNÉ okl. vegyész-mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke, MALCSINER FERENC vill. üzem-mérnök a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

A szerkesztő bizottság tagjai:

Angyal László, Balogh Pál, Bánsághi Pál, Boglár Gyula, dr. Flesch István, Forintos György, Hermann Ákos, Horváth Imre, Jakubik Béla, Laczkó Endre, 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 Hírlapirodnál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 114,— Ft, egész évre 228,— Ft. Egyes szám ára 19,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1839 Budapest, Postafiók 149.



Egyetemi Nyomda — 81.6948 Budapest, 1981. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

HÍRADÁSTECHNIKA

„Ifjúsági Konferencia 1980”

A KISZ Központi Bizottsága Értelmiségi Fiatalok Tanácsa és a Magyar Tudományos Akadémia Tudományszervezési Csoportja kezdeményezésére 1980. november 17-én a TKI-ban „Hírközlő rendszerek és berendezések” címmel Ifjúsági Konferenciát rendeztünk 35 évnél fiatalabb szakemberek számára. Az első ízben meghirdetett konferenciával kettős célt tűztünk magunk elé. Egyrészt biztosítani kívántuk a fiatalok közvetlen hozzájárulását az OTTKT, illetve a VI. ötéves tervidőszakban induló OKKFT előirányzatainak megvalósításához. Másrészt egy fórumot akartunk teremteni, hogy a tudományos pályán indulók megtehessék a kezdő lépéseket.

Meggyőződésünk, hogy a Magyar Kommunista Ifjúsági Szövetségnek is fontos feladata van a fiatalok képzettségének, szakmai tudásának növelésében. Mindezek figyelembevételével fogtunk ennek a számkra újszerű kezdeményezésnek a megvalósításához.

Felhívásunkra 30 vállalattól, intézettől közel 100 előadást küldtek be, amelyekből a szakmai bíráló bizottság végül is 80-at fogadott el. A lebonyolítás egy napon hat párhuzamos szekcióban történt. A jelenlevő több mint 250 fiatal és kevésbé fiatal szak-

ember, általános vélemény szerint, egy magas színvonalú konferencia részese lehetett.

Munkánk során nagyon sok segítséget kaptunk, amelyért ezúton is szeretnénk kifejezni köszönetünket a konferencia megrendezésében közreműködő intézményeknek és személyeknek: a kezdeményező KISZ KB Értelmiségi Fiatalok Tanácsának, a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek, a Budapesti Műszaki Egyetemnek és a Magyar Postának. Külön köszönjük a résztvevő vállalatoknak és intézeteknek, hogy elfogadták meghívásunkat és ösztönözték fiatal szakembereiket a részvételre. Hathatós támogatásuk nélkül nem valósíthattuk volna meg elképzeléseinket. Köszönjük továbbá a Távközlési Kutató Intézetnek, hogy szakembergárdájával, a helyiségek biztosításával és nem utolsósorban a költségek fedezésével lehetővé tette a konferencia megrendezését.

Végül köszönetet mondunk a HÍRADÁSTECHNIKA Szerkesztőségének, hogy lehetőséget biztosított az előadások egy részének megjelentetésére.

Kund Csaba
TKI KISZ Bizottság titkára

Vezetékes optikai átvitel rendszerparaméterei közti összefüggések*

ÁRIK TIVADAR
Távközlési Kutató Intézet

1. Bevezetés

Napjaink egyik izgalmas és még megválaszolatlan kérdése a fénynek információhordozóként való felhasználása a vezetékes átvitelben. A témával kapcsolatban számos tanulmány látott már napvilágot. E cikk alapvető célja a főbb rendszerparaméterek közti összefüggések feltárása, segítséget nyújtva ezzel az optimális működési feltételek beállításához. A vizsgálat alapjául az irodalomban többnyire elfogadott véletlenszorzos fotodetekció modellje szolgált [1, 3]. A megoldáshoz vezető út felvázolása nélkül vegyük sorra a legfontosabb eredményeket. A jelölések jobb megértése végett rajzoljuk fel a teljes vevőáramkört (1. ábra).

2. A vevőáramkör

A jelölések magyarázata:

- $p(t)$ — beeső véletlen optikai teljesítmény,
- $i_d(t)$ — a dióda teljes fotoárama,
- C_d — záróréteg-kapacitás,
- R_e — előfeszítő ellenállás,
- i_{Re} — előfeszítő ellenállás ekvivalens zajgenerátora,
- R_{be}, C_{be} — a műveleti erősítő bemeneti impedancia-elemei,
- i_z, U_z — ekvivalens bemeneti zajgenerátorok,
- $h_{be}(t)$ — az erősítő bemenő áramkörének súlyfüggvénye,
- $h_{eq}(t)$ — a kiegyenlítő súlyfüggvénye,
- $v(t)$ — a döntési pontba jutó kimeneti feszültség időfüggvénye.

3. A termikus zaj

A vevő döntési pontjába jutó eredő termikus zaj végső alakja:

$$\overline{n_t^2} = \frac{S_e}{2\pi} R^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} \right|^2 d\omega + \frac{S_i}{2\pi} R^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} \right|^2 d\omega + \frac{S_u}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} \right|^2 d\omega + \frac{S_u}{2\pi} (RC)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} \right|^2 \omega^2 d\omega,$$

ahol S_e , S_i [A^2/Hz] és S_u [V^2/Hz] az ekvivalens zajforrások spektrális jellemzői — valamennyit frekvenciafüggetlennek tekintjük —, valamint

$$H_p(\omega) = \mathcal{F}\{h_p(t)\}, \quad H_{eq}(\omega) = \mathcal{F}\{h_{eq}(t)\},$$

$$H(\omega) = H_p(\omega) \cdot H_{be}(\omega) \cdot H_{eq}(\omega)$$

rendre a súlyfüggvények Fourier-transzformáltjai. R és C az eredő impedanciaelemek:

$$R = R_e \times R_{be}, \quad C = C_d + C_{be}$$

$h_p(t)$ — a bemenő impulzus jelalakja, az adóelem és a szál együttesen határozzák meg:

$$h_p(t) = h_a(t) * h_s(t),$$

$h_a(t)$ — az adóimpulzus jelalakja,

$h_s(t)$ — a szál alapsávi átvitelének súlyfüggvénye.

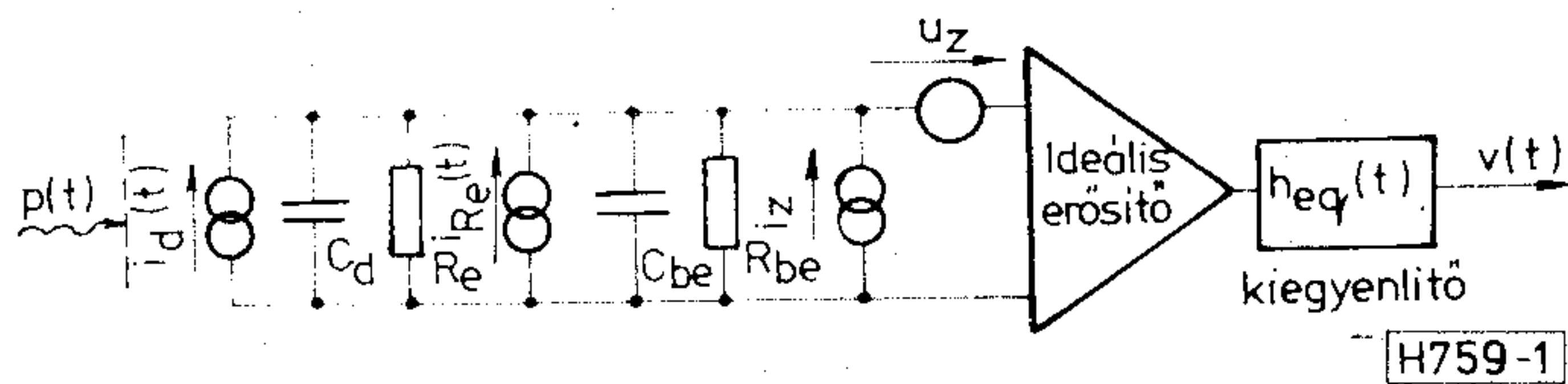
4. A sörétzaj

A sörétzaj meghatározása számottevően bonyolultabb, levezetését mellőzzük [1, 3].

A sörétzajra kapott kifejezés

$$\overline{n_s^2}(t) = \overline{g^2} q^2 R^2 \frac{\eta}{\hbar v} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_k a_k \cdot e^{-j\omega_k T} \cdot H_p(\omega) + \lambda_0 \right] \left[\frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} * \frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} \right] d\omega,$$

* A TKI Ifjúsági Konferencián (1980. XI. 17.) elhangzott előadás alapján.



1. ábra. A vevőáramkör

ahol:

- q — egy elektron töltése,
- $\hbar\nu$ — egy foton energiája,
- η — a kvantumhatásfok,
- a_k — a k -edik elemi jel energiája,
- g — véletlen szorzó a lavinaszorzási

effektust modellezi. Számításaink során elég átlagát ($\bar{g}$), ill. négyzetes átlagát ($\bar{g}^2$) figyelembe venni.

λ_0 — a sötét-áram hatására keletkező primer lyukelektron párok gyakorisága, a gyakorlati esetek többségében elhanyagolható.

Szembetűnő, hogy a zaj függ a vett jelsorozat energiájától (a_k) és az időtől. Ez az optikai átvitelre jellemző.

5. A kimeneti feszültség

A detektor kimenetén a feszültség átlagértéke

$$\bar{v}(t) = \bar{g}qR \left[\frac{\eta}{\hbar\nu} \sum_k a_k h_p(t - KT) + \lambda_0 \right] *$$

$$* h_{be}(t) * h_{eq}(t) \cong \bar{g}qR \frac{\eta}{\hbar\nu} a_0 f_0,$$

ahol f_0 a bitfrekvencia.

6. Worst-case zaj

A sörétzaj pontos meghatározásához $p(t)$ -t is véletlen adatjelnek kellene tekintenünk. Ekkor viszont modellünk igen nehezen kezelhetővé válna, ezért worst-case esetet számolunk. Ez a következőket jelenti.

Vizsgáljuk a rendszert a $t=0$ időpillanatban. Érkezzen ekkor a_0 , a sorozat többi elemének pedig a legrosszabb kombinációját vesszük, azaz legyen $a_k = a_{Mx}$, ahol $a_{Mx} = \max(a_k)$ mindenütt, ha $k \neq 0$. Ezek után a termikus összetevőt is tartalmazó worst-case zaj:

$$\begin{aligned} \bar{n}_w^2 = & \bar{g}^2 q^2 R^2 \frac{\eta}{\hbar\nu} \frac{1}{2\pi} \left\{ a_0 \int_{-\infty}^{\infty} H_p(\omega) \cdot \left[\frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} * \frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} \right] d\omega + \right. \\ & + a_{Mx} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k \neq 0} e^{-j\omega kT} \right] H_p(\omega) \left[\frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} * \frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} \right] d\omega \Big\} + \\ & + \left\{ S_e + S_i + \frac{S_u}{R^2} \right\} \frac{R^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} \right|^2 d\omega + \end{aligned}$$

$$+ S_u \frac{(RC)^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{H(\omega)}{H_p(\omega)} \right|^2 \omega^2 d\omega.$$

Bináris átvitelt feltételezve $a_k=0$ vagy $a_k=a_{Mx}$ minden k -ra. Feladatunk a döntési pontba érkező zajos jelet egy D döntési küszöbvel összehasonlítva dönteni, hogy a bejövő jel maximális, ill. minimális értéket képviselt-e.

Az analízist Personick nyomán végezzük el [1]. A hibavalószínűség és egy Q segédváltozó közti függvénykapcsolat is itt található. Számunkra eredményként a következő lényeges összefüggés mondható:

$$\bar{n}_w|_{a_0=a_{Mx}} + \bar{n}_u|_{a_0=0} = \bar{g}qR \frac{\eta}{\hbar\nu} f_0 a_{Mx}/Q.$$

7. Minimális vett teljesítmény

Adott hibaarány biztosításához szükséges, hogy a vett teljesítmény egy minimális értéknél nagyobb legyen. Meghatározása az előbbi egyenlet megoldásával történik.

Keressük azon optimális lavinaerősítést ($\bar{g}_{opt}$ -ot), amelynél a legkedvezőbb vételi viszonyokat nyerjük. A szélsőérték meghatározásánál figyelembe vesszük a detektorok többségénél fennálló összefüggést, miszerint $\bar{g}^2 = \bar{g}^{2+x}$. Szilíciumnál $x \cong 0,5$, mi ezzel számolunk (ha $\bar{g}$ közeledik az egységhez, ez a közelítés nem helytálló).

Ha a gyököt visszahelyettesítjük, eredményünk a következő alakra hozható:

$$P_{av \min} = Q^{5/3} \cdot \frac{\hbar\nu}{\eta} \cdot f_0^{2/3} \cdot \left(\frac{n_t}{qR} \right)^{1/3} \cdot F(\sigma),$$

ahol $F(\sigma)$ egy, az adóelem kitöltési tényezőjétől és a szál diszperziójától bonyolult módon függő dimenziótlan mennyiség.

8. Az elérhető ismétlőtávolság

Az ismétlőtávolság mint rendszerjellemző számításakor a következő eszközparamétereket vesszük még figyelembe a korábban tárgyaltakon kívül:

- α [dB/km] — a szál kilometrikus csillapítása,
- P_{AMx} [W] — az adó által leadható maximális pillanatnyi teljesítmény,
- t_A [s] — az adóimpulzus szélessége és
- K — a kötések és csatlakozások együttes vesztesége.

A feladat kiszámítani, mekkora ismétlőtávolság engedhető meg, hogy adott adó- és szálparaméterek esetén a vétel helyén a 7. pontban számított minimális vett teljesítmény biztosított legyen.

Négyszög alakú adóimpulzust feltételezve egy elemi jel által képviselt energia: $E = P_{AMx} \cdot t_A$. Ez egy periódusidőre nézve a vétel helyén $P = \frac{E}{T} = P_{AMx} \frac{t_A}{T} K$.

$\cdot 10^{-\frac{\alpha l}{10}}$ átlagos teljesítménynek felel meg. Tehát a

megoldandó egyenlet:

$$P_{av \min} = P_{AMx} \cdot K \cdot 10^{-\frac{\alpha l}{10}} \cdot \frac{t_A}{T}$$

Innen az ismétlőtávolság: l [km]

$l = \frac{1}{\alpha} 10 \cdot \log \left(K \cdot \frac{P_{AMx} \cdot \gamma}{P_{av \min}} \right)$, ahol $\gamma = t_A/T$ az adóelem kitöltési tényezője.

9. A szál diszperziójának modellezése

Két alapsávi átvitelre végeztünk vizsgálatokat:

a) gaussi átvitelre:

$$h_s(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{\sigma} \right)^2 \right],$$

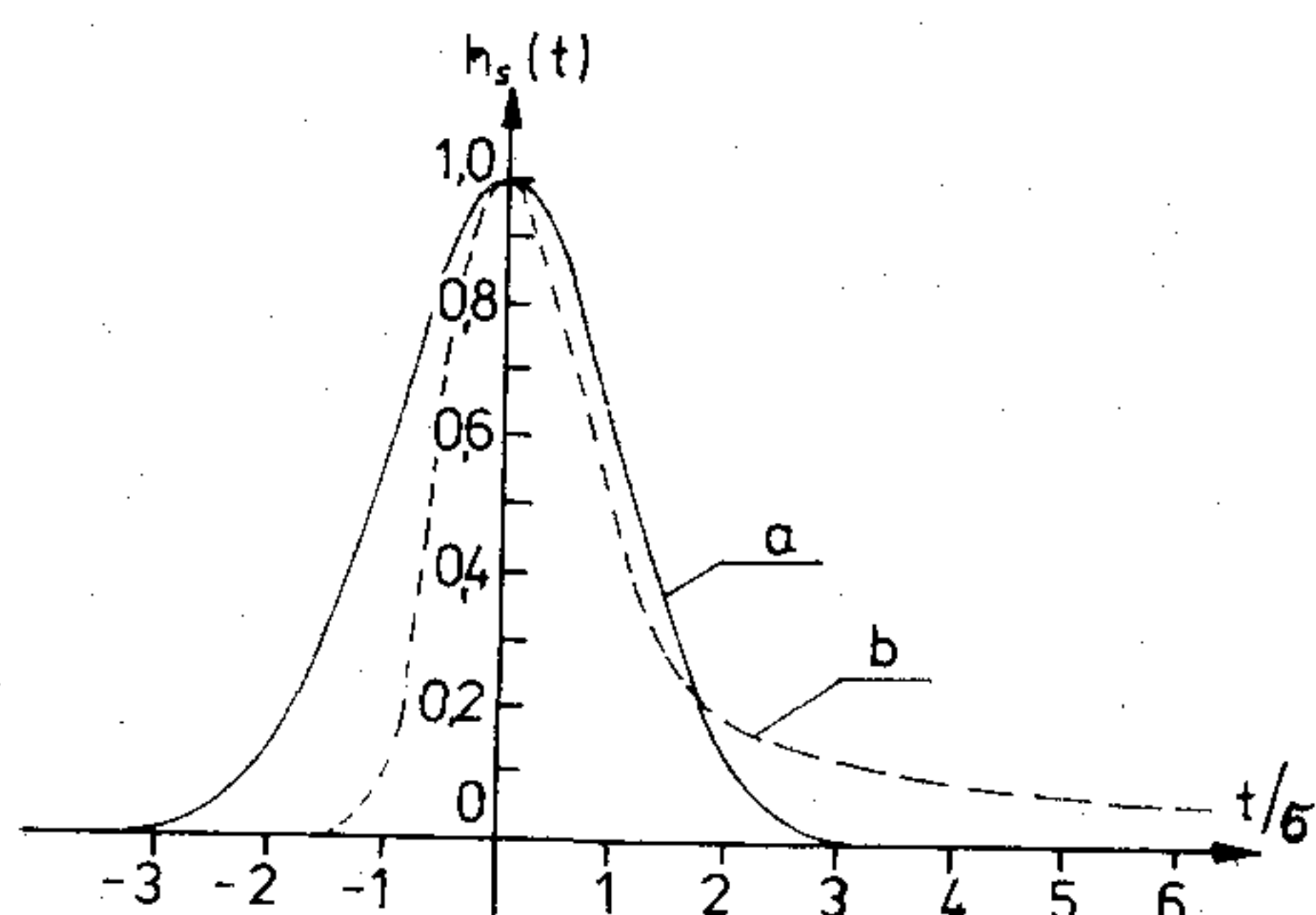
$$H_s(\omega) = \exp \left[-\frac{1}{2} (\omega\sigma)^2 \right]$$

(σ — vonali diszperzió), valamint

b) az irodalomban megadott tipikus szál súlyfüggvényére [2, 3]. Az idő- és frekvenciatartománybeli jellemzők a 2. és a 3. ábrán láthatók.

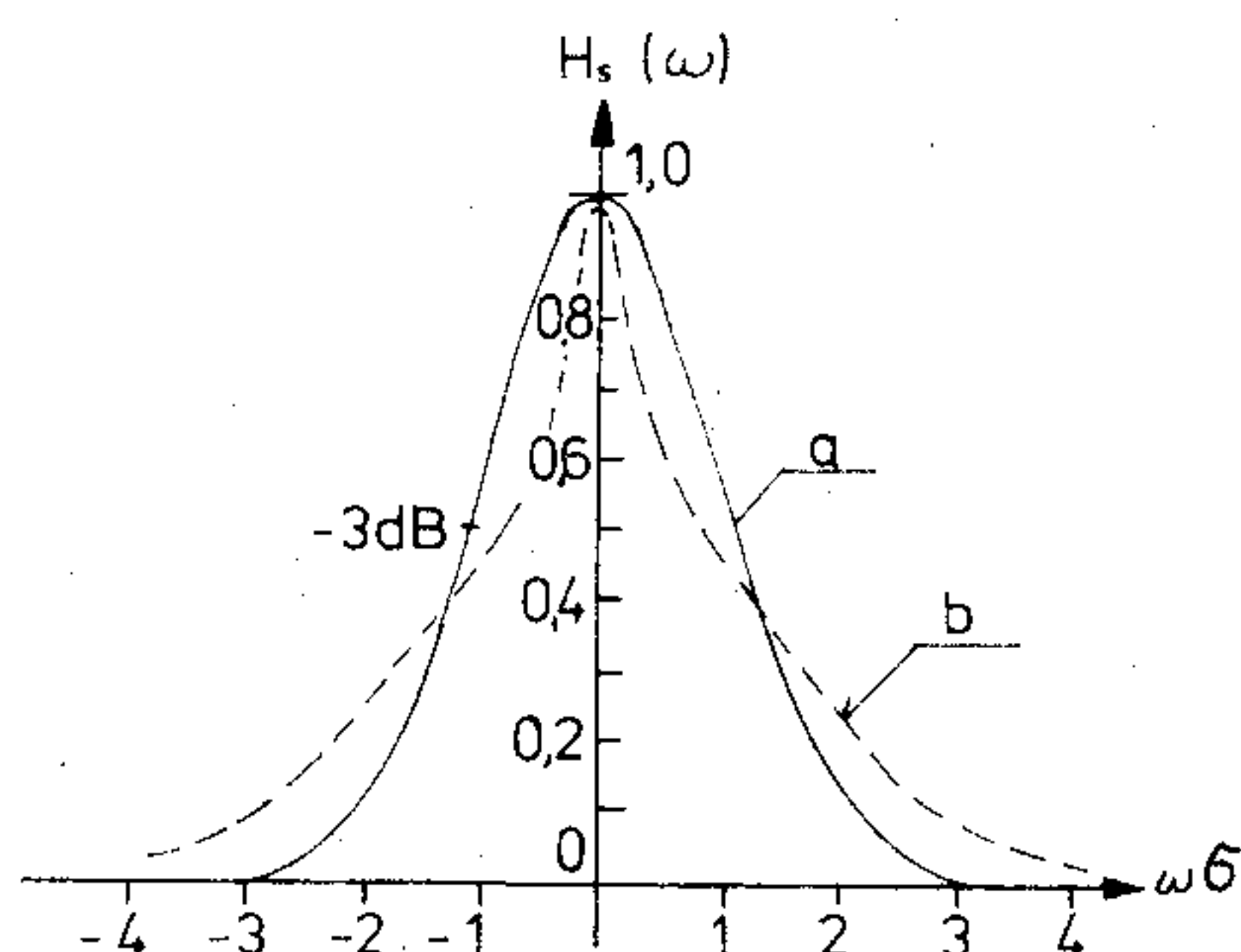
10. A számítógépes analízis eredményei

Nézzük meg különböző bitfrekvenciákon a főbb működési paraméterek változásait mindkét függvényre. A használt változók számszerű értékei: $Q=6,0$ ($P_h=10^{-9}$), $\eta=0,75$, $P_{AMx}=-30$ dB, $R=500$ k Ω , $C=10$



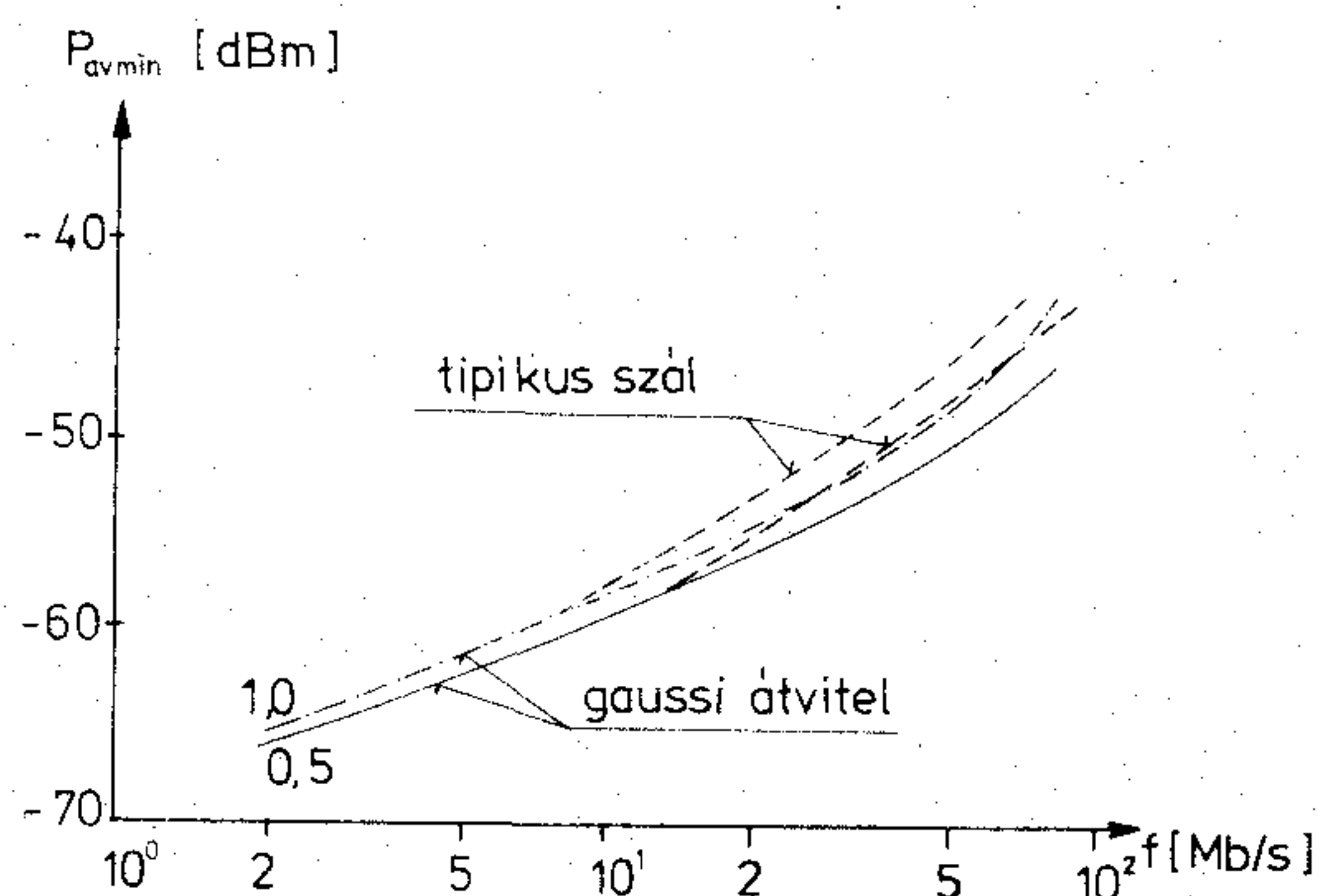
H759-2

2. ábra. A szál alapsávi átvitelének súlyfüggvénye: a) gaussi átvitelű, b) tipikus szálra



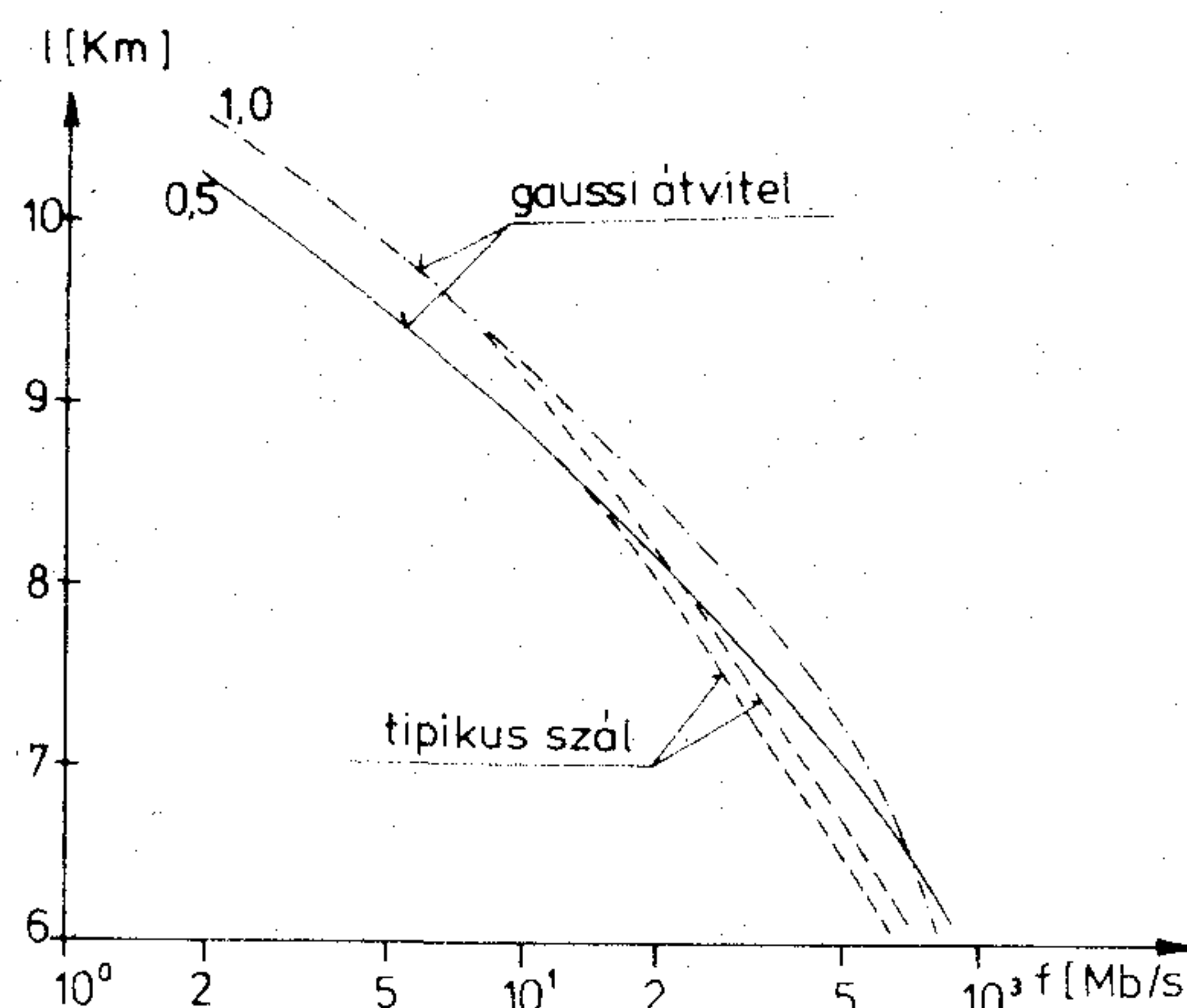
H759-3

3. ábra. Az alapsávi átvitel Fourier-transzformáltja



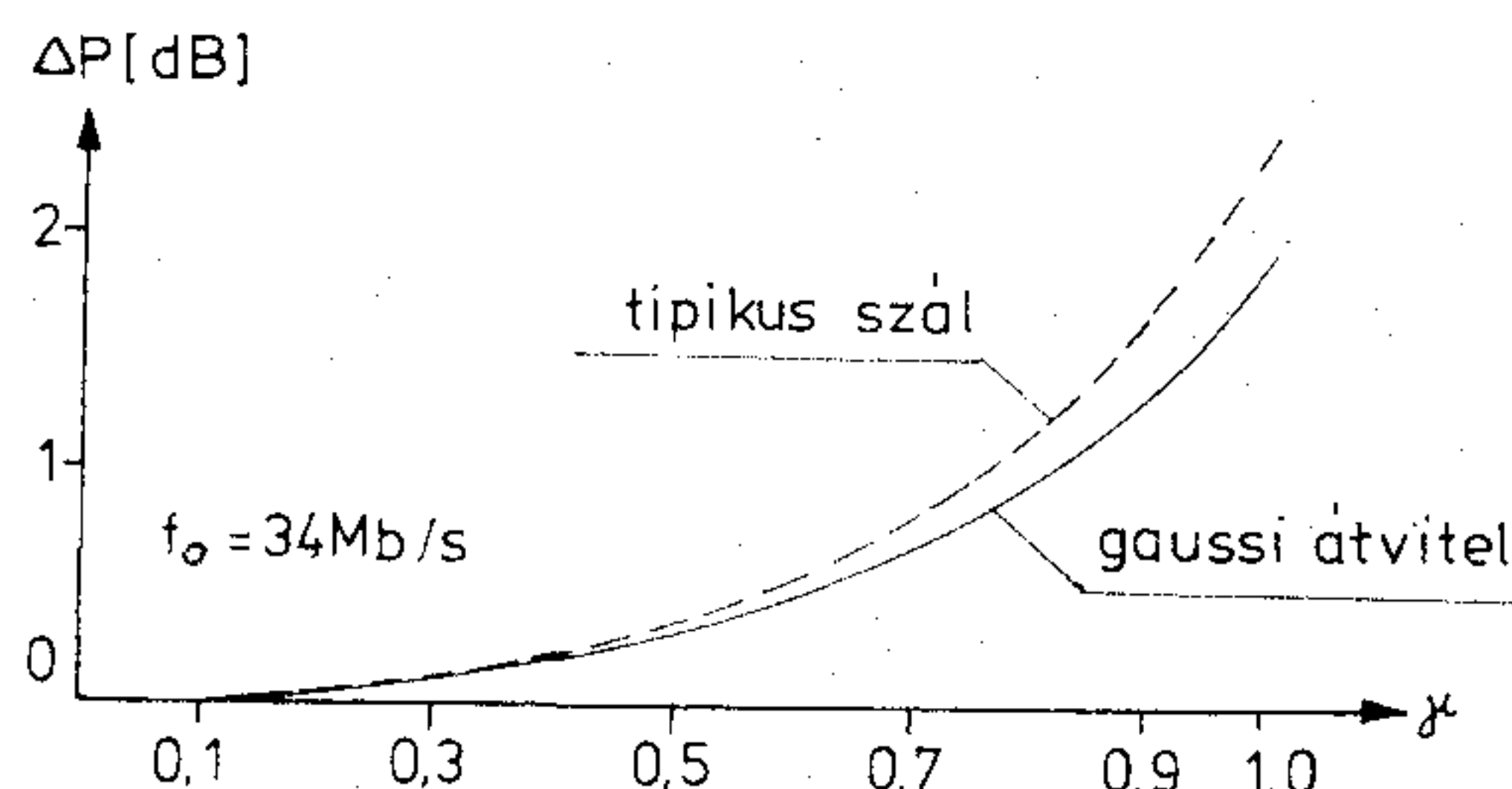
H759-4

4. ábra. A minimális vett teljesítmény frekvenciafüggése (paraméter: γ)



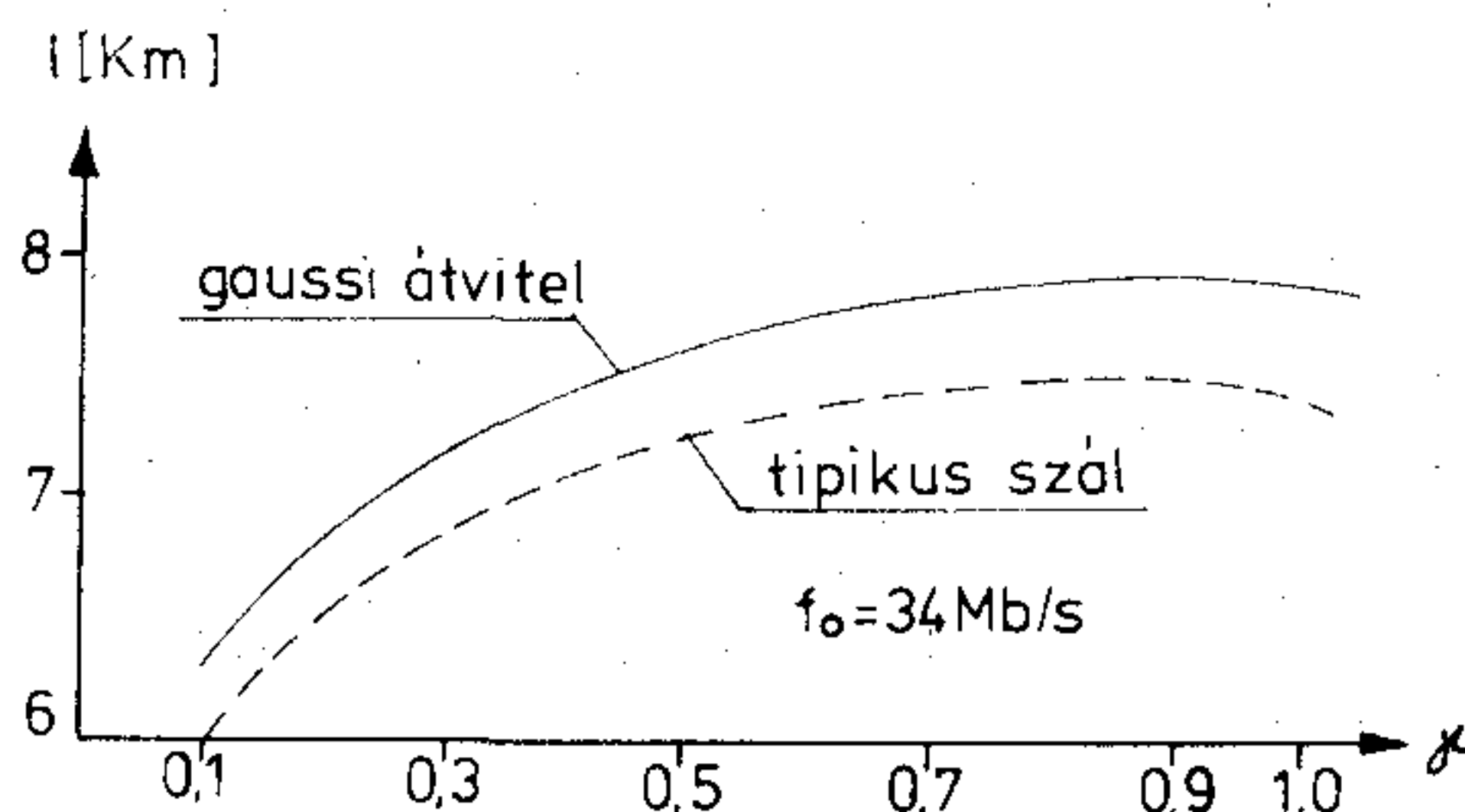
H759-5

5. ábra. Az elérhető ismétlőtávolság



H759-6

6. ábra. A szükséges teljesítménytöbblet különböző kitöltési tényezők mellett



H759-7

7. ábra. Az ismétlőtávolság alakulása különböző kitöltési tényezőknel

pF, $K = -12$ dB, $\Theta = 300$ °K, $\alpha = 5$ dB/km, $r_d = 200$ Ω , $\sigma = 23,54$ ns ($\omega_{3dB} = 50$ MHz).

A vett teljesítmény frekvenciafüggése két adókitöltési tényezővel a 4. ábrán látható. Az elérhető ismétlőtávolság mint legfontosabb rendszerparaméter viselkedését az 5. ábra mutatja. Az adóelem kitöltési tényezőjének hatása az előbbi jellemzőkre a 6. és a 7. ábrán követhető. A vizsgálat frekvenciája itt 34 Mb/s volt. És végül az impedanciaelemek okozta változások a 8–10. ábrákon láthatók.

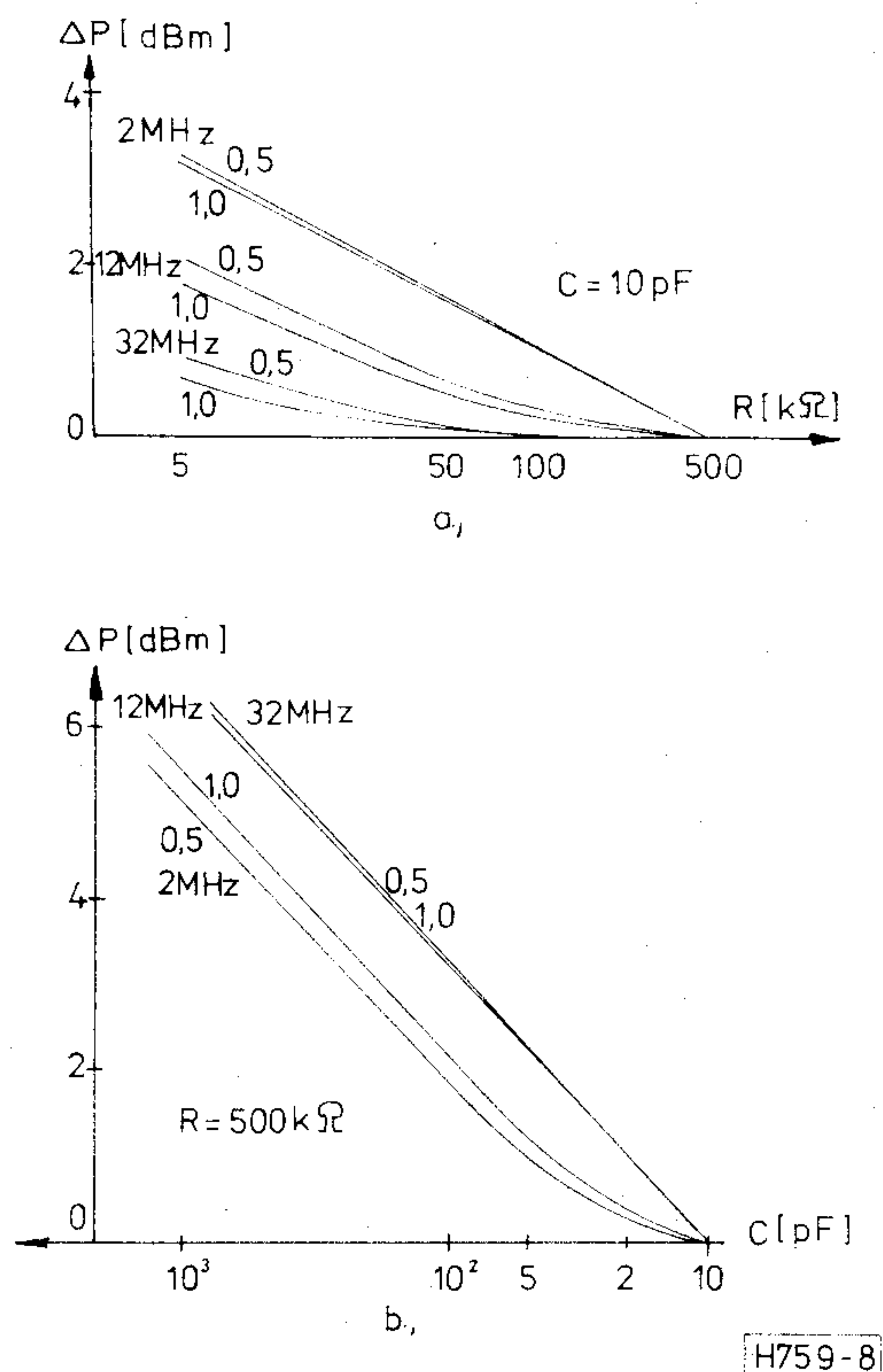
11. Összefoglalás

A zaj jelalaktól való függése nagyobb körütekintést igényel optikai átviteli rendszerek tervezésénél. Röviden foglaljuk össze eredményeinket.

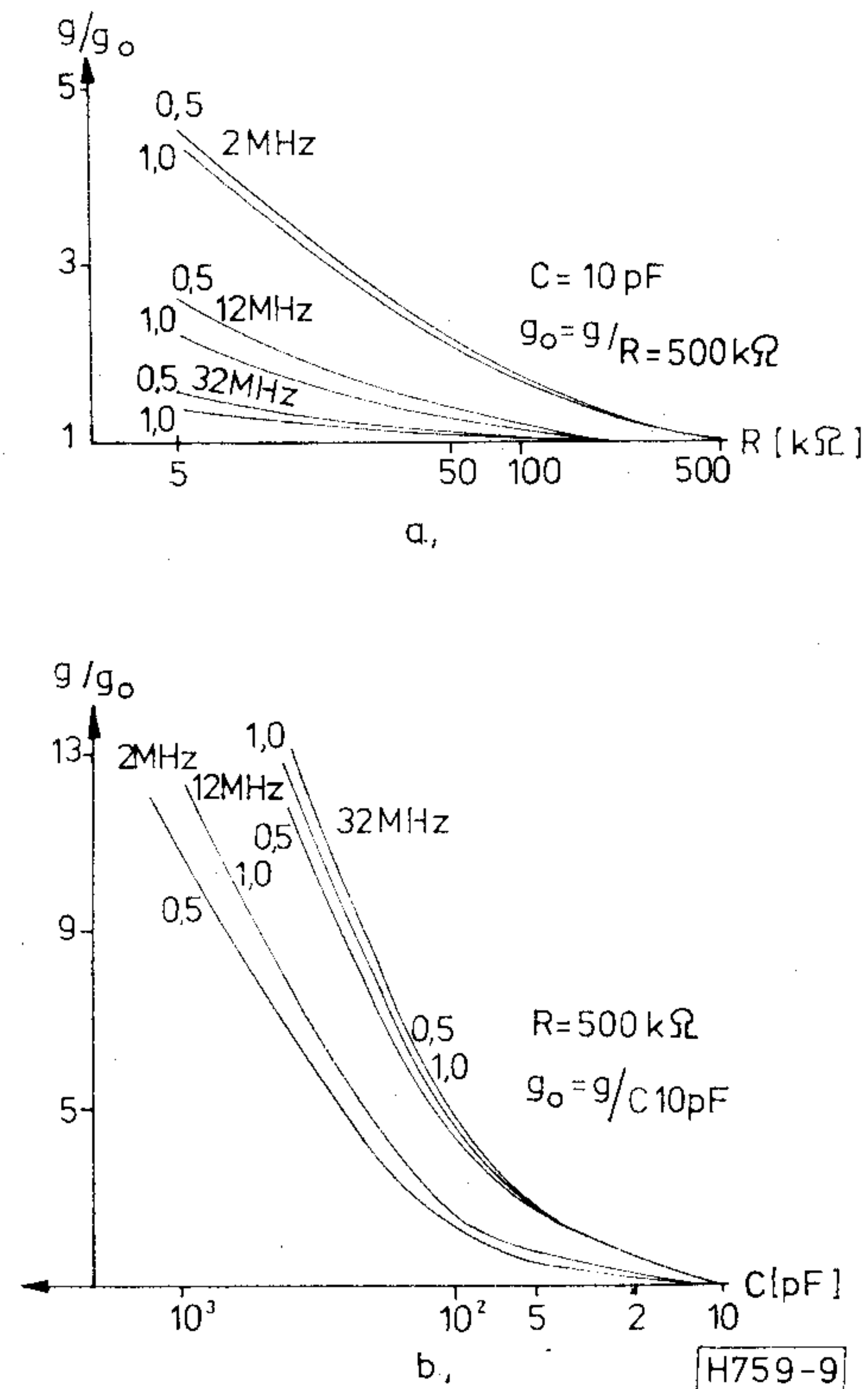
1. Kis bitsebességeknél, míg a bitfrekvencia jóval kisebb ($\leq 1/5$) a vonali diszperzióból adódó sávszélességnél, esetünkben kb. 10 Mb/s-ig, a könnyebben kezelhető gaussi modell is pontosan leírja a jelenségeket.

2. A minimális vett teljesítmény kifejezéséből — 7. pont — közvetlenül látszik, hogy Si detektor esetén abban az n_t termikus zaj $1/3$, tehát kis kitévőjű hatványával szerepel. Ez a gyakorlatban annyit jelent, hogy nem célszerű nagy ráfordítások árán a termikus zaj bizonyos határon túli csökkentése.

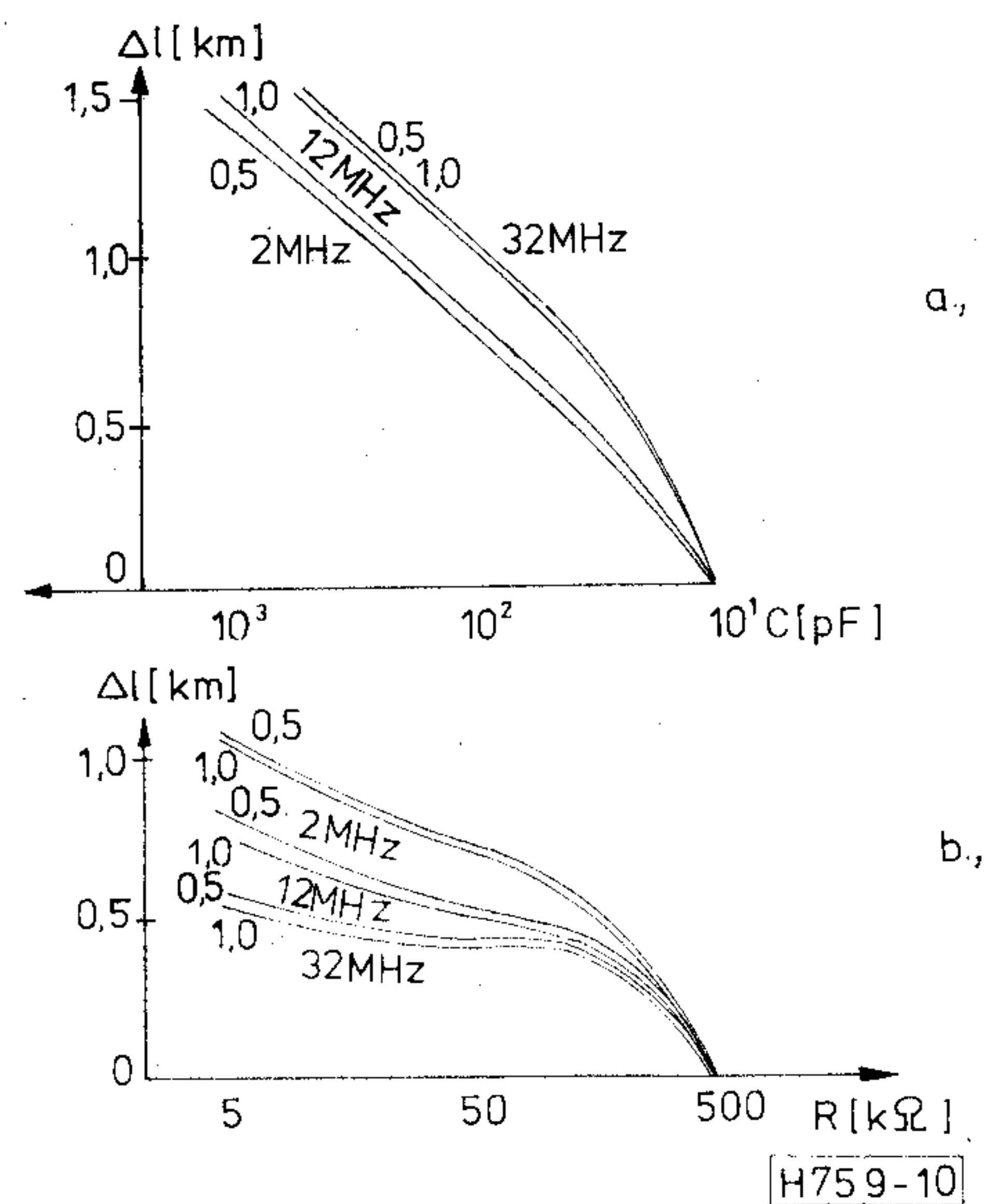
3. Az impedanciaelemek okozta változásokat tekintve világosan kitűnik, hogy — főleg nagyobb bitsebességeknél — a járulékos teljesítménynövekedésért és az ismétlőtávolság csökkenéséért a kap-



8. ábra. A szükséges többleteljesítmény függése a) az eredő ellenállástól, b) az eredő kapacitástól



9. ábra. Az optimális lavinaerősítés relatív megváltozása a) különböző ellenállásértékeknél, b) különböző kapacitásértékek hatására



10. ábra. Az ismétlőtávolság relatív csökkenése a) az eredő ellenállás, b) az eredő kapacitás függvényében

citás változása a felelős. Kisebb frekvenciákon azonban már az eredő ellenállás hatása is nagyobb mértékben jelentkezik. Általánosságban elmondható, hogy az ésszerűség határára belül az eredő ellenállás növelése és az eredő kapacitás csökkentése kívánatos.

4. Az adóelem kitöltési tényezőjének növekedésével — az áthallás fokozatosan nő — a vétel helyén

az adott hibaarány biztosításához nagyobb teljesítmény szükséges. Másik oldalról viszont nő a leadott átlagteljesítmény is. E két, hatásában ellentétes folyamat eredményeképpen az elérhető ismétlőtávolságnak szélsőértéke — maximuma — jön létre, mégpedig a jelenlegi paraméter-értékeknél közel 90%-os kitöltési tényező mellett (l. 7. ábra). Ez a tény önmagában a felhasználhatóság szempontjából érdektelen a vonali kódolással szemben támasztott követelménye miatt. Sokkal lényegesebb ennél, hogy az 50%-os (RZ) és a 100%-os (NRZ) kódolású jelfolyamok számára az optimálisához közeli ismétlőtávolság biztosítható.

Végül ez úton szeretnék köszönetet mondani Megyesi Csabának a cikk megírása folyamán nyújtott értékes tanácsaiért.

IRODALOM

- [1] S. D. Personick: Receiver Design for Digital Fibre Optic Transmission Systems I—II. Bell S. T. J. Vol. 52, No. 6, July—August, 1973 pp. 843—882
- [2] R. Dogliotti—A. Guardincerri—A. Luvison: Baseband Equalisation in Fibre Optic Digital Transmission. Opt. and Quant. El. 8(1976) pp. 343—353
- [3] R. Dogliotti—A. Luvison—G. Pirani: Error Probability in Optical Fibre Transm. Systems. IEEE Trans. on Inf. Theory, March 1979, vol. IT—25, No. 2, pp. 170—179

A külföldi szakfolyóiratokból

Összeállította: BALOGH PÁL

A NEC (Japán) cég egyszerű és gazdaságos rendszert fejlesztett ki az időjárási térképek közvetlen vételére a meteorológiai műholdakról. Várható, hogy a cég ezt az egyedülálló termékét rövidesen forgalomba hozza.

Folyamatosan öt műhold teszi lehetővé az időjárás megfigyelését az egész földön.

Az új rendszer fő részét képezi egy 1,8 m átmérőjű antenna, RF egységgel és egy konzollal, amely tartalmazza a „Video Formatter” és a monitort. Az antenna öt részre bontható a könnyű szállíthatóság végett.

A Video Formatter a meteorológiai műholdról érkező jelet demodulálja, tárolja, feldolgozza a megjelenítő számára a beépített mikroszámítógép segítségével.

A rendszert nemcsak a meteorológiai állomások használhatják, hanem pl. a farmerek, halászok stb. is, mivel közvetlenül kaphatnak felvételt a felhőzetről, a tengerről, azok hőmérsékletéről stb. és önállóan kiértékelhetik az információt. (NEC News, 1980. ápr. 1. [800])

*

Az angol ipar állami beruházási szerve, a National Enterprise Board (NEB) az utóbbi évtizedek folyamán hatalmas összegeket, közel 1 milliárd dollárt fordított az elektronikai ipar fejlesztésére, melynek célja főleg a japán konkurencia ellensúlyozása volt. Azonban az utóbbi időben fordulat következett be: a kormány drasztikusan csökkentette a kutatásokra, fejlesztésekre fordított összegeket és csak olyan beruházásokat finanszíroznak, amelyek gyors megtérülést ígérnek.

Erősen korlátozták a NEB szerepét is, ez évben az állami támogatás összegét 6,8 millió dollárról 1,7 millió dollárra csökkentették.

Az elektronikus adatfeldolgozó ipari vállalatoknak juttatott állami megrendeléseket igen erőteljesen csökkentették. A NEB hatáskörén kívül azonban a kormány 126,5 millió dollár értékű támogatást nyújt a mikroelektronikai vállalatoknak az elkövetkező két évben, míg a félvezető cégek költségvetési támogatását az elkövetkező 4 évben 161 millió dollárról 126,5 millió dollárra csökkentette. (Business Week, 1980. máj. 19. [801])

*

Az Analogic Ltd. egy 4096 bemeneti csatorna fogadására alkalmas adatgyűjtő egységgel jelentkezett a piacon. Az AND 5400-as típusú rendszer kis- és nagyszintű analóg feszültségjelek lekezelését egyaránt lehetővé teszi, így például a nyomásmérő bélyegek és a hőelemek közvetlenül csatlakoztathatók hozzá.

A digitális ki- és bemenetek szükség esetén galvanikusan leválaszthatók. A rendszer különleges szolgáltatása, hogy frekvencia, időtartam, digitális állapotváltozás és kontaktusjelek fogadására is képes. Az alkalmazott A/D átalakító felbontása 10 és 16 bit között változtatható. Az átalakítási sebesség — és így a bemeneti analóg csatornák multiplexelésének sebessége — 100 000 csatorna/s.

Az egység egy 16 bites párhuzamos I/O ponton keresztül illeszthető a legtöbb kisszámítógéphez. A gyártó több standard interface egységet is kidolgozott; pl. az IEEE-488, RS 232, RS422 típusokhoz.

A DEC Co. PDP—11 és LSI—11, valamint a Data General Co. NOVA és SuperNOVA számítógépeihez történő illesztés esetén lehetőség van software-rel támogatott, közvetlen memóriáhozáférés kialakítására.

A rendszer software-e a vezérlő programon kívül tartalmaz egy öndiagnosztikai programot is, mely lehetővé teszi az egység linearitási, pontossági paramétereinek és a tápfeszültségi szintek üzem közben történő ellenőrzését. (New Electronics, 1980. ápr. 15. [802])

*

A világ első teljesen integrált áramkörökön alapuló digitális multiméterét jelentette meg a piacon a Fluke International. Az 5 1/2 számjegyes műszerben két mikroprocesszor vezérli az egyes funkciók végrehajtását. A multiméter ára alapképítésben 790 font sterling, de számos opcionális egységgel is bővíthető. Önállóan, vagy IEEE mérőrendszerben egyaránt üzemeltethető. A beépített mikroprocesszorok ofset, csúcsból-csúcsig és effektív érték mérésére teszik alkalmassá, 0,01%-os mérési pontosságát 1 évre garantálják.

Ofset üzemben az alkalmazott konstansok a billentyűzetről közvetlenül vihetők be. A műszer mérési sebessége változtatható. A kiegészítő egységek közül az egyik legfontosabb a műszerhez kapcsolható kalkulátor, melyen a különböző mérésiértékelő számítások futtathatók. Ezek lehetnek egyszerű átalakító algoritmusok és bonyolult statisztikai analízisek is. A kalkulátorban a billentyűzet segítségével 100 lépésű programok szervezhetők, melyekben közvetlen címzésű adatmozgató, elágazási utasításokat lehet alkalmazni, de felhasználhatók a kalkulátor standard függvényei (alpműveletek, trigonometrikus és logaritmikus összefüggések) is. A programok mágneskártyán tárolhatók, és szükség szerint újra betölthetők. Az újrafuttatás már a DMM előlapjáról vezérelhető. (Electronic Equipment, 1980. jún. 23. [804])

(Folytatás a 300. oldalon)

Diszlokációk és elektromos paraméterek korrelációjának vizsgálata félvezető eszközökben*

VÉRTESEY ANDRÁS—
LÉNÁRT TIBOR

Híradástechnikai Ipari
Kutató Intézet

PÁL EDIT

MTA Műszaki Fizikai
Kutató Intézet

A félvezetőeszköz-gyártás egyes technológiai lépései során (pl. epitaxiális rétegnövesztés, magas hőmérsékletű hőkezelés, diffúzió, ionimplantálás) sokféle rácshiba keletkezhet a félvezető egykristályban. A keletkező rácshibák kedvezőtlenül befolyásolhatják az eszközök fizikai tulajdonságait. A krisztallográfiai tökéletlenségek az eszközök meghibásodásának potenciális forrásai.

Számos kutató foglalkozott már eddig is a szilícium alapú félvezető eszközökben a technológiai lépések során keletkező különféle rácshibák röntgentopográfiás vizsgálatával [1, 2, 3, 4, 5]. A röntgentopográfia segítségével, mivel a módszer roncsolásmentes, külön-külön nyomon követhető az egyes technológiai lépések rácshibakeltő és módosító hatása.

Munkánk során a magas hőmérsékletű hőkezelés és diffúzió által keltett rácshibák hatását vizsgáltuk az eszközök letörési és szivárgási paramétereire.

Kísérleti körülmények

A vizsgált minták a HIKI Félvezető Ágazatán készültek bipoláris planár technológiával. A röntgentopográfiás vizsgálatokat az MTA MFKI Szerkezetkutatási Főosztályán végeztük. A reflexiós felvételeket CuK_α sugárzással Berg—Barett és kétkristályos elrendezéssel; a transzmissziós felvételeket MoK_α sugárzással Lang geometriával készítettük. Az (111) orientációjú Si szeletekről a topogramok reflexiós esetben (511) és (422) reflexióval, transzmissziós esetben (220) reflexióval készültek. Az elektromos méréseket a HIKI Félvezető Ágazatán végeztük.

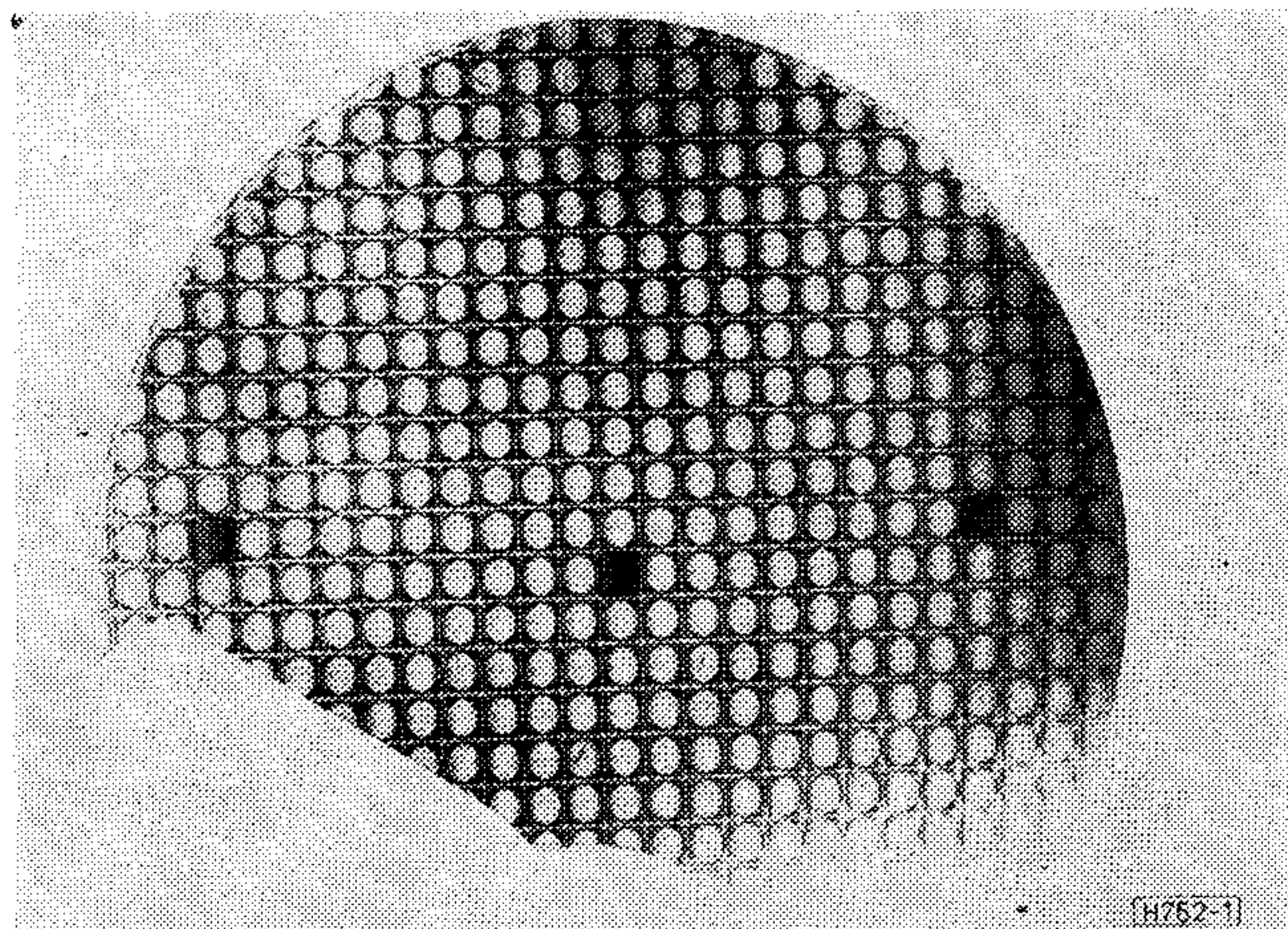
Eredmények

Több szelet esetén minden egyes kritikus technológiai művelet után röntgentopográfiás felvételeket készítettünk. Ezek alapján megállapítottuk, hogy

két esetben keletkeznek nagyobb számban diszlokációk, magas hőmérsékletű hőkezelés hatására és a szigetelő diffúzió során. A kétféle diszlokációrendszer teljesen más jellegű, és egymástól egyértelműen elkülöníthető.

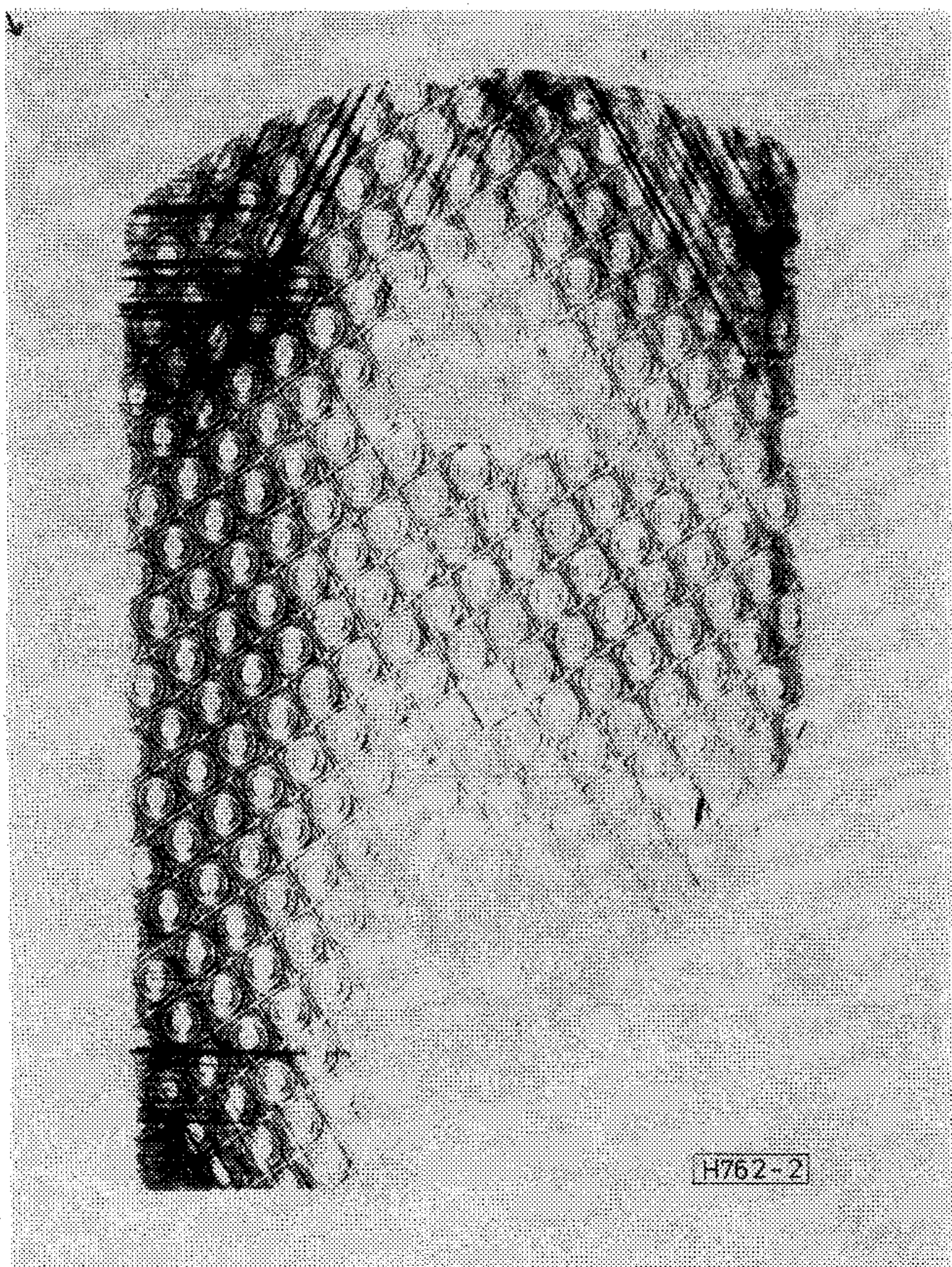
A planár technológia sok lépése magas hőmérsékleten megy végbe. Már a legelső magas hőmérsékletű művelet hatására jellegzetes diszlokációsorok alakulnak ki a szeletek nagy részénél. Ezen diszlokációsorok a szeletek szélétől indulnak ki és a felülettel szöget bezáró másik három {111} csúszósíkban fekszenek. Az ilyen jellegű rácshibák külső deformációk (helytelen szeletbefogás), valamint az egykristály növesztése során keletkezett és megmaradt belső feszültségek miatt jönnek létre a nagy hőmérsékletgradiens hatására. Az így kialakult diszlokációhálózat sűrűsége a további magas hőmérsékletű eljárások során nem változik meg számottevően, csak extrém esetekben (véletlen, durva mechanikai deformáció) [8].

Saját kísérleteink eredményeiből az 1. és a 2. ábrán kész planár eszközök transzmissziós, ill. reflexiós Berg—Barett topogramját mutatjuk be, amelyen jól



1. ábra. Vizsgáló tranzisztorokat tartalmazó szelet reflexiós topogramja

* A TKI Ifjúsági Konferencián (1980. XI. 17.) elhangzott előadás alapján.



2. ábra. Az 1. ábrán látható szelet transzmissziós topogramja

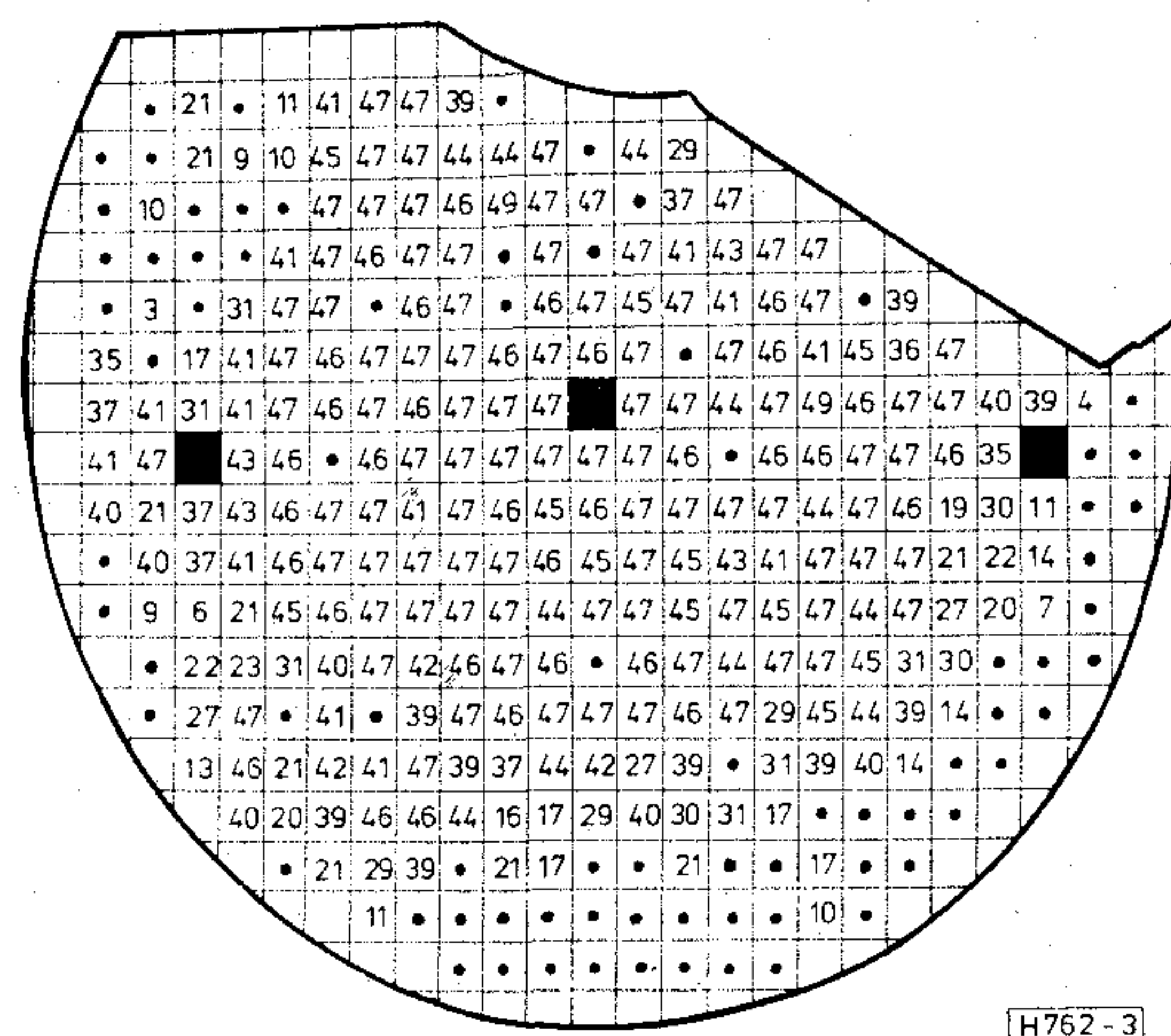
láthatók a szelet szélétől kiinduló sűrű diszlokációs sorok. A transzmissziós felvételen természetesen sokkal több diszlokáció látható, mert a kristály teljes térfogatáról ad információt, míg a reflexiós csak néhány mikrométer mélységről. A diszlokációk a szelet síkjával szöget bezáró, másik három $\{111\}$ csúszósíkban fekszenek. A szeleten levő minden egyes tranzisztoron mértük a kollektor-szubsztrát, kollektor-bázis, kollektor-emitter és emitter-bázis átmenetek letörési feszültségeit. A 3. és a 4. ábrákon a szelet elektromos térképeit mutatjuk be a kollektor-emitter, illetve kollektor-bázis letörési feszültségekre. Fel-tüntetjük az egyes feszültségek előírt értékeit és megjelöltük azokat a tranzisztorokat, amelyek ezeknek nem feleltek meg. A topogramok és az elektromos térképek összehasonlításakor megállapítható, hogy amennyiben a szelet szélétől kiinduló diszlokációk átmennek a tranzisztorok aktív tartományain, a legtöbb esetben zárlatot okoznak a kollektor-emitter, illetve a kollektor-bázis átmenet között, vagy jelentősen csökkentik a megfelelő letörési feszültségeket. Az emitter-bázis, valamint a kollektor-szubsztrát letörési feszültségeket ezek a diszlokációk nem befolyásolják.

A szigetelő diffúzió közismerten sok diszlokációt keltő technológiai lépés. Ennek hatását szintén kör alakú, nagy területű tranzisztorokat tartalmazó szeleteken vizsgáltuk. A tranzisztorok sematikus keresztmetszeti rajza az 5. ábrán látható.

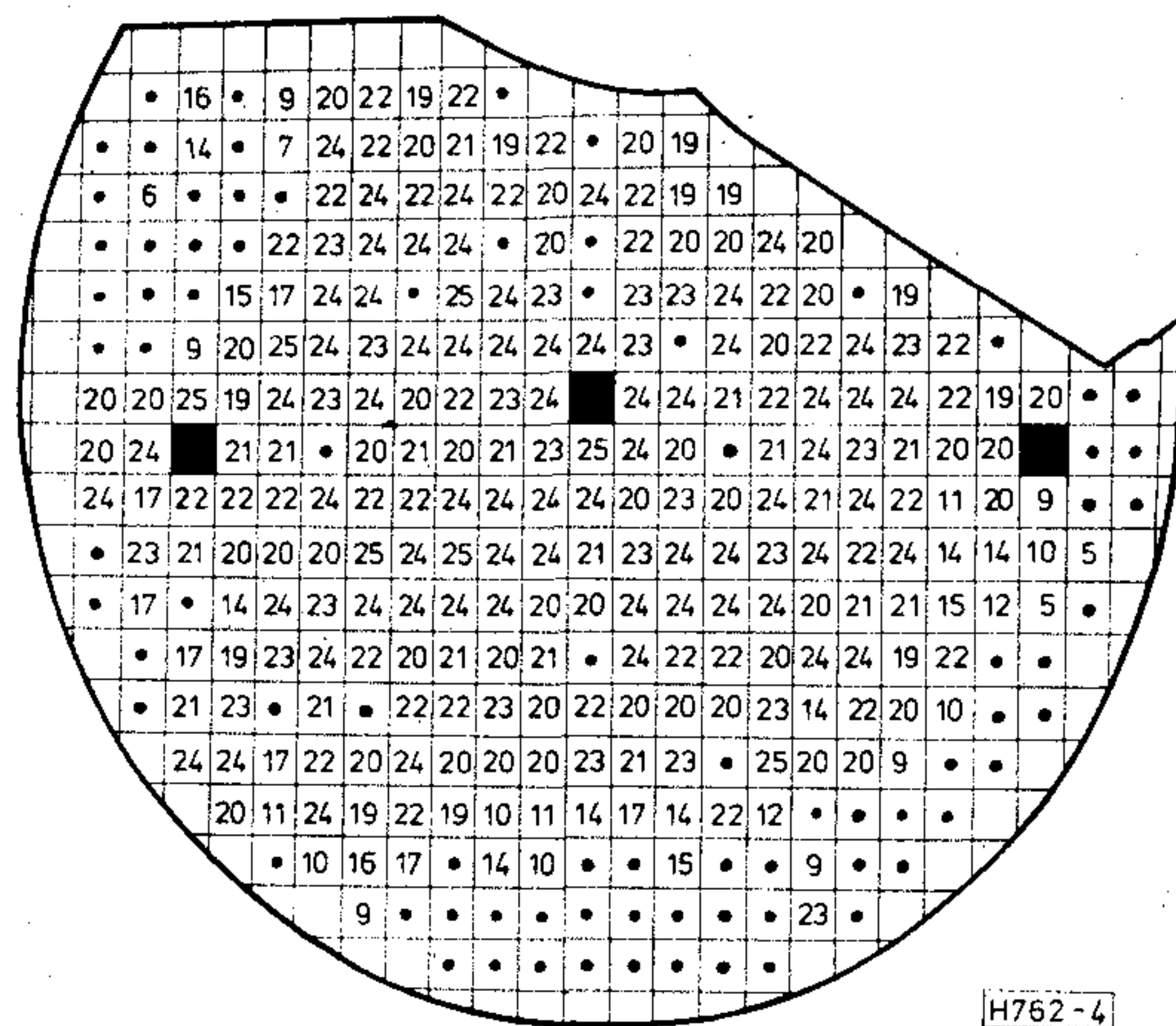
A szigetelő bór-diffúzió bórnitridtárcsás eljárással készült oxidmaszkon keresztül, 1170 °C hőmérsékle-

ten. Az adalékolt szigetelő tartományokban észleltük a szakirodalomban közölt „misfit” diszlokációhálózat kialakulását [8]. A bór-diffúzió ugyanis rácskontrakciót okoz az adalékolt rétegben, s ez mechanikai feszültséget kelt a rács adalékolt és adalékolatlan térfogata között. A feszültség enyhítésére alakul ki, a diffúzió hőmérsékletén, az említett „misfit” háló, amelyben a diszlokációk a felülettel párhuzamos (111) síkokban fekszenek, $\langle 110 \rangle$ irányú ún. kevert diszlokációk, amelyeknek Burgers-vektora 60°-os szöget zár be a diszlokációvonallal. A „misfit” diszlokációhálózat jól látható az 1. ábrán. Ez a fajta diszlokáció, mivel csak a szigetelő tartományokban fordul elő, a vizsgált tranzisztorok elektromos paramétereit nem befolyásolja.

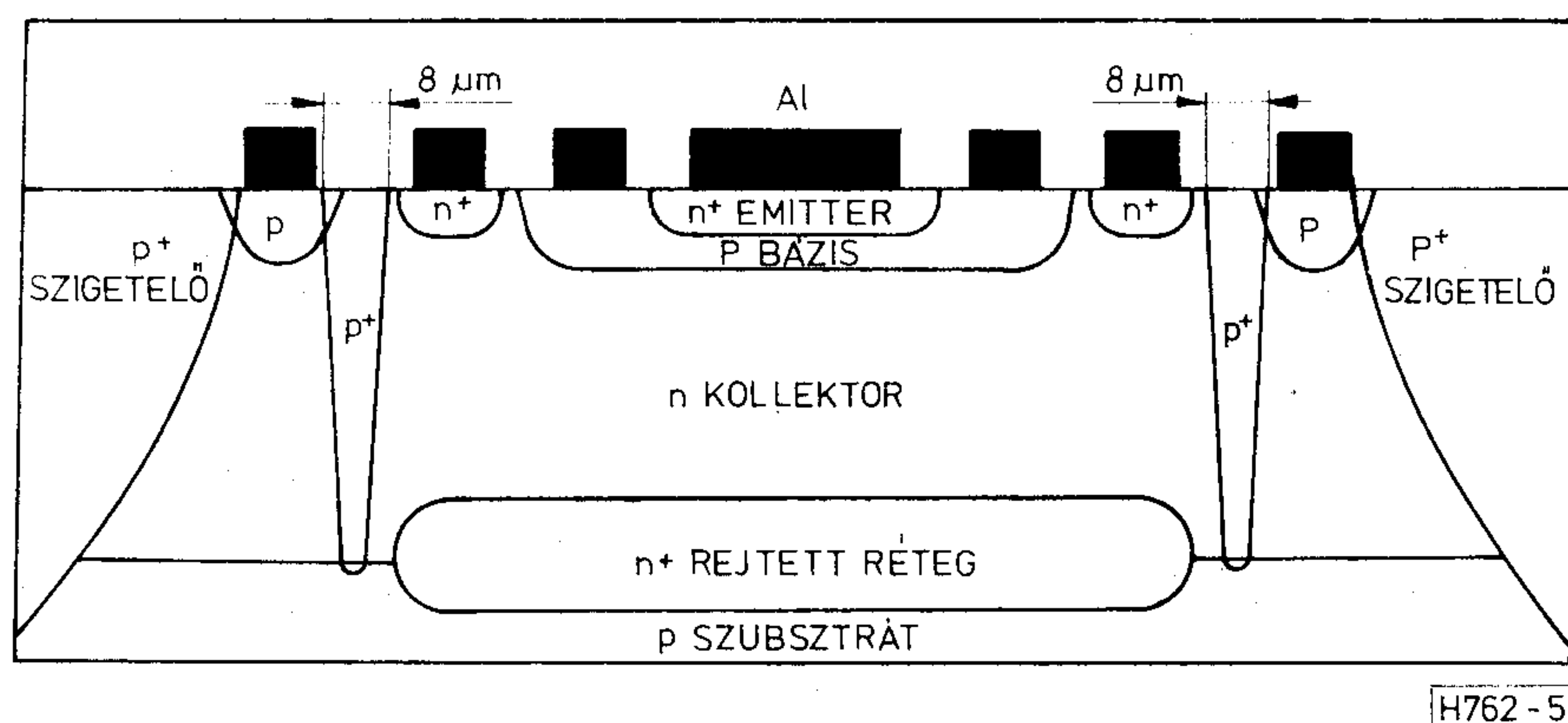
Mivel a további technológiai lépések a topográfias felvételek tanúsága szerint nagyobb számú diszlokációt nem keltettek, a későbbiekben a szigetelő diffúzió hatását vizsgáltuk megváltozott körülmények között. A bór-diffúzió során nem fokozatosan, kis hőmérsékletgradiens mellett toltuk be a magas-



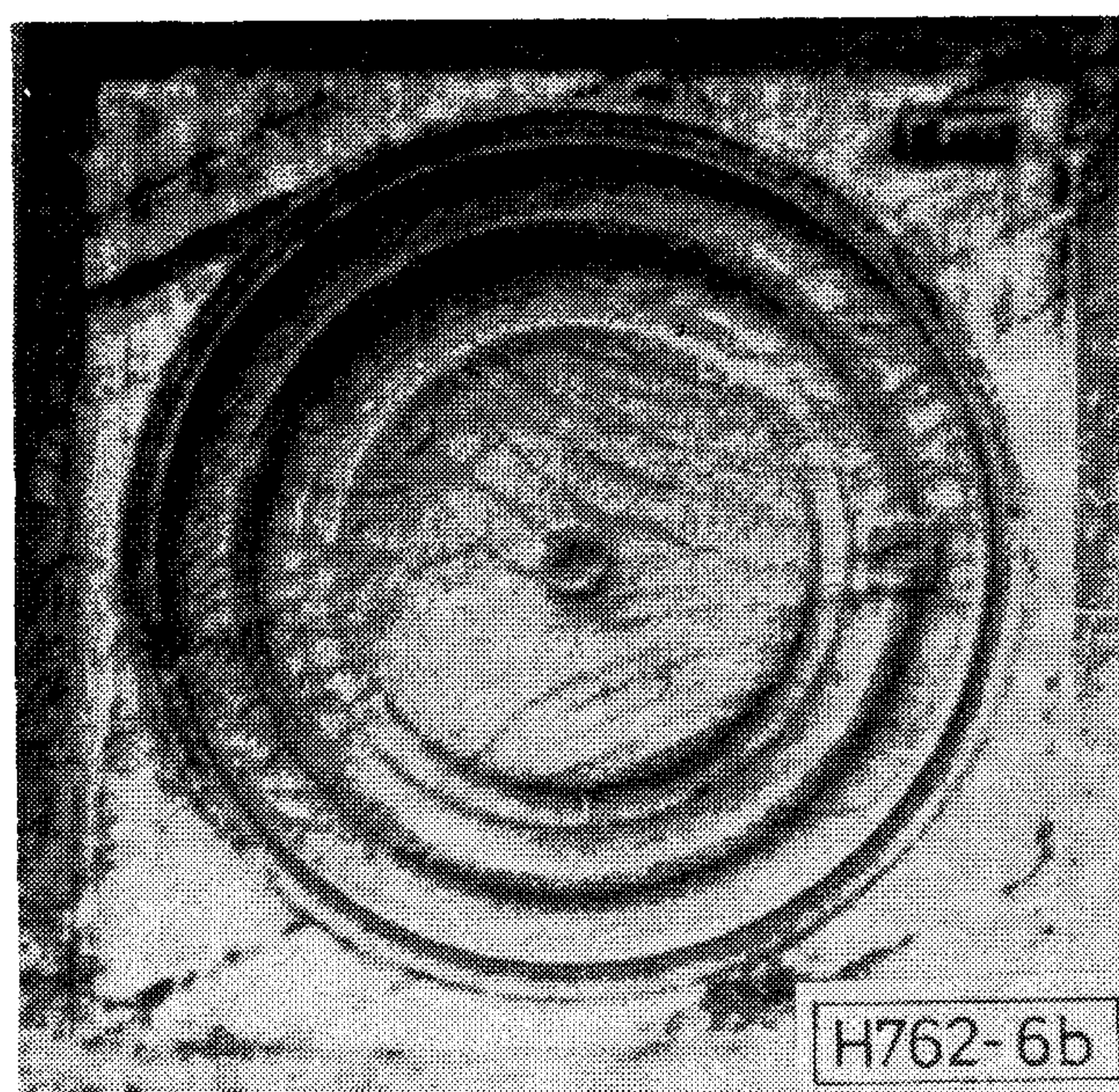
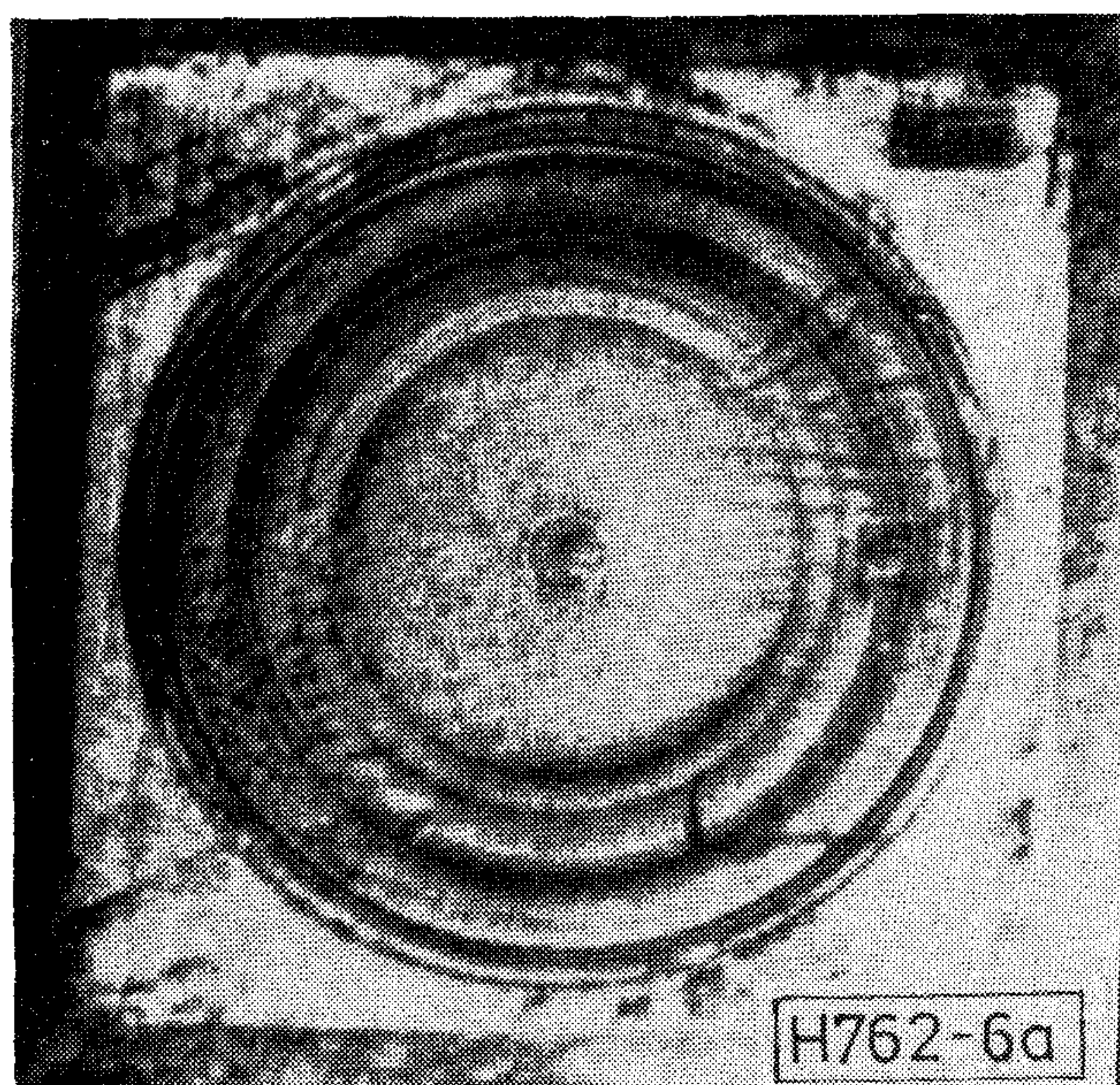
3. ábra. Az 1. ábrán látható szelet kollektor-bázis letörési feszültség térképe. A letörési feszültség előírt értéke 47 volt. A kis karikák szakadt vagy zárlatos tranzisztorokat jelentenek



4. ábra. Az 1. ábrán látható szelet kollektor-emitter letörési feszültség térképe. A letörési feszültség előírt értéke 24 volt. A kis körök szakadt vagy zárlatos tranzisztorokat jelentenek



5. ábra. A vizsgált tranzisztorok sematikus keresztmetszeti képe



6. ábra. Emitter-él típusú diszlokációk tranzisztorok reflexiós topogramján (a és b)

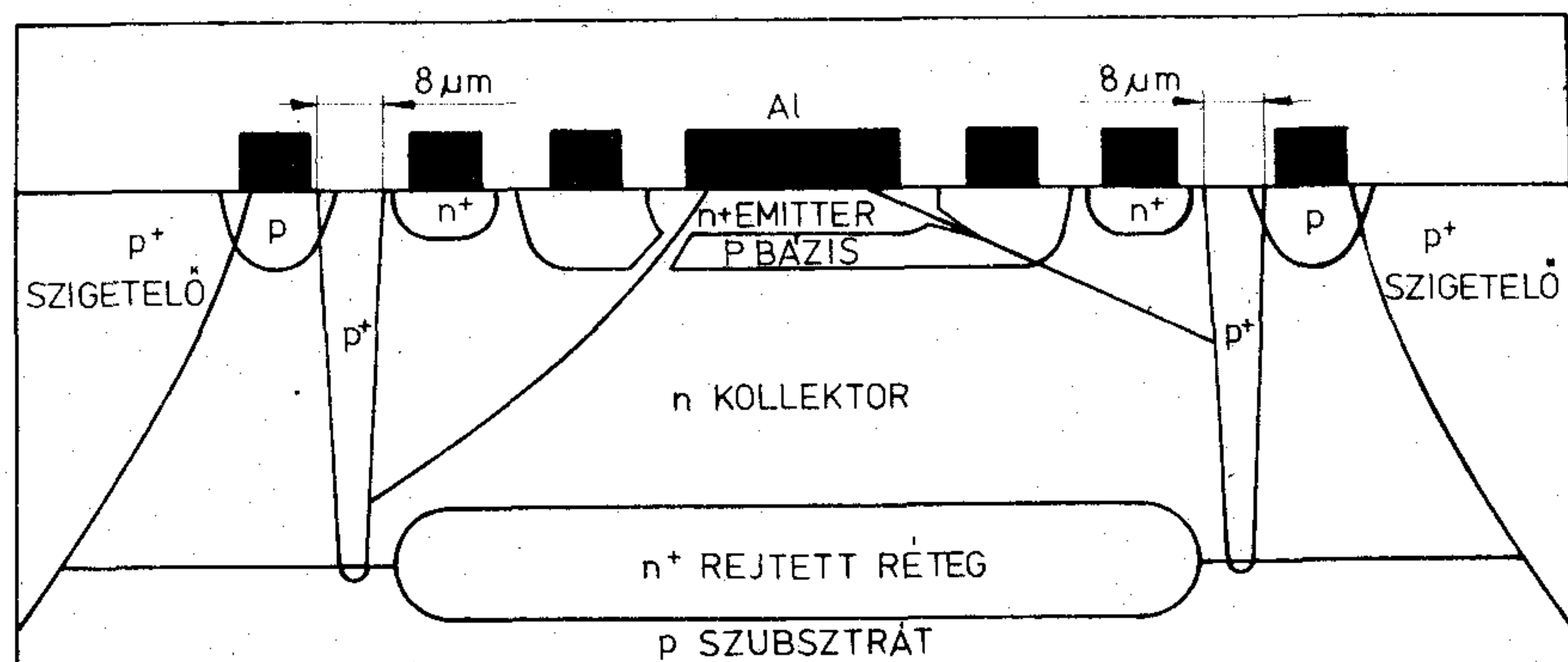
hőmérsékletű diffúziós kályhába és húztuk ki onnan, hanem hirtelen.

Topográfias felvételeink szerint az így végrehajtott bór-diffúzió hatására új, eddig még meg nem figyelt diszlokációk keletkeztek. Az új diszlokációk forrása a „chip”-eken belül levő 8 μm széles, körgyűrű alakú tartomány, amely szintén bór-diffúziót kapott (ld. 5. ábra). Ezek a diszlokációk olyan jellegűek, mint az ún. emitter-él típusú diszlokációk, amelyek elnevezése onnan ered, hogy ilyen jellegű diszlokációkat Si alapú félvezető eszközöknél először emitter-diffúzió után figyeltek meg az emitter-tartomány szélénél. Az általunk észlelt diszlokációk minden valószínűség szerint szintén a felülettel párhuzamos (111) síkokban fekszenek, különböző mélységeken, és három fő típusát tudtuk azonosítani. A diszlokációk egy része (ezek a mélyebben fekvők) az (111) síkra merőleges (1 $\bar{1}$ 0) csúszósíkban kicsúszik a felületre (a 6a ábrán jól láthatók a párhuzamos, rövid diszlokációk). Más részük követi az emitter-él típusú diszlokációk jellegzetes viselkedését, és félhurok-szerűen visszatér a körgyűrű alakú tartomány szélé-

hez az (111) síkban. A diszlokációk harmadik csoportja szintén szabályos emitter-él típusúnak indul, de mivel túl közel van a felülethez, és a felület a kedvezőbb diffúziós profilok kialakítása érdekében nem pontosan (111), hanem attól kb. 3°-kal el van orientálva, a diszlokációk, mielőtt ismét elérnék a körgyűrű alakú tartomány szélét, kifutnak a felületre (6b ábra).

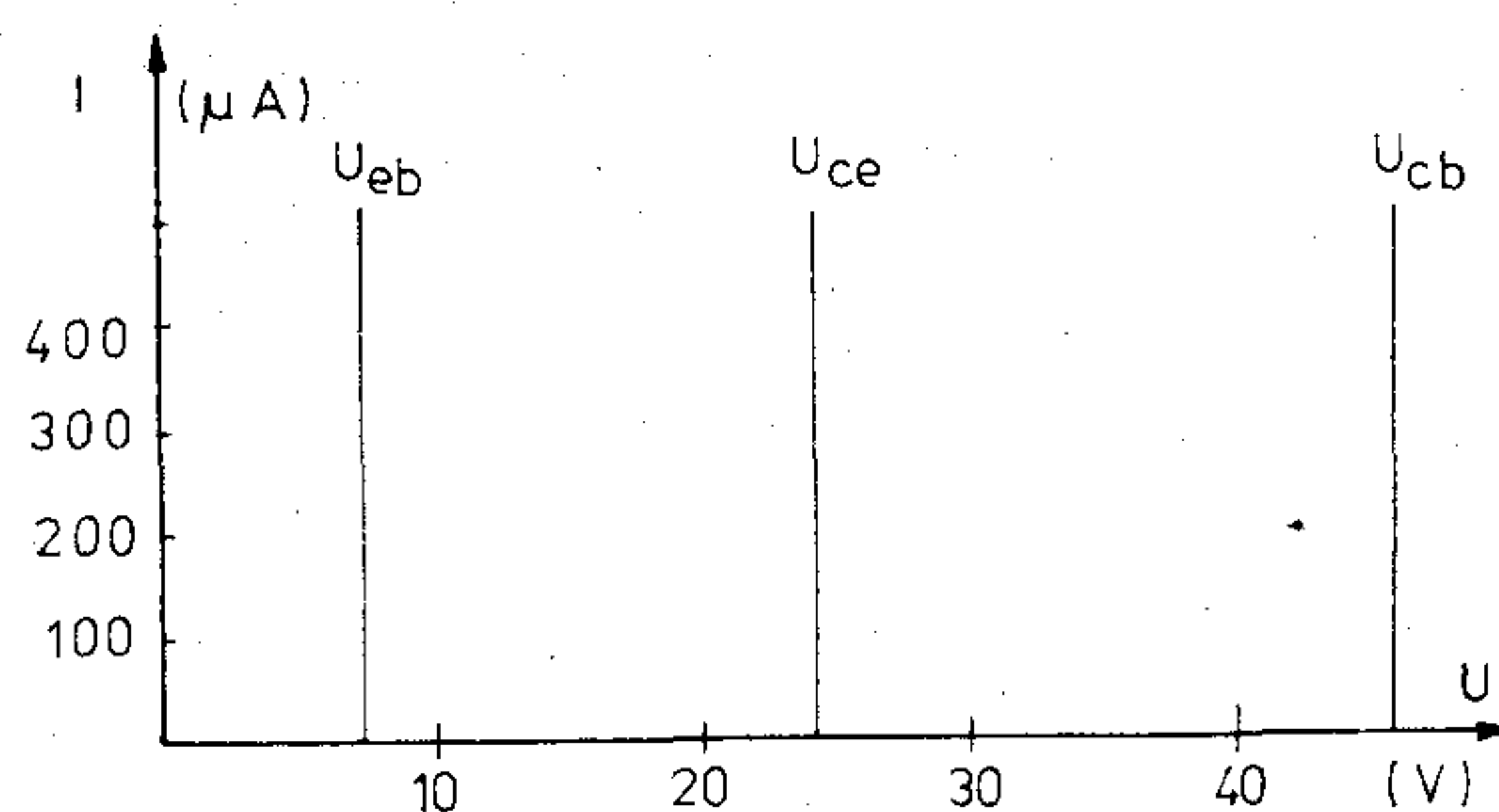
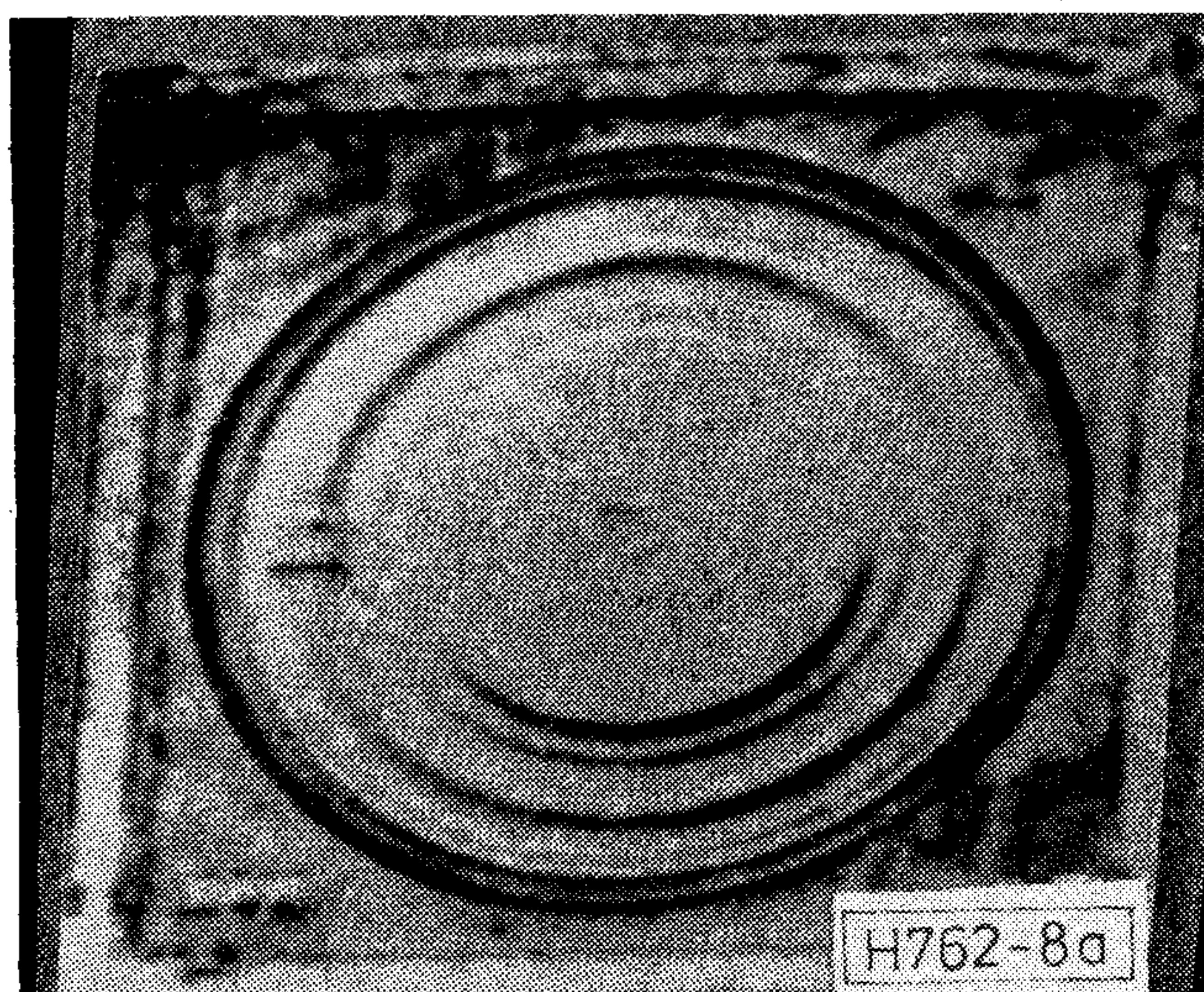
Az általunk észlelt, a gyors szeletmozgatással véghezvitt szigetelő diffúzió folyamán keletkező ún. emitter-él típusú diszlokációk közül a legtöbb át-megy a tranzisztorok későbbi aktív tartományain. Irodalmi adatok alapján az emitter-tartományban jelenlevő diszlokációk anomális diffúziót eredményezhetnek a nagy koncentrációjú foszfor emitter-diffúzió alatt [6]. Látható, hogy kísérleteink során is diffúziós pipák és nyúlványok alakultak ki a bázis-tartományban a diszlokációvonalak mentén (7. ábra), és ha az aktív bázisstartomány elég vékony (pl. jelen esetben néhány tized μm), ez jelentősen leronthatja a tranzisztorok karakterisztikáit.

Mintáink esetében a technológiai folyamat a kü-



H762-7

7. ábra. Diffúziós pipák és nyúlványok kialakulása diszlokációk mentén

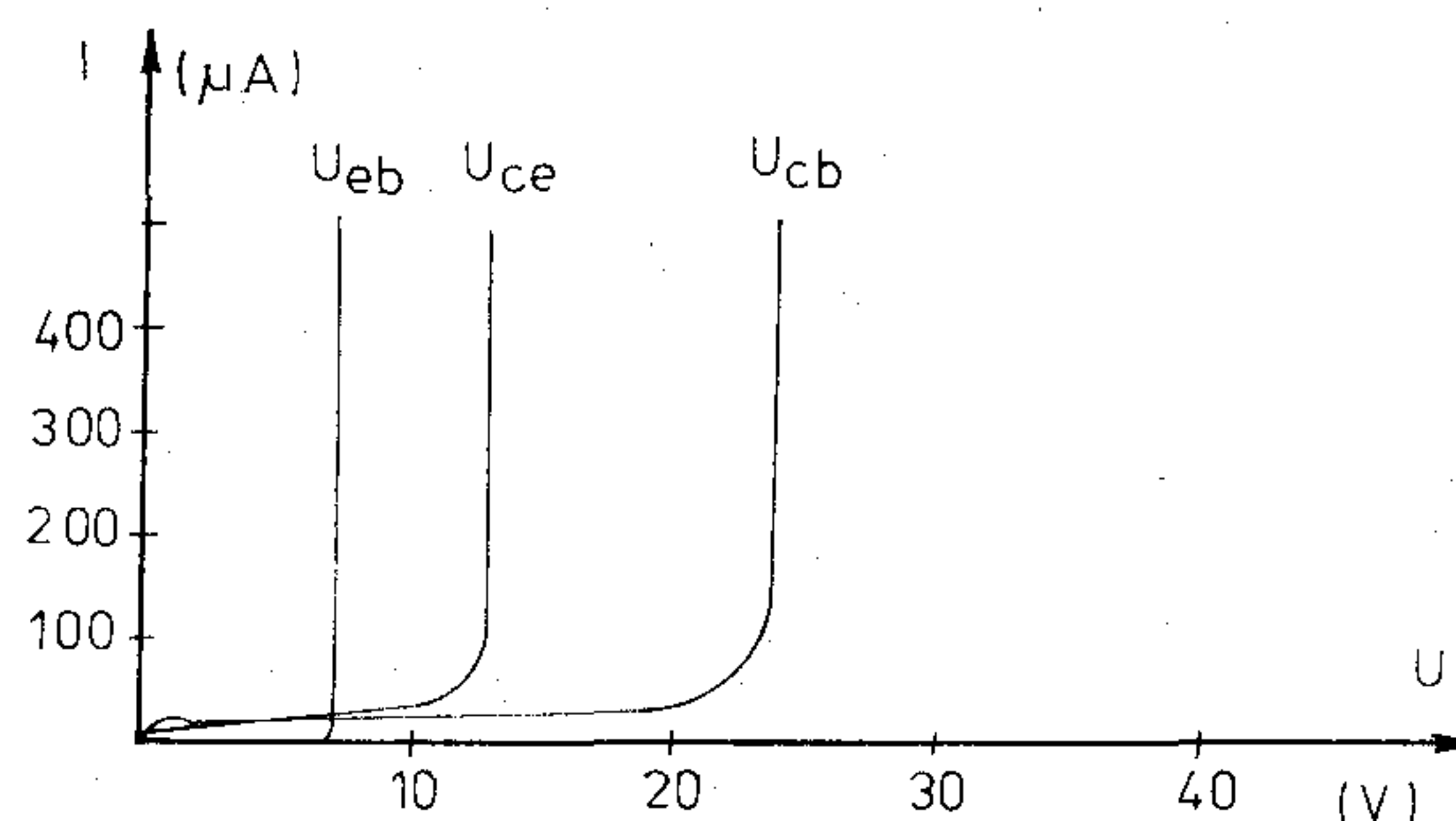
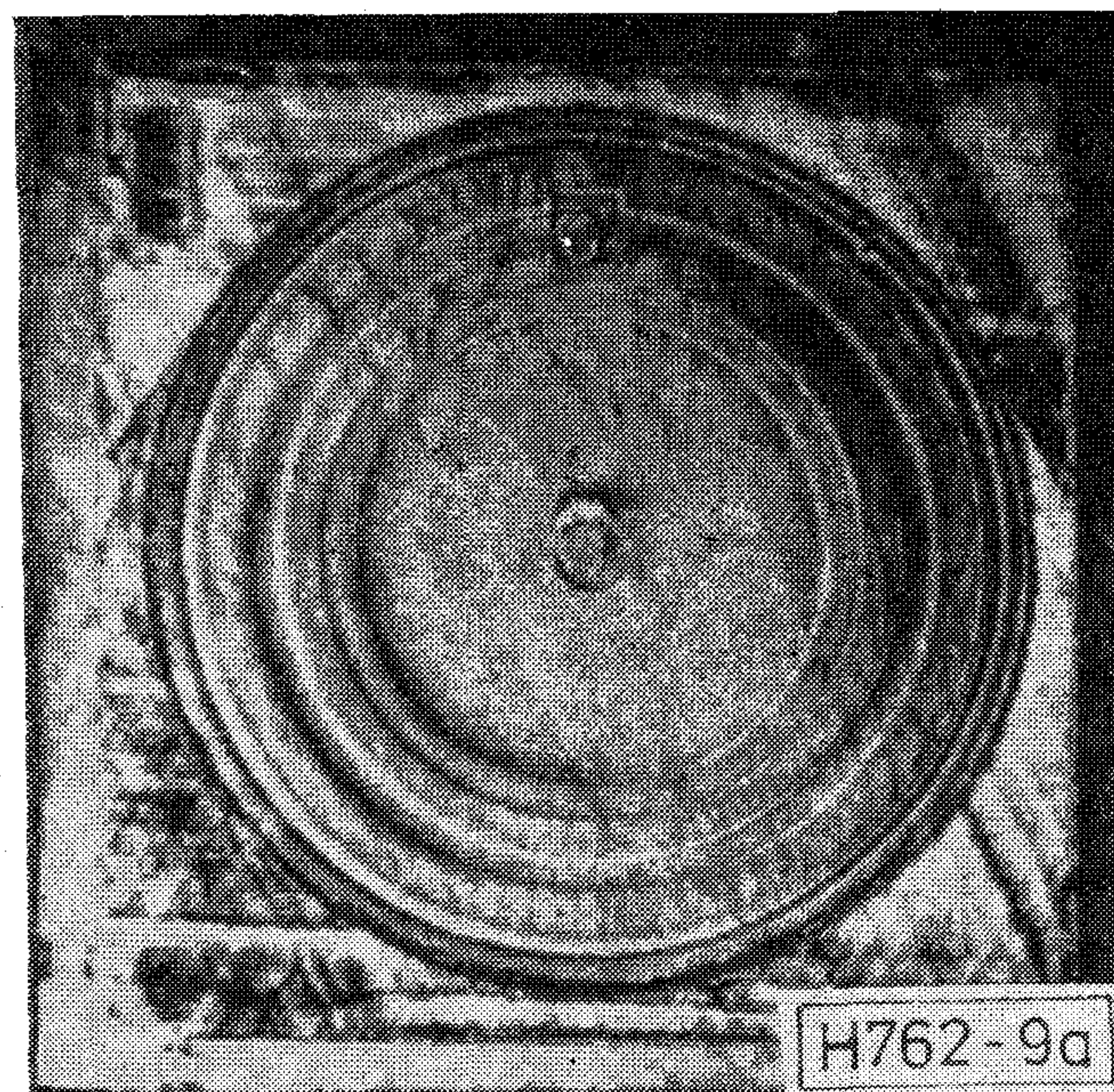


H762-8b

8. ábra. Szokásos technológiával készült tranzisztor kétkristályos topogramja és letörési karakterisztikái. A szelet hátoldali arany adalékolást kapott (a és b)

lönleges szigetelő diffúzió után a szokásos módon ment végbe, és a topográfias felvételek szerint új diszlokációkat most sem eredményezett.

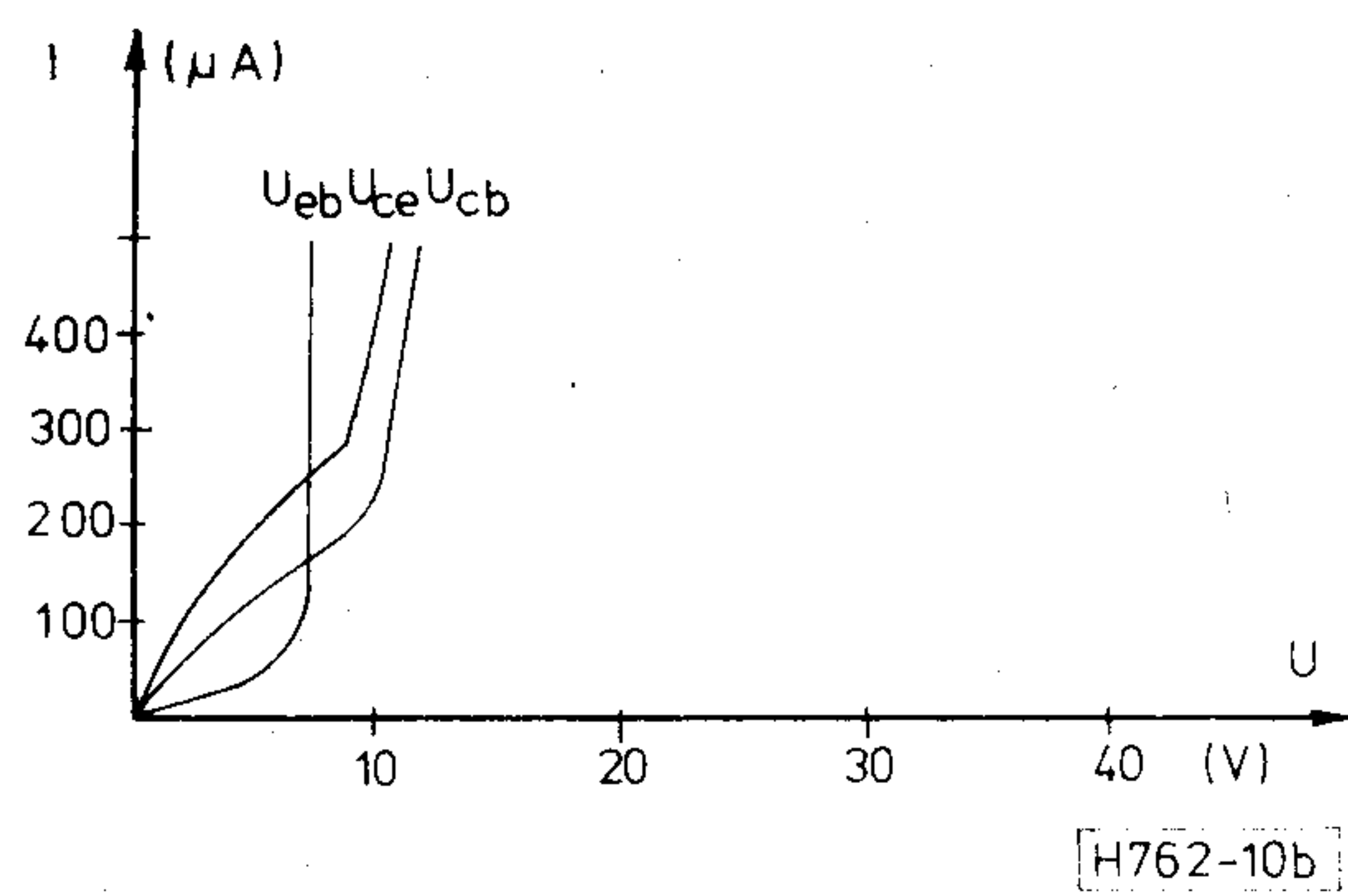
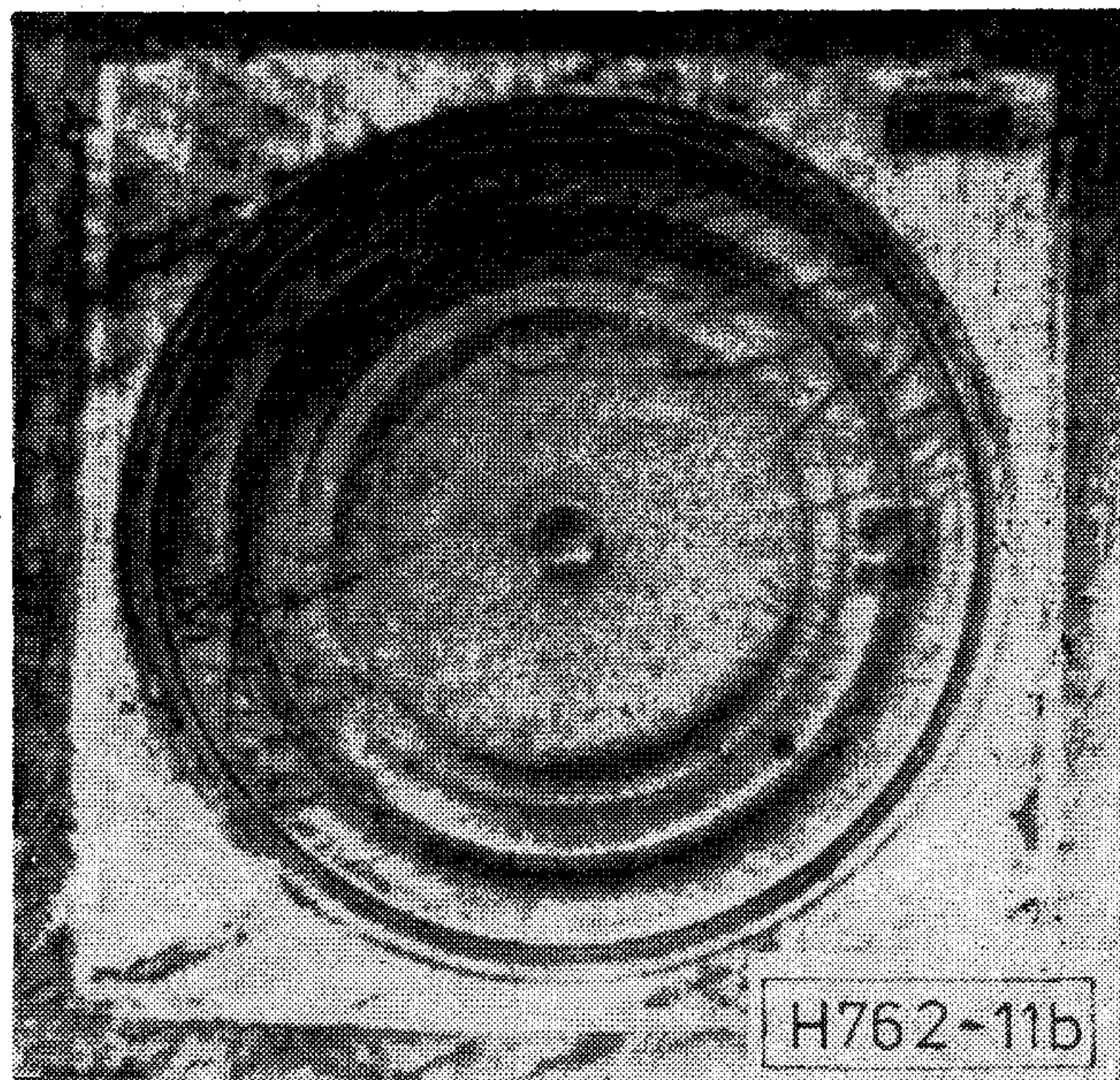
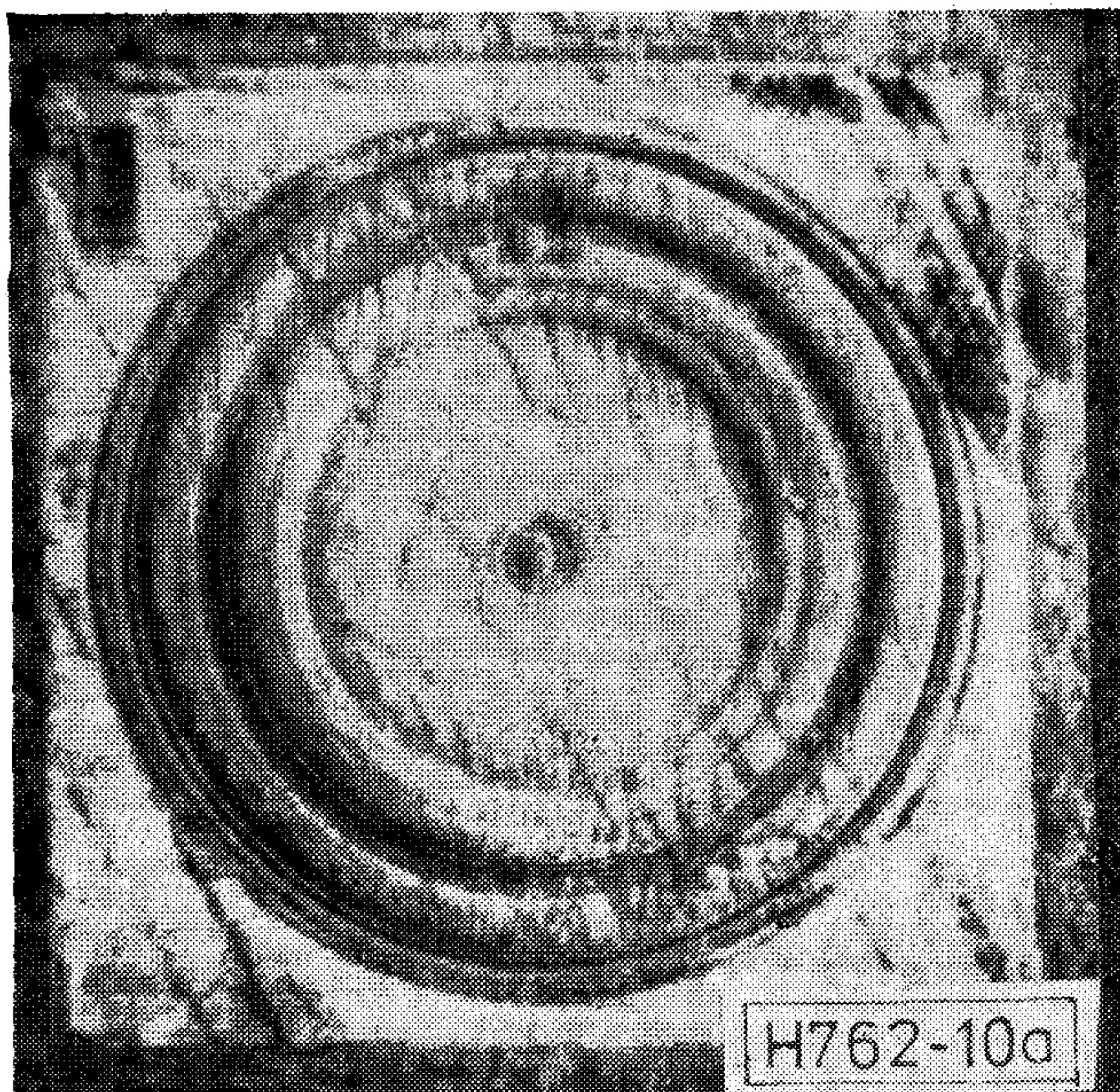
Elektromos méréseink során a standard technológiával készült, valamint a bór-diffúzió „forszírozásával”, módosított technológiával készült tranzisztorok letörési karakterisztikáit hasonlítottuk össze. A 8a és 8b, valamint a 9a és 9b ábrán egy szokásos módon készült tranzisztor topogramját (nagy felbontású, kétkristályos geometriában készült, hogy az aktív



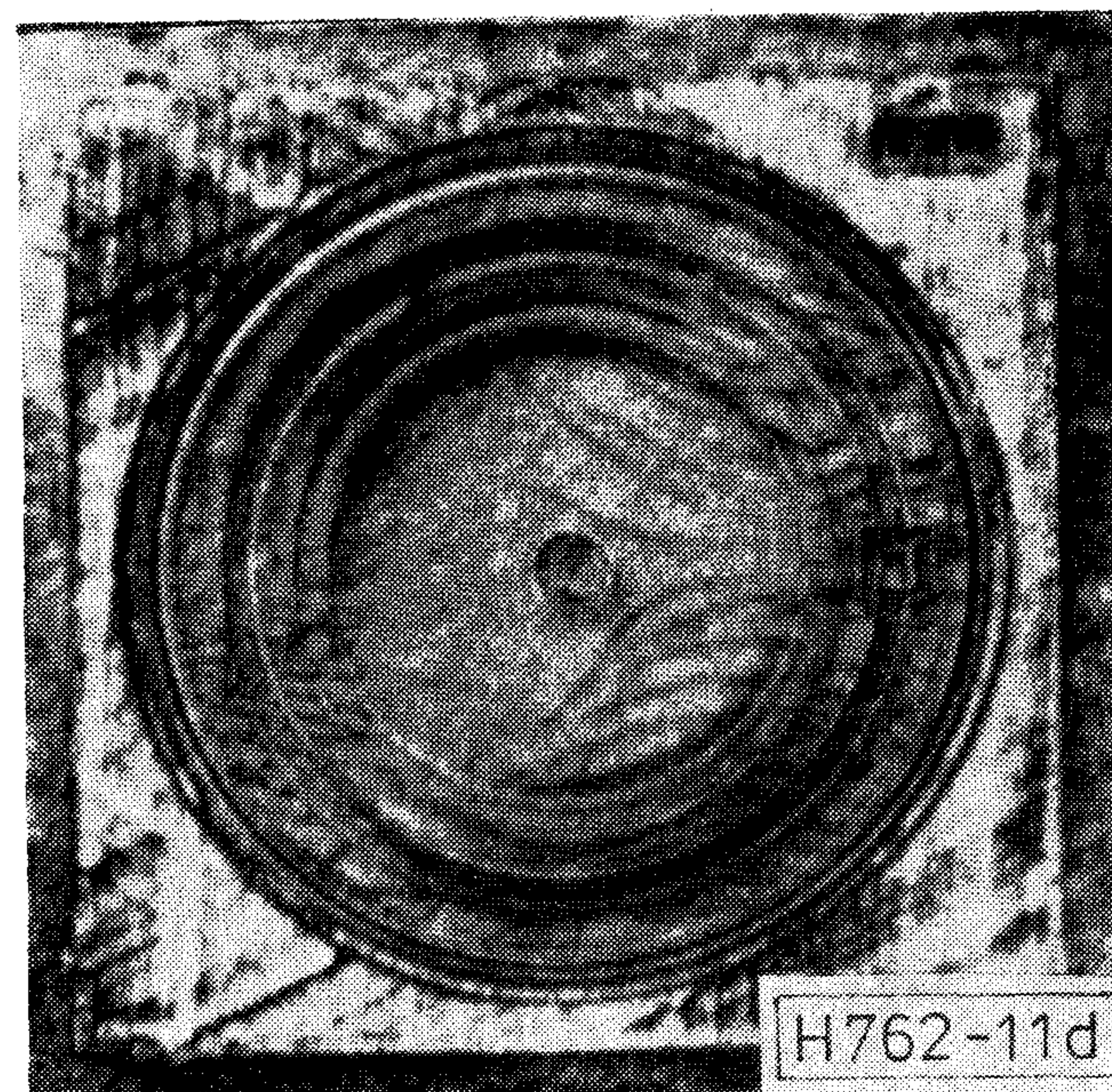
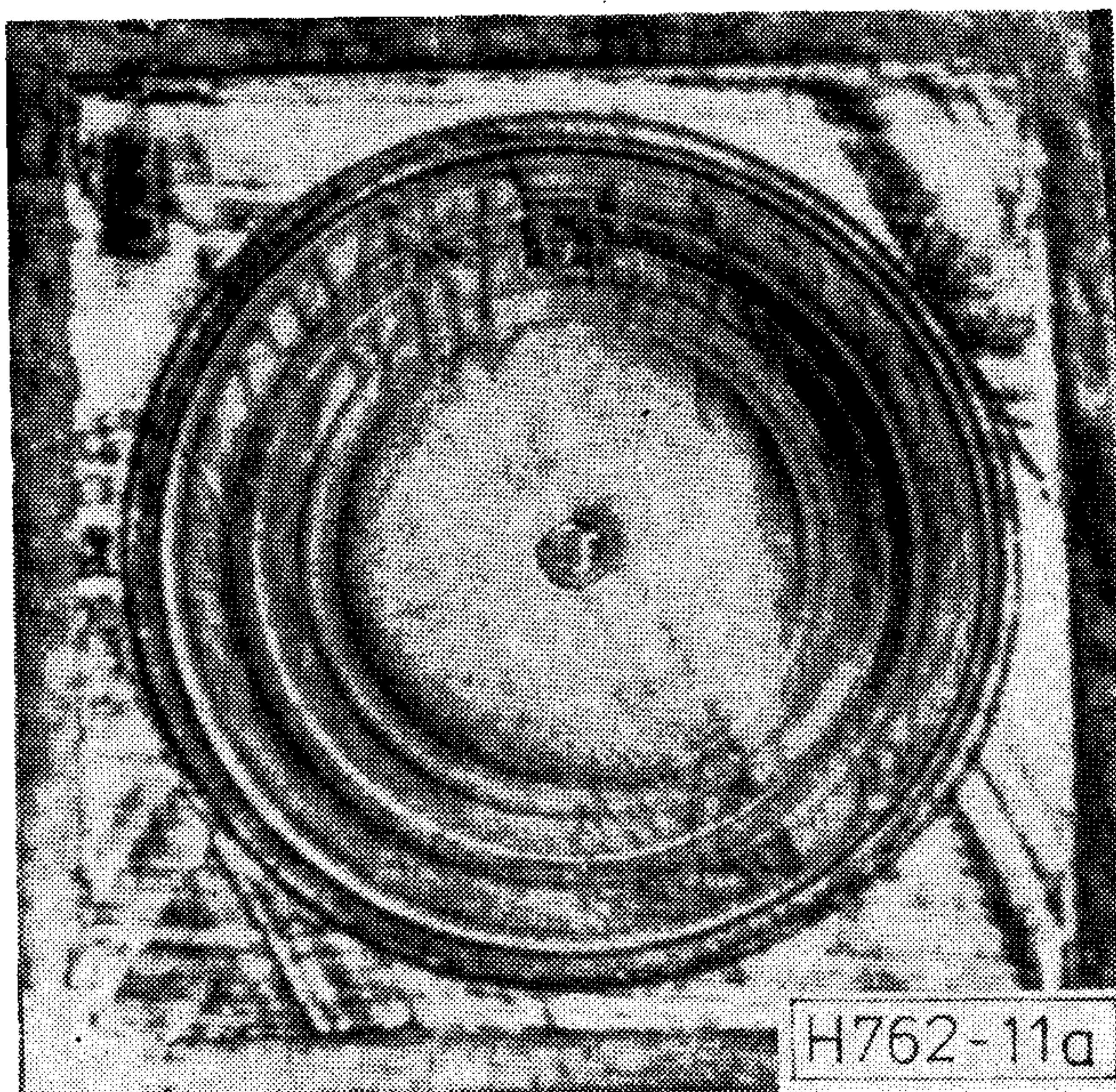
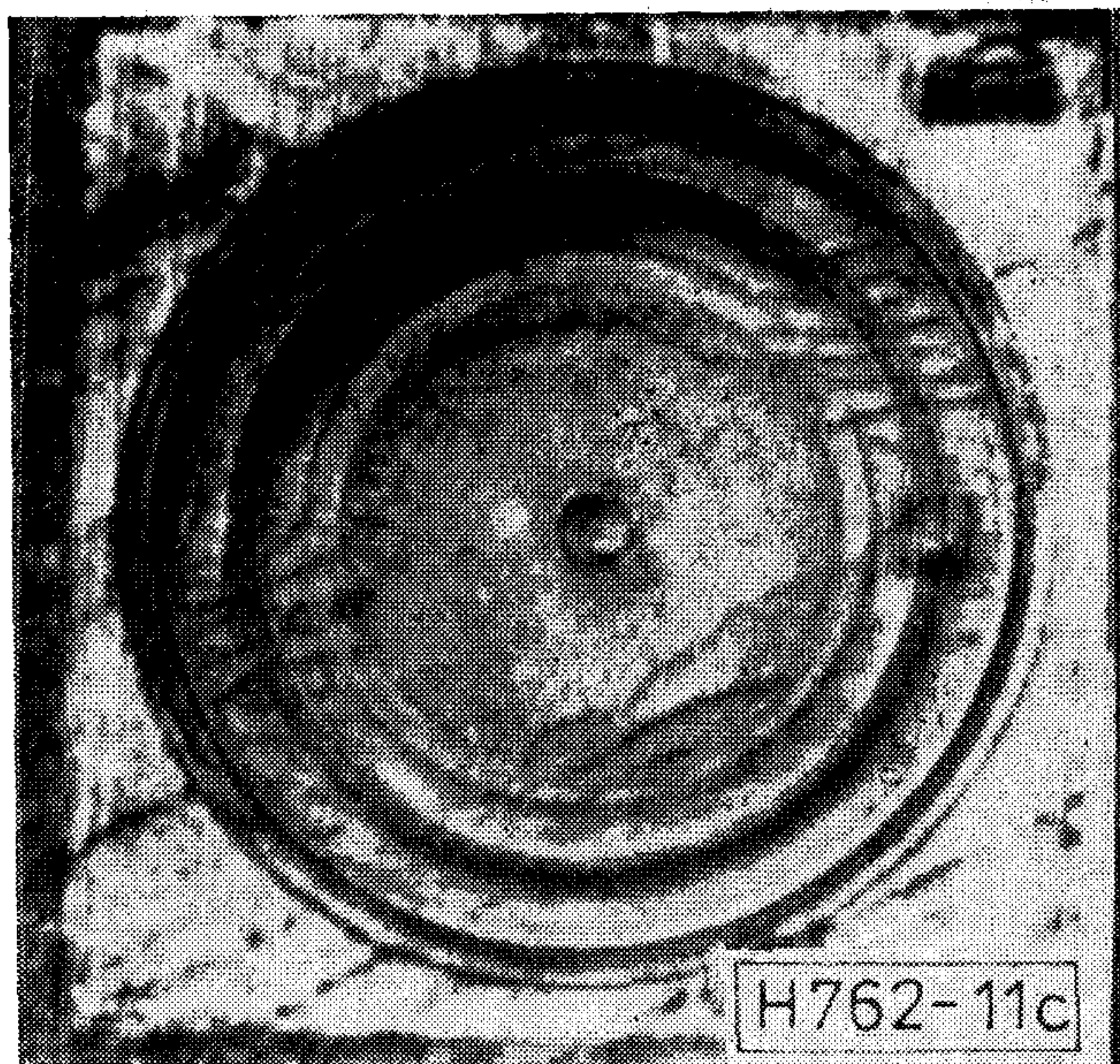
H762-9b

9. ábra. Forszírozott adalékolással készült tranzisztor topogramja és letörési karakterisztikái. A szelet hátoldali arany adalékolást nem kapott (a és b)

tartományok diszlokációmentességét jobban megfigyelhessük) és letörési karakterisztikáit, valamint egy módosított technológiával készült tranzisztor topogramját és letörési karakterisztikáit mutatjuk be. Egyértelműen látható, hogy az aktív tartományban levő diszlokációk nemcsak a kollektor-bázis, kollektor-emitter és emitter-bázis letörési fe-



10. ábra. Forszírozott adalékolással készült tranzisztor topogramja és letörési karakterisztikái. A szelet hátoldali arany adalékolást kapott (a és b)



11. ábra. Forszírozott adalékolással készült tranzisztorok reflexiós topogramjai (a, b, c és d)

szültségeket csökkentik jelentősen, hanem a megfelelő karakterisztikákat is „lágyabbá” (soft) tesz, amit a diffúziós pipák kialakulásának tulajdoníthatunk.

Néhány, a módosított technológiával készült szelet hátoldalán arany adalékolást alkalmaztunk. Ez eléggé gyakori technológiai eljárás a kapcsolási idő javítására. A letörési karakterisztikák tovább torzulnak és jelentősen megnöttek a szivárgási áramok (10a és 10b ábra), ami azt bizonyítja, hogy a diszlokációk környezetében az arany feldúsult, és így a diszlokációk elektromosan aktívvá váltak.

A már publikált eredményeinket [7] kiegészítve kvantitatíve is vizsgáltuk a korrelációt az ilyen módon az emitter-tartományban létrejövő diszlokációk és egy fontos tranzisztor paraméter, az emitter-bázis átmenet szivárgási árama között. A 11. ábrán 4 tranzisztor Berg—Barett topogramját mutatjuk be. A tranzisztorokhoz tartozó adatokat az 1. táblázat tartalmazza, amelyben összevetettük a tranzisztor emitter-bázis szivárgási áramának 5 V-nál mért értékét az emitter-tartományban levő diszlokációsűrűséggel és átlagos diszlokációhosszal. A táblázatból jól látszik a diszlokációk hatása a visszáramra.

Összefoglalás

Eddigi vizsgálatainkkal megmutattuk, hogy milyen következményekkel járhatnak a félvezető eszközök elektromos paramétereire a mechanikai feszültségek és hőmérséklet-gradiens hatására keletkező diszlokációk. Azt észleltük, hogy a gyors szeletmozgatás hatásának tulajdonítható és a „forszírozott” szigetelő diffúzió esetén létrejövő ún. emitter-él típusú, ill. az (111) síkokban fekvő diszlokációk hatására diffúziós pipák alakulhatnak ki, amelyek zárlatot

1. táblázat

Mintaszám	Diszlokáció-sűrűség az emitter-tartományban vonal cm ²	Átlagos diszlokáció-hossz az emitter-tartományban μm	Emitter-bázis szivárgási áram 5 V-nál μA
1	4000	50	0,6
2	5800	90	2
3	6000	240	260
4	8200	270	400
5	8000	330	420

okozhatnak a p-n átmenetekben. A rácshibák hatására csökkennek a letörési feszültségek és megnönek a szivárgási áramok.

Bár kísérleteinket extrém technológiai körülmények között folytattuk le, teljes valószínűséggel feltételezhető, hogy ha korlátozott mértékben is, de hasonló típusú diszlokációk keletkezése várható minden nagy adalékkoncentrációjú diffúziónál.

I R O D A L O M

- [1] G. H. Schwuttke, K. Brack, E. W. Hearn: Microelectronics and Reliability 10, pp. 467—470 (1971)
- [2] J. E. Lawrence: J. Electrochem. Soc. 115, pp. 860—865 (1968)
- [3] H. J. Leamt et al.: Appl. Phys. Lett. 27, pp. 313—315, (1975)
- [4] E. D. Jungbluth, P. Wang: J. Appl. Phys. 36, pp. 1967—1973 (1965)
- [5] M. Yoshida, H. Harata, Y. Terunuma: Jpn. J. Appl. Phys. 7, pp. 209—219 (1968)
- [6] G. H. Plantinga: IEEE Trans. Electron. Devices ED—16, pp. 394—400 (1969)
- [7] E. Pál, A. Vértesy, F. Bereczkei: Acta Cryst. A34, Part S4 pp. 279
- [8] G. H. Schwuttke: Semiconductor Junction Properties as Influenced by crystallographic Imperfections IBM Scientific Report No. 2 August 1967

Kvantálási torzítás összegeződésének vizsgálata*

BALÁS MIKLÓS
Posta Kutató Intézet

A posta országos távhívó hálózatának fejlődése, szerkezetének folyamatos átalakulása, a felhasznált átviteli rendszerek korszerűsödése szükségessé teszi az ún. „csillapításterv” felülvizsgálatát, kiegészítését és módosítását. A fejlődés következtében ma már nem csak a hálózattervezés alapjának számító csillapítási kiosztást kell tervezni; az átviteli terv több más fontos és alapvető átviteli jellemző rendszertechnikai előírásait is tartalmazza. Ilyen paraméterek pl. a zaj, futásidő, stabilitás, csillapításiingadozás.

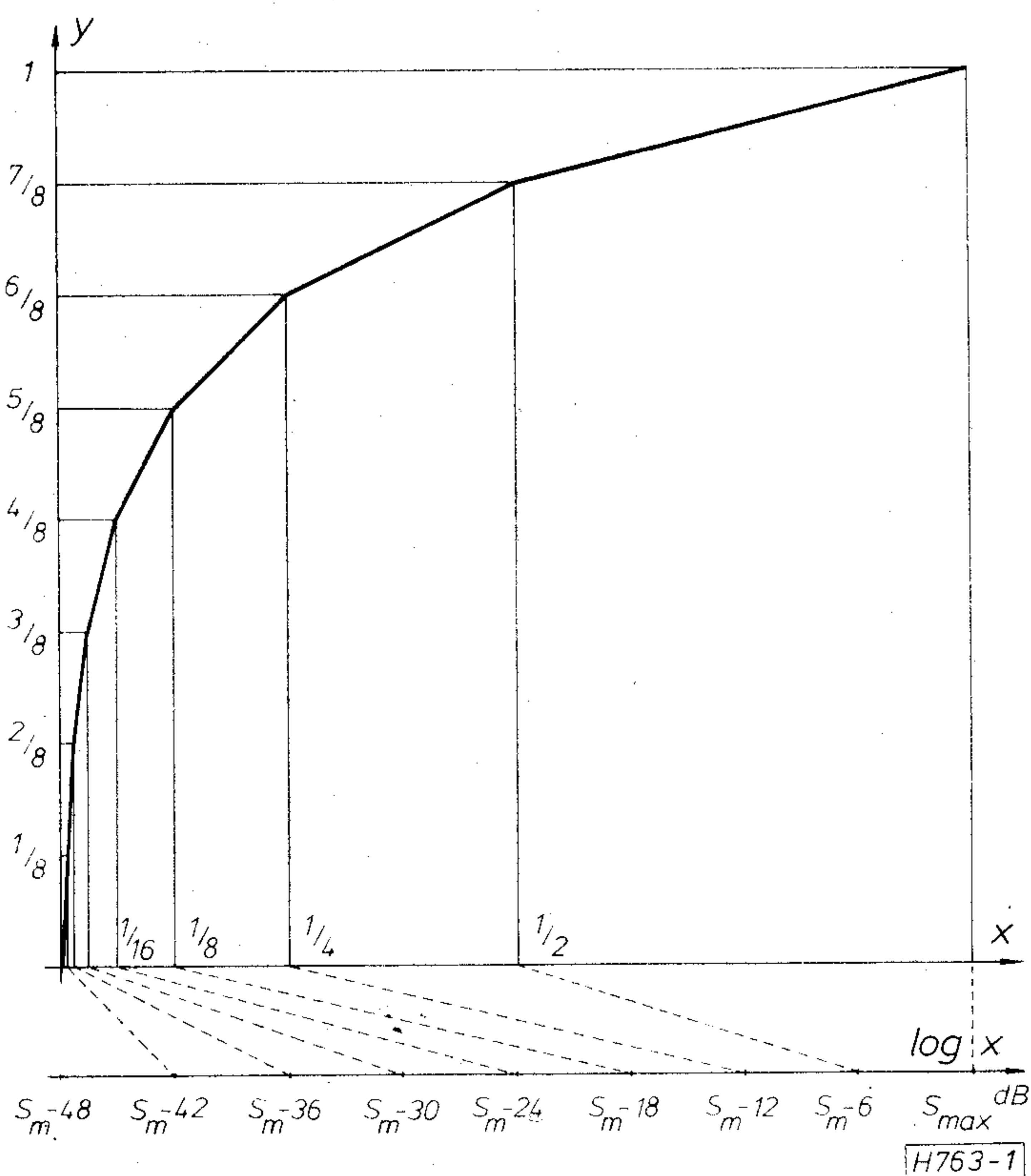
A korszerűsödő távközlő hálózatokban mind nagyobb teret kap a digitális, időosztásos technika, mind az átviteli, mind a kapcsolástechnikai alkalmazásban. Az új technika alapvetően befolyásolja a hálózat fejlesztését és a tervezésnél több új kérdést vet fel. Közéjük tartozik többek között az, hogy az impulzus-kód-modulált (PCM) rendszereket is tartalmazó több szakaszos távbeszélő összeköttetések zaja miként alakul. Az új átviteli terv kidolgozását megalapozó vizsgálatok [1] részeként feladatunk a kérdés megválaszolása volt.

A kvantálási torzítás [2]

Az impulzus-kód-modulációs berendezés az analóg jelből vett minta kvantált értékéhez rendelt kód szót továbbítja az átviteli rendszeren s alakítja vissza analóg jellé. Kvantálás alatt olyan eljárást értünk, mely a folytonos, végtelen értékű jel tartományát véges számú értéktartományra (kvantálási lépcsőre) osztja és ezen intervallumok mindegyikét egy-egy értékkel a kvantálási szinttel vagy értékkel jellemzi. A minta tényleges értéke és a kvantálási érték közötti információ különbséget, mely a digitális átvivőrendszerben az átvitel során elvesz, kvantálási torzításnak, vagy zajnak nevezük. Torzítás, mivel a torzítási termékek az átvivő jel jelenlétében, azzal összefüggésben jelennek meg, a zaj elnevezés a hiba jellegének szubjektív megítéléséből terjedt el.

A kvantálási zaj szempontjából előnyös a nagyobb szintek felé növekvő méretű kvantálási lépcsőt alkalmazó nonlinearis kvantálás. A lehetséges kompressziós karakterisztikák közül a kvázi logaritmikus terjedt el. Mint az 1. ábrán látható, a gazdaságos megvalósíthatóság érdekében a karakterisztikát 8, egyenként lineáris lépcsőzésű szegmensből állítják össze. A logaritmikus összefüggés ilyen törtvonalas közelítése a dinamikatartomány kb. 30–35 dB-es szakaszán a bemeneti jel statisztikai tulajdonságaitól majdnem teljesen függetlenül, közel állandó jel/zaj viszonyt biztosít [2].

Ez a jel/zaj viszony jelleggörbe egyetlen kodek párja érvényes. Egy távbeszélő összeköttetés felépü-



1. ábra

* A TKI Ifjúsági Konferencián (1980. XI. 17.) elhangzott előadás alapján.

lésekor viszont több PCM összeköttetés kapcsolódhat sorba, fővárosi, helyi viszonylatban — távlatilag — akár öt szakasz egymás után kapcsolódása is elképzelhető. Ilyen esetben sorban az első kódoló torzítatlan bemenőjelet kap, a másodiknak már azonban az első PCM szakasz által torzított jelet kell feldolgoznia. Ez a kódoló is ronthat a jelen. Felmerül a kérdés, hogyan összegeződnek a torzítások, összesen mekkora hiba engedhető meg, hány PCM szakasz kapcsolódhat egymás után? Tulajdonképpen definiálni kell, hogy milyen minőségű átviteli utat tekintünk elfogadhatónak. Többféle javaslat létezik, példaként mi most a CCITT elméleti referencia áramkörökre vonatkozó „Ajánlás tervezetét” ismer-tetjük röviden [3, 4].

(Elméleti referencia áramkörnek nevezzük azt az adott hosszúságú, előírt közbenső és végződő berendezéssel rendelkező elméleti áramkört, melyet a nagy távolságú áramkörök bizonyos jellemzőinek tanulmányozására alapnak tekintünk [5].)

Az „Ajánlás-tervezet” az egymás után kapcsolódó önálló PCM jelfeldolgozásokból adódó átviteli minőségromlások kézbentartására az „5+4+5”-ös szabály betartását javasolja. Bevezetve a CCITT előírásoknak megfelelő 8 bites PCM kódoló-dekódoló pár által termelt kvantálási zajra a kvantálási torzítási egységet, az 5+4+5 azt jelenti, hogy egy teljesen digitális nemzetközi összeköttetés által termelt 14 egységnyi zajból 5—5 egység jut a nemzeti, 4 egység pedig az összeköttetés nemzetközi szakaszára. Természetesen nem úgy kell érteni, hogy egy nemzetközi összeköttetésben 14 hangfrekvenciás lebontás lehet, hanem, hogy az 1. táblázat szerint veszik figyelembe az egyes átviteltechnikai berendezéseket és a minőségromlást okozó tényezőket. A 14 egység $10 \log_{10} 14 = 11,5$ dB többlet torzításnak, azaz jel/zaj viszony romlásnak felel meg.

Bár a PCM áramkörök véletlen bit-hibáinak szubjektív hatása különbözik a kvantálási torzítás szubjektív hatásától, tervezési célból szükséges lehet a két jelenség összegeződését becsülni. E célra az „Ajánlás-tervezet” a különböző bit-hiba-arányokra a 2. táblázatban szereplő additív „egyenértékű kvantálási torzítási egység”-eket javasolja.

Az „Ajánlás-tervezet” további kérdést vetett fel: vajon a kvantálási torzítás szintfüggése állandó marad az összegeződés után, vagyis elegendő-e a jel/zaj görbéből 11,5 dB-t levonni. Méréseinkkel ezekre a kérdésekre igyekeztünk választ kapni.

A mérés

A vizsgálatokat objektív és szubjektív módszerekkel végeztük 2 PCM végberendezés összekapcsolásával felépült rendszeren, először a beszédcsatornák egyszerű visszahurkolásával. Az egyes beszédcsatornák mindig 2-huzalosan csatlakoztak egymáshoz. Mindegyik csatornát 3 dB csillapításúra állítottuk, így az első csatorna szinthelyesen, minden további csatorna a beállított saját 0 szintjénél 3—3 dB-lel alacsonyabb üzemi szinten működött. A Siemens P 2010-es műszeren sávhatárolt fehérzaj mérőjellel mértünk kvantálási jel/zaj viszonyt. A mért értéke-

1. táblázat

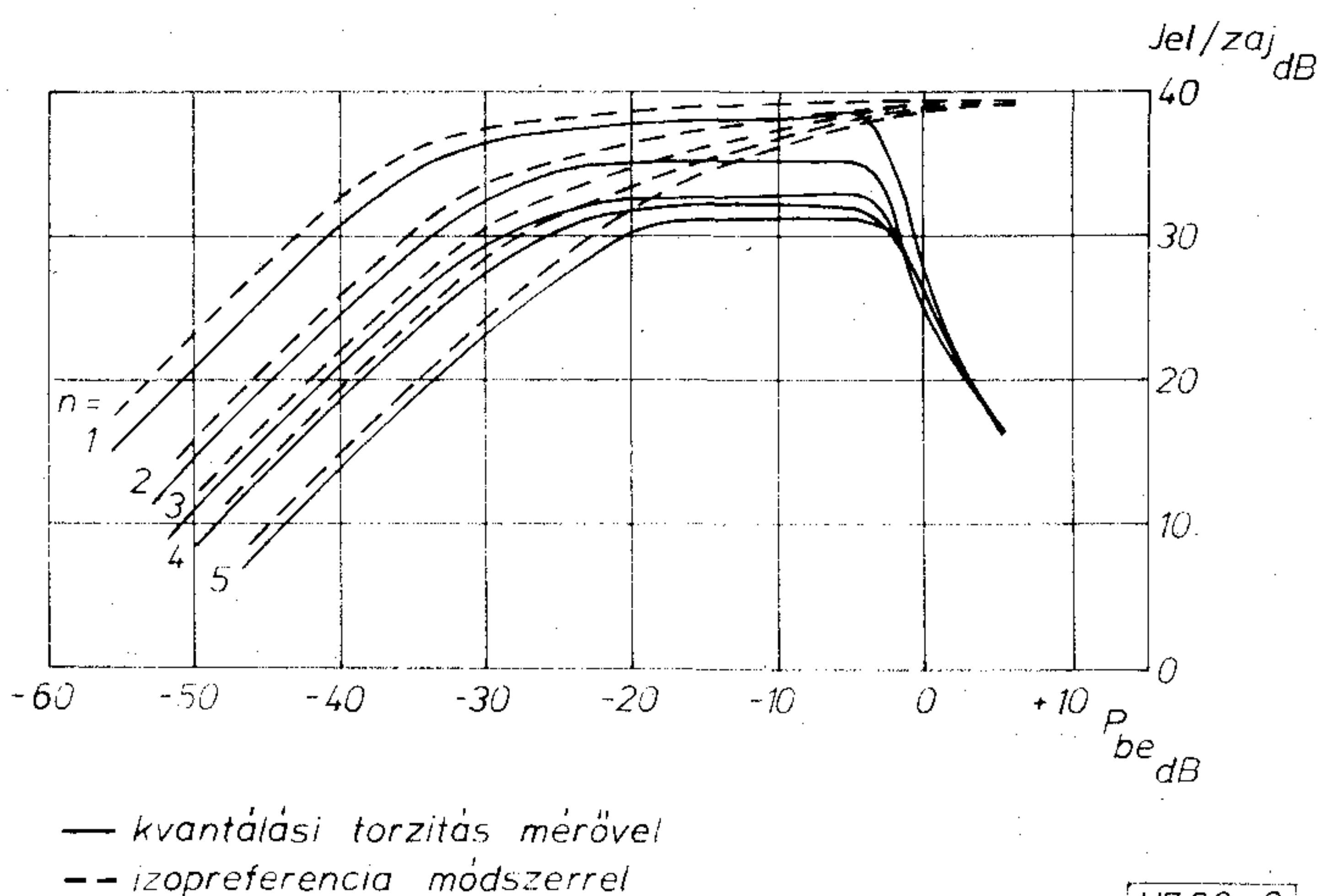
A kvantálási torzítás forrásai	Hiba (kvantálási torzítási egység)
8 bites PCM kodek pár	1
7 bites PCM kodek pár	4
Digitális csillapító	1
A/ μ vagy μ /A kód konverter	1
Transzmultiplexer	$1/2$
32 kbit/s-os ADPCM	5—6
8—7—8 bites átkódolás	3

2. táblázat

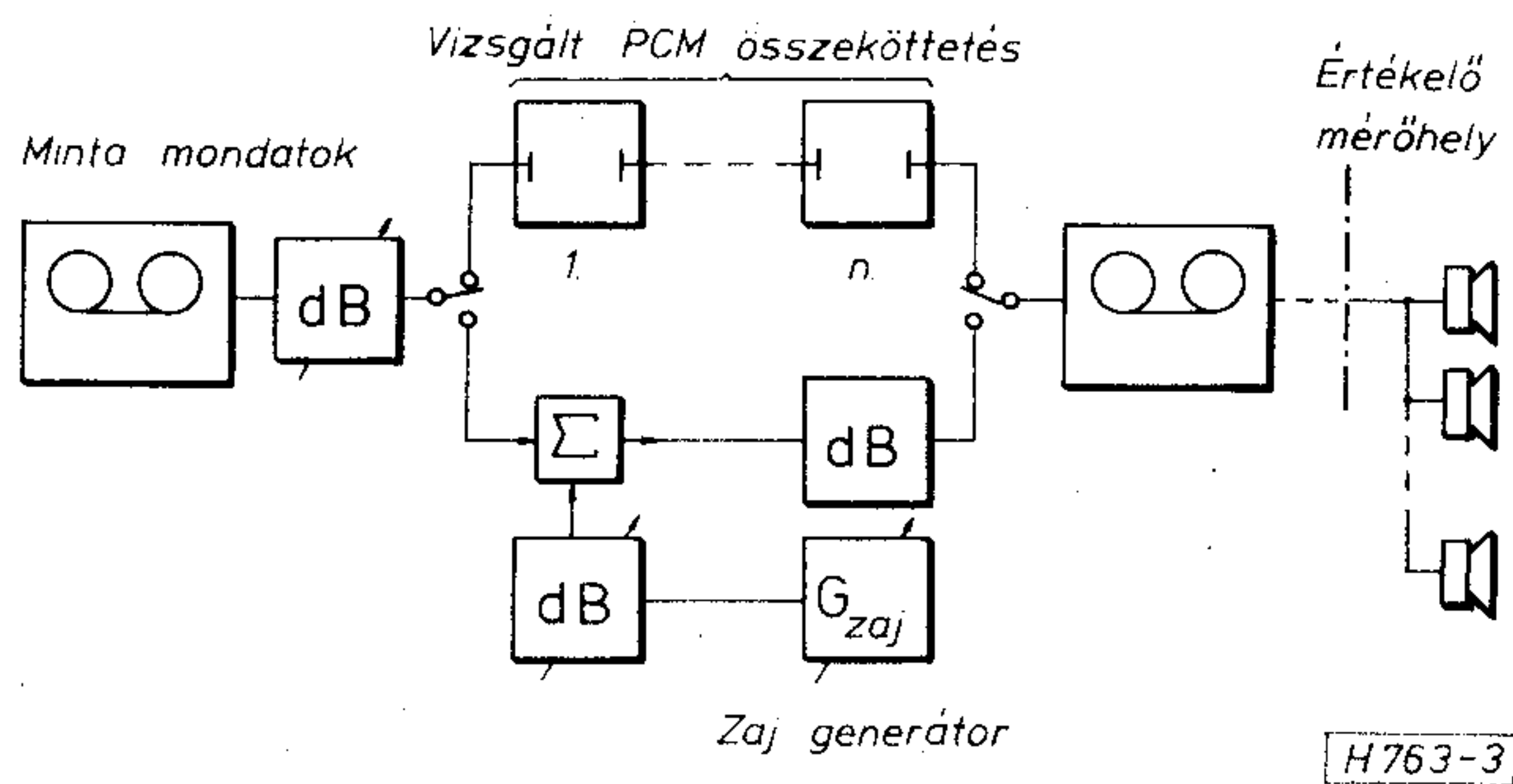
Bit-hiba-arány	Egyenértékű kvantálási torzítási egység
10^{-5}	5
10^{-6}	$1/2$
10^{-7}	0

ket a 2. ábra mutatja 1, 2 stb. szakaszszám esetén a bemenetre, mint 0 dBr szintű pontra vonatkoztatva. Megfigyelhető, hogy az első PCM szakasz csúcslevágása következtében a kvantálási torzítás jelentősen megnövekszik, a görbe középső, közelítőleg egyenes részén a kompander karakterisztikának megfelelően alakul, és a szakaszszám logaritmusával arányosan csökken, míg a szintillesztetlenség miatt az alsó — azonos lépték esetén kb. 45° -os — rész jobbra eltolódik. Az eltolódás mértéke 3 dB körüli, mely megfelel a szakaszcsillapításoknak.

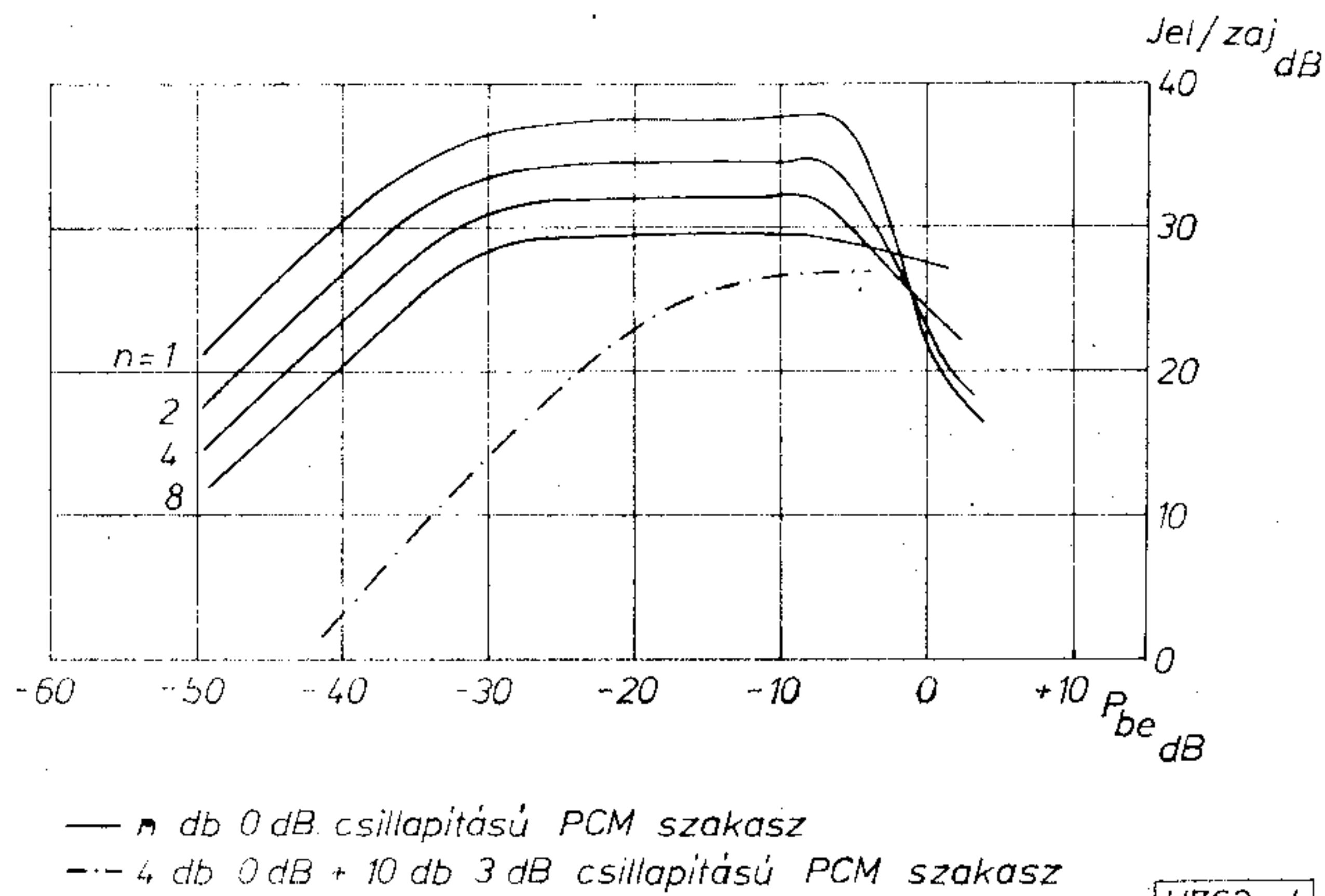
Ugyanezt az áramköri összeállítást megvizsgáltuk izopreferenciás összehasonlító módszerrel is [6]. E szubjektív mérési módszer lényege, hogy sok személy összehasonlítással választ a felkínált mintákból. Döntésüket nem kell megindokolni, nem kell kategóriákat felállítani. Esetünkben a minták kb. 3 másodperc hosszúságú mondatpárok. Az egyik a vizsgált rendszeren, a másik egy szintben egyeztetett útvonalon keresztül érkezik (3. ábra). Az utóbbihoz különböző teljesítményű fehérzajt kevertünk. A két



2. ábra



3. ábra



4. ábra

átviteli utat olyan fehérzaj szintnél tekintjük egyenértékűnek, melynél mindkettő azonos „jó”, ill. „rossz” szavazatot kapott. Az átlagos beszédsszintre vonatkoztatva kiszámoltuk a jel/zaj viszonyt, a kapott görbéket a 2. ábrába szaggatott vonallal rajzoltuk be. Bár a módszer kicsit hosszadalmas, kellő számú mondatpár és értékelő személy esetén igen jól tükrözi az „előfizetői vélemény”-t.

Mint látható, a kapott görbe sereg a -20 dB-es jelszint alatt követi a műszeres vizsgálat eredményeit, a magasabb szinteken viszont a limiter okozta torzítást az értékelők nem érezték túl zavarónak annak következtében, hogy az emberi fül számára a 0 átmenetek és a kis szintű jelek fontosabbak a beszéd nagyszintű részleteinél.

[A szubjektív értékelés összehasonlításos módszerének alkalmazását esetünkben az is indokolta, hogy a vizsgálatot végzők a PCM összeköttetést önmagában még akkor is kifogástalannak tartották, amikor a jel/zaj viszony max. 25 db volt, s csak 20 db körül kezdtek tudatosan érzékelni a jeltorzulást.

A mérések második részében a műszeres mérést megismételtük 0 dB-es szakaszcillapításokkal is. A

mérési eredményeket a 4. ábra mutatja. Látható, hogy a kvantálási jel/zaj viszony a bemeneti jelszint gyakorlatilag egész tartományában a szakaszszám logaritmusával arányosan csökken].

A 4. ábrába pont-vonallal bejelöltünk egy 14 szakaszból álló rendszeren mért jelleggörbét, melyet a kvantálási torzításmérővel vettünk fel. Az összeköttetésben 10 szakasz 3 dB csillapításúra, míg a középső 4, 0 dB csillapításúra volt állítva. Ez a felépítés példa lehet arra az általánosnak tekinthető esetre, amikor a PCM szakasz a pillanatnyi kapcsolási helyzetnek megfelelően a hálózat különböző szintű pontjain kerül forgalomba.

Következtetések

A bemutatott mérési eredmények alapján megállapítható, hogy a CCITT által javasolt kvantálási torzítási egység (röviden qdu) és az összegeződési szabály az áramkörök teljes szintillesztettsége esetén pontosan írja le a Magyarországon is alkalmazott 8 bites PCM multiplexerek kvantálási torzításának halmozódását. A későbbiekben azonban meg kell vizsgálni a zajösszegeződést a hálózatunkban alkalmazandó más digitális jelfeldolgozó berendezésen, és a minőségromlást előidéző egyéb tényezőknél is. Pozitív eredmények esetén a módszer alkalmazása egyszerűbbé teheti a digitális hálózatok zajkiosztásának tervezését.

Az izopreferenciás vizsgálatok szerint a túlvezérlési állapotot nem kell hibás működésnek tekinteni. Az előfizetői vélemények szerint a 10–15 dB értékben túlvezérelt PCM csatorna üzemszerűen alkalmazható. A hálózat azon szakaszain, ahol a kapcsolási helyzettől függően a PCM csatornáknak más-más szinten kell működni, a szintegyeztetést a legalacsonyabb szintű állapotra kell elvégezni.

Mivel a szintillesztetlenség a dinamika tartományt a szakaszcillapítással csökkenti, és ugyanakkor a 2-huzalos szakaszok stabilitásának biztosításához minimálisan 2,5 dB-es szakaszcillapítás szükséges, az átviteli tervben a 2-huzalos áramkörök számát korlátozni kell.

I R O D A L O M

- [1] Sáfár Zoltán: Megfontolások és irányelvek az országos távhívóhálózat átviteli tervezéséhez. PKI-tanulmány, Budapest, 1980. Kézirat.
- [2] Lajkó Sándor, Dr. Lajtha György: PCM a távközlésben. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1978.
- [3] CCITT Study Group XVI (Geneva, 2–5 July 1979), Temporary Document No. 20.
- [4] CCITT Study Group XVI, COM XVI—No. 125 (Study Period 1977–1980)
- [5] CCITT Narancs-könyv III. kötet, Vezetékes átvitel, KÖZDOK, Budapest, 1979.
- [6] Takács György: Izopreferencia-módszer. Kép- és hangtechnika XXII. 1976. 3.

NMOS integrált áramkörök hírközlő berendezésekhez; az analóg blokkok technológiai problémái*

DR. VALKÓ ÁGNES
Híradástechnikai Ipari
Kutató Intézet

Az elmúlt két évtized mikroelektronikai forradalma egy páratlanul dinamikus iparágat eredményezett. Hatása a hírközléstechnikára is rendkívül nagy. A félvezető iparban a fejlesztéshez szükséges ráfordítások összege és a termelékenység nagyságrendekkel nagyobb, mint bármely más iparágban. Tehát, hogy az ipar a fejlesztéshez szükséges ráfordításokat előteremtse, újabb és újabb termékekkel, újabb és újabb piacokon kell megjelenie, természetesen olyanokkal, amelyek igen nagy darabszámban eladhatók. A legfőbb termék, a fejlődés motorja, a félvezető memória. Hogy a memóriapiacot kellő mértékben kiszélesítse, a félvezető ipar szinte pillanatok alatt alakította át a számítógépipart, a mikroprocesszoros rendszerek elterjesztésével. Most, hogy a 16 bites mikroprocesszorok és 64 K-s óriásmemóriák korszakába léptünk, egyre égetőbbé válik az a kérdés, milyen újabb termékkel szélesíthető a piac.

Egy, a félvezető ipar szempontjából nagyon vonzó új terület a korszerű időosztásos távközléstechnikát alkalmazó hírközlő berendezések. A PCM rendszerek széleskörű elterjedését nagyon meg fogja gyorsítani az a lehetőség, ha a beszédet már a vevő készülékében egyetlen kis fogyasztású integrált áramkörrel digitális jellé lehet majd alakítani. A félvezetőipar számára pedig perspektivikusnak ígérkezik az a termék, amely egyrészt minden egyes telefonkészülékbe beépíthető, másrészt igen nagy mennyiségű további szabványos félvezetőipari terméket (mikroprocesszoros rendszert, memóriát) vonz magával az elektronikus központ oldalán.

A gazdasági célkitűzés tehát: olcsó, azaz minimális, újabb fejlesztést igénylő gyártási eljárással kialakítható megfelelő áramkörök előállítása. Ezek az áramkörök a feladatukat tekintve a következők:

- beszédet digitális jellé alakító kódoló-dekódoló és
- az ezzel szükségszerűen együttjáró frekvenciaszűrők.

* A TKI Ifjúsági Konferencián (1980. XI.) elhangzott előadás alapján.

Jelenleg a két feladatot két áramköri tokban realizálják, vagy az adó és vevő oldalt, vagy a szűrő és kódoló feladatokat választva szét. Bármelyik szétválasztást tekintjük is, mindkettő analóg és digitális jelkezelési technika realizálását jelenti egyetlen, nagy elemsűrűségű integrált áramkörben. Ez az analóg blokkok előállítását tekintve jelent új feladatot.

A nagy bonyolultságú integrált áramkörök előállítása szempontjából a legperspektivikusabb és legelterjedtebb eljárás az NMOS technika.

A MOS tranzisztor első közelítésben ideális kapcsolónak tekinthető. Bekapcsolt állapotban kis ellenállással, kikapcsolt állapotban szakadással szimulálható. A bemenetén áramfelvétel nincs. Így a MOS integrált áramkör — szemben a bipoláris áramkörrel — lehetőséget ad arra, hogy egy csomóponton, akár több milliszekundumig is töltést tároljunk, és azt folyamatosan és törlés nélkül érzékelni tudjuk.

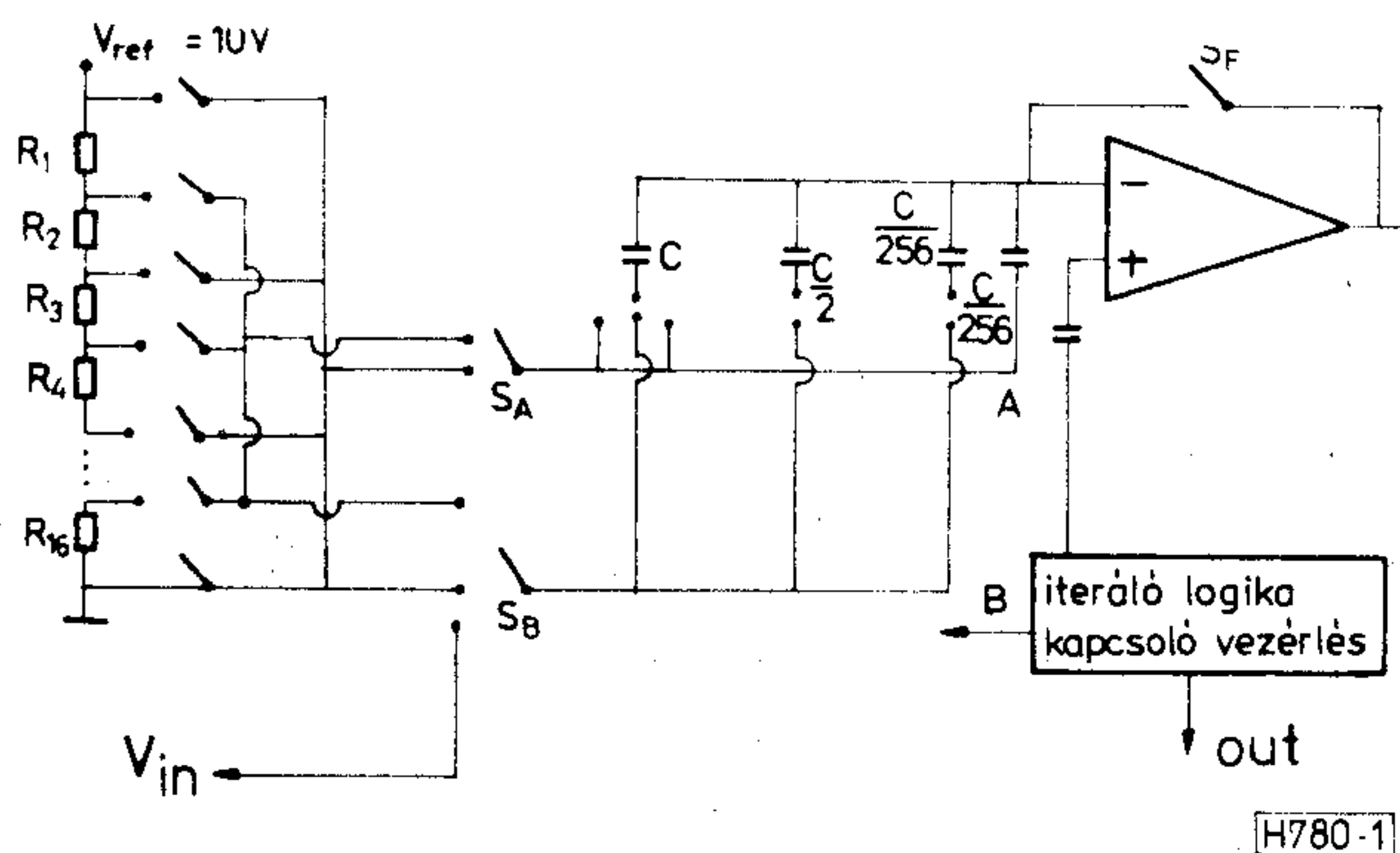
A töltés tárolására szolgáló kapacitást többféleképpen is előállíthatjuk. Töltéstárolásra alkalmas a szilícium felületén kialakított tértöltésréteg is. Ezen az elven működnek a töltéscsatolt eszközök (CCD), amelyek igen fontos szerepet játszanak egyes frekvenciaszűrők megvalósításában.

A legközönségesebb töltéstároló eszköz a termikus szilíciumdioxidból kialakított kapacitás.

A kódoló-dekódoló

Ahhoz, hogy az analóg jelből digitális jel álljon elő, három folyamatnak kell lejátszódnia: a mintavételezésnek, az amplitúdókvantálásnak és a kódolásnak. A MOS áramkör töltéskezelő képességének kihasználásával realizálható kódoló az a súlyozó iteráló kódoló, amely a töltés újraelosztás elvén alapul.

Általánosságban, egy visszacsatolt bináris kódolóban, a mintavételezett jel egy összehasonlító áramkör egyik bemenetére kerül. A másik bemenetre jut a súlyozott, kvantált referenciajel, digitenként



1. ábra. A töltés-újraelosztás elvén működő gyors analóg-digitál átalakító NMOS technológiával. A komparátor bemenetén a kapacitásokban tárolt töltés tartalmazza azt az információt, hogy az éppen sorra kerülő bit értéke milyen

csökkenő helyiérték szerint. A referenciajel aktuális értékét a bekapcsolt súlyok határozzák meg. A súlyokat a kódolás során logikai döntésekkel választják ki. A lineáris bináris kódoló esetén a súly 2 egész számú hatványa. A nemlineáris karakterisztikát digitális kódkonverzióval a lineárisan kódolt jelből állítják elő.

A töltés-újraelosztásos módszer alkalmazásának egy példáját az 1. ábra mutatja [1]. A 12 bit pontosságú monoton gyors A/D konverterben a referenciaszintet ellenállásháló osztja 16 egyenlő szegmensre. A logika először a szegmenset választja ki az ellenállásháló segítségével, majd azt a kapacitásháló segítségével kvantálja, és a komparátor kódolja.

MOS technológiai szempontból újdonság a precíziós arányú kapacitás és ellenállásháló, melynek technológiai kérdéseire még kitérünk.

Komparátorként alkalmazható a differenciális bemenetű műveleti erősítő. A komparátorként működő műveleti erősítő erősítés-frekvencia függése nem kritikus, így nincs szükség belső kompenzációs bonyolult áramkör létrehozására.

Az átalakító felbontóképességét, vagyis a legkisebb helyiértékű bit értékét a komparátor bemeneti kiegyenlítő feszültsége korlátozza viszonylag durva értékre. Az 1. ábrán bemutatott példában a komparátor kiegyenlítő feszültsége [1] például 2,4 mV. Ezt a feltételt MOS differenciál erősítőkkel nem lehet közvetlenül kielégíteni, ezért a komparátorban a kiegyenlítő feszültséget kapcsolástechnikai módszerrel kompenzálni kell. Ez az offszet kompenzáció jelentős késleltetést okoz az áramkörben, a gyakorlatban a konverter működési sebességét ez korlátozza.

A referenciajelet előállító fokozattal szemben állított követelmények természetesen igen szigorúak. A környezeti hőmérséklet és a tápfeszültség változásaira érzéketlen, zajmentes referenciajel szükséges. A jelet negatívan visszacsatolt, differenciális bemenetű erősítővel állítják elő. A differenciális bemenetre feszültség-referencia kerül. Az NMOS technológiában egy gyártáskor nagyon pontosan beállítható, és jól reprodukálható feszültség-referencia kínálkozik: az ionimplantációval beállított növek-

ményes tranzisztor nyitófeszültsége és az ionimplantációval beállított kiürítési tranzisztor nyitófeszültsége közötti különbség.

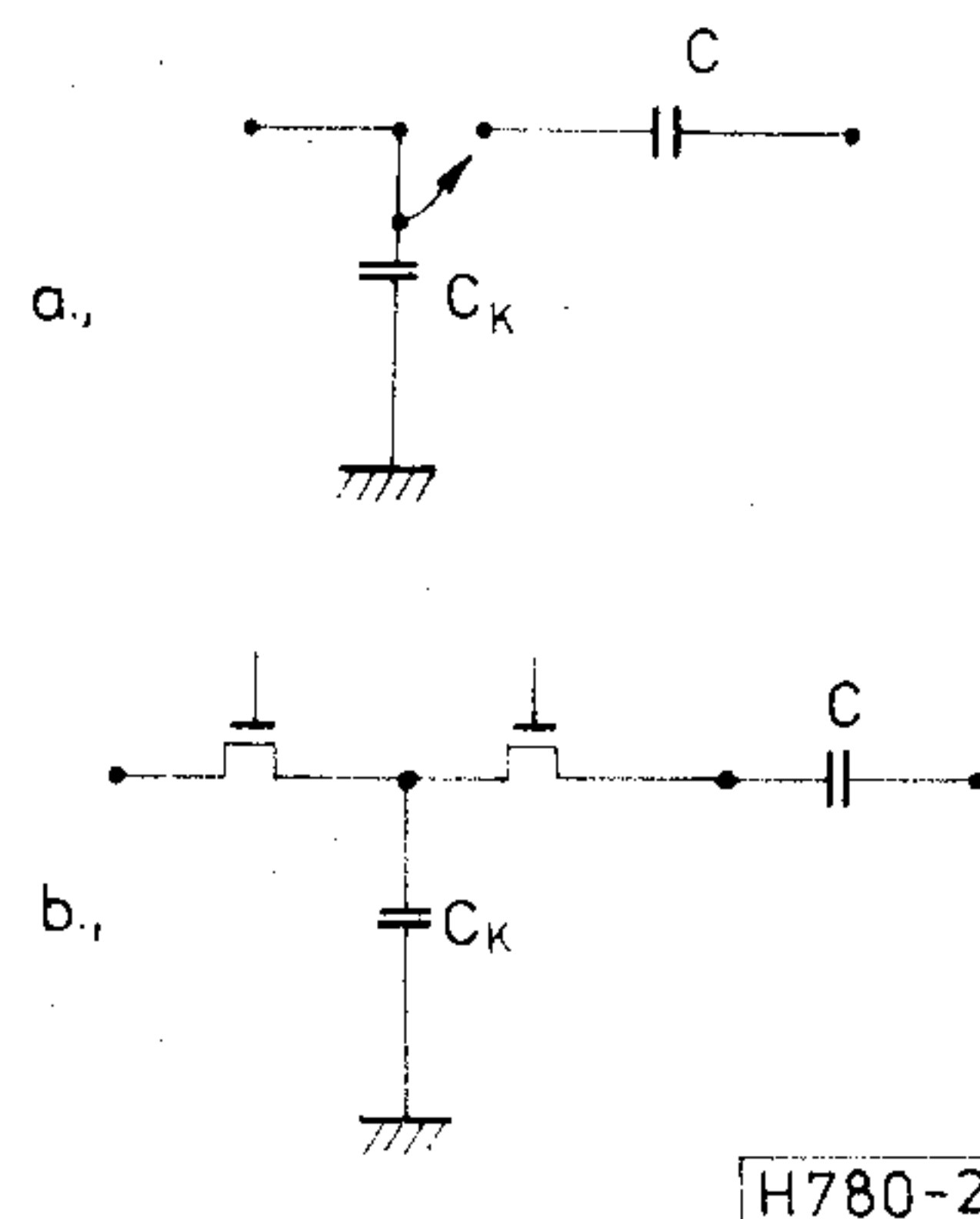
Szűrők kapcsolt kapacitással

Az analóg-digitális jelátalakítás szükségszerűen együttjár bizonyos frekvenciaszűrés feladatok elvégzésével. Speciálisan új feladat a diszkrét időtartományban értelmezett analóg jel, az úgynevezett mintavételezett jel frekvenciaszűrése. A mintavételes jelek szűrés problémáit sok oldalról lehet megközelíteni [2].

Technológiai szempontból nézve a kérdést, a kapcsolt kapacitás is a MOS technika töltésérzékelő és tároló hatását használja ki. Felfogható a kérdés úgy, hogy egy kellően nagy frekvenciájú órajellel kapcsolgatott kapacitás ellenállást szimulál. Egy kapcsolt C_K és egy normál C kapacitás által alkotott kör

$$\tau = \frac{1}{f_{óra} C_K} \times C = \frac{1}{f_{óra}} \times \frac{C}{C_K} \quad (1)$$

időállandót realizál. Pontos órajelfrekvencia esetében ez csak a két kapacitás arányától függ (2. ábra).

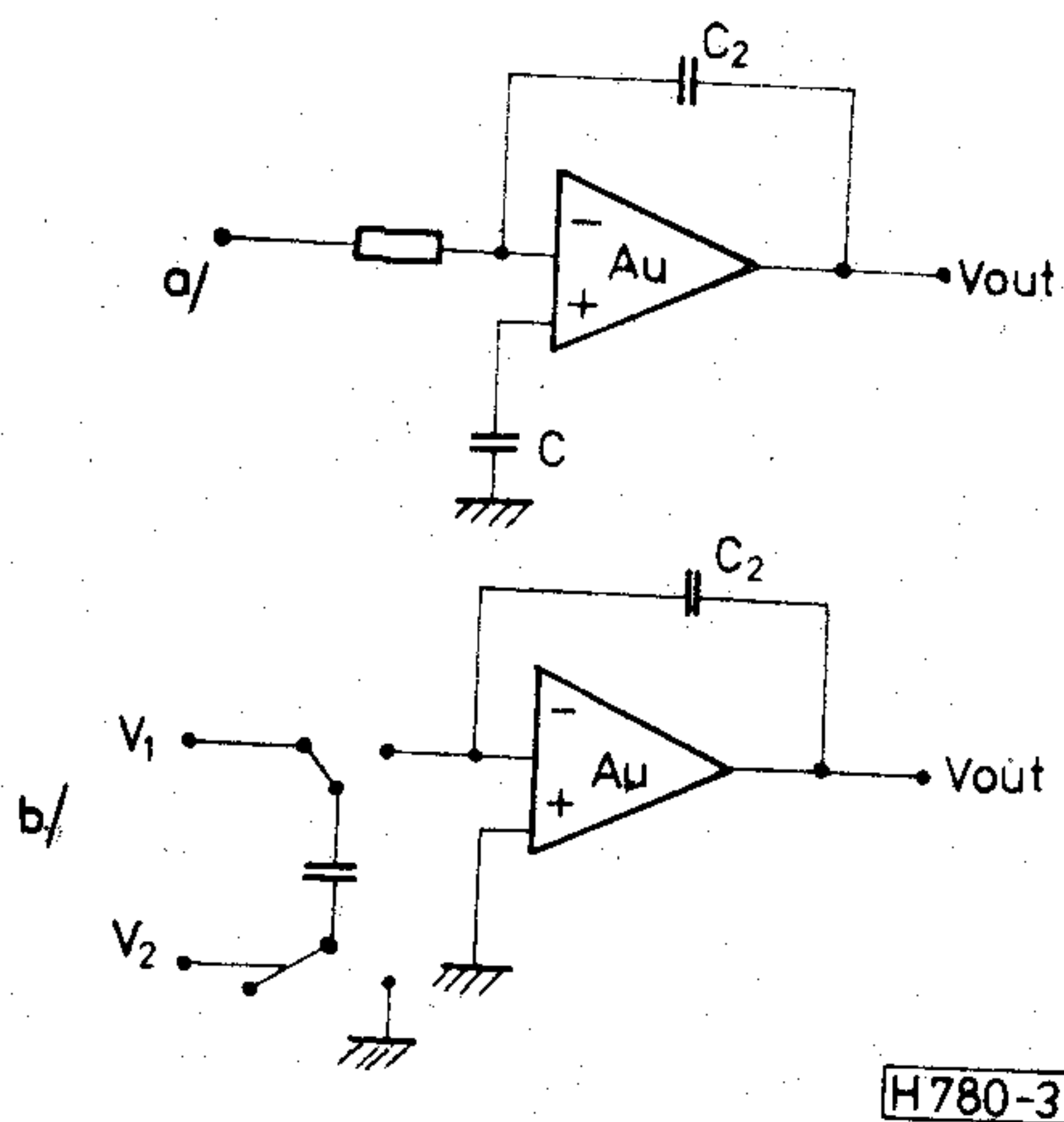


2. ábra. a) RC tagot szimuláló késleltető kapcsolt kapacitással, b) a kapcsolt kapacitás vezérlése MOS tranzisztorral

A mintavételes szűrők tervezésének egyik precíz módszere a realizált másodfokú alaptagokból közvetlenül kialakított szűrők, melyek átviteli függvénye a z tartományban nagyon pontosan számítható.

A gyakorlati szempontból egyelőre sokkal jelentősebbek viszont az integráló alaptagokból felépített kapcsolt kapacitásos szűrők, amelyek közvetlenül visszavezethetők az eredetileg passzív LC hálózatok átviteli függvényéből származtatott aktív RC létra vagy „leapfrog” szűrők működésére. Mivel a passzív LC hálózat speciálisan érzéketlen az egyes alkatrészek paramétereire, ez a szűrőtervezési módszer biztosítja a legnagyobb paraméterérzékletlenséget a precíziós kapacitásarány értéktoleranciájával szemben.

A létraszűrők alapja a differenciális integrátor,



3. ábra. A differenciális integrátor kialakítása a) aktív RC alakban, b) kapcsolt kapacitással

amely a 3. ábrán látható. A gyakorlati realizálás szempontjából [3] korlátozó tényezők a következők:

- A kapacitásarány pontatlansága veszteséget okoz az átviteli függvényben. Egy ötödfokú Chebisev szűrőben 1% pontatlanság $A=0,022$ dB erősítés veszteséget okoz;
- A parazita kapacitás töltéstároló hatása az erősítő invertáló bemenetén lerontja az erősítő közös módú jelel nyomását, és egy kissé a differenciális erősítést is.

A kapcsolt kapacitás értékét több nagyságrenddel nagyobbobbnak kellene választani, mint a parazita kapacitását. A gyakorlatban ez az arány nemigen haladja meg a 10 értékét;

- A műveleti erősítő véges erősítése veszteséget okoz. Az ötödfokú Chebisev szűrő realizálásakor a műveleti erősítő $A_0=60$ dB alacsonyfrekvenciás erősítése 0,02 dB veszteséget jelent a szűrő átviteli karakterisztikájában;
- A szűrőben a műveleti erősítő és a kapcsolt kapacitás egyaránt zajforrásként működik, a kettő közül a műveleti erősítő zaja a jelentősebb. Az ekvivalens zajfeszültség a működési frekvencián 30–50 μ V;
- A műveleti erősítő kiegyenlítő feszültsége a létrában szuperponálódik;
- A műveleti erősítő beállási ideje korlátozza a maximális órajel frekvenciát. A minimális mintavételi frekvenciát viszont a töltést elvezető szivárgó áramok korlátozzák.

Az NMOS műveleti erősítőkben a bemenő fokozat közös emitteres differenciálerősítő, a második erősítő egy nagy erősítésű invertáló fokozat. Kapcsolt kapacitásos szűrőkben a nem invertáló bemenet általában földelve van és ilyenkor elegendő közös módusú jelel nyomást biztosít az aszimmetrikus kimenetű differenciálfokozat. Ellenkező esetben bonyolult aszimmetrizáló és szinteltoló áramkör szükséges a két fokozat közé. Mivel létrákban az erősítő kimenetét csak kapacitás terheli, a kimenő fokozat is viszonylag egyszerűen kivitelezhető, egyes esetekben egyetlen emitterkövető fokozat is elegendő. A tervezés

legfőbb kritériuma viszont az, hogy a visszacsatolt erősítő stabil legyen, azaz belső frekvenciakompenzációval működjön. A belső kompenzációt lehetőleg kis felületigényű kapacitással kell elérni.

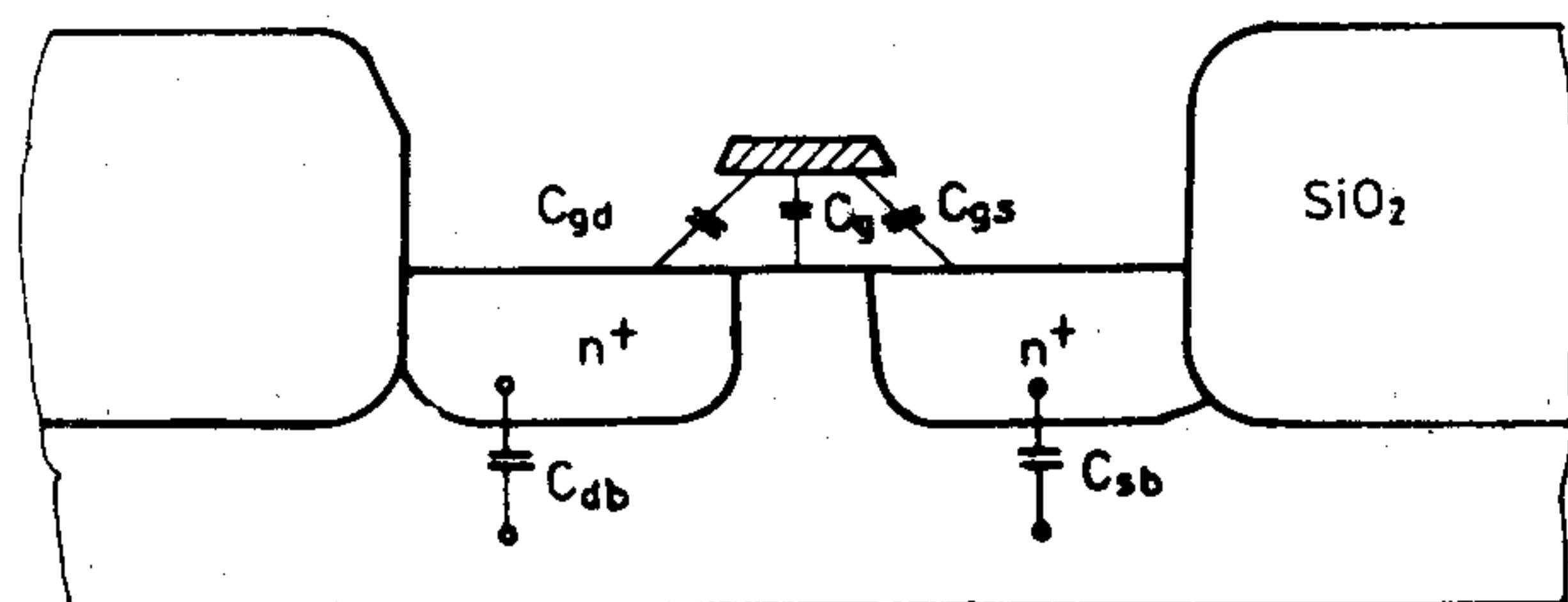
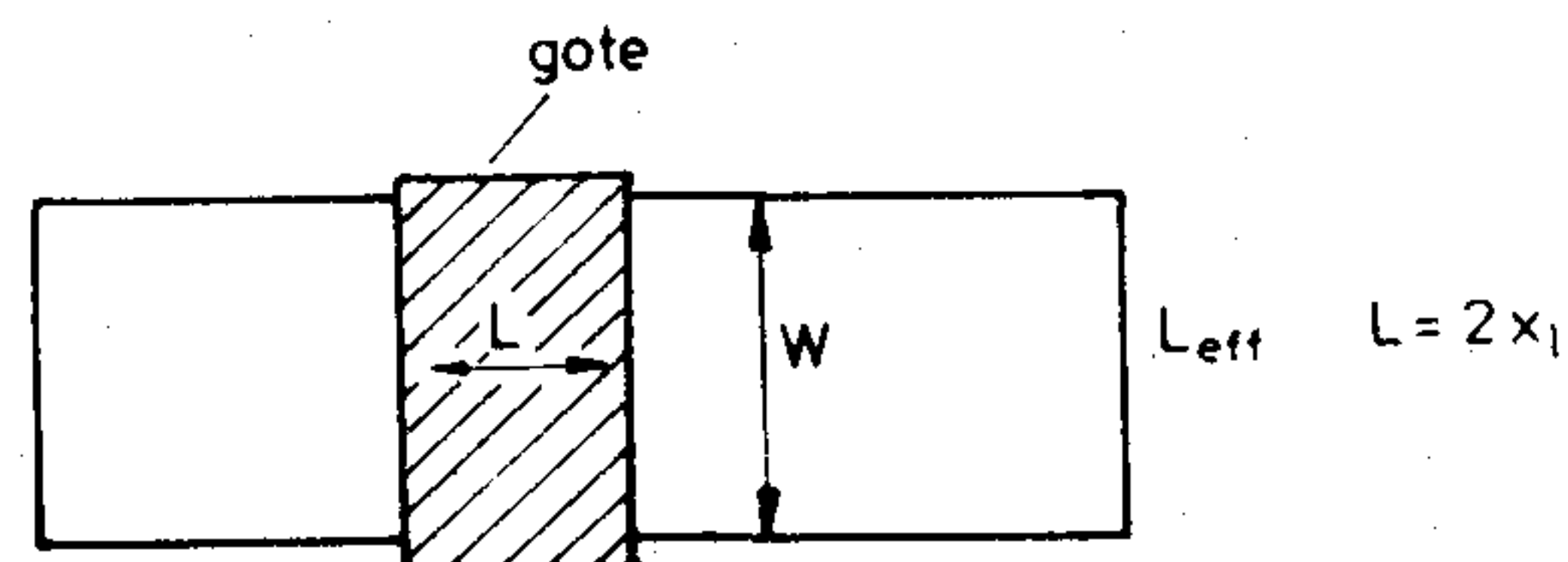
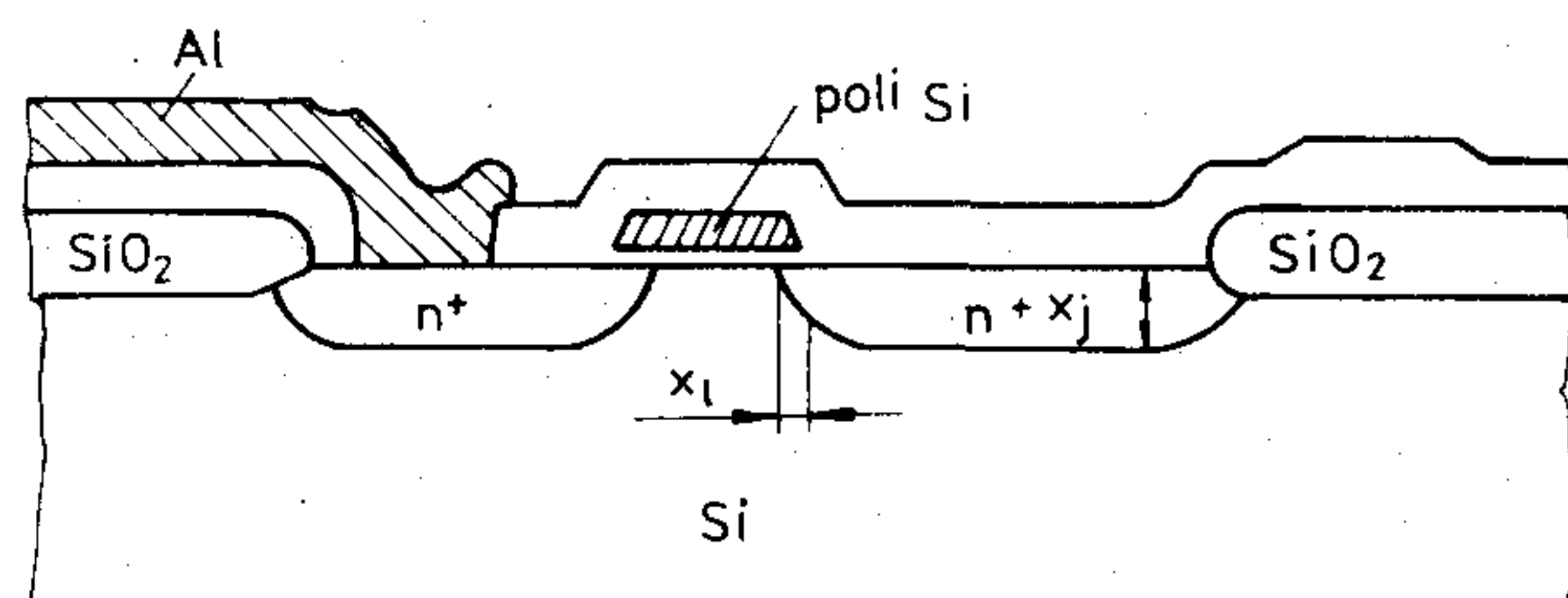
Az NMOS műveleti erősítők problémáinak részletezésére itt most nincs lehetőség kitérni. Belátható azonban, hogy az összes felsorolt kritérium mellett döntő fontosságú a realizált blokk teljesítményfelvétele és felületigénye.

Alkatrészek realizálása NMOS technológiával

A MOS kapcsoló

A kapcsoló működés szempontjából fontos paraméterek — a tranzisztor R_{on} differenciális bekapcsolási ellenállása —, a parazita kapacitások, valamint a szivárgások. A tranzisztor kialakítása NMOS technológiával a 4. ábrán látható.

A korszerű technológia, a vezérlőelektróda önillesztésével éri el a gate-drain, gate-source átlapolási kapacitások lecsökkentését. Az önillesztés tényét a gate kialakítást követő diffúzió jelenti, mértékét a diffúzió mélysége korlátozza. A diffúziós mélység csökkentése viszont károsan befolyásolja a $p-n$ átmenet visszarámát. A technológia jellemzője az egyes rétegekben nyitott ablakok, csíkok mérete, amely a csatornahosszat (l) és -szélességet (w) határozza meg. A hagyományosnak nevezett NMOS technológia az $L_{min}=6 \mu m$ minimális méretről kapta a 6 μm -es MOS technológia nevet.



4. ábra. Az NMOS tranzisztor, a) metszeti kép, b) felülnézet, c) a parazita kapacitások

A parazita kapacitások csökkentésének csak egyik módja a felületcsökkentés. Igen hatékony a vastagság növelése, ami a $p-n$ átmenet kapacitások esetében C_{dB} , C_{sB} értelemszerűen a kiürített réteg vastagságának növelését, vagyis az alapanyag adalék-koncentrációjának csökkentését jelenti. Ezért — bár nemcsak ezért — a korszerű technológia viszonylag nagy ellenállású alapanyagból indul ki, amely sajnos nem alkalmas sem az aktív tranzisztorok nyitó-feszültségének beállítására, sem a szigetelő oxid alatti esetleges parazita vezető csatornák megszüntetésére. Ezen segít az ionimplantációs technika, amely lehetővé teszi definiált adalékmennyiség bejuttatását a már kialakult oxid-szilícium határfelületbe. Ezt az eljárást sülyesztett oxidációval azért előnyös párosítani, mert így nincs szükség külön maszkra a csatorna-stop implantációhoz.

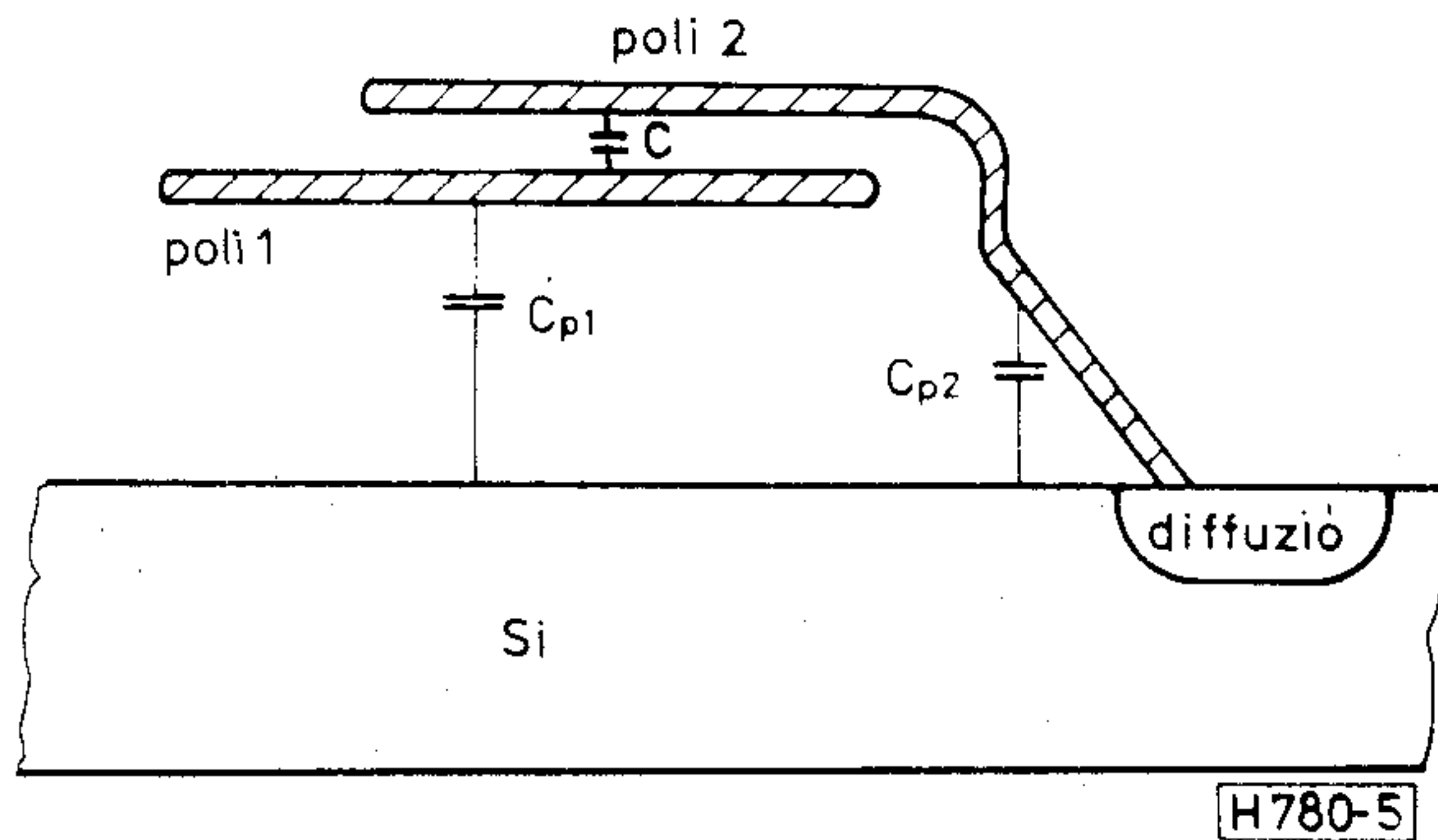
Ezek volnának a korszerű NMOS technológia fő ismérvei, amellyel egységnyi w/L arányú MOS kapcsoló tranzisztort véve figyelembe, elérhető $R_{on} = 5$ kohm bekapcsolási ellenállás $V_{gs} = 5$ V mellett; míg $C_{sb} = 0,020$ pF és $C_{gs} = 0,005$ pF értékű parazita kapacitások keletkeznek. A szivárgó áram 10^{-14} A érték alá csökkenthető, bár ennek állandó biztosítása a technológiai ellenőrzés legérzékenyebb pontja.

A MOS kapacitás

A kapacitások kialakítására több lehetőség van. A legkevesebb extra problémát jelentő megoldás a korszerű NMOS technológiában az, amikor a két polikristályos szilíciumréteg közötti termikus oxid réteg alkotja a kapacitást. A termikus oxidréteg kiváló minőségének biztosítása a technológiai ellenőrzés feladata. Az így kialakított kapacitás névleges értéke a felülettől, az oxid vastagságától és a dielektromos állandótól függ. Mivel a vastagság egész pontos reprodukálása lehetetlen, a kapacitás névleges értéke helyett, két vagy több kapacitás értékének arányát kell az áramkör működés alapjává tenni. A kapacitás arányok pontos reprodukálása is csak akkor várható el, ha az elektródák felület-arányának megfelelően alakul az elektródák kerületaránya. A maszktervezéskor törekedni kell arra, hogy a nagyobb kapacitások a kisebb értékű kapacitásokból legyenek összerakva.

A kerületmenti méretváltozás a marási műveletkor jelentkező alámarás bizonytalan értékéből ered. A korszerű technológiai sor rendelkezik olyan berendezésekkel, amellyel a leválasztott szilíciumréteg vastagságát igen nagy pontossággal lehet azonos értéken tartani (alacsony nyomású leválasztó reaktor) és olyanokkal, amelyekkel a kémiai marás bizonytalan és esetleg helyfüggő oldalirányú marási sebessége erősen lecsökkenthető (plazmás szilícium maró berendezés).

Mint az az 5. ábrán jól látható, a poli-poli kapacitásnak jelentős hátránya van: a kapacitás alatt sajnos mindig létrejön egy másik, melynek értéke körülbelül a kapacitás 10%-a. Sőt mi több, a gyakorlatban a felső elektróda és a szubsztrát közötti parazita kapacitás értéke is gyakran jelentős lehet, ez utóbbi értékét az összeköttetések kialakításával lehet befolyásolni.



5. ábra. A poli-poli kapacitás metszeti képe. C_{p1} és C_{p2} parazita kapacitások

Az ellenállás

A diffúziós terület értelemszerűen ellenállások kialakítására is alkalmas. Ezeknek az ellenállásoknak értéke csak egy viszonylag szűk értéktartományban változtatható, viszont a kapacitásarányokhoz hasonlóan ellenállásarányok is igen pontosan beállíthatók. Természetesen az ellenállás értékében a kontaktus-ellenállások értéke is szerepet játszik.

MOS tranzisztor

Kisjelű helyettesítő kép

Az analóg áramköri cellákban a MOS tranzisztor telítési tartományban működik. Az áram feszültségfüggését első fokú közelítésben a jól ismert négyzetes karakterisztika írja le.

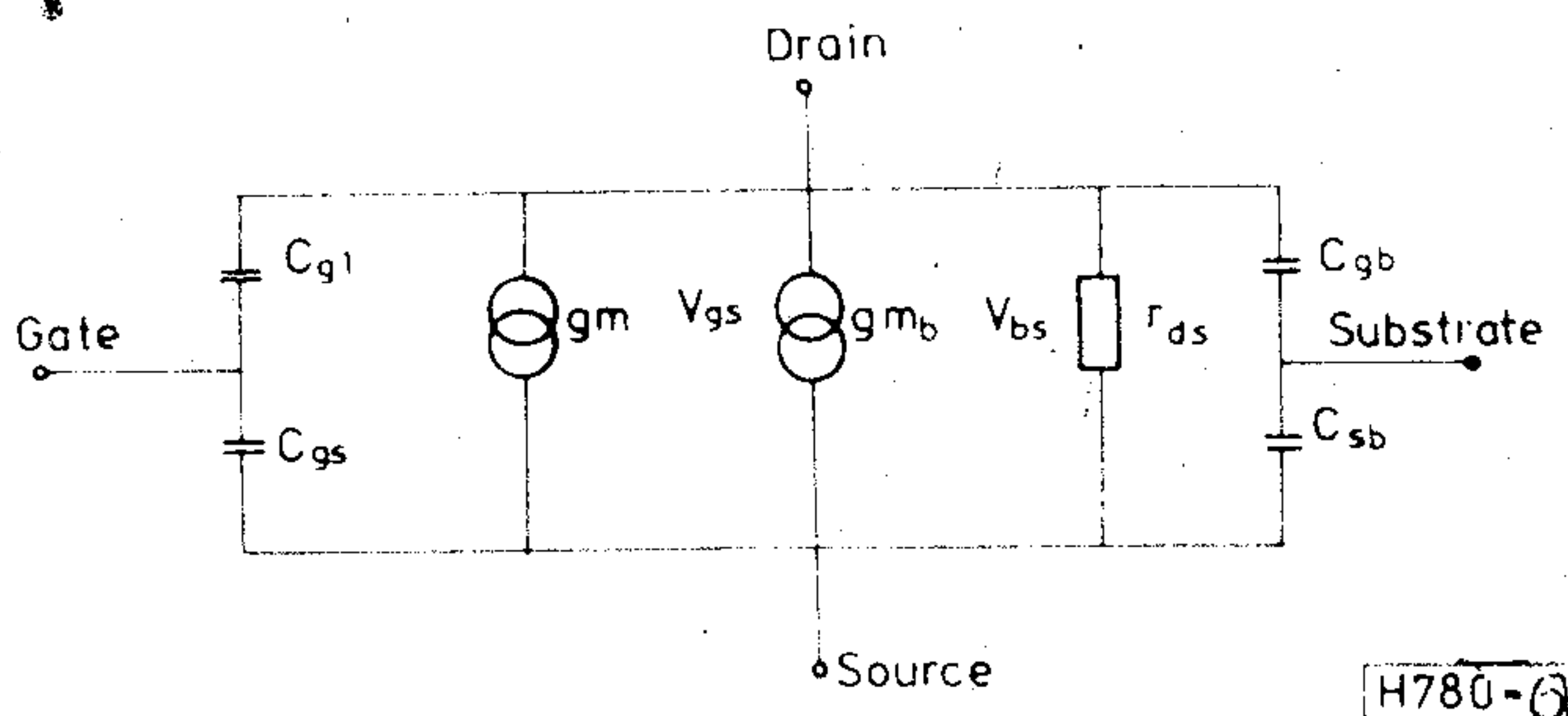
A telítésben működő MOS tranzisztor kisjelű helyettesítő képét a 6. ábrán láthatjuk. A g_m merevedséget a (2) összefüggésből kapjuk.

$$g_m = \frac{\delta I_D}{\delta V_{GS}} = 2 \sqrt{\beta I_D (1 + \lambda V_{DS})}. \quad (2)$$

A source-szubsztrát meredekség a nyitófeszültség és a source-szubsztrát előfeszítés közötti kapcsolatból következik.

$$g_{mb} = \frac{\delta I_D}{\delta V_{BS}} = \frac{V}{2 \sqrt{V_{SB} + 2 \Phi_B}} g_m. \quad (3)$$

A (2) összefüggés jól reprezentálja a MOS analóg áramkörtervezés legfőbb problémáját, nevezetesen azt, hogy a MOS tranzisztorral elérhető g_m/I_D arány messze elmarad a bipoláris tranzisztorral elérhetőtől.



6. ábra. A MOS tranzisztor kis jelű helyettesítő képe

I_D minden határon túl való csökkentése, illetve a w/L arány növelése pedig nem lehetséges, mert a tranzisztor „a nyitófeszültség alatti áram” működési tartományba kerül.

A tranzisztor kimenő ellenállása, r_{DS} , igen nagy. λ csatornarövidülés hatására a kimenő ellenállás csökken.

$$r_{DS} = \frac{1 + \lambda I_D}{\lambda I_D}.$$

A MOS tranzisztor hőmérsékletfüggése

A bipoláris analóg áramkörök fontos problémája a hőmérsékletfüggés. A MOS tranzisztor ebből a szempontból előnyösebb eszköz. A MOS tranzisztor árama a hőmérséklet növekedésével közel változatlan. Ennek oka az, hogy két egymással ellentétes hőmérsékletfüggésű jelenség eredője érvényesül az áram-egyenletben. A MOS tranzisztor nyitófeszültsége a hőmérséklet növekedésével csökken, de a csatornában az elektronok mozgékonyasága is lecsökken.

A két változás egy adott munkapontban csaknem kompenzálja egymást.

A MOS tranzisztor zaja

A 6. ábra kis jelű helyettesítő képét kiegészíthetjük a lehetséges zajforrásokkal. A termikus zajt és a Flicker zajt a drain-source körbe kapcsolt I_d^2 áramú áramgenerátorral szimulálhatjuk. A Flicker

zaj ($1/f$ zaj) az oxid-szilícium határfelületi állapotok és csapdák hatásának következménye.

Összefoglalás

Az analóg áramköri részletek előállításakor fokozottan kell figyelni a technológiai paraméterek változásainak hatására. Ezért olyan kapcsolásokat kell választani, amelyek optimálisan érzéketlenek a paraméter szórásokra. Emellett a technológia ellenőrzését rendkívül meg kell szigorítani.

A digitális superbonyolult integrált áramkörök előállításához kifejlesztett NMOS technológia alkalmas analóg áramköri elemek előállítására is. Ezzel lehetővé válik analóg-digitális átalakító és mintavételes szűrő funkció integrálása szilícium monolitikus áramkörbe. Az optimális technológia a „duplapólis”, kiürítéses terhelésű NMOS eljárás, nagy ellenállású alapanyagon.

I R O D A L O M

- [1] B. Fotouchi, D. A. Hodges: ISSCC 1979 February Digest of Technical Papers p. 186
- [2] Dr. Simonyi Ernő: Kandidátusi értekezés. Budapest, 1978
- [3] P. R. Gray, D. Senderowicz, H. Ohara, B. M. Warren: IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol. SC-14 No. 6 1979 p. 981

A külföldi szakfolyóiratokból

(Folytatás a 286. oldalról)

A Hitachi Co-nak sikerült a világon először 15 kbites EEPROM-ot, elektromosan törölhető tartalmú, újraírható, de működés közben csak olvasható memóriát előállítani.

Az áramkörnek minden eddig gyártott UV-fénnyel törölhető tartalmú EPROM-nál nagyobb a kapacitása és kisebb az elérési ideje. (Míg a „2716”-os EPROM-család tagjainak hozzáférési ideje 450 ns, addig az új HN 48016 jelzésű EEPROM-e csupán 350 ns.) A chip tömeggyártása az 1980. év harmadik negyedévében kezdődött, várható ára pedig 70 dollár.

Az EEPROM-ok gyártására mind ez ideig p-csatornás, alumínium kapus technológiát alkalmaztak. Ezzel azonban csak 8 kbites kapacitást, és 650 ns-os hozzáférési időt sikerült elérni. A Hitachi a sebesség és a kapacitás egyidejű növelése érdekében dolgozta ki a HN 48016 esetében is használt n-csatornás szilíciumkapus gyártástechnológiát. (*Electronic Equipment news*, 1980. máj. [803])

*

A Német Szövetségi Posta az NSZK mobil rádiókapacitásának bővítésére egy új autótelefon-hálózat (hivatalos neve: Funkfernspredienstnetz) az eddigi 18 000-ről 100 000-re emeli az autótelefon-hálózat előfizetői kapacitását. A hálózat kiépítését egy, a Teka-

de, Felten und Guillaume és a Siemens AG cégek-ből álló konzorcium végzi, mely a kiírást 40 millió DM-es mértékben erős nemzeti és nemzetközi konkurrencia mellett nyerte el. A kidolgozott koncepció szerint minden előfizető egyetlen hívással, egy, az egész NSZK-ban egységes rádió azonosító szám előválasztásával eléri a nyilvános telefonhálózatot. Az új hálózat első kiépítési szakaszát 1983 tavaszán kívánják bekapcsolni. (*Radio Fernseh Phono*, 1980. 5. sz. [805])

*

Az eddig gyártott száloptikai vezetékek többsége csak a 850 nm hullámhosszúságú fényjelekkel alkalmazható. Most az USA-beli Corning Glass Works cég olyan új vezetéket dolgozott ki, amely használható bármely hullámhosszon a 820...1350 nm tartományban, és egyébként megfelel a nemzetközi szabványoknak.

Jelentős esemény a száloptikai berendezések gyártásában három nagy amerikai cég együttműködése szabványosított alkatrészek gyártásában egy új szál-optikai rendszer, a „HDC” interface céljára. A HDC-ben a Spectronics cég (a Honeywell részlege) által gyártott műanyag erű kábelt és ITT gyártmányú csatlakozókat alkalmaznak. A HDC-hez szükséges alkatrészek beszerezhetők külön-külön, szerelt egységek pedig az ITT Cannon Electric cégtől. (*Electronics Industry*, 1980. jún. [807])

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG

Laczkó Endre
Bernhardt Richárd
Eisler Péter
Dr. Gosztöny Géza
Honti Ottó
Klug Miklós
Tölgyesi László

ORION

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

TERTA

Bánsághi Pál
Baján Tibor
Benedek Elek
Egerszegi Béla
Hutter Mihály

Koaxiális elemek TV átjátszó berendezésekben

PÁKAI LÁSZLÓ
BHG

Bevezetés

A nagyfrekvenciás technikán alapuló berendezések nem nélkülözhetik a koaxiális elemeket, mivel a topológiai felépítés gyakorlatilag mindenhol az aszimmetrikus nagyfrekvenciás tápvonalrendszerre épül fel. A koaxiális RF rendszert megköveteli a széles nagyfrekvenciás tartomány a TV I—TV V. sáv mintegy 50—860 MHz-es frekvenciasávja.

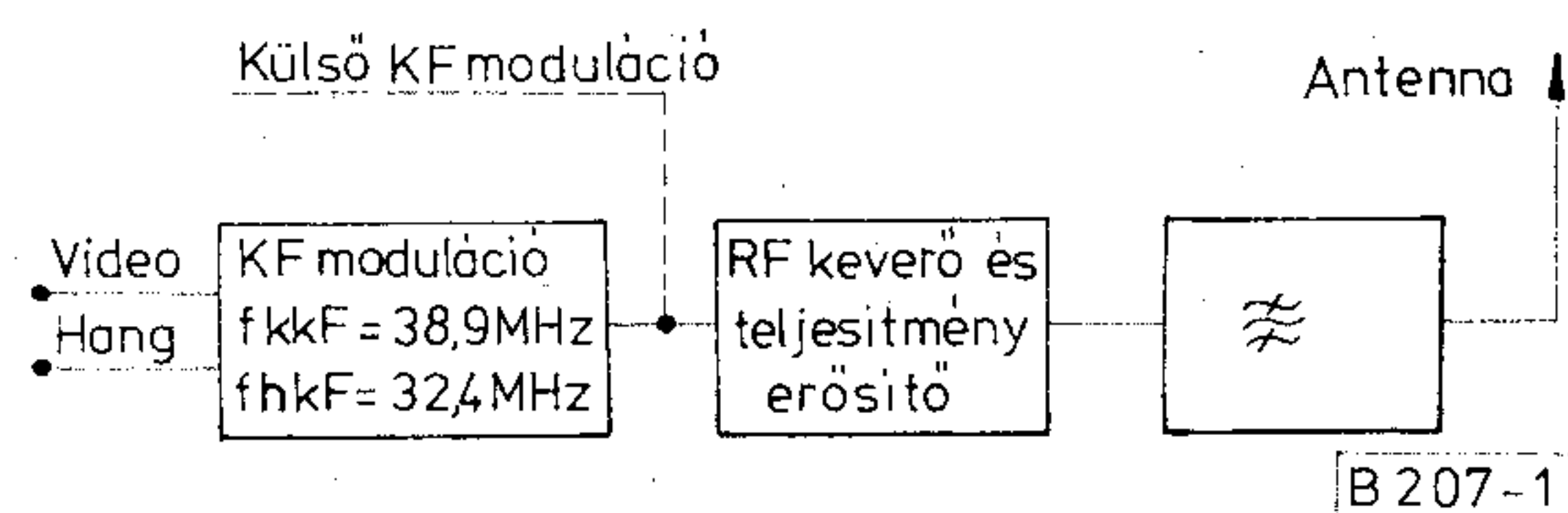
Felhasználva a tápvonalelmélet ide vonatkozó részeit, továbbá a lineáris hálózatok elvi megfontolásait, segítségükkel a fent említett koaxiális elemek tervezhetők.

A címben szereplő témát a következő pontok szerint tárgyaljuk:

1. Általános elvi megoldások.
2. Koncentrált felépítésű és elosztott paraméterű építő elemek, L—C tagok viselkedésének összehasonlítása.
3. Koncentrált és elosztott paraméterű sávszűrők.
4. Iránycsatolók:
 - a) 3 dB-es 90°-os (hybrid),
 - b) tetszőleges kicsatolású iránycsatoló.

1. Általános elvi megfontolások

A szűrők mint passzív reaktáns négypólusok alapvető feladata, hogy bizonyos frekvenciák kis csillapítással, a többi nem kívánt frekvencia nagy csillapítással juthasson keresztül rajtuk. A TV átjátszóban alkalmazott szűrők gyakorlatilag kivétel nélkül sávszűrők, amit a rendszer elvi működése követel meg: (1. ábra)



1. ábra. Alapsávon modulált TV átjátszóberendezés tömbvázlata

A KF frekvencián létrehozott kép és hangmoduláció egy összegzőfokozat után az RF konverterre kerül, amely a névleges frekvenciasávban transzponálja a kép és hanginformációt. A szabvány által kisugározható frekvenciaspektrum a 2. ábrán látható.

A sávon kívüli harmonikus, oldal és mellék hullámú komponensekre az előírások rendkívül szigorúak. A rendszer működési elvéből következik (kép—hang együttes erősítés), hogy a nagy teljesítményű RF fokozatok — amelyek általában széles sávú erősítők — nemlinearitásából kombinációs termékek is előállnak. Szemléltetésükre az alábbi matematikai összefüggések állnak rendelkezésre.

Egy nemlineáris karakterisztika egy bizonyos tartományban tetszőleges pontossággal közelíthető egy „n”-ed fokú polinommal (3. ábra).

ahol:

$$I_{ki} = a_0 + a_1 U_v + a_2 U_v^2 + a_3 U_v^3 + \dots + a_n U_v^n \quad (1)$$

és a vezérlőfeszültség

$$U_v = U_k \cdot \sin \omega_k t + U_s \cdot \sin \omega_s t + U_H \cdot \sin \omega_H t. \quad (2)$$

$a_0; a_1; a_2; a_3; \dots; a_n$ = a polinom együtthatói,

U_v = a vezérlőfeszültség,

I_{ki} = a kimenőáram,

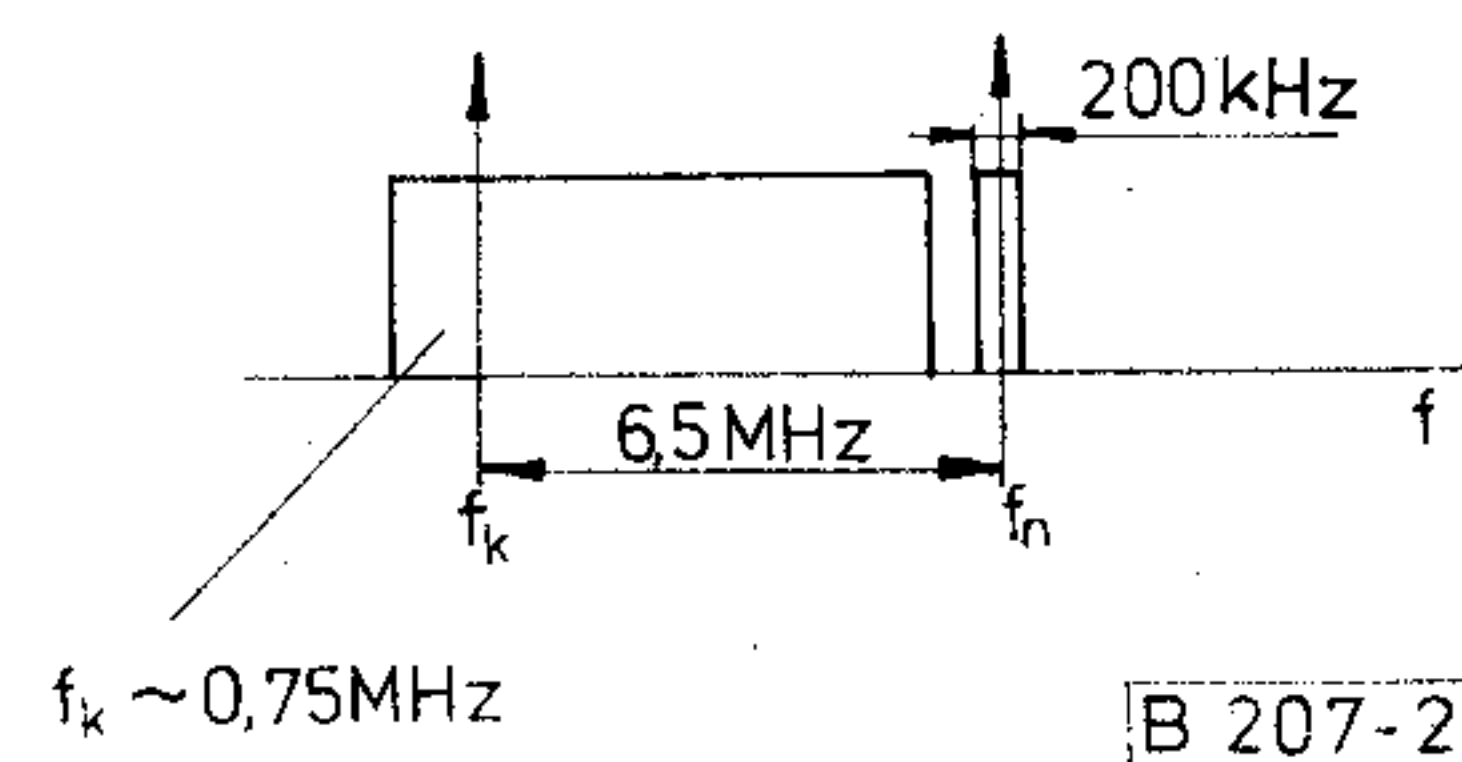
U_k = a képvivőfrekvencia ampl.,

U_s = a színsegédvivő-frekvencia ampl.,

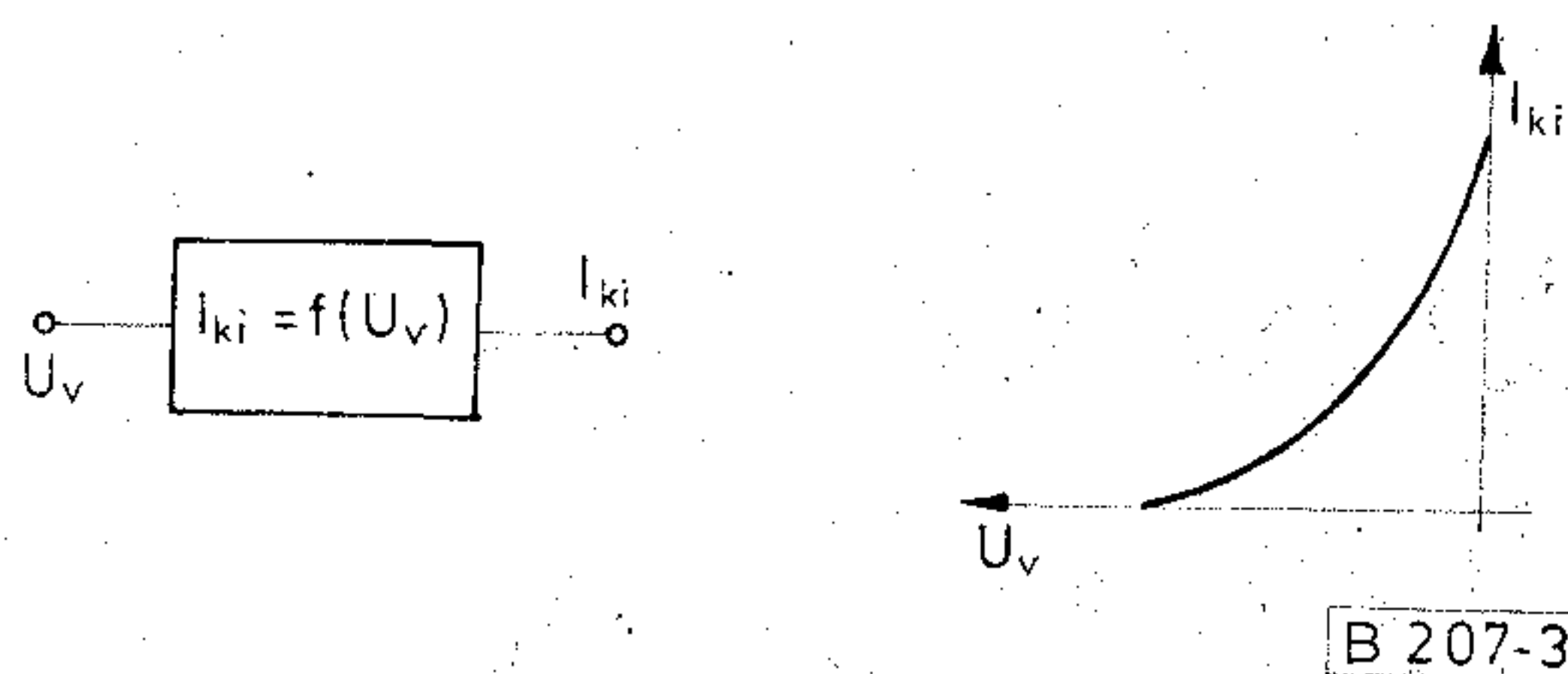
U_H = a hangvivőfrekvencia ampl.,

$\omega_k; \omega_s; \omega_H$ = az egyes vivők körfrekvenciái.

Beírva az $I_{ki} = f(U_v)$ összefüggésbe U_v kifejezését, és rendezve az összefüggést az egyes kombinációs frek-



2. ábra. A szabványos kisugárzott frekvenciaspektruma egy TV átjátszóberendezésnek



3. ábra. Egy nemlineáris négyfólyus transzfer karakterisztikája

venciók szerint, az egyenszinttől kezdve rendkívül nagyszámú kombinációs terméket kapunk. (Részletes elemzés található a BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények XXIII. évfolyam 1977. 6. számában dr. Falus László „Multiplex rendszerű TV adók” című leírásában.)

A sávon kívüli termékek közül a legnagyobb amplitúdóval az

$$f_{Ra} = f_k - n \cdot f_{int},$$

$$f_{Rf} = f_H + n \cdot f_{int},$$

ahol: $f_{int} = f_H - f_k = 6,5$ MHz OIRT rendszerben,

f_{Ra} a képvivőtől a kisebb frekvenciák tartományába eső komponensek,

f_{Rf} a hangvivőtől a nagyobb frekvenciák tartományába eső komponensek.

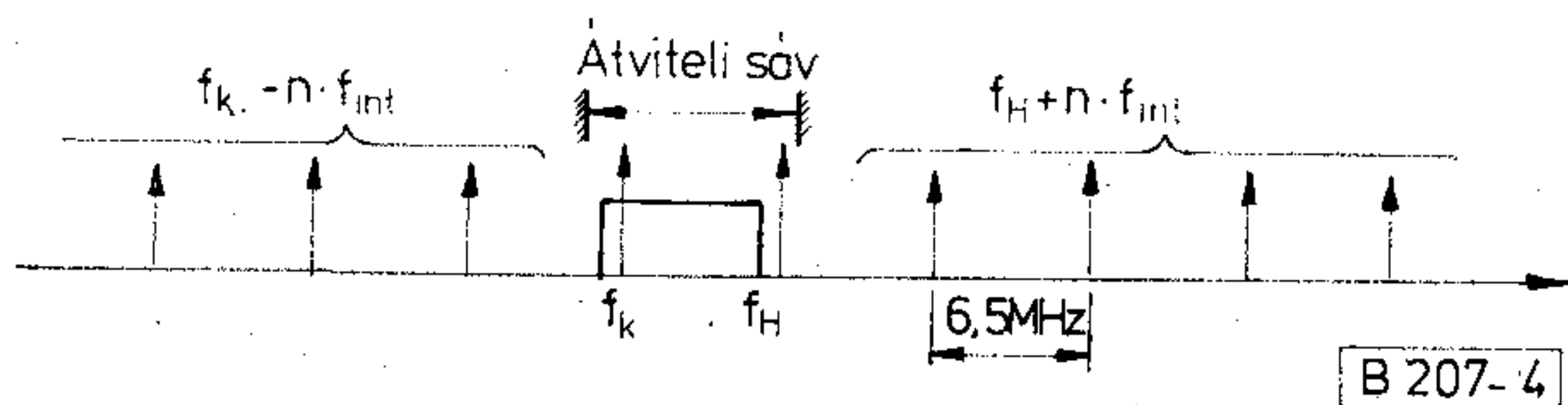
Szemléletesen a sávon kívüli domináns spektrum a 4. ábrán látható.

A kimeneten elhelyezett sávszűrő feladata mindennemű sávon kívüli termék elnyomása az előírt maximálisan megengedett szint alá. A 4. ábrán látható, hogy csak sáváteresztő szűrő képes az előírt feladatot teljesíteni.

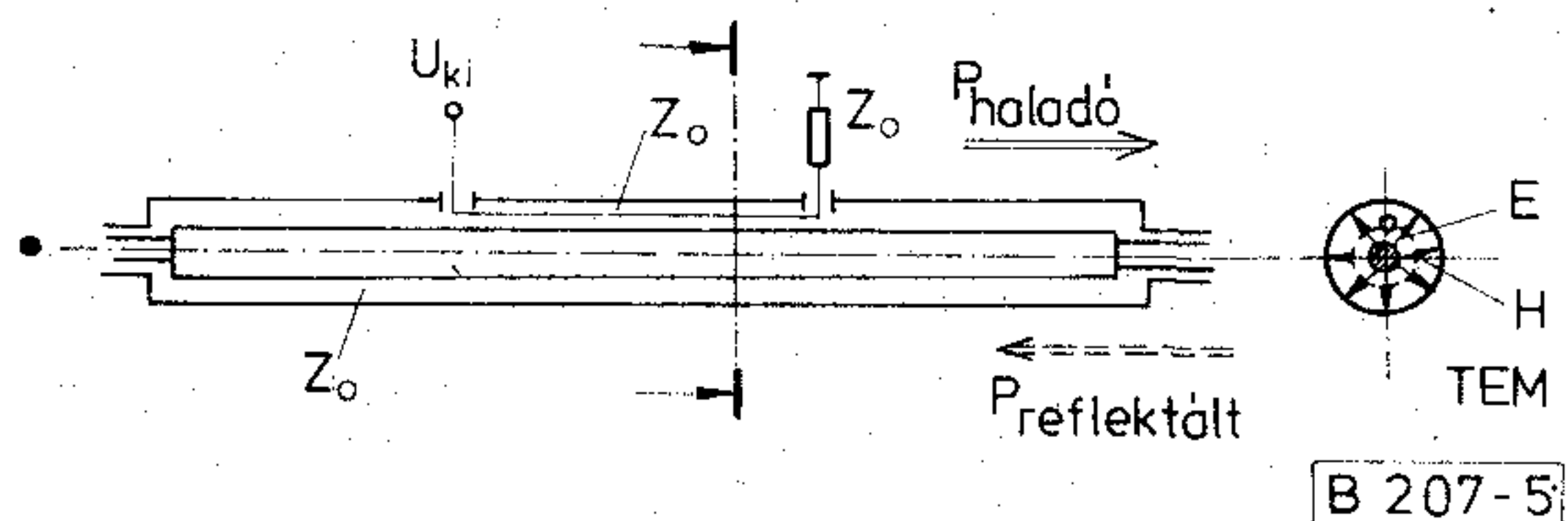
Másik nagyon gyakran alkalmazott koaxiális elem az iránycsatoló. Elvi felépítése az 5. ábrán látható.

Fizikai, kvalitatív működése (a matematikai szám-szerű levezetésektől eltekintve) a következő.

Két darab Z_0 hullámimpedanciájú tápvonal helyezkedik el egy közös nagyfrekvenciás térben. A főtápvonalon a nagyfrekvenciás energia TEM módban terjed (az elektromos erővonalak sugárirányban, a mágneses erővonalak koncentrikus körök mentén helyezkednek el). A segédvonalba a főtápvonal és a segédvonal közötti kapacitáson keresztül feszültség indukálódik, amelynek hatására a segédvonalon áram folyik. Ennek az áramnak az iránya nem függ attól, hogy a főtápvonalon merre halad a teljesítmény, mivel a segédvonal hossza lényegesen rövidebb, mint az üzemi hullámhossz negyed-



4. ábra. Sávon kívüli domináns intermodulációs termékek



5. ábra. Iránycsatoló elvi felépítése

része. A mágneses tér hatására is indukálódik feszültség a segédvonalban, és ezen feszültség hatására is folyik egy áram a segédvonalban.

Ez az áram azonban irányfüggő, a mágneses tér irányától függ. A mágneses tér iránya pedig ellentétes a haladó és reflektált teljesítménynél.

Az egyes komponensek vektorai szemléletesen a 6. ábrán láthatók.

A segédvonal megfelelő geometriai elhelyezésével elérhető, hogy az ábrának megfelelően I_E és I_{MH} abszolút értékei azonosak legyenek, így kioltódnak. Az iránycsatoló csak a reflektált teljesítménnyel arányos kimenő feszültséget szolgáltatja az 1-es kapun. Mindkét kaput Z_0 impedanciával lezárva az előzőek analógiája alapján szétválasztható a haladó és reflektált teljesítménnyel arányos kicsatolt feszültség.

Nagyon elterjedten használt eszköz mindazon helyeken, ahol szelektíven kell mérni egy tápvonalon valamelyik jellemzőt. Speciális esetben egy iránycsatolón mérve a haladó és reflektált szintet, a kettő viszonyából a reflexiós tényező, a reflexiós tényezőből pedig az állóhullámarány számolható.

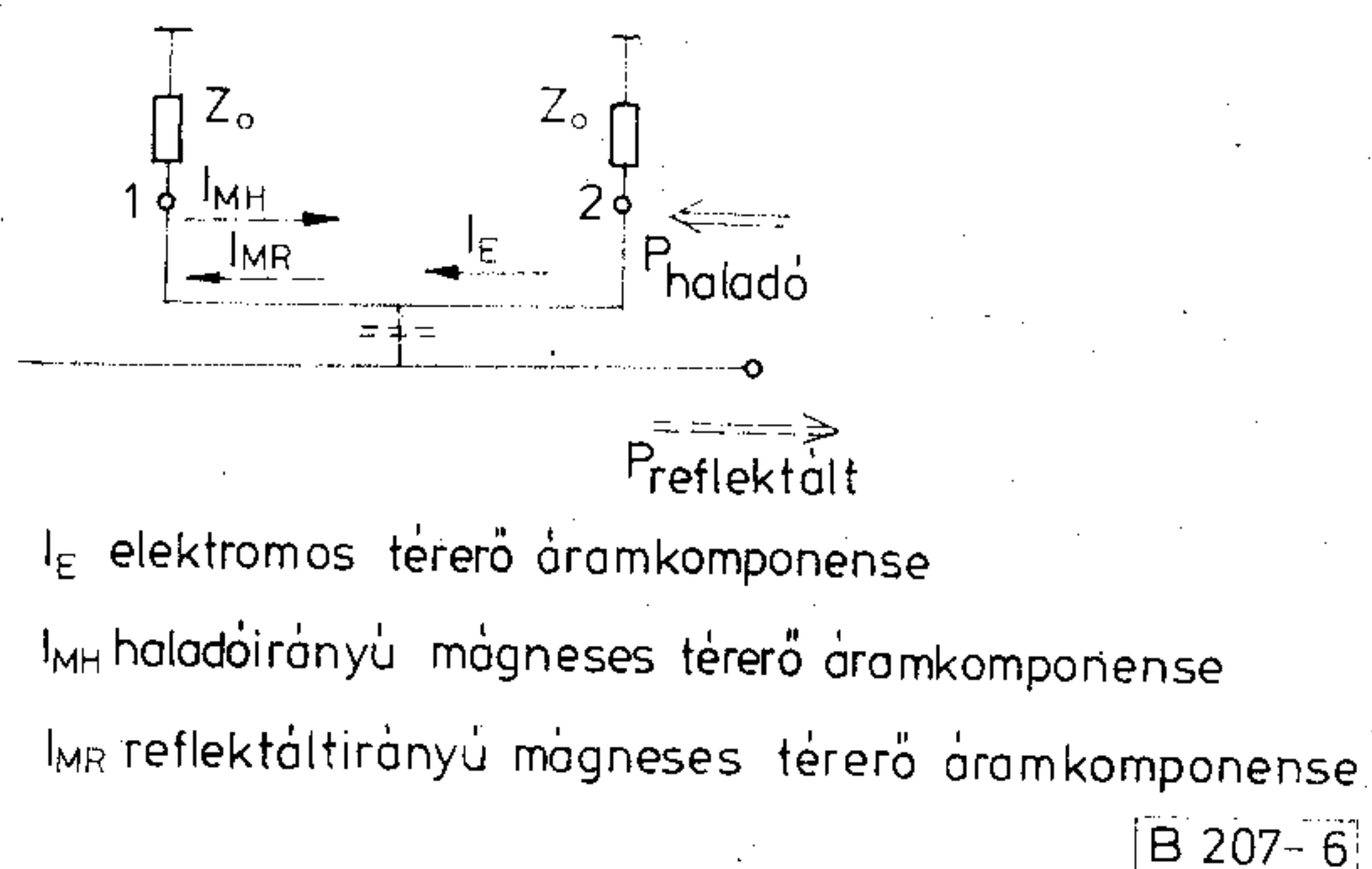
Az iránycsatolók egy speciális típusa a negyedhullámhosszúságú vagy másnéven 90° -elektromos hosszúságú 3 dB-es iránycsatoló vagy 3 dB-es „hybrid” (7. ábra).

Tulajdonságait a következőkben lehet összefoglalni:

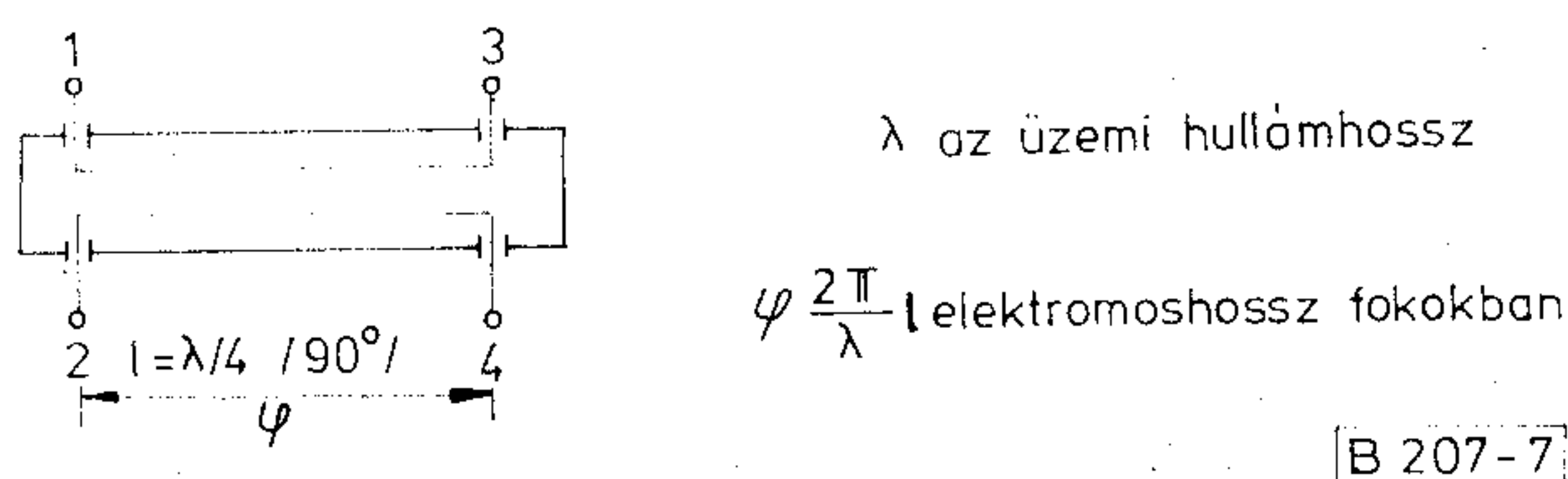
1. Az 1-es kapun beadott teljesítményt egyenlő arányban osztja szét a 2-es és 3-as kapu között. Innen a neve is, $\frac{P}{2} = -3$ dB a szintcsökkenés.

A 4-es kapu ilyenkor csatolásmentes.

2. Az 1-es kapu bemenőimpedanciája mindaddig Z_{01} , amíg a 2-es és 3-as kapuk lezárása tetszőleges, de azonos. Ilyenkor a reflektált teljesítmény a 4-es kapura jut.



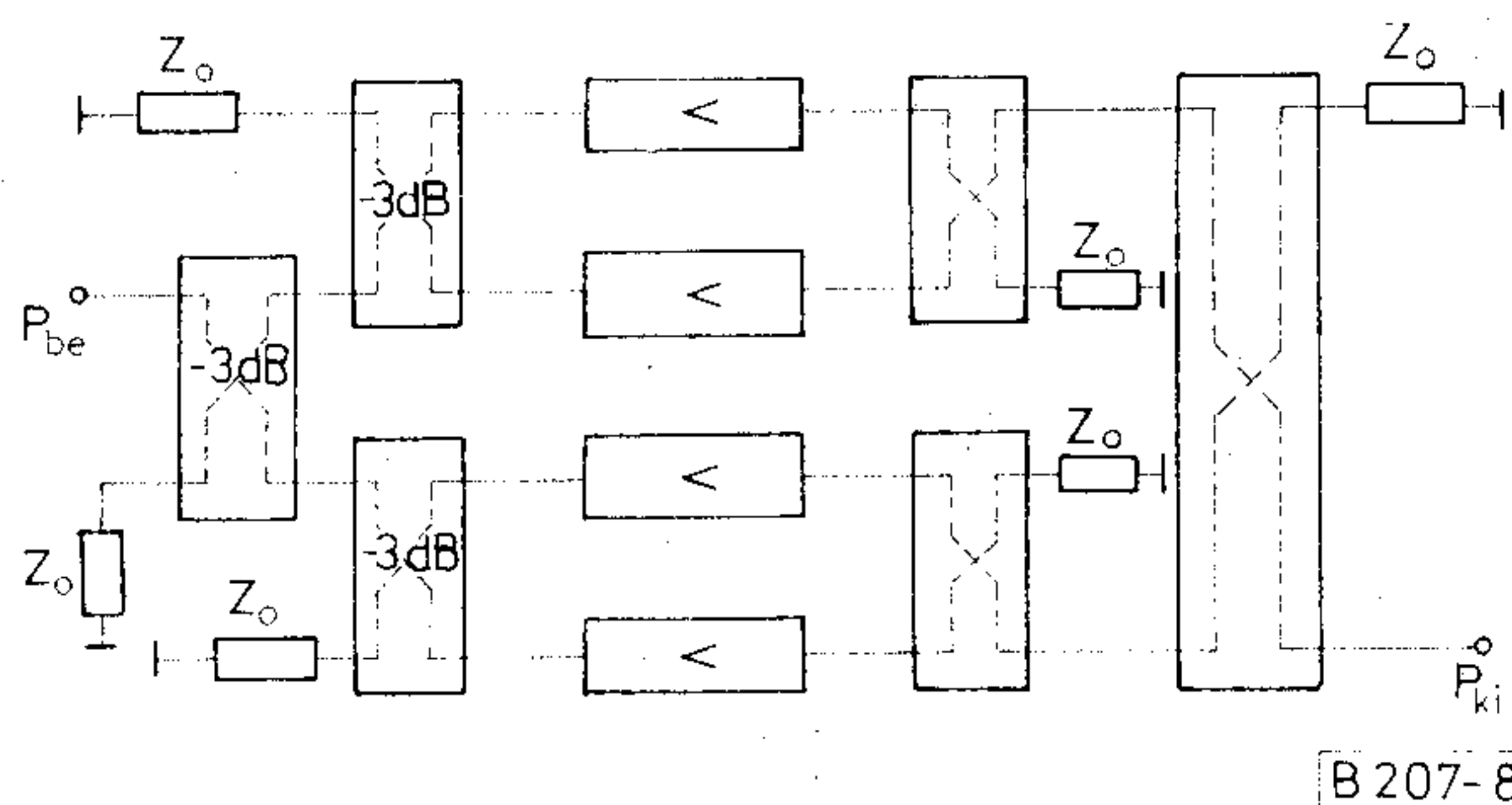
6. ábra. Az iránycsatoló segédvonalán átfolyó áramok vektorai



7. ábra. 90°-os 3 dB-es iránycsatoló elvi felépítése

Mivel a 3 dB-es iránycsatoló egy passzív reciprok invariáns hálózat, a fenti összefüggések természetesen érvényesek bármelyik bemenetre, továbbá nemcsak szétosztásra, de összegzésre is alkalmazható (8. ábra).

Ez a megoldás akkor alkalmazható célszerűen, ha egy nagyfrekvenciás erősítóből a szükséges teljesítmény nem vehető ki.



8. ábra. Tipikus elrendezés egy modulrendszerű nagyfrekvenciás erősítőre

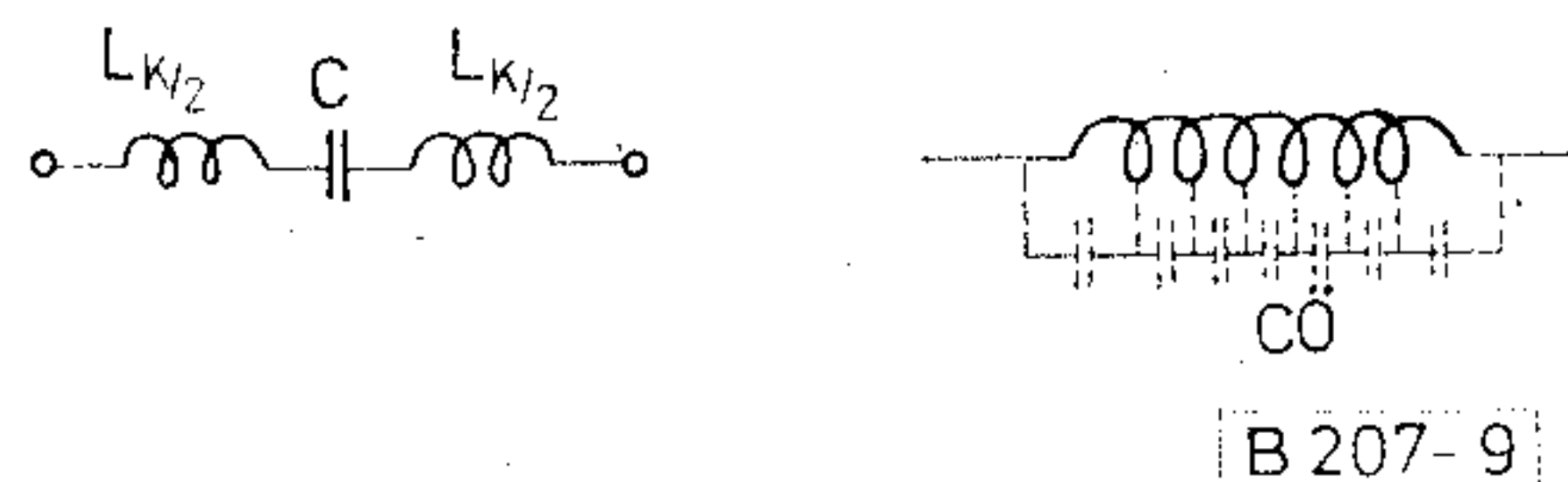
2. Elosztott paraméterű és koncentrált felépítésű építőelemek, L—C tagok viselkedésének összehasonlítása

A passzív reaktáns négypólusok L — C elemekből épülnek fel. Megvizsgálva a helyettesítő képüket (9a; 9b ábra).

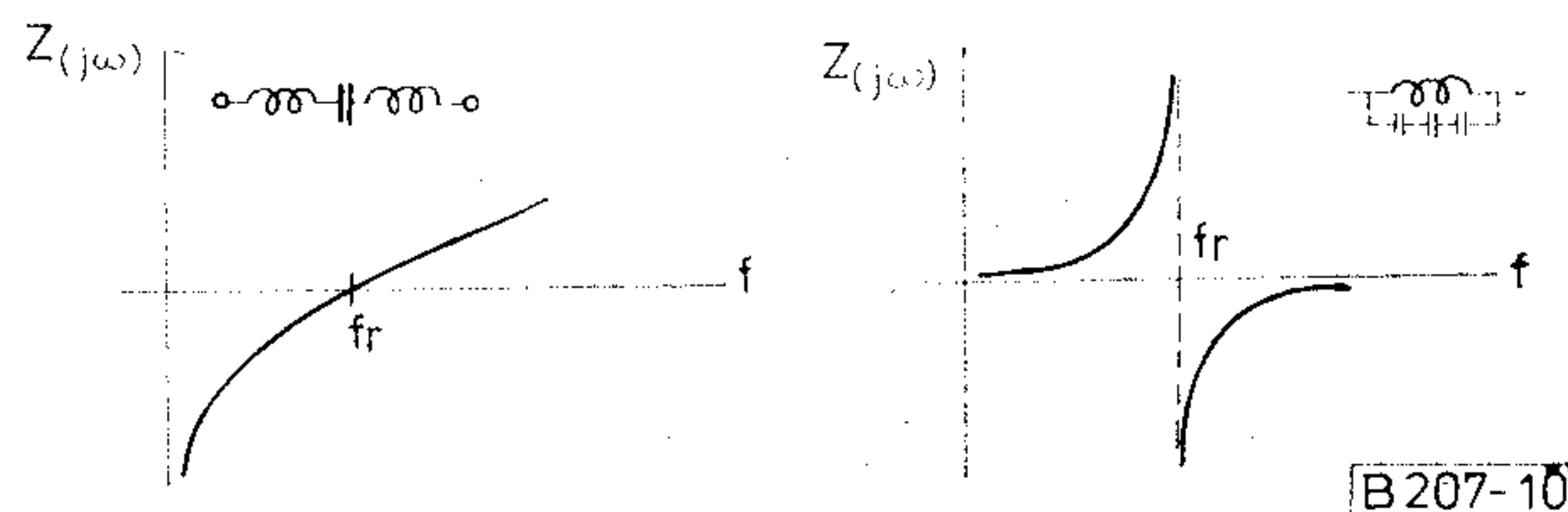
Az ábrából látható, hogy nem lehet megvalósítani tiszta kapacitív, ill. induktív reaktanciát. A parazita elemek zavaró hatása attól függ, hogy milyen frekvenciatartományban üzemel az illető elem, illetve mennyiségre elhanyagolható a parazita reaktancia hatása.

A valóságos L — C elemek impedanciájának frekvenciafüggősége látható a 10a; 10b ábrán.

A koncentrált L — C elemek csak egy bizonyos frekvenciatartományban tekinthetők konstans in-



9. ábra. Valóságos kapacitás és induktivitás helyettesítő képe az ohmos veszteség elhanyagolásával



10. ábra. Valóságos L — C elemek impedanciájának frekvenciafüggősége

duktivitásnak, ill. kapacitásnak, a rezonanciafrekvencia felé közeledve már messzemenően nem igaz. Felírható egy ekvivalens reaktancia, melyet Z_e -vel jelölve:

Kapacitás esetén

$$Z_{ec} = -j \frac{1 - \omega^2 L_k C}{\omega C}; \quad (3)$$

Induktivitás esetén

$$Z_{el} = j \frac{\omega L}{1 - \omega^2 L_{c0}}. \quad (4)$$

A (3) és (4) összefüggésben szereplő $\omega^2 LC \ll 1$ esetén visszkapjuk az ideális kapacitás és induktivitás frekvenciatartománybeli impedanciamenétét.

A fentiek figyelembevételével érdemes analógiát vonni a tápvonalcsomók mint reaktáns elemek és a koncentrált elemek impedanciamenete között.

Felírva egy Z_0 hullámellenállású tápvonal bemenő impedanciáját (a tápvonalat ideálisnak tekintve) a következő összefüggést kapjuk (4).

$$Z_{be} = Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_2 \tan \beta l}, \quad (5)$$

ahol:

Z_{be}	a tápvonal bemenőimpedanciája,
Z_2	a lezáróimpedancia,
Z_0	a tápvonal hullámimpedanciája,
$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$	a fázistényező,
λ	az üzemi hullámhossz,
l	a tápvonal hossza.

A reaktáns passzív áramkörökben általában tápvonal csomókat használnak rövidrezárt véggel a nagyfrekvenciás sugárzás megakadályozására és a konstrukció megkövetelte egyszerűség céljából.

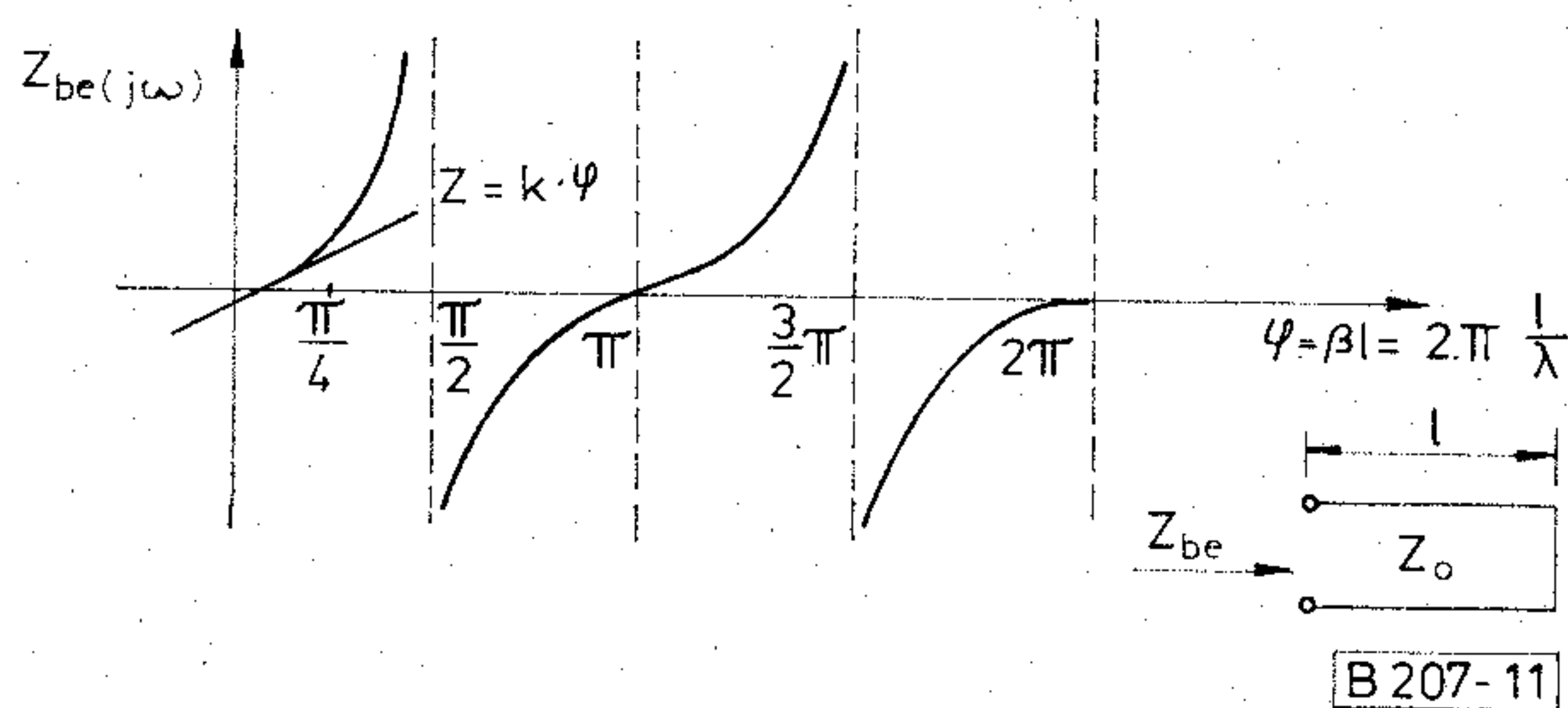
Az (5) összefüggés ez esetben a következőképp módosul. Mivel $Z_2 = 0$, így:

$$Z_{be} = jZ_0 \tan \beta l. \quad (6)$$

Ábrázolva a (6) egyenlet impedancia frekvencia karakterisztikáját, jellegre a 11. ábra ad felvilágosítást.

Az ábrából leolvasható tanulságok a következők:

a) tetszőleges kapacitív, ill. induktív reaktancia megvalósítható tápvonalakkal;



11. ábra. Végén rövidrezárt Z_0 hullámimpedanciájú tápvonal bemenő impedanciája az elektromos hossz (hullámhossz) függvényében

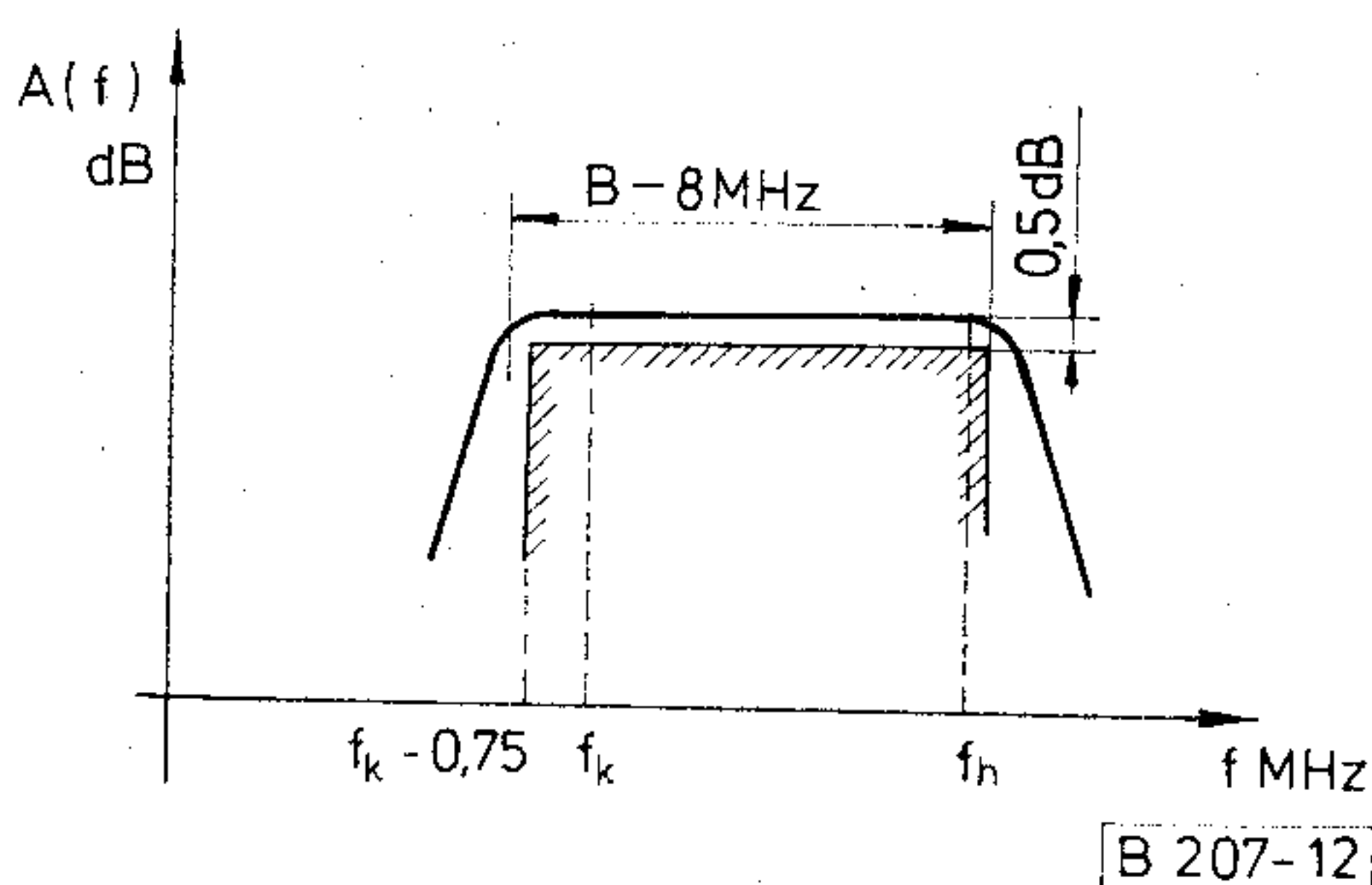
b) az impedancia tangens görbe mentén változik, így $\varphi < \frac{\pi}{4}$ elektromos tápvonalhossz tekinthető frekvenciafüggetlen kapacitásnak, ill. induktitásnak.

Összegezve a 10; 11. ábrát könnyen belátható, hogy bizonyos feltételek mellett a koncentrált reaktáns elemeknek megvan az elosztott paraméterű ekvivalense, egy előírt frekvenciatartományban jól kézbentarthatóan tervezhetők tápvonalakkal reaktáns négyfűzők.

3. Koncentrált és elosztott paraméterű sávszűrők

A nagyfrekvenciás technikában nem szokásos a Cauer vagy Csebisev típusú aluláteresztő szűrők transzformált változatait használni, mivel földfüggetlen induktivitásokat és kapacitásokat tartalmaz, és ezen elemek megvalósítása 100 MHz feletti frekvenciatartományokban rendkívül kis értékűk, továbbá a parazita elemek nagyfokú hatása miatt gyakorlatilag nem lehetséges.

A TV-technikában használatos sávszűrők átviteli karakterisztikája látható a 12. ábrán.



12. ábra. TV átjátszóberendezés RF sávzélességét meghatározó sávszűrő átviteli karakterisztikája

Mivel ezek a sávszűrők relatíve keskenysávúak, általában $B/f_k < 10\%$ alkalmazható a részleges póluskiemelés módszere. Ebben az esetben több — az előírások által meghatározott paraméterek teljesítése érdekében — rezonáns körből épül fel a szűrő, és a rezonáns körök között valamilyen tiszta reaktanciával történik a csatolás.

Elvi felépítés a 13. ábrán látható.

A gyakorlatban négy-öt rezonáns körnél többet általában nem alkalmaznak, mivel az áteresztő tartománybeli alapszűrés rohamosan nő, és ez jelentős teljesítményvesztést, illetve nagyobb RF teljesítményeknél nagyfokú disszipációt jelent.

Jelen cikknek nem célja a szűrőtervezés részletes ismertetése, az (1) irodalomban teljes részletességgel megtalálható. A főbb lépések sorrendben a következők:

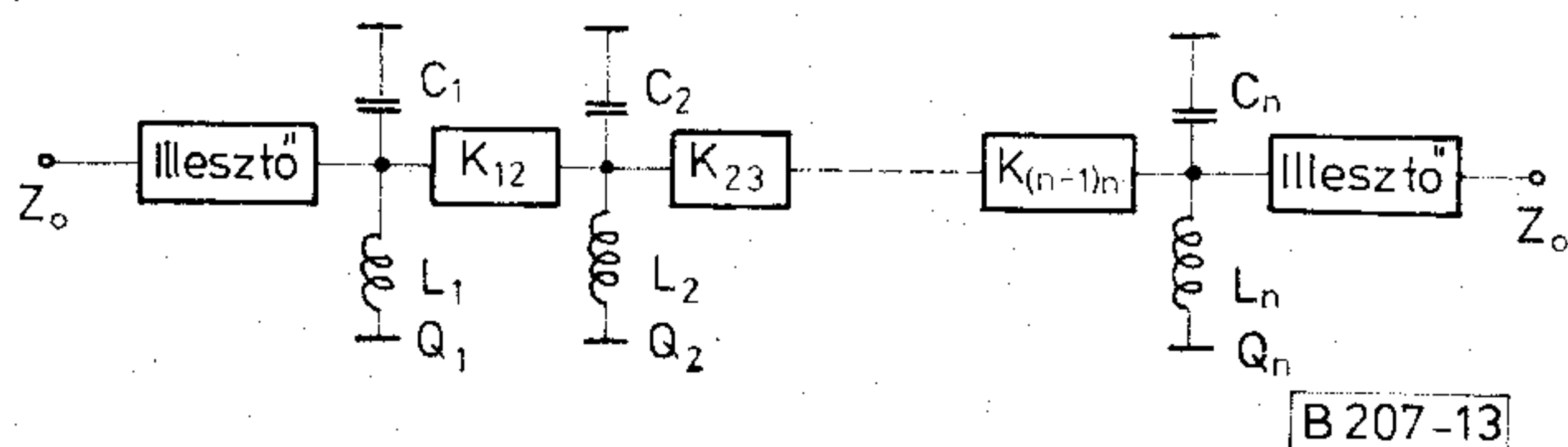
a) Az előírt szelektivitásgörbe alapján meghatározni a szűrő foksámát (a rezonáns körök számát);

b) Meghatározni a sávon belüli ingadozás, továbbá az elhangolás mértékéből az egyes rezgőkörök jósági tényezőjét. TV-technikában általában Z_0 lezárások között dolgozik a szűrő, így

$Q_1 = Q_n = Q$ $Q_2 \dots Q_{n-1} \gg Q$ feltétel általában teljesül;

c) Az előzőek ismeretében meghatározandó $k_{12}; k_{23}; \dots; k_{(n-1)n}$ értéke;

d) Megtervezendő a szükséges illesztőhálózat.



13. ábra. Csatlott sávszűrő elvi felépítése

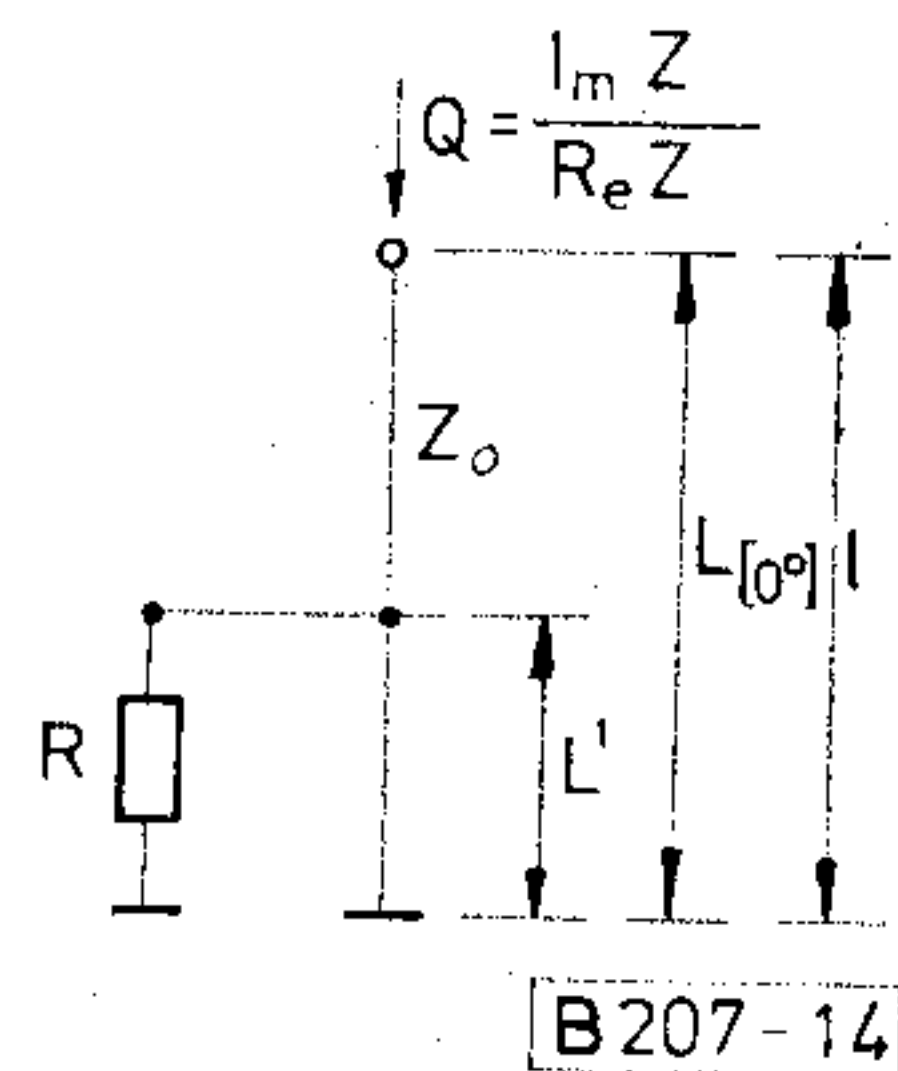
A fentiek ismeretében realizálható a szűrő. Az $f < 100$ MHz frekvenciákon általában koncentrált elemekkel (a hosszú tápvonalak miatt), míg $100 < f < 860$ MHz frekvenciákon elosztott paraméterű tápvonalak segítségével realizálhatók a sávszűrők.

Itt szeretnék foglalkozni a tápvonalas illesztőhálózattal, annak is az egyik legegyszerűbb formájával, a galvanikus becsatlakozás módszerével.

A 14. ábrán látható elrendezésben egy Z_0 hullámellenállású tápvonalra csatlakozunk az R lezáróellenállással.

A tápvonal hossza L elektromos fokban értendő, ugyanis

$$L_{(\text{rad})} = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} l. \quad (7)$$



14. ábra. R ellenállással terhelt Z_0 hullámimpedanciájú tápvonal jósági tényezőjének meghatározásához alkalmas jelölések

A Z_0 hullámellenállású tápvonal L' szakaszára csatlakozunk az R ellenállással. Meghatározandó ilyenkor a tápvonal bemenetén mérhető $R_c Z$, ill. $I_m Z$ impedancia, melyek ismeretében a jósági tényező (Q) értéke. A következőkben közölt diagramok egy részletes számítógépes elemzés eredményei, ahol a Q előírt értékéből meghatározható L' nagysága $\frac{L'}{L}$, illetve $\frac{R}{Z_0}$ normalizált értékekben (15. ábra).

A tápvonal elektromos és geometriai hossza közötti összefüggés (7) segítségével a konstrukció által megkövetelt geometriai hosszából a rezgőköri jóság Q ismeretében L'/L értéke, illetve a tápvonalat terhelő kapacitás nagysága meghatározható.

A tápvonalelméletből ismert összefüggés szerint a végén rövidrezárt, kapacitással terhelte tápvonal rezonanciafrekvenciája ott van, ahol a kapacitív, illetve a tápvonal bemenőimpedanciájának összege nulla. Vagyis:

$$jZ_0 \tan \beta L - \frac{1}{j\omega C} = 0. \quad (8)$$

Rendezve az összefüggést, megkapható belőle a tervezésre alkalmas formula az ismeretlen terhelőkapacitás meghatározása.

$$C = \frac{1}{\omega Z_0 \tan \beta L}. \quad (9)$$

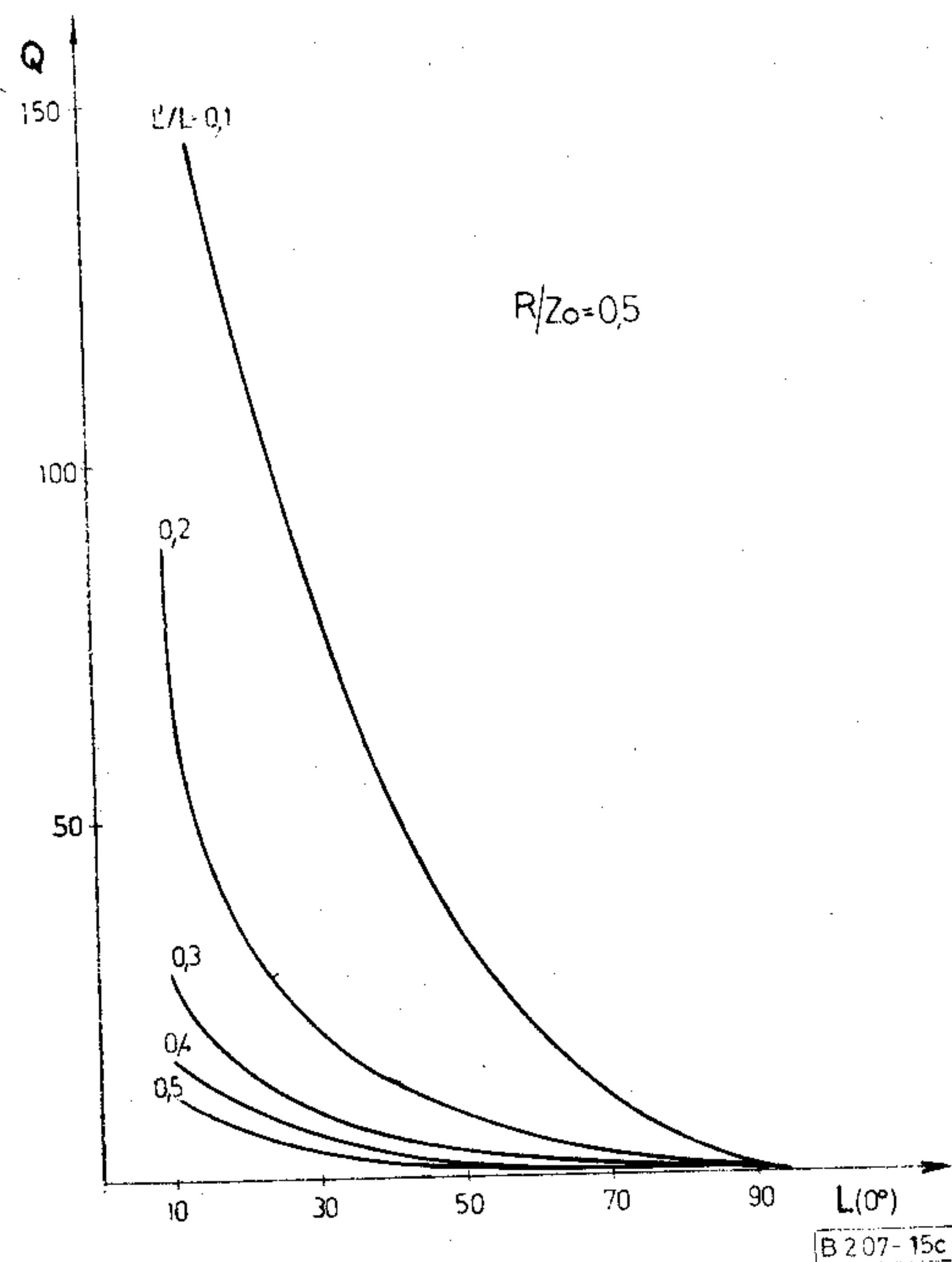
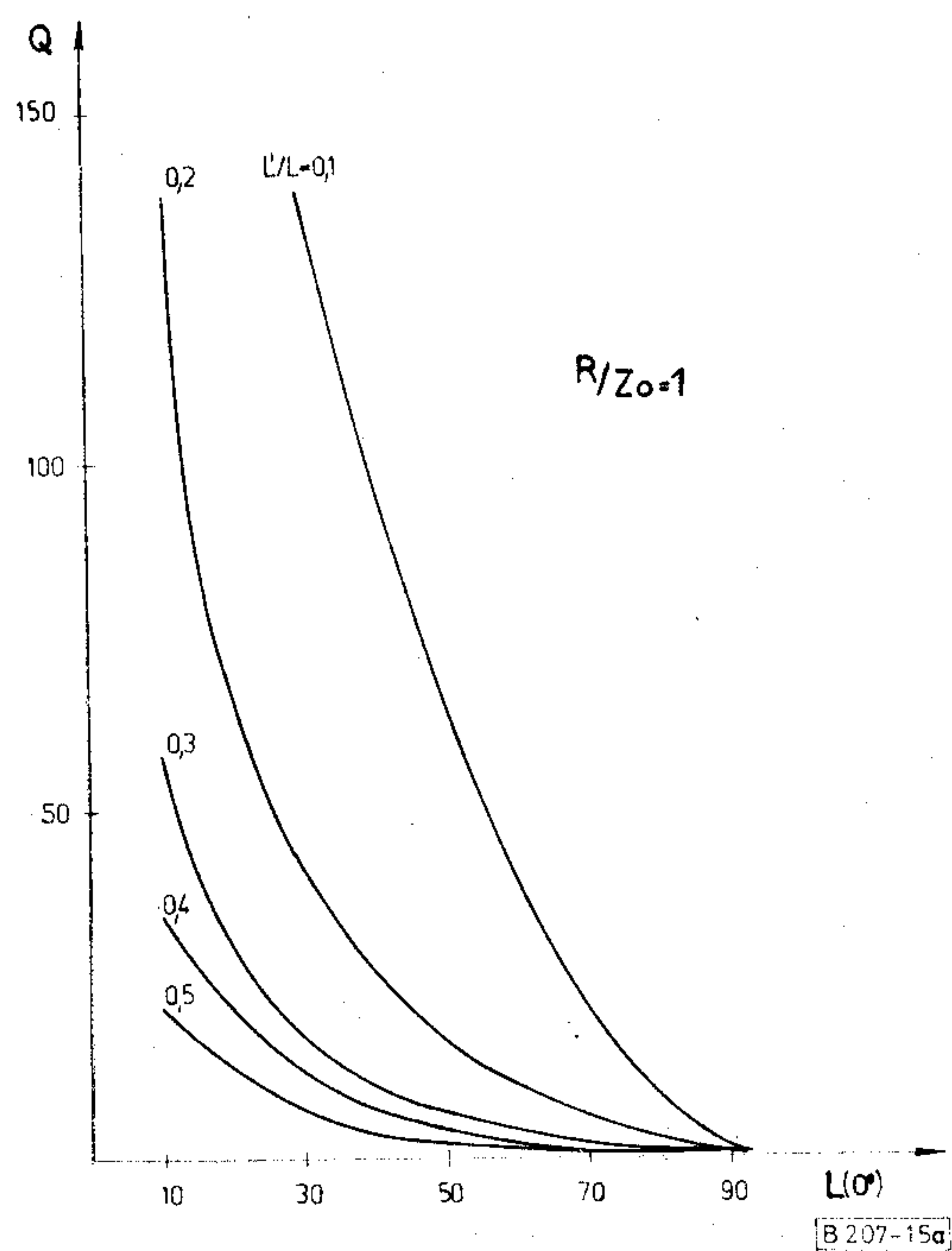
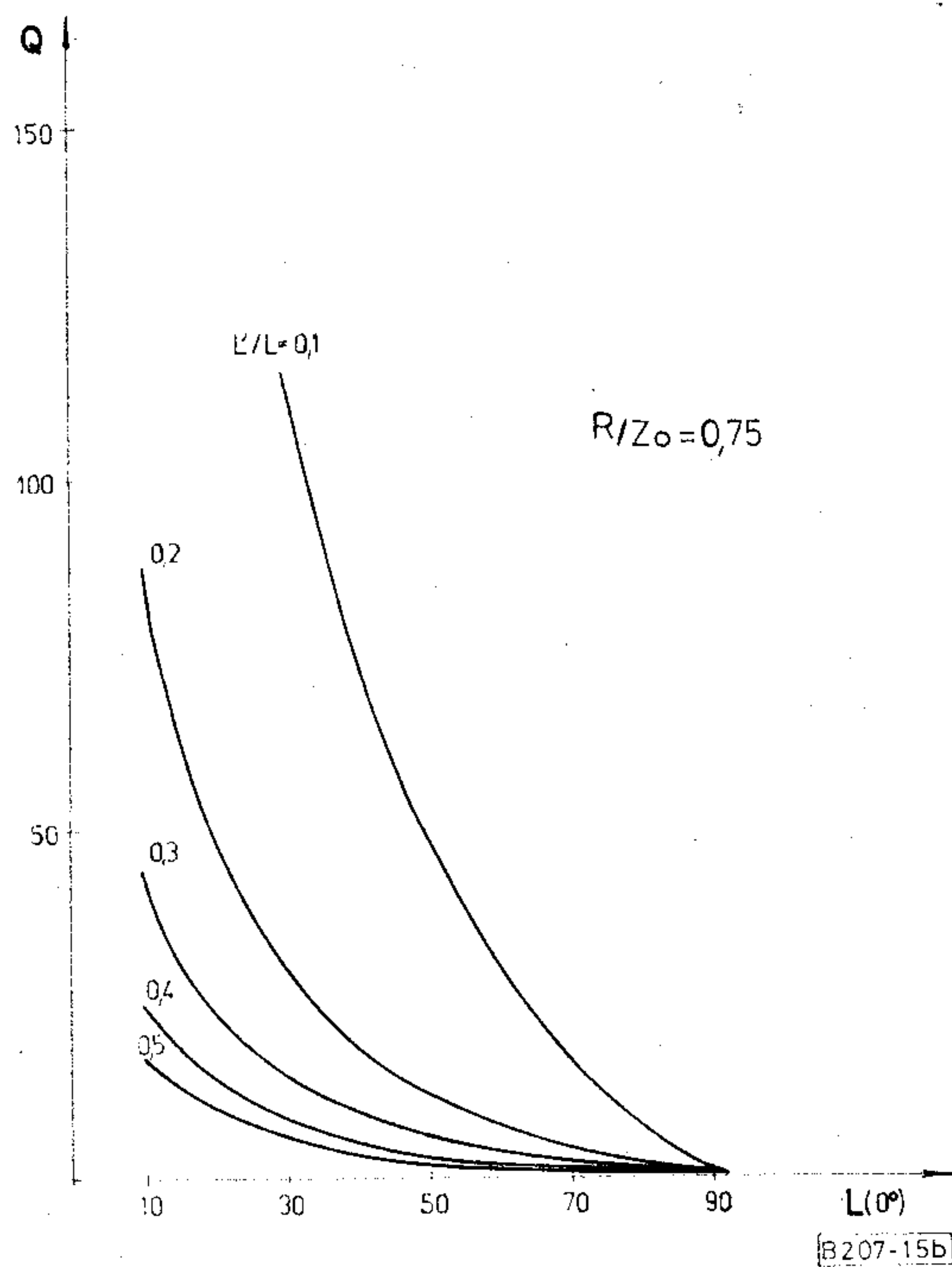
A (9) összefüggés segítségével megtervezhető a sáv-szűrő terhelte rezgőköre. Szükséges még az egyes rezgőkörök közötti csatolási tényezőt realizáló reaktáns elemek meghatározása.

A TV-adó- és -vételtechnikában használatos sáv-szűrők relatív kis sáv szélessége miatt az áteresztő

sávban a csatolási tényezőt frekvenciafüggetlennek tekinthetjük, nagyobb frekvenciatartományban azonban ez a közelítés nem áll fenn. Ugyanis

$$k_{ij} = f(\omega). \quad (10)$$

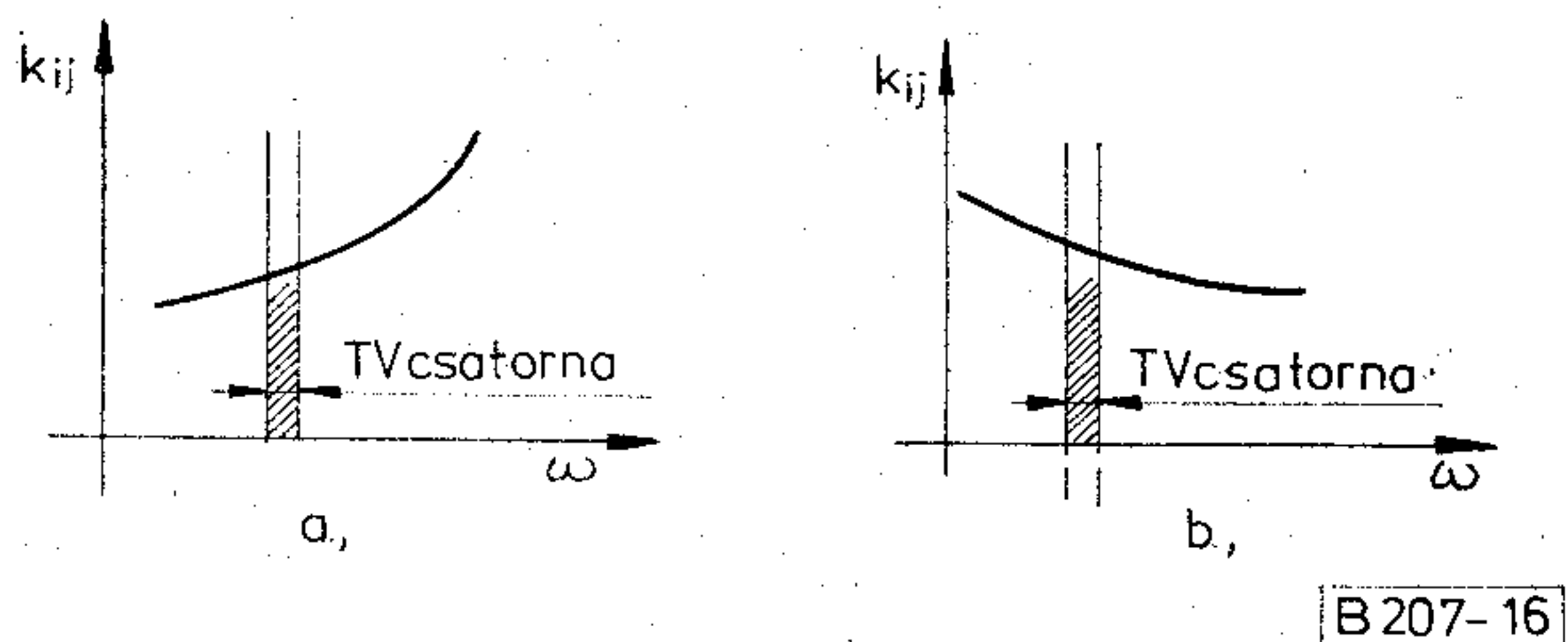
A frekvenciafüggőség jellege függ a csatolási tényezők megvalósításának áramkörüi megoldásától. A 16a; 16b ábrán látható a kétfajta jelleg. Elvileg készíthetők magasabb fokú csatoló áramkörök, ame-



15. ábra. Diagram a tápvonal elektromos hossza és jósági tényezője közötti összefüggéshez (a; b; c)

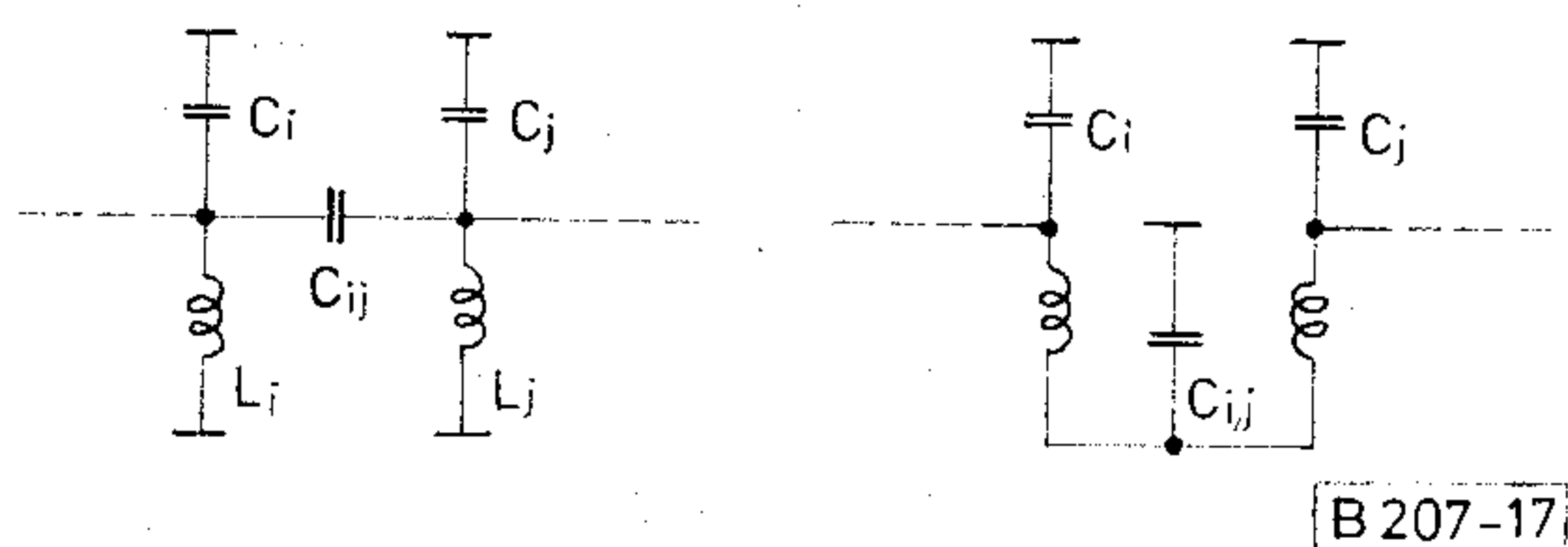
lyek biztosítják a frekvenciafüggetlenséget, gyakorlatban ezeket a megoldásokat egyes speciális esetektől eltekintve komplikáltságuk miatt nem használják.

Célszerűbb olyan konstrukciós megoldást választani, hogy megtartva az egyszerű csatoló reaktanciákat változtatva alakítsunk ki az egyes rezonáns körök között a frekvencia növekedtével emelkedő, ill. csökkenő jellegű csatolási tényezőt biztosító áramköröket. Jellemző példa egy a frekvenciával arányosan növekvő csatolási tényezőt biztosító csatoló áramkörre a felső kapacitív, míg a frekvenciával arányosan csökkenő csatolási tényezőt biztosító csatoló áramkörre az alsó kapacitív csatoló áramkör 17a; 17b ábra.



16. ábra. Csatolási tényező frekvenciafüggősége

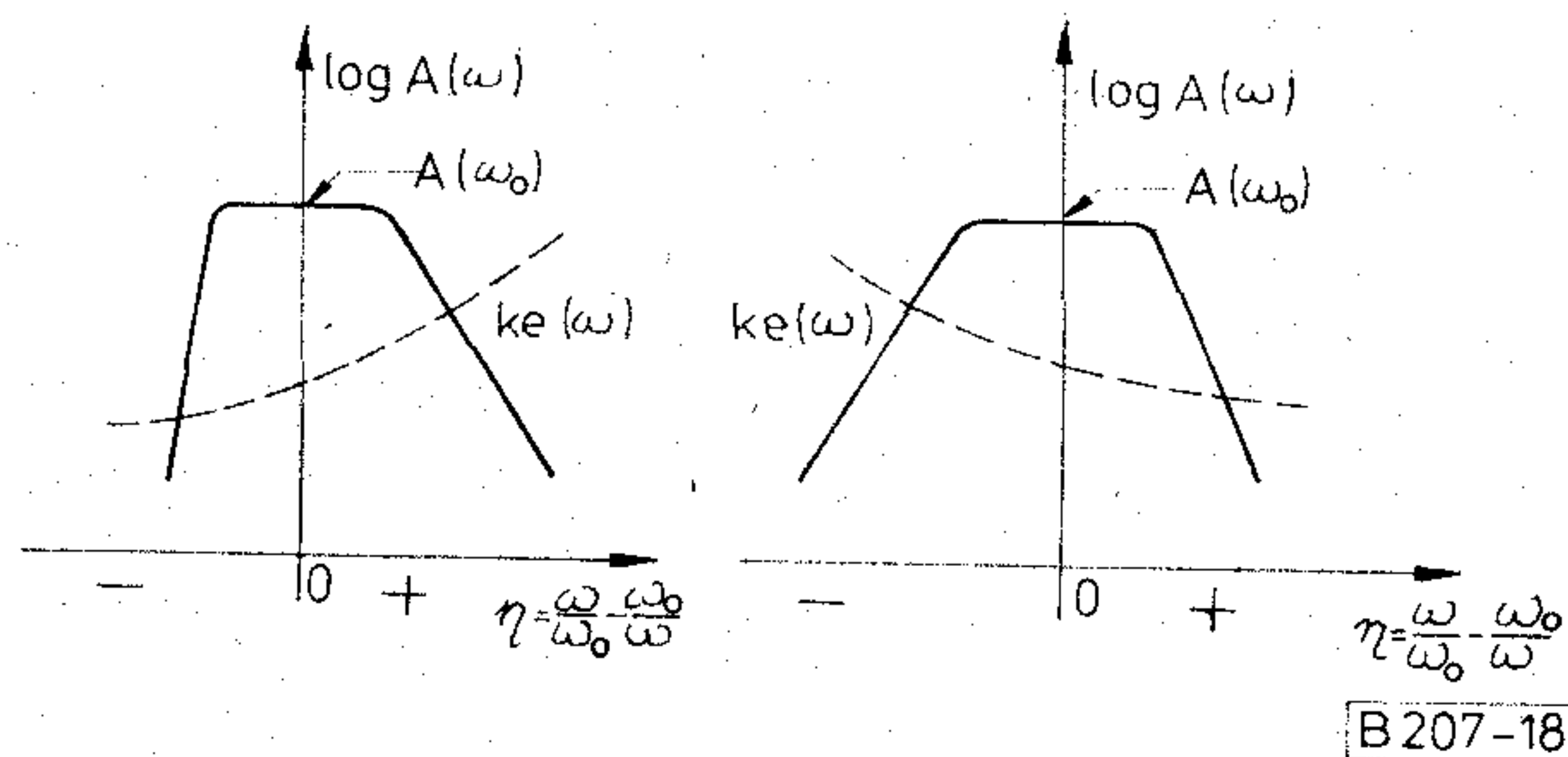
A fentiekből levonható az a következtetés, hogy ha a szűrő fokszáma páros (2; 4; 6 rezonáns kört tartalmaz), akkor a csatolóáramkörök száma páratlan, így bármilyen kombinációban építjük be a csatolóáramköröket, eredőben vagy a frekvenciával növekvő vagy csökkenő csatolási tényezőt kapunk. Ez azt eredményezi, hogy a szűrő oldalmeredeksége az elhangolás mértékében a sávközépi frekvenciához képest nem lesz szimmetrikus. A 18a; 18b ábrán látható a kétféle lehetséges jelleggörbe.



17. ábra. A frekvenciával arányosan növekvő, ill. csökkenő csatolási tényezőt megvalósító áramkörök

Tovább folytatva a gondolatmenetet önként adódik, hogy ha a szűrő fokszáma páratlan (3; 5; 7), akkor a csatolóáramkörök száma páros, így megfelelő kombinációval nagymértékben kompenzálható a csatolási tényező frekvenciafüggősége, így a szűrő oldalmeredeksége azonos az átviteli sáv alatti és feletti frekvenciatartományokban (19. ábra).

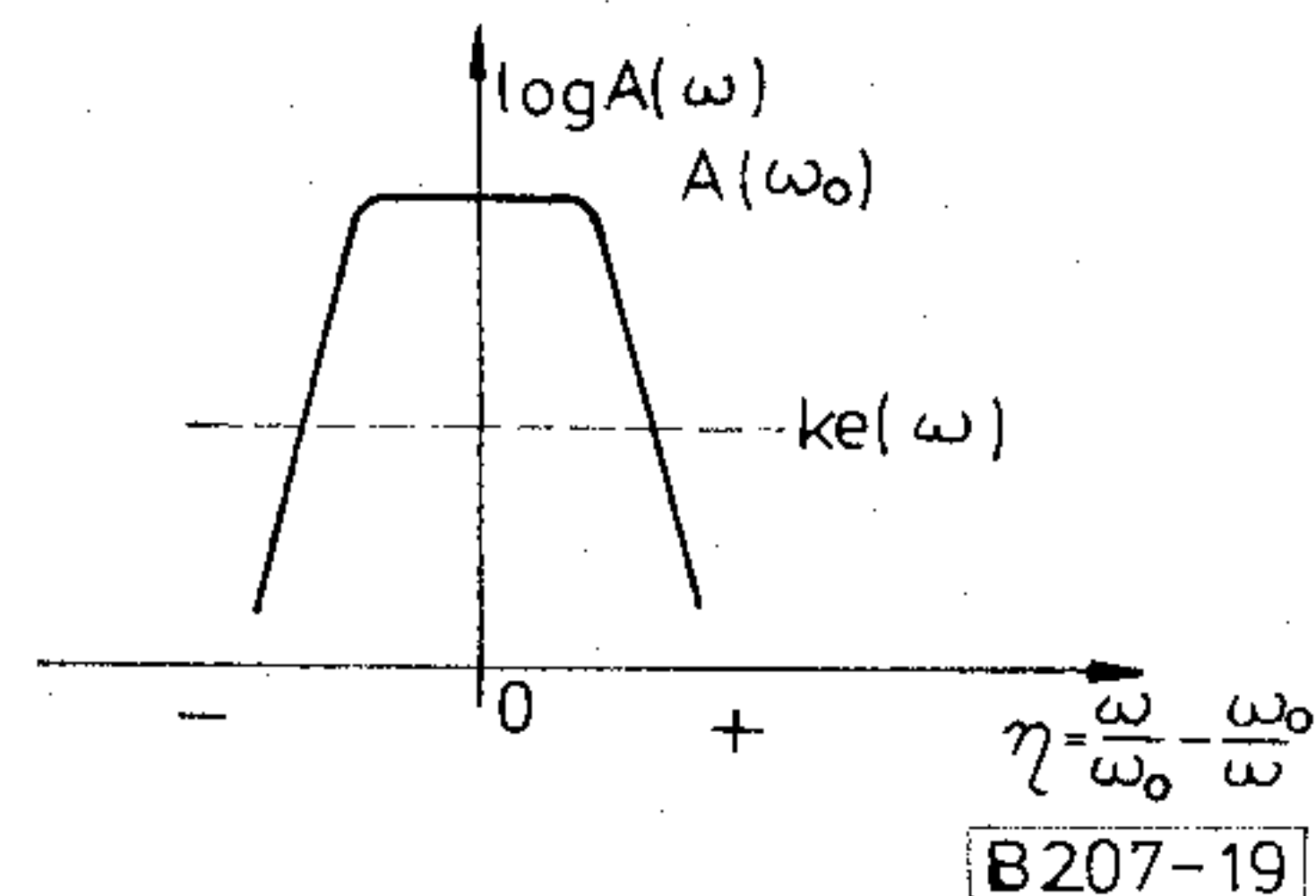
A 20. ábrán látható egy TV III. sávra készült sávszűrő levett fedőlapokkal a hangolókapacitások felül, míg a 21. ábrán ugyanez a szűrő a be- és kicatlakozás oldaláról nézve.



18. ábra. A szűrő oldalmeredekségének változása a csatolási tényező jellegének függvényében

Néhány jellemző adata a szűrőnek:

frekvenciatartomány: 175–230 MHz (TV III. sáv);
sávszélesség: 8 MHz/–0,5 dB pontok között;
zárócsillapítás: –30 dB $f_k - 6,5$ MHz,
–30 dB $f_h + 6,5$ MHz;
áteresztő
sávi csillapítás: $\leq 0,6$ dB,
áteresztő sávi reflexió: $\leq 5\%$,
rákapcsolható
RF-teljesítmény: 100 W szinkronos TV-jel,
méretek: $200 \times 120 \times 60$ mm.



19. ábra. Azonos oldalmeredekséggel rendelkező páratlan foksámú szűrő

A 22. ábrán egy TV III. sávra készült sávszűrő látható, amely a TV-átjátszó bemenőfokozatában nyer alkalmazást.

A 23. ábrán egy tipikus koncentrált elemekből felépített sávszűrő látható. A TV II. sávra készült szintén TV-átjátszó bemenőszűrőnek. Megfigyelhető, hogy ebben a sávban (73–100 MHz) jól kézben tarthatóan megvalósíthatók az induktív elemek és kiválóan alkalmazhatók a kereskedelemben kapható állítható kapacitások.

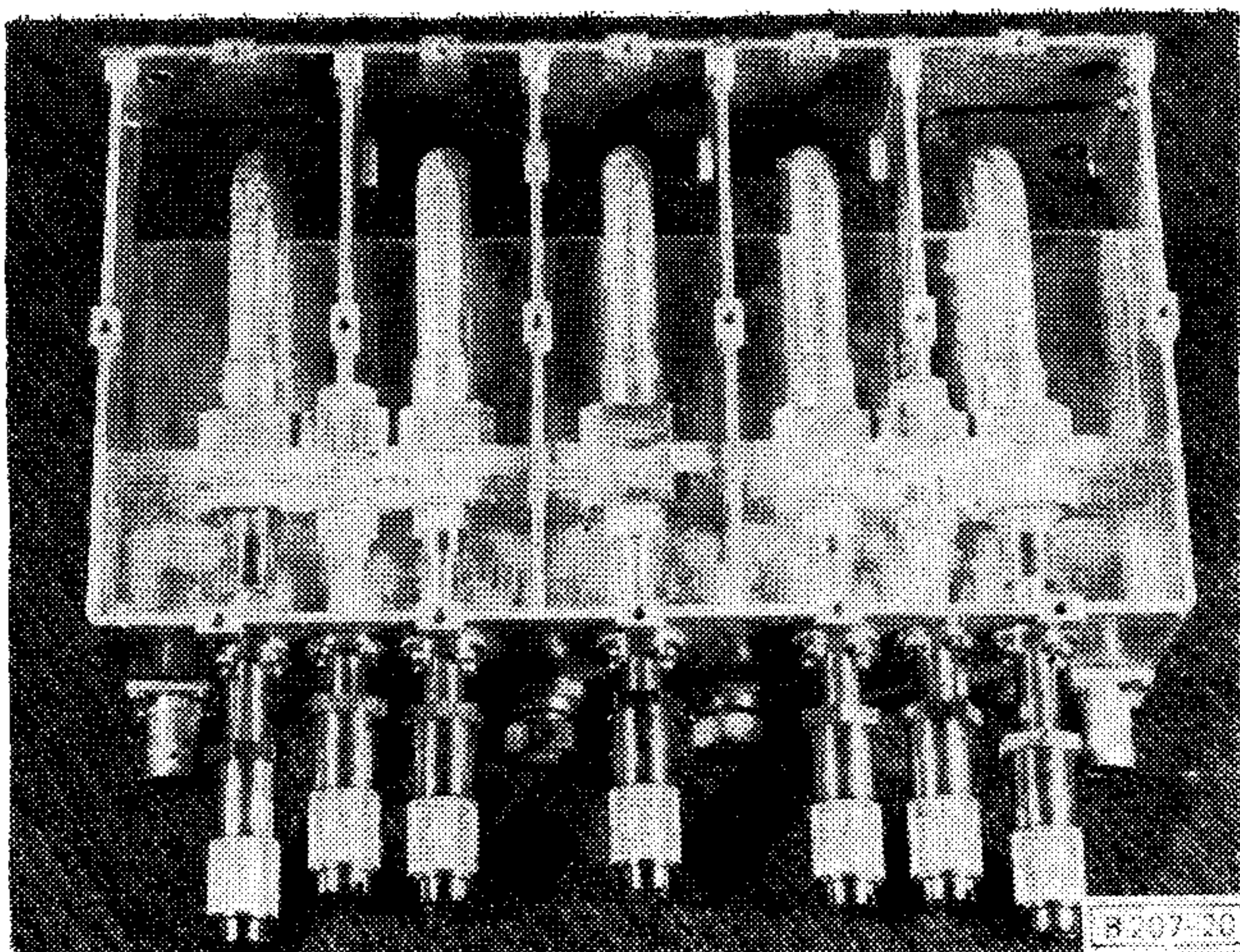
Íránycsatolók:

a) 3 dB-es 90°-os (hybrid)

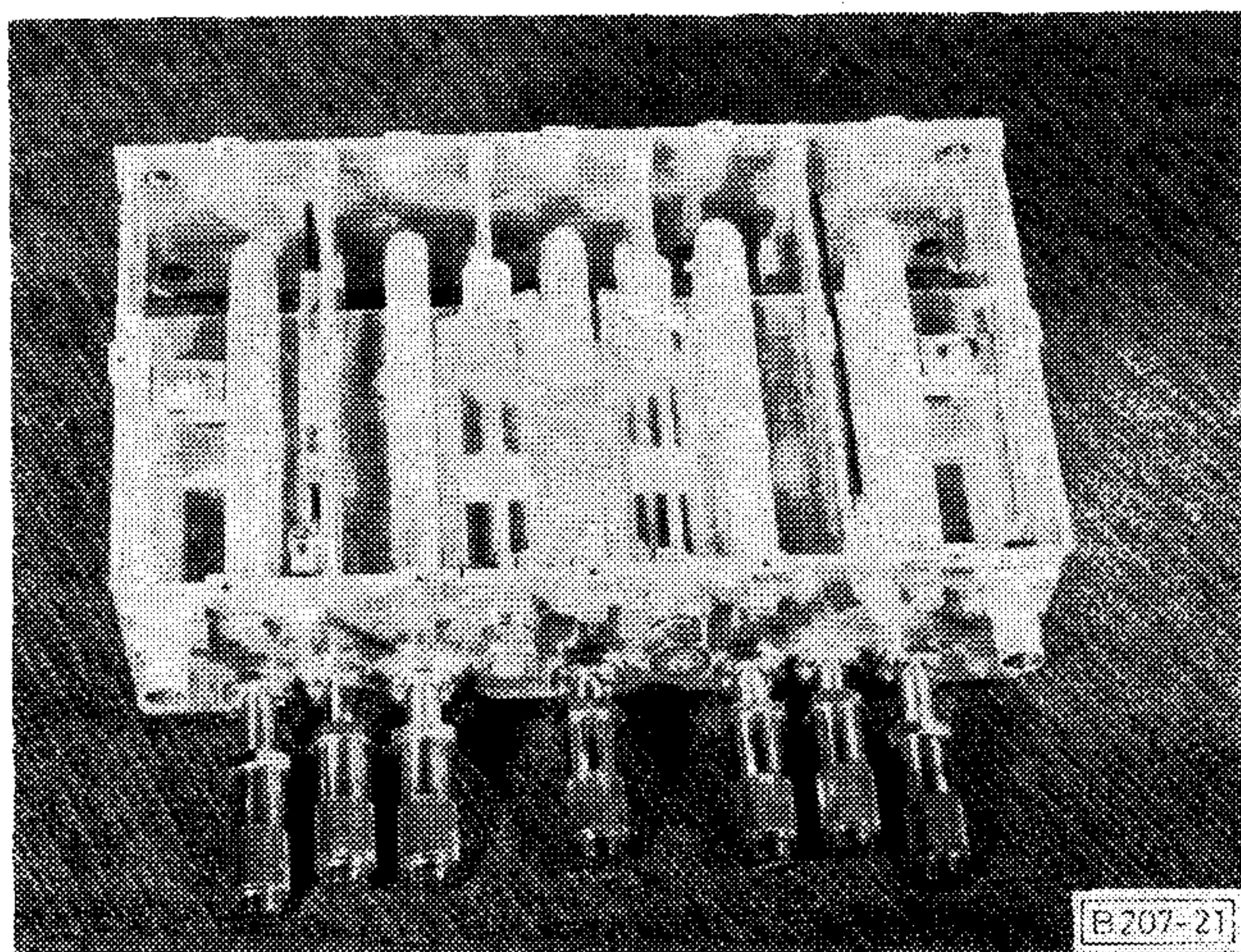
Az 1-es pontban általánosságban jellemzett 3 dB-es íránycsatolóról, méretezési módszereiről szeretnék néhány alapvető szempontot ismertetni (részletesen) (2).

A 7. ábra alapján írható, hogy az egyes kapukra jutó feszültség

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|^2 = \frac{C^2 \cdot \sin^2 \Theta}{1 - C^2 \cdot \cos^2 \Theta}, \quad (11)$$



20. ábra. TV III. sávi sávszűrő a hangolókapacitások felőli oldala



21. ábra. TV III. sávi sávszűrő a becsatlakozások felőli oldala

$$\left| \frac{U_3}{U_1} \right|^2 = \frac{1 - C^2}{1 - C^2 \cdot \cos^2 \theta} \quad (12)$$

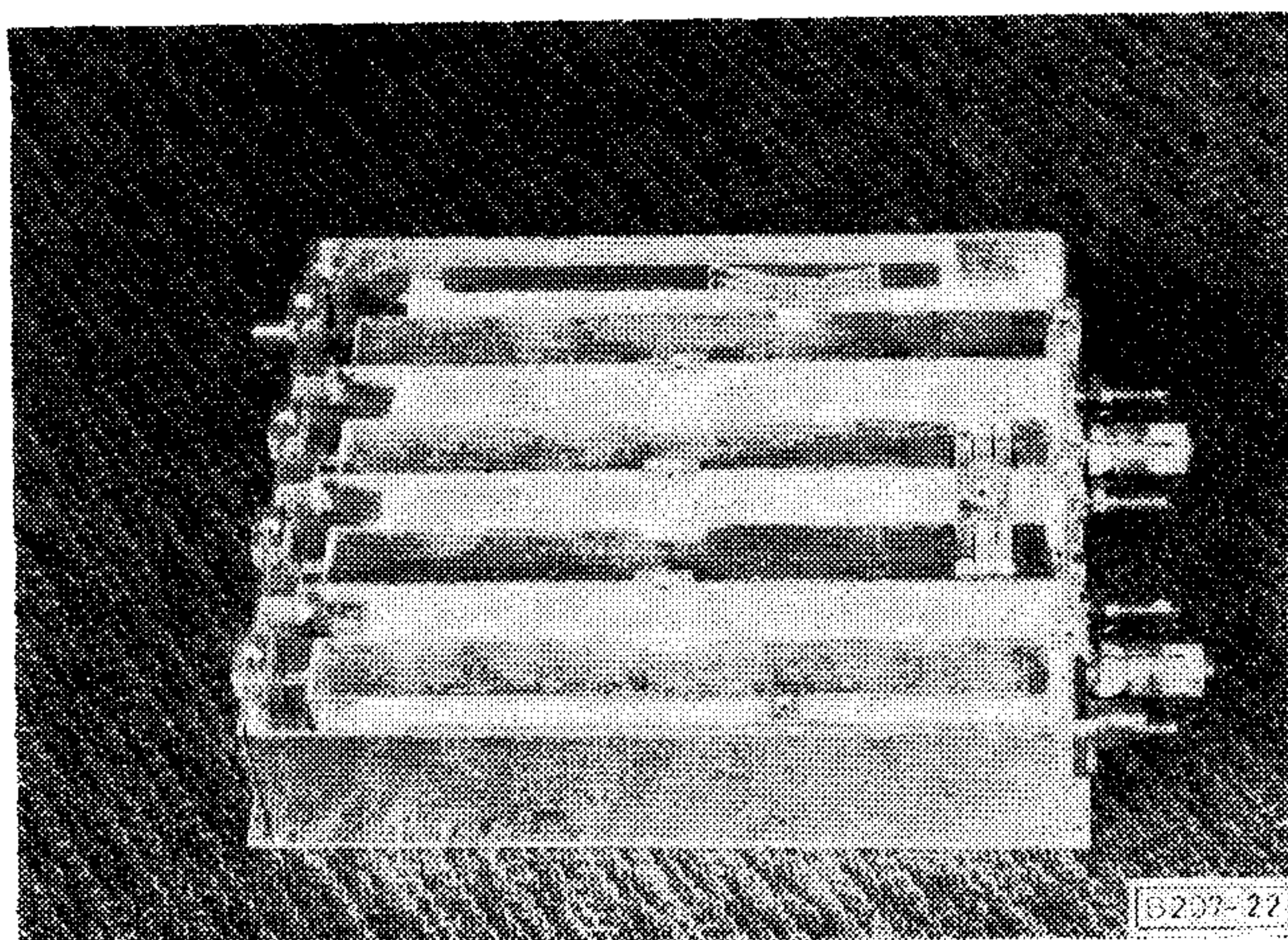
Ismerve a kezdeti feltételt, hogy a két átlós kapura (2; 3) jutó teljesítmény egyenlő, a (11); (12) egyenlet egybevetésével kapható, hogy

$$C = \frac{1}{(3 \text{ dB})\sqrt{2}} \quad (13)$$

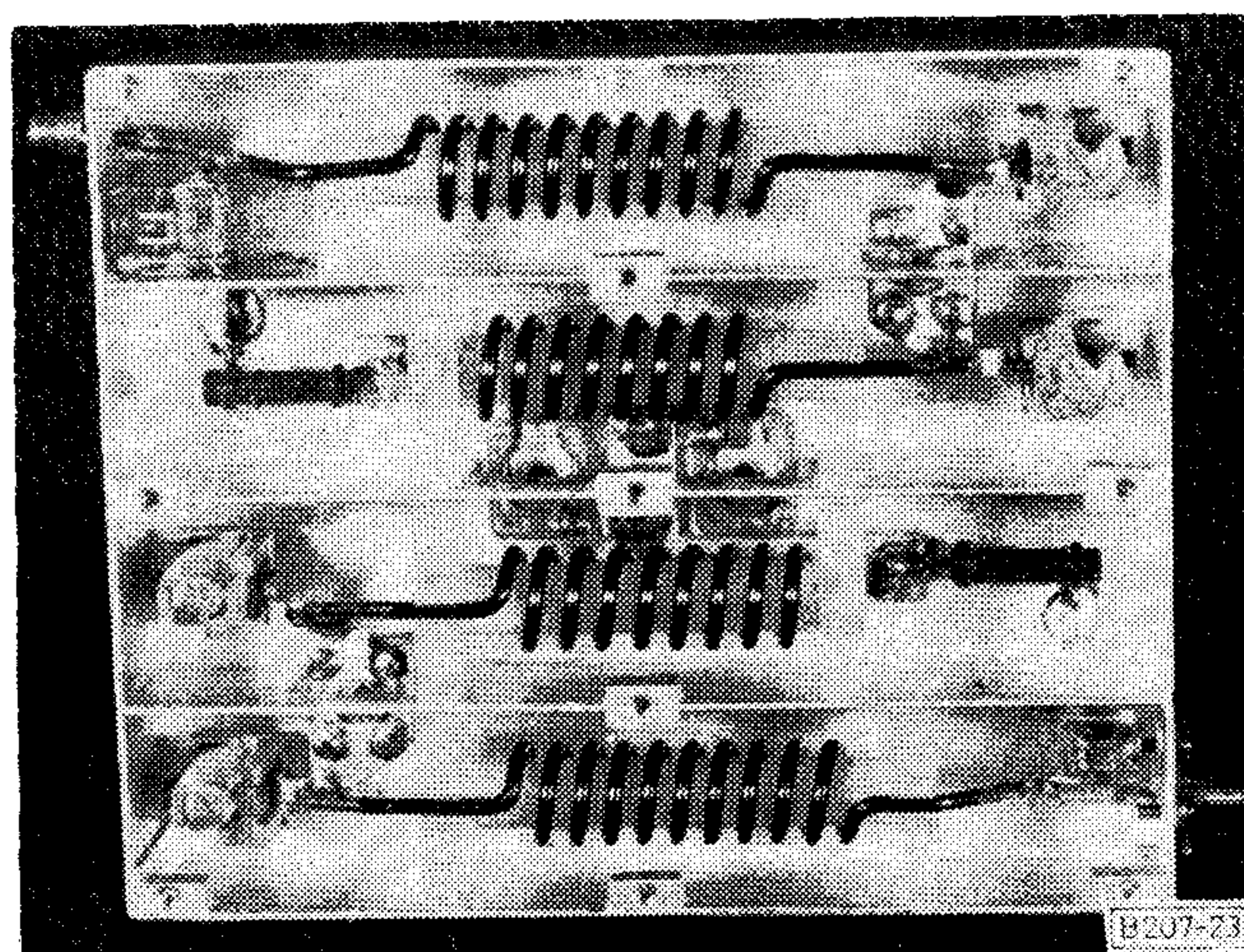
Ilyenkor az egyes kapukon megjelenő feszültség a 24. ábrán látható.

Az ω_a és ω_f határfrekvenciákat ΔU mértéke definiálja. Szélesebb sávú megoldást akkor kapunk, ha a sávközépen nem az ideális 3 dB-es elosztást valósítjuk meg, hanem ennél kisebbet. Ugyanazon ΔU hiba esetén a sáv szélesség jóval nagyobb, mint maximálisan lapos közelítés esetén (25. ábra).

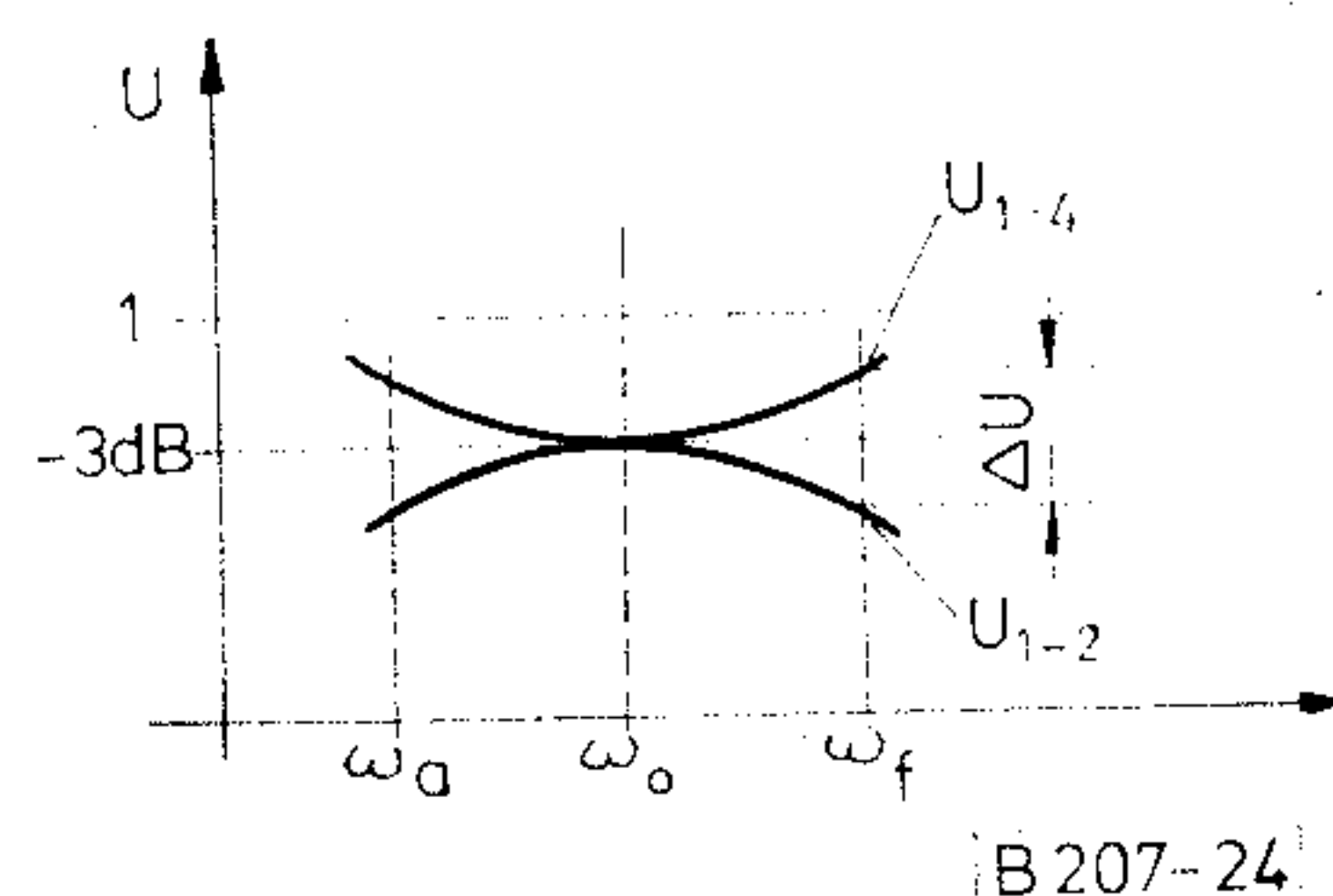
Ezzel a módszerrel $\pm$ néhány tized dB-es hibával nagyjából egy oktávnyi sáv szélesség érhető el. Egy oktávnál nagyobb sáv szélesség esetén több különbözőképpen csatolt $\lambda/4$ hullámhosszú vonal láncba kapcsolása szükséges. Az ilyen konstrukciók tár-



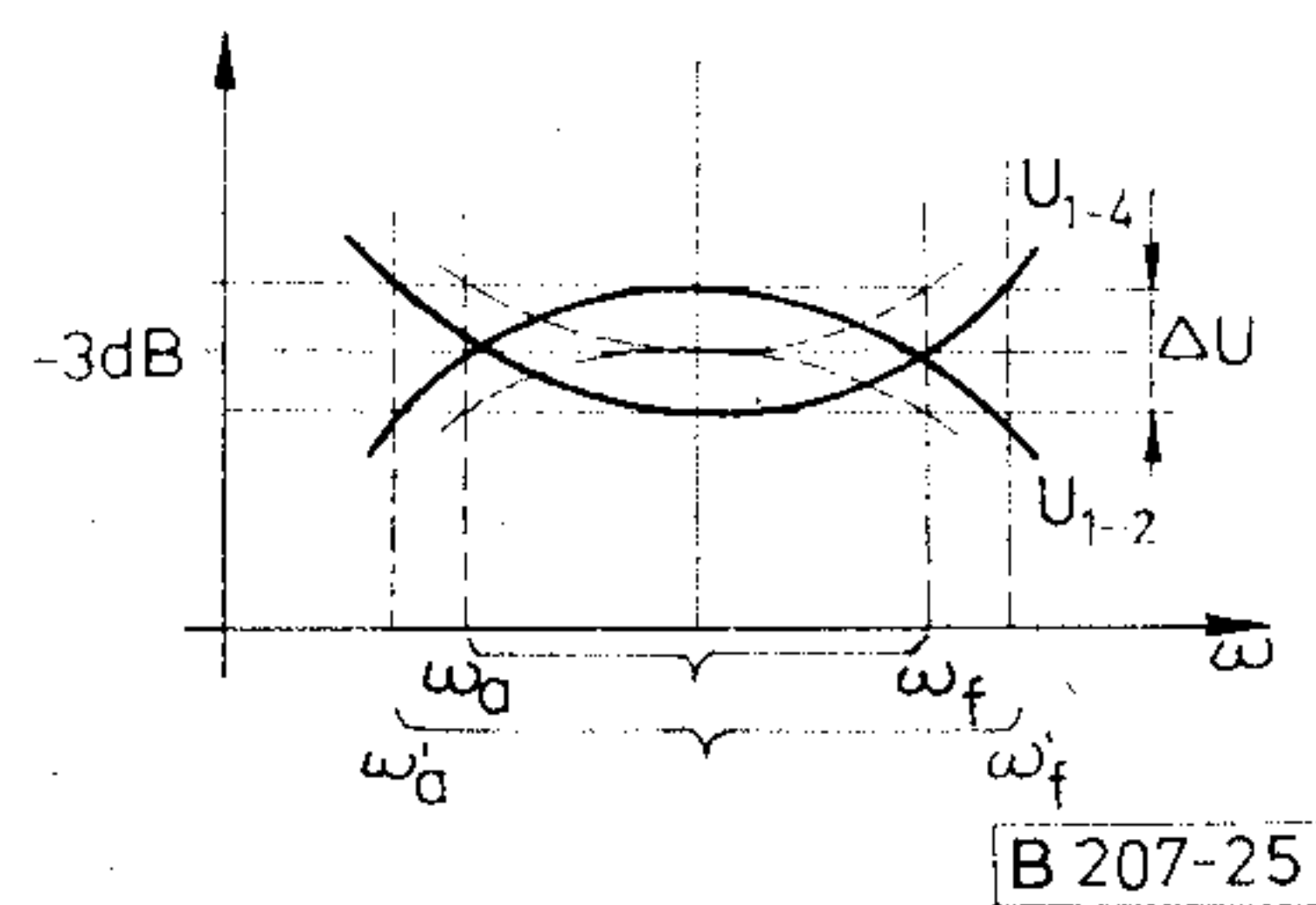
22. ábra. TV III. sávi kis teljesítményű sávszűrő



23. ábra. TV II. sávi koncentrált elemekből felépített kis teljesítményű sávszűrő



24. ábra. A 3 dB-es hybrid kapuin levő feszültségek



25. ábra. 3 dB-es hybrid kapuira jutó feszültségek Csebisev jellegű közelítés esetén

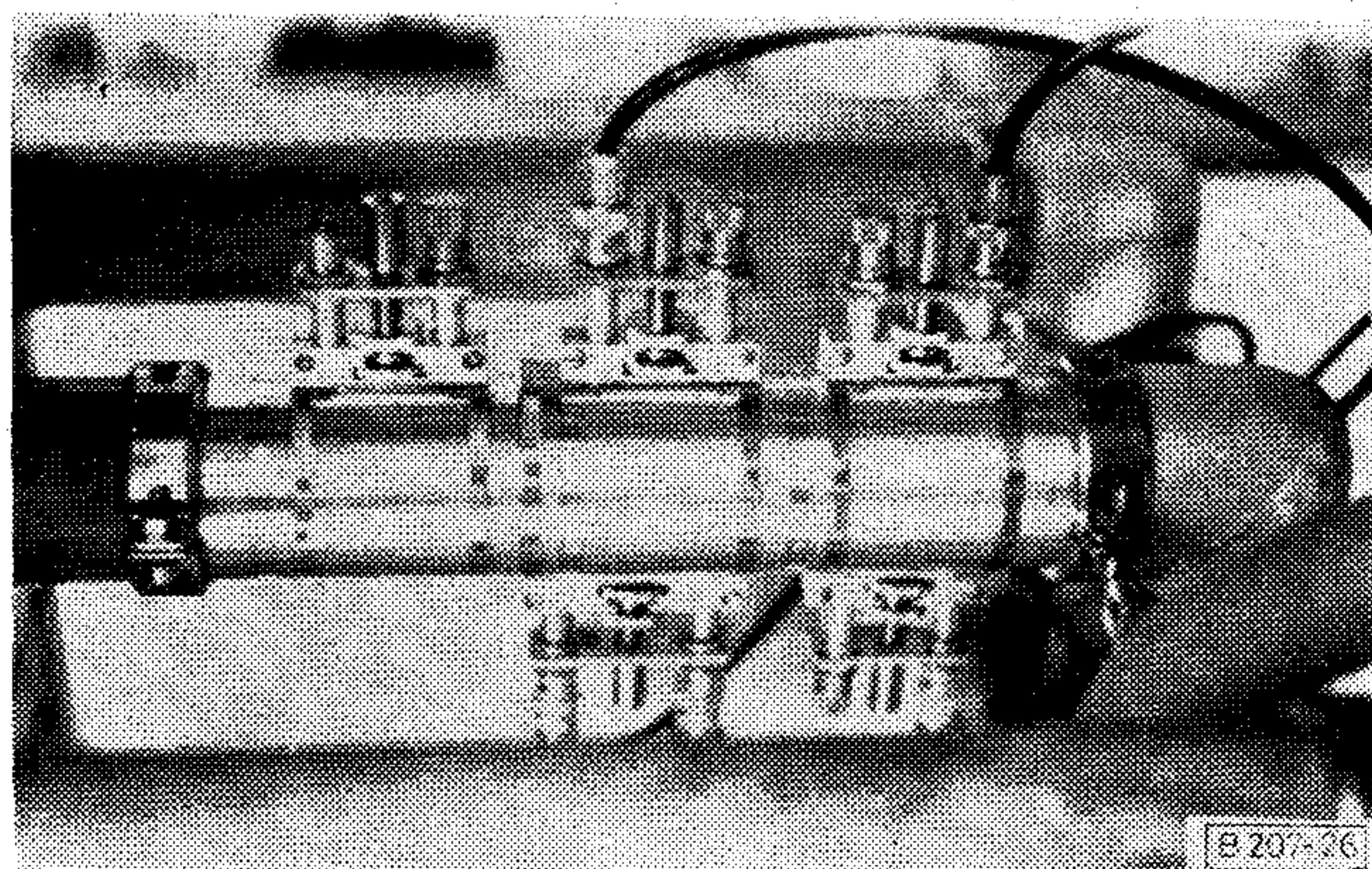
gyalása lényegesen meghaladja a cikk kereteit, a (2), (3) irodalomban részletes analízis található.

b) Tetszőleges kicsatolású iránycsatoló

A (11) összefüggésben szereplő $\frac{(U_2)}{(U_1)}$ viszonyt meghatározó „C” konstans segítségével méretezhető az iránycsatoló „ Θ ” elektromos hossz rögzítése esetén (általában $\Theta \ll 90^\circ$).

Ezek az iránycsatolók többnyire állítható kivitelek, ugyanis célszerűnek bizonyult a kicsatolt szint bizonyos tartománybeli szabályozása, ezáltal elkerülhető a nagyfrekvenciás koaxiális potenciométer használata, ami stabilitás és ár szempontból nem elhanyagolható tényező. Jellegzetes iránycsatoló elrendezés látható a 26. ábrán, ahol a haladó és reflektált teljesítménnyel arányos szint csatolható ki. Ez egyértelműen látható az iránycsatolóknak a tápvonalra való felerősítésükből.

A cikk egy általános ismertetést próbált adni a koaxiális technika ez irányú, kissé idegennek tekintett területéről, és reméljük, hogy adott esetben a konstruktőrnek, illetve tervezőnek hasznos ismereteket is szolgáltat.



26. ábra. Iránycsatolók elhelyezkedése a tápvonalon

I R O D A L O M

- [1] *Meinke*: Rádiótechnikai kézikönyv 1964
- [2] *Microwave filters*: 1964
- [3] *Dr. Jachimovits*: Elosztott paraméterű passzív hálózatok mátrixanalízise.
- [4] *Dr. Istvánffy*: Tápvonalak, antennák, hullámterjedés.

Átfémezett furatok forraszthatóságának vizsgálati módszereivel kapcsolatos tapasztalatok

RÁDAI SÁNDORNÉ
BHG

A kétoldalán folírozott, átfémezett furatú nyomtatott huzalozású lemezek a furatokban leválasztott fém minősége a lemezek forraszthatósága szempontjából igen lényeges tényező. A furatokban leválasztott fémréteg esetleges hiányossága, vagy a fémbevonaton levő technológiai szennyeződések hátrányosan befolyásolják a forraszthatóságot és a szerelt nyomtatott áramköri lemezek megbízhatóságát. A galvanikus rétegleválasztás tapasztalataink szerint nem egyenletes a lemez minden részén. A rétegvastagság különbözőségét az elektrolit fajtája, minősége, a fürdőben kialakuló áramsűrűségi viszonyok és a leválasztási folyamat egyéb körülményei befolyásolják. Általában a rétegvastagság csökkenése tapasztalható a lemez szélétől a lemez közepe felé és a lyuk szélétől a lyuk közepe felé.

A furatokban leválasztott fémbevonat minősége többféle módon vizsgálható:

- optikai módszerekkel: pl. speciális mikroszkóppal a repedések jól felismerhetők,
- csiszolat készítéssel csak egy adott keresztmetszetben vizsgálható a rétegvastagság,
- betaszópos eljárás a levált réteg együttes vastagságának méréséhez használható,
- furatellenállás mérés csak a fémréteg összvastagságára enged következtetni (nem mutatja ki azonban az esetleges szennyeződést)
- forraszthatóság vizsgálata egyaránt alkalmas a megfelelő bevonat és esetleges szennyeződés jelenlétének kimutatására, ezért eredménye perdöntő, mert a leglényegesebb információt nyújtja.

A fenti módszerek közül jelen cikkünkben elsősorban a forraszthatóság vizsgálatával és a furatellenállás mérésével kívánunk foglalkozni.

FORRASZTHATÓSÁGI VIZSGÁLATOK

Az átfémezett furatok kialakításának elsőrendű célja, hogy segítségükkel egy jól átforrasztott kötés alakuljon ki a nyomtatott huzalozású lemez két felülete között. A nyomtatott huzalozású lemezek forraszthatóságának vizsgálatára elterjedten alkalmazott eljárás az MSZ 8888/18 3. pontjában leírt módszer. Ez a hullámónozást utánozza úgy, hogy az olvadt forra-

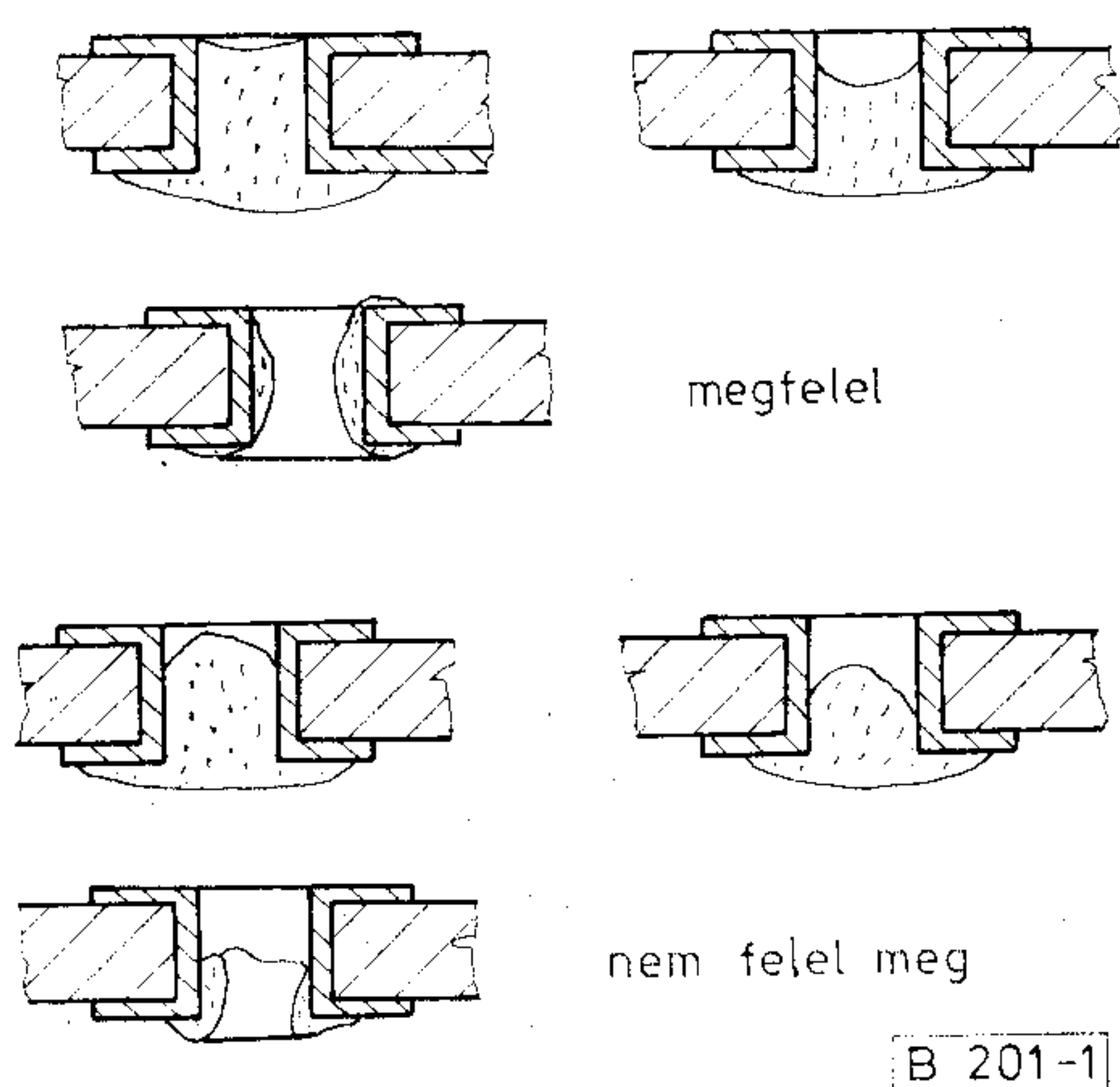
szon átvezeti a vizsgálati mintát, majd csiszolat alapján ellenőrzi a furatok nedvesedését. A módszer hátránya, hogy az értékelés szubjektív és roncsolásos is egyúttal, a csiszolat elkészítése pedig nagyon munkaigényes.

Az 1. ábrán látható csiszolat-képek egyben a minősítés szempontjait is tartalmazzák.

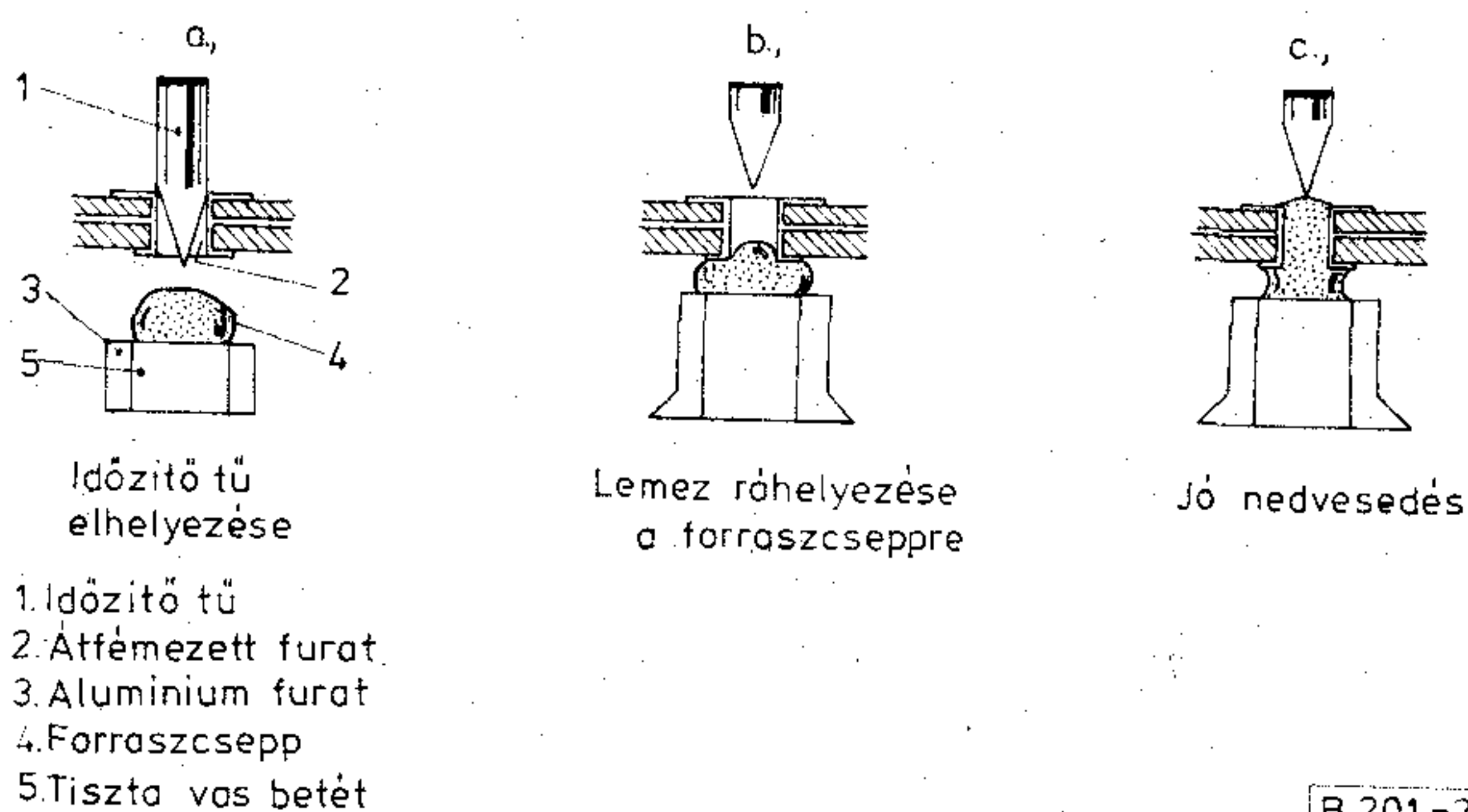
Ismertek ennél korszerűbb módszerek is. Egy ilyen speciális eljárás lényege, hogy egy a furatátmérőnek és lemezvastagságnak megfelelő súlyú forraszpogácsát megolvasztva, adott sebességgel a furat alsó élével érintkezésbe hozunk és mérjük azt az időt, amely alatt a forrasz a furat falát nedvesítve a lemez felső oldalán megjelenik. Az időmérést egy jelző tű vezérli, amely a forraszsal érintkezve az időmérő rendszert kikapcsolja. A módszer előnye, hogy időt mér, így nem szubjektív (2. ábra).

A fenti módszert tanulmányozva alakítottuk ki a BHG Fejlesztési Intézet Gyártmányvizsgáló Osztályán azt a berendezést, amellyel az elmúlt időszakban számos gyakorlati tapasztalatot sikerült szerezni.

A vizsgálatok igazolták, hogy a nedvesítési idő függ a furatban levált fémbevonat milyenségétől, a forrasz hőmérsékletétől és az alkalmazott folyasztozsertől. Számos vizsgálatot végeztünk az általunk készített berendezés alkalmazhatóságának megállapítására.



1. ábra. Furatok csiszolati képe



2. ábra. A nedvesedési idő mérésének elve

A vizsgálatok eredményeit a 3., 4. és 5. ábrán bemutatott példák szemléltetik.

Vizsgálatok során a legelőnyösebb hőmérsékletnek a 235 ± 2 °C adódott, elsősorban mert itt optimális a módszer érzékenysége, másrészt mert a cseppmódszer, amellyel a kivezetések forrasztathatóságát vizsgálják, szintén ezt a hőmérsékletet alkalmazza.

Normál (aktiválatlan) folyasztószert azért célszerű alkalmazni, mert szintén növeli a módszer érzékenységét, másrészt mert nem minden esetben lehet aktivált folyasztószert használni az üzemi technológia során.

A fenti feltételekkel végzett vizsgálatok alapján jól forrasztatónak minősül az a furat, amelynek falát az előírt súlyú 235 °C-os olvadt forraszpogácsa, normál folyasztószerezrel, 3 másodperc alatt nedvesíti.

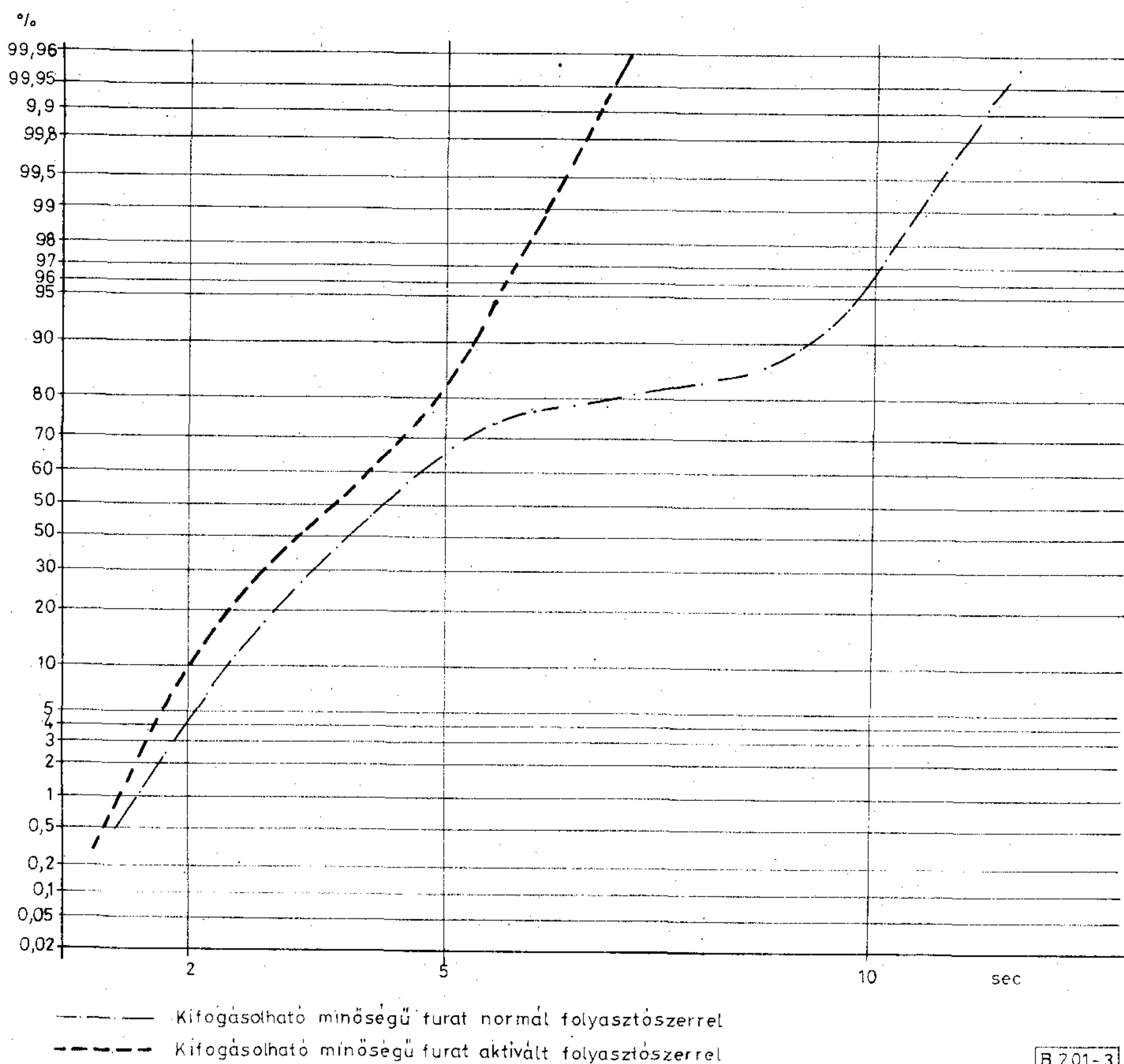
A vizsgálati tapasztalatok szerint közel azonos minőségű lemezek is viszonylag nagy szórást mutatnak, ezért csak nagyobb számú vizsgálat eredménye alapján lehet minősíteni. Jónak minősíthető a gyártás, ha 50 vizsgált furat közül legalább 80% 3 másodpercen belül nedvesedik és a további 20% közül egyetlen idő sem lépi túl az 5 másodpercet.

A Gyártmányvizsgáló Osztályon többféle nyomtatott huzalozású lemezen végeztünk vizsgálatokat, például

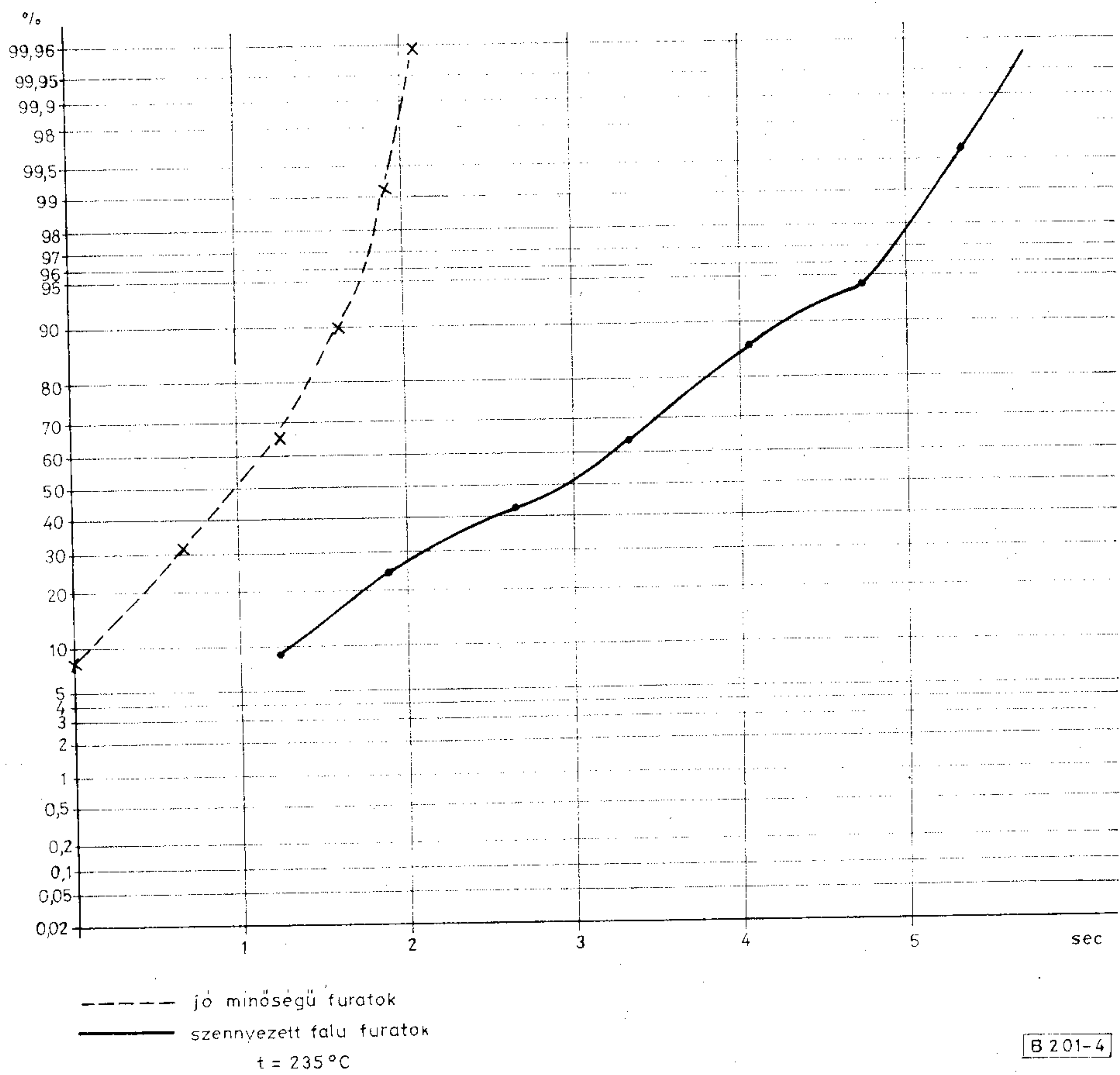
- a furatokban optikai módszerek segítségével fémleválást találtunk,
- optikai és ellenállásmódszerrel jónak minősített bevonatú furatokat vizsgáltunk, ugyan-csak vizsgáltunk, technológiai szennyeződést tartalmazó furatokat is.

Az optikai és ellenállás módszerrel jónak minősített és üzemszerűen is kifogástalanul forrasztható furatok legalább 80%-a 3 másodpercen belül nedvesedett normál folyasztószerezrel. A hiányos fémbevonatú furatok esetében 10 másodpercnél magasabb nedvesedési időket is mértünk. Szennyezett falú furatok pedig csak kb. 40%-ban mutattak 3 másodpercen belüli időt, a többi idő ennél jóval hosszabb volt.

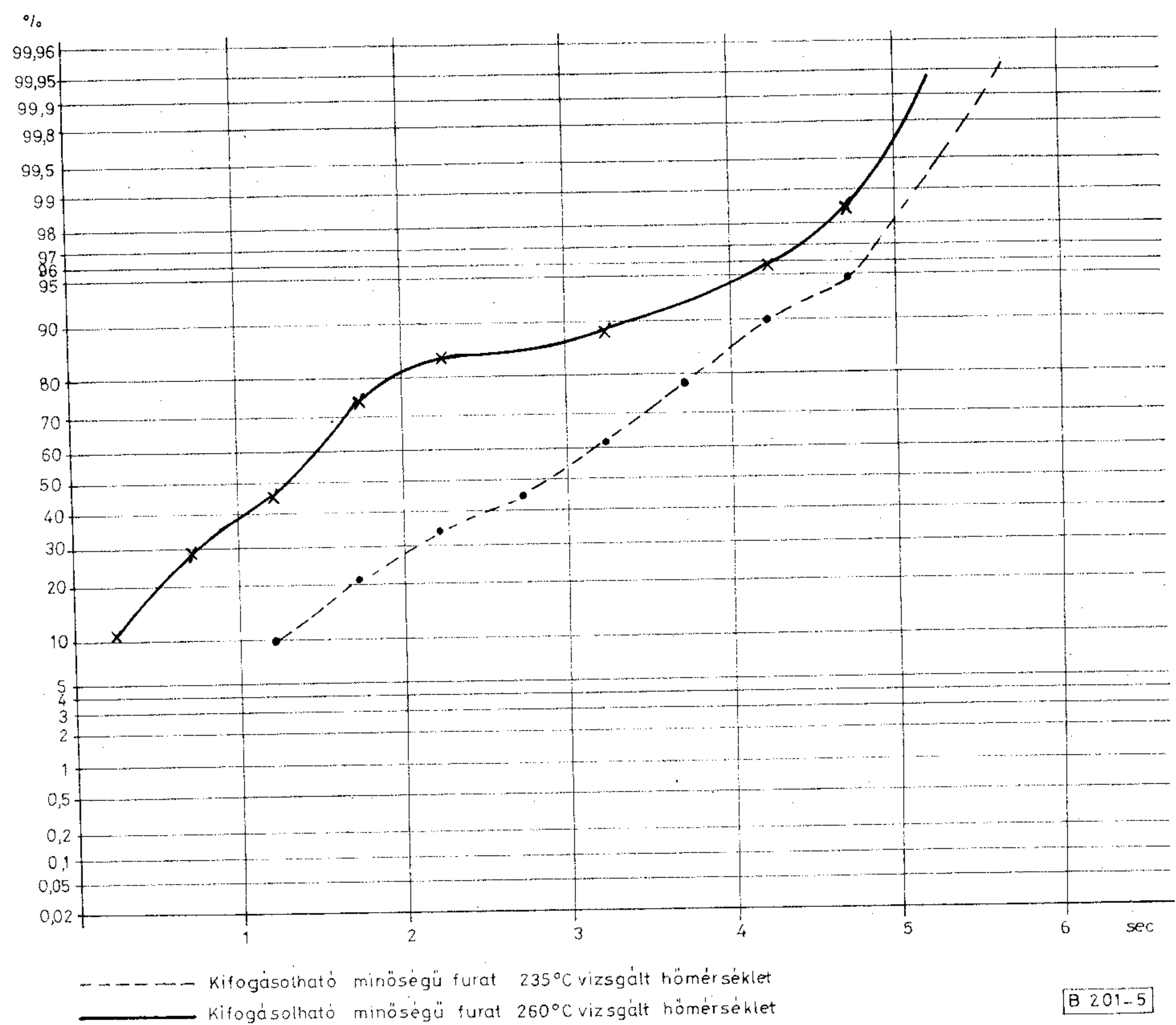
A módszer előnye, hogy bármilyen technológiai módosítás utánzására alkalmas, mint pl. más hőmérséklet, különböző folyasztószertípusok vagy a forrasztási idő módosítása. A technológiai lemez méreteken alkalmazott vizsgálóábra furatok a vizsgálat céljára



3. ábra. Folyasztószér hatása az átfémezett furatok nedvesedési idejére



4. ábra. Összefüggés a furatok szennyezettsége és a nedvesedési idő között



5. ábra. Nedvesítési idő változása a hőmérséklet függvényében normál folyasztószerrel

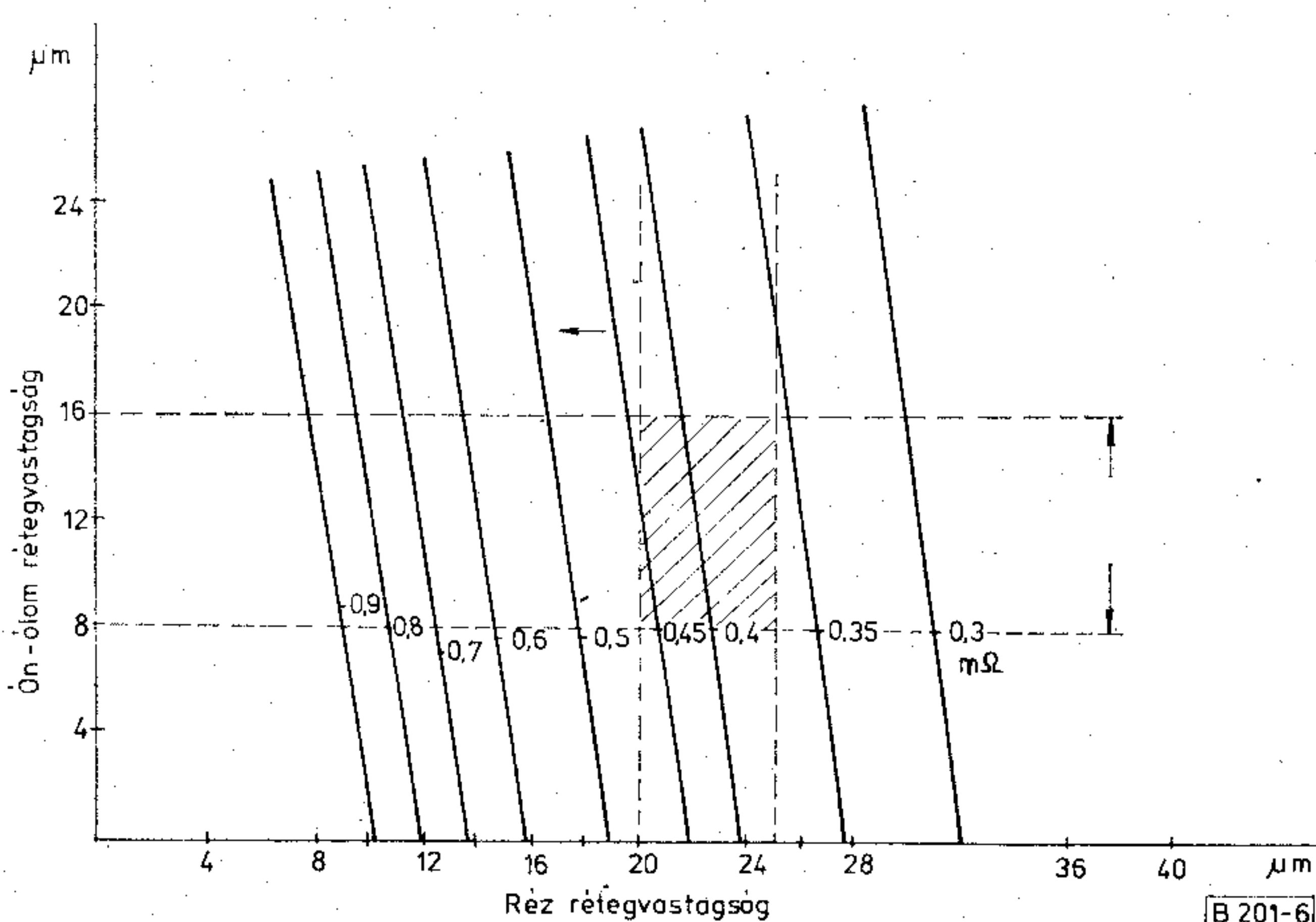
alkalmasak. A módszer hátránya, hogy roncsolásos és csak statisztikus mennyiségű furat vizsgálata után lehet minősíteni.

FURATELLENÁLLÁS MÉRÉSE

A furat fémbevonatának minőségére ugyancsak jellemző adatokat szolgáltat a furat ellenállásának mérése. A vizsgálat a rétegvastagság alapján használható minősítésre.

A 6. ábra a réz és ón-ólom rétegvastagság hatására kialakuló furatellenállást mutatja számítás alapján 0,9 mm átmérőjű és 1,5 mm hosszú furatra vonatkozóan. Látható, hogy a réz jobb vezetőképessége miatt e módszer elsősorban a réz vastagságára érzékeny, míg a forrasztathóság szempontjából az ón-ólom réteg a kritikus.

Az ábrában vonalkázással jelzett terület a BHG-ban előírt rétegvastagságok tartománya.



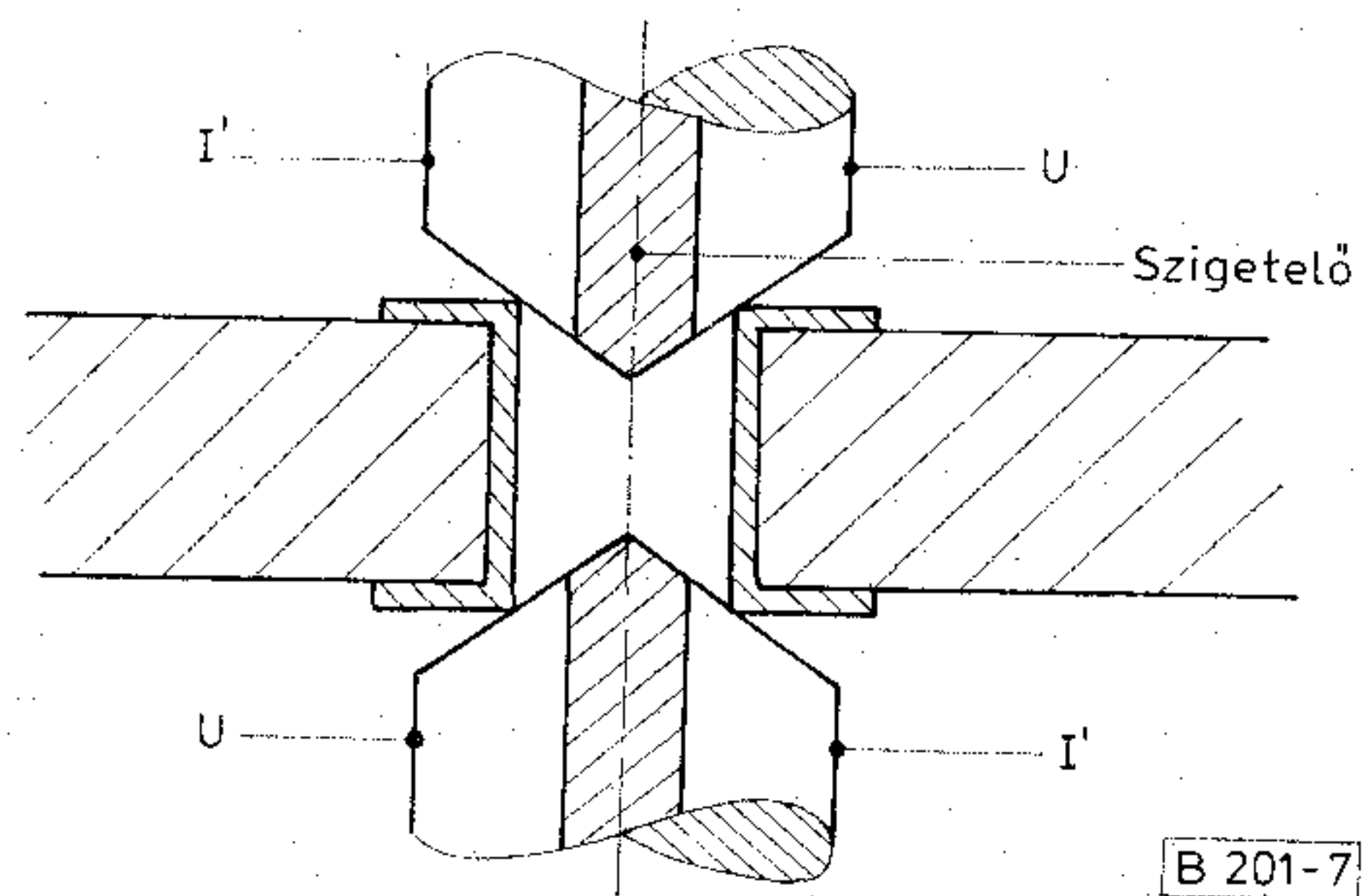
6. ábra. Összefüggés a rétegvastagságok és a furatellenállás között

Az ellenállás mérés a Thomson elv felhasználásával történik, külön áram- és feszültségcsatlakozással. A mérőáram 1 A, illetve 3 A, ami 1 másodpercig folyik a mérőkörben (7. ábra).

A vizsgálati módszer előnye, hogy nem roncsolásos és egy furatban a fém ellenállása többször is mérhető.

Az ellenállásmérések során megállapítottuk, hogy az ellenállásnövekedést az alábbi hiányosságok okozhatják:

- a leválasztott fémréteg (gyakorlatilag a réz) elégtelen vastagsága,
- a fémbevonat folytonossági hiányai, melyek a következőkből adódóak
 - a) körbefutó repedések, szakadások az ön-
ólom réteg megolvasztása után, ami a vö-
rösréz nem kielégítő duktilitására vezethető
vissza,
 - b) a fentivel megegyező eredetű nem körbe-
futó repedések,



7. ábra. A mérőelektródák elrendezése a furatellenállás mérésénél

- c) a fémréteg hiányos zónái, amelyek a kémiai rézréteg leválasztásánál a rossz nedvesedés következményei,
- d) a vörösréz réteg hibahelyei, a durva furattal következtében.

A furatok fémezésének vizsgálatára alkalmazott különböző módszereket és a segítségükkel vizsgálható tulajdonságokat az 1. táblázatban foglaltuk össze.

1. táblázat

Vizsgálat típusa	Roncsolásos		Nem roncsolásos	
Vizsgálati eljárások	Metallográfiai vizsgálat Forrasztathatósági vizsgálat		Optikai vizsgálat	Furatellenállás vizsgálat Betaszkópos vizsgálat
Mérendő paraméterek				
Rézréteg vastagság	+	-	-	+
Ón-ólom vastagság	+	○	-	+
Furattfelület rézhiányos része (20%)	+	○	○	○
Repedés	+	○	○	-
Leválasztott réteg szerkezete	+	-	-	-
Szennyezettség	-	+	○	-
Forrasztathatóság	-	+	○	○

- + Egyértelműen meghatározható.
- Feltételeken meghatározható.
- Nem határozható meg.

ÖSSZEFOGLALÁS

A furatokban leválasztott fémréteg minőségének megállapítása szempontjából döntő fontosságú a forrasztathatóság vizsgálata, a többi módszerrel csak részeredmény nyerhető. Az MSZ 8888/18 3. szakasza szerint csak csiszolatkészítéssel kombinálva lehet minősíteni a forrasztathatóságot. Ez a módszer munka- és időigényes, ezért az időmérési vizsgálat a gyakorlati tapasztalatok alapján sokkal egyszerűbb és gyorsabb. Hátránya, hogy roncsolásos és statisztikus mennyiségű furaton kell elvégezni. A furatellenállás-méréseken alapuló vizsgálat nagy előnye, hogy roncsolásmentes.

HÍREK — ÉRDEKESSÉGEK

MALCSINER FERENC
BHG

HÍRKÖZLÉSI MŰHOLDOK FEJLŐDÉSE AZ UTOLSÓ 15 ÉVBEN

1965-ben indította útjára az International Telecommunications Satellite Consortium INTELSAT I. nevű mesterséges műholdját, melynek az volt a rendeltetése, hogy Európa és Amerika között rendszeres összeköttetést valósítson meg. Akkor mindössze öt állam csatlakozott a Consortiumhoz. Tizenöt évvel később, 1980-ban már nyolcvan állam tart rendszeres kapcsolatot egymással műholdakon keresztül.

A műszaki fejlődés is nagyot haladt előre. Az Intelsat I. súlya mindössze 35 kg volt, és a naptelepek által szolgáltatott energia alig érte el az 50 Wattot. Az 1980-ban felbocsátott INTELSAT V. súlya meghaladja az 1000 kg-ot és a naptelepek által szolgáltatott energia kb. 1500 Watt.

Az 1965-ben üzembe helyezett műhold a tengeren túli telefonösszeköttetéseknek mindössze 0,2%-át továbbította, míg az utóbbi évben ez a szám már 60% fölé emelkedett!

Az első műholdak frekvenciamodulációval bonyolították le az összeköttetéseket, melyek helyébe a hetvenes évek elején a PCM lépett. A legutóbb üzembe helyezett INTELSAT V. már időosztásos többszörös hozzáférésű (T. D. M. A.) rendszerrel működik. A csatornák száma ugyancsak nagyon megnövekedett. Míg 1965-ben mindössze 640 kétirányú telefonösszeköttetést és 1 fekete-fehér TV-műsört továbbított a műhold, ez a szám 1975-ig már 5500 kétirányú telefonösszeköttetés és két színes TV-program továbbítását tette lehetővé. Az INTELSAT V. már ezt a számot is megduplázta, mert 12,500 kétirányú telefonösszeköttetést tett lehetővé.

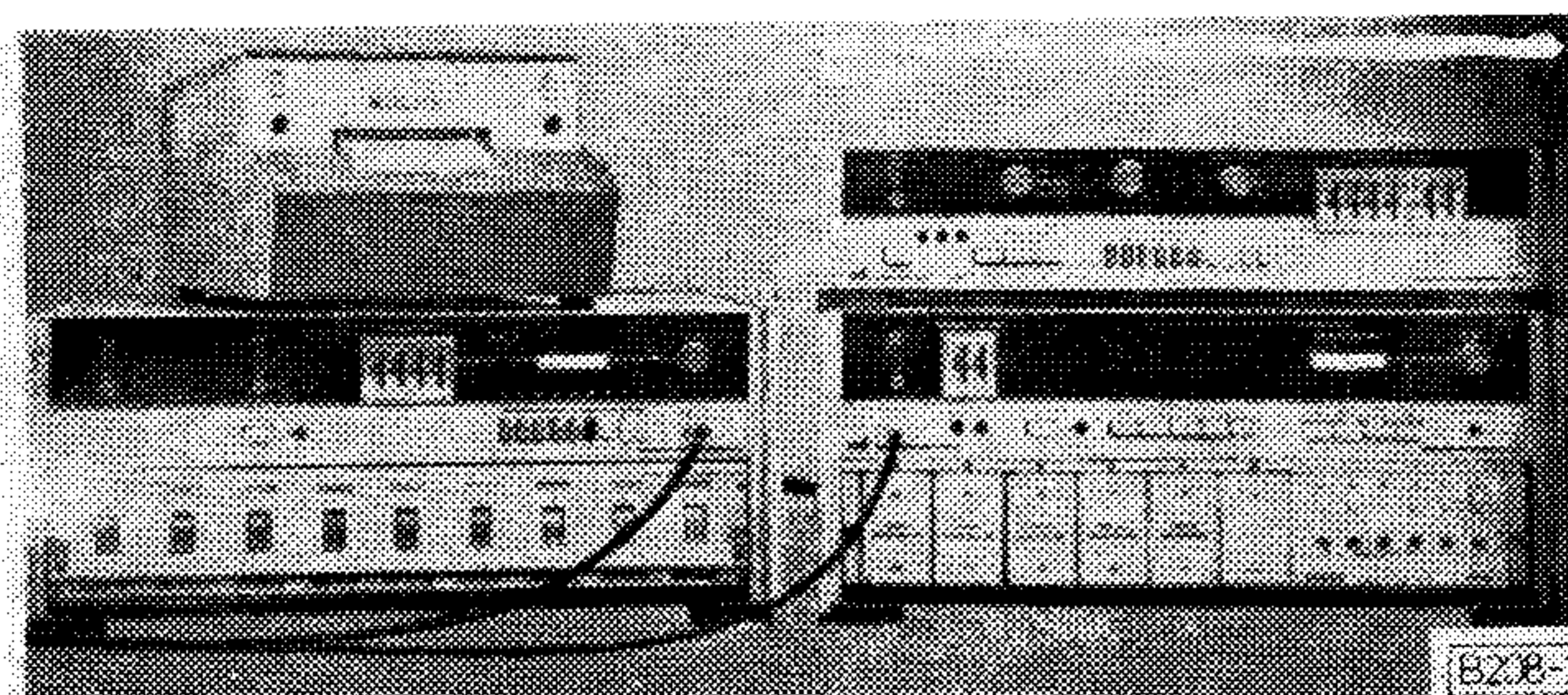
Az üzemi frekvencia is megváltozott. Első időkben az 5,925 GHz—6,425 GHz sávon történt az összeköttetések lebonyolítása. A csatornák 1975-ig 36 MHz szélesek voltak és 40 MHz-re követték egymást. Volt ezenkívül egy ún. alsó sáv is, mely 3,7 és 4,2 GHz közötti intervallumot tartalmazta, hasonló csatornaszélességgel, mint a felső sáv. Használat közben azonban kiderült, hogy ez a sáv a szporádikus zavarok miatt kevésbé használható. Ezért az INTELSAT V. üzemi frekvenciasávját már a 11/14 GHz-es sávra méretezték.

A hírközlő műholdaknak rendkívül nagy a telepítési költségük, ezért az üzembe helyezés előtt széleskörű kutatómunkára van szükség az alkalmazott sáv használhatóságát illetően. Erre az eshetőségre készült fel a Marconi gyár, mely olyan műszerrendszert fejlesztett ki, melynek segítségével kellő biztonsággal

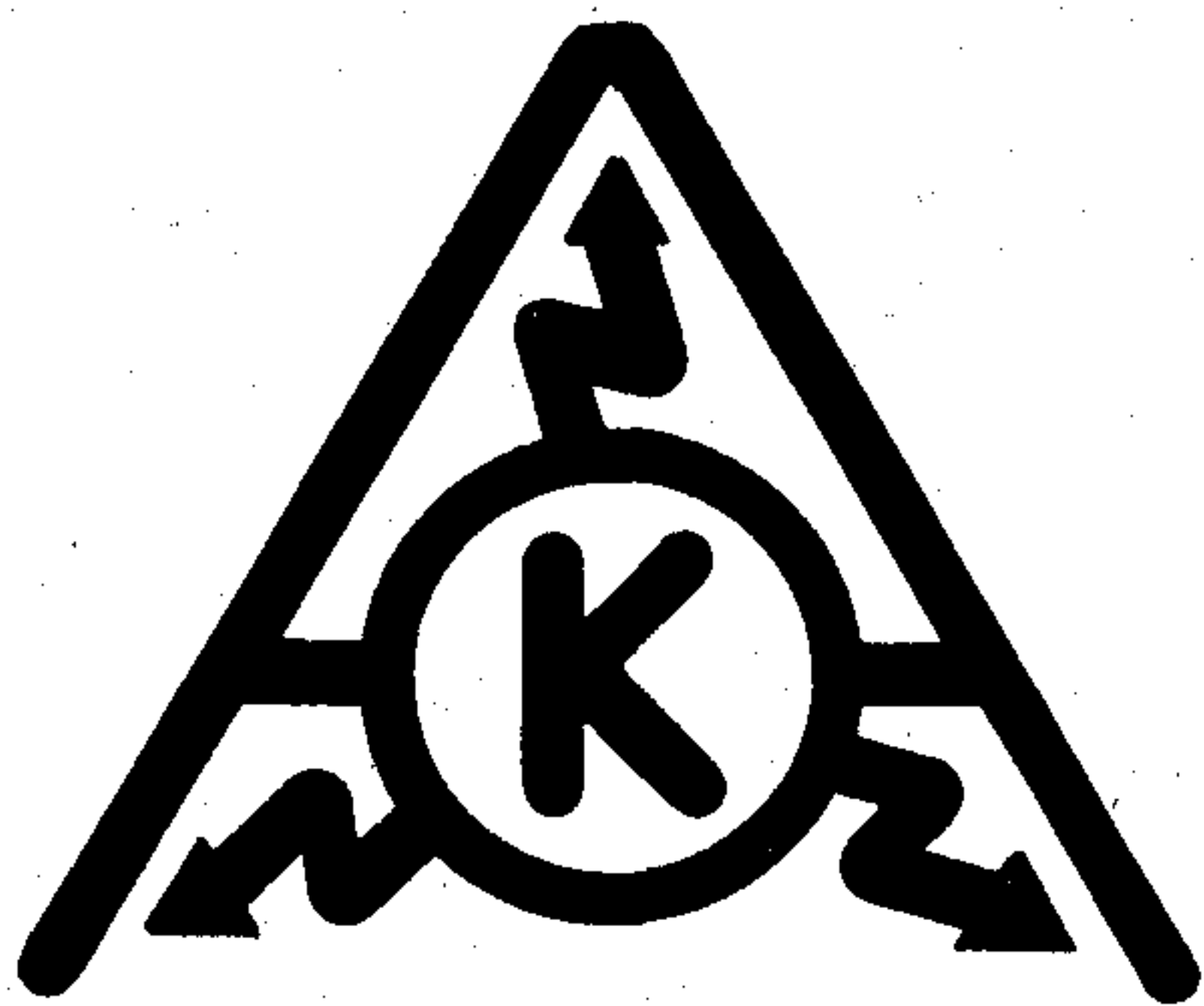
meg lehetett állapítani a használandó sáv alkalmasságát. A berendezés ezen kívül alkalmas volt arra is, hogy segítségével kikeressék a földi állomás optimális földrajzi helyét is. Ilyen berendezés látható képeinken. Az 1. képen a MADLEY I. nevű földi állomás 30 méter átmérőjű parabola antennája látható, mellette a Marconi mérőkocsija. Másik képünkön a fehér-zaj regisztrálására szolgáló 2090C típusú műszer és a TK 2085 típusú nyomtató látható. A teljes berendezéshez még egy TF 2091C jelű zajgenerátor is tartozik.



1. ábra. A Herefordshire melletti BPO földi állomás, melyet az angol posta bocsátott a Marconi cég rendelkezésére, a fehér zajok tisztázására (MADLEY I.)



2. ábra. Marconi OA 2090C fehérzajregisztráló és TK 1085 digitális kiírógép



KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR

1725 Budapest, Pf. 16.

Telefon: 279-200

Telex: 22-4399

VILÁGÍTÓ NYOMÓGOMBOS KAPCSOLÓ TÍPUSSOROZAT

(LUMOTAST 75—RAFI licenc) KN 240, KN 241, KN 242, KI 243

A számítástechnika, műszertechnika, automatika korszerű berendezései csak megbízható, jó minőségű alkatrészekből építhetők fel.

A Kontakta Alkatrészgyár törekvése, hogy a világszínvonalnak megfelelő elektromechanikus alkatrészekkel lássa el a hazai elektronikai ipart. E törekvésünk egyik példája az itt bemutatott világító nyomógombos kapcsoló típusorozat, melynek gyártását a közelmúltban kezdtük el a Rafi GmbH (NSZK) cég LUMOTAST 75 gyártmány családjának licence alapján.

A típusorozat kis mérete, a típusok egymáshoz illeszkedő külső megjelenése széles körű felhasználást biztosít. Beépítési átmérőjük 16,2 mm. A világító nyomókapcsolók kerek ($\varnothing 18$ mm), négyzetes (18×18 mm) és téglalap alakú (24×18 mm) kivitelben készülnek. A **KN 240** típus visszaálló, a **KN 241** típus reteszelő működésű. Ez a két típus ezüstözött, illetve aranyozott érintkezőkkel is rendelhető. A sorozat kiegészítő tagja az **LJ 243** típusjelű jelzőlámpa.

A **KN 242** típus a nyomógombos kapcsolókkal azonos szerkezetű, ezüstözött érintkezőkkel szerelt záras kapcsoló.

Az újszerű konstrukció átpattanó mozgóérintkezőket tartalmaz, az áramkört két helyen szakítja meg és a kontaktusok öntisztítását is biztosítja. A kontaktusokhoz max. $1,5 \text{ mm}^2$ keresztmetszetű vezeték csatlakoztatható forrasztással.

Valamennyi kapcsolótípus moduláris felépítésű, a kapcsolóelemek számától függően 1—3 áramkör megszakítására, illetve átkapcsolására alkalmazható.

A nyomógombsapkák ötféle színben, rápatintható kivitelben készülnek. A sapkák alá felirattal, szimbólummal ellátott betétlemez helyezhető. A miniatűr jelzőlámpa (T 4,5 típusú telefonizzó) a nyomógomb belsejében foglal helyet, a sapka leemelése után könnyen cserélhető.

Főbb műszaki adatok

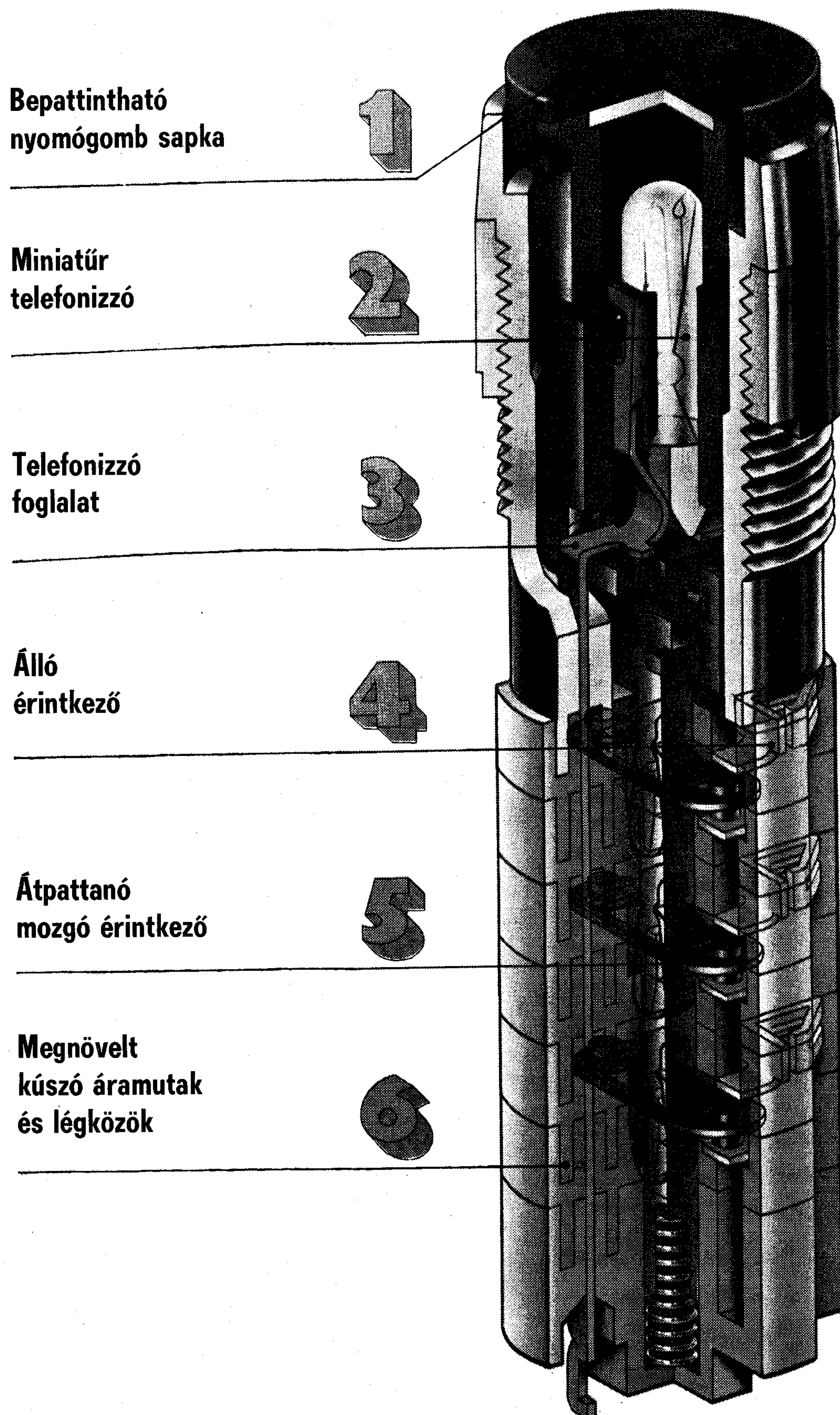
Tipus	KN 240 KN 241		KN 242	LJ 243
Érintkező	ezüstözött	aranyozott	ezüstözött	ezüstözött
Névlfeszültség	250V~	50V~	250V~	max. 42V
Névlf. áramerősség	4 A	0,5 A	4 A	—
Megengedett teljesítmény	—	—	—	1,2 W
Telefonizzó típusa	T 4,5	T 4,5	—	T 4,5
Alkalmazható izzók adatai	6V 50mA 12V 40mA 24V 20mA	6V 50mA 12V 40mA 24V 20mA	—	6V 50mA 12V 40mA 24V 20mA
Próba-feszültség	—	—	—	—
- áramvezető fémrészek és a megérinthető fémrészek között	4000 V _{eff}	4000 V _{eff}	4000 V _{eff}	—
- nyitott érintkezők között	750 V _{eff}	750 V _{eff}	750 V _{eff}	—
- lámpaérintkezők között	—	—	—	500 V _{eff}
Szigetelési ellenállás	—	—	—	—
- pólusok között	20 M Ω	20 M Ω	20 M Ω	—
- áramvezető részek és megérinthető fémrészek között min.	$10^3 \text{ M}\Omega$	$10^3 \text{ M}\Omega$	$10^3 \text{ M}\Omega$	—
Átmeneti ellenállás max. (új állapotban)	20 m Ω	15 m Ω	20 m Ω	—
Kapcsolási erő	3 - 6,5 N	3 - 6,5 N	3 - 6,5 N	—

A kapcsolók elektromos élettartama névleges terhelésnél, ezüstözött érintkezők esetén $6 \cdot 10^4$, aranyozott érintkezők esetén $4 \cdot 10^5$ kapcsolási ciklus.

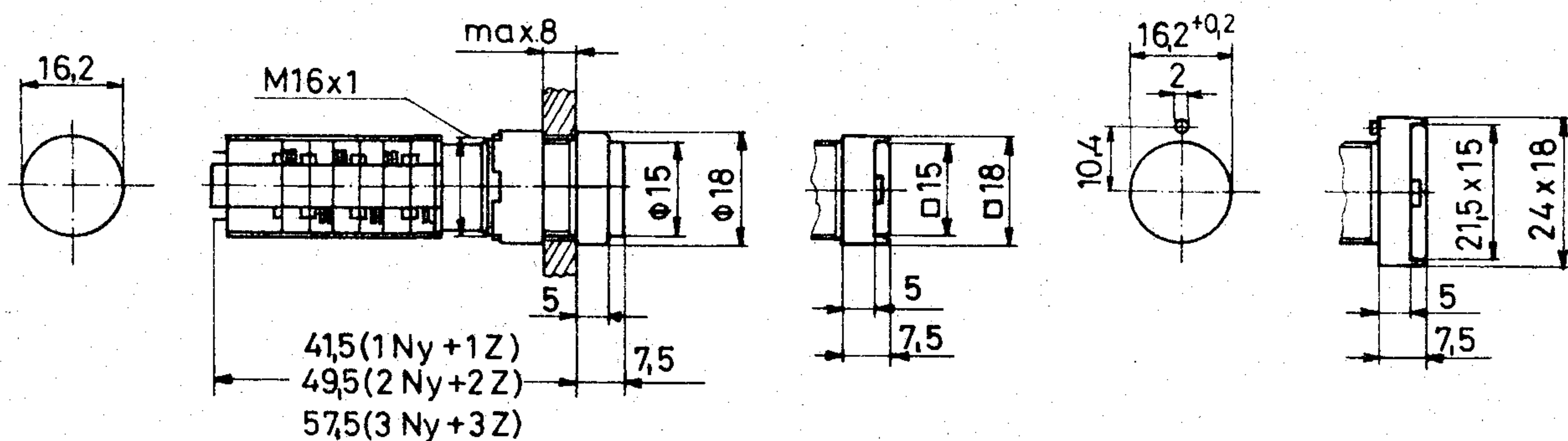
Az ezüstözött érintkezővel szerelt kapcsolók megfelelnek az MSZ 173, az aranyozott érintkezőkkel szerelt kapcsolók pedig az MSZ-05. 61—6703 szabvány követelményeinek.

A kapcsolók II. érintésvédelmi osztályú készülékekbe is beépíthetők.

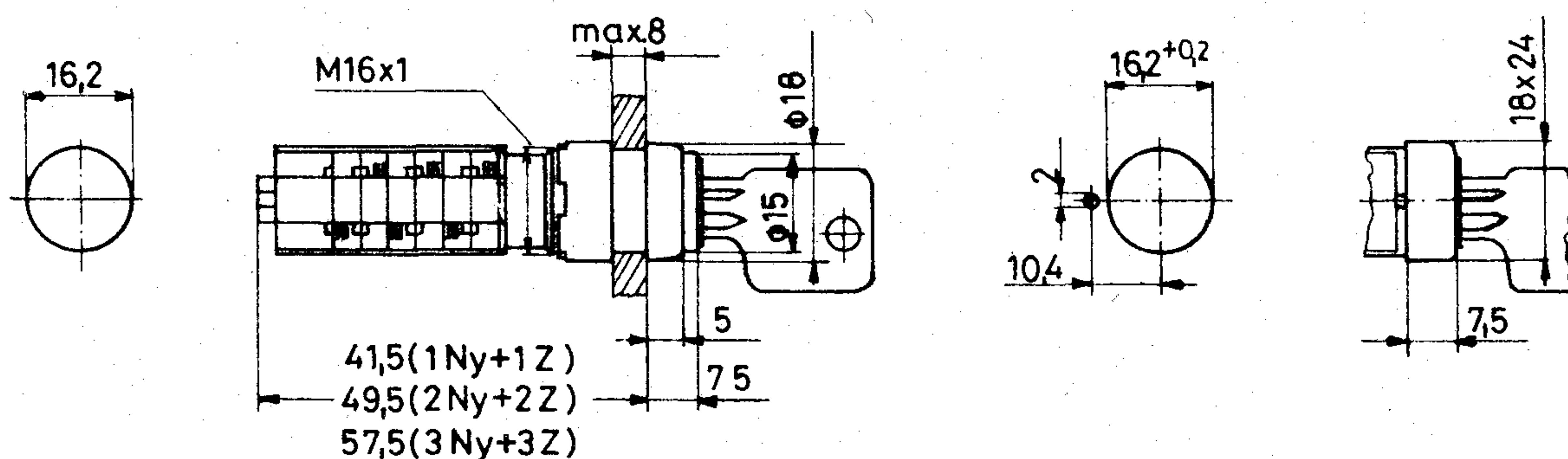
A KONTAKTA KN 240 típusú kapcsolójának felépítése (RAFI-LUMOTAST LICENC)



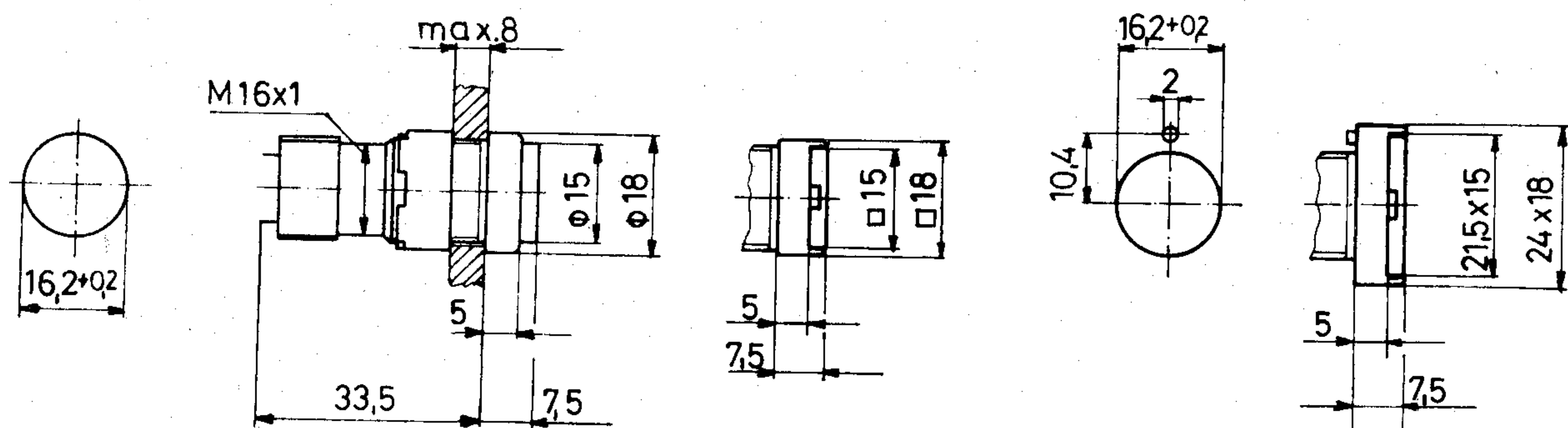
KN 241 Világító nyomógombos kapcsoló (Reteszelt változat)



KN 242 Zárás kapcsoló



LJ 243 Jelzőlámpa

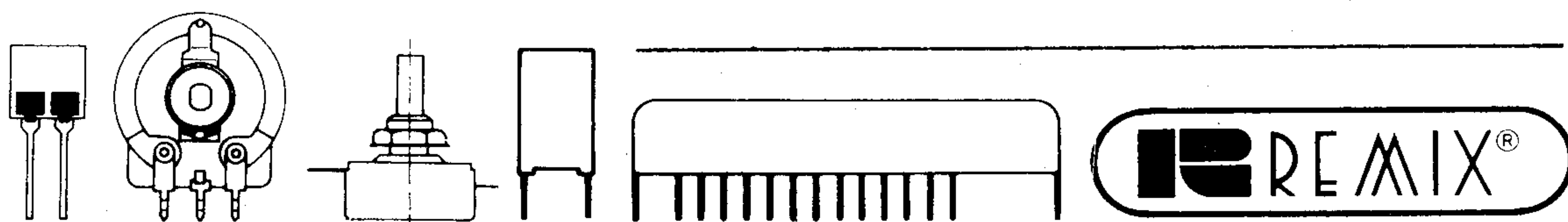


Forgalmazó: ELEKTROMODUL Budapest 62. Pf. 158. Telefon: 495-340 Telex: 219

További információkat és katalógust az Elektromodulnál, ill. a Kontakta Alkatrészgyár Kereskedelmi Főosztályán lehet beszerezni.



KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR



MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

W9004 W9045 W9107

Ellenállás hálózatok

Ajánlott felhasználás

A korszerű exportképes elektronikai ipar minden területén — ahol eddig 2 vagy több darabból álló egyedi rétegellenállásokat alkalmaztak — használhatók az ellenálláshálózatok.

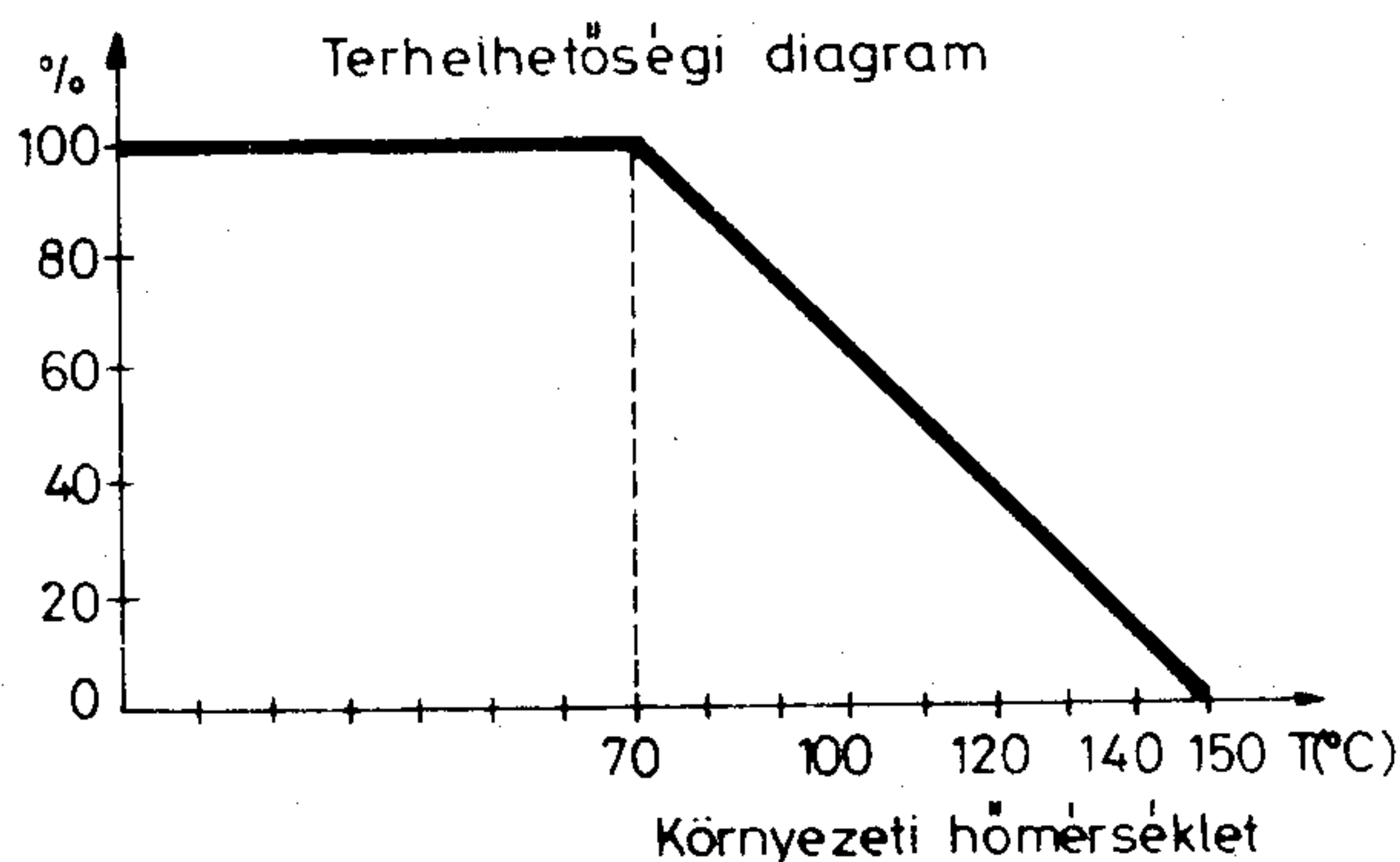
Műszaki előnyei, a szerelés könnyebb, gyorsabb, automatizálható megoldása mellett az egyes műszaki követelmények (pl. szigorú hőegyütfutás, kis méretek, megbízhatóság, szigetelt kivitel stb.) korszerűbb kielégítése. Gazdasági előnyei készletgazdálkodásban jelentkezik.

Szerkezeti felépítés

Az ellenállás hálózatok az elvi kapcsolás szerint kerámia lapkára vastagréteg-technológiával felvitt ellenállásokból állnak. A kivezetők alkatrészben belüli kötése kontaktbiztos lágyforrasztással történik. A külső védelmet műgyanta burkolat biztosítja.

Műszaki adatok

NÉVLEGES ELLENÁLLÁS táblázat szerint
ELLENÁLLÁS TÚRÉS $\pm 5\%$
NÉVLEGES
TERHELHETŐSÉG 160 mW
(ellenállásonként)



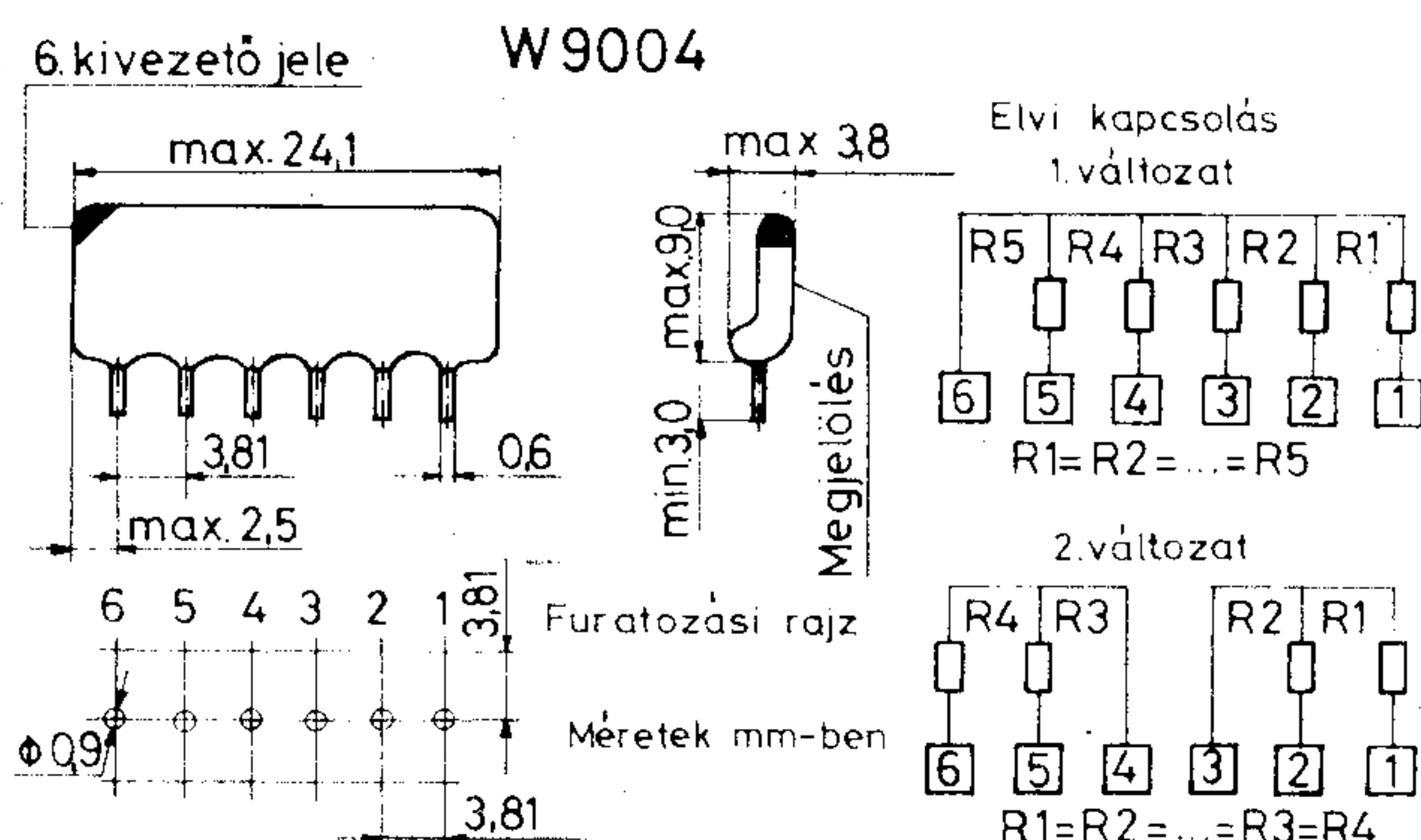
HŐMÉRSEKLETI TÉNYEZŐ

(25 °C ... 125 °C között) max. $\pm 500 \cdot 10^{-6}/K$

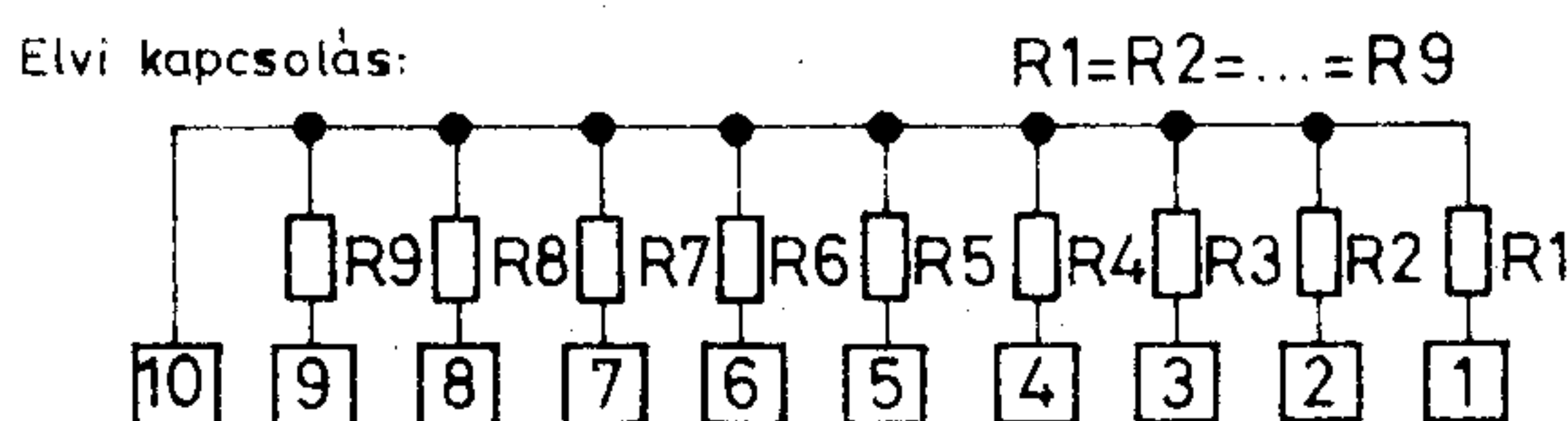
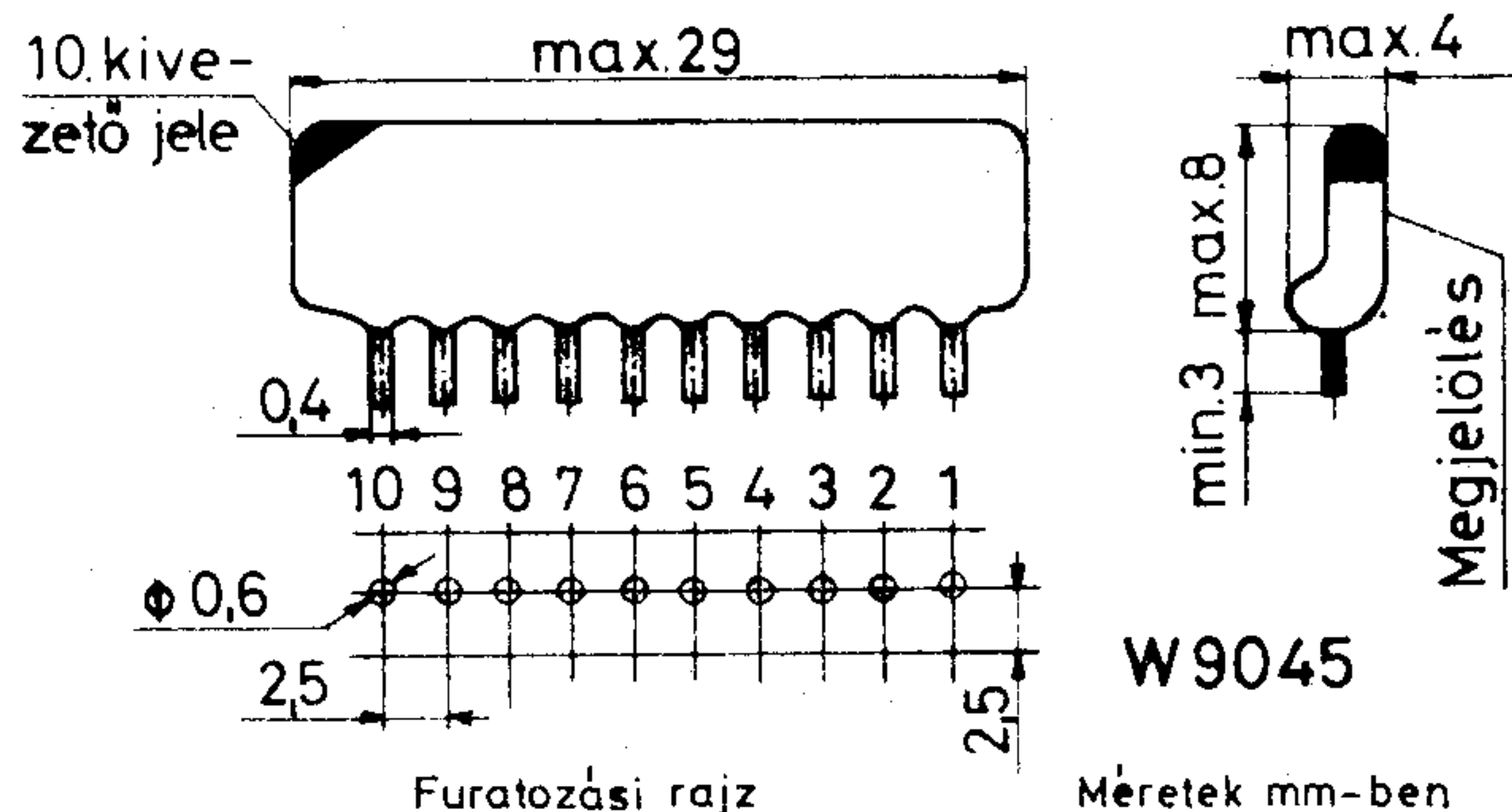
Tartósság

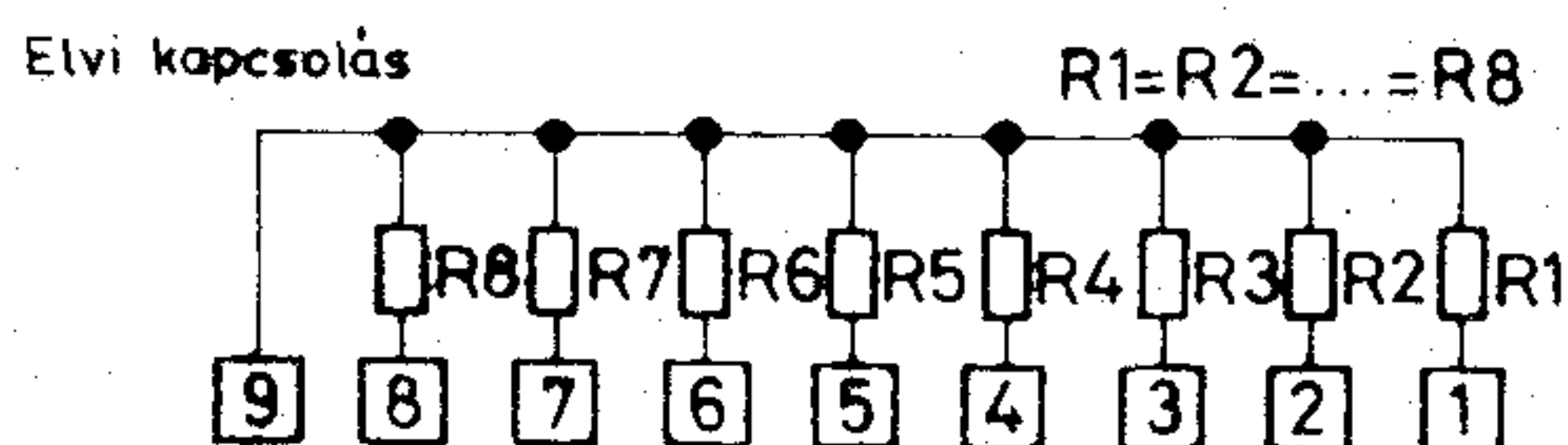
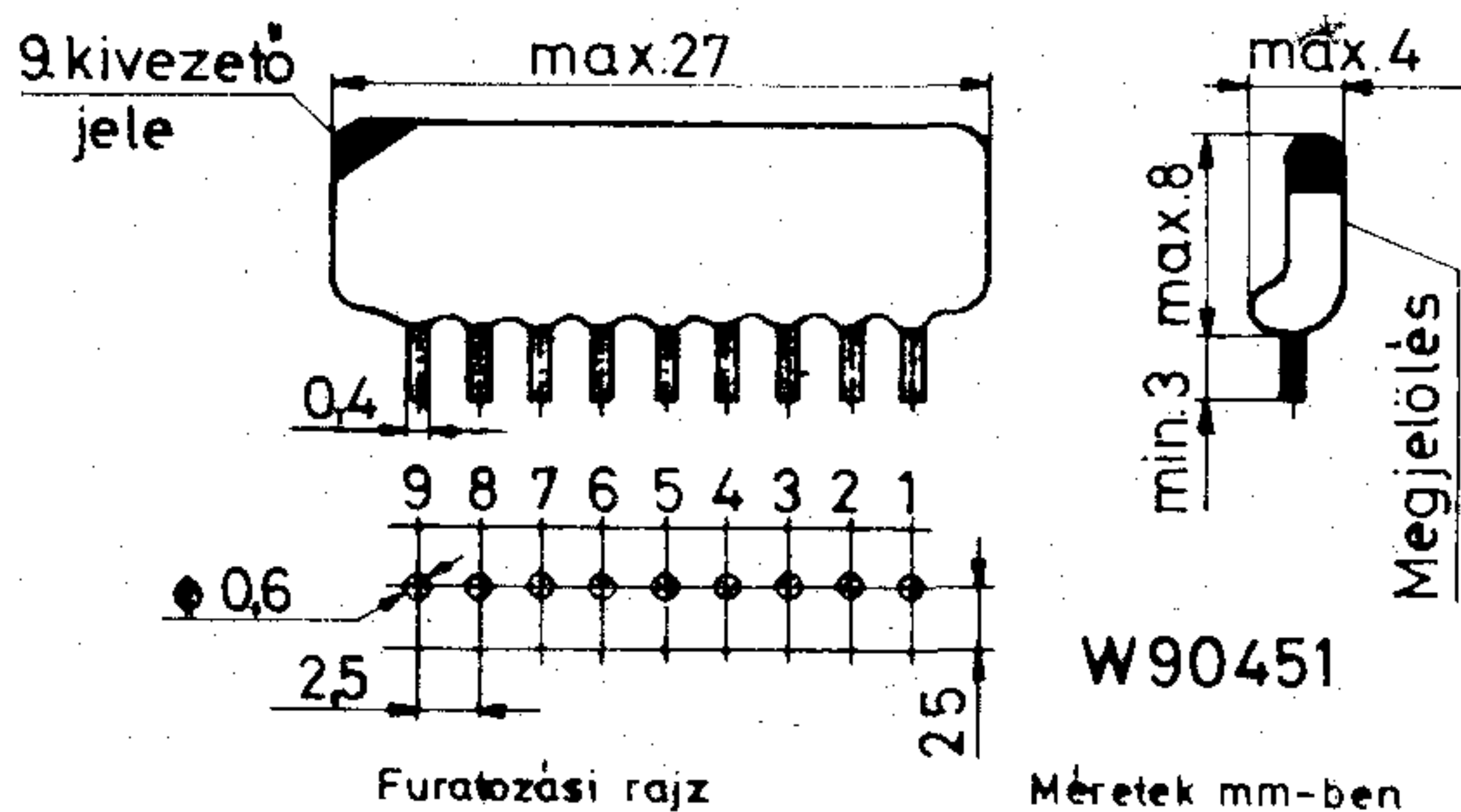
(2000 óra, 70 °C, ciklusos terheléssel)
megengedett dR/R
KULCSSZÁM

max. $\pm 3\%$
0/125/10



Névleges		Változat	Névleges		Változat
ellenállás [Ω]	feszültség [V]		ellenállás [kΩ]	feszültség [V]	
33	2,3	2	1,2	14	1
47	2,8		2,2	19	
150	4,9	1	3,9	25	
220	5,9		8,2	36	
560	9,5		330	73	





Műszaki adatok

NÉVLEGES ELLENÁLLÁS E12 sor szerint

10Ω ... 1MΩ

ELLENÁLLÁS TÚRÉS

± 5%

NÉVLEGES

TERHELHETŐSÉG

62,5 mW

(ellenállásonként)

HŐMÉRSEKLETI

TÉNYEZŐ

max. $\pm 500 \cdot 10^{-6}/K$

ZAJFESZÜLTSG

$R_n < 10 \text{ k}\Omega$

max. 3 $\mu V/V$

$10 \text{ k}\Omega \leq R_n \leq 470 \text{ k}\Omega$

max. 10 $\mu V/V$

$R_n > 470 \text{ k}\Omega$

max. 50 $\mu V/V$

Névleges ellenállás	Névleges feszültség	Névleges ellenállás	Névleges feszültség
10 Ω	0,8 V _~	33 kΩ	14 V _~
12	0,9	3,9	16
15	1	4,7	17
18	1,05	5,6	19
22	1,1	6,8	20
27	1,3	8,2	23
33	1,4	10	25
39	1,6	12	28
47	1,7	15	30
56	1,9	18	34
68	2	22	37
82	2,3	27	41
100	2,5	33	45
120	2,7	39	50
150	3	47	54
180	3,3	56	59
220	3,7	68	65
270	4,1	82	72
330	4,5	100	75
390	4,9	120	75
470	5,4	150	75
560	5,9	180	75
680	6,5	220	75
820	7,1	270	75
1 kΩ	8	330	75
1,2	9	390	75
1,5	10	470	75
1,8	10,5	560	75
2,2	11	680	75
2,7	13	820	75

Tartósság

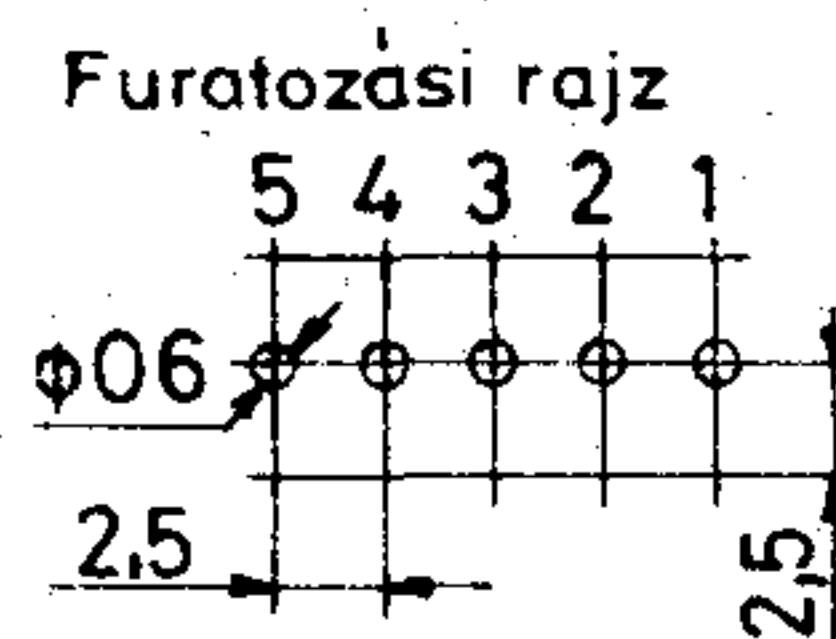
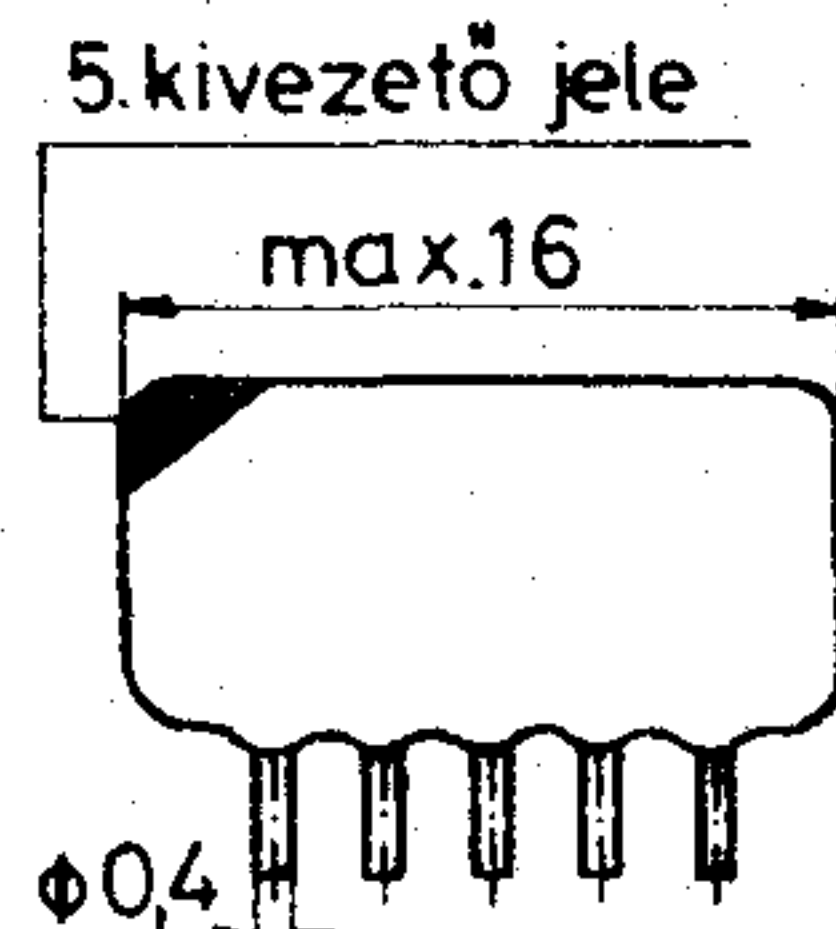
(2000 óra, 70 °C, 62,5 mW)

megengedett dR/R

KULCSSZÁM

max. ± 5%

10/070/21



Műszaki adatok

NÉVLEGES

ELLENÁLLÁS

15 MΩ

ELLENÁLLÁS TÚRÉS

± 20%

ÜZEMI FESZÜLTSG

500 V_~

Vizsgálati feszültség

1200 V_~ ill. —

Vizsgálat időtartama

1 perc

HŐMÉRSEKLETI

TÉNYEZŐ

max. $\pm 500 \cdot 10^{-6}/K$

ZAJFESZÜLTSG

max. 15 $\mu V/V$

Tartósság

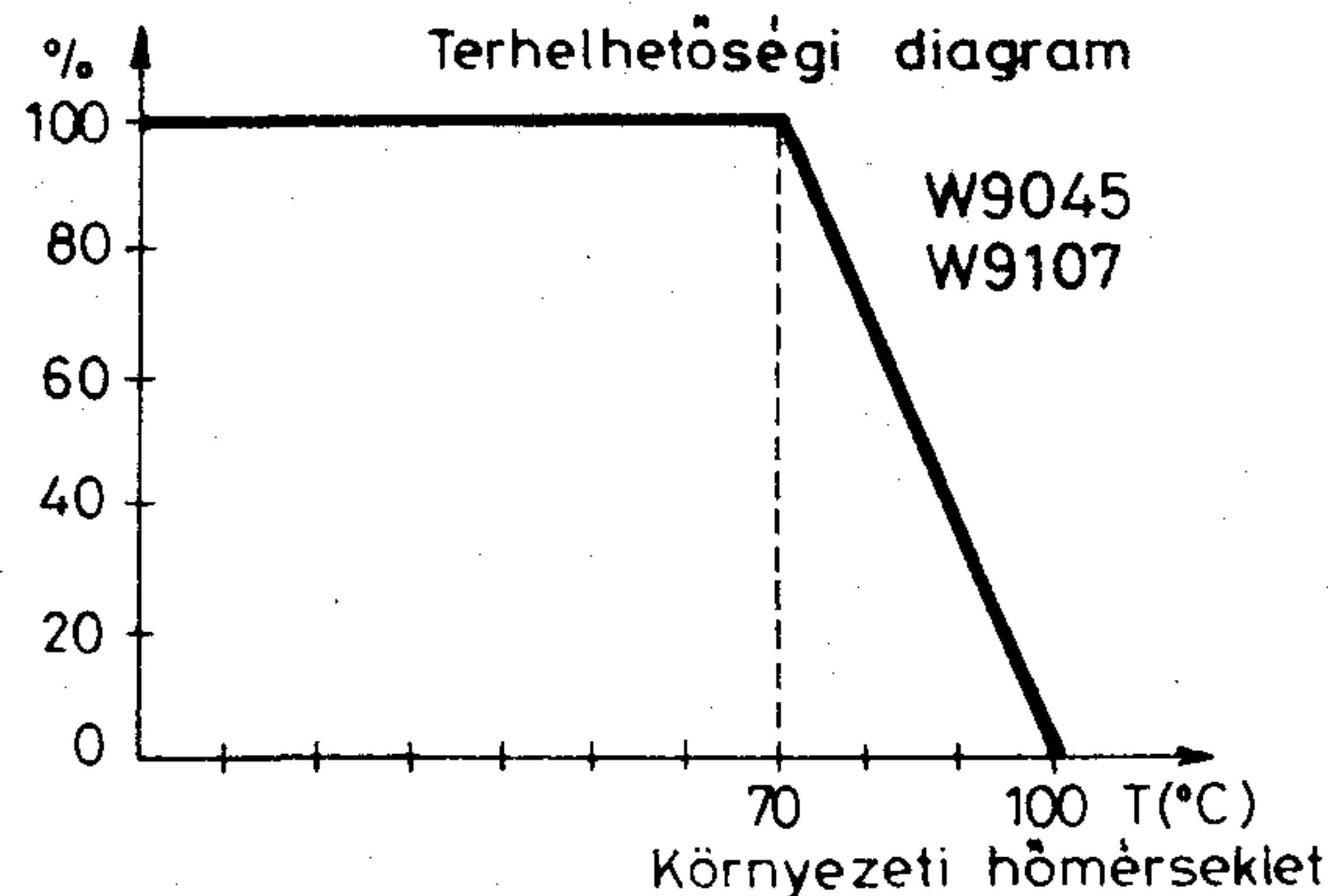
(1000 óra, 70 °C, 500 V_~)

megengedett dR/R

KULCSSZÁM

max. ± 5%

10/070/21



Ezen alkatrészeinket az ELEKTROMODUL 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 621.391.63:681.7.068

Árik T.:

**Vezetékes optikai átvitel
rendszerparamétereinek közti összefüggések**

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 8. sz.

A cikk első része alapvetően a vezetékes optikai átviteli rendszer statisztikai jellemzőit határozza meg az irodalomban többnyire elfogadott véletlenszerű fotodetektáló modelljét véve alapul. Az eredmények birtokában ezt a főbb rendszerparaméterek közti összefüggések feltárása követi tipikus adó- és szálparaméterek esetén. Végül a számítógépes analízis eredményeit értékeli és foglalja össze a cikk, segítséget nyújtva ezzel a gyakorlati rendszertervezés számára.

ETO 548.4:621.382.002.2

Vértessy A. — Lénárt T. — Pál E.:

**Diszlokációk és elektromos paraméterek
korrelációjának vizsgálata félvezetőeszközökben**

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 8. sz.

A félvezetőeszköz-gyártás egyes technológiai lépései során sokféle rácshiba keletkezhet a félvezető egykristályban, ami kedvezőtlenül befolyásolhatja az eszközök fizikai tulajdonságait. A szerzők a röntgen- és röntgen-topográfiai módszer alkalmazásával a magas hőmérsékletű hőkezelés és diffúzió által keltett rácshibák hatását vizsgálták a félvezető eszközök letörési és szivárgási paramétereire és azt tapasztalták, hogy a rácshibák hatására csökkennek a letörési feszültségek és megnőnek a szivárgási áramok.

ETO 621.376.56:018.73

Balás M.:

Kvantálási torzítás összegeződésének vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 8. sz.

A távközlő hálózatokban egyre nagyobb teret kap a digitális időosztásos technika, mind az átviteltechnikai, mind a kapcsolástechnikai alkalmazásban. Ez a hálózat fejlesztésénél és tervezésénél új kérdéseket vet fel, mint pl. a PCM rendszereket is tartalmazó több szakaszos távbeszélő összeköttetések zajának alakulása. A cikkben bemutatott mérési eredmények alapján megállapítható, hogy a CCITT által javasolt kvantálási torzítási egység és az összegeződési szabály pontosan írja le a hazánkban is alkalmazott 8 bites PCM multiplexerek kvantálási torzításának halmozódását.

ETO 621.3.049.774.002.2

Dr. Valkó Á.:

**NMOS integrált áramkörök hírközlő berendezésekhez;
az analóg blokkok technológiai problémái**

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 8. sz.

A digitális szuperbonyolult integrált áramkörök előállításához kifejlesztett NMOS technológia alkalmas analóg áramköri elemek előállítására is. Ezzel lehetővé válik analóg-digitális átalakító és mintavételes szűrőfunkció integrálása szilícium monolitikus áramkörbe. Az analóg áramköri részletek előállításakor fokozottan kell figyelni a technológiai paraméterek változásainak hatására. Ezért olyan kapcsolásokat kell választani, amelyek optimálisan érzéketlenek a paraméterszórásokra. Emellett a technológia ellenőrzését rendkívül meg kell szigorítani.

ETO 621.372.83/85;621.396.4;621.397.743

Pákai L.:

Koaxiális elemek TV-átjátszó berendezésekben

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 8. sz.

A cikk célja, hogy a BHG—FI Koaxiáltechnikai, valamint Adástechnikai Osztályán kifejlesztett TV-átjátszó berendezésekben alkalmazott koaxiális elemeket, ezen belül szűrők, iránycsatlók elvi működését és gyakorlati megoldásait bemutassa, továbbá néhány alapvető tervezési útmutatással szolgáljon.

ETO, 621.3.049.75—472.2:621.791.3.011

Rádai S.-né:

**Átímezett furatok forraszthatóságának vizsgálati
módszereivel kapcsolatos tapasztalatok**

HÍRADÁSTECHNIKA, 1981. 8. sz.

A cikk a BHG Gyártmányvizsgáló Osztályán kifejlesztett és alkalmazott új vizsgálati módszerekkel foglalkozik, amelyek segítségével a nyomtatott huzalozású lemezek furataiban leválasztott fémbevonatok minősége megállapítható. Az egyik módszer a furatok forraszthatóságának vizsgálatán, a másik a furatellenállás mérésén alapszik. Ismertetjük ezen vizsgálatok alkalmazhatóságát és a velük szerzett tapasztalatokat is.

*

ДК 621.391.63:681.7.068

Арик Т.:

**Зависимости между параметрами системы волокисто
оптической передачи**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 № 8

В первой части статьи в основном определены статистические параметры волокисто оптической системы передачи на основе фотодетекционного модели произвольного сложения более-менее утвержденным в технической литературе. В распоряжении результатов, за этим следует изложение зависимости между основными параметрами системы при условиях типичного передатчика и параметров волокна. В конце статьи оценивается и сделана сводка результатов анализа на ЭВМ, оказывая при этом помощь практическому проектированию системы.

ДК 548.4:621.382.002.2

Вертеши А. — Ленарт Т. — Пал Е.:

**Испытание корреляции дислокаций и электрических
параметров в полупроводниковых приборах**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт), 1981 № 8

В отдельных процессах технологии производства полупроводниковых приборов могут возникать различные сеточные повреждения в полупроводниковом монокристалле, которые вредно влияют на физические свойства полупроводниковых приборов. Авторы данной статьи применением рентгенопографического неразрушительного метода рассматривают влияние сеточных повреждений, возникшие за счет термического ухода при высокой температуре и деффузии на параметры пролома и утечки полупроводниковых приборов. Было установлено, что под влиянием сеточных повреждений напряжение пролома будет меньше, а утечка тока возрастает.

DK 621.376.56.018.78

Балаш М.:

Испытание сложения искажений квантования

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 № 8

На сетях связи все более распространяется цифровая техника временного деления, как в технике уплотнения так и в технике коммутации. Это обстоятельство выдвигает новые вопросы при разработке и проектировании сети, как например, шум многоучастковых телефонных соединений, содержащих системы ИКМ. На основе показанных в статье результатов измерения можно установить, что рекомендованная МККТТ единица искажения квантования и правила сложения точно описывает сложение искажений квантования 8-и битовых ИКМ мультимплексоров, применяемых и во внутри страны.

DK 621.3.049.774.002.2

Д-р Валко, А.

Интегральные схемы NMOS, для аппаратуры связи технологические проблемы аналоговых блоков

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 № 8

Разработанная технология NMOS для изготовления сверхсложных интегральных схем является подходящей и для изготовления элементов аналоговых схем. Этим обеспечивается возможность интеграции аналоговых — цифровых преобразователей и функции фильтрации путем выбора образца в схеме с кремниевыми монокристаллическими элементами. Для изготовления аналоговых частей схемы особое внимание обращается на воздействие изменения технологических параметров. Поэтому следует выбрать такую схему, которая оптимально является нечувствительной к разбросу параметров. При этом, контроль технологии, в возможной мере, следует ужесточить.

DK 621.372.83/85;621.396.4;621.397.743

Пакаи Л.:

Коаксиальные элементы в телевизионных ретрансляторах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 № 8

Целью данной статьи является продемонстрирование коаксиальных элементов разработанных в отделе коаксиальной техники и техники передачи Института разработок Предприятия Техники Связи БХТ и применяемых в телевизионном ретрансляторе, в рамках этого демонстрирует принцип действия и практическое решение фильтров, ответвителей направлений, далее статья дает некоторые основные направления по проектированию.

DK 621.3.049.75—472.2:621.791.3.011

Радаи, Анна.:

Опыты в связи с методами испытания спаиваемости гальванизированных отверстий

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 г. № 8

В статье излагаются новые методы испытания, разработанные и применяемые в отделе испытания выпускаемых изделий Предприятия Техники Связи БХТ. При помощи этих методов предоставляется возможность определения качества отделенных металлических покрытий в отверстиях пластин печатного монтажа. Один из методов базируется на испытаниях спаиваемости отверстий, а другой на измерении сопротивления отверстий. Статья излагает также возможность применения данных испытаний и накопленные опыты.

*

DK 621.391.63:681.7.068

Árik, T.:

Зависимости между параметрами системы оптоволоконной передачи

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 8.

Der erste Teil des Artikels bestimmt grundlegend die statischen Kennwerte des optischen Übertragungssystems in der Literatur am meisten angenommene zufallmultiplizierte Fotodetektionsmodell zugrundelegend. Im Besitz der Ergebnisse folgt die Ausrichtung der Zusammenhänge zwischen Hauptsystemparametern im Falle von typischen Sende- und Glasfaserparameter. Zum Schluss wertet der Artikel die Ergebnisse der Computeranalyse aus und fasst sie zusammen, damit eine Hilfe der praktischen Systemprojektion zu geben.

DK 548.4:621.382.002.2

Vértesy, A. — Lénárt, T. — Pál, E.:

Prüfung der Korrelation der Dislokation und der elektrischen Parametern an Halbleitungsmittel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 8.

Im Folge einzelnen technologischen Schritten der Halbleitermittel-Produktion können im Halbleiter Einkristall mehrere Gitterfehler auftauchen, die die physikalischen Eigenschaften der Mittel ungünstig beeinflussen können. Die Verfasser untersuchten mit der Anwendung der Röntgen-topographischer Methode die Wirkung der durch thermische Behandlung von hoher Temperatur und durch Diffusion entstandene Gitterfehler an den Abbruch- und Sickerparameter der Halbleiter und ihre Erfahrungen waren, dass auf die Wirkung der Gitterfehler die Abbruchspannungen sich vermindern und die Sickerströme sich erhöhen.

DK 621.376.56.018.78

Balás, M.:

Prüfung der Summierung der Quantel-Verzerrung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 8.

In den Fernmeldenetzen bekommt die Anwendung der digitalen zeitverteilten Technik immer grösseren Raum sowohl in der Übertragungstechnik, als auch in der Schalttechnik. Das wirft neue Fragen bei der Netzentwicklung und Projektierung auf, wie z. B. die Gestaltung der Verbindungsstörungen, der auch die PCM Systeme beinhaltenden mehrstreckigen Fernsprechern. Auf Grund der im Artikel vorgestellten Messergebnisse ist es zu bestimmen, dass die von CCITT vorgeschlagene Quantelverzerrungseinheit und die summierte Regel die Kumulation der Quantelverzerrung von 8-Bit PCM Multiplexern, die auch in unserem Lande verwendet sind, pünktlich abschreibt.

DK 621.3.049.774.002.2

Dr. Valkó, Á.:

NMOS integrierte Schaltungen für nachrichtentechnische Anlagen; Probleme der Analogblöcke

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 8.

Die zur Herstellung von superkomplizierten integrierten Schaltungen entwickelte NMOS Technologie, ist auch zur Herstellung von Bauelementen der Analogschaltkreise geeignet. Damit wird die Integration des analog-digitalen Umwandlers und der Filterfunktion mit Probenahme in den silizium-monolytischen Schaltkreis ermöglicht. Bei der Herstellung von Analog-Schaltkreisteilen soll man die Wirkungsveränderungen der technologischen Parameter besonders beachten. Deshalb ist es empfehlenswert, solche Schaltungen zu wählen, welche optimal unempfindlich sind zu den Streuungen von Parametern. Überdies soll auch die Kontrolle der Technologie ausserordentlich verschärft werden.

DK 621.372.83/85;621.396.4;621.397.743

Pákai, L.:

Koaxiale Elemente in Fernseh-Umspielanlagen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 8.

Die Zielsetzung des Artikels besteht in der Veröffentlichung von koaxialen Elementen, welche in den, von der koaxialtechnischen und sendetechnischen Abteilungen im Forschungsinstitut der BHG fernmeldetechnischen Werke entwickelten Fernseh- Umspielanlagen verwendet sind. Innerhalb deren, demonstriert der Artikel das Funktionsprinzip und die praktischen Lösungen von Filtern und Richtungskopplern. Desweiteren bekommen wir einige grundsätzliche Planungshinweise.

DK 621.3.049.75—472.2:621.791.3.011

Frau Rádai:

Erfahrungen bzw. der Prüfmethode von Lötbarkeit der durchmetallisierten Bohrungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 8.

Der Artikel befasst sich mit den in der Abteilung für Erzeugnisprüfung der Fabrik BHG entwickelten und verwendeten neuen Methoden, mit deren Hilfe die Qualität des abgetrennten Metallüberzugs in den Bohrungen der gedruckten Schaltungen bestimmt werden kann. Eine der Methoden gründet sich auf die Prüfung der Lötbarkeit der Bohrungen, die andere an der Prüfung des Bohrwiderstandes. Wir machen die Verwendung der Prüfungen und die mit denen gewonnenen Erfahrungen bekannt.

UDC 621.391.63:681.7.068

Árik, T.:

**Connections among system parameters
in fibre optic transmission system**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 8.

The first part of this paper determines basically the statistical characteristics of a fibre optic transmission system on the basis of the random multiplier model of photodetection mostly accepted in literature. In possession of the results it is followed by discussing the connections among the main system parameters under typical transmitter and fibre parameters. Finally the results of the computer analysis are evaluated and summarized giving help to practical design.

UDC 548.4:621.382.002.2

Vértesy, A. — Lénárt, T. — Pál, E.:

**Test of correlation between dislocations
and electrical parameters in semiconductor devices**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 8.

In the course of technological steps of semiconductor devices manufacturing several kinds of lattice defects might occur in the semiconductor uncrystal, which might modify the physical characteristics of the devices disadvantageously. The authors examined the effect of lattice defects produced by high temperature heat treatment and diffusion on the breakdown and leakage parameters of semiconductor devices by means of shatteringless X-ray topography method, and they found, that on the effect of lattice defect, breakdown voltages decrease and leakage currents increase.

UDC 621.376.56.018.78

Balás, M.:

Examination of summing up of quantizing distortion

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 8.

In communications networks the digital TDM technics takes more and more room, both in transmission and switching applications. This raises new questions in the development and design of the network, e.g. the shape of noise of multisection telephone links comprising PCM systems. On the base of the test results introduced in the article it can be determined that the distortion unit suggested by CCITT and the summarizing law accurately defines the accumulation of quantizing distortion of 8 bit PCM multiplexers used also in Hungary.

UDC 621.3.049.774.002.2

Dr. Valkó, Á.:

**NMOS IC-s for telecommunication equipment,
technical problems of analogue blocks**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 8.

The NMOS technology developed for producing digital VLSI circuits is suitable also for producing analogue circuit components. By the help of this it is possible to integrate analogue/digital converter and sampling filter functions into one silicon monolithic circuit. In producing the analogue part of the circuit, the influence of the changes of technological parameters should be considered with care. Therefore such circuit arrangements must be selected, which are optimally indifferent to parameter variance. The control of technology should be extraordinary streng.

UDC 621.372.83/35:621.396.4:621.397.743

Pákai, L.:

Coaxial components in TV transposer equipment

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 8.

The paper is aimed to introduce the principal operation and actual realization of coaxial components used in the TV transposer equipment developed at BHG Development Institute Coaxial Technics and Transmission Technics Department, comprising filters, direction couplers; furthermore to serve with some basic design guidance.

UDC 621.3.049.75—472.2:621.791.3.011

Mrs. Rádai:

**Experiences relating to the solderability test
methods of through plated holes**

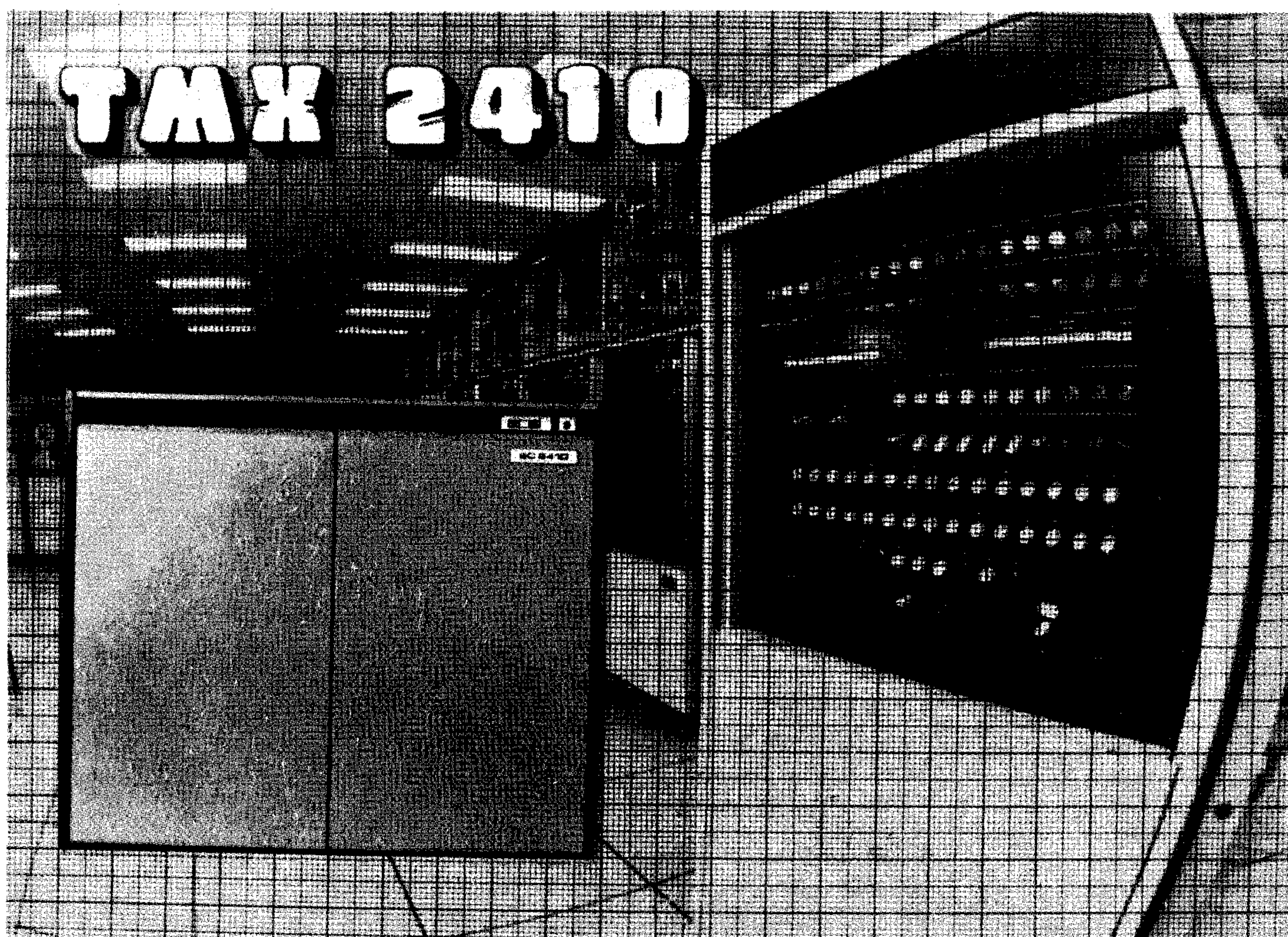
HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 8.

The paper deals with the new test methods developed and used at BHG Product Test Department, by the help of which the quality of metal layers deposited in the holes of PCB-s can be determined. One method is based on the test of solderability of holes, the other one on the measuring of hole resistance. The practical use and experiences are introduced, too.

TERTA – TELEFONGYÁR

TMX-2410

BNV-díjas termék 1979-ben



Az EC 8410 (TMX—2410) multimikroprocesszoros berendezés biztosítja a terminálokból és adatátviteli hálózathoz álló távadatfeldolgozási rendszer illesztését a központi számítógéphez. Alkalmazható bármelyik ES-R multiplexor helyén, így az emulátor üzemmódban működő távadatfeldolgozási processzorok feladatát is betöltik.

A TMX—2410 berendezés maximális lehetőségei: egyidejű információcsere 32 hírközlő csatornán és 19 200 b/s adatátviteli sebesség. Számítógépek közötti összeköttetésre 48 kb/s sebesség került megvalósításra.

A TMX—2410 az ES-R közepes és nagy számítógépeinek — vagyis az R—20 és annál nagyobb modelleknek — a multiplex csatornához tud csatlakozni. A kétcsatornás átkapcsoló lehetőséget biztosít két számítógéphez való egyidejű csatlakozásra. A TMX—2410 együttműködik más rendszerű kompatibilis számítógépekkel, így az IBM/360 és IBM/370 rendszerek számítógépeivel. A multiplexor konstrukciója megfelel az Egységes Rendszer második és harmadik sorozatára vonatkozó koncepciónak. A konstrukció jellemzője a nagyintegráltságú áramkörök (LSI), többek között a mikroprocesszorok alkalmazása. Az ilyen felépítést az igen nagy megbízhatóság és a kompakt kivitel jellemzi.

TERTA — Telefongyár
1956 Budapest Pf.: 16.
Telefon: 634-240