



HÍRADÁSTECHNIKA

**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXVII. évfolyam
B U D A P E S T**

1986

9

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXVII. évfolyam 1986. 9. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXII. évfolyam 1986. 9. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

IV. évfolyam 1986. 9. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné

Csepregi-Horváth Kázmér

dr. Flesch István

Forintos György

Gál Ferenc

dr. Prónay Gábor

BHG

Rovatvezető: Angyal László

Tudományos szerkesztő: dr. Frajka Béla

Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter, Fazekas László,

dr. Gosztony Géza, dr. Kerpán István,

Klug Miklós, Laczkó Endre, Szaics Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László

Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,

Balogh Albert, Csornai László, Czermann

Mihály, Hidas György, Huszka Zoltán,

dr. Ligeti Róbertné, dr. Mátrai Géza,

dr. Motál György, Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Dr. Somogyi András

Tudományos szerkesztő: dr. Frigyes István,

Csernoch János, Froemel Károly, Nóbik Lajos,

Szász Gerő

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza

Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,

Balanyi Szilveszter, Bodnár László, Kovács Gyula,

Mészáros Sándor, Molnár László

TKI

Rovatvezető: dr. Baranyi András

Tudományos szerkesztő: dr. Lajtha György,

dr. Henk Tamás, dr. Kása István, Megyesi Csaba,

dr. Sárkány Tamás, dr. Simonyi Ernő

TERTA

Rovatvezető: Bánsághi Pál

Tudományos szerkesztő: dr. Gordos Géza,

Baján Tibor, Benedek Elek, Kovács Oszkár,

Schnürmacher Tamás, Hutter Mihály

*

Szerkesztőségi ügyekben

és kéziratokkal kapcsolatban

felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné,

telefon: 495-098

ROVATOK

Egyesületi élet

Rendszertechnika

Kapcsolástechnika

Vezetékes technika

Fénytávközlés

Vezeték nélküli technika

Adástechnika

Vételtechnika

Mikroelektronika

Alkatrésztechnika

Hálózatelmélet

Elektromágneses problémák

ROVATGAZDÁK

HTE (H)

TKI (□)

BHG (#)

TERTA (↔)

ORION (*)

MEV (Λ)

REMIX (Δ)

ROVATTÁRSÁK

BEAG HTV

BME KONTAKTA

BRG KŐPORC

EMO KFKI

El. Szöv. M. Posta

FMV ML

GAMMA MM

HTSZ MFKI

HAGY TUNGSRAM

TARTALOM

HANZÓ LAJOS—HINSENKAMP LÁSZLÓ—UHERECZKY

LÁSZLÓ: Beszédátviteli rendszerek objektív minősítése 385

DR. SZÉKELY VLADIMIR—TRAN VAN BIEN: Félvezető eszkö-
zök hőelvezetési viszonyait leíró termikus hálózat identifikációja . 390

DR. HENK TAMÁS—LEEB FERENG: Új FFT eljárás transzponált
transzformációval 397

KUNSÁGI LÁSZLÓ—CSÉFALVAY KLÁRA: Szimbolikus hálózat-
analízis I. folyamatos idejű hálózatok 400

SZELŐCZEI LÁSZLÓ—RÉTI SÁNDOR—DR. KORMÁNY
TERÉZ: Belső getterezés a Si-szelettechnológiában 409

MEV: BFT 95 szilícium PNP planár RF tranzisztor 414

BUZÁSNÉ JAMRICH KLÁRA—SZENDRŐ ISTVÁN: Fémezés
előtti műveletek szerepe az IC-technológiában 416

DR. JÁNI GYÖRGY: Az Elektromodul kereskedőházzá alakításának
elvi problémái és gyakorlati megvalósításával kapcsolatos elkép-
zelések 420

SOMLAI TIBOR: A felhasználói integrált áramkörök hazai kereslete
és alkalmazási problémái 422

HTE elnökségi ülése 425

Díjak kiosztása 427

Beszámoló az NTG (NSZK) „Érzékelők technológiája és alkalmazása”
szemináriumról 430

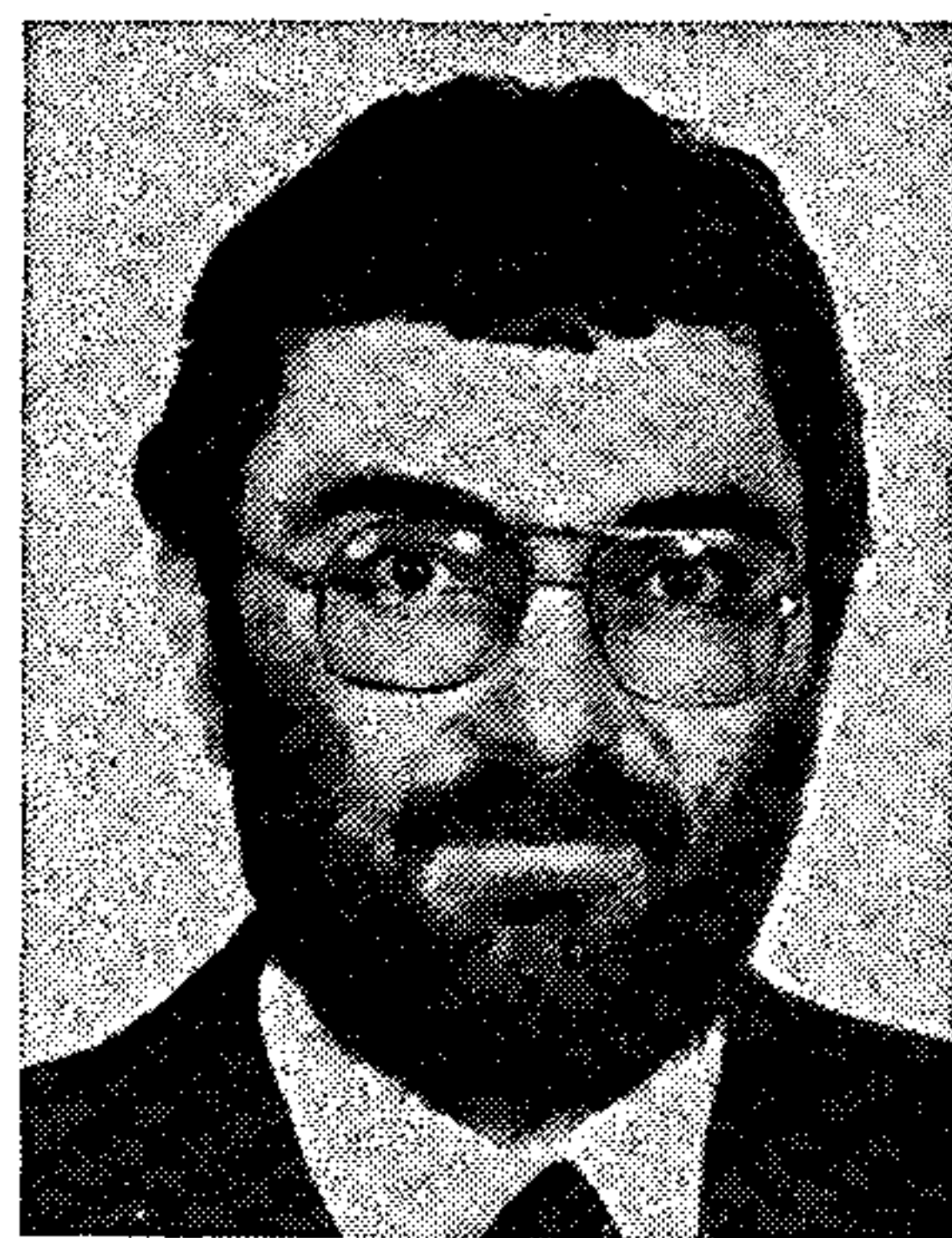
Könyvismertetés 430

Tartalmi összefoglalások 430

Beszédátviteli rendszerek objektív minősítése

HANZÓ LAJOS—HINSENKAMP LÁSZLÓ—UHERECZKY LÁSZLÓ

Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A kódolt beszédátviteli rendszerek minősítésével kapcsolatosan más problémák vetődnek fel, mint a hagyományos analóg rendszereknél. A kódolás hatására a csatorna transzparenciája mindenképpen „gyengül”, s ezért a vizsgáló jelek a konfidens minősítés érdekében a lehető legjobban hasonlítanak az átviendő jelekhez. Ez beszédátviteli rendszereknél eddig csak beszédjellel való széles körű szubjektív vizsgálatokkal volt lehetséges. A CCITT vizsgálataiban azonban azt bizonyítják, hogy a beszéd lineáris predikciós modelljén alapuló objektív cepstrumtávolságmérték a szubjektív vizsgálatokkal egyező eredményt szolgáltat, s gyors minősítést tesz lehetővé.

1. A probléma felvetése

A beszédátvitel minőségének legfőbb jellemzője, hogy azok, akik használják, milyen véleménnyel vannak róla [3]. Ezt a szubjektív véleményt a berendezések és rendszerek specifikálásához, tervezéséhez és minősítéséhez számszerű, mérhető, könnyen ellenőrizhető adatokra kell „lefordítani”. Legkorábban az érthető beszédátvitelhez tartozó sáv szélességet határozták meg. Széles körű kutatások alapján állapították meg az összefüggést a mondat-, szó-, szótagérthetőség (a megértett mondatok, szavak, szótagok százaléka) és az ezen tulajdonságokat egységesen leíró érthetőségi index között [3]. Az érthetőségi index az „átlagos beszéd” érthetőségére jellemző százalék, míg azonos körülmények között a nagyobb redundancia miatt a mondatérthetőség mindig jobb, mint a szóérthetőség. Az érthetőségi index alapján úgy találták, hogy a még érthető (telefon minőségű) beszéd átviteléhez legalább a 300...3400 Hz-es sáv átvitele szükséges.

Itt célszerű megjegyeznünk, hogy a beszéd átviteléhez (extrém esetektől eltekintve) nem szükséges megszorítást tenni az átvitel fáziskarakterisztikájára, ami plauzibilis, ha arra gondolunk, hogy a beszéd érthetőségét nem befolyásolja lényegesen az akusztikus környezet (a visszhangokat visszaverő felületek formája és távolsága, a visszhangok keletkezésének módja stb.). A tapasztalat szerint az átvitel fáziskarakterisztikájának megváltozását a beszéd színezetének megváltozásaként érzékeljük, de az érthetőség változatlan marad [12]. Hogy a hétköznapi beszédben mennyire jelen vannak a visszhangok, azt akkor érzékeljük, ha visszhangmentesített (és akusztikusan árnyékoló) ún. süket-szobában próbálunk beszélni. A fázismenetre vonatkozó előírás a másodlagos hírányagok (távíró, adat stb.), valamint a beszédnél eleve jóval szélesebb frekvenciasávot igénylő zene átviteléhez szükséges.

Beérkezett: 1986. I. 21. (□)

DR. HANZÓ LAJOS

A BME Híradástechnika Szakán végzett 1976-ban, s diplomatervével, valamint TDK dolgozatával pályázatot nyert. Azóta a TKI tudományos munkatársa. 1980-ban egy évet dolgozott az erlangeni egyetemen (NSZK), 1982-ben szakmérnöki diplomát, 1983-ban

egyetemi doktori fokozatot szerzett, 1984-ben Pollack-Virág-díjjal, 1985-ben pedig OMFB szabadalmi pályadíjjal tüntették ki. Szakmai érdeklődési körébe az információátvitellel kapcsolatos jelfeldolgozási és rendszertechnikai problémák tartoznak. Hobby: zene, sport, famegmunkálás.

Új helyzet állt elő a digitális átvitel (PCM) megjelenésével. Szabályozni kellett a linearitás (ami alatt a be- és kimeneti szint arányos változásának toleranciáját értjük), valamint a kvantálási zaj mértékét is.

Véleményünk szerint a PCM-től eltérően kódolt (általában csökkentett sebességű) beszédátvitel terjedésével ismét új helyzet áll elő. A differenciális kódolási eljárások ui. kihasználják, hogy az egyes beszédminták nem függetlenek egymástól, s a jel változásának csak véges meredekségét képesek átvinni. A jelmerekség korlátozása még az adaptív eljárásoknál is jelentkezik. Egyrészt azért, mert az adaptáció csak bizonyos késéssel képes követni a jel természetének megváltozását, másrészt azért, mert realizálási okok miatt mindenféleképpen jelentkezik egy határmeredekség. A jel alakja sokszor durván eltorzul, de ez a tény nem biztos, hogy lényegesen rontja a beszédátvitel minőségét, hiszen a lineáris fázistorzítással kapcsolatban beláttuk, hogy érthető beszédátvitelhez nem feltétlenül szükséges a beszéd hullámformájának alakhű átvitele, ami egyébként a torzítatlan átvitel szokásos feltétele.

A jelalak torzulása olyan mértékű lehet, hogy ezek a rendszerek közelítőleg sem tekinthetők lineárisnak, de azt sem állíthatjuk, hogy tipikusan nemlineárisak. Az ilyen tulajdonság jellemzésére megkülönböztetésül a szokásos „gyengén nemlineáris” jelzőtől a „kvázi lineáris” meghatározást tartjuk célszerűnek. A PCM átvitel jellemzésére szokásos linearitás és kvantálási zaj (torzítás) alkalmazása a kódolt átvitelre erősen vitatható, ui. egyrészt a hullámalak torzulása kérdésessé teszi a szint értelmezését, másrészt a kvantálási zaj mérésekor használt hullámforma által keletkező zavaró jelek nem biztos, hogy jellemzőek a minőség romlására. Általában a kvázilineáris rendszerek vizsgálatához a linearitáson alapuló Fourier felbontás (szinuszos mérőjelek) nem alkalmazható. Az újszerű feladat megoldásához kétféle dolgot kell tenni:

1. A mérőjellel „közelebb kell menni” ahhoz a jelhez, aminek átvitelére a rendszert terveztük. Ez mindenféleképpen a minősítés általánosságá-

nak romlásával jár. Csak olyan típusú jelek átviteli minőségére tehetünk megállapításokat, amilyen típusú mérőjeleket alkalmaztunk. Ez a tény a linearitás korlátozottságának a következménye.

2. Újra kell fogalmazni azt a minősítési rendszert, aminek segítségével a felhasználó szubjektív véleményét számszerű adatokra „fordítottuk le”.

Mivel az átvendő jelek véletlenszerűek, célszerű, ha a mérőjel is véletlenszerű. Véletlenszerű (sztochasztikus) mérőjelek torzításmérésre való felhasználását [11] tárgyalja.

A csillapítás-torzítás fogalma esetleg átmenthető, ha azt véletlen jelek spektrális burkolójának torzulásaként értelmezzük. Méréstechnikai okokból célszerű álvéletlen (véges periódushosszal és vonalas spektrummal rendelkező) mérőjel alkalmazása, ekkor ui. a mérendő átlagértékek hamarabb „kialakulnak”. Egy ilyen generátorral (mivel több szinuszelet állít elő, sokhangú generátornak nevezhető) a különböző szinuszelek kezdőfázisának és amplitúdójának beállításával különböző eloszlások közelíthetők.

Észre kell venni, hogy a beszédátvitel minősítése és a beszélő személy azonosítása rokon feladatok. Az az átviteli rendszer ui., amelyen keresztül a beszélő személy felismerhető, jó minőségűnek mondható. A beszélő személy azonosításának jól ismert módszereit képezik a különböző távolságmérések [1]. Nyilvánvaló, hogy közvetlenül a be- és kimeneti jelalakokon képzett távolságok nem alkalmasak, ui. a beszéd érthető átviteléhez nem szükséges a jel szigorú alakhűségét megtartani. A CCITT vizsgálatai szerint [5], [6], [9] a be- és kimeneti jeleken képzett cepstrumtávolság és a felhasználó szubjektív értékítélete jól egybe esik. A cepstrumtávolság mérésének elvi alapjait a 2. fejezetben tárgyaljuk. A lineáris predikció és a cepstrumanalízis leírásunkhoz szükséges alapvető fogalmait az F.1. és F.2. függelékben foglaltuk össze.

2. Objektív minősítés a cepstrumtávolság alapján [1], [6], [7]

A beszédfeldolgozásban olyan $d(x, y)$ távolságfogalmakat célszerű alkalmazni két beszédminta (x és y) között, melyekre teljesül, hogy:

1. $d(x, y) = d(y, x)$, azaz szimmetrikus,
2. $d(x, y) \geq 0$, ha $x \neq y$, és $d(x, x) = 0$ } azaz pozitív definit,
3. $d(x, y)$ fizikailag értelmezhető a frekvencia-tartományban, s
4. hatékony eljárás adható $d(x, y)$ meghatározására.

Az első két kritérium (amelyek meglétét szigorúan megköveteljük), a távolság fogalmához szokás szerint hozzá tartozik. A szimmetria azt mondja ki, hogy nem különböztetjük meg a referens és a mérendő jelet, a pozitív definit követelmény pedig azt, hogy két jel akkor hasonlít legjobban egymásra, ha megegyeznek. A harmadik és negyedik kritérium a gyakorlati alkalmazhatóságot célozza. Nem kell feltétlenül megkötést tenni három minta egymás közötti távolságának viszonyára, azaz nem követeljük meg, hogy a távolságok halmaza metrika legyen, vagyis hogy az (1) háromszög egyenlőtlensége teljesüljön:



HINSENKAMP LÁSZLÓ

A BME Híradástechnika szakán végzett 1970-ben. Három évig a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén dolgozott, azóta a Távközlési Kutató Intézet munkatársa. 1974-ben szakmérnöki diplomát szerzett. 1983-ban háromhóna os tanulmányutat tett a bochumi egyetemen (NSZK). Szakmai érdeklődése a digitális hírközléssel kapcsolatos rendszertechnika problémákra terjed ki. Hobby: zene és irodalom.

$$d(x, y) \leq d(x, z) + d(y, z). \quad (1)$$

A [6] dolgozat szerint a kodek be- és kimeneti mintái közötti ún. cepstrumtávolság és a felhasználó szubjektív értékítélete (Mean Opinion Score — MOS [9]) szoros korrelációban van egymással.

Az x és y jel cepstrumtávolságát a

$$CD = \left(2 \sum_{i=1}^K |C_x(i) - C_y(i)|^2 \right)^{1/2} \quad (2)$$

összefüggés definiálja [6], ahol $C_x(i)$ és $C_y(i)$ az x és az y -jel cepstrumegyütthatói. A cepstrumegyütthatókat a beszédet modellező (lásd F.1. függelék) tisztán pólusokat tartalmazó, z^{-1} -ben M -ed fokú $A(z)$ polinom segítségével az:

$$\ln \left(\frac{1}{A(z)} \right) = - \sum_{k=1}^{\infty} C(k) z^{-k} \quad (3)$$

Taylor sorfejtéssel számíthatjuk, s belátjuk, hogy a (3) összefüggésben a sorfejtés $C(k)$ együtthatói épp a cepstrumegyütthatók.

A $z = e^{j\theta}$ helyettesítéssel és abszolútérték-négyzet képzéssel:

$$\ln |1/A(e^{-j\theta})|^2 = \ln (1/Ae^{-j\theta}) + \ln (1/Ae^{+j\theta}). \quad (4)$$

A (3) egyenlet (5) szerinti alakjával a (4) összefüggés a (6) szerinti formára hozható:

$$\ln (1/Ae^{-j\theta}) = - \sum_{k=1}^{\infty} C(k) e^{-jk\theta}, \quad (5)$$

$$\ln (\sigma/|A(e^{-j\theta})|)^2 = - \sum_{k=-\infty}^{\infty} C(k) e^{-jk\theta}, \quad (6)$$

ahol $C(0) = \ln(\sigma^2)$, és $C(k) = C(-k)$.

A (6) egyenletben $z = e^{j\theta}$ helyettesítéssel:

$$\ln |\sigma/A(z)|^2 = - \sum_{k=-\infty}^{\infty} C(k) \cdot z^{-k}, \quad (7)$$

majd inverz z transzformáció után:

$$Z^{-1} \{ \ln |\sigma/A(z)|^2 \} = -C(k), \quad (8)$$

hiszen (7) jobb oldalán $-C(k)$ z transzformáltja áll. Feltételezve, hogy

$$\sigma/A(z) = Z \{ y(m) \}, \quad (9)$$

a (8) összefüggés (10) szerinti lesz:

$$Z^{-1} \{ \ln |Z \{ y(m) \}|^2 \} = -C(k), \quad (10)$$

amit az (F.2.13) egyenlet szerinti cepstrummal összevetve látható, hogy attól abszolútérték-négyzetképzéssel tér el. Ezért nevezik az (F.2.13) szerintit teljesítmény-cepstrumnak. Beláttuk tehát, hogy a beszédet modellező $A(z)$ polinom ismeretében meghatározhatók a $C(k)$ cepstrumegyütthetők.

Annak érdekében, hogy az $A(z)$ polinom pólusai és $C(k)$ között explicit számítási formulát kapjunk, írjuk fel $A(z)$ -t gyöktényezős alakban:

$$A(z) = (1 - z_1 z^{-1})(1 - z_2 z^{-1}) \dots (1 - z_M z^{-1}), \quad (11)$$

majd logaritmus képzés után:

$$\ln[A(z)] = \ln(1 - z_1 z^{-1}) + \ln(1 - z_2 z^{-1}) + \dots + \ln(1 - z_M z^{-1}). \quad (12)$$

Felhasználva (12)-ben, hogy:

$$\ln(1 - \varepsilon) = -\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\varepsilon^k}{k}, \quad (13)$$

a (14) egyenletet kapjuk:

$$\ln[A(z)] = -\sum_{n=1}^M \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(z_n z^{-1})^k}{k}. \quad (14)$$

Az összegzés sorrendjét felcserélve:

$$\ln[A(z)] = -\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sum_{n=1}^M z_n^k z^{-k}. \quad (15)$$

A (15) összefüggést a (3)-mal összehasonlítva:

$$C(k) = -\frac{1}{k} \sum_{n=1}^M z_n^k \quad (16)$$

adódik, ami a polinomegyütthetők és a cepstrum-együtthetők átszámítási formuláját adja.

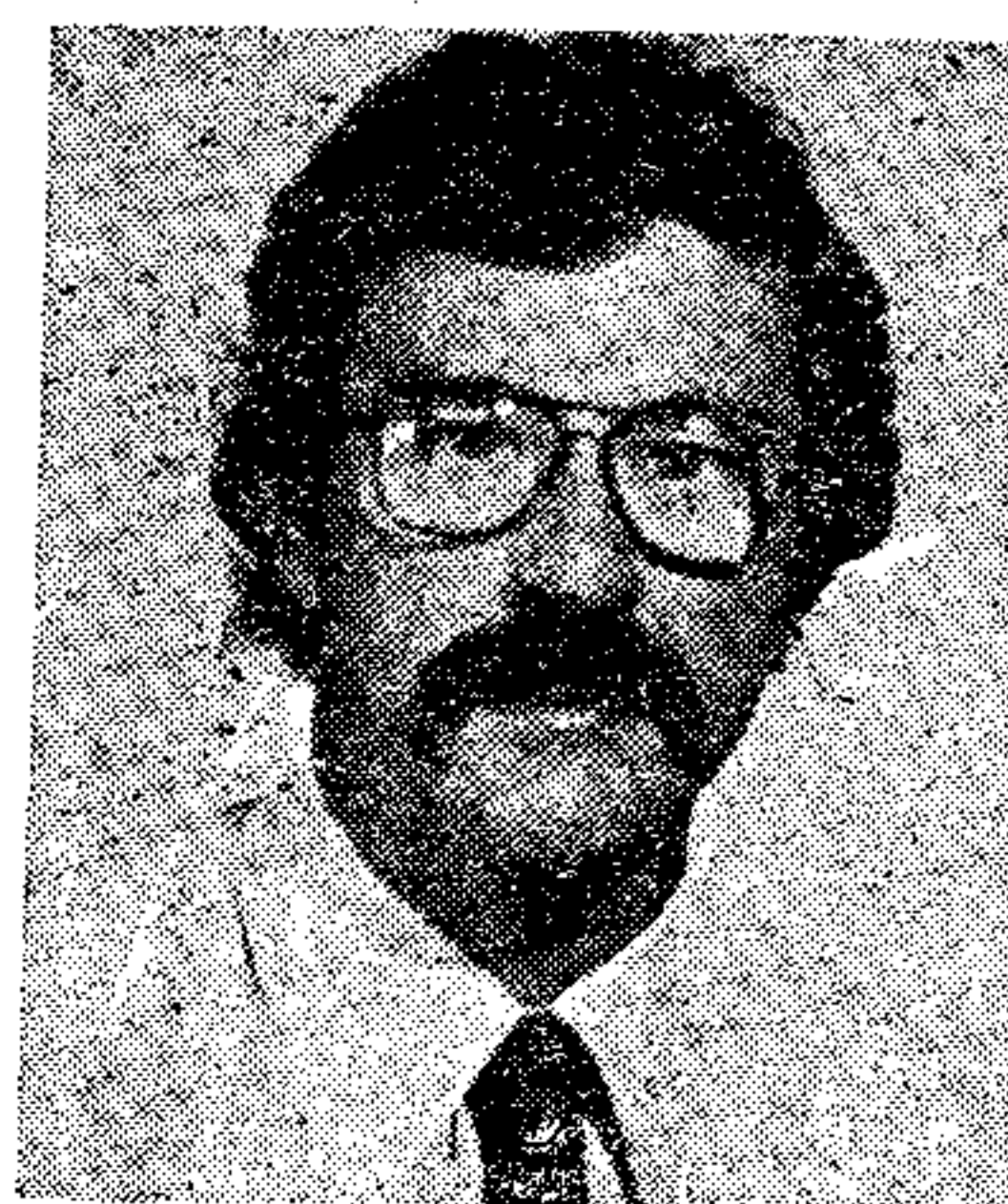
A cepstrumtávolságot tehát az alábbi módon határozhatjuk meg. A be- és kimeneti jeleken a lineáris predikció valamelyik eljárásával (F.1 és [1, 4, 10]) meghatározzuk a modellező $A(z)$ polinomot. $A(z)$ ismeretében a (16) és a (2) összefüggésekkel egyszerűen meghatározhatjuk a cepstrumtávolságot. A kodek be- és kimeneti jeleinek cepstrumtávolsága [6] szerint viszont jól egybeesik a beszédfeldolgozás minőségének szubjektív ítéletével. Laboratóriumi mérésekhez valamilyen alkalmas mérőjelet kell használni. Ezt a mérőjelet ismert együtthetőségű lineáris prediktor generálhatja, és így csak a kimenőjelen kell elvégezni a prediktor együtthetők meghatározását.

A cepstrumtávolság (2) definíciójában csak véges számú cepstrumegyütthetőt vettünk figyelembe. A véges sok cepstrumegyütthető a (3), illetve az (F.2.10) szerinti végtelen sok cepstrumegyütthetőn alkalmazott ablakolással (cepstrum simítás, liftering) határozható meg. A [4] irodalom egyszerű négyszögletes ablakot alkalmaz.

A cepstrumegyütthető tulajdonságaiból következik, hogy a (2) összefüggéssel definiált CD cepstrumtávolság kielégíti a 2. fejezet elején tett matematikai (első és második) és gyakorlati (harmadik és negyedik) követelményeket.

3. Konklúzió

A CCITT néhány cég bevonásával széles körű vizsgálatokat végzett beszédátviteli rendszerek minősítésére



UHERECZKY LÁSZLÓ

A BME Híradástechnika Szakán végzett 1966-ban.

1966—1977 között a Telefongyárban dolgozott a fejlesztésén, 1973-tól a számítástechnikai Fejlesztési Főosztály vezetőjeként. 1977-től a TKI tudományos osztály-vezetője. 1970-ben ösztöndíjasként dolgozott Japánban a Fujitsu Ltd-nél és a tokiói egyetemen folytatott tanulmányokat. 1978—79-ben a National Physical Laboratóriumban, Angliában, vendégkutatóként adatátviteli protokollok jellemzőinek vizsgálatával foglalkozott. Szakmai érdeklődése számítógépes kommunikáció, mikroprocesszoros rendszerek.

vonatkozóan, és azt találta, hogy a felhasználók szubjektív megítélése jól egyezik a dolgozatban ismertett cepstrumtávolság objektív mérőszámaival [5], [6], [9]. Ezért a mérőjelet ismert együtthetőségű lineáris prediktorral generálva csak az átviteli rendszer kimenetén kell a folyamatot leíró prediktor-együtthetőket, majd segítségükkel a cepstrumtávolságot meghatározni, hogy a beszédátvitel minőségére objektív mutatót kapjunk. Egy ilyen műszer kifejlesztése tehát nagyban segítené a különbözőképp kódolt beszédátviteli rendszerek nagyarányú elterjedése előtti objektív minősítését, és időrabló, drága szubjektív vizsgálatokat takarítana meg.

4. Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozunk dr. Gordos Gézának, Korda Tibornak és dr. Lajtha Györgynek, akik irodalmi forrásokkal és ötletekkel voltak segítségünkre a beszéd-kódolók minősítésével kapcsolatos útkeresésünk során.

F.1. A lineáris predikció alapjai [1, 2, 4, 10]

A lineáris predikció jelek olyan modellezési eljárása, amelynél a jel jelenlegi értékét múltbeli értékeinek és a modellező rendszer gerjesztésének jelenlegi és múltbeli értékeinek lineáris kombinációjával becsüljük. A tapasztalat azt mutatja [1], hogy $p \approx 8-14$ fokú prediktorral a legtöbb hangzó esetben a predikciós hiba elegendően kicsi lesz, tehát pl. az 1. ábra szerinti predikciós beszédmodell a beszédet jól írja le.

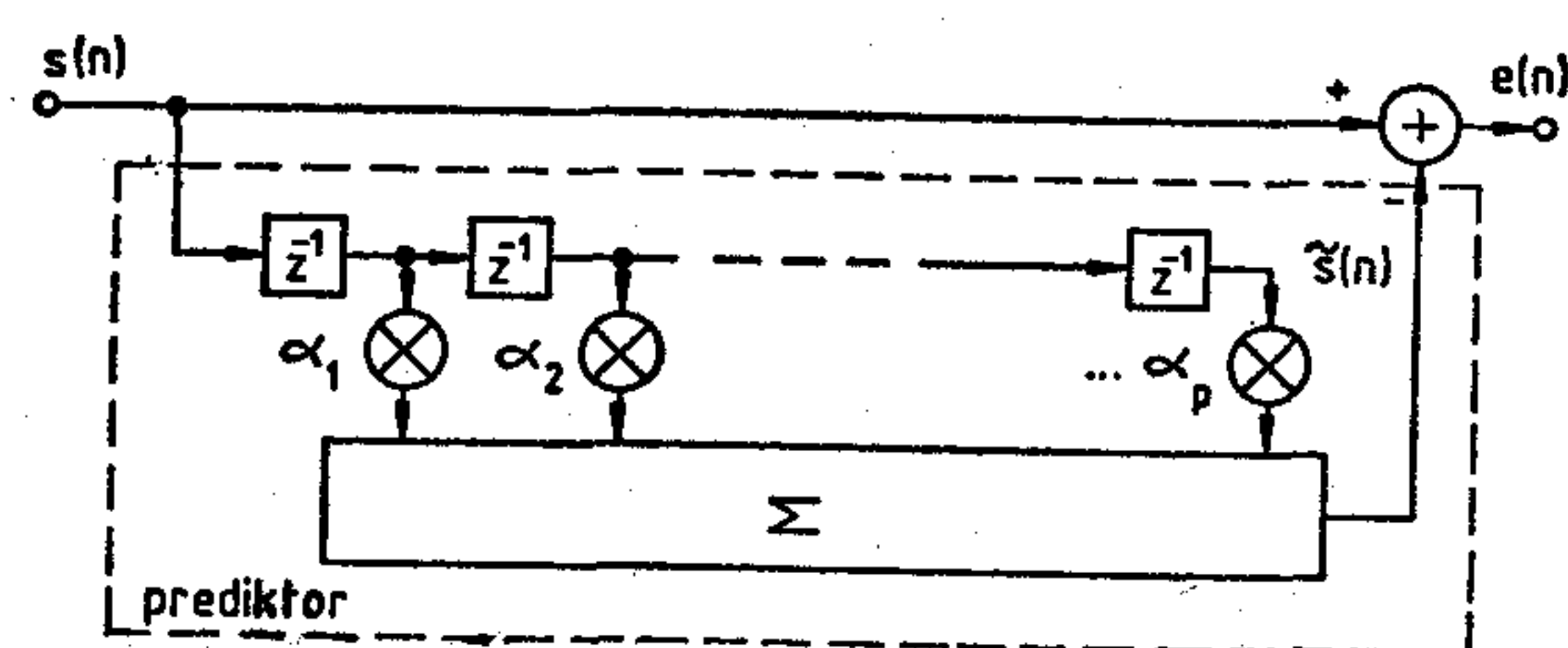
Ha ismert $e(n)$ és az α_k együtthetőhalmaz (valamint a G erősítés), akkor az $s(n)$ jel az 1.b. ábra szintézis-modelljének kimenőjele. Ha ismert az $s(n)$ jel és az α_k együtthetőhalmaz (valamint a G erősítés), akkor az $e(n)$ jel az 1.a. ábra analízis-modelljének kimenőjele.

Az α_k együtthetők (és a G erősítés) meghatározása a predikció alapvető feladata. Az együtthetők meghatározása a modellezendő $s(n)$ sorozatból történik oly módon, hogy a becsült $\tilde{s}(n)$ sorozat n . elemét az $s(n)$ sorozat előző p darab elemének lineáris kombinációjával becsüljük:

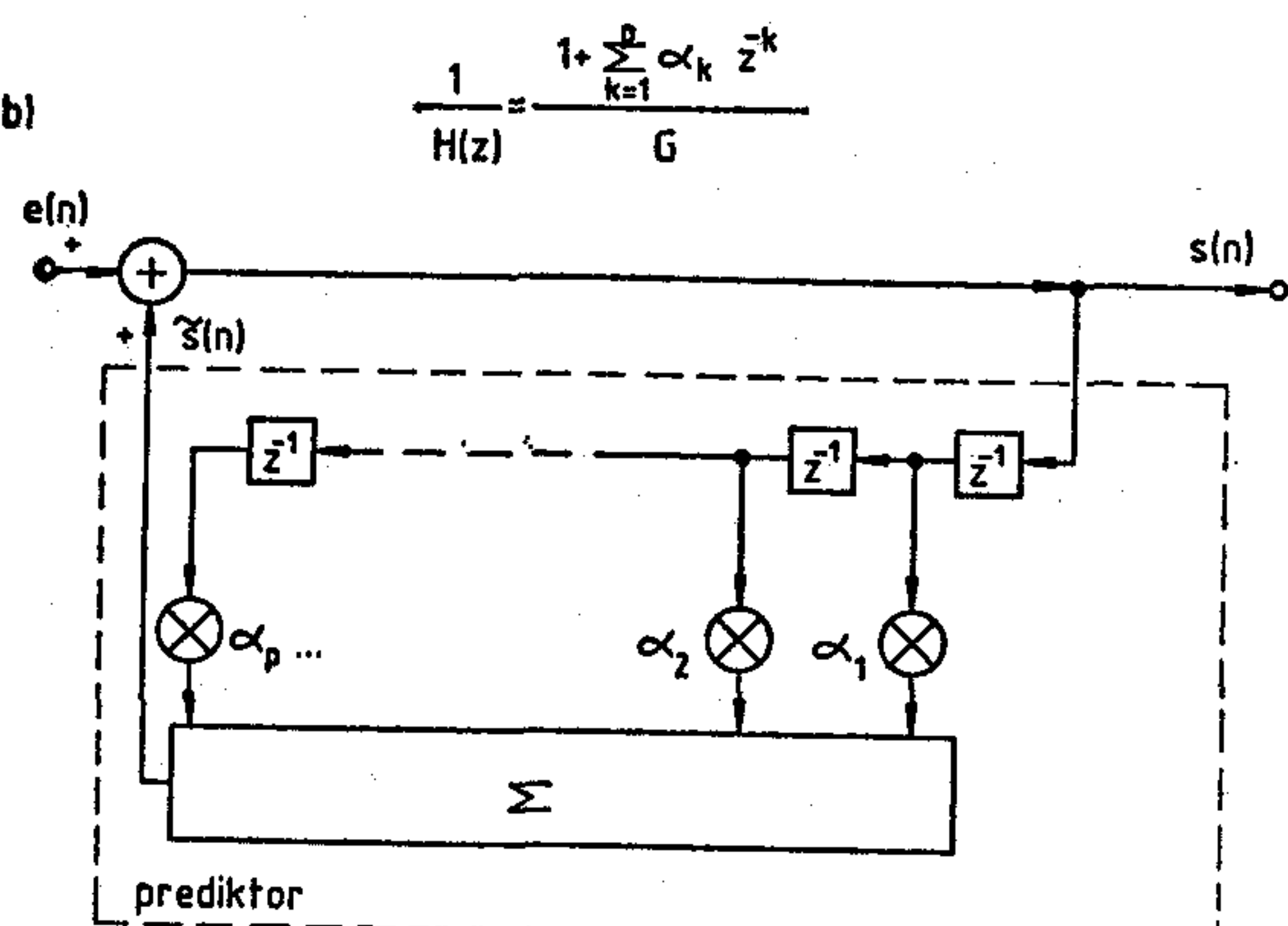
$$\tilde{s}(n) = \sum_{k=1}^p \alpha_k s(n-k). \quad (F.1.1.)$$

A becsült $\tilde{s}(n)$ és a becsülendő $s(n)$ sorozat eltérése a predikciós hiba:

a)



b)



$$H(z) = \frac{G}{1 + \sum_{k=1}^p \alpha_k z^{-k}}$$

1. ábra Beszédkeltés a lineáris prediktor közvetlen struktúráival
a) analízis modell, b) szintézis modell

$$e(n) = s(n) - \hat{s}(n) = s(n) - \sum_{k=1}^p \alpha_k s(n-k). \quad (F.1.2.)$$

A predikciós hiba általában mintáról mintára változik. A predikció feladata éppen abból áll, hogy az α_k együtthatókat úgy határozzuk meg, hogy a predikciós hiba valamilyen értelemben (általában négyzetes középértékben) kicsi legyen. Ekkor az α együtthatók az $s(n)$ sorozat jó, tömör jellemzésére használhatók. A különböző típusú $s(n)$ sorozatok (determinisztikus, sztochasztikus stb.) és a különböző hibakritériumok (négyzetösszeg, abszolútérték maximum stb.) a predikciós feladat alcsoportjait adják.

A beszédjel bizonyos részletei egy-egy rövidebb időszakban jól modellezhetők olyan lineáris idővariáns rendszer súlyfüggvényével, amely tisztán pólusokat tartalmaz [1]. A $H(z)$ akkor fogadható el a beszédkeltés mechanizmusának jó modelljeként, ha kis $e(n)$ hibajelet, vagyis az $s(n)$ idősort (a beszédet) jól közelítő $\hat{s}(n)$ jelet produkál. Ha $s(n)$ a súlyfüggvény, akkor $e(n)$ (a $t=0$ időpillanattól eltekintve) nulla, és ha $s(n) \approx \hat{s}(n)$, akkor a predikciós együtthatók a beszéd jó, tömör jellemzésére használhatók.

Maga a teljes beszéd folyamat a hangzók állandósult időszakazaiból és az azokat összekötő átmenetektől áll. Az időszakaszok hosszában megnyilvánuló időstruktúra és az egyes időszakaszokban érvényes spektrális amplitúdókarakterisztika (melyet a predikciós együtthatók meghatároznak) kellő részletességgel jellemzi a beszédet [1]. A beszéd modellezéséhez nem szükséges a hangzók hullámformájának pontos leírása! Az állandósult időszakok jellemzése a spektrum fázisinformációja nélkül is kellő mélységben elvégezhető.

F.2. A cepstrumanalízis alapjai [1, 2, 8, 13]

Az $y(t)$ folytonos idejű, Fourier transzformálható jel (teljesítmény) cepstruma:

$$C_y(q) = |F^{-1}\{\ln |F\{y(t)\}|^2\}|^2, \quad (F.2.1.)$$

azaz a Fourier transzformált abszolútérték négyzete, logaritmusa, inverz Fourier transzformáltjának abszolútérték négyzete.

A cepstrum fogalmát Bogert és társai [13] 1963-ban alkották arra a célra, hogy az időfüggvénnyel „összekeveredett” echók felismerhetők legyenek. Könnyű belátni ugyanis a cepstrum első lényeges tulajdonságát, nevezetesen azt, hogy az echók, amelyek a jel spektrumán a 1 éleltetéssel fordítva arányos hullámhosszúságú hullámok formájában jelentkeznek, a cepstrumon éles kiemelkedések (közelítőleg Dirac-szimbólumok) formájában figyelhetők meg. Legyen ui. az $y(t)$ jel és τ idejű késleltetettjének (az echónak) összege:

$$y(t) = x(t) + ax(t-\tau), \quad (F.2.2.)$$

ahol a az echó csillapodása ($a < 1$). A Fourier transzformált abszolútértékének négyzete:

$$|F\{y(t)\}|^2 = G_y(\omega) = |X(\omega)|^2 |1 + ae^{-j\omega\tau}|^2. \quad (F.2.3.)$$

A második tényezőben az abszolútérték négyzetet kiszámolva:

$$G_y(\omega) = G_x(\omega)(1 + 2a \cos \omega\tau + a^2). \quad (F.2.4.)$$

Kis a értékek esetén logaritmus képzés után:

$$\ln G_y(\omega) = \ln G_x(\omega) + \ln(1 + 2a \cos \omega\tau + a^2),$$

$$\ln G_y(\omega) \approx \ln G_x(\omega) + 2a \cos \omega\tau. \quad (F.2.5.)$$

Az $\ln G_y(\omega)$ -ból F^{-1} transzformációval és abszolútérték-négyzet képzéssel számíthatjuk a $C_y(q)$ cepstrumot, amin az $F^{-1}\{2a \cos \omega\tau\}$ tag miatt Dirac impulzusok adódnak $F^{-1}\{\ln G_x(\omega)\}$ -hoz:

$$C_y(q) = |F^{-1}\{\ln G_y(\omega)\}|^2 \approx C_x(q) + 2a\delta(q+\tau) + 2a\delta(q-\tau). \quad (F.2.6.)$$

A cepstrum második fontos tulajdonsága, hogy segítségével jelek periodicitása (vagy kvázi periodicitása) könnyen felderíthető.

Legyen az $y(t)$ periodikus jel:

$$y(t) = p(t) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_p), \quad (F.2.7.)$$

alakú, ahol $*$ konvolúciót jelent, T_p a periódusidő és $p(t)$ a jel egy periódusának időfüggvénye. Az (F.2.7.) összefüggés mindkét oldalán $|F\{\cdot\}|^2$ -et számolva:

$$G_y(\omega) = |P(\omega)|^2 \cdot \frac{2\pi}{T_p} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2n\pi}{T_p}\right), \quad (F.2.8.)$$

ahol felhasználtuk, hogy a Dirac-impulzus sorozat Fourier transzformáltja is Dirac-impulzus sorozat.

Az (F.2.8.) összefüggésben elvégezve az abszolútértéknégyzet képzését, valamint a cepstrumszámítás további műveleteit ($\ln$, F^{-1} , $|\cdot|^2$), hosszadalmas levezetés után azt kapjuk, hogy a periodikus jel cepstrumában a periodicitás ténye élesen kiemelkedő maximumok (Dirac-impulzusok) formájában megfigyelhető.

A cepstrum transzformáció harmadik hasznos tulajdonsága, hogy két, diszjunkt tartóval rendelkező cepstrumú jel konvolválójából a cepstrumszámítás segítségével az egyes összetevő jelek jellegére könnyen következtetni lehet, azaz dekonvolúciót végezhetünk. Legyen:

$$f(t) = x(t) * y(t). \quad (F.2.9.)$$

Alkalmazva (F.2.1.)-et:

$$\begin{aligned} C_f(q) &= |F^{-1}\{\ln(G_x(\omega)G_y(\omega))\}|^2 = \\ &= |F^{-1}\{\ln G_x(\omega)\} + F^{-1}\{\ln G_y(\omega)\}|^2 = \\ &= [F^{-1}\{\ln G_x(\omega)\} + F^{-1}\{\ln G_y(\omega)\}] \cdot \\ &\quad \cdot [F^{-1}\{\ln G_x(\omega)\} + F^{-1}\{\ln G_y(\omega)\}]^* = \\ &= C_x(q) + C_y(q) + [F^{-1}\{\ln G_y(\omega)\}] \cdot \\ &\quad \cdot [F^{-1}\{\ln G_x(\omega)\}]^* + [F^{-1}\{\ln G_x(\omega)\}] \cdot \\ &\quad \cdot [F^{-1}\{\ln G_y(\omega)\}]^*. \end{aligned} \quad (F.2.10.)$$

Feltételezve, hogy C_x és C_y tartója diszjunkt, azaz ha valamely q -ra:

$$C_x(q) \neq 0, \text{ akkor } C_y(q) = 0, \text{ és ha} \quad (F.2.11.)$$

$$C_y(q) \neq 0, \text{ akkor } C_x(q) = 0,$$

akkor:

$$C_f(q) = C_x(q) + C_y(q), \quad (F.2.12.)$$

azaz a konvolváló jel cepstruma az összetevő jelek cepstrumának összegeként adódik. Ha az (F.2.11.) feltétel csak közelítőleg teljesül — azaz a cepstrumok csak közelítőleg diszjunktak — (ez a helyzet beszédjel gerjesztésekor), akkor (F.2.12.) is csak közelítőleg igaz.

A cepstrum három lényeges tulajdonsága (echók felderítése, periodicitás felderítése, konvolúció felbontása) fontos szerepet játszik a beszédfeldolgozásban való alkalmazásoknál [1].

Magánhangzók ejtésekor a beszédjel kváziperiodikus rezgés, amelynek spektruma közelítőleg vonalas. A vonalas spektrum burkolójának helyi maximumai a formánsfrekvenciák. Általában az első három formánsfrekvencia a hangzóra, a negyedik, ötödik és hatodik a beszélő személyre jellemző [1]. A további formánsfrekvenciák nem jelentősek.

A formánsfrekvenciák nem feltétlenül esnek egybe a spektrumvonalakkal. A formánsjellemzők (a maximum helye, értéke, a kiemelkedés szélessége) meghatározásához a spektrumot simítani kell, és meg kell határozni a spektrum burkolóját. Ha a simítás túl erős, akkor egyes formánsok elveszhetnek, ha túl gyenge, akkor olyan helyi maximumok maradhatnak, melyek nem formánsok. A spektrum simításának nehézségei a cepstrumon való műveletvégzéssel megkerülhetők [1].

A beszédkeltés mechanikai rezonátorral (az ún. akusztikus csőmodellel) modellezhető. A modell megalkotásához a gerjesztő jel és a rezonátor súlyfüggvényének konvolúciójából álló beszédjeltől külön kell tudni választani a gerjesztő jelet és a rezonátor súlyfüggvényét. Pontosabban az egyik jellemző ismeretében a beszédből az (F.2.12.) összefüggés segítségével a másik meghatározható.

A cepstrum fogalma bizonyos rokonságot mutat a spektrum fogalmával. A független változó (q) idő dimenziójú ugyan, de a Fourier transzformált frekvencia változójával rokon tulajdonságokat mutat (pl. periodikus jelek cepstruma vonalas). A cepstrumanalízis új fogalmainak tárgyalásához szükséges szavakat ezért a spektrumanalízis hasonló fogalmaiból származtatják többnyire az első szótag megfordításával (1. táblázat).

1. táblázat

A cepstrumanalízis kifejezése

A spektrumanalízis kifejezései	A cepstrumanalízis kifejezései
spectrum frequency magnitude phase harmonic filtering period	cepstrum quefrequency gamnitude saphe rahmonic liftering reperiod

Ha a feldolgozandó jel diszkrét idejű, akkor a hozzá tartozó cepstrumot a:

$$C_y(n) = |Z^{-1}\{\ln |Z\{y(m)\}|\}^2| \quad (F.2.13.)$$

kifejezés, ha stacionárius sztochasztikus folyamat, akkor a:

$$C_y(q) = |F^{-1}\{\ln S_y(\omega)\}|^2 \quad (F.2.14.)$$

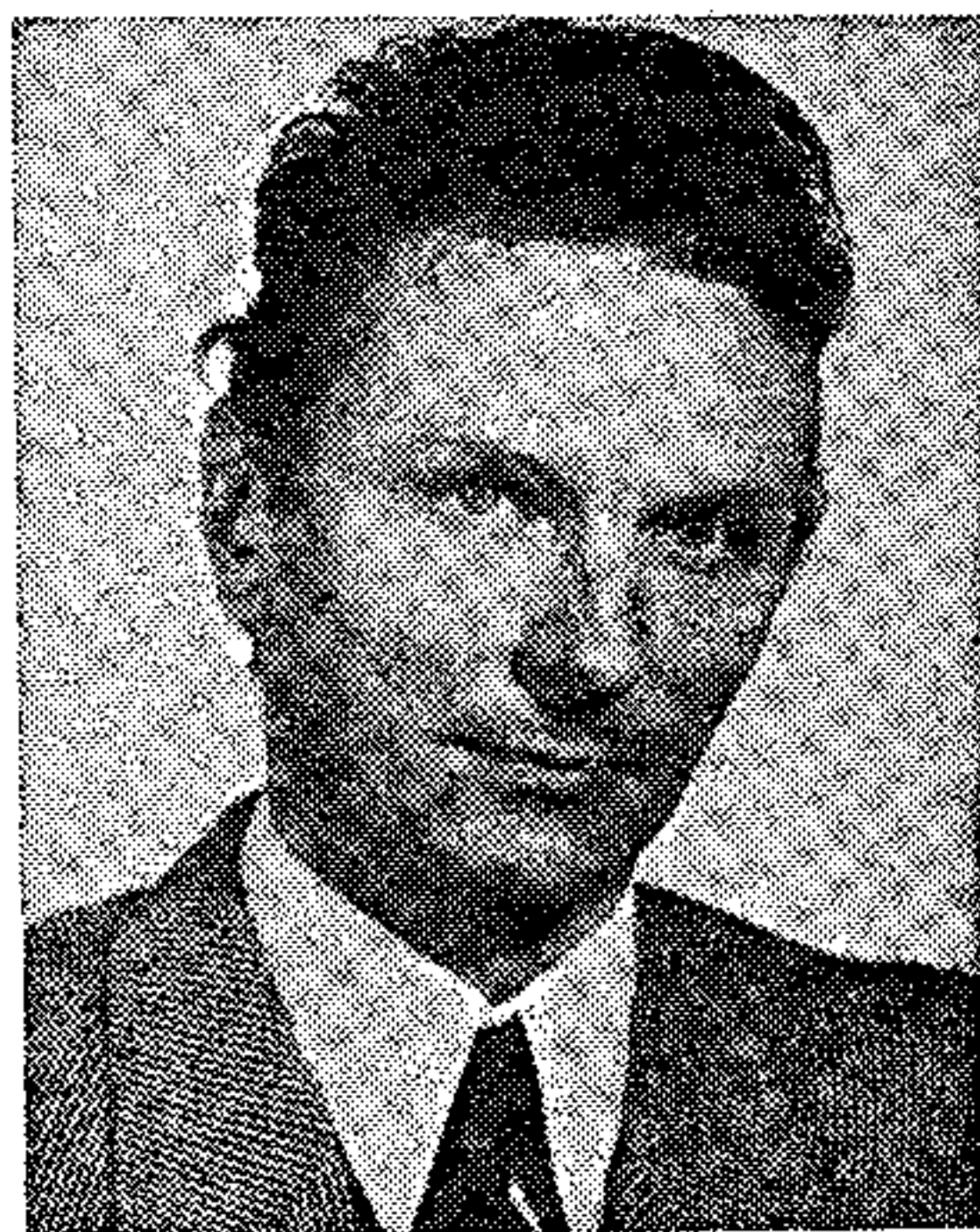
kifejezés definiálja, ahol $S_y(\omega)$ az $y(t)$ stacionárius sztochasztikus folyamat spektrális sűrűsége.

IRODALOM

- [1] Gordos G.; Takács Gy.: Digitális beszédfeldolgozás, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1983.
- [2] N. Hesselmann: Digitális jelfeldolgozás, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1985.
- [3] Lajtha Gy.: Távközlő hálózatok elmélete és tervezése, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1971.
- [4] M. L. Honig; D. G. Messerschmitt: Adaptive Filters. Structures, Algorithms, and Applications. Kluwer Academic Publishers, Boston, 1984.
- [5] NTT: Calculation Method of OPINE. CCITT Contribution, COM—XII—235—E, 1984.
- [6] NTT: Proposal of Objective Quality Measure for Voiceband Codecs. CCITT Contribution, COM—XII—8—E, 1985.
- [7] A. H. Gray; J. D. Markel: Distance Measures for Speech Processing. IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing. Vol. ASSP—24. No. 5, Oct. 1976, pp. 380—391.
- [8] D. G. Childers; D. P. Skinner; R. C. Kemerait: The Cepstrum: A Guide to Processing. Proc. of the IEEE, Vol. 65, No. 10, Oct. 1977.
- [9] NTT: Laws of Addition for Opinion Equivalent Q in Low-Bit-Rate Speech Coding. CCITT Contribution, COM—XII—9—E 1985.
- [10] J. Mokhoul: Linear Prediction: A Tutorial Review. Proc. of the IEEE, Vol. 63, No. 6. April, 1975, pp. 561—579.
- [11] Gordos G.; Korda T.; Kovács P.: Szűrő nélkül működő automatikus torzításmérő. 5. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia. Budapest, 1980. március, 338—347. oldal
- [12] Gordos G.: Személyes közlés. 1985.
- [13] B. P. Bogert; M. J. Healy; J. W. Tukey: The Quefrequency Analysis of Time Series for Echoes: Cepstrum, Pseudo-Autocovariance, Cross-Cepstrum, and Saphe Cracking. Time Series Analysis, M. Rosenblatt, Ed. New York, Wiley, 1963. Chap. 15, pp. 209—243.

Félvezetőeszközök hőelvezetési viszonyait leíró termikus hálózat identifikációja

DR. SZÉKELY VLADIMIR—TRAN VAN BIEN
BME Elektronikus Eszközök Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk félvezetőeszközök hőelvezetési viszonyainak mérésével foglalkozik. A bemutatott mérési eljárás az eszköz időtartománybeli termikus válaszfüggvénye alapján identifikálja a hőelvezetés termikus RC hálózatát. A mérőrendszert számítógép vezérli, s a mért adatokból dekonvolúciós eljárással állítja elő a hőelvezetés időállandóinak spektrumát. Az identifikáció eredményeként adódó hőkapacitás — termikus ellenállás függvény a hőelvezetési struktúra egyes szakaszainak egyértelmű azonosítására is alkalmas.

Bevezetés

A félvezető eszközök teljesítőképességének egyik korlátja a disszipáció okozta melegedés. Ezért fontos konstrukciós szempont a hőelvezetés minél jobb megvalósítása. Szükséges továbbá, hogy pontosan mérni tudjuk a hőelvezetési viszonyokat: egyrészt azért, hogy az esetleges anomáliákat, gyártási gyenge pontokat kimutathatóvá tegyük, másrészt az eszköz pontos termikus modelljének meghatározása céljából. Utóbbi az igénybevehetőség határának megbízható megállapítása szempontjából lényeges.

A hőelvezetés vizsgálatának szokásos módszerei az irodalomból ismertek; itt csak egyes összefoglaló munkákra hivatkozunk [1], [2], [3], [4]. E módszerek elsősorban az eszköz (külső, ill. belső) hőellenállásának meghatározását célozzák, és nem adnak információt a hőátadási viszonyok részleteiről.

Cikkünkben egy olyan mérési eljárást ismertetünk, ami a lehető teljes részletességgel feltérképezi a félvezető eszköznek mind a stacionárius, mind a tranzienst hőelvezetését. A mérési eljárás kidolgozása során az alábbi célkitűzéseket tartottuk szem előtt:

- Olyan mérési módszert kívántunk kidolgozni, amellyel egyetlen mérési ciklusból a hőelvezetés teljes időállandó tartományában nyerhetők az identifikációhoz szükséges adatok. Ezt azért emeljük külön ki, mert ez a mérés egyik problematikus pontja, hiszen a vizsgálandó időállandó tartomány 6—8 nagyságrendnyi! Például egy kisteljesítményű tranzisztor esetén a szilícium chip belső időállandói 100 μ s alattiak, a tok és a környezet közötti hőátadást viszont perces időállandók jellemzik.
- A mérési eredményekből automatikusan, számítógépes feldolgozással kívántuk előállítani a termikus helyettesítő hálózatot és a hőelvezetési viszonyokra jellemző egyéb diagramokat.

DR. SZÉKELY
VLADIMÍR

A BME Villamosmérnöki Karán kitüntetéssel szerzett oklevelet 1964-ben. Egyetemi doktori disszertációját 1970-ben védte meg. Kandidátusi fokozatot 1978-ban szerzett, az integrált áramkörök elektro-termikus

jelenségei modellezésének témakörében. 1964 óta a BME Elektronikus Eszközök Tanszék oktatója; jelenleg docens, tanszékvezető-helyettes. Fő szakterületei: félvezetőeszközök működésének fizikája, számítógépes szimuláció, integrált áramkörök számítógéppel segített tervezése.

- A termikus helyettesítő hálózat struktúráját és részletességét úgy kívántuk megválasztani, hogy az identifikáció eredményeként kiadódó hálózat egyes szakaszai hozzárendelhetők legyenek a valóságos tokozás-struktúra egyes zónáihoz. Ezzel a mérés a hőelvezetés „finomszerkezetének” feltárására is alkalmassá válik. Elkülöníthető a szilícium-chip, az állvány, a hűtőszerelevény termikus viselkedése, lehetőség nyílik egyes anomáliák (pl. rossz felforrasztás) lokalizálására.

A mérés elve

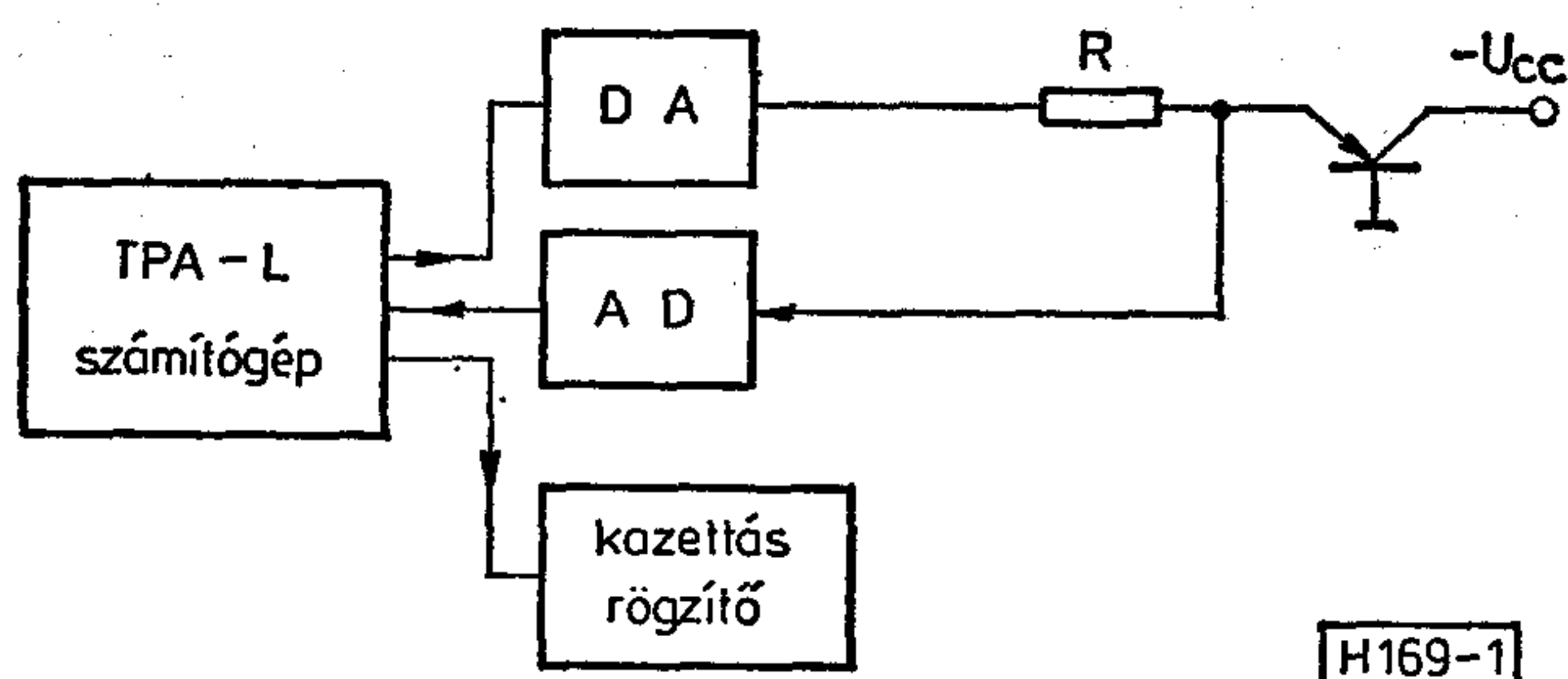
A tranzisztor hőelvezetési tulajdonságait az időtartományban, az átmeneti függvény felvételével mérjük. A $t=0$ időpillanatban az eszközön disszipált teljesítményt ugrásszerűen megváltoztatjuk, és ezután regisztráljuk az idő függvényében az eszköz aktív zónájának hőmérsékletváltozását. Utóbbi a bipoláris tranzisztor állandó emitteráram melletti U_{BE} feszültségének mérésével, közvetve mérjük. (Ismert tény, hogy e feszültség -2 mV/°C körüli, közel lineáris hőmérsékletfüggést mutat.)

A mérés gyakorlati megvalósítása

A mérési elrendezést az 1. ábrán vázoljuk. A mérést a TPA—L kisszámítógép vezérli. A számítógép egy-egy output, illetőleg input perifériavonalára 10 bites D/A, illetőleg A/D átalakító egység csatlakozik.

A D/A átalakítóval tudjuk a számítógépből vezérelten ugrásszerűen megváltoztatni a tranzisztor disszipációját. Ezzel adjuk tehát a lépésfüggvény gerjesztést a termikus átmeneti függvény felvételéhez. Ezen a helyen tulajdonképpen egy elektronikusan vezérelt kapcsoló is megfelelne. A D/A átalakítót csak annyiban használtuk ki, hogy segítségével programból is változtani tudtuk a disszipáció-ugrás nagyságát.

Beérkezett: 1986. II. 5. (H)



1. ábra. A mérési elrendezés

Az A/D átalakító segítségével mértük a tranzisztor bázis-emitter feszültségét. Az átalakító legalsó bitje $100 \mu\text{V}$ -nak felelt meg, átfogása $102,4 \text{ mV}$. Ez körülbelül 50°C átfogást jelent, $0,05^\circ\text{C}$ felbontás mellett — ami az adott mérési feladathoz elegendő. Az átalakítási idő $20 \mu\text{s}$ volt. Ez ugyan egy kicsit sok, de a vezérlő számítógép viszonylag lassú volta miatt amúgy sem tudna kiszolgálni gyorsabb átalakítót. Emiatt a hőátadás legkisebb időállandójú részeinek pontos feltérképezéséről le kellett mondanunk.

A vezérlő program feladata: a mintavételezést és az A/D átalakítást indítani, az előző átalakítás eredményét beolvasni és a memóriában letenni — és az eddigieket ciklikusan ismételni. Ezt a programot természetesen assembly-szinten írtuk, mind azért, hogy az adott hardware-en elérhető legsűrűbb mintavételt valósítsuk meg, mind azért, hogy a mintavételek közötti időt a gépi utasítások ideje alapján pontosan számolni tudjuk. Így leggyorsabb mintavételként az alábbiakat tudtuk beállítani:

$26 \mu\text{s}$ a teljesítmény átkapcsolástól az első mintavételig;

$52 \mu\text{s}$ a további mintavételek között.

A nagy időállandók észlelése végett az átkapcsolástól körülbelül 1000 másodpercig folytattuk a mérést. A fenti mintavételi gyakoriság mellett ez $2 \cdot 10^7$ mérési adatot jelentene. Ilyen adattömeg tárolására lehetőség nincs — de szükség sem volt erre. Ahogyan telik a disszipáció átkapcsolástól számított idő, úgy lassul a hőmérséklet változása; a mintavételek közti idő tehát növelhető. A későbbiekben látni fogjuk, hogy a feldolgozás szempontjainak a logaritmikus időtengelyen egyenletes mintavétel felelne meg. Ezt közelítettük oly módon, hogy a mintavételi intervallumot $52 \mu\text{s}$ -ról indítva, hat lépésben egészen $1,775 \text{ s}$ -ig növeljük. Ily módon mindössze 1700 mérési adattal feltérképezük az átmeneti függvény 0 – 1000 s tartományát; úgy, hogy körülbelül $100 \mu\text{s}$ -tól 500 s -ig minden időállandó tartományban elegendő mérési adat áll rendelkezésünkre.

A mérési adatok feldolgozását ZX—SPECTRUM számítógépen végeztük. Ennek pusztán kényelmi okai voltak: nagyobb sebesség, kézhezállókbb grafikus lehetőségek. Ezért a mérési eredményeket az 1. ábra mérőrendszere SPECTRUM-formátumban kazetta-file-ra írja.

Az eredményfeldolgozás első lépése

Első lépésként a mért termikus átmeneti függvényt a

$$z = \ln t \quad (1)$$


TRAN VAN BIEN

Villamosmérnöki oklevelét a Budapesti Műszaki Egyetem

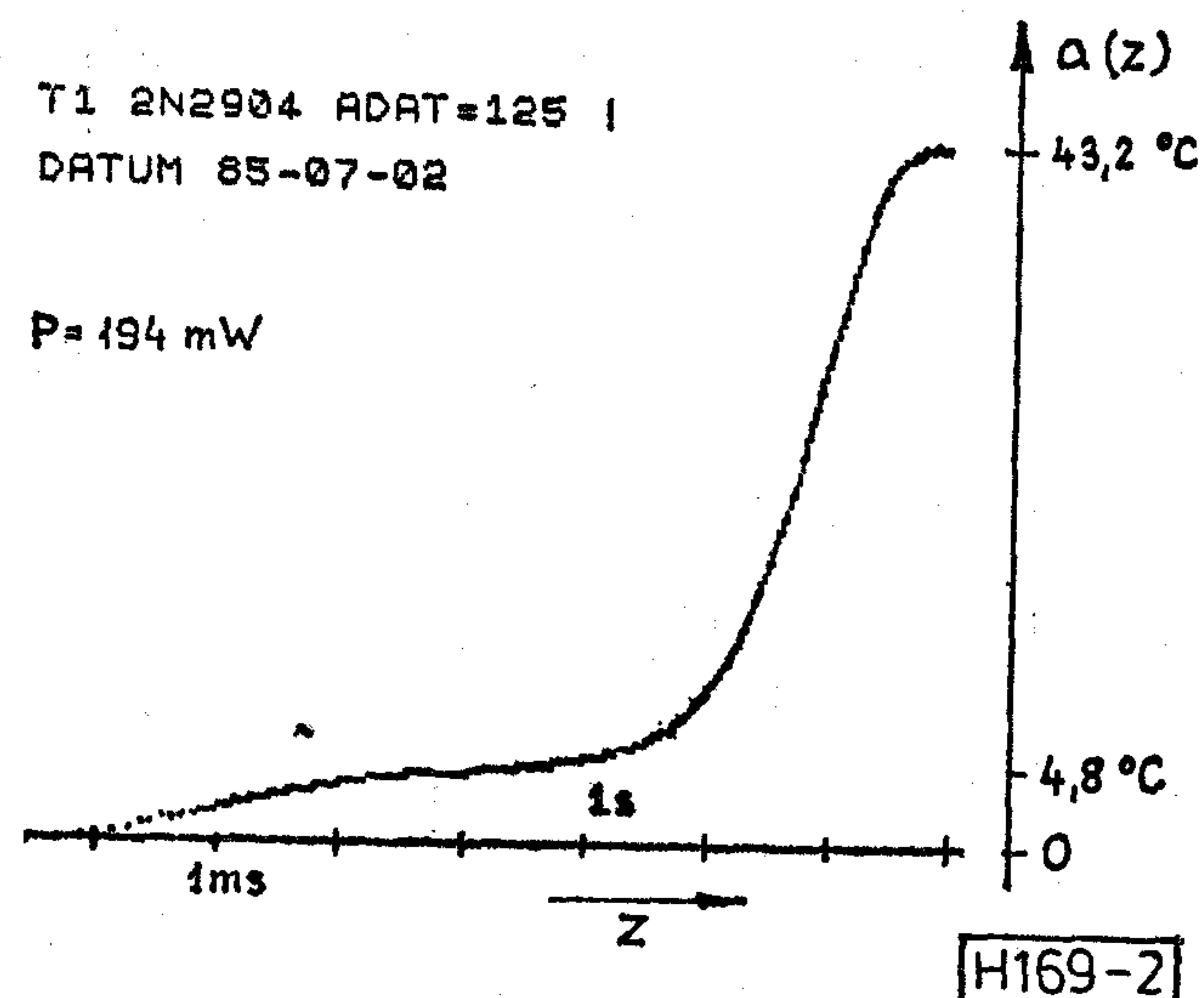
Elektroncsövek és Félvezetők Tanszékén szerezte, 1971-ben. 1972 és 1982 között hazájában, az Elektrotechnikai Kutató Intézetben dolgozott. Ebben az időszakban elektronikus mérőberendezések tervezésének és felépítésének témáival foglalkozott, 1982 és 1985 között a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén dolgozott, aspiránsként. 1986-ban védte meg „Félvezető eszközök és integrált áramkörök hőelvezetési viszonyainak mérése” c. kandidátusi értekezését.

logaritmikus idő-tengelyre transzformáljuk. Az így kapott $a(z)$ függvényt látjuk a 2. ábrán, a 2N2904 tranzisztor mérési eredményeiből számolva. A változó gyakoriságú mintavételnek köszönhetően, a függvény minden szakaszán elegendő sűrűségben vannak mérési pontjaink, dacára az idő-tengely hét nagyságrend átfogásának.

Durva következtetéseket már ebből a diagramból levonhatunk [4]. A diagram bal és jobb oldali függvényértéke közötti hőmérséklet különbség $43,2^\circ\text{C}$. Ennyivel változik tehát a tranzisztor belső hőmérséklete az adott, esetünkben $P=194 \text{ mW}$ disszipációváltozás hatására. Ebből kiadódik az aktív zóna és a környezet közötti teljes hőellenállás:

$$R_{ja} = \frac{\Delta T}{\Delta P} = 222^\circ\text{C/W}. \quad (2)$$

Láthatjuk azt is, hogy az adott esetben a hőmérsékletváltozás két, határozottan elkülönülő lépcsőben következik be. Az első lépcső körülbelül 10 ms -ig tart, ez idő alatt a hőmérséklet $4,8^\circ\text{C}$ -al változik. Durván ez a szakasz azonosítható a belső hőellenállás hatásával: a szilícium-chip és az állvány kis hőkapacitású, kis termikus időállandójú zónájával. Eszerint a belső hőellenállás körülbelül $4,8/0,194 \approx 25^\circ\text{C/W}$.



2. ábra. Termikus átmeneti függvény, logaritmikus időtengelyen ábrázolva

Ismét a 2. ábrát nézve, egy majdnem stagnáló szakasz után a hőmérséklet erőteljes megváltozását látjuk. Ez a 3 és 300 másodperc közötti tartományban történő változás a tok és a környezet közötti R_{ca} hőellenállásnak felel meg. Sebességét R_{ca} és a tok hőkapacitása határozza meg.

A függvény utolsó szakasza állandósult hőmérsékletre kell tartson. A mérésnél nagy körültekintésre van szükség ahhoz, hogy az eredmények ennek ne mondjanak ellent. Biztosítani kell ugyanis a környezet állandó hőmérsékletét, a mérés $0,05^\circ\text{C}$ felbontásának megfelelő pontossággal. A géptermi klímaberendezést például le kellett állítanunk a mérések idejére, mert be- és kikapcsolása a 2. ábra függvényének jobb oldali szakaszán jól látható, és a további feldolgozást zavaró hullámokat okozott.

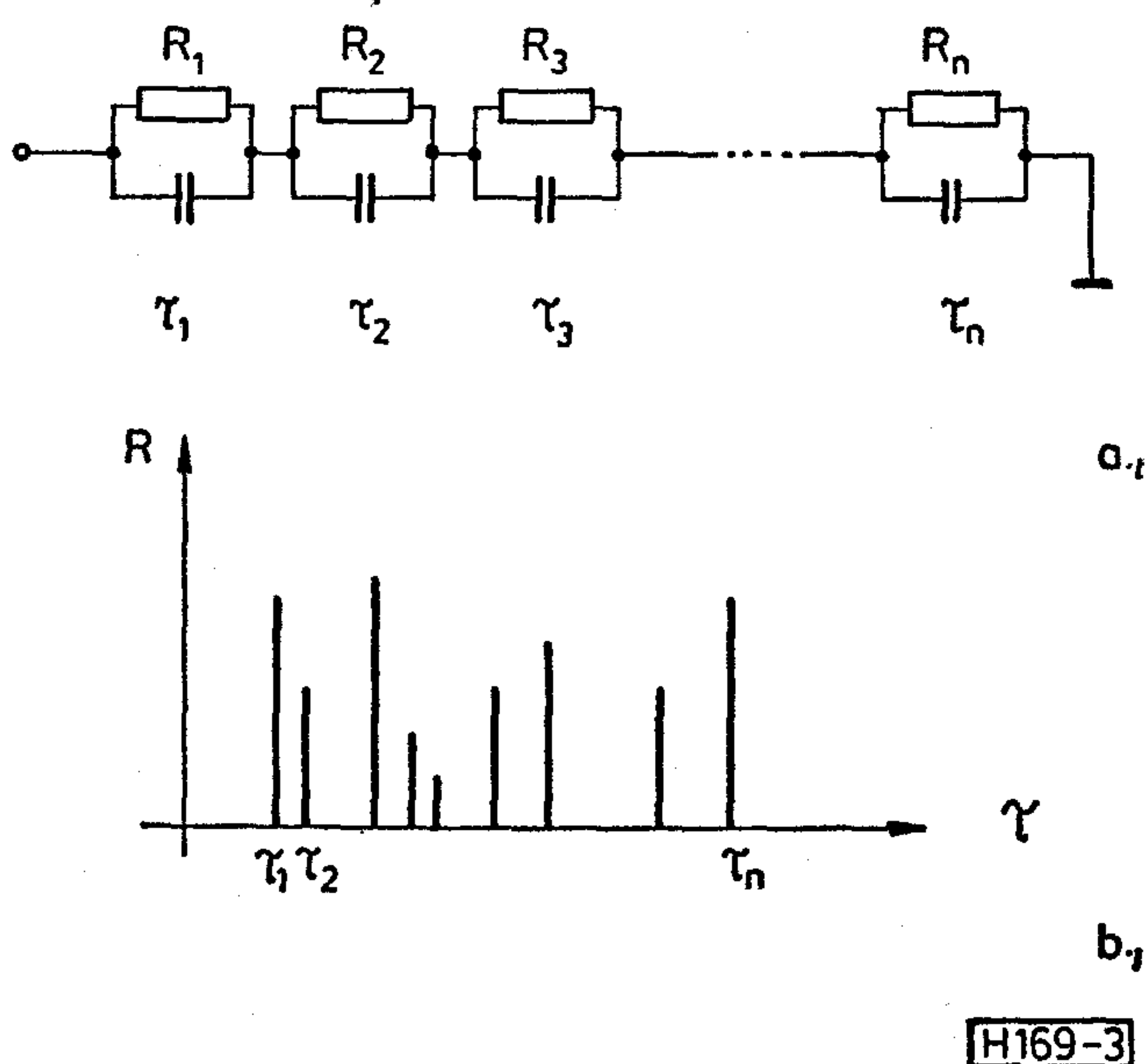
Az időállandó-sűrűség meghatározása

A tranzisztor környezet felé mutatott termikus impedanciáját egy termikus RC kétpólus írja le. Ha ez a kétpólus koncentrált paraméteres lenne, megadható volna a 3. ábra szerinti Foster-ekvivalenssel. Ez esetben az átmeneti függvényben előforduló időállandókat az egyes RC tagok időállandója adja, ezek „intenzitását” (tehát az eredő átmeneti függvényben való megjelenésük erősségét) az R érték. Az átmeneti függvény időállandóiból a 3.b. ábra szerinti vonalas spektrumot rajzolhatjuk. A teljes átmeneti függvényt az

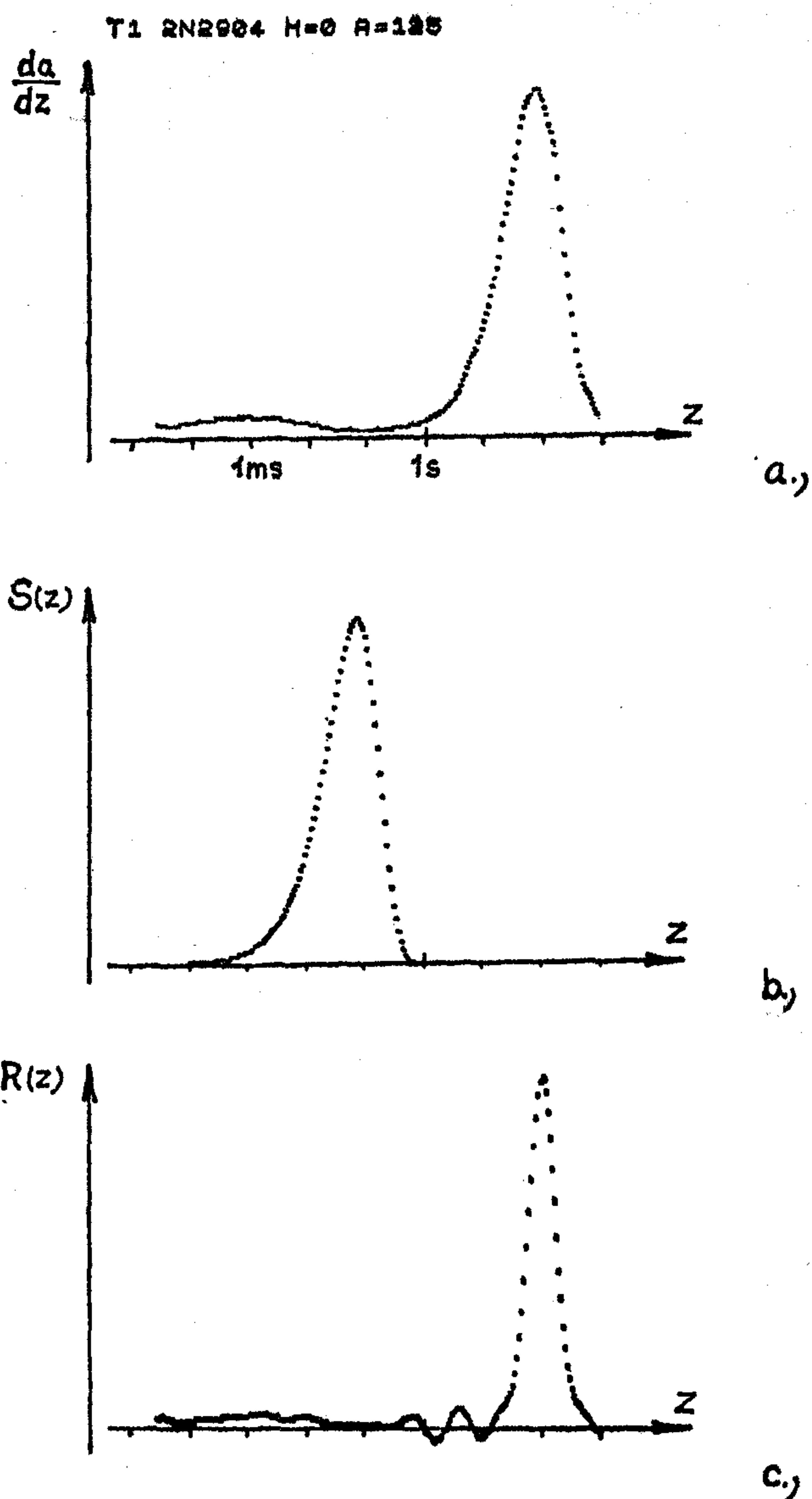
$$a(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - e^{-t/\tau_i}) \quad (3)$$

összeg adja.

Az a termikus RC hálózat, amelyen át a tranzisztor hőelvezetése történik, a valóságban elosztott paraméteres, hiszen mind a chip, mind az állvány, mind a hűtőszerezvény elosztott hőellenállást és hőkapacitást képvisel. Ennek a hálózatnak nincsenek a 3.b. ábra szerinti



3. ábra. RC kétpólus Foster helyettesítőképe és időállandó spektruma



4. ábra. Az időállandó sűrűség előállítása dekonvolúcióval

diszkrét időállandói; az előforduló időállandók folytonos spektrumot alkotnak.

Definiáljuk az $R(z)$ *logaritmikus időállandó-sűrűség függvényét* az alábbi módon:

$$R(z) = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{z \text{ és } z + \Delta z \text{ közé eső időállandók intenzitása}}{\Delta z} \quad (4)$$

(z itt az (1) képlet szerint értelmezett logaritmikus idő-változó). Ezzel a valamely τ_A és τ_B közé eső időállandók intenzitása

$$\int_{\ln \tau_A}^{\ln \tau_B} R(z) dz \quad (5)$$

és a (3)-mal analóg módon írott átmeneti függvény

$$a(t) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\zeta) (1 - e^{-t/\zeta}) d\zeta. \quad (6)$$

Újból felhasználva az (1) összefüggést

$$a(z) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\zeta)(1 - e^{-e^z - \zeta}) d\zeta \quad (7)$$

ami — jól láthatóan — egy konvolúciós típusú integrálegyenlet az ismeretlen időállandó-sűrűsége.

Deriváljuk a fenti integrálegyenletet z szerint!

$$\frac{d}{dz} a(z) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\zeta) e^{z-\zeta} - e^{z-\zeta} d\zeta. \quad (8)$$

Definiáljuk most az $S(z)$ függvényt:

$$S(z) = e^z - e^z. \quad (9)$$

Ezzel az előbbi összefüggés így alakul:

$$\frac{d}{dz} a(z) = R(z) * S(z) \quad (10)$$

ahol $*$ a konvolúció műveleti jele.

Ezzel el is jutottunk az időállandó-sűrűség meghatározásának módjához. Először a (10) egyenlet bal oldalát állítjuk elő, a logaritmikus idő-tengelyre transzformált $a(z)$ átmeneti függvény numerikus deriválásával. A 2. ábrán látható függvényből ez a derivált a 4.a. ábra szerint adódik. Ezt az időállandó-sűrűség függvény „elmosódott” másának tekinthetjük, mert a (10) egyenlet szerint abból az $S(z)$ -vel való konvolúcióval származik. A 4.b. ábrán az $S(z)$ függvényt is felrajzoltuk, azonos vízszintes lépték mellett. Rajzából képet alkothatunk arról, hogy milyen mértékben „mossa el” a tényleges időállandó eloszlást a $S(z)$ függvénnyel való konvolúció. Megállapíthatjuk, hogy $S(z)$ átlagos szélessége körülbelül 5 oktáv, a 4.a. ábra függvénye tehát egy ennek megfelelő, eléggé rossz felbontóképességgel leképezett, de már értékelhető mása az időállandó-sűrűségnek.

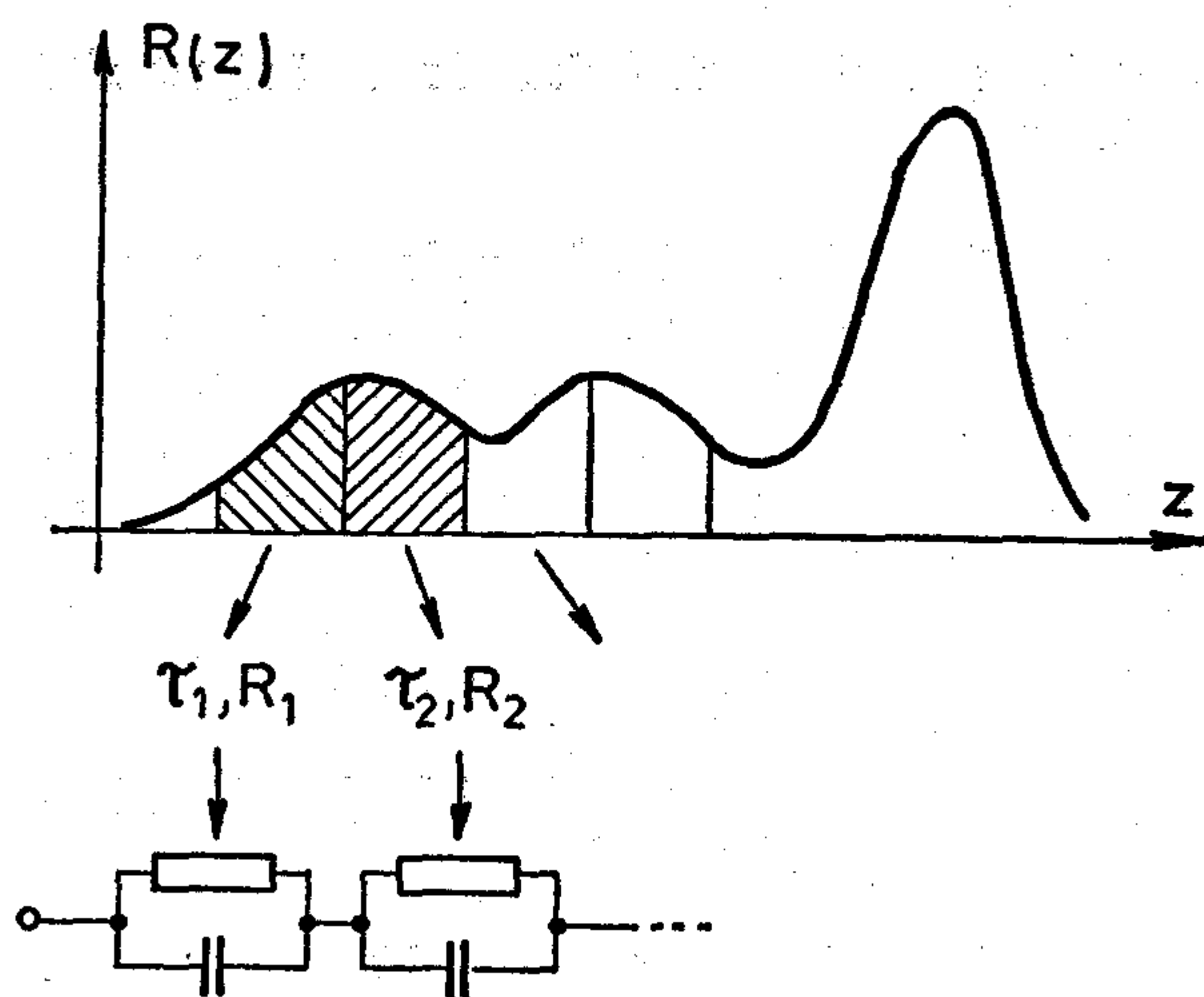
Ha a felbontóképességet növelni akarjuk, a (10) egyenletet meg kell oldanunk $R(z)$ -re. Más szóval: a konvolúció inverz műveletét, a *dekonvolúciót* kell elvégeznünk. A dekonvolúció műveletére az [5] forrásban adott algoritmust használtuk; a végrehajtás módját itt nem részletezzük.

Ismert tény, hogy a fenti jellegű problémák megoldása során a dekonvolúció folytán megsokszorozódik a mérési pontatlanságok hatása, „zajosabbá” válik az eredményfüggvény. Emiatt a dekonvolúcióval általában nem lehet teljes pontossággal visszaállítani a keresett függvényt, a felbontóképesség kisebb-nagyobb növekedése érhető csak el.

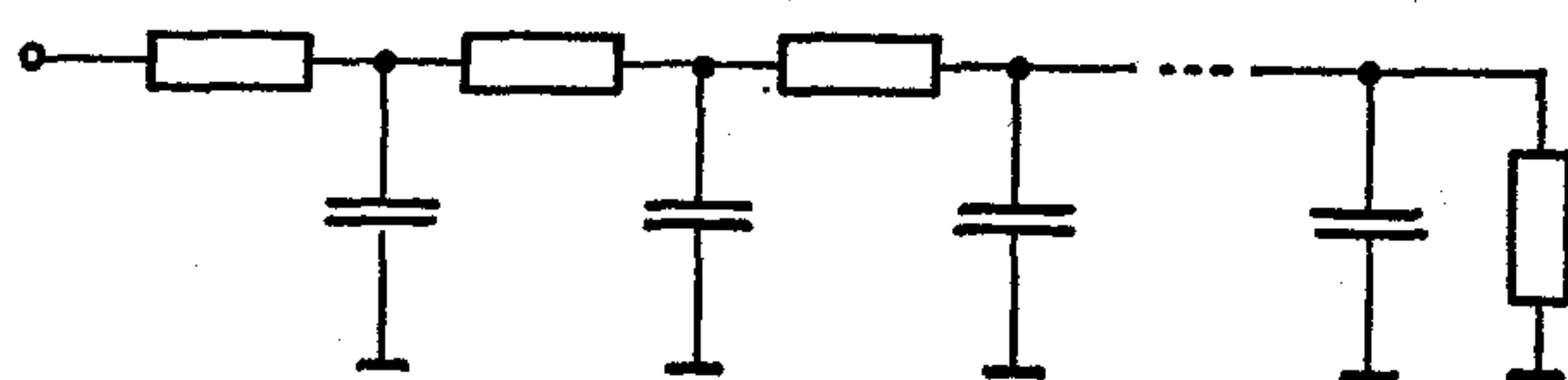
Esetünkben elfogadható pontosság mellett körülbelül 2,5-szörösen lehetett megnövelni a felbontást. A 4.a. ábra függvényét így továbbfeldolgozva, kaptuk a 4.c. ábrán látható időállandó sűrűséget. Észrevehetjük, hogy ez hasonlít a 4.a. ábra függvényéhez, de finomabb részletek is megfigyelhetővé váltak rajta. A felbontás most körülbelül 1,8 oktáv, ilyen pontossággal tudtuk tehát feltárni a hőelvezetés időállandóit.

Koncentrált RC helyettesítőképek

A termikus impedancia közelítő, koncentrált elemes RC helyettesítőképét a legegyszerűbben az alábbi mó-



a.



b.

H169-5

5. ábra. a) Közelítő Foster hálózat származtatása az időállandó sűrűségből. b) Cauer helyettesítő hálózat

don kapjuk. Felosztjuk a z logaritmikus idő-tengelyt egyenlő (például 1 oktávnyi) szakaszokra, és $R(z)$ ezen szakaszokhoz tartozó integráltját a szakasz közepére eső diszkrét időállandó intenzitásának tekintjük (5.a. ábra). Ezzel a 3.b. ábrán látható jellegű, közelítő vonalas spektrumra jutunk — aminek helyettesítő hálózata a 3.a. ábra szerinti, átmeneti függvényét a (3) képlet adja.

Az identifikáció feladatát ezzel tulajdonképpen el is végeztük, hiszen kaptunk egy olyan helyettesítő hálózatot, ami közelítőleg leírja a hőelvezető struktúra viselkedését. További megfontolásainkhoz, a helyettesítőképek szakaszai és a hőelvezető struktúra egyes zónái közötti megfeleltetéshez azonban ez a helyettesítő hálózat nem alkalmas. A hőterjedés jelenségeire ugyanis nem értelmezhető a hálózat két csomópontja közötti hőkapacitás. A hőkapacitás a helyettesítőképekben mindig a föld felé kell megjelenjen. Ezért célszerűbb volna a helyettesítő hálózat 5.b. ábrán látható, létrahálózati jellegű formája (Cauer-féle normálalak).

Ugyanazon RC kétpólus Foster és Cauer alakja között az átszámítás módja ismert, elvileg problémát nem okoz. (Gyakorlati, numerikus problémák ugyan adódnak, ha 20–30 vagy még több tagból álló hálózatra végezzük az átszámítást, ennek tárgyalása azonban kívül esik a jelen cikk témáján.) Mindenesetre: egy-egy, a 4.c. ábra szerinti időállandó sűrűséghez a közelítő létrahálózat elemértékei kiszámíthatók.

Megfeleltetés a fizikai struktúra és a helyettesítő hálózat között

Abban az esetben, ha a hővezetés egydimenziós problémaként tárgyalható, e létrahálózat egyes részei egyértelműen megfeleltethetők a fizikai struktúra egyes szakaszainak. Az „egydimenziós probléma” nem jelent túlságosan erős megszorítást, hiszen ebbe beletartozik a gömbszimmetrikus, a hengerszimmetrikus, a sík hőterjedés és közelítőleg ezek kombinációi is — a félvezető eszközök hővezető struktúrái e feltételeknek többnyire eléggé jól megfelelnek.

Egy egydimenziós struktúrára így írhatjuk fel a hővezetés differenciálegyenletét [6]:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{1}{c(x)} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{r(x)} \frac{\partial T}{\partial x} \right), \quad (11)$$

ahol $T(x, t)$ a helytől és időtől függő hőmérséklet eloszlás, $r(x)$ az egységnyi x hosszúságra eső termikus ellenállás, $c(x)$ az egységnyi hosszúságra eső hőkapacitás.

Az x helykoordináta értelmezése itt attól függ, hogy gömb- sík- stb. terjedésről vagy ezek kombinációjáról van-e szó. Célszerű ezért itt áttérni valami ívhossz-paraméter jellegű független változóra, ami jelen esetben a hőforrás és az x koordinátájú pont közötti teljes hőellenállás lehet. Jelöljük ezt $q(x)$ -szel. Magától értetődően

$$r(x) = \frac{dq}{dx} \quad (12)$$

és

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{1}{c(x)} \frac{dq}{dx} \frac{\partial}{\partial q} \left(\frac{1}{r(x)} \frac{dq}{dx} \frac{\partial T}{\partial q} \right) = \frac{r(x)}{c(x)} \frac{\partial^2 T}{\partial q^2}. \quad (13)$$

Jelöljük most K -val az egységnyi hőellenállásra jutó hőkapacitást:

$$K(x) = \frac{c(x)}{r(x)}. \quad (14)$$

Ezzel

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{1}{K} \frac{\partial^2 T}{\partial q^2}. \quad (15)$$

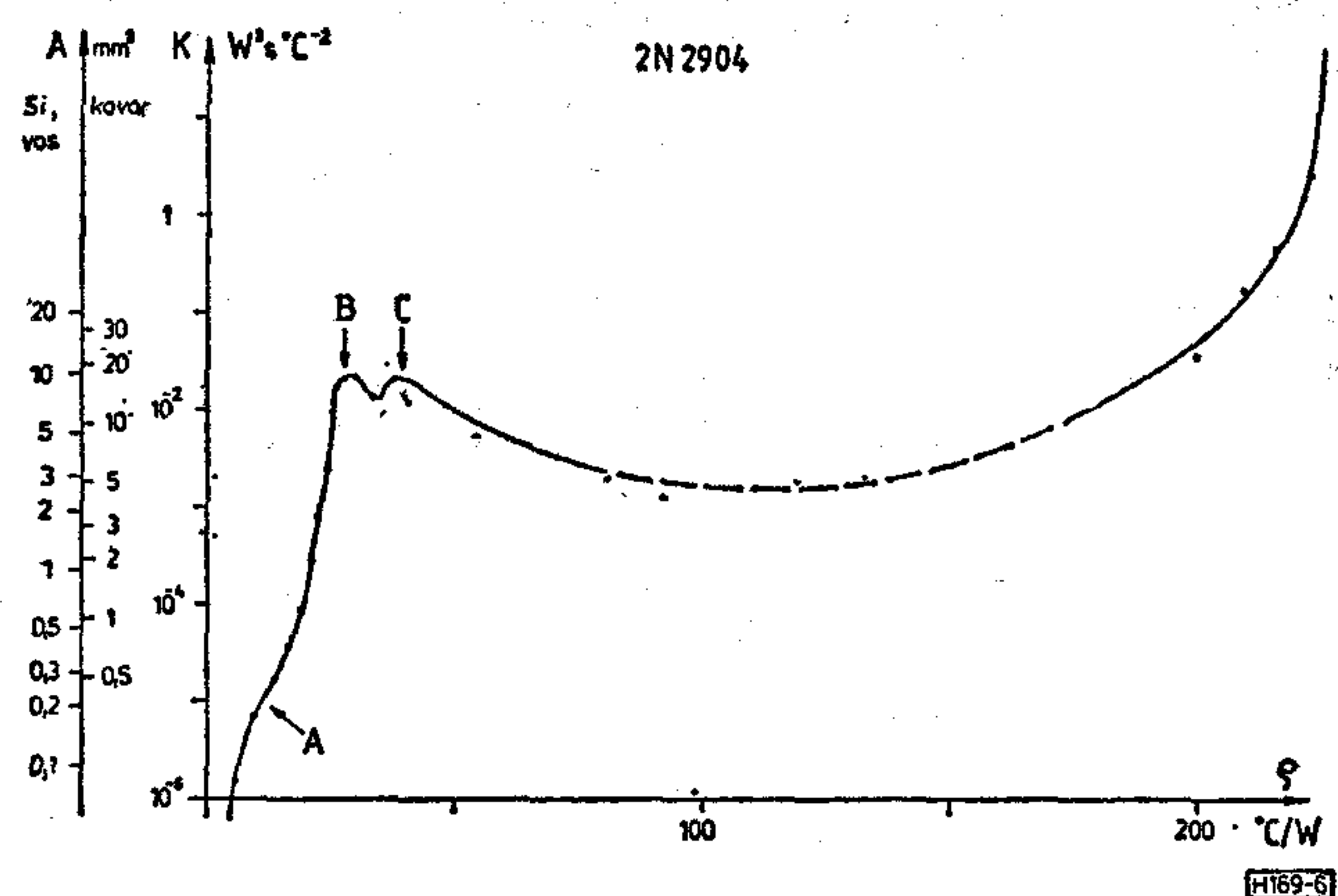
A K érték bármely hővezető anyagban arányos az anyag keresztmetszet négyzetével. Például szilíciumra, továbbá az állvány-anyagként gyakran használt vasra és kovar ötvözetre ([7] adatai alapján):

$$\begin{aligned} \text{szilícium} \quad K &= 2,58 \cdot 10^8 A^2 \\ \text{vas} \quad K &= 2,65 \cdot 10^8 A^2 \\ \text{kovar} \quad K &= 0,7 \cdot 10^8 A^2 \end{aligned} \quad (16)$$

ahol A a keresztmetszeti felület.

Ábrázoljuk most a méréseink alapján a K értéket a hőforrástól számított hőellenállás függvényében. Ezt (közelítőleg) a létrahálózatos helyettesítőkép alapján tehetjük meg. A létrahálózat minden RC tagjára a C/R hányadost képezve, éppen a K közelítő értékét kapjuk meg. Tehát

$$K_n = \frac{C_n}{R_n}; \quad q_n = \sum_{i=1}^n R_i. \quad (17)$$



6. ábra. A $K(q)$ függvény a hűtőszelvény nélküli 2N2904 tranzisztorra

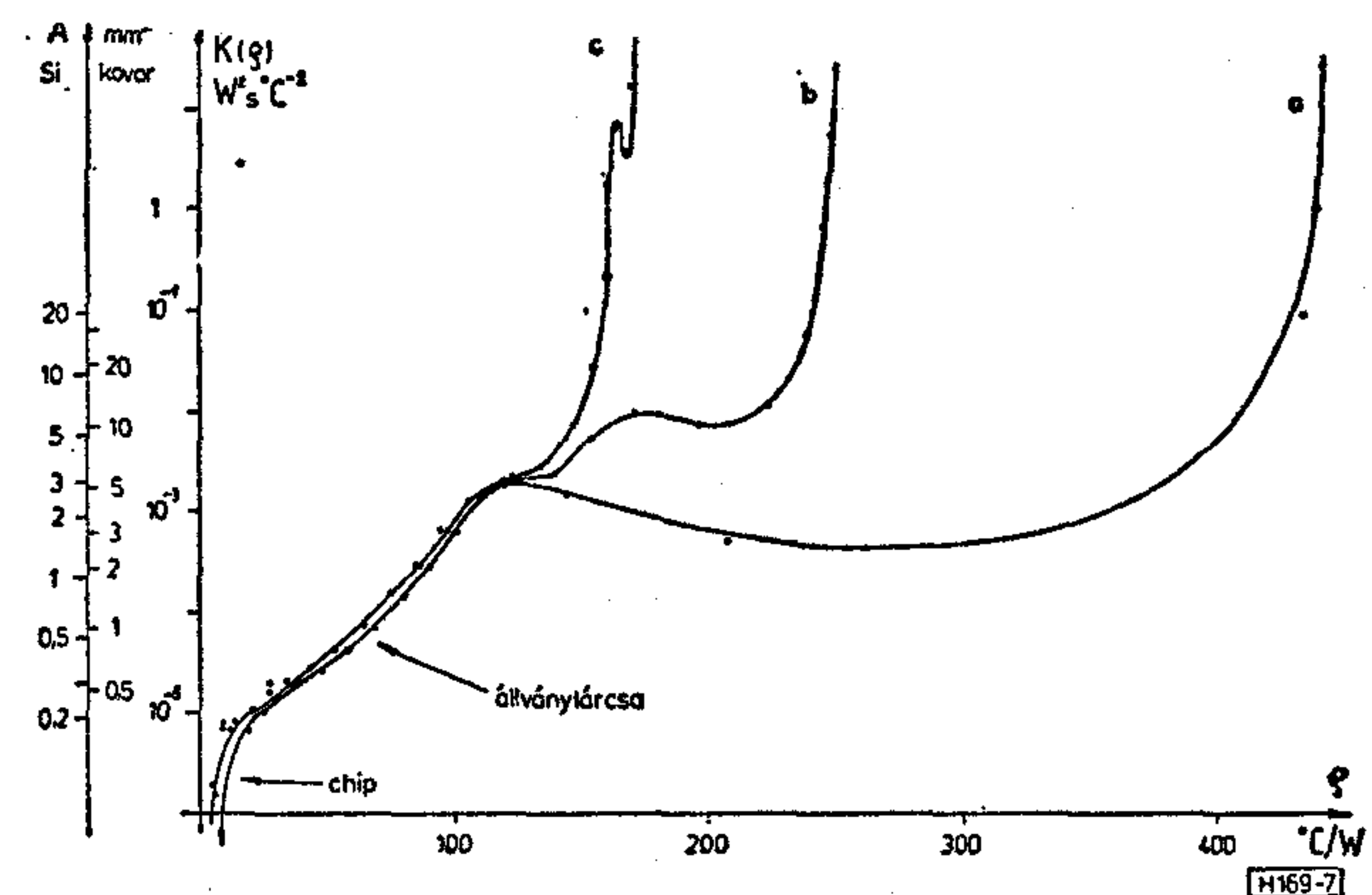
Az így előállított $K_n(q_n)$ függvényt látjuk a 6. ábrán, az eddig is példaként tekintett tranzisztorra számolva. A K tengely logaritmikus, a sok nagyságrendet átfogó értéktartomány miatt.

Ez az ábra most már alkalmas arra, hogy a mérési eredményeken a struktúra egyes részeit azonosítsuk. A függőleges K tengely mellett további léptékeket tüntettünk fel: a hővezetés keresztmetszeti felületét szilíciumban, vasban és kovarban, a (16) összefüggések alapján. E léptékekből, a szilícium-chip $0,25 \text{ mm}^2$ keresztmetszetét figyelembe véve megállapíthatjuk, hogy a chipen belüli hővezetés körülbelül a függőleges tengely és az „A” pont közötti függvényszakaszra felel meg. A görbe „A” és „B” közötti szakasza az állványtárcsa radiális hővezetéséből származik (ezt a későbbiekben még igazoljuk). A „C”-vel jelölt maximumot valószínűleg a sapka hőkapacitása okozza. A függvény további része (amelyhez több, mint egy nagyságrenddel csökkenő hőkapacitás tartozik), a sapka és a környezet közötti konvekciós hőátadást tükrözi.

A fentiekkel vázoltuk a kapott $K(q)$ függvény és a fizikai struktúra közötti megfeleltetés lehetőségét. A kiértékelés finomabb módjait a következő szakaszban részletezzük.

Mérési példák és értékelésük

A 7. ábrán a 2N2906 tranzisztorra vonatkozó mérési eredményeket látunk. Ugyanazon tranzisztor-egyedet



7. ábra. A $K(q)$ függvény a 2N2906 tranzisztorra, három különböző hűtési mód esetén

mértük le három különböző esetben: szabadon szelvére („a” görbe), a sapkára kb. 5 cm²-es hűtőzászlót húzva („b” görbe) és a tranzisztort nagyobb, 45 cm²-es hűtőfelülettel ellátva („c” görbe).

A három függvény az ábra bal oldalán, az $R_{th}=120$ °C/W alatti szakaszon gyakorlatilag egybe esik. Ezt a függvényszakaszt a hűtőszerviz léte és milyensége nem befolyásolta — ez tehát nyilvánvalóan a sapkán belüli hővezetésnek felel meg. Elemezzük először ezt részletesebben.

A 2N2906 tranzisztor TO—18 tokozású. A tok metszeti rajzát a 8.a. ábrán látjuk. A belső hővezetés útja:

szilícium-chip → állványtárcsa → sapka.

Az üveg hővezetése elhanyagolható.

A 7. ábra függvényének első, meredeken emelkedő szakasza a chippel azonosítható. E szakasz a szilíciumra vonatkozó függőleges tengelyen kb. 0,2 mm²-nél ér véget — ami jól összevág a 0,5×0,5 mm-es chip 0,25 mm² keresztmetszet adatával. Leolvashatjuk, hogy a chip körülbelül 10—12 °C/W termikus ellenállást képvisel.

A következő függvényszakasz a fél-logaritmikus ábrázolásban körülbelül egyenesnek adódik; a kovar-

skálán 0,4—5 mm² keresztmetszet között fekszik. A 8.a. ábrán adott méreteket tekintve, ez jól megfelel a radiális hőterjedésű kovar állványtárcsának: utóbbi hővezetési keresztmetszete a chipnél kb. 0,5 mm², a sapkánál 3,7 mm².

Az állványtárcsával történő megfeleltetést még egy módon ellenőrizhetjük. Tárcsa radiális hővezetésére bizonyítható, hogy a $K(\varrho)$ függvény

$$K(\varrho) = \text{const} \cdot e^{\varrho 4\pi d \lambda} \quad (18)$$

— ahol d a tárcsa vastagsága, λ a fajlagos hővezetési együtthatója. A fél-logaritmikus ábrázolásban a tárcsának megfelelő függvényszakasz tehát egyenesként jelenik meg.

Az egyenes dőléséből d értékét is meghatározhatjuk. Az egyenes két pontjához tartozó K_1, ϱ_1 és K_2, ϱ_2 értékpárokból

$$d = \frac{\ln K_2/K_1}{4\pi\lambda(\varrho_2 - \varrho_1)} \quad (19)$$

A 7. ábrából, a kovar $\lambda=17$ W/m °C értékét figyelembe véve, $d=0,26$ mm adódik, ami igen közel van az állványtárcsa tényleges 0,25 mm vastagságához.

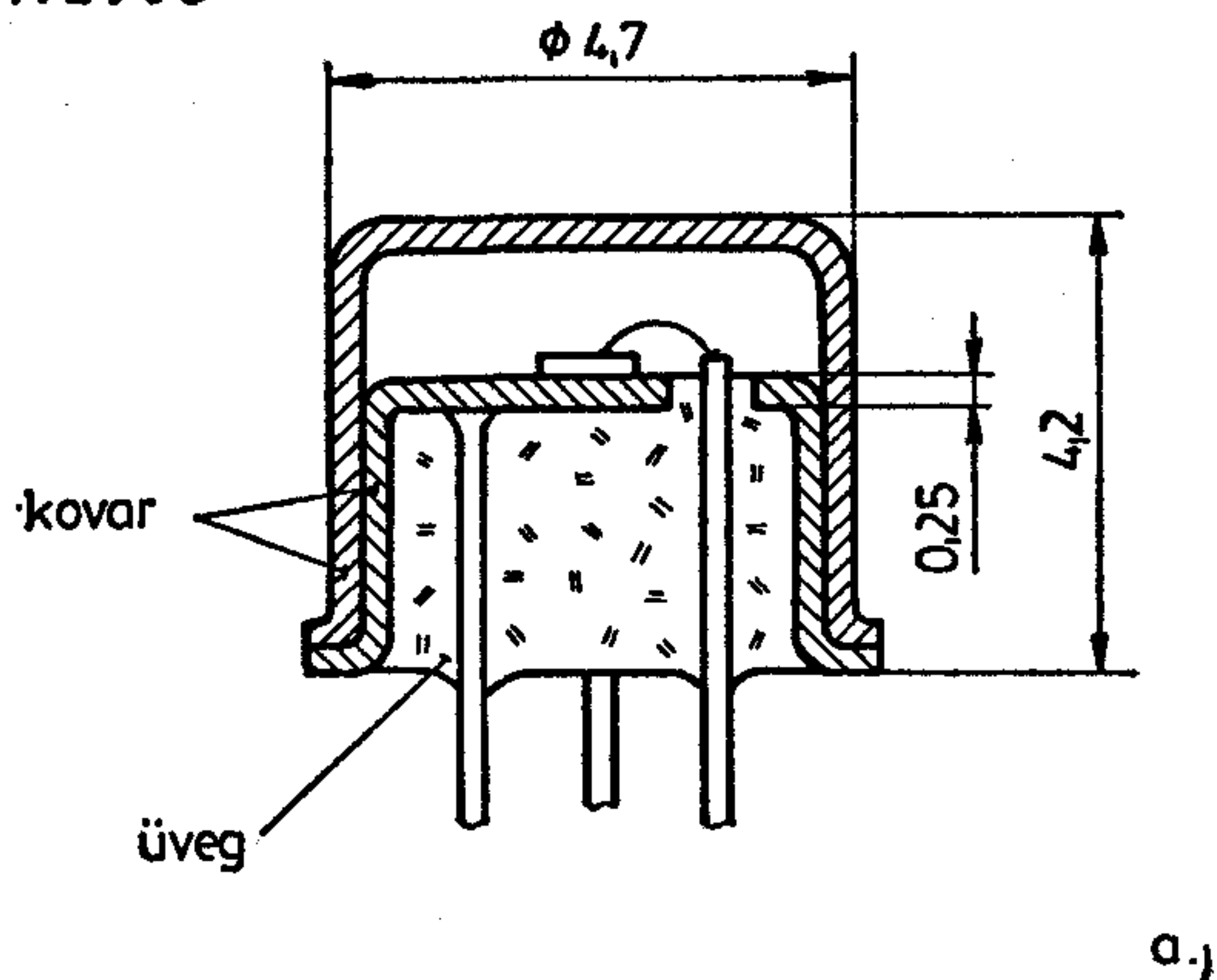
Végezzük el ezt a számítást a 6. ábra függvényére is! Ha a kovar λ értékével számolunk, az állvány vastagságára $d=3,7$ mm adódik. Ebből nyilvánvaló, hogy az állványtárcsa más anyagból készült. Elektron-sugaras mikroanalízissel megállapítottuk, hogy ennél a tranzisztortípusnál az állványtárcsa tiszta vasból van. Ennek fajlagos hővezetésével számolva, $d=0,88$ mm adódik, ami már nem tér el elfogadhatatlanul a 2N2904 típus tokjának geometriai adataitól (8.b. ábra).

Tekintsük most a 7. ábrán a jobb oldali, 120 °C/W fölötti függvényszakaszokat! Az „a” görbe esetén a tranzisztoron nincsen hűtőszerviz. A ház és a környezet között $440-120=320$ °C/W termikus ellenállás mutatkozik. Itt konvekciós hőátadásról van szó, amihez kevés hőkapacitás tartozik. A mérés ezt is tükrözi, hiszen 120 °C/W fölött az „a” görbe észrevehetően csökkenő értéket mutat. A „b” görbén viszont 170 °C/W körül egy maximumot figyelhetünk meg. Ezt a hűtőzászló hőkapacitása adja. A függvény alapján a sapka és a hűtőzászló közötti átmeneti ellenállás 50 °C/W-ra becsülhető, a hűtőzászló és a környezet közötti 80 °C/W-ra. A „c” görbe a nagyobb felületű hűtőlemez esete. Megfigyelhetjük itt is a hűtőlemez hőkapacitása miatti maximumot. Az is látható, hogy a hűtőlemez és a környezet közötti termikus ellenállás most 10 °C/W alatti.

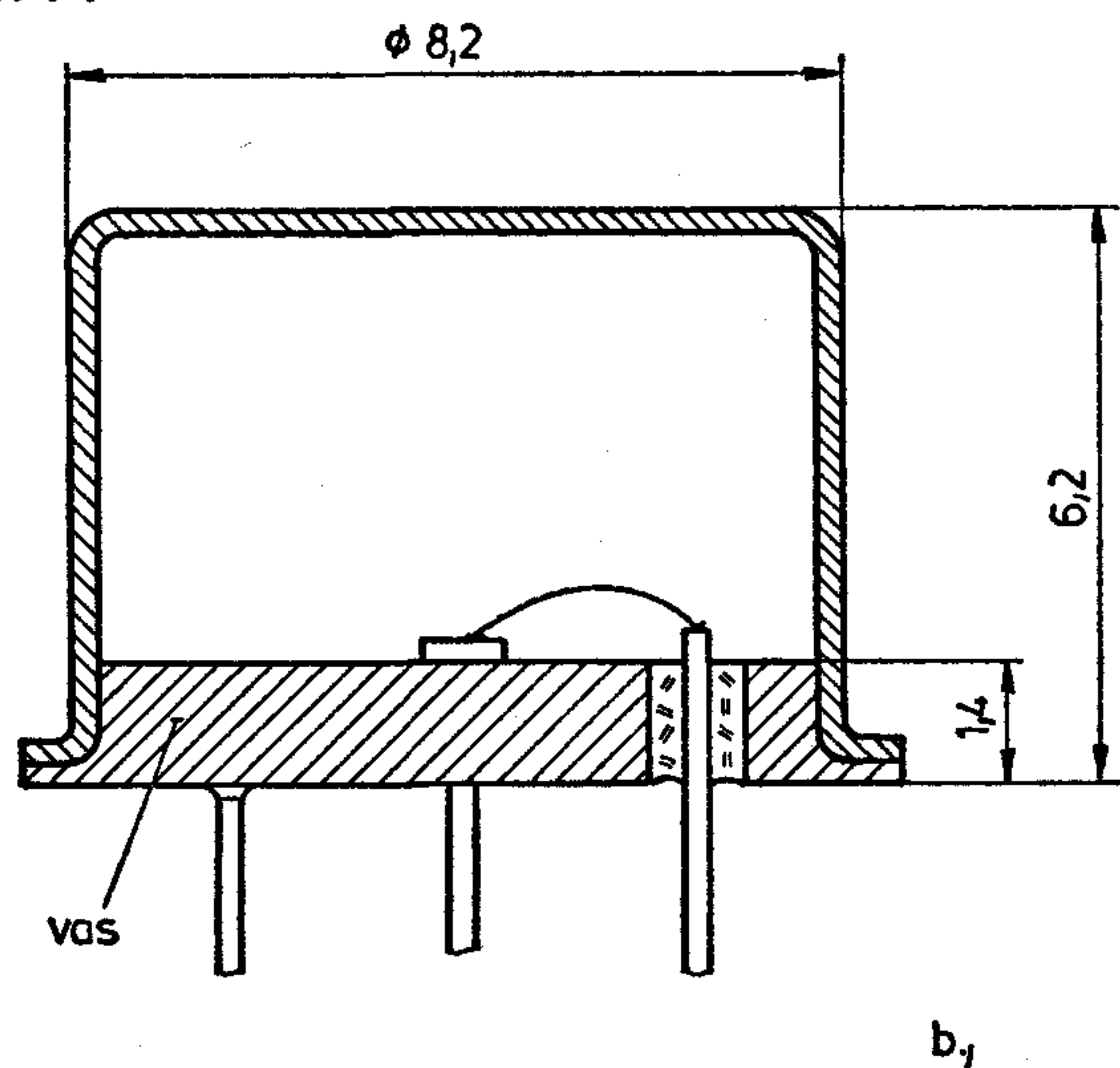
A 9. ábrán integrált áramköri tranzisztorokra vonatkozó mérési eredményeket mutatunk be. Két tranzisztort mértünk: a MEVLINA—1 lineáris array áramkörének kisáramú „s” és közepes áramú „m” npn tranzisztort. Az IC-chip műanyag dual-in-line tokban volt.

A függvény első ($R_{th}<25$ °C/W) szakasza a szilícium lapkában való hőterjedésnek felel meg. A lapkában a hő laterálisan terjed, mert a Si fajlagos hővezetési együtthatója nagyságrenddel jobb, mint a kovar tartólemeze. Ebből a laterális terjedésből a (19) képlettel az „s” tranzisztor esetére visszaszámolva a Si lapka vastagságát, 0,54 mm adódik — ami nem áll messze a tényleges, 0,4 mm körüli lapkavastagságtól. Az „m” tranzisztor görbájén a kezdeti meredekség

2N2906

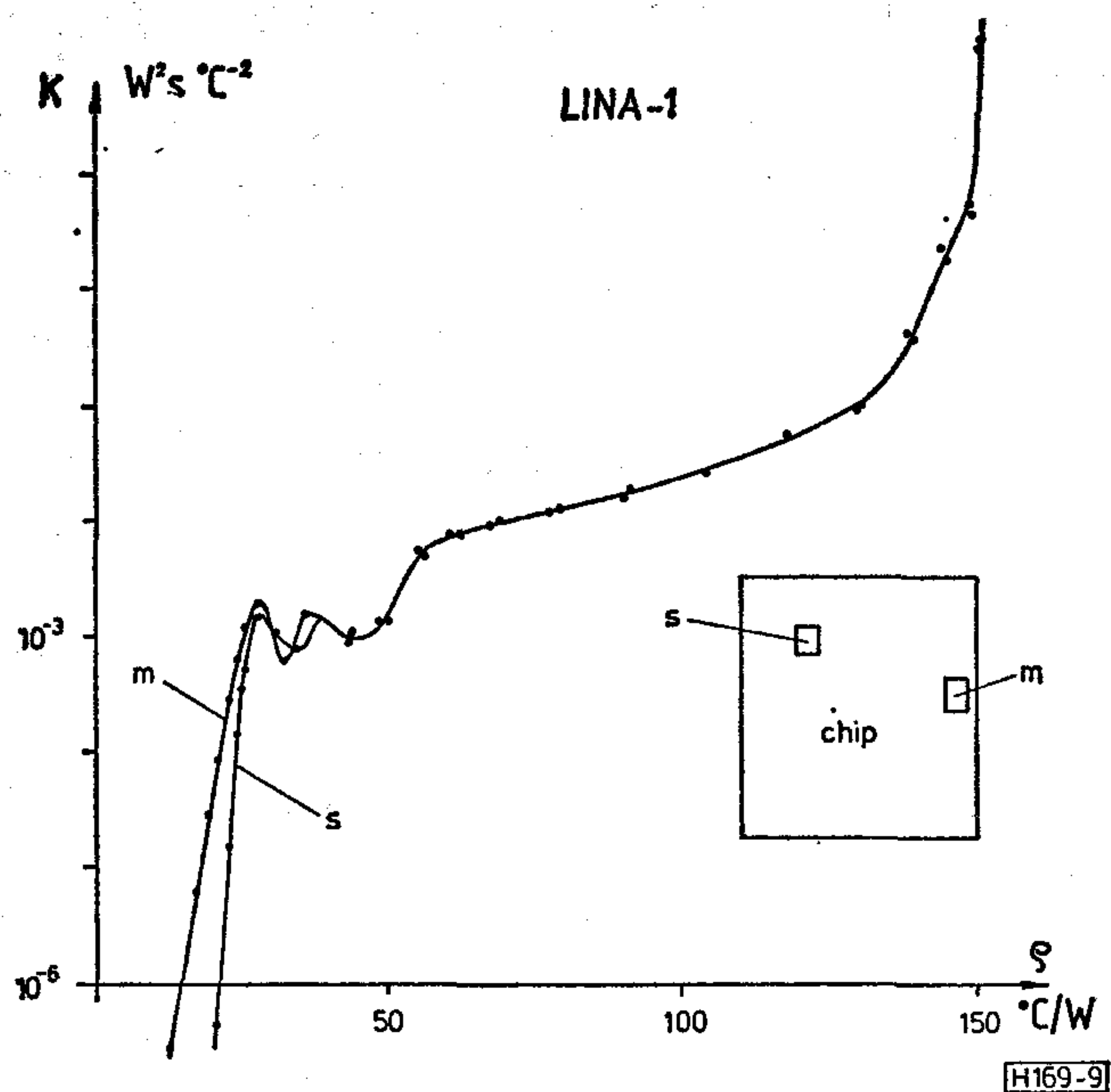


2N2904



H169-8

8. ábra. A tranzisztor-tokok vázlata



9. ábra. A LINA—1 lineáris array két tranzistorának $K(\varrho)$ függvénye (az „s” görbét $10\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ -al jobbra eltolva ábrázoltuk, hogy kitűnjön a görbék jobb oldali felének egybeesése)

kb. feleakkora. Ez az IC layout ismeretében válik érthetővé. Ugyanis az „s” tranzistor körülbelül a chip közepén helyezkedik el, az „m” tranzistor pedig a szélén. Ezért az „s” tranzistor környezetében a laterális hőterjedés egy tárcsa radiális hővezetésének felel meg, a szélén fekvő „m” tranzisztornál pedig csak egy „fél-tárcsának”.

A 9. ábra függvényének $25\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ feletti szakaszát a műanyag ház és a beléöntött kivezetés-lábak bonyolult hővezetési viszonyai adják. Nem látunk e függvényen a konvekciós hőátadásra jellemző, kis kapacitású szakaszt — ami arra vall, hogy a dual-in-line tokból a hő jórészt vezetéssel, a lábakon át távozik.

*

A cikkünkben bemutatott identifikációs módszerrel egyéb, hasonló jellegű termikus problémák is vizsgálhatók. Elvégezhető például a különböző hűtőszelvények pontos minősítése, a konvekciós hőátadás ellenállásának és a tok-hűtőszelvény átmeneti ellenállásnak az elkülönítése. Vizsgálhatók a szigetelőalapú integrált áramkörök hőelvezetési viszonyai. Hogy egy messzebb eső területet is említsünk: megállapíthatók e mérési módszerrel villamosgépek pontos termikus modell-hálózatai — aminek igen fontos szerepe van a korszerű motorvédelmi berendezésekben.

Eddigi munkánkban nem érintettük a termikus négy-pólusok identifikációját. Ez a feladat pedig szintén bír jelentőséggel: alapja lehet az integrált áramkörökben két elem között fellépő termikus csatolás pontos modellezésének. Várható, hogy a kétpólus-identifikáció ismertetett módszere erre a feladatra is továbbfejleszthető lesz.

E helyen szeretnénk köszönetünket kifejezni dr. Fetter Lászlónak (TKI) az elektronsugaras mikroanalízis vizsgálatok elvégzéséért, Méhn Mártonnak és Kővári Péternek (MEV) a LINA lineáris array áramkörre vonatkozó információkért.

IRODALOM

- [1] Török Sándor: Félvezetőeszközök termikus jellemzőinek vizsgálati módszerei, egyetemi doktori értekezés, Budapest, 1980
- [2] B. Reich: Measurements of transistor thermal resistance, Proc. IRE, V. 46, pp. 1204—1207 (1968)
- [3] Surguta László: Tranzistor belső hőellenállás mérő készülék, Híradástechnika, XVII. évf. 7. szám, pp. 215—221 (1966)
- [4] B. S. Siegel: Measuring thermal resistance is the key to a cool semiconductor, Electronics, 1978. júl. 6., pp. 121—126
- [5] Székely V.: A dekonvolúció és mérés-technikai alkalmazási lehetőségei, III. Országos Elektronikus Műszer- és Mérés-technikai Konferencia kiadványa, Budapest, 1972. március 13—16, pp. 1—10
- [6] H. S. Carslaw—J. C. Jaeger: Conduction of heat in solids, Oxford, Clarendon Press, 2nd ed.
- [7] K. Raznjevic: Hőtechnikai táblázatok. Műszaki Könyvkiadó, 1964.
- [8] Tran Van Bien: Félvezető eszközök és integrált áramkörök hőelvezetési viszonyainak mérése, kandidátusi értekezés, Budapest, 1985.

Lapunk példányonként megvásárolható:
az V., Váci utca 10. és
az V., Bajcsy-Zsilinky út 76. szám alatti
hírlapboltokban

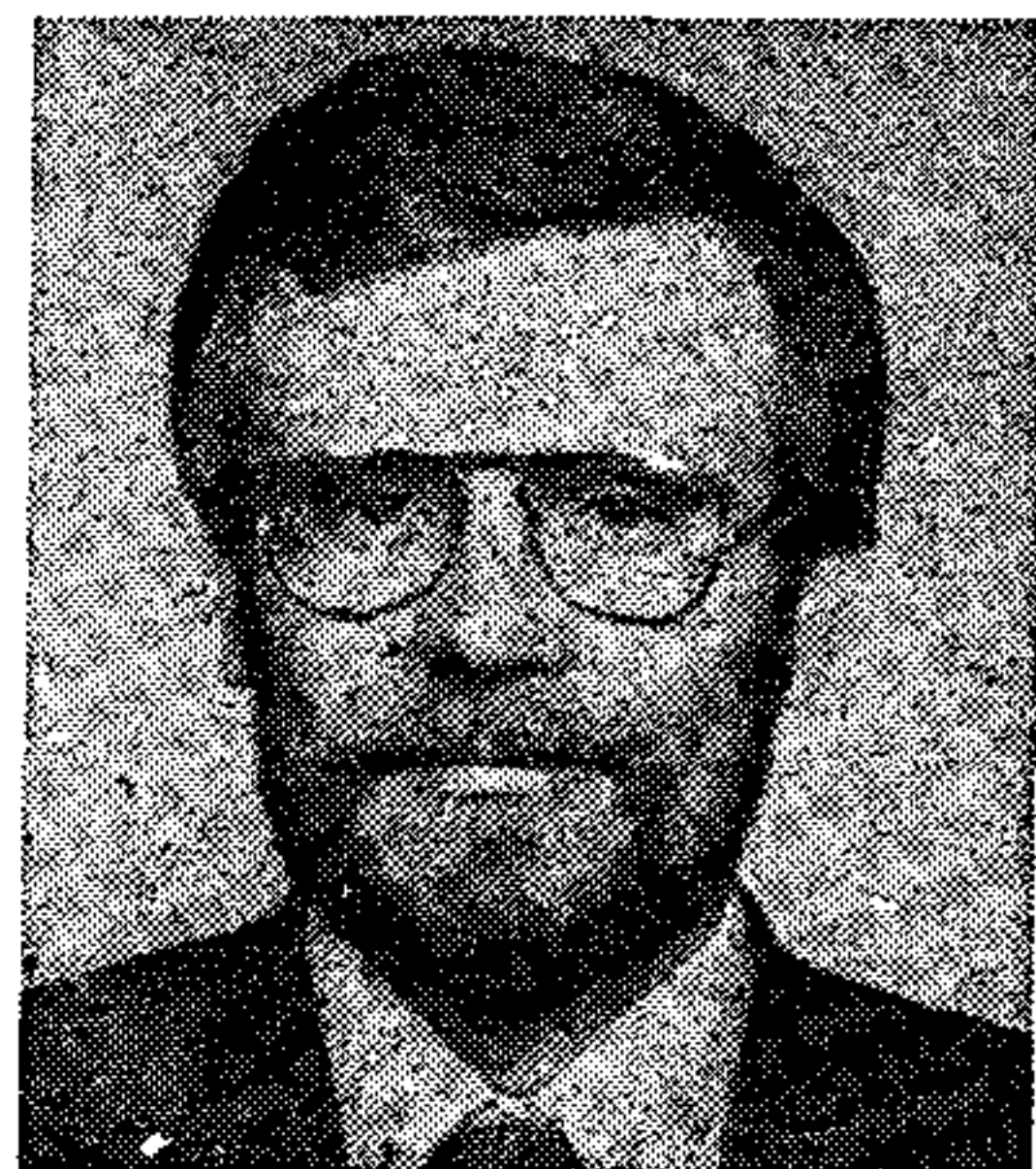
Új FFT eljárás transzponált transzformációval

DR. HENK TAMÁS

Távközlési Kutató Intézet

LEEB FERENC

BME Híradástechnikai Elektronikai Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a DFT kiszámítására alkalmas gyors eljárások közül a Winograd-féle eljárásból kiindulva új eljárást mutat be a diszkrét Fourier-transzformáció mátrixának faktorizációjára. Elsőként ismerteti a Winograd algoritmust, majd a matematikai módszer ismertetése után bemutatja a DFT mátrix transzponált transzformációval végzett faktorizációját. Rámutat a DFT és az IDFT felbontása közötti kapcsolatra, ezután felveti egy új transzformáció bevezetésének lehetőségét. Végül a transzponált transzformáció függelékben megadott kispontszámú moduljait összeveti a WFTA moduljaival a műveletigény szempontjából.

1. Bevezetés

A DFT a diszkrét idejű jelfeldolgozás egyik kitüntetett eljárása a véges hosszúságú sorozatok leírására. Véges sorozat 1—D diszkrét Fourier-transzformáltján

$$X(k) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot \omega_N^{ik}, \quad \omega = e^{-i(2\pi/N)} \quad (1.1)$$

sorozatot értjük. A fenti egyenlet mátrix alakban is megfogalmazható:

$$X = D_N \cdot x, \quad (1.2)$$

ahol

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \omega_N^1 & \dots & \omega_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \omega_N^{N-1} & \dots & \omega_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix}. \quad (1.3)$$

Az N -pontos DFT közvetlen kiértékeléséhez N^2 komplex szorzást és $(N-1)N$ komplex összeadást kell elvégezni. Ez az eljárás nagyon időigényes, ezért a DFT redundanciáját kihasználva annak kiszámítására FFT (Fast-Fourier-Transform) eljárásokat dolgoztak ki [1]. Ezek közül az egyik a Winograd által 1975-ben publikált WFTA eljárás [1—6], amely az eredeti D_N mátrix

$$D_N = S_N \cdot C_N \cdot T_N \quad (1.4)$$

alakú felbontáson alapul, ahol $C_N(M \times M)$ méretű diagonálmátrix és S_N , ill. T_N csak 1, 0, -1 elemeket tartalmazó $(N \times M)$, ill. $(M \times N)$ méretű mátrixok [8]. Általában $M > N$, $M \sim N$, ezáltal a DFT elvégzéséhez szükséges szorzások száma N -nel lesz arányos. Winograd kis pontszámokra külön-külön optimalizálva megadta az (1.4) szerinti felbontást [7], azonban a felbontásban szereplő mátrixok egymáshoz való viszonya nem ismeretes.

DR. HENK TAMÁS

1973-ban végzett a BME Villamosmérnöki Karán. Azóta a TKI-ban dolgozik, jelenleg tudományos tanácsadóként. A TKI-ban az adatátviteli mc demcsalád, számítógéppel segített tervezés és az Interscat ürtávközlő berendezés kidolgozásában vett részt. Kutatási területei: li-

neáris és nemlineáris hálózatalmélet, adatátvitel, digitális jelfeldolgozás. 1977—79-ben a Dublini Egyetemen volt vendégkutató. 1980-ban kapta egyetemi doktorátusát és 1985 óta a műszaki tudomány kandidátusa. A TKI-ban az Ürtávközlő Berendezések Osztály vezetője és a HTE-ben a Műszaki Tudományos Bizottság elnöke.

2. Faktorizáció sor-oszlop transzformációval

Ebben a cikkben a D_N mátrix sor-oszlop transzformációján alapuló faktorizációját mutatjuk be, amely

$$D_N = L_N \cdot K_N \cdot L_N^T \quad (2.1)$$

alakú. Az $L_N(N \times N)$ méretű, csak 1, 0, -1 elemeket tartalmazó mátrix, a K_N pedig $(N \times N)$ méretű kvázi-diagonál mátrix.

a) Matematikai alapok

A lineáris algebra alapján [9] az $A(n \times m)$ méretű mátrixon sor-oszlopműveleteket végezve $D(n \times n)$ méretű diagonál alakra hozható. Mátrixszorzás formájában megfogalmazva létezik olyan $S(n \times m)$, $T(m \times m)$ mátrix, hogy

$$D = S \cdot A \cdot T. \quad (2.2)$$

Megjegyezzük, hogy a (2.2) szerinti felbontás nem egyértelmű.

b) A D_N mátrix transzponált transzformációs felbontása

Felhasználva, hogy a D_N mátrix transzponáltja megegyezik önmagával, a diagonizálásra vonatkozó eljárást speciálisan alkalmazzuk oly módon, hogy egy sor-művelet után annak oszlopműveleti megfelelőjét is elvégezzük. Az egyes lépéseknél ügyelünk arra, hogy az elő- és utórendező elemei csak 1, 0, -1 értékűek legyenek, e cél érdekében általában le kell mondanunk arról, hogy a K_N mátrix diagonál legyen, beérjük azzal, hogy a szóban forgó mátrix kvázi-diagonál legyen. Ily módon a D_N mátrix

$$K_N = M_N \cdot D_N \cdot M_N^T \quad (2.3)$$

Beérkezett: 1986. II. 26. (□)

alakban írható. Mivel a (2.3) egyenletben szereplő M_N ($N \times N$) méretű nonszinguláris mátrix, így invertálható és a

$$D_N = M_N^{-1} \cdot K_N \cdot (M_N^T)^{-1} \quad (2.4)$$

alakú felbontáshoz jutunk. Az $M_N^{-1} = L_N$ alapján a (2.4) egyenlet a (2.1)-nek megfelelő alakban írható. A felbontásnál a (2.3) egyenletet invertálva a

$$K_N^{-1} = (M_N^T)^{-1} \cdot D_N^{-1} \cdot M_N^{-1} \quad (2.5)$$

egyenlethez jutunk, Figyelembe véve továbbá, hogy a DFT és az IDFT transzformációs párt alkot, azaz

$$D_N^{-1} = \frac{1}{N} D_N^* \quad (2.6)$$

írható, a (2.5)-ből az

$$N \cdot (K_N^{-1})^* = M_N^{-1} \cdot D_N \cdot (M_N^T)^{-1} \quad (2.7)$$

egyenletet kapjuk. A (2.1)-ben szereplő mátrixok tehát invertálás nélkül, egyszerűen megkaphatók a (2.7) szerinti felbontásból.

c) Az IDFT és a DFT felbontásának kapcsolata

A (2.7) egyenletet invertálva és rendezve a

$$D_N^{-1} = L_N \cdot (N \cdot K_N^*) \cdot L_N^T \quad (2.8)$$

egyenletre jutunk, amely az IDFT felbontását adja. Látható, hogy a transzponált tulajdonság megmarad és a felbontásban szereplő kvázi-diagonál mátrix is egyszerűen származtatható a DFT felbontásában szereplő mátrixból.

d) Új transzformáció bevezetése

Az előzők alapján egy teljes jelfeldolgozási, szűrési folyamat

$$y = D_N^{-1} \cdot F_N \cdot D_N \cdot x \quad (2.9)$$

alakban fogalmazható meg, ahol x , ill. y a gerjesztés, ill. a felelet időfüggvények oszlopvektora és F_N a szűrést kifejező ($N \times N$) méretű diagonál mátrix. A (2.9) egyenletben a DFT, ill. az IDFT (2.4), ill. (2.8) szerinti felbontását felhasználva az

$$y = L_N \cdot (N \cdot K_N^*) \cdot L_N^T \cdot F_N \cdot L_N \cdot K_N \cdot L_N^T \cdot x \quad (2.10)$$

egyenletet kapjuk. A szűrést modellező F_N mátrixot a D_N^{-1} , ill. $L_N \cdot K_N$ -nel összevonhatjuk:

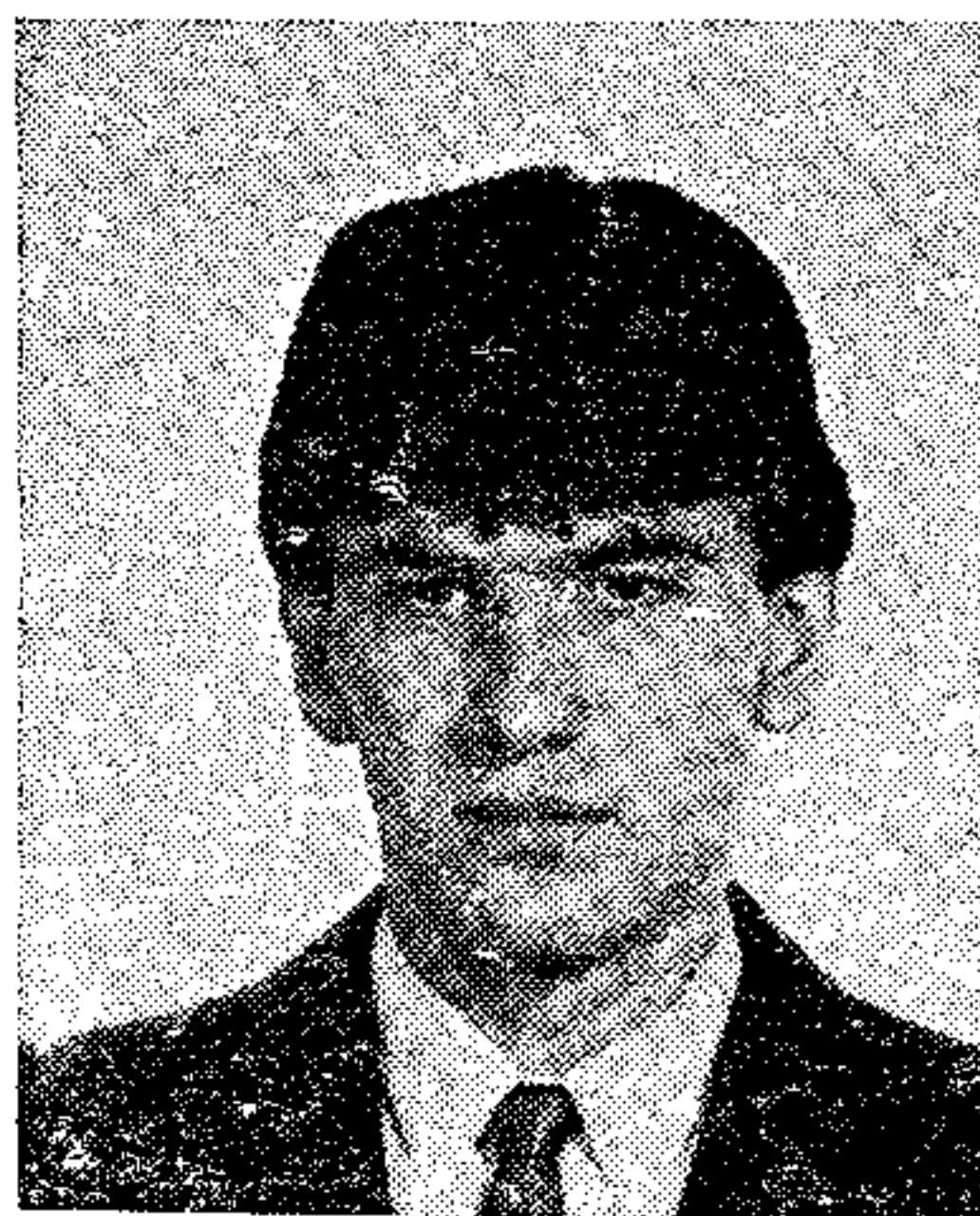
$$y = H \cdot L_N^T \cdot x \quad (2.11)$$

Ezáltal új transzformáció bevezetésére nyílik lehetőség

$$z = L_N^T \cdot x \quad x = (L_N^T)^{-1} \cdot z \quad (2.12)$$

Az L_N^T mátrix csak 1, 0, -1 elemeket tartalmaz, így $(L_N^T)^{-1}$ elemei 2 hatványaiként adódnak (Függelék 2), ezért a transzformáció gyorsan, szorzások nélkül végrehajtható. A transzformáció hasonló a digitális képfeldolgozásban alkalmazott Walsh-transzformációhoz, előnye, hogy közvetlen kapcsolatot teremt a Fourier-transzformációval.

LEEB FERENC



A Budapesti Műszaki Egyetem végzős hallgatója. Tudományos diákköri tevékenységét 1983 óta a BME HEI Áramkörök Osztályán MOS EC szűrők témakörben végezte. Az 1984. évi TDK Konferencián dolgozata I. díjat nyert. Érdeklődési területe a digitális jelfeldolgozás.

3. Kis pontszámú modulok

Az előzőekben bemutatkozott eljárással meghatároztuk 2, 3, 4, 5, 6 és 8 pontszám esetén a D_N mátrix felbontását (Függelék 1), ezekből a nagyobb pontszámú modulok a WFTA eljárásnál alkalmazott módon, a kisebb pontszámú mátrixok Kronecker-szorzataként származtathatóak.

a) A WFTA és a transzponált transzformáció kis pontszámú moduljainak összehasonlítása

A kétfajta eljárás értékelésénél az egyik döntő tényező a DFT kiszámításához szükséges idő, ugyanis gyakran ez korlátozza a maximális jelfeldolgozási frekvenciát. A műveletvégzési idő pedig a szükséges szorzások és összeadások számával becsülhető, ezért ilyen szempontból hasonlítjuk össze a kétfajta eljárás kis pontszámú moduljait. A szükséges szorzások és összeadások számát az 1. táblázat tartalmazza.

1. táblázat

N	WFTA		Transz. tr.	
	Szorzás	Összeadás	Szorzás	Összeadás
2	0	2	0	3
3	2	6	2	6
4	0	8	0	8
5	5	17	5	17
6	5	18	5	16
8	2	26	2	29

4. Következtetés

A kétfajta eljárás kis pontszámú moduljai a műveletigény szempontjából nem térnek el jelentősen egymástól. Azonban a sor-oszlop transzformációs eljárással nyert felbontás kapcsolatot teremt az elő- és utórendező között, ugyanis ezek egymás transzponáltjai. Ezzel lehetőséget nyújt egy új transzformáció bevezetésére, amely jelfeldolgozási előnyöket nyújthat a Walsh-transzformációhoz képest.

Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetet mondanak dr. Kocsis Ferenc aspiránsnak (BME—HEI, TKI) az irodalmak rendelkezésre bocsátásáért és dr. Fülöp Tamás adjunktusnak (BME—HEI), aki munkánkat kezdettől fogva támogatta és figyelemmel kísérte.

IRODALOM

- [1] Simonyi E.: Digitális szűrők. Műszaki Könyvkiadó Bp., 1984.
- [2] Kocsis F.: Gyors eljárások a DFT kiszámítására 1—3. Híradástechnika, 544—549, 1984 (12), XXXV. évf., 31—39, 1985 (1) XXXVI. évf., 14—21. 1985. (5) XXXVI. évf.

- [3] *Gádl J.—Kocsis F.—Prónay G.—Solymosi J.*: Spektrum-analízis DFT felhasználásával, BME—HEI tanulmány 1984.
 [4] *S. Winograd*: On the Number of Multiplications Necessary to Compute Certain Functions, *Communication on Pure and Applied Mathematics* 23 (1970), 165—179
 [5] *S. Winograd*: On the Multiplicative Complexity of the DFT *Advances in Mathematics* 32 (1979), 83—117

- [6] *S. Winograd*: On multiplication in Algebraic fields. *Theoretical Computer Science* 8 (1979), 359—377
 [7] *S. Winograd*: On Computing the DFT, *Mathematics of Computation* 32 (1978), 175—199
 [8] *H. Silvermann*: An Introduction to Programming the WFTA, *IEEE Trans. On Acoustics, Speech and Signal and Processing ASSP—25* (1977), 152—165
 [9] *H. Kowalsky*: *Lineare Algebra*, 1970, Berlin, Gruyter

Függelék 1

$$D_2 = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ -2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$D_3 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1.5 & 0 \\ 0 & 0-j\sqrt{3}/2 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{vmatrix}$$

$$D_4 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$D_5 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & -1 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -jb & 0 & jd \\ 0 & 0 & 0 & c & 0 \\ 0 & 0 & jd & 0 & -jb \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$a = 5/4 \quad b = \sqrt{10+2\sqrt{5}}/4$$

$$c = \sqrt{5}/4 \quad d = \sqrt{10-2\sqrt{5}}/4$$

$$D_6 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j\sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -j\sqrt{3}/2 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 \end{vmatrix}$$

$$D_8 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{2}/2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -j\sqrt{2}/2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Függelék 2

$$(L_2^{T-1}) = \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (L_3^{T-1}) = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{vmatrix} \quad (L_4^{T-1}) = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (L_5^{T-1}) = \frac{1}{4} \begin{vmatrix} 4 & 4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & -2 \\ 0 & 1 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 2 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 2 \end{vmatrix}$$

$$(L_6^{T-1}) = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 2 & 2 & -2 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -2 & 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{vmatrix} \quad (L_8^{T-1}) = \frac{1}{4} \begin{vmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 & -2 & 0 & -2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 2 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & -2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -2 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Szimbolikus hálózatanalízis

I. folyamatos idejű hálózatok

KUNSÁGI LÁSZLÓ—DR. CSÉFALVAY KLÁRA
BME Elméleti Villamosságtan Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk új módszert mutat be, folyamatos idejű, koncentrált paraméterű, lineáris, időinvariáns hálózatok szimbolikus és félszimbolikus alakú átviteli függvényeinek és az amplitúdó, ill. fáziskarakterisztika előrendű relatív érzékenységgfüggvényeinek előállítására. A hálózati egyenletek teljes rendszerét a csomóponti analízis módszerével közvetlenül a Laplace-transzformáció tartományában írjuk fel. Az egyes hálózati komponensek paramétereikhez numerikus kódokat rendelünk, és az egyenletrendszert a determináns kifejtés Sannuti—Puri algoritmusa segítségével oldjuk meg. Az ismertetett módszer alapján működő SYMBOL programrendszert a BME Elméleti Villamosságtan Tanszékén fejlesztettük ki.

1. Bevezetés

A szimbolikus hálózatanalízisnek több említésre méltó előnye van, segítségével megismerhetjük a hálózat paramétereinek hatását a hálózat tulajdonságainak kialakításában, a numerikus számolási hibát a szimbolikus alakba való behelyettesítéssel csökkenteni tudjuk, iteratív paraméter optimalizálási eljárásoknál a paraméterek szimbolikus kezelése a számítások nagymértékű csökkentését eredményezheti.

Ezért a feladat bonyolultságától függően egyre nagyobb érdeklődés mutatkozik a szimbolikus hálózatanalízis iránt. Különböző szimbolikus analízismódszerek ismereteseek, mint például a jelfolyamgráfon alapuló módszerek, fakiválasztási módszerek, paraméter gerjesztéses módszerek és különböző numerikus interpolálási módszerek [1]. A szimbolikus analízisnél egy új eljárást dolgoztunk ki, amit a [4] továbbfejlesztéseként általánosabb elemkészletű folyamatos idejű hálózatokra alkalmaztunk [3], eljárásunk az előbb említett eljárásoknál hatékonyabbnak bizonyult. Folyamatos idejű lineáris hálózatok szimbolikus analízisére fejlesztettük ki a SYMBOL programrendszert.

Az általa kezelt koncentrált paraméterű, lineáris, időinvariáns hálózat R, L, C, FDNR kétpólusokat, ideális erősítőt, műveleti erősítő integrátoros modelljét és feszültségvezérelt áramforrást tartalmazhat. A gerjesztő forrás feszültség, ill. áramforrás lehet. A program a komponensek karakterisztikái és kapcsolódásuk alapján s -tartománybeli hálózati egyenletrendszert állít elő az általánosított csomóponti analízis módszerrel. Ebből az egyenletrendszerből állítja elő a kívánt átviteli függvényt, ill. tetszőleges hálózati komponens paraméterére vonatkozó $S^{(w)}(\omega, h)$ és $S^{\varphi}(\omega, h)$ elsőrendű relatív érzékenységgfüggvényeket.

A program a megjelölt gerjesztés és válasz közötti átviteli függvényt szolgáltatja szimbolikus alakban,

Beérkezett: 1986. I. 27. (□)

DR. CSÉFALVAY KLÁRA

1966-ban szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen. Az egyetem elvégzése után a BME Villamosmérnöki Karra került, azóta az Elméleti Villamosságtan Tanszéken dolgozik. Elméleti mun-

kássága főként az oktatással kapcsolatos, hallgatói tudományos tevékenységét irányítja. Fő érdeklődési területe folyamatos és diszkrét idejű hálózatok számítógépes analízise, valamint diszkrét idejű hálózatok számítógéppel segített tervezése.

valamint az amplitúdó és fáziskarakterisztika és ezek relatív érzékenységgfüggvényeinek grafikonját és listáját tetszőleges frekvenciatartományban.

2. Elemkészlet, karakterisztikák

Források:

feszültségforrás

$$E(s) = \alpha\{e(t)\} \quad \text{adott} \quad (2.1)$$

áramforrás

$$J(s) = \alpha\{j(t)\} \quad \text{adott} \quad (2.2)$$

Kétpólusú LI komponensek:
ellenállás

$$U(s) = RI(s) \quad (2.3)$$

kondenzátor

$$I(s) = sCU(s) \quad (2.4)$$

induktivitás

$$U(s) = sLI(s) \quad (2.5)$$

FDNR (frekvenciafüggő negatív ellenállás)

$$I(s) = s^2DU(s) \quad (2.6)$$

Kétkapus LI komponensek:

ideális erősítő

$$U_1 = 0, \quad I_1 = 0 \quad (2.7)$$

műveleti erősítő (integrátor modell)

$$I_1 = 0, \quad U_2(s) = \frac{\omega_T}{s} U_1(s) \quad (2.8)$$

feszültségvezérelt áramforrás

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

A fenti emlékeztetett összetett kapcsolások is modellezhetők, így azok szimbolikus analízise, valamint a kapcsolások minősítése is elvégezhető.

3. A hálózati egyenletrendszer és megoldása

A hálózatot az általánosított csomóponti analízissel vizsgáljuk [2]. Az egyenleteket közvetlenül az s -tartományban írjuk fel. A hálózat változói a csomóponti potenciálok (Φ), z -típusú ágramok (I_z) ideális erősítők, műveleti erősítők kimenetei áramai (I_b), valamint a gerjesztések, feszültségforrások forrásfeszültsége, áramforrások forrásárama. A hálózat válasza az előzőekben megjelölt változók valamelyike, vagy több változót tartalmazó kifejezésként állítható elő, ami azt jelenti, hogy a hálózat bármely feszültsége, vagy árama megjelölhető kimenő változóként (Y). Az egyenletrendszert mátrixegyenlet formájában felírva:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} (G+sC+s^2D) & N & B & \cdot & B^J & \cdot \\ M & (R+sL) & \cdot & B^E & \cdot & \cdot \\ (A+sF) & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & K^E & K^J & -W^{-1} \\ a^T & b^T & c^T & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \times \begin{bmatrix} \Phi(s) \\ I_z(s) \\ I_b(s) \\ E(s) \\ J(s) \\ Y(s) \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (3.1)$$

Az 1. sor a csomóponti egyenletrendszert, a második a z -típusú kétpólusok karakterisztikáit, a 3. sor a műveleti erősítők bemeneti feszültségkényszereit tartalmazza. A 4. sorban a hálózat válaszána és gerjesztésének kapcsolatát írjuk fel

$$E(s) - W^{-1}(s) \cdot Y(s) = 0$$

vagy

$$J(s) - W^{-1}Y(s) = 0 \quad (3.2)$$

alakban, ha a gerjesztés feszültség (E), vagy áramforrás (J) és W az átviteli függvényt jelenti.

Az 5. sorban a hálózat Y válaszát fejeztük ki a hálózat változóival.

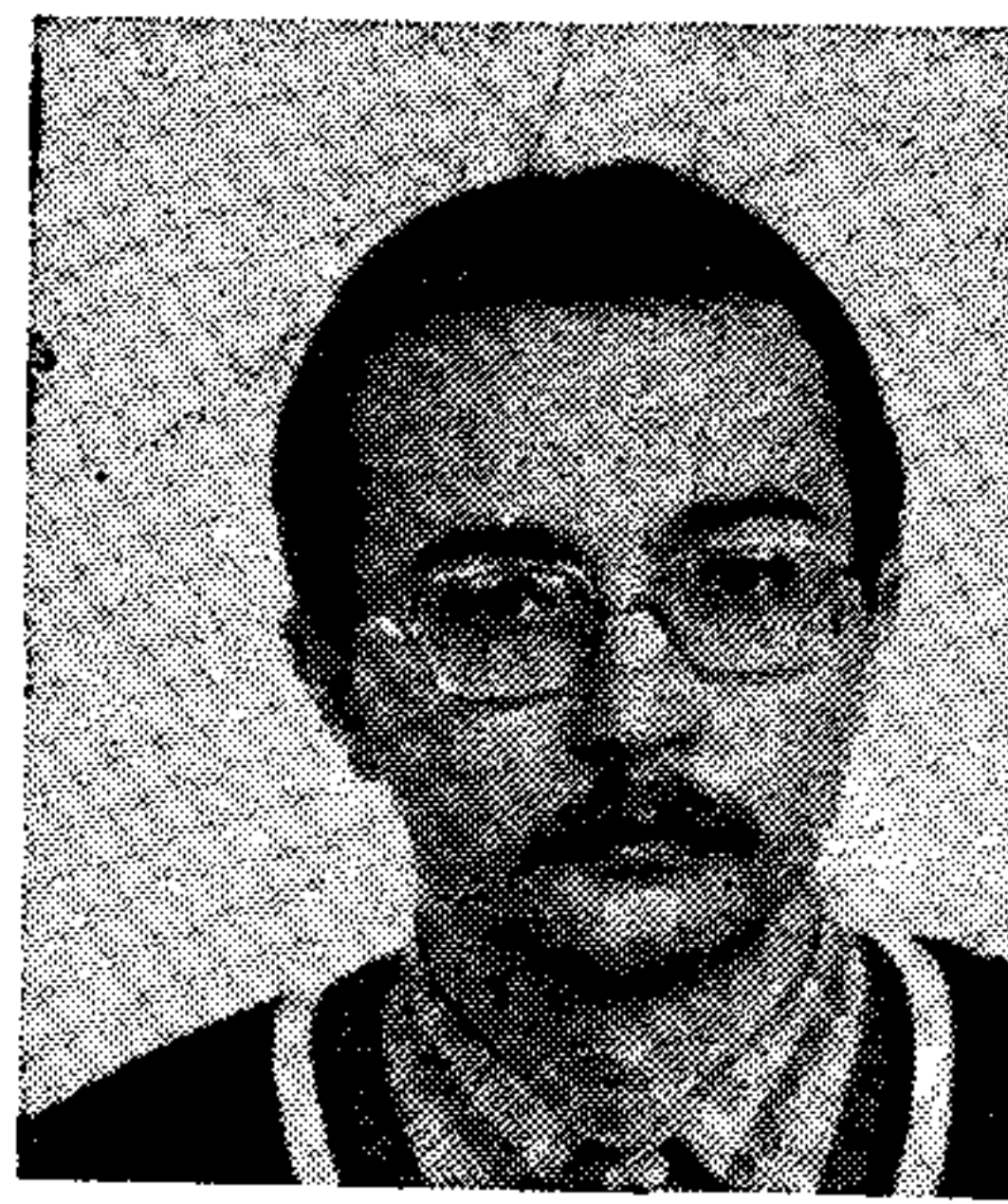
Az egyenletrendszert a komponensek figyelembevételével fokozatosan építjük fel, és sparse módon tároljuk.

Az (3.1)-ben az 1—3. és 5. sor egyenletrendszere a hálózati egyenletek egy teljes rendszerét jelenti, ezek lineárisan függetlenek. A 4. sor felírásával — amely a válasz és gerjesztés közötti kapcsolatot adja meg a W átviteli függvényvel kifejezve — az előzőktől lineárisan nem független egyenletet vettünk figyelembe, így a (3.1) egyenletrendszer együttthatómátrixának determinánsa zérus lesz.

$$\det \mathbf{H} = 0 \quad (3.3)$$

Az egyenletrendszer determinánsát kifejtve a (3.3)-ban az egyes komponensek paramétereinek szimbólumai szerepelnek, az s Laplace-transzformáció változója, valamint szimbólumként megjelenik a W átviteli függvény jele. Ha a (3.3) egyenletből W -t a többi szimbólummal kifejezzük, megkapjuk az átviteli függvény szimbolikus alakját.

A jól ismert determinánskifejtő algoritmusok ese-



KUNSÁGI LÁSZLÓ

1984-ben szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen. Egyetemi hallgatóként, 1982-

ben tudományos diákköri dolgozatot készített folyamatos idejű hálózatok átviteli függvényeinek és érzékenységgfüggvényeinek szimbolikus előállítása témakörben. Dolgozatával első díjat nyert, és 1983-ban részt vett a XVI. Országos Tudományos Diákköri Konferencián. Jelenleg az MTA TMB tudományos továbbképzési ösztöndíjasa a Budapesti Műszaki Egyetem Elméleti Villamosságtan Tanszékén. Fő érdeklődési területe digitális szűrők szimbolikus számítógépes analízis, érzékenységtulajdonságai, valamint realizálási lehetőségeik és problémáik vizsgálata.

tünkben nem használhatók, mert az együttthatómátrix betűszimbólumokat tartalmaz. Ezért a determinánst szorzatösszeggé átalakító módszert használtuk. Egy $\mathbf{A}$ mátrix determinánsának kifejezése:

$$\det \mathbf{A} = \sum_j g_j \cdot a_{j1,1} \cdot a_{j2,2} \dots a_{jn,n} \quad (3.4)$$

ahol a_{kl} az $\mathbf{A}$ k -adik sorában és l . oszlopában álló eleme. Az összegzést valamennyi előállítható sorozatra el kell végezni. A felhasznált $(j_1, j_2, \dots, j_n)$ számsorozatokat, valamint g_j előjeleket P. Sannuti és N. N. Puri [4]-ben ismertetett algoritmusával határoztuk meg. A determináns kifejtéséhez valós számsorozatokat és megfelelő előjelet generálunk. A számsorozat j . sorában n valós szám áll, ha az $\mathbf{A}$ mátrix mérete $n \times n$. A Sannuti—Puri számsorozat:

$$ISE_j = [j_1, j_2, j_3, \dots, j_k, \dots, j_n] \quad (3.5)$$

Attól függően, hogy a k . helyen j_k értéke mennyi, az $\mathbf{A}$ mátrix $a_{j_k,k}$ elemét kell venni, és a $\prod_{k=1}^n a_{j_k,k}$ szorzatot kell kiértékelni.

A továbbiakban a Sannuti—Puri algoritmust ismeretjük.

Tekintsünk egy $\mathbf{A}$ ritka mátrixot, és az $\mathbf{A}$ mátrix ismeretében bevezetünk egy $\mathbf{R}$ rutin mátrixot, amelyik a megfelelő oszlopaiban az $\mathbf{A}$ mátrix nem nulla mátrixelemeinek sorszáma tárolja. (Megjegyezzük, ha az $\mathbf{A}$ mátrix $n \times n$ rendszámú, az $\mathbf{R}$ $(n+1) \times n$ rendszámú is lehet, ha az $\mathbf{A}$ mátrixnak volt olyan oszlopa, amelyben zérus nem szerepelt. Az $\mathbf{R}$ mátrix minden oszlopában az utolsó elem zérus.) A (3.6) alatt megadtunk egy $\mathbf{A}$ mátrixot, és a hozzá tartozó $\mathbf{R}$ mátrixot is generáltuk.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 \\ 0 & a_{22} & 0 & a_{24} \\ a_{31} & 0 & a_{33} & 0 \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 2 \\ 3 & 2 & 3 & 4 \\ 0 & 4 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Bevezetünk egy n elemű F zászlós vektort, és egy n elemű P mutató vektort.

Az $\mathbf{R}$ rutin mátrix ismeretében az ISE sorozatokat generáló algoritmus:

INICIALIZÁLÁS:

SET $F(j) \leftarrow 0$, $P(j) \leftarrow 0$ minden j -re $1 \leq j \leq n$
SET $k \leftarrow 1$
SET ISE (k) $\leftarrow R(1, 1)$ és $F(\text{ISE} (k)) \leftarrow 1$
GO TO a TOVÁBBLÉPÉSRE

TOVÁBBLÉPÉS:

SET $k \leftarrow k + 1$
GO TO a KERESŐ LÉPÉSRE

KERESŐ LÉPÉS:

(1) IF $R(P(k), k) \begin{cases} \neq 0 & \text{GO TO (2)} \\ = 0 & \text{GO TO (5)} \end{cases}$

(2) IF $F(R(P(k), k)) \begin{cases} = 0 & \text{GO TO (3)} \\ \neq 0 & \text{GO TO (4)} \end{cases}$

(3) SET ISE (k) $\leftarrow R(P(k), k)$

SET $F(\text{ISE} (k)) \leftarrow 1$

IF $k \begin{cases} = n & \text{GO TO SIKERES LÉPÉS} \\ \neq n & \text{GO TO TOVÁBBLÉPÉS} \end{cases}$

(4) SET $P(k) \leftarrow P(k) + 1$ GO TO (1)

(5) IF $k \begin{cases} = 1 & \text{GO TO VÉGSŐ LÉPÉS} \\ \neq 1 & \text{GO TO VISSZALÉPÉS} \end{cases}$

VISSZALÉPÉS:

SET $P(k) \leftarrow 1$
SET $k \leftarrow k - 1$
SET $F(\text{ISE} (k)) \leftarrow 0$
SET $P(k) \leftarrow P(k) + 1$
GO TO KERESŐ LÉPÉS

SIKERES LÉPÉS:

Egy valós sorozatot sikeresen generáltunk, a továbbiakban csak dekódolás szükséges. Más lehetséges valós sorozatot keressünk!

SET $F(\text{ISE} (n)) \leftarrow 0$, $F(\text{ISE} (n-1)) \leftarrow 0$
SET $P(n) \leftarrow 1$, $P(n-1) \leftarrow P(n-1) + 1$
SET $k \leftarrow n - 1$
GO TO KERESŐ LÉPÉS

VÉGSŐ LÉPÉS:

Minden lehetséges valós számsorozat megtaláltunk. A Sannuti—Puri ISE sorozatok generálása kis mátrixokra rendkívül gyors, míg viszonylag nagyméretű mátrixok esetén az ISE sorozatok előállítása és kiértékelése lassú. Az ISE sorozatok alapján generáljuk az ISE előjeleket

$$g_j = \text{SIGN}(\text{ISE})_j \quad (3.7)$$

Algoritmus az ISE előjelek megállapítására:

Kezdjük egy adott ISE_j számsorozattal. Legyen $i=1$. A számsorozat i . helyén álló pozitív szám l . Mozgassuk l -et az l . pozícióba, ez l -i elmozdulást jelent. A módosított sorozatban ha az i . helyen $l=i$ pozitív szám áll, akkor növeljük meg i -t 1-gyel, és ismételjük meg az eljárást mindaddig, míg $i=n$ lesz. Megjegyezzük, hogy minden lépésben az előzőleg már módosított ISE jelsorozaton végezzük el a mozgatót.

Az eredeti ISE jelsorozat előjele pozitív, ha $i=1$ -től n -ig a mozgatók száma páros, az előjel negatív, ha a mozgatók száma páratlan.

Például ISE: 3 1 4 2, a teljes mozgatók száma 3 (egy mozgató $i=1$ -re, és két mozgató $i=2$ -re), így $g = \text{SIGN}(\text{ISE})$ negatív lesz.

A (3.6) alatt adott A mátrixhoz tartozó Sannuti—Puri sorozatok és előjelek:

+ 1 2 3 4
- 1 4 3 2
- 3 1 4 2
- 3 2 1 4
+ 3 4 1 2

Az A mátrix determinánsa:

$$\det A = a_{11} a_{22} a_{33} a_{44} - a_{11} a_{42} a_{33} a_{24} -$$

$$- a_{31} a_{12} a_{43} a_{24} - a_{31} a_{22} a_{13} a_{44} + a_{31} a_{42} a_{13} a_{24}$$

A 3.4-ben kijelölt műveletek elvégzése előtt a hálózat egyes paramétereit jelentő szimbólumokhoz numerikus kódokat rendelünk, mert a kódolós módszer alkalmazása gyorsabbnak és hatékonyabbnak bizonyult, mint a betűszimbólumok közötti karakteres műveletvégzés. A kódolásnál kihasználtuk, hogy a 2. pontban megengedett elemkészlet paramétereire az átviteli függvény bilineáris alakú [2], azaz ezen elemek szimbólumai legfeljebb elsőfokon szerepelhetnek az átviteli függvény számlálójában és nevezőjében.

A kódolásnál 2 hatványaira épülő kódrendszert használunk. Minden elemszimbólumhoz más-más nemnegatív egész kitevőt rendelünk. A kódolt mennyiségek numerikus együtthatóit külön tároljuk. Mivel az átviteli függvény számlálója és nevezője s magasabb hatványait is tartalmazhatja, ezért s számára egy kitevőtartományt kell fenntartani. A W^{-1} szimbólum csak egy helyen fordul elő a hálózati egyenletrendszerben, így a kifejtett determináns W^{-1} -re nézve is bilineáris lesz, azaz elég hozzá egyetlen 2-hatványt rendelni. Az így kialakított hatványrendszer jól alkalmazható, mert a létrehozott kódok helyes műveletvégzés esetén nem kerülnek fedésbe, és a közöttük kijelölt műveletek és a dekódolás könnyen végrehajthatók.

A cikkben leírt elven alapuló SYMBOL programrendszert PDP 11/45 számítógépen fejlesztettük ki. Egy egész típusú változó ezen a gépen 16 bites, ekkora számábrázolási tartomány az eredmény áttekinthetőségét figyelembe véve eléggnek bizonyult.

Az előjelbitet a kódolásnál nem használtuk fel, a további 15 bit felhasználása a következő:

- 1.—10. bit: elemszimbólumokhoz rendelt kódok
- 11.—14. bit: s hatványaihoz rendelt kódok
- 15. bit: W^{-1} -hez rendelt kód

Ez a felosztás 10 elem szimbolikus kezelését engedi meg. Ugyanakkor az átviteli függvény számlálója, ill. nevezője s-ben maximum 15-öd fokú lehet. E korlátok természetesen önkényesek (célunknak, a kis és közepes méretű hálózatok vizsgálatának megfelelni), nem a kódolás elvéből következnek. Egész típusú vektor vagy valós változó használata egyszerű bővítési lehetőséget ad.

A (3.4) összefüggés szorzatösszeg formában állítja elő egy mátrix determinánsát. Ezért a korábban létre-

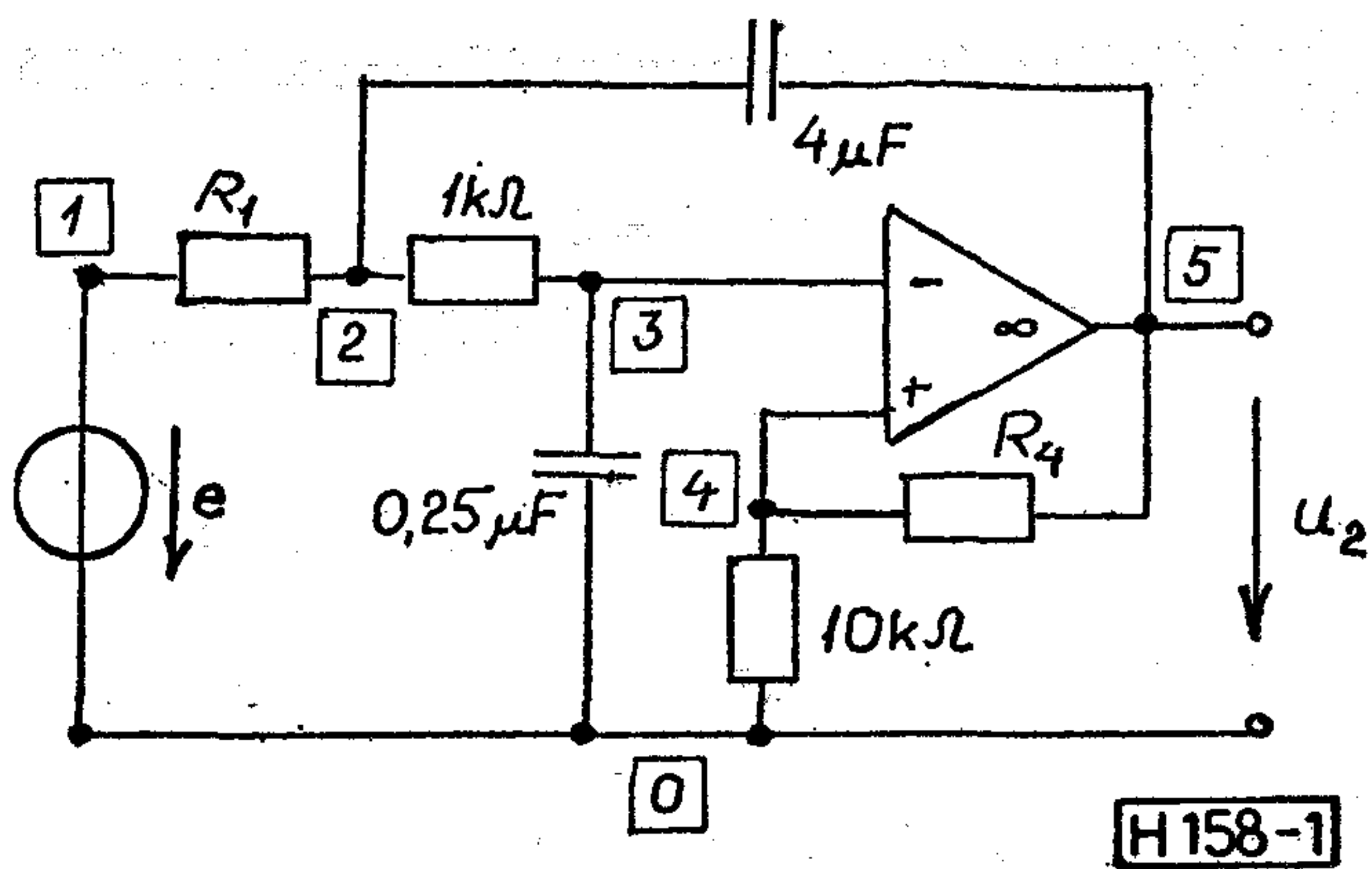
hozott kódok között két olyan műveletet kell értelmezni, melyek eredeti tartománybeli megfelelői az előjeles összeadás és a szorzás.

Két kódolt mennyiség szorzásakor a kódokat összeadjuk, a külön tárolt numerikus együttthatókat pedig összeszorozzuk. Kódolt mennyiségek összeadását csak azonos kódú mennyiségek között végezzük el (a numerikus együttthatók előjeles összeadásával), a különbözőeket egy adatvektor különböző celláiba jegyezzük be, azaz tagonként tároljuk a heterogén tagokból álló összeget.

Dekódolásnál annyi tagunk lesz, ahány elemű az adatvektorunk, az egy-egy tagon belüli tényezők pedig az egymást át nem fedő, definiált alapkódok lehetnek. Az átviteli függvény számláló, ill. nevező polinomjának elkülönítésében segít a W^{-1} szimbólum. Az ennek megfelelő kód ugyanis az együtthatómátrix szorzatösszeg alakú determinánsában csak a számláló polinom tagjaiban szerepel (a $\det \mathbf{H} = 0$ összefüggés miatt).

Mivel a (3.1) egyenletrendszer együtthatómátrixa rendkívül ritka (sparse), ezért jelentősen csökkenthetjük az egyenletrendszer megoldásakor igénybe vett memóriaterületet. A tárolásnál a sparse tárolási módszert használjuk, $\mathbf{H}$ nullától különböző mátrixelemeinek sor- és oszlopindexét és az itt szereplő szimbólumok numerikus kódjait tároljuk. Minél nagyobb a vizsgált hálózat mérete (az együtthatómátrix rendszáma), annál kedvezőbb ez a tárolási módszer.

Csak a (3.4)-ben kijelölt műveletek elvégzése és a számláló és nevező szétválasztása után, közvetlenül a szimbolikus átviteli függvény kinyomtatása előtt de-



1. ábra. Sallen—Key aluláteresztő szűrő

kódoljuk a numerikus kifejezéseket az eredeti szimbólumok kifejezésébe.

A SYMBOL program sparse tárolási módszerét, a paraméterek numerikus, illetve kódolt formájú tárolását, a Sannuti—Puri algoritmusra épülő determinánskifejtést, és végül az átviteli függvény félszimbolikus alakú előállítását mutatjuk be a Sallen—Key másodfokú aluláteresztő szűrő analízise kapcsán.

A vizsgálandó aktív RC hálózat az 1. ábrán látható. Feladatunk a $W(s) = U_2(s)/E(s)$ átviteli függvény felszimbolikus alakú előállítása.

A szimbólumokhoz numerikus kódokat rendelünk:

$$R_1 \rightarrow 512 \quad R_4 \rightarrow 256 \quad s \rightarrow 1024 \quad W \xrightarrow{-1} 16384$$

A hálózati egyenletrendszer:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 1 & \cdot & \cdot & 1 & \cdot \\ \cdot & (1+4s) & -1 & \cdot & -4s & -1 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & -1 & (1+0,25s) & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0,1 & \cdot & \cdot & 1 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & -4s & \cdot & \cdot & 4s & \cdot & -1 & 1 & \cdot & \cdot \\ -1 & 1 & \cdot & \cdot & \cdot & R_1 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & -1 & 1 & \cdot & R_4 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 & -1 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -1 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & W^{-1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \varphi_4 \\ \varphi_5 \\ \mathbf{l}_{R_1} \\ \mathbf{l}_{R_4} \\ \mathbf{l}_M \\ \mathbf{l}_e \\ \mathbf{E} \end{bmatrix} = 0$$

Az egyenletrendszer sparse tárolása:

Sor szám	Sor	Oszlop	Előjel + nume- rikus érték	Kód	Sorszám	Sor	Oszlop	Előjel + nume- rikus érték	Kód
1	2	2	1	0	7	7	4	-1	0
2	2	3	-1	0	8	7	5	1	0
3	3	2	-1	0	9	4	7	1	0
4	3	3	1	0	10	5	7	-1	0
5	4	4	0,1	0	11	8	4	-1	0
6	2	2	4	1024	12	8	3	1	0
7	2	5	-4	1024	13	5	8	1	0
8	5	2	-4	1024	14	9	10	1	0
9	5	5	4	1024	15	9	1	-1	0
10	3	3	0,25	1024	16	1	9	1	0
1	6	6	1	512	17	10	10	-1	0
2	6	1	-1	0	18	10	5	1	16 384
3	6	2	1	0					
4	1	6	1	0					
5	2	6	-1	0					
6	7	7	1	256					

A Sannuti—Puri sorozat:

SIGN (ISE) ISE ($j_1, j_2, \dots, j_n$)

-1	6	3	8	4	10	2	7	5	1	9
1	6	3	8	7	10	2	4	5	1	9
1	9	2	3	8	7	6	4	5	1	10
-1	9	3	2	8	7	6	4	5	1	10
1	9	3	8	4	2	6	7	5	1	10
-1	9	3	8	7	2	6	4	5	1	10
-1	9	6	3	8	7	2	4	5	1	10

A det **H** kifejtése az ISE sorozatok alapján numerikus és kódolt formában:

1	-1	0	s^0	Nevező
2	-0,25	1024		
3	-0,25	1536	s^1	
4	0,4	1792		
5	-1	2560	s^2	
6	1	16384		Számológó
7	0,1	16640	s^0	

Dekódolás után a determináns félszimbolikus alakú kifejezése:

$$\det \mathbf{H} = 0$$

$$W^{-1} + 0,1 R_4 W^{-1} - 1 - 0,25s - 0,25 R_1 s + 0,4s R_1 R_4 - s^2 R_1 = 0$$

Az átviteli függvény félszimbolikus alakban:

$$W(s) = \frac{1 + 0,1 R_4}{1 + 0,25s + 0,25 R_1 s - 0,4 R_1 R_4 s + R_1 s^2}$$

Ha

$$R = 1 \text{ és } R = 0,9375 \quad [R] = k\Omega$$

az átviteli függvény:

$$W(s) = \frac{1,09375}{1 + 0,125s + s^2}$$

4. Az amplitúdó és fáziskarakterisztika relatív érzékenységgfüggvényeinek számítása

A 2. pont alatt megadott elemkészlet lehetővé teszi, hogy a $W(s)$ átviteli függvény tetszőleges h paramétertől való függését felírjuk a következő bilineáris alakba:

$$W(s, h) = \frac{N(s, h)}{D(s, h)} = \frac{A(s) + B(s) \cdot h}{C(s) + F(s) \cdot h} \quad (4.1)$$

ahol $A(s)$, $B(s)$, $C(s)$, $F(s)$ a h paramétertől független polinomok.

Az $S_h^W(s, h)$ relatív érzékenységgfüggvényt definíció szerint képezve:

$$S_h^W(s, h) = \frac{h}{W(s, h)} \cdot \frac{\partial W(s, h)}{\partial h} = h \frac{B(s) \cdot C(s) - F(s) \cdot A(s)}{N(s, h) \cdot D(s, h)} \quad (4.2)$$

Az átviteli függvény érzékenységgfüggvényének ismeretében az amplitúdókarakterisztika és a fáziskarakterisztika érzékenységgfüggvényeinek kifejezése:

$$S_h^W(j\omega, h) = S_h^{|W|}(\omega, h) + j\varphi(\omega, h) \cdot S_h^\varphi(\omega, h) \quad (4.3)$$

ahol

$$\varphi(\omega, h) = \arctan W(j\omega, h)$$

Az (4.2), valamint az (4.3) kifejezésekből az amplitúdókarakterisztika és fáziskarakterisztika relatív érzékenységgfüggvénye:

$$S_h^{|W|}(\omega, h) = \operatorname{Re} \left\{ h \frac{B(j\omega)C(j\omega) - F(j\omega)A(j\omega)}{N(j\omega, h) \cdot D(j\omega, h)} \right\} \quad (4.4)$$

$$S_h^\varphi(\omega, h) =$$

$$= \frac{1}{\varphi(\omega, h)} \operatorname{Im} \left\{ h \frac{B(j\omega)C(j\omega) - F(j\omega)A(j\omega)}{N(j\omega, h) \cdot D(j\omega, h)} \right\} \quad (4.5)$$

Az $S_h^{|W|}(\omega, h)$ és $S_h^\varphi(\omega, h)$ számítására az (4.4) és (4.5) alapján egyszerű összefüggést tudunk adni, ha az $S_h^W(j\omega, h)$ érzékenységgfüggvény számlálóját és nevező-

jét ω páros és páratlan hatványkitevőjű tagjait tartalmazó részekre bontjuk fel:

$$S_h^W(\omega, h) = \frac{N_e(\omega, h) + jN_o(\omega, h)}{D_e(\omega, h) + jD_o(\omega, h)} \quad (4.6)$$

A (4.3) alapján az átviteli karakterisztika amplitúdó és fázis érzékenységgfüggvényei:

$$S_h^{|W|}(\omega, h) = \frac{N_e(\omega, h)D_e(\omega, h) + N_o(\omega, h)D_o(\omega, h)}{D_e^2(\omega, h) + D_o^2(\omega, h)} \quad (4.7)$$

$$S_h^\varphi(\omega, h) =$$

$$= \frac{1}{\varphi(\omega, h)} \frac{N_o(\omega, h)D_e(\omega, h) - N_e(\omega, h)D_o(\omega, h)}{D_e^2(\omega, h) + D_o^2(\omega, h)} \quad (4.8)$$

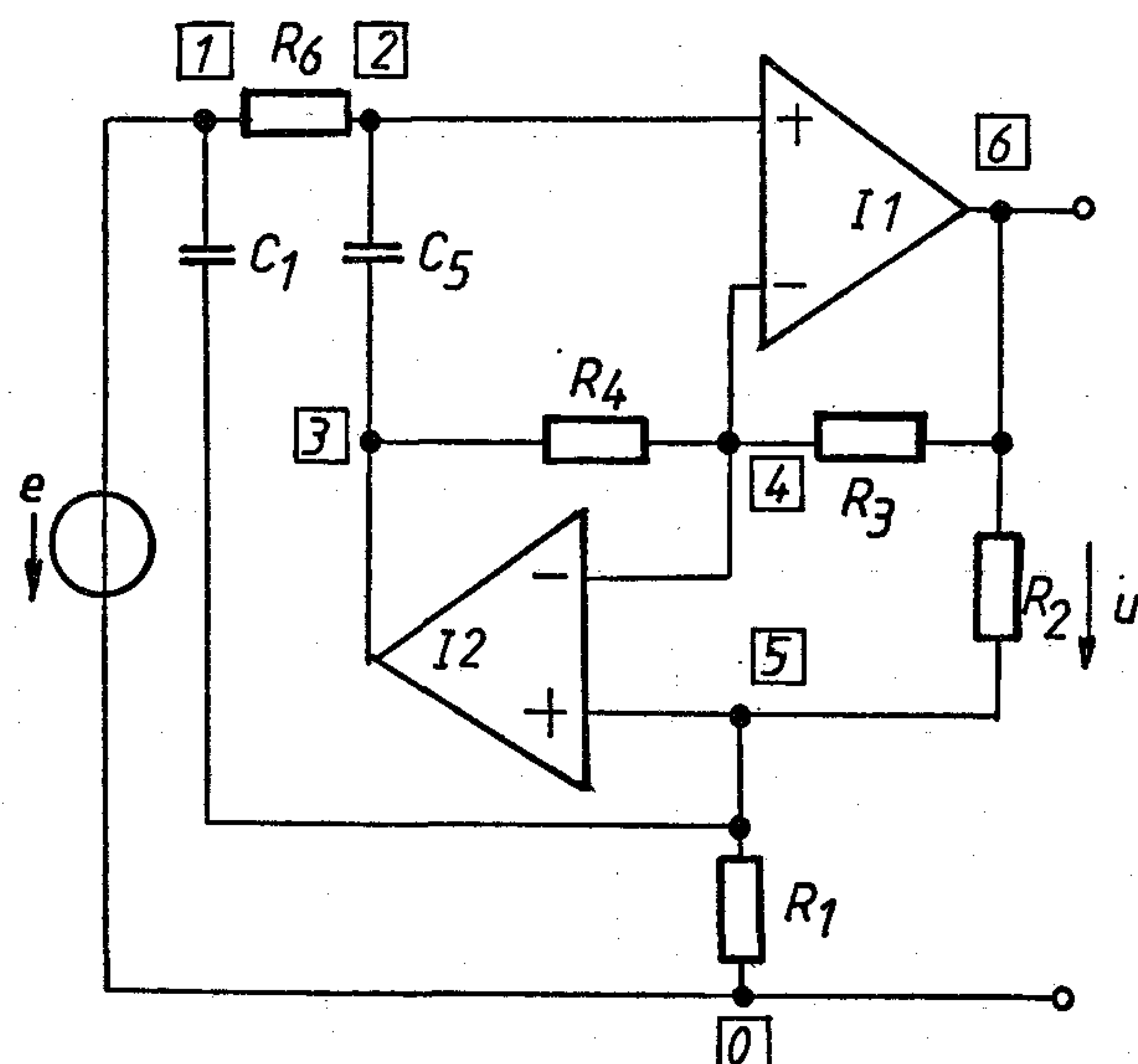
A (4.7) és (4.8) kifejezések kedvezők az érzékenységek számítógéppel történő kiszámítására. A szimbolikus és numerikus érzékenységgfüggvények számítása, valamint azok grafikus megjelenítése is a SYMBOL programcsomag szolgáltatásai közé tartozik.

5. Mintapéldák

A 2. ábra ideális erősítőket tartalmazó hálózatának gerjesztése e , válasza a bejelölt u feszültség. Feladat a szimbolikus alakú $W(s) = U(s)/E(s)$ átviteli függvény meghatározása.

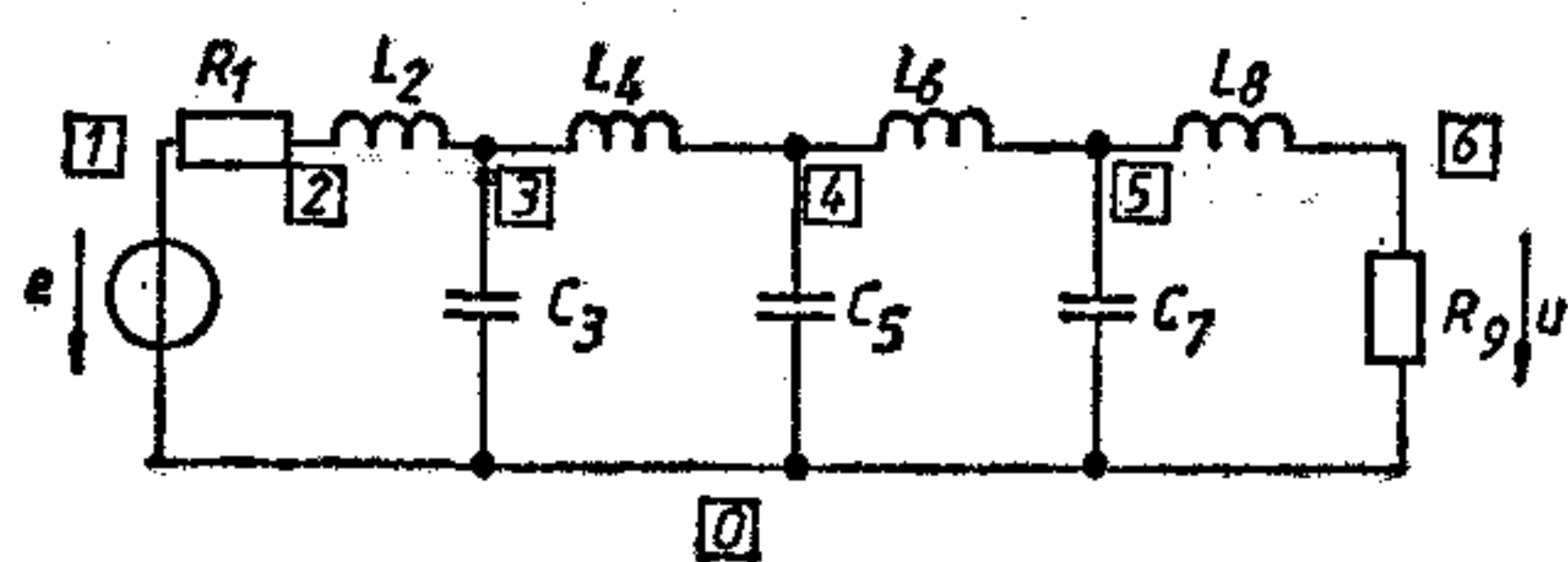
A SYMBOL által szolgáltatott eredmény:

$$W(s) = \frac{(R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3) + s^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_4 \cdot R_5 \cdot C_1 \cdot C_2}{R_1 \cdot R_3 + s \cdot R_2 \cdot R_4 \cdot R_5 \cdot C_2 + s^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_4 \cdot R_5 \cdot C_1 \cdot C_2}$$



H158-2

2. ábra. Fliege elliptikus alaptag



$$\begin{aligned} R_1 &= R_7 = 1 \\ L_2 &= L_6 = 2,166 \\ L_3 &= L_5 = 3,0936 \\ C_4 &= C_6 = 1,1115 \\ &[\Omega, H, F \text{ egységekben}] \end{aligned}$$

H158-3

3. ábra. Hetedfokú LC aluláteresztő szűrő
Csebisev approximációval

2. példa. Hetedfokú LC aluláteresztő szűrő Csebisev approximációval

Tekintsük a 3. ábra LC létrahálózatát, gerjesztése e , válasza az u feszültség. Feladat a $W(s, C5)$ félszimbolikus alakú átviteli függvény előállítása, adott $C5$ esetén az amplitúdó és fáziskarakterisztika számítása és Bode-diagramjaik ábrázolása, valamint az $S_{C5}^{|W|}(\omega)$ relatív érzékenységgfüggvény számítása és ábrázolása. A SYMBOL által szolgáltatott eredmény:

$$W(s, C5) = 1/D(s, C5)$$

$$D(s, C5) = 2 + (12,742 + C5)s + (23,384 + 10,519 \cdot$$

$$\cdot C5)s^2 + (47,864 + 34,54 \cdot C5) \cdot s^3 + (33,113 + 51,066 \cdot$$

$$\cdot C5)s^4 + (35,861 + 90,169 \cdot C5) \cdot s^5 + 51,219 \cdot C5 \cdot s^6 +$$

$$+ 55,471 \cdot C5 \cdot s^7$$

Ha $C5 = 1,1735 F$, akkor $W(s) = 1/D(s)$

$$D(s) = 2 + 13,915s + 35,728s^2 + 88,398s^3 + 93,039s^4 +$$

$$+ 141,675 \cdot s^5 + 60,106s^6 + 65,095s^7$$

A szűrő amplitúdókarakterisztikájának diagramját a 4. ábra mutatja.

A fáziskarakterisztika diagramja az 5. ábrán látható.

Az $S_{C5}^{|W|}(\omega)$ relatív érzékenységgfüggvény:

$$S_{C5}^{|W|}(\omega) = N(\omega)$$

$$N(\omega) = 8,358\omega^2 + 106,888\omega^4 - 1811,98\omega^6 + 7613,48\omega^8 -$$

$$- 14189,7 \cdot \omega^{10} + 12497,5\omega^{12} - 4237,35\omega^{14}$$

$$R(\omega) = 4 + 50,733\omega^2 - 811,553 \cdot \omega^4 + 4868,45 \cdot \omega^6 -$$

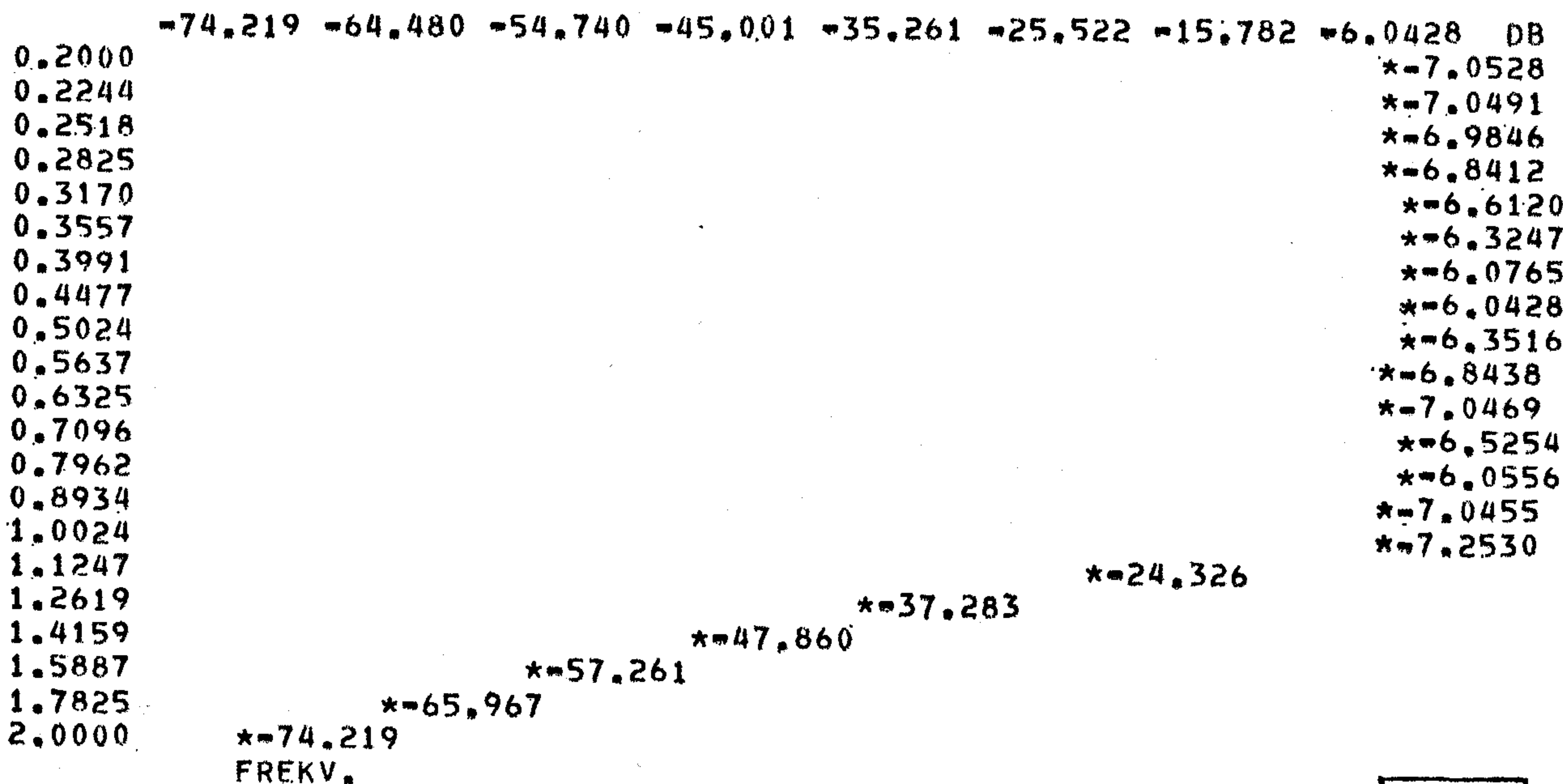
$$- 13907,9 \cdot \omega^8 + 20395,8\omega^{10} - 14831,9 \cdot \omega^{12} +$$

$$+ 4237,35 \cdot \omega^{14}$$

Az $S_{C5}^{|W|}(\omega)$ érzékenységgfüggvény és a $|W|(\omega)$ amplitúdókarakterisztika diagramja a 6a, b, ábrán látható.

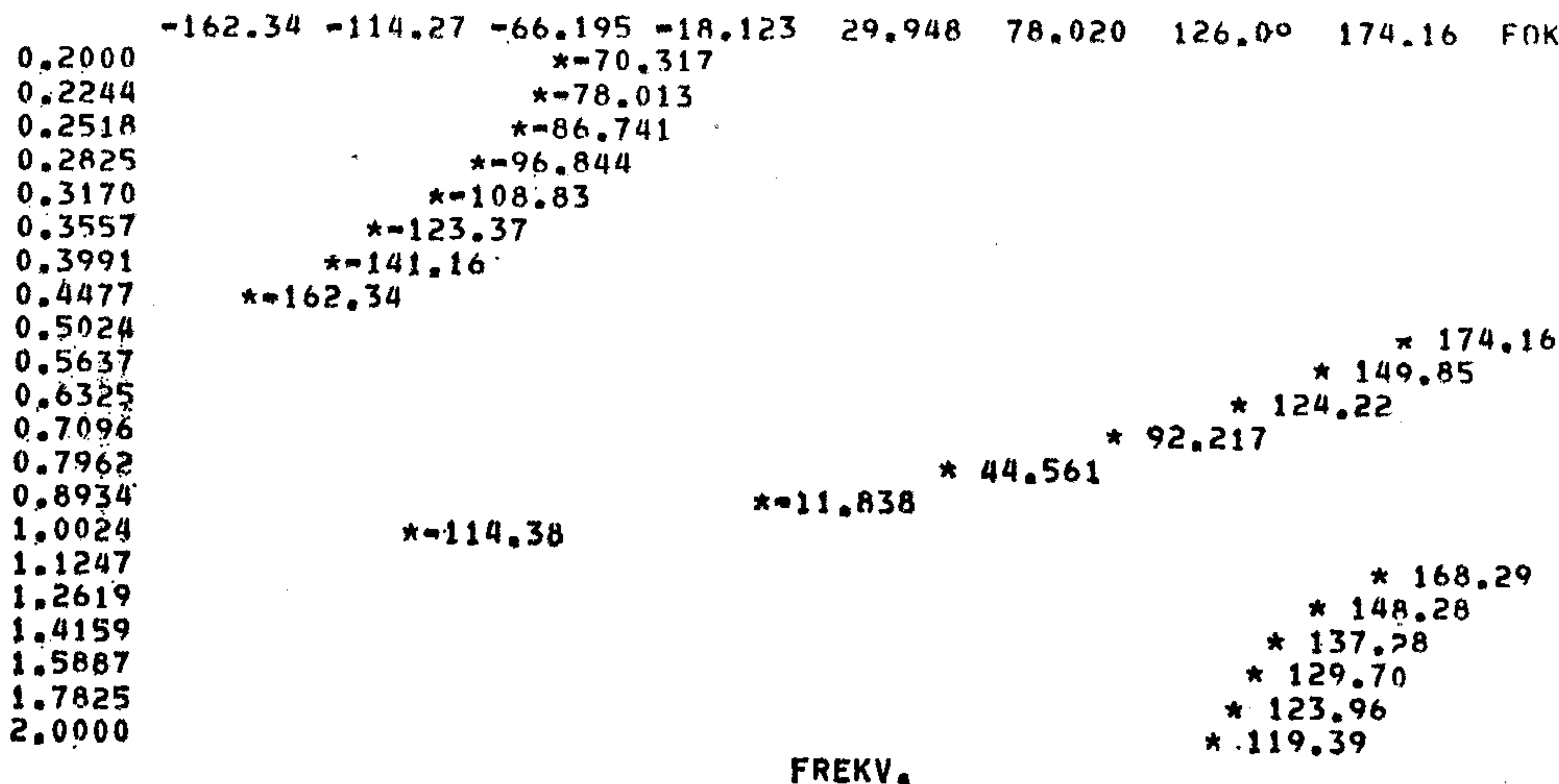
3. példa. Hetedfokú LC aluláteresztő szűrő Bruton-transzformáltja

Tekintsük az előző mintapélda LC létrahálózatából Bruton-transzformációval előállított RD létrahálóza-



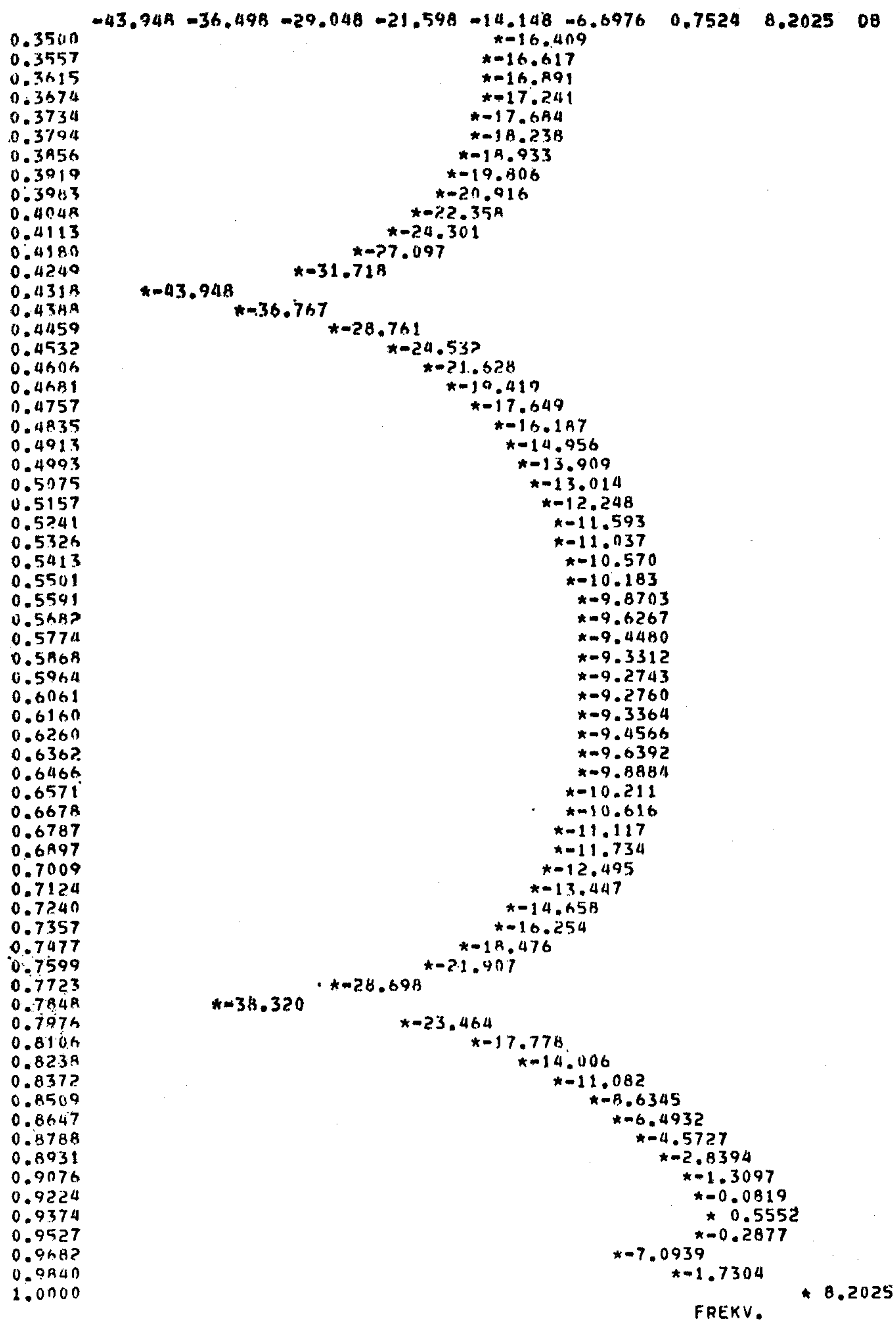
H158-4

4. ábra



5. ábra

H158-5



H158-6a

6a), ábra

tot (7. ábra). Feladat a frekvenciafüggő negatív ellen-
állásokat (FDNR) tartalmazó hálózat $W(s, D5)$
félszimbolikus alakú átviteli függvényének előállítás.

A SYMBOL eredményei:

$$W(s, D5) = \frac{N(s)}{D(s, D5)}$$

$$N(s) = 110,51 + s \cdot 11051$$

$$D(s, D5) = 221,029 + 24\,316,4 \cdot s + \\ + (143\,316 + 121\,85,9 \cdot D5) \cdot s^2 + \\ + (266\,885 + 122\,071 \cdot D5) \cdot s^3 + \\ + (532\,474 + 387\,160 \cdot D5) \cdot s^4 + \\ + (373\,484 + 580\,827 \cdot D5) \cdot s^5 +$$

$$+ (396\,307 + 1\,001\,910 \cdot D5) \cdot s^6 + \\ + (577\,704 \cdot D5) \cdot s^7 + (613\,007 \cdot D5) \cdot s^8$$

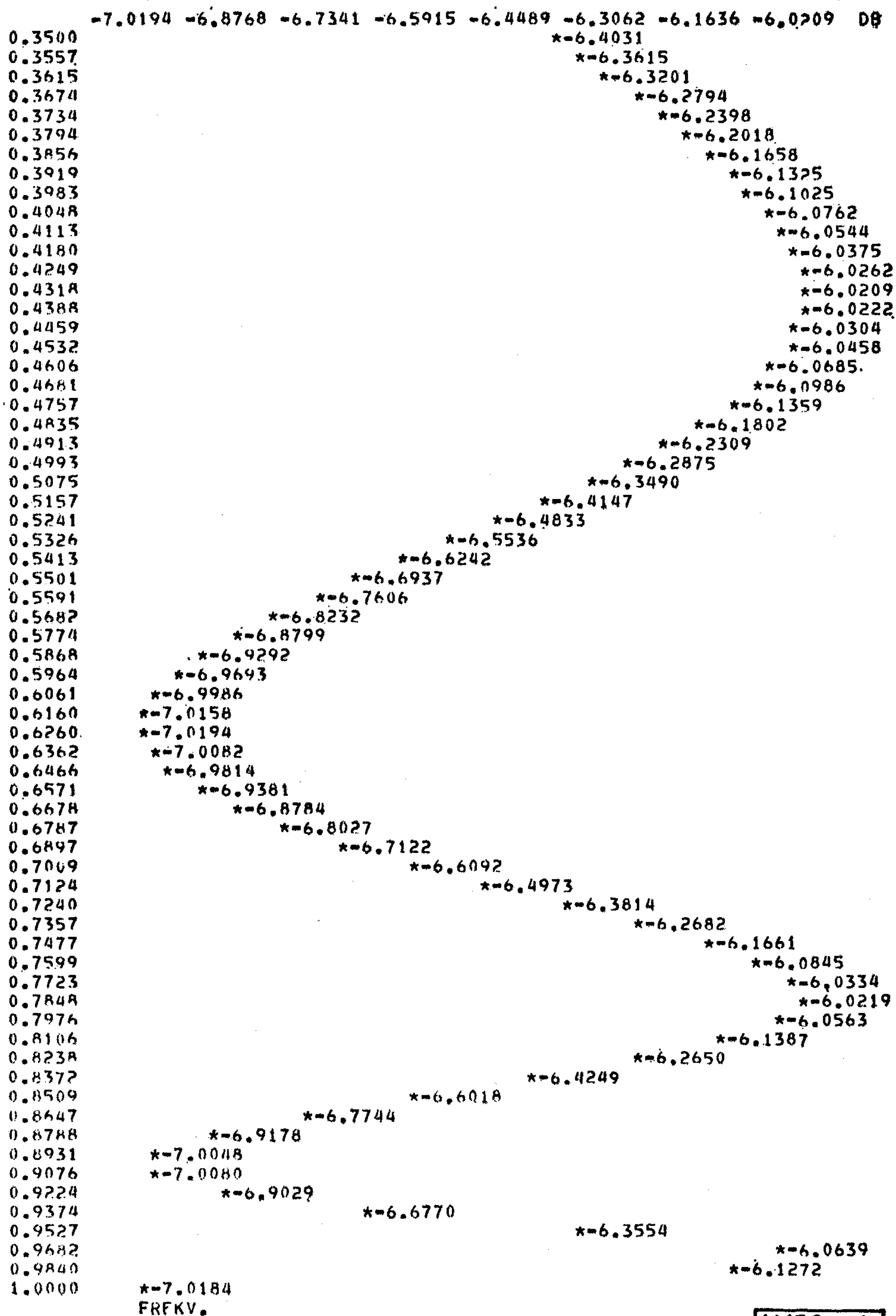
ha

$$D5 = 1,1735$$

$$W(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

$$N(s) = 110,51 + s \cdot 11\,051$$

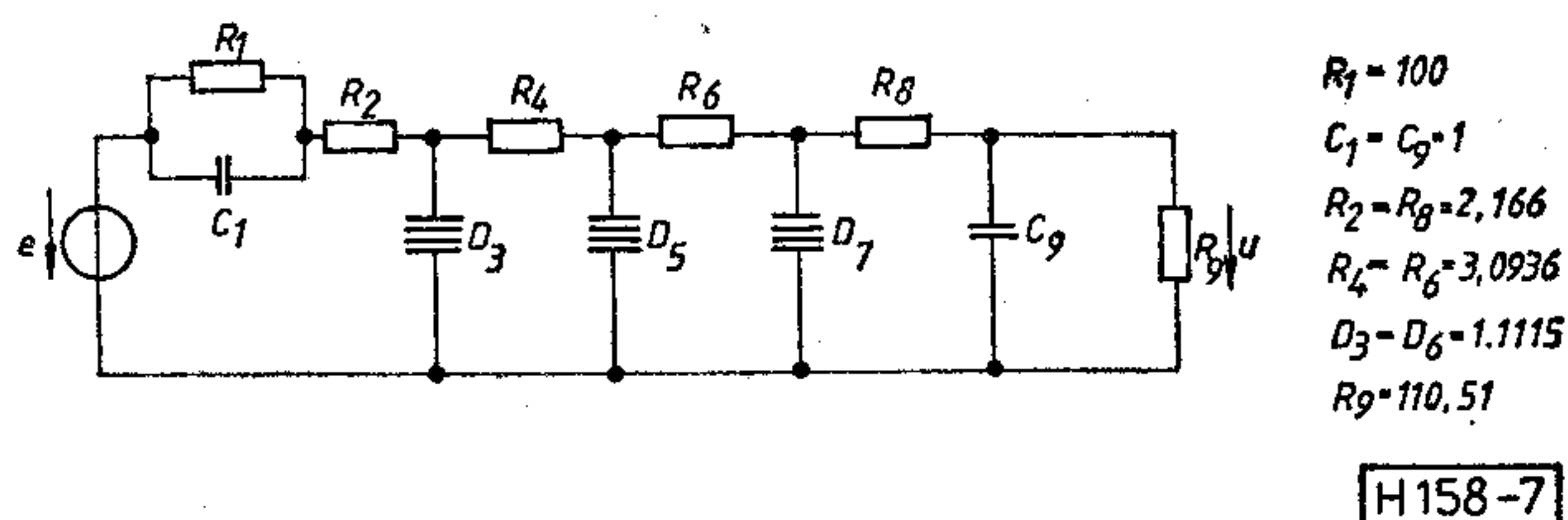
$$D(s) = 221,029 + 24\,316,4 \cdot s + 157\,616s^2 + \\ + 410\,136s^3 + 986\,806s^4 + 1\,055\,080 \cdot s^5 + \\ + 1\,572\,040 \cdot s^6 + 677\,936s^7 + 719\,364s^8.$$



6b). ábra

6. Összegezés

A cikkben új módszert mutatunk be folyamatos idejű KLI hálózatok szimbolikus analízisére. A hálózati egyenletrendszert az általánosított csomóponti analízis segítségével közvetlenül az s-tartományban írjuk fel. Ismertetjük a szimbólumokat tartalmazó egyenletrendszer megoldásának módszerét, és egy lehetséges számítási eljárást az amplitúdó és fáziskarakterisztika relatív érzékenységfüggvényeinek meghatározására a



7. ábra

Hetedfokú LC aluláteresztő szűrő Bruton-transzformáltja

szimbolikus átviteli függvényből. Az itt bemutatott módszereket felhasználó, BASIC PLUS programnyelven megírt SYMBOL programrendszer a megjelölt gerjesztés és válasz közötti szimbolikus alakú átviteli függvényt, az amplitúdó és fáziskarakterisztikának, és ezek relatív érzékenységgfüggvényeinek grafikonját és listáját szolgáltatja tetszőleges frekvenciatartományban. A programrendszer a BME Műszer- és Mérés-technika Tanszékének PDP 11/45 számítógépén futtatható. A kidolgozott szimbolikus analízis módszer rendkívül hatékony, ezt az egyenletrendszer gyors felépítésének és sparse tárolásának, valamint a Sannuti—Puri gyors determinánskifejtő algoritmusnak köszönheti.

7. Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki dr. Fodor György professzornak, a műszaki tudomány doktorának értékes megjegyzéseiről és a kézirat átnézéséért, és dr. Simonyi Ernőnek, a műszaki tudomány kandidátusának rendszeres szakmai támogatásáért.

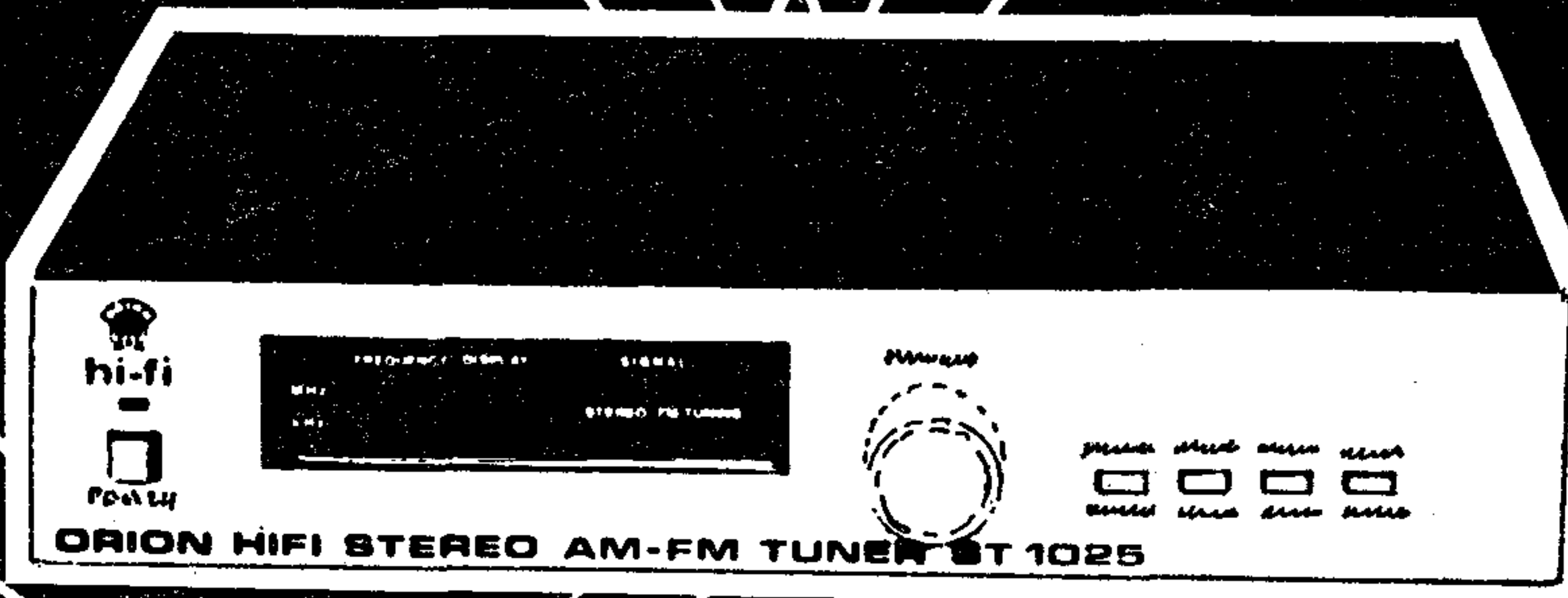
IRODALOM

- [1] L. O. Chua and P. M. Lin.: Computer-aided Analysis of Electronics Circuits, Englewood Cliffs, New Jersey Prentice Hall. 1975.
- [2] Dr. Fodor Gy.: Villamos hálózatok csomóponti analízise. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1982.
- [3] Kunsági L.: Átviteli függvény szimbolikus generálása, érzékenységgfüggvény számítása 1982. TDK.
- [4] P. Sannuti—N. N. Puri: Symbolic Network Analysis-An Algebraic Formulation, IEEE Trans. on Circuits and Systems vol. CAS—27 pp. 679—687. Aug. 1980.



ORION

mini hifi



ORION HIFI STEREO AM-FM TUNER ST 1025

ST 1025 sztereó tuner

— OIRT és CCIR rendszerű ultrarövidhullámú FM sávok — Közép és nyújtott rövidhullámú (49 m) AM sávok — Digitális frekvenciakijelzés minden vételi sávon — Servo Lock áramkör — LED-soros térerősségmérő — Zajhatárolt érzékenység: — Jel/zajviszony:	— Harmonikus torzítás: — Sztereó-szétválasztás: — Hangfrekvencias átviteli tartomány: — Teljesítményfelvétel: — Tápfeszültség: — Méretek:
FM: 1 μV AM: 150 μV FM: 70 dB AM: 50 dB	FM: 0,2% AM: 1,5% 35 dB FM: 16 Hz – 16 kHz AM: 20 Hz – 2700 Hz 6 W 220 V 50 Hz 280x56x225 mm

Belső getterezés a Si-szelettechnológiában

SZELŐCZEI LÁSZLÓ*—RÉTI SÁNDOR*—DR. KORMÁNY TERÉZ**

*Mikroelektronikai Vállalat

**Budapesti Műszaki Egyetem



ÖSSZEFOGLALÁS

A technológiai folyamat során indukálódó kristályhibák és a nemkívánatos szennyezők koncentrációjának csökkentésére több getterezési eljárás is alkalmazható. A 70-es évek végén publikált belső getterezés előnye, hogy a Si-egy kristály ponthibáinak tudatos befolyásolásával érhető el a kívánt hatás. A cikkben ismertetjük az eljárást, befolyásoló paramétereit, valamint a belső getterezés hatását a szeletgörbületre, ill. a pn-átmenetek szivárgási áramának csökkenésére.

1. Bevezetés

A 80-as években az áramkörök integráltsági fokának növekedése, azaz a VLSI — ("very large scale integration") sőt az ULSI ("Ultra large scale integration") — bonyolultságú áramkörök megjelenése és általános elterjedése szükségessé tette, hogy részletesen tanulmányozzák az alapanyag, a Si-egy kristály fizikai és kémiai jellemzőit, összefüggéseket találjanak az alapanyag-tulajdonságok — főleg a ponthibák —, valamint az áramkörök elektromos paramétereit között, mindezek alapján pedig csökkentsék a technológiai folyamatokban mindig indukálódó kristályhibák koncentrációját és méretét.

1976-ban Rozgonyi és munkatársai [1], majd 1977-ben TAN [2] ismertették elsőként az ún. belső („intrinsic”) getterezést, azaz egy olyan több lépéses hőkezelési eljárást, amely a Si-egy kristályokban levő intersticiális oxigénatomok precipitálódása révén akadályozza meg, hogy a kristályhibák a szilícium kristály felületközeli rétegében — azaz ott, ahol az áramkört létrehozuk — keletkezzenek. Az azóta eltelt időszakban számos közlemény (pl. 3—8) foglalkozott ezzel a kérdéssel és 1985-ben megrendezték az első nemzetközi getterezési őszi iskolát és szimpóziumot is. [9]

Vizsgálataink során arra a kérdésre kívántunk választ kapni, hogy a belső getterezést előidéző több lépéses hőkezelés milyen szeletgörbületet eredményez, milyen szerepe van a hőkezelési atmoszférának, milyen mértékben csökkenthető belső getterezéssel egy adott technológiával előállított integrált áramkörben a pn-átmenetek szivárgási árama.

2. A technológia folyamatban indukálódó kristályhibák és getterezésük

A félvezető eszközök előállításához napjainkban 75%-ban CZ-Si egy kristályt használnak fel. Ezeket a szeleteket általánosan jellemzi, hogy

DR. KORMÁNY TERÉZ

Az Eötvös Loránd Tudományegyetemen szerzett vegyész oklevelet. 1958—1982 között a Távközlési Kutató Intézetben dolgozott. 1982 óta a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén docens. Puskás Tivadar-, Pollák-Virág- és MTESZ-díjas. A HTE elnökségi tagja, a MTESZ V. B. tagja, részt

vesz több MTESZ egyesület munkájában. Kutatási területe az elektronikus anyagok vizsgálata és a mikroelektronikai technológia. Vendégkutatóként dolgozott Bécsben a Műszaki Egyetemen, Berlinben és Stuttgartban a Max Planck Intézetben és Novoszibirszkben a Félvezető Fizikai, valamint Szervetlen Kémiai Intézetekben.

- diszlokációmentesek;
- kristályhibaként csak ponthibákat (vakanciákat, intersticiális oxigént, intersticiális Si-t, szubsztitúciós szenet, fémszennyezőket) tartalmaznak;
- a radiális ellenállás eloszlás %-os változása jól definiált, általában nem lépi túl a 2—15%-ot;
- a szeletek vastagságszórása, párhuzamossága, görbülete, felületi simasága és hullámossága pontosan megadott kritikus értékeknek felel meg.

Pontos összefüggések jelenleg nem ismertek a ponthibák, geometriai hibák és a radiális ellenállásszórás áramkörök kihozatalára gyakorolt hatásáról, de általánosan megállapítható, hogy

a szilícium szelet görbülete a ráépített struktúrák végzetes meghibásodását okozhatja a fotolitográfiai művelet során (rövidzár a fém összeköttetések között, kontaktusablakok elzáródása stb. révén);

a Si-egy kristály oxigén szennyeződése által generált termikus donorkok ellenállásváltozást okozva megnövelik a MOS tranzisztorok küszöb feszültségét;

- a fémszennyezők feldúsulása letörési feszültség növekedést, megnövekedett visszáramot okozhat.

A Si-ban a fent említett ponthibákon kívül előfordulhatnak eme hibák komplexei is, az úgynevezett swirl-hibák, valamint rugalmas maradékfeszültségek is fel léphetnek.

A ponthibák ismerete alapvető fontosságú azért is, mert a technológiai folyamatok során egymással kölcsönhatásba lépve, előidézőivé válnak az úgynevezett „technológiai folyamat indukálta kristályhibáknak”, azaz ponthiba komplexek, mélynívók, diszlokációk és a kristályhibákon kiváló fém-, illetve adalékprecipitátumok keletkezhetnek. E hibák elektromos aktivitása eltérő, de befolyásolják a Si anyagparamétereit (vezetőképesség, élettartam, mozgékonyosság) és a szeleten kialakított áramkörök funkcionális paramétereit (küszöbfeszültség-eltolódás, nagy visszáram). A fo-

Beérkezett: 1986. I. 28. (A)

lyamatindukálta hibák az alábbi okokra vezethetők vissza:

- magas hőmérsékletű technológiai folyamatok és sorrendjük;
- a struktúra geometriája (azaz az áramkör layoutja);
- az adalékolás módja;
- a Si-ban levő ponthibák, különösen az O és a C.

Napjainkban a VLSI technológiákban már olyan nagyszámú folyamatlépést használnak, hogy a folyamatok során indukálódott hibák — getterezés hiányában — a gyártott eszközök működésképtelenségét is okozhatják.

A getterezés a „folyamat-indukálta hibák” megszüntetésére, illetve csökkentésére szolgáló, az eszköz előállítás technológiájába beépített folyamat. A getterezési eljárás ezenkívül alkalmas arra is, hogy a kiindulási Si-egykristályszelet minőségét javítsa és ezzel a gyártott eszköz paramétereit is.

A getterezés általában igyekszik vagy eltávolítani a nem kívánt szennyezőket a szelet inaktív részébe, ahol csapdába befogódnak, vagy a rácshibák keletkezését megakadályozni a gócképződési helyeik kiküszöbölésével. Néhány esetben jótékony hatású lehet az eljárás mindkét szempontból is. Az ismertebb eljárások a következők:

- Mechanikai roncsolás a hátoldalon;
- Ionimplantációs (nemesgázionok) hibagenerálás a szelet hátoldalán;
- Lézersugaras hátoldal megmunkálás;
- Foszfordiffúzió a szelet hátoldalába;
- Rétegekialakítás (poli-Si Si-nitrid, foszforüveg stb.) a szelet hátoldalán, ritkábban előoldalán;
- Oxidáció klórtartalmú atmoszférában;
- Belső („intrinsic”) getterezés.

3. A belső (intrinsic) getterezés

Az intrinsic getterezési eljárás speciális tulajdonságú, mivel ennél a technológiai lépésnél a getterezési akció a szelet belsejében és nem a felszín közelében játszódik le. Az eljárás hőkezelésekből áll. Nagy előnye, hogy a Czochralsky-eljárással növesztett Si-ban mindig jelenlevő oxigént használja fel gócképzésre, és az így keletkezett gócok kötik meg a szelet belsejében a hőkezelési lépések során a Si egykristályba került szennyezőket, akadályozzák meg a kristályhibák mozgását. Ezek a gócok a felszín alatt 30-50 μm mélyen alakítandók ki, így a felszín közeli réteg, az eszközök aktív tartománya precipitátum és rácshiba szegény lesz. Ezt a 30—50 μm -es réteget hívják „denuded” zónának. Az ezzel az eljárással kezelt szelet sematikus képe az 1. ábrán látható. Az eszköz aktív tartománya a „denuded” zónába esik, amely zóna meglehetősen jól közelíti az ideális Si kristályszerkezetét, így az ebben a tartományban kialakított áramkörök elektromos és egyéb paramétereit jól fogják közelíteni az elméleti úton számított értékeket. Az eljárás másik előnye, hogy az eszközgyártásban amúgy is vannak magas hőmérsékletű műveletek (diffúzió, oxidáció) és a getterezési művelet így nem jelent szükségszerűen újabb folyamatlépést, csak többlet hőkezelést az oxidáció, diffúzió előtt magában a kályhában.



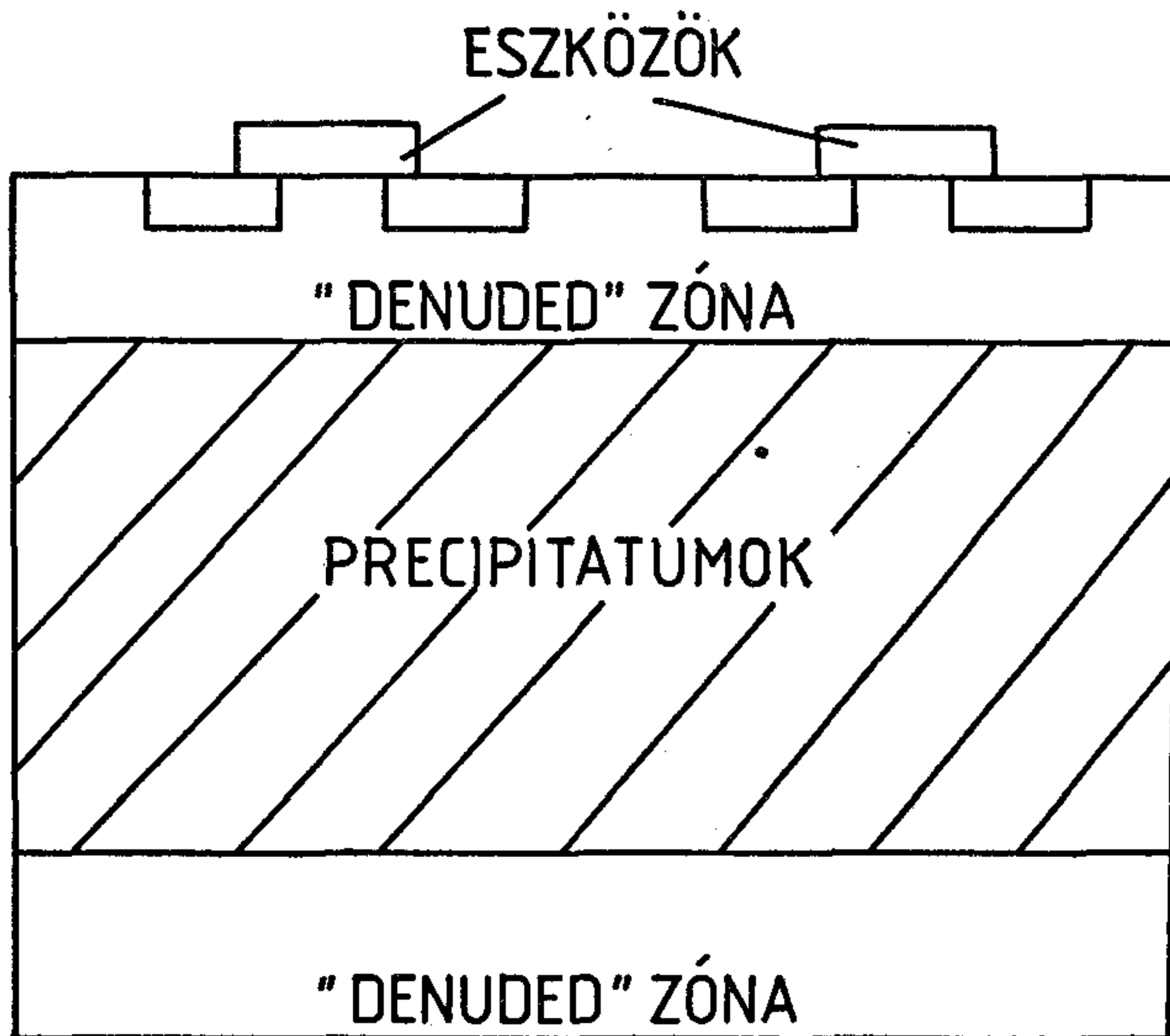
SZELŐCZEI LÁSZLÓ

A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki oklevelet 1984-ben. 1984 szeptemberétől a Mikroelektronikai Vállalat Elemfejlesztési és Kísérleti Gyártási főosztályán fejlesztőmérnök, miközben a Budapesti Műszaki Egyetem Elektronikus Eszközök Tanszékén két éves nappali szakmérnökképzésben vesz részt. A HTE tagja.



RÉTI SÁNDOR

A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki oklevelet 1984-ben. 1984 szeptemberétől a Mikroelektronikai Vállalat BOÁK osztályán fejlesztőmérnök. A HTE tagja.



H 157-1

1. ábra. Si-egykristályszeletekben belső getterezés hatására kialakuló zónák (vázlat)

Az eljárás hátránya, hogy a túl nagy oxigén precipitátumok ridegebbé teszik a szeletet és ez vetemedéshez, a szelet meggömbölyedéséhez vezethet. Másik hátrány, hogy a különböző minőségű szeletekhez (különböző oxigén és szén koncentráció, különböző termikus előélet stb.) más és más getterezési eljárás kell, bizonyos oxigén koncentráció alatt pedig a gócképződés végbe se megy.

3. Belső getterezési kísérletek

3.1. A felhasznált Si szeletek jellemzői

Technológiai kísérleteket végeztünk az intrinsic getterezés előnyös és hátrányos következményeinek meg-

Belső getterezési kísérletekbe bevont Si-egykristályszeletek jellemzői

Si-kristály-sordzat jelzése	Típus	Adalék	Fajl. ell. Ω cm	Vastagság μ m	Orientáció	$[O_i]$ 10^{17} Atom cm^{-3}	Kr. hibák
L22	n	p	4,5	390	111	7,6	diszlokációmentes
L76N	n	p	1,8	457	100	5,9	diszlokációmentes
L15C	n	p	6,6	395	111	8,3	diszlokációmentes
05/27	n	p	3,7	510	100	6,2	diszlokációmentes
30	n	p	3,2	508	100	8,0	diszlokációmentes
A23	p	B	5,8	457	100	5,4	diszlokációmentes
S2	p	B	3,9	457	100	10,4	diszlokációmentes

állapítására. Vizsgáltuk a getterezett szeleteken kialakított áramkörök esetében a szivárgási áram csökkenését, összehasonlítva a getterezettlen szeleten levő áramkörök megfelelő paramétereivel. Egyidejűleg ellenőriztük a különböző termikus előéletű Si-szeleteken a belső getterezés hatására bekövetkező szeletgörbület megnövekedését is. A vizsgálatokhoz használt szeletek jellemzőit az 1. táblázat tartalmazza.

3.2. Az alkalmazott hőciklus és gázatmoszféra

Az előkísérletek során — a getterezési hatások szempontjából — a nitrogén atmoszférában végzett hőkezelést találtuk optimálisnak, ezért a továbbiakban ezt alkalmaztuk. A hőkezelések sorrendje az előkísérletekre alapozva 1100—800—1100 °C volt, mivel ez lehetővé tette a kívánt vastagságú „denuded” zóna kialakulását.

Az első magas hőmérsékletű lépésben az oxigén kidiffundál a felszín közeli tartományokból a levegőbe. Ez a lépés egyfajta homogenizáló hőkezelés is, mivel a különböző termikus előéletű szeletekben a befagyott hibák kiolvadnak, és a lehűtés során az együtt kezelt szeletekben hasonló hibastruktúrák alakulnak ki.

A második, alacsonyabb hőmérsékletű hőkezelési lépés kialakítja azokat a mikrohibákat, vagy más néven precipitátum-diszlokáció góccokat, amelyek csapdázzák a szeletbe bejutott szennyezőket.

A harmadik, ismét magas hőmérsékletű hőkezelés során a már kialakult precipitátumok tovább növekednek és így megnő a hibák getterező képessége.

4. A belső getterezés szeletgörbületet és elektromos paramétereit befolyásoló hatása

4.1. Szeletgörbület

A görbület megváltozását vizsgáló kísérleteinkhez a rendelkezésre álló Si-szeletekből az alapállapotban lehetőleg minimális görbületű szeleteket választottuk. (1. 2. ábra) A görbületméréshez Taylor—Hobson gyártmányú Talystep berendezést használtunk. Görbület méréskor a Si-szeletet csiszolt üvegkorongra fektettük. A Talystep tűjét a szelet közepére állítva, az ekkor leolvasott vastagsáérték az alapszint, amelyhez képest később a szelet mozgathatóságkor a vastagság pozitív vagy negatív irányban eltér attól függően, hogy homorú, vagy domború a szelet. A szeletet a flattel párhuzamos és a flatre merőleges irányban is mozgattuk. Ezután felülről nyomást gyakoroltunk a szeletre, miközben a tű középen állt. Így a nyomás

Szelet azonosító	Flatre merőleges profil	Kitérés nyomáskor [μ m]	Flattel párhuzamos profil
L22		$\uparrow$ 13 $\downarrow$ 5	
L15C		$\uparrow$ 11 $\downarrow$ 8	
0 5/27		$\uparrow$ 5 $\downarrow$ 10	
A23		$\uparrow$ 2 $\downarrow$ 14	
S2		$\uparrow$ 12 $\downarrow$ 4	
30		$\uparrow$ 4 $\downarrow$ 6	

$\downarrow$ — fényes oldalon nyomva

$\uparrow$ — matt oldalon nyomva

H157-2

2. ábra. Si-egykristályszeletek görbülete alapállapotban

hatására a szelet teljesen az üveglapra simult s a Talystep kitérése mutatta a görbület jellegét. A mérést a szelet mindkét oldalán elvégeztük. A megnyomáskor vigyázni kellett, hogy ne maradjon légpárna a szelet és az üveglap között, mivel az meghamisította volna a mérést. Ez könnyen elkerülhető, ha a felület, amire a szeletet felfektetjük sima, de bordázott. Így a légpárna nem tud kialakulni, hisz a levegő akadálytalanul távozik a szelet alól.

A kiindulási és a hőkezelések után mért profilokat összehasonlítva megállapítottuk, hogy a görbület mértéke minden egyes szeletnél — amint az várható volt — növekedett, de az egyes hőkezelési lépések után nem azonos mértékben. Az első, 1100 °C-os hőkezelés után végzett görbületmérések tanúsága szerint a profilok általában keveset változtak a kiinduláshoz képest, ez az eltérés a fotolitográfiai lépést még nem befolyásoló mérvű. Az enyhe görbületváltozás valószínűleg a már megindult precipitátum képződés eredménye.

A következő alacsony hőmérsékletű hőkezelés során alakultak ki nagy számban a szennyezők megkötésére alkalmas precipitátum-diszlokáció góccok és jelentőssé vált a szeletgörbület is. A harmadik hőkezelés során

Szelet azonosító	Flatre merőleges profil	Kitérés nyomás- kor[μm]	Flatte párhuzam- os profil
L 22		$\uparrow$ 12,4 $\downarrow$ 1	
0 5/27		$\uparrow$ 9 $\downarrow$ 10,4	
A23		$\uparrow$ 12 $\downarrow$ 12	
S2		$\uparrow$ 13,5 $\downarrow$ 4	
30		$\uparrow$ 15 $\downarrow$ 2,5	

$\downarrow$ — fényes oldalon nyomva

$\uparrow$ — matt oldalon nyomva

H157-3

3. ábra. Si-egykristályszeletek görbülete háromlépéses belső getterezési hőkezelés után

a már kialakult göcök méretei növekedtek és kialakult a végleges görbület (l. 3. ábra).

A precipitátumok görbületet okozó hatása méretükkel függ össze. Ezek a hibakomplexek néhány μm -es nagyságúak, a getterezés eredményeképpen nagy számban keletkeznek a kristályrácsban és feszítik azt. E hatás eredményezi a makroszkopikus változást, azaz a szelet deformálódását. A változás mértéke, különösen ha összehasonlítjuk az intersticiális oxigéntartalom változását is (l. 2. táblázat) nem teljesen egyértelmű. Az intersticiális oxigéntartalom változás (csökkenés) tudvalevőleg a precipitálódás mértékére utal. Maximális csökkenéséhez (pl. L15C-nél) valóban a legnagyobb mérvű getterezés indukálta görbület tartozott, de az S2 mintánál bár érzékelhető módon csökkent az $[O_i]$ koncentráció, mégis alig változott a görbület. Ez összefügg azzal, hogy a szeletek termikus előélete nem volt egyforma, és a szubsztitúciós szénkoncentrációkat nem vettük figyelembe.

4.2. Szivárgási áram

A belső getterezés pn-átmenetek szivárgási áramát befolyásoló szerepének tisztázására belső getterezéssel és anélkül p-csatornás MOS áramköröket készítettünk. A belső getterezési hőkezeléseket azonban ellenében a görbületvizsgálattal, O_2 gázáramban hajtottuk

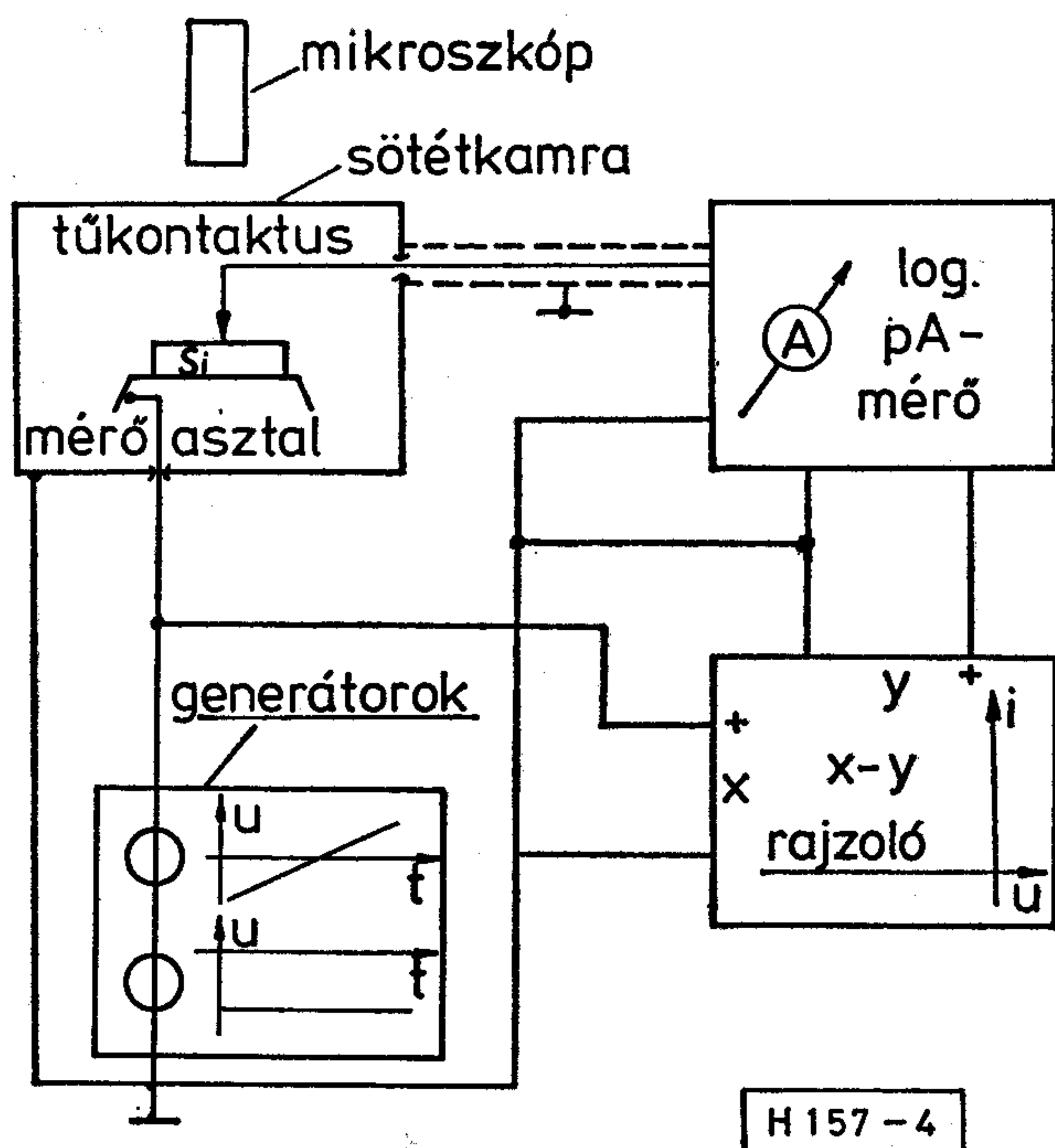
vége — a hőmérsékleti sorrend szintén 1100—800—1100 °C volt — azért, hogy az integrált áramkörök előállításának első lépését a téroxid növesztést, a getterezéssel együtt elvégezhessük. A háromlépéses hőkezelés hatására a kialakult oxidréteg vastagsága „Talystep”-pel mérve 490 nm lett, ami megfelelt a BME EET laboratóriumában alkalmazott getterezés nélküli, ún. hallgatói p-csatornás MOS technológia téroxidjának. A hőkezelések után az L76N jelzésű sorozatból, amelynek szubsztitúciós szénkoncentrációja $1,5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ volt, getterezett és getterezetlen szeleteken párhuzamosan állítottunk elő p-MOS integrált áramköröket, melyek két négybemenetű NOR kaput és négy MOS tranzisztort tartalmaztak. Darabolást és tokozást nem végeztünk, hiszen a visszáramokat — a szubsztrát és valamely diffúziós terület, mint dióda, záróirányú áramát — a szeleten is meg tudtuk mérni.

A visszáram méréseket a Mikroelektronikai Vállalat Fóti úti üzemében végeztük a 4. ábra szerinti mérési összeállításban — 25 V előfeszítés mellett.

A mérések eredményét getterezetlen szelet esetében az 5. ábra, míg getterezett szelet esetében pedig a 6. ábra tartalmazza.

Az ábrákon minden négyszög egy chip visszáramának nagyságrendjét jelzi.

A két visszáram-térkép összevetéséből megállapíthatjuk, hogy a getterezett szeleten (6. ábra) a vissz-



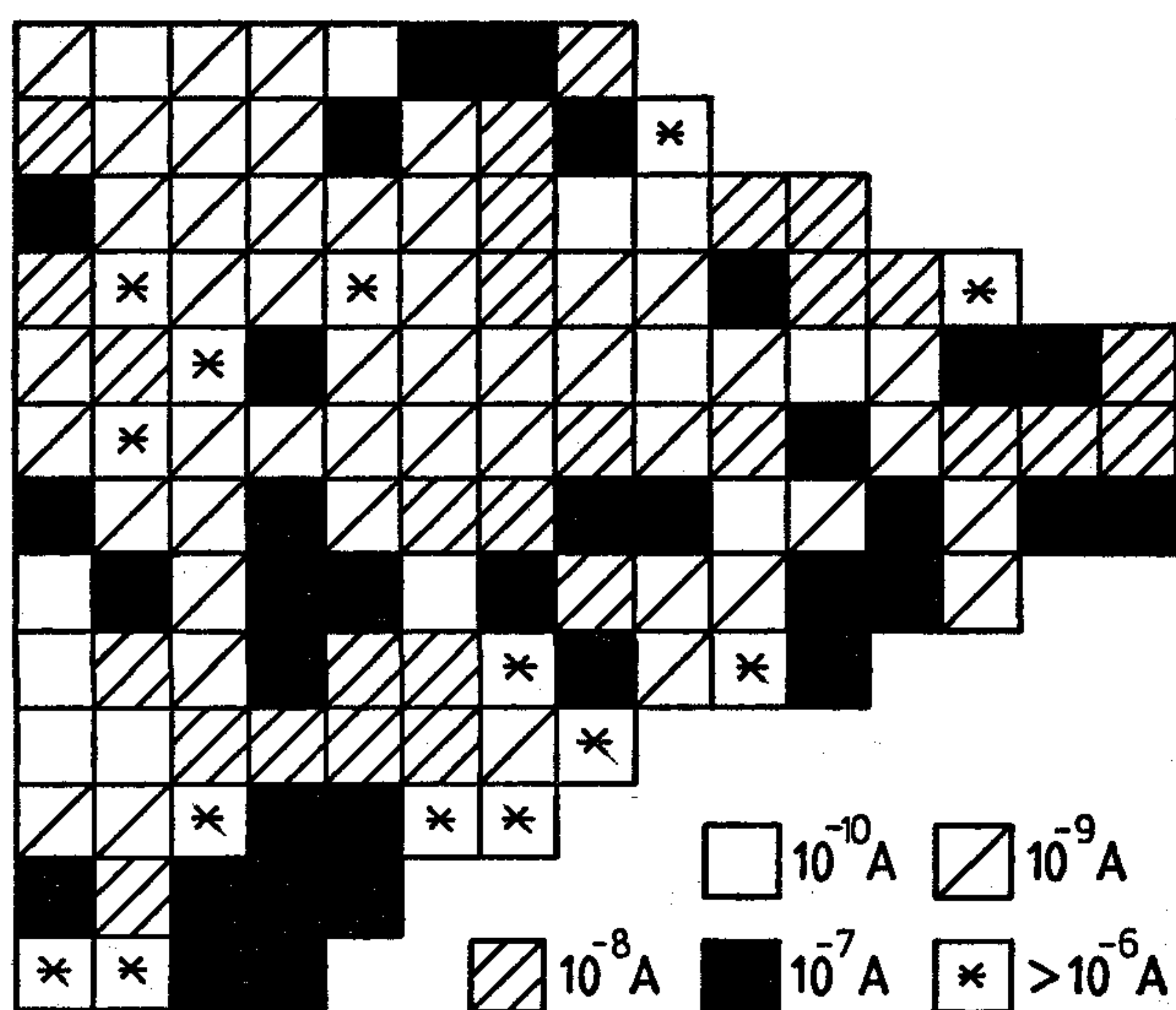
H157-4

4. ábra. Visszáramméréshez alkalmazott mérési elrendezés

Intersticiális oxigénkoncentráció és görbületváltozás belső getterezés hatására

2. táblázat

Si-kristálysorozat		orientáció	$O_i \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$		Görbület μm			
jelzése	típus		alapállapot	belső getterezés után	alapállapot		belső getterezés után	
L22	n	$\langle 100 \rangle$	5,9	5,3	$\uparrow$ 13	$\downarrow$ 5	$\uparrow$ 12,4	$\downarrow$ 1
05/27	n	$\langle 100 \rangle$	6,2	5,7	$\uparrow$ 5	$\downarrow$ 10	$\uparrow$ 9	$\downarrow$ 10,4
30	n	$\langle 100 \rangle$	8,0	7,6	$\uparrow$ 4	$\downarrow$ 6	$\uparrow$ 15	$\downarrow$ 2,5
L15C	n	$\langle 111 \rangle$	8,3	6,0	$\uparrow$ 11	$\downarrow$ 8	$\uparrow$ 20	$\downarrow$ 15
A23	p	$\langle 100 \rangle$	5,4	5,3	$\uparrow$ 2	$\downarrow$ 14	$\uparrow$ 12	$\downarrow$ 12
S2	p	$\langle 100 \rangle$	10,4	9,0	$\uparrow$ 12	$\downarrow$ 4	$\uparrow$ 13	$\downarrow$ 4



H157-5

5. ábra. Visszáramtérkép belső getterezés nélkül készített p-MOS IC-ről

áram értékek hozzávetőleg egy nagyságrenddel kisebbek, mint a getterezettelen szeleten (5. ábra).

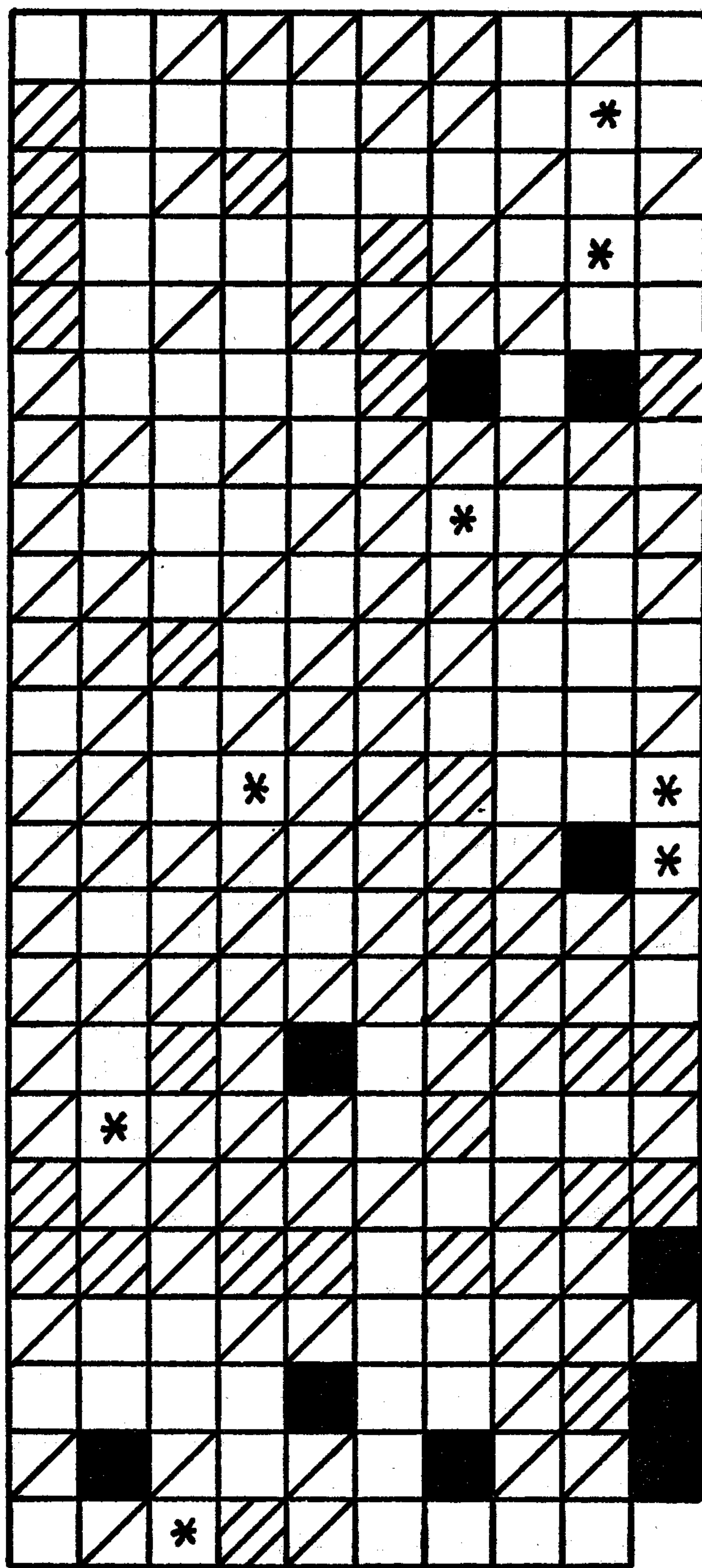
A háromlépéses hőkezelést kapott szeletekben az O-precipitumok kialakulását az infravörös spektroszkópiai mérés $[O_i]$ -koncentráció csökkenése, a kezdeti $7,6 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ -ről $7,0 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ -ra, ill. $8,4 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ -ről $6,3 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ -ra, valamint a szeletek merőleges metszetén preferenciális maratás után azonosított hibakomplexek igazolták.

5. Az eredmények értékelése

Kísérleteink során igazolást nyert, hogy az általunk választott háromlépéses, ún. magas-alacsony-magas hőciklusú belső getterezési technológia mind n-, mind p-típusú Si-egy kristályoknál eredményesen alkalmazható. A hőkezelés időtartamát az első lépésben az oxigén-kidiffúzió kívánt mértékének megfelelően viszonylag széles tartományban lehet változtatni, mert ott még nem jelentős mértékű a görbületnövekedés. Kritikusak az ezt követő hőkezelési lépések és itt megfelelő optimalizálásra kell törekednünk (gócképződés, ill. növekedés hőmérséklete, időtartama, atmoszféra), hogy megfelelő számú és méretű getterező góc keletkezzék, de a szeletgörbület jól definiált, kritikus érték alatt maradjon. Ha ezt az optimalizálási feladatot megoldottuk — amihez a szubsztitúciós szénkoncentráció szerepének tisztázása is hozzátartozik —, akkor várható, hogy belső getterezéssel növelhető az integrált áramkörgyártás kihatatala és javulnak az eszközök elektromos paraméterei. Állításunkat igazolják a vizsgált áramkör szivárgási áram változására vonatkozó adatok.

Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki dr. Harsányi Józsefnek a görbületmérésben, dr. Valkó Ágnesnek és dr. Erdélyi Katalinnak a szivárgásiáram-mérésben nyújtott segítségükért, valamint dr. Hild Erzsébetnek az infravörös spektroszkópiai vizsgálatok elvégzéséért és a hasznos megbeszélésekért.

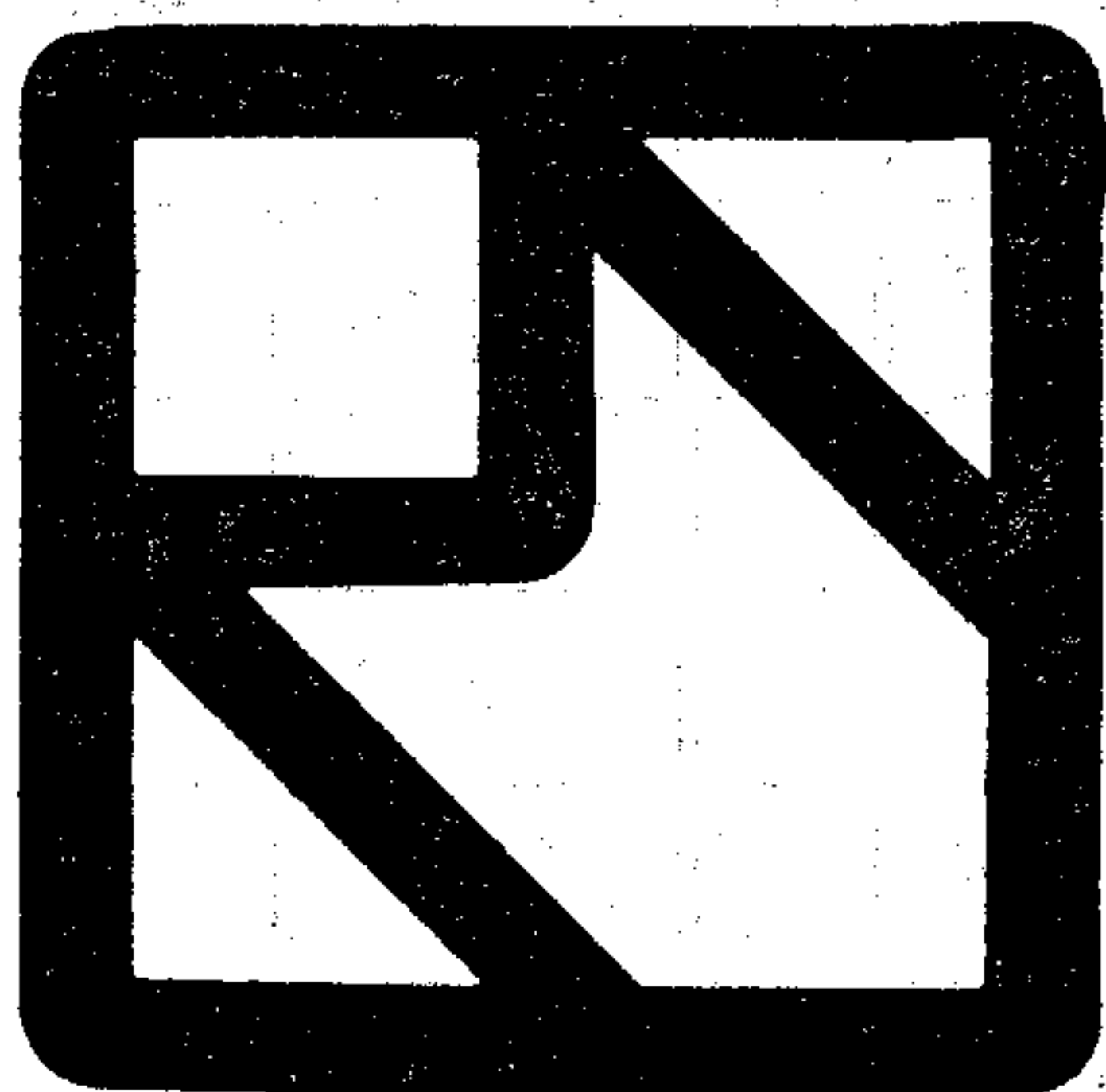


H157-6

6. ábra. Visszáramtérkép belső getterezett p-MOS IC-ről

HIVATKOZÁSOK

- [1] G. A. Rozgonyi, R. P. Doysher, C. W. Pearce — J. Electrochem. Soc. — 123 1910 (1976)
- [2] T. Y. Tan, E. E. Gardner, W. K. Tice — Appl. Phys. Lett. — 30, 175, (1977)
- [3] K. Yamamoto et al.: Appl. Phys. Lett. — 36 195 (1980)
- [4] R. A. Craven, H. W. Korb — Solid-State Technol. 7., 55 (1981)
- [5] F. Shimura: VLSI Science and Technology/1982 Proc. 82—7 17. (1982)
- [6] Defects in Silicon, San Francisco 1983
- [7] P. Wang et al.: J. Electrochem. Soc. — 131 1948 (1984)
- [8] K. Ikuta, T. Ohara: Jap. J. Appl. Phys. — 23 984 (1984)
- [9] Proceedings of the 1st International Autumn School and Symposium on Gettering and Defect Engineering in the Semiconductor Technology — Garzau (1985)

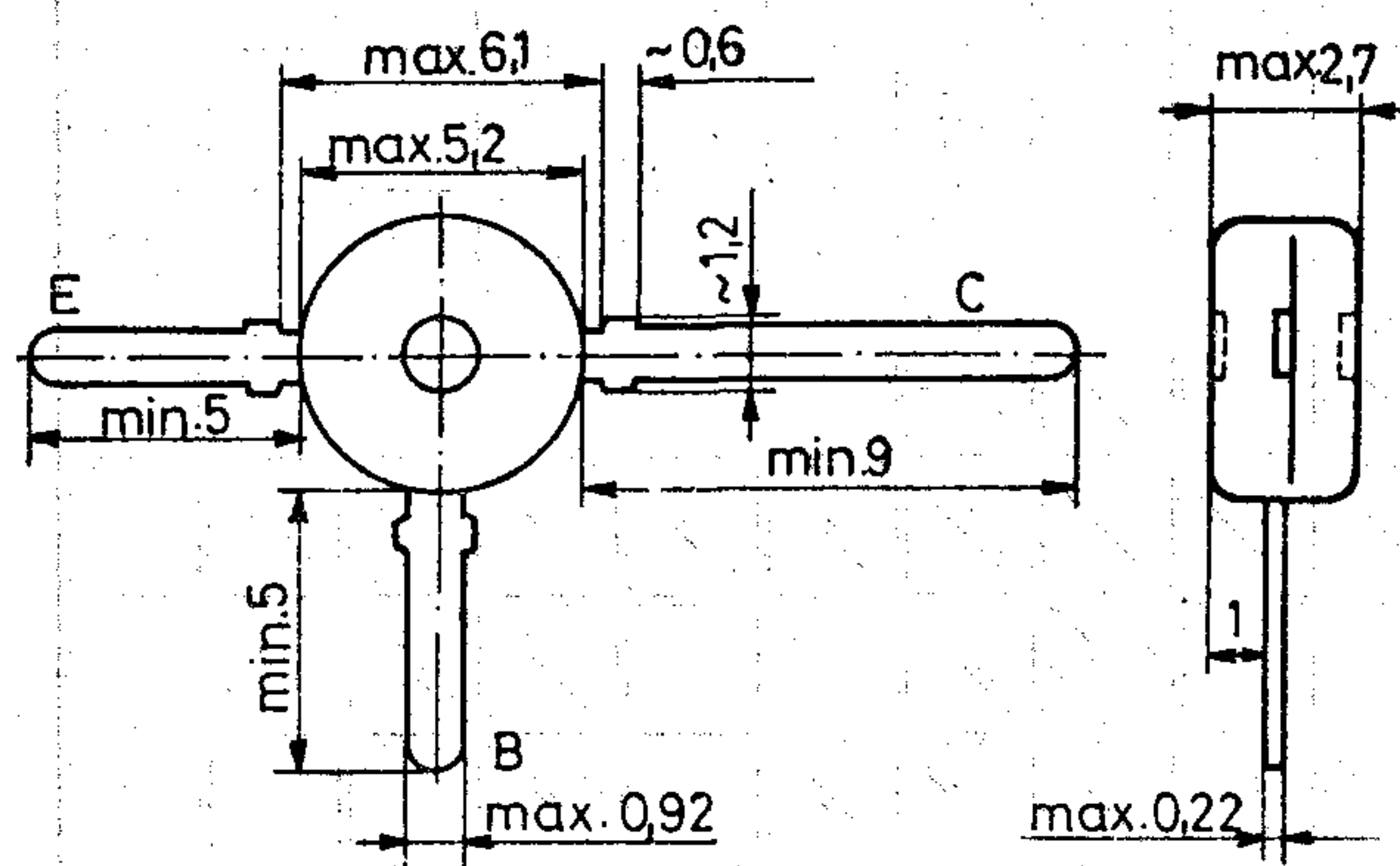


M.E.V. MIKROELEKTRONIKAI VÁLLALAT

IV., Fóti út 56.

1325 Budapest, Pf. 21 Telefon: 691-100 Telex: 22-7306

BFT 95 Szilícium PNP planár RF tranzisztor



Tok: TO 50
Tömeg: kb. 0,25g

Méreték mm-ben

1. ábra

Ajánlott alkalmazás

RF erősítőkben GHz tartományig, különösen szélessávú antennaerősítőkben.

Jellegzetes tulajdonságok

- Nagy teljesítményerősítés
- Alacsony zajtényező
- Magas tranzitfrekvencia

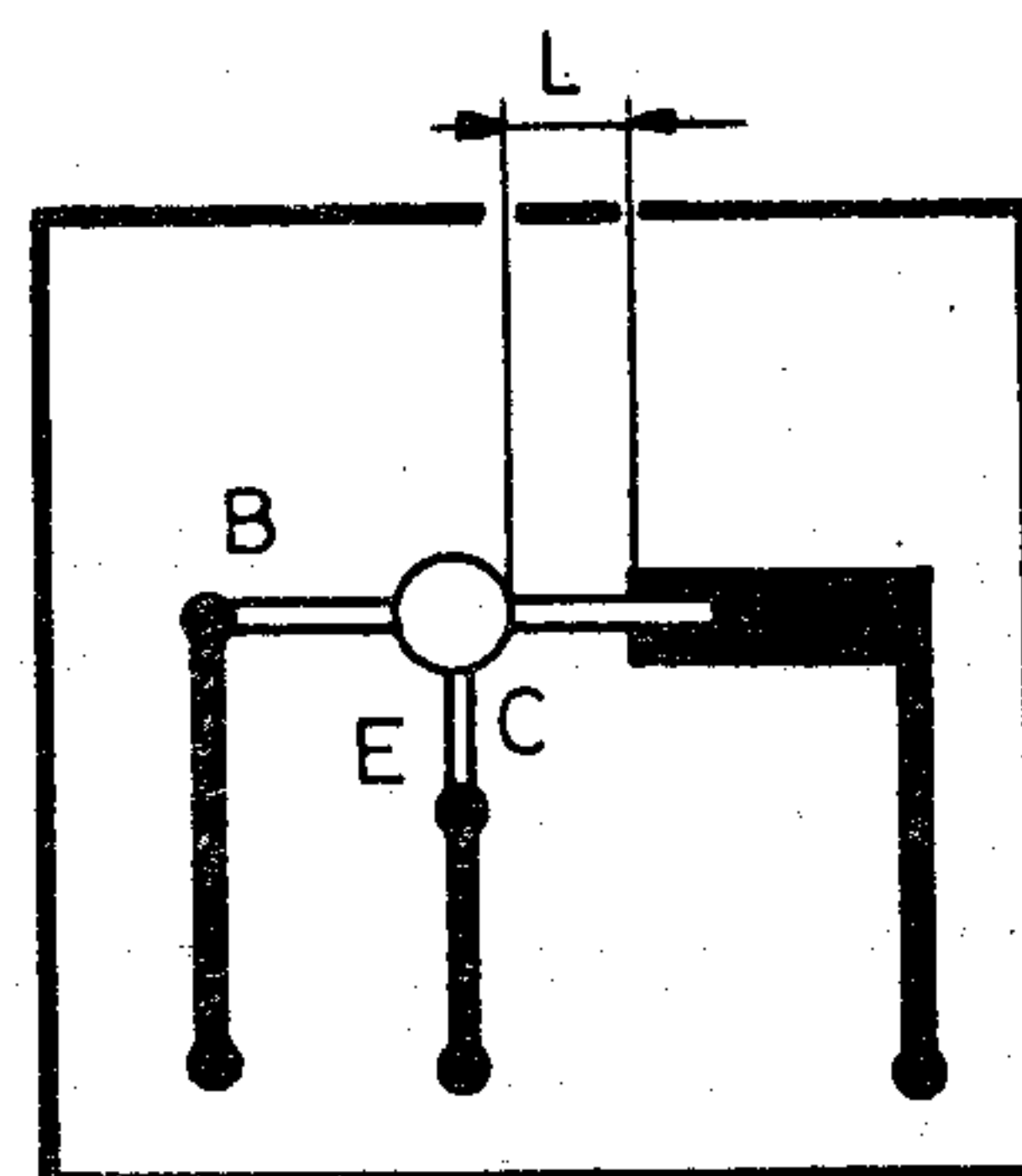
HÖELLENÁLLÁS

$$R_{thja} = 300 \text{ K/W}$$

$$l = 8 \text{ mm}$$

$$t_L = \text{állandó}$$

30x30x1,5mm
üvegszálas
ábra szerinti
áramköri lapra
szerelve



2. ábra

MAXIMÁLIS HATÁRADATOK	JELÖLÉS	BFT 95	EGYSÉG
Kollektor-bázis feszültség	$-V_{CBO}$	15	V
Kollektor-emitter feszültség	$-V_{CEO}$	15	V
Emitter-bázis feszültség	$-V_{EBO}$	3	V
Kollektor egyenáram	$-I_C$	25	mA
Kollektor áram csúcserőke $f \geq 1\text{MHz}$	$-I_{CM}$	50	mA
Bázis áram $f \geq 1\text{MHz}$	$-I_B$	3	mA
TELJES TELJESÍTMÉNYDISSZIPÁCIÓ (lásd 2. ábra)	P_{tot}	200	mW
Átmenet hőmérséklete	T_j	150	°C
Tárolási hőmérséklet	T_s	- 55... + 150	°C

SZTATIKUS JELLEMZŐK $T = 25^{\circ}\text{C}$ ha másként nincs meghatározva	JELÖLÉS	BFT 95	EGYSÉG
Kollektor-bázis visszáram $-V_{CB} = 10\text{V}$	$-I_{CBO}$	≤ 50	nA
Kollektor-bázis letörési feszültség $-I_C = 10\mu\text{A}, I_E = 0$	$-V_{(BR)CBO}$	≥ 15	V
Kollektor-emitter letörési feszültség $-I_C = 3\text{mA}, I_B = 0$	$-V_{(BR)CEO}^*$	≥ 15	V
Emitter-bázis letörési feszültség $-I_E = 10\mu\text{A}, I_C = 0$	$-V_{(BR)EBO}$	≥ 3	V
Egyenáramú áramerősítési tényező $-V_{CE} = 5\text{V}, -I_C = 10\text{mA}$	h_{21E}	$\geq 25, 60$	

* $\frac{t_p}{T} = 0,01, t_p = 0,3\text{ms}$

DINAMIKUS JELLEMZŐK $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$	JELÖLÉS	BFT 95	EGYSÉG
Tranzit frekvencia $-V_{CB} = 10\text{V}, -I_C = 15\text{mA}, f = 500\text{MHz}$	f_T	5	GHz
Visszaható kapacitás $-V_{CE} = 10\text{V}, -I_C = 10\text{mA}, f = 200\text{MHz}$	$C_{üre}$	0,5	pF
Kollektor-bázis kapacitás $-V_{CB} = 10\text{V}, f = 1\text{MHz}$	C_{CBO}	0,5	pF
Zaj tényező $-V_{CB} = 10\text{V}, -I_C = 3\text{mA}, R_G = R_{Gopt}$ $f = 500\text{MHz}$ $f = 1\text{GHz}$	F F	1,7 2	dB dB
Teljesítmény erősítés $-V_{CB} = 10\text{V}, -I_C = 15\text{mA}, f = 1\text{GHz}$	G_{pb}	12	dB
Átviteli együttható $-V_{CE} = 10\text{V}, -I_C = 15\text{mA}$ $f = 1\text{GHz}, R_g = R_l = 50\text{ohm}$	$(S_{21e})^2$	10	dB

Bármely alkalmazástechnikai kérdésben a MEV Félvezető Ágazat Fejlesztése készséggel áll felhasználóink rendelkezésére (Telefon: 692-800/2337). Schronk László



M.E.V. MIKROELEKTRONIKAI VÁLLALAT

Fémezés előtti műveletek szerepe az IC-technológiában*

BUZÁSNÉ JAMRICH KLÁRA
SZENDRŐ ISTVÁN
Mikroelektronikai Vállalat

ÖSSZEFOGLALÁS

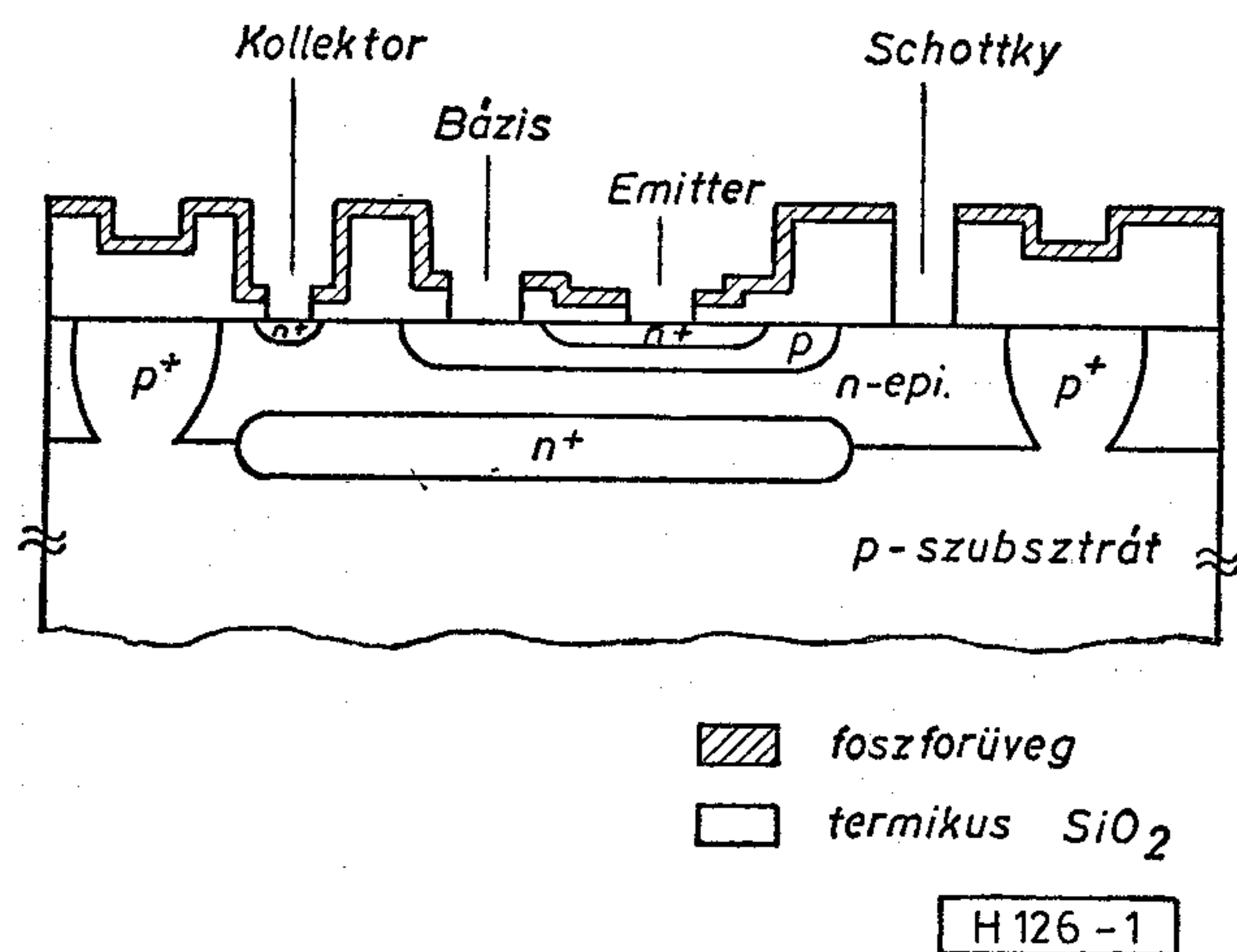
A félvezető gyártás folyamán komoly problémát okoz a bipoláris integrált áramköröknél (IC), hogy a már kinyitott kontaktusablakokban a levegőn, ill. a reziszt műveleteket követő kémiai tisztítás során egy vékony $\sim 2-10$ nm „szilícium-oxid” réteg keletkezik. E vékony oxidréteg megakadályozhatja a kontaktusablakokba párologtatott fém (pl. alumínium, platina) és a szilícium közötti jó kontaktus, a fém-félvezető ötvözet kialakulását. Ezért szükséges egy végső oxideltávolító lépés (frissítés) a fémezést közvetlenül megelőzően.

A legtöbb IC-technológiában a legfelső réteg „oxidált-foszforüveg” ($xP_2O_5 \cdot ySiO_2$), amire szükség van jó getterező hatása miatt. A hagyományosan frissítésre használt marókban az „oxidált-foszforüveg” lényegesen nagyobb sebességgel maródik, mint a termikus SiO_2 . Így frissítéskor az ablakokban újraképződött oxidréteg eltávolítása során az inaktív területek felett levő getterező hatású foszforüvegből sok lemaródik. Munkánk során olyan marókkal dolgoztunk, ahol e két réteg marási sebessége közelít egymáshoz.

A frissítés hatékonyságát, azaz a jó kontaktus kialakulását legbiztosabban a fém-félvezető átmenet elektromos tulajdonságainak mérésével lehet kimérni. A cikk különböző marókkal végzett eltérő idejű frissítések hatásának kimérésével foglalkozik Schottky-dióda karakterisztikájának minősítésén keresztül.

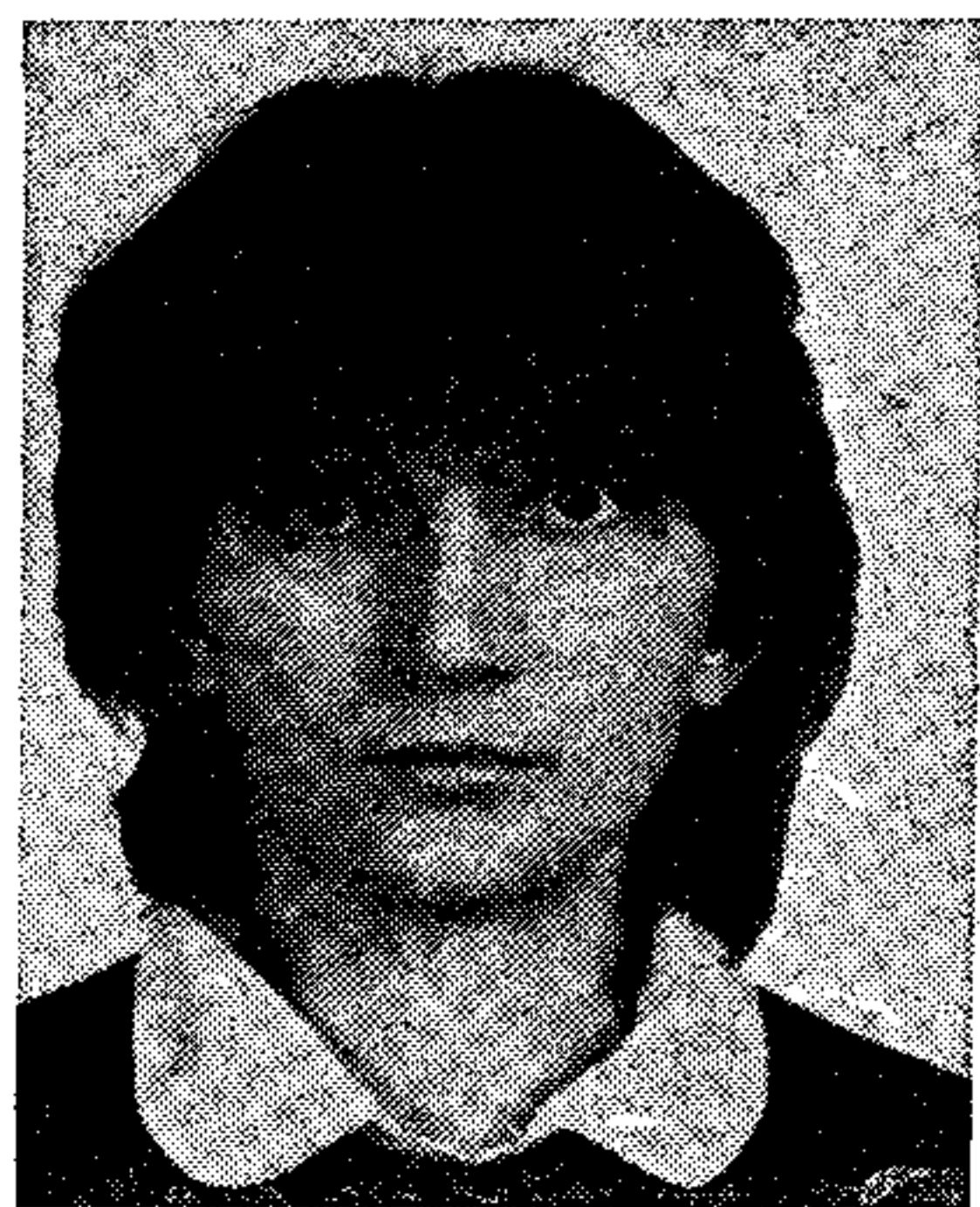
1. Bevezetés

Bipoláris IC-k aktív területeinek kialakítása után kontaktusokat nyitnak az elemek megfelelő zónáiba. Bipoláris IC tranzisztorának keresztmetszeti képét mutatja az 1. ábra kontaktusablaknyitás után. A ki-



1. ábra. Kontaktusablaknyitás bipoláris IC-nél

*A cikk Posterként megjelent a Relectronic '85 konferencián 1985. augusztus 28-án, Budapesten. Beérkezett. 1985. XII. 4. (A)



BUZÁSNÉ
JAMRICH KLÁRA

1970-ben végzett a BME Vegyészmérnöki Karán. Azóta a Mikroelektronikai Vállalatnál gyártmányfejlesztő

mérnök. Bipoláris IC-technológiában előforduló kémiai műveletekkel (különböző rétegek marása, Si szelet tisztítása, víz tisztasága, fotoreziszt eltávolítása stb.) foglalkozik.

nyitott kontaktusablakokban felpárologtatott fém (alumínium, platina stb.) $300-500^\circ C$ -on hőkezelik (szinterelik) N_2 vagy H_2 atmoszférában. Az „ideális” fém-félvezető átmenet kialakulását megakadályozhatja, ha a fém alatt egészen vékony „szilícium-oxid” van. A fotoreziszt eltávolítása, a kémiai tisztítások során, ill. a levegőn egy igen vékony $\sim 2-10$ nm oxidréteg keletkezhet a kontaktusablakokban, amit közvetlenül a fémezés előtt el kell távolítani (frissítés).

2. Fémezés előtti frissítés

A legtöbb IC technológiában „oxidált-foszforüveg” ($xP_2O_5 \cdot ySiO_2$) van a fém alatti inaktív területek felett (lásd 1. ábra). E réteg jó getterező, ill. passziváló sajátságú, megtartása kívánatos. Azonban a frissítésre leggyakrabban használt marók sokkal gyorsabban marják a foszforüveget, mint a termikus SiO_2 -t. Pl. 1: 20-as hígítású HF esetén: $V_{\text{foszforüveg}} = 160 \text{ nm/min}$, $V_{SiO_2} = 12 \text{ nm/min}$, $V_{\text{fosz.ü.}}/V_{SiO_2} \sim 13$ ($t = 25^\circ C$). A SiO_2 marási sebessége nő a foszforadalekolás növelésével is [1, 2, 3].

Munkánk során alkalmazott maróknál a két réteg marási sebessége között kicsi a különbség, miközben a marási sebességek alacsonyak a marási idő kézben tarthatósága miatt.

Termikus oxid marására NH_4F -dal pufferolt HF oldat használatos. Itt a SiO_2 marási sebessége a következő paraméterek függvénye [4].

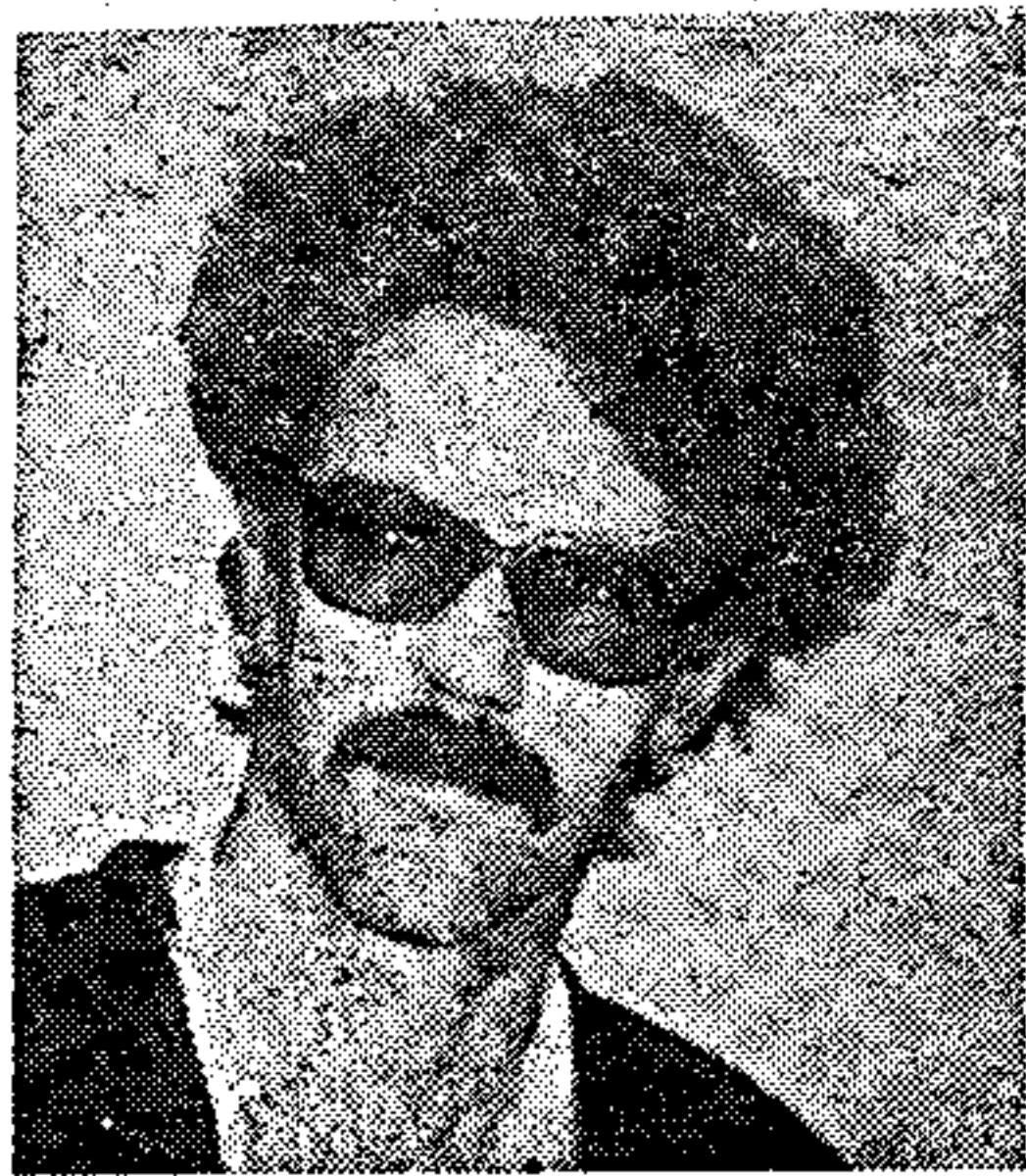
$$(1) \quad R = A[HF] + B[HF_2^-] + C$$

R — SiO_2 marási sebessége (nm/min)
 $[HF]$, $[HF_2^-]$ — HF , HF_2^- koncentráció molaritásban
 A , B , C — konstansok

Az (1) egyenlet mutatja a marási sebesség HF , HF_2^- koncentráció függését.

Az oxidált-foszforüvegnél a P_2O_5 koncentráció a szilícium felületre merőleges irányban erősen inhomogén [5]. A mintáknál a szilícium felület közelében ~ 250 nm adalekolatlan SiO_2 , felette ~ 100 nm foszforüveg (PSG) réteg helyezkedett el.

Az egyes rétegek marási sebességét az időegység alatt lemaródott rétegvastagság jellemzi. Az oxid-



SZENDRŐ ISTVÁN

1970-ben végzett az ELTE fizikus szakán, Korábban a TUNGSRAM Rt. majd a MEV-nél dolgozik fejlesztő mérnökként. Si alapú diszkrét és integrált áramkörök technológiájával és hozzá szükséges berendezések fejlesztésével foglalkozik.

vastagság meghatározása ellipszométerrel kalibrált termikus SiO_2 színskálával történt mikroszkóp alatt $125\times$ -ös nagyításnál. A két réteg (adalékolatlan-adalékolt SiO_2) közti törésmutató különbségből adódó vastagságmérési pontatlanságot elhanyagolhatónak tekintették.

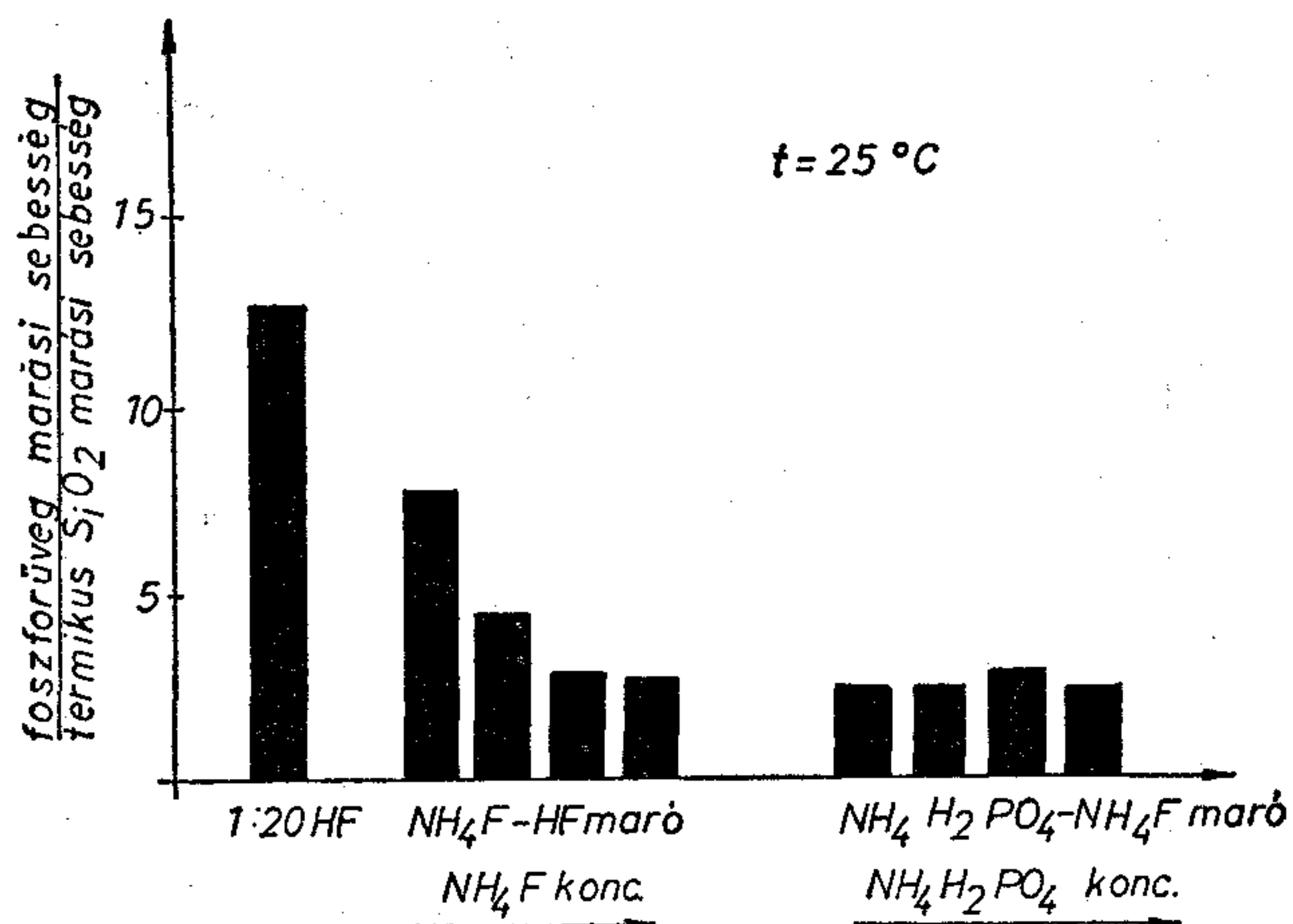
2.1 Kísérleti eredmények

A marási sebességek megállapításához 8 ohmcm p -típusú Si-szelettel dolgoztunk. 1100°C -on nyitott csöves rendszerben foszforüveget választottunk le, majd 950°C -on nedves oxigén közegben oxidáltuk. Így a $4\text{ ohm}/\square$ rétegellenállást kaptunk a Si-on. Az így kapott szeleteket nedves kémiai módszerrel martuk.

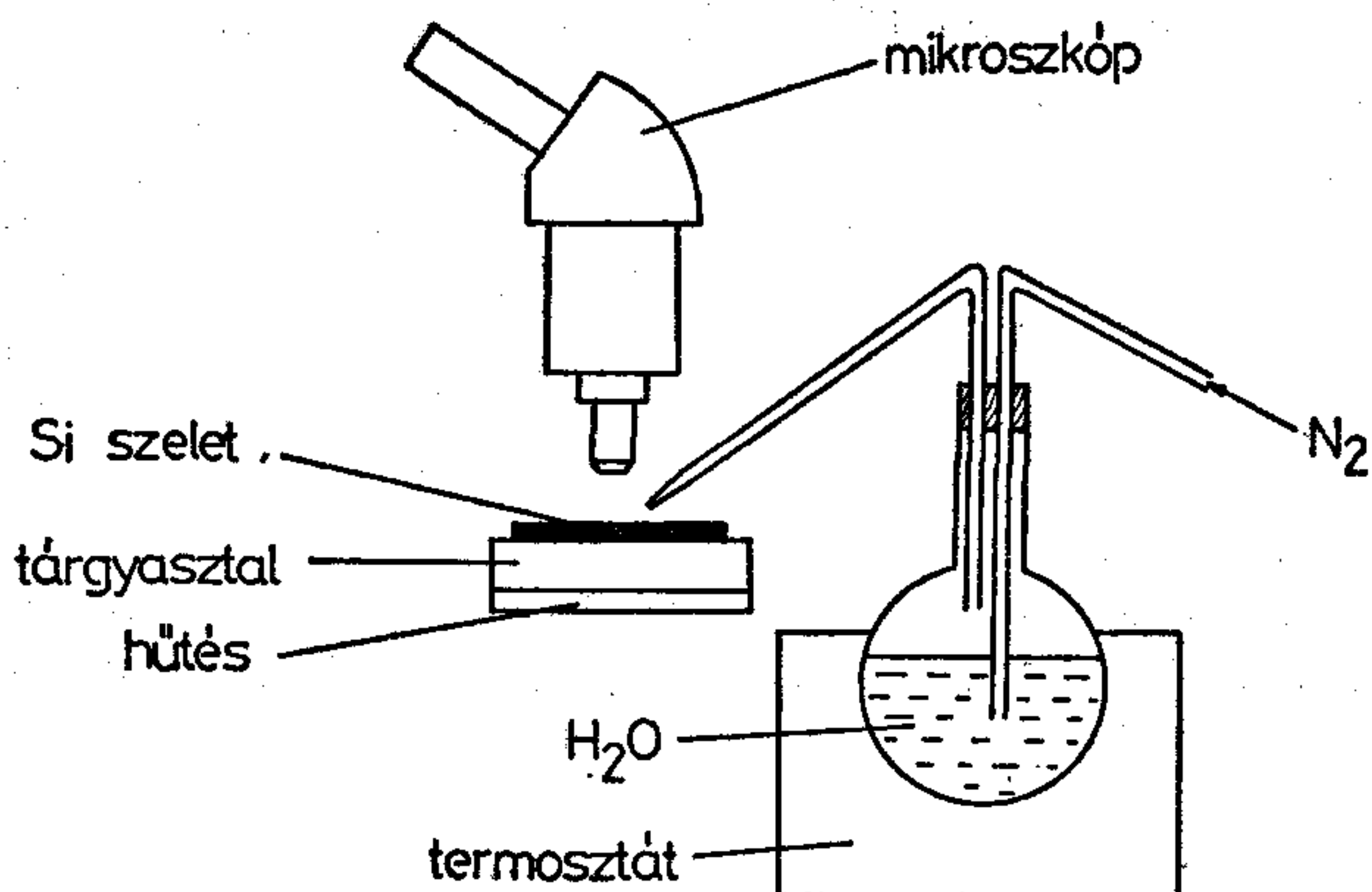
A hagyományosan alkalmazott NH_4F -dal pufferolt HF maróknál 2% HF koncentrációnál — ahol az NH_4F koncentráció 10–40% között változik — optimálisan alacsony marási sebességek adódnak ($V_{\text{fosz.ü.}} = 300\text{—}100\text{ nm/min}$, $V_{\text{SiO}_2} < 50\text{ nm/min}$). Az NH_4F koncentráció növelése csökkenti mind a foszforüveg marási sebességét, mind a két réteg marási sebesség rátáját. Ezért a 40%-os NH_4F oldatnál 2–10% HF koncentráció mellett ismét alacsony marási sebességet kapunk, miközben a sebességi ráta (~ 3) nem változik szignifikánsan a maró összetételével.

Egy másik marórendszerrel — ami 12,5%-os $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$ és 40%-os NH_4F elegyei [6] — $V_{\text{fosz.ü.}} < 200\text{ nm/min}$, $V_{\text{SiO}_2} < 100\text{ nm/min}$, ill. $\sim 2,5$ sebességi ráta érhető el a két rétegre az oldat összetételétől közel függetlenül [7].

Az NH_4F —HF, ill. az $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$ — NH_4F marórendszereknél elérhető foszforüveg-termikus oxid marási sebesség arányok összehasonlítása az 1:20-as hígítású HF-dal a 2. ábrán látható.



2. ábra. Frissítő marórendszerek összehasonlítása a foszforüveg-termikus SiO_2 marási sebesség arányára



Vízgőzkondenzációs berendezés

H 126 - 3

3. ábra. Vízgőzkondenzációs készülék

3. A frissítés hatékonyságának ellenőrzése

A frissítés hatékonyságát, azaz a kontaktus jóságát jól ellenőrizhetjük Schottky-dióda nyitóirányú I — U karakterisztikájának felvételével.

A technológiában használatos kémiai műveletek (Caro-savas lakkeltávolítás, RCA tisztítás stb.) egy vékony oxidréteg kialakulásához vezetnek a kontaktusablakokban, mely oxid vastagsága nem jól definiált.

Ezen oxidréteg jelenlétét már keletkezése pillanatában (és nemcsak a már majdnem kész eszközök elektromos paramétereinek romlásában) is észlelhetjük. Ekkor a szeleten — vízből kivéve — összefüggő film marad, azaz „nem fut le” a víz a szeletről, a SiO_2 hidrofil sajátossága miatt, ellentétben a Si hidrofób voltával, ahol vízből kivéve a víz azonnal legördül a szeletről. E módszer használatos a mindennapi IC-technológiában is marások befejezésének észlelésében. A vízgőzkondenzációs teszttel is megállapítható a vékony szilícium-oxid-réteg jelenléte. Ekkor 70°C -os vízgőzt fúvatnak a szeletre (3. ábra). Ha a szeleten oxid van a mikroszkópban ($N \sim 200\times$) interferencia gyűrűk láthatók, nem ábrás szeletnél pedig szabad szemmel vékony hártya. Szilícium felület esetén apró cseppek jelennek meg. A két felület hidrofil, ill. hidrofób sajátosságának megfelelően.

Az egyes kémiai műveletek során keletkező oxid vastagságok megközelítő megállapításához n -típusú $1,5\text{ ohmcm}$ -es Si szeleteket használtunk, elvégeztük rajta a kijelölt műveleteket, majd ismert marási sebességű maróba mártva mértük a marási időt, ami a vastagságra adott felvilágosítást.

3.1. Kísérleti eredmények

A kísérletekhez 1:4 arányú 12,5%-os $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$, ill. 40%-os NH_4F oldatok elegyeit (A maró) és 1:20-as hígítású HF-t (B maró) használtunk.

Az egyes kémiai műveleteknél keletkező szilícium-oxid vastagságokat n -típusú 1,5 ohmcm-es Wacker gyártmányú „szűz”, ill. 1:20-as hígítású HF-ben 10"-ig megmart Si szeleteken vizsgáltuk. Mind a $H_2SO_4-H_2O_2$ -os lakkeltávolítás, RCA tisztítás, cc. HNO_3 , füstölő HNO_3 létrehozhat egy vékony SiO_2 réteget a felületen. E réteg vastagságát A -, ill. B maróban határoztuk meg. Az oxidmarást befejezettnek tekintettük, ha a szeletről kiemeléskor azonnal lefutott a víz. Az 1:20-as hígítású HF-ban megmart Si-felületen mindenhol vastagabb oxidréteg keletkezett szemben a „szűz” szelettel.

A vizsgált oldatok:

1. $H_2SO_4:H_2O_2$ (1:4)
kezelési idő: 2 perc
2. RCA előkészítés $t=80^\circ C$
 1. oldat: 25%-os $NH_4OH:H_2O:30\%$ -os H_2O_2
1:4:1
 2. oldat: 37%-os $HCl:H_2O:30\%$ -os H_2O_2
1:4:1
kezelési idő: 5-5 perc
3. füstölő HNO_3
kezelési idő: 5 perc
4. cc. HNO_3
kezelési idő: 5 perc

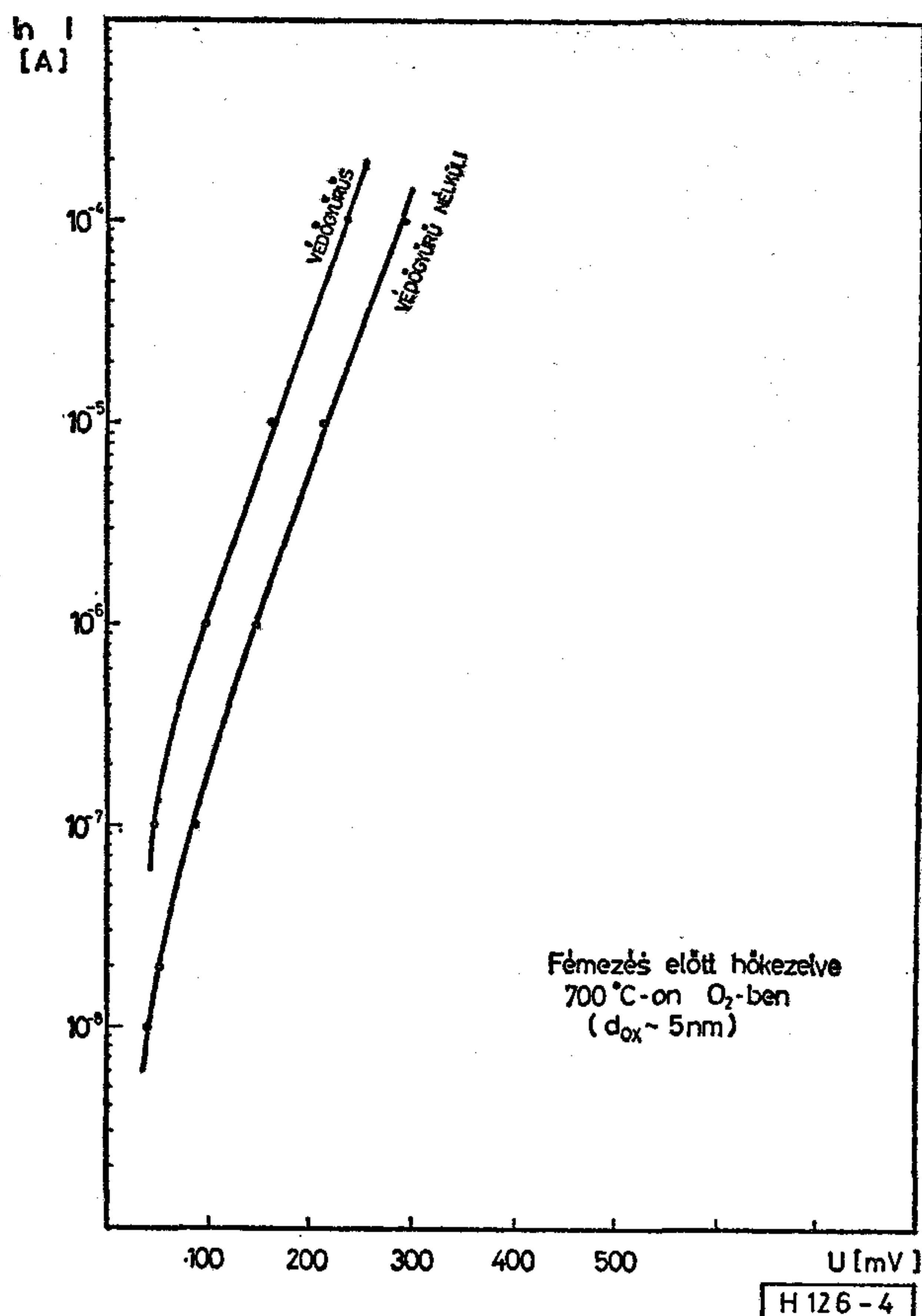
lefutási sorrendje:

$H_2SO_4:H_2O_2 > RCA > \text{füstölő } HNO_3 \sim \text{cc. } HNO_3$

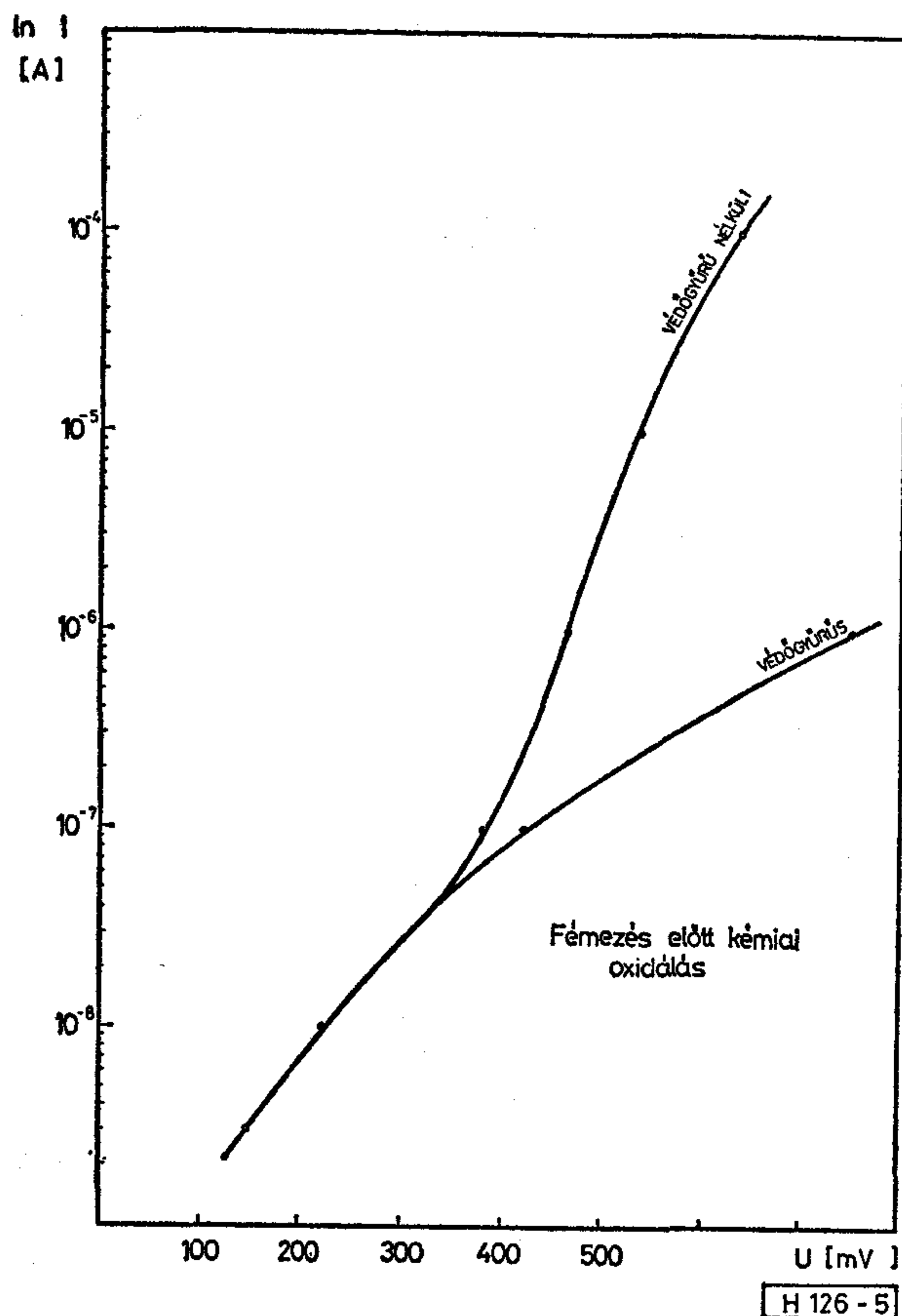
A szeleteken a kémiai kezelés után kondenzációs tesztet végeztünk. A kialakult oxidréteg miatt vékony vízhártya keletkezett a szeleten a ráfúvatott vízgőzből, míg az oxid lemarása után a pára cseppek alakjában csapódott ki a Si-felületen.

Kísérletünk másik részében az elektromos mérésekre 74LS00 típusú áramköröket tartalmazó Si-szeleteket használtunk. A szeletekről a kontaktusablak kinyitása után $H_2SO_4-H_2O_2$ eleggyel eltávolítottuk a lakkot, majd ezt egy RCA előkészítés követte. Az ily módon megtisztított szeletek szolgáltak mintául kísérleteinkhez. Öt esetben vizsgáltuk az egyes kezelések hatását: Az elektromos mérések különbségeinek biztos felismeréséhez szükség van a két szélső helyzetet demonstráló mintára. Egyrészt a tökéletes, másrészt a biztosan rossz kontaktusra. Az utóbbihoz tudatosan kell a párologtatás előtt olyan oxidréteget növesztetni, ami megakadályozza az „ideális” Schottky-átmenet kialakulását.

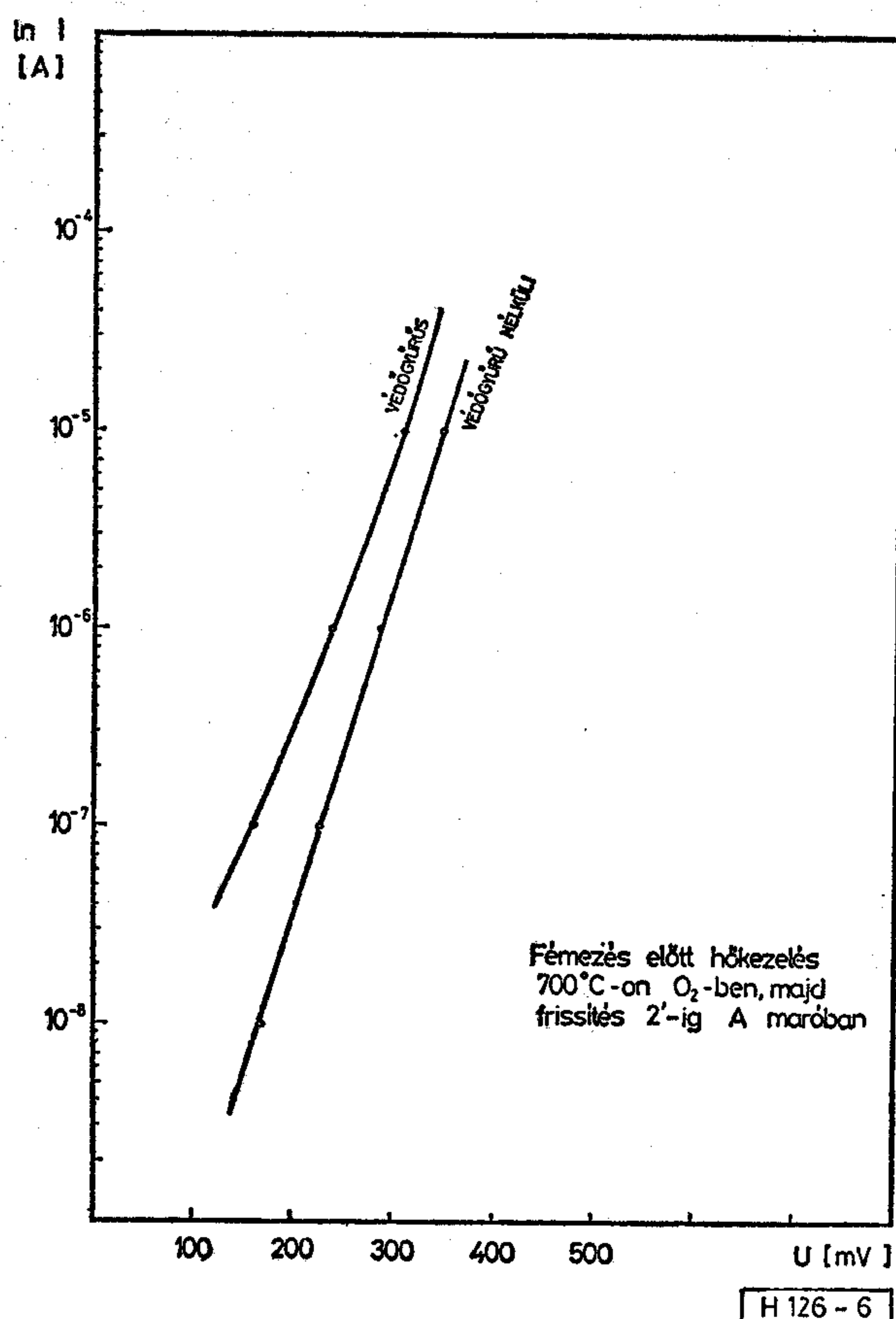
- Az 1. szeletcsoport nem kapott a fémezés előtt kezelést.
- A 2. szeletcsoportnál tudatosan növesztettünk a párologtatás előtt egy olyan „vastag” oxidréteget, ami megakadályozza az „ideális” Schottky átmenet kialakulását. A szeleteket $700^\circ C$ -on hőkezeltük 15'-ig száraz O_2 -ben ($d_{ox} \sim 5 \text{ nm}$).
- A 3. szeletcsoportnál a 2. pont szerint növesztett „vastag” oxidréteget el akartuk távolítani. A szeleteket $700^\circ C$ -on hőkezeltük 15'-ig száraz O_2 -ben ($d_{ox} \sim 5 \text{ nm}$), majd 2'-ig frissítettük A-maróban.
- A 4. szeletcsoportnál a szeletek egy 2'-es frissítést kaptak A-maróban.



4. ábra. Schottky-átmenet nyitóirányú áram-feszültség karakterisztikája $700^\circ C$ -on növesztett oxiddal



5. ábra. Schottky-átmenet nyitóirányú áram-feszültség karakterisztikája kémiai oxidáció után



6. ábra. Schottky-átmenet nyitóirányú áram-feszültség karakterisztikája frissítés után

— Az 5. szeletcsoportnál a technológiában hagyományosan alkalmazott 1:20-as hígítású HF oldatban frissítettük 10"-ig a szeleteket.

E kezelések után rövid időn belül elektronagyús alumínumpárológató berendezés vákuumterébe helyeztük a szeleteket. 1,2 μm vastag Al réteg felpárológatása, majd fotolitográfiai művelet után az Al—Si kontaktusok szinterelését végeztük 380 °C-on, N_2 -ben 20'-ig. Az áramkörön levő védőgyűrűs, ill. védőgyűrű nélküli Schottky diódák nyitóirányú $\ln I$ — U karakterisztikáit vettük fel és értékeltük. Ezután 450 °C-on szintereltük a szeleteket N_2 -ben 20'-ig. Ezt újra elektromos mérések és értékelésük követték. Az elektromos mérések eredményét 4—6. ábrákon mutatjuk be.

A 4—5. ábrák olyan Schottky-kontaktusok áram-feszültség karakterisztikát mutatják be, melyek nem kaptak frissítést fémzés előtt. Az $\ln I$ — U görbék „nem ideális” oxidos interface jelenlétére utalnak. Míg a 4. ábra egy olyan oxidos határfelületet mutat, melynél a felületi rekombináció igen nagy, addig az 5. ábrán bemutatott karakterisztika jó minőségű oxid jelenlétére utal az interface-en. A 6. ábrán frissítés utáni fémzést követő elektromos mérés eredménye átható. Megállapítható, hogy az oxidos határfelületre jellemző karakterisztika „ideálisra” változott.

4. Következtetések

A kontaktusablakokban újraképződött oxidréteg eltávolítására optimálisnak az $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$ — NH_4F marórendszer mondható. Foszforüvegre 20 nm/min alatti termikus oxidra 10 nm/min alatti marási sebesség értékek adódnak, míg a két réteg marási sebesség aránya $\sim 2,5$ ($t=25$ °C), s nem változik szignifikánsan az oldat összetételével.

Az NH_4F —HF rendszerben kis HF koncentráció (2%) mellé — amit a kis marási sebesség követel meg — nagy NH_4F koncentráció ($>30\%$) javasolható. Így alacsony marási sebességarány 2,5—3 kapható, de az $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$ — NH_4F marórendszerhez képest magasabb marási sebességek ($V_{\text{fosz.ü.}} \sim 100$ nm/min, $V_{\text{SiO}_2} \sim 40$ nm/min) adódnak. A fenti két marórendszer eredményei kedvezőbbek az 1:20-as hígítású HF frissítőszerénél.

Az elektromos mérésekből megállapíthatjuk, hogy a fém-félvezető kontaktus oxidmentességének mértékére nagyon érzékeny a nyitóirányú áram-feszültség karakterisztika. Jól látható a kémiai kezelések és a termikus oxidáció hatására képződött vékony oxidrétegek hatása. Megállapítható továbbá, hogy a fémzés előtti frissítés lényegesen javítja a Schottky átmenetek jelleg-görbéjét, és így a reprodukálható elektromos tulajdonságú átmenet készítés elengedhetetlen műveleti lépése.

5. Összefoglalás

Az IC-k kontaktusablakaiban újraképződött oxid eltávolítására szükség van közvetlenül a fémzés előtt, hogy kialakulhasson a jó kontaktus. A cikk olyan marókkal végzett frissítés hatékonyságát vizsgálja Schottky-dióda elektromos paramétereinek mérésével, amelyeknél a passzíváló PSG rétegből minél kevesebb marad le.

6. Köszönetnyilvánítás

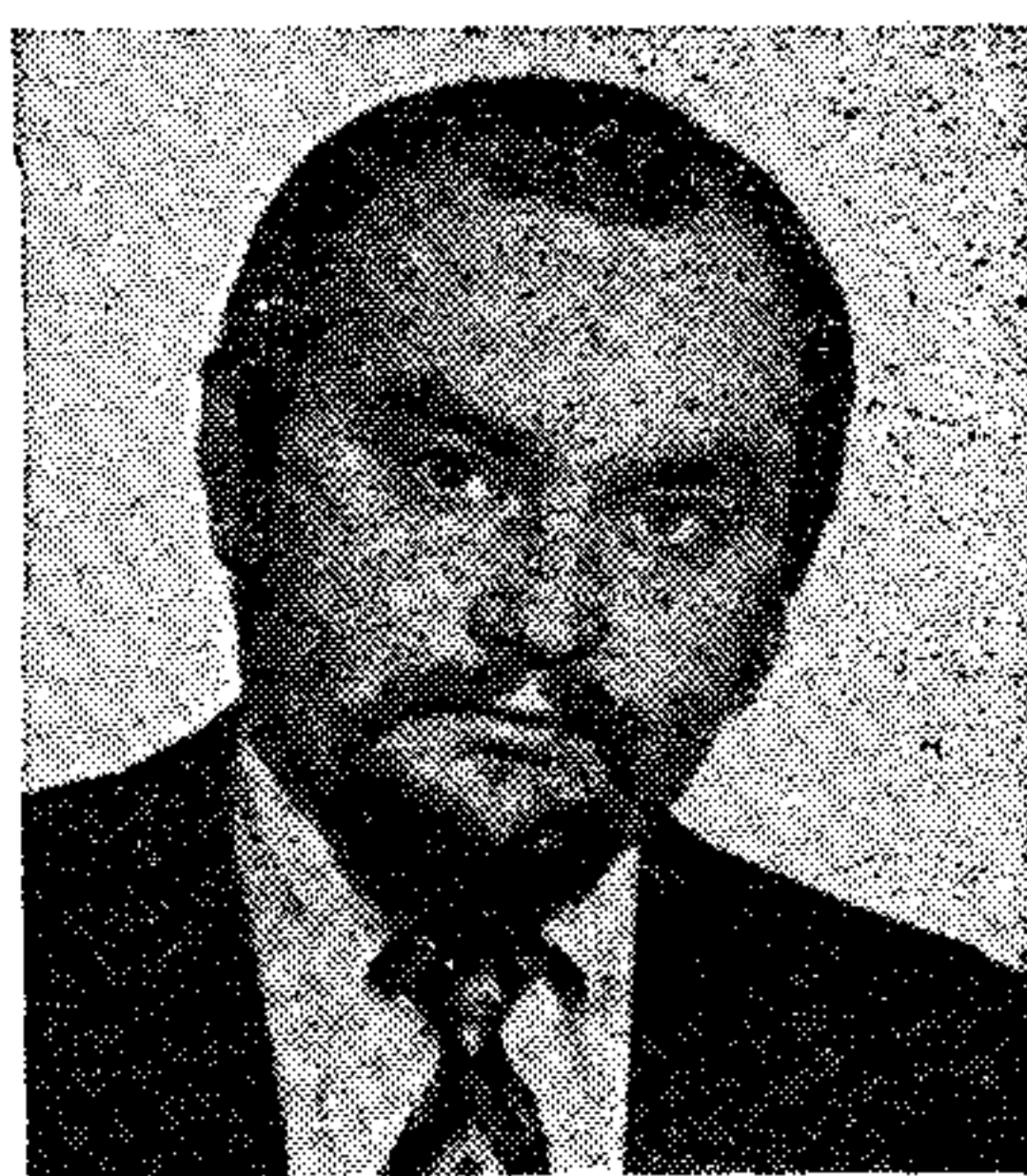
Ezúton fejezzük ki köszönetünket munkatársainknak, a Bipoláris Elemfejlesztés technológusainak munkánkhoz nyújtott segítségükért.

IRODALOM

- [1] A. S. Tenney; M. Ghezzi: J. Electrochem. Soc., Vol. 120, No. 8, pp. 1091. Etch rates of doped oxides in solutions of buffered HF.
- [2] W. Kern; R. C. Heim: J. Electrochem. Soc., Vol. 117, pp. 568.
- [3] D. M. Brown; P. R. Kennicott: J. Electrochem. Soc., Vol. 118, pp. 293.
- [4] J. S. Judge: J. Electrochem. Soc., Vol. 118, No. 11., pp. 1772
- [5] Tóth Gergelyné: Belső jelentések, MEV.
- [6] R. P. Esch et al: United States Patent; 3, 497, 407. Etching of semiconductor coatings of SiO_2 .
- [7] K. J. Buzás: TKI Közlemények, Vol. 30, No. 1, pp. 51. Foszforüveg és termikus szilícium-dioxid marási sebességének megválasztása.

Az Elektromodul kereskedőházzá alakításának elvi problémái és gyakorlati megvalósításával kapcsolatos elképzelések

DR. JÁNI GYÖRGY
ELEKTROMODUL



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk az Elektromodul kereskedőházzá alakításának indokait a hazai elektronikai alkatrészellátási helyzetből vezeti le. Megfogalmazza a kereskedőházi működés célját és részletesen ismerteti a vállalat gyakorlati elképzeléseit a tevékenységekről, illetve a kereskedőházzá való fokozatos átalakulás módjáról. Lerögzíti, hogy az átalakulás nem új szervezet létrehozását, hanem az eddig végzett Elektromodul tevékenység minőségi megújítását jelenti, amit a vállalatnak mindenképpen végre kell hajtania, hogy a piaci követelményeknek megfeleljen.

Az elektronikai ipar műszaki és gazdasági szakemberei zömében egyre gyakrabban merül fel az elektronikai alkatrészek hazai termelésének és forgalmazásának problémája.

Az elektronikai alkatrészek és részegységek központi fejlesztési programja a VI. ötéves terv folyamán abszolút értékben véve jelentős, de a szükségletekhez képest nem számottevő központi támogatást irányzott elő az alkatrésztermelés hazai fejlesztésére, amelynek teljes felhasználására az ország nehéz konvertibilis devizahelyzete miatt nem került sor.

A VII. ötéves tervidőszak ipari elképzeléseihez előreláthatólag aligha lesz több központi fedezet. Magyarán, illúzió volna egy nagyhatású és nagyszabású hazai alkatrésztermelő bázis kialakításával számolnunk az elkövetkező 5–10 esztendő folyamán. Az elektronizálás ugyanakkor a kormányzat által is elfogadott és meghirdetett követelmény, azaz a hazai berendezésgyártók számára a folyamatos és növekvő mennyiségű elektronikus alkatrészt elő kell teremteni.

Mai gazdasági körülményeink között az elektronizálást nem építhetjük kizárólag az alkatrészek hazai termelésére, hanem kulcskérdéssé az *alkatrészellátás* megoldása vált.

Az Elektromodul 17 esztendeje tevékenykedik ezen a területen, s ezen időszak alatt számos tapasztalatot szerzett. E tapasztalatokra alapozva az alkatrészellátást nagy vonalakban az alábbiak szerint értékeljük:

1. A hazai alkatrésztermelés sem mennyiségben, sem áruösszetételben, sem korszerűségben és minőségben, nem képes az elektronikai berendezésgyártók és főleg nem, az ország igényeinek maradéktalan kielégítésére. A ma és a közeljövő lehetőségeinek reális számba vétele alapján azt is kijelenthetjük, hogy ezt a feladatot belátható időn belül sem lesz képes megoldani.
2. A szocialista partnerországok, amelyek általában nagyságrendekkel többet fordítanak az elektronikai alkatrészfejlesztésre mint Magyarország, úgyszintén a hiánygazdálkodás gondjaival küszködnek, a cserealappal szembeni igényük növekszik, ezért erre a piacra sem lehet korlátlanul építeni beszerzéseinkben. Ugyanakkor a műszaki fejlődést meghatározó

DR. JÁNI GYÖRGY

1970-ben kapta meg közgazdászdiplomáját a Marx Károly Közgazdaságtudományi Egyetem külkereskedelmi szakán. Azóta első munkahelyén, az Elektromodulnál dolgozik. Először piackutatással és elemzéssel foglalkozott, majd 4 éves külszolgálat után az Elektromodul Szovjet Import Osztály vezetőjeként tevékenykedett. 1981 és 1984 között a vállalat Közgazdasági főosztályát vezette, 1984 decembere és 1985 februárja között marketing és közgazdasági igazgató azóta a vállalat gazdasági igazga-

tója. Figyelmét elsősorban a hazai elektronikai alkatrészellátás problémáinak feltárására és a megoldási lehetőségek kidolgozására, illetve végigvitelére koncentrálja. Ebben a témakörben aktív résztvevője az MHE, a Világ-gazdasági Kutatóintézet és más intézmények kutatómunkájának, tanulmányokat és szakkikkeket ír a gyakorlat megoldandó feladatairól. Az elektronikai alkatrészellátás problémáját az egész hazai elektronizálás kulcskérdésének tartja, amelynek megoldásában az Elektromodulnak kezdeményező és végrehajtó szerepet kell vállalnia.

legkorszerűbb típusú alkatrészek gyártása sok esetben el sem kezdődött, vagy még „gyerekcipőben jár”.

3. A tőkés piac *elvileg* minden alkatrészben szállítóképes. A beszerzéseknek azonban itt is legalább két korlátjával számolni kell, ezek a devizaellátottság, illetve népgazdasági mérleghelyzet és a kiviteli korlátozások tőkés országokban érezhető szigorodása.

A magyar elektronikai ipar elektronikai alkatrész- és részegységellátását ezek között a beszerzési feltételek között kell megvalósítani. A mai körülmények megújulást kívánnak az Elektromodultól, hogy funkcióit teljesíteni tudja és a maga kereskedelmi módszereivel hozzájáruljon az alkatrészellátás javításához, s erejéhez mérten az alkatrésztermelés fejlesztéséhez is. *Ezért döntöttünk úgy, hogy VII. ötéves fejlesztési stratégiánkat a kereskedőházzá való fokozatos átalakulásra építjük*, s ennek megfelelően korszerűsítjük eddigi tevékenységünket, s ily módon próbáljuk meg — ha kis lépésekben is — kereskedelmi, piaci módszerek alkalmazásával részlegesen pótolni azt a hiányt, amely az elektronikai alkatrésztermelés központi támogatásának elégtelen volta miatt előreláthatólag tartós marad.

Vállalatunk a hazai elektronikai alkatrészellátás javítása érdekében számos intézkedést tett az elmúlt évek folyamán, s a kereskedőházzá alakulással új minőséget szándékozunk létrehozni a hazai elektronikai alkatrészforgalmazásban. Hagyományos tevékenységünk mellett, az erőforrásaink bővülésével összhangban, fokozatosan egyre több bevált régi módszert kívánunk feléleszteni, s egyre bővíteni kívánjuk a kereskedelem új módszereit is. Szorosabb és élőbb kapcsolatra törekszünk a szállítói és vevői körünkkel azáltal, hogy fokozódó mértékben működünk közre a piacképes termékek előállításának megszervezésében.

Beérkezett: 1985. XI. 15. (H)

Az alábbiakban összefoglalóan céljainkról és konkrét elképzeléseinkről adunk képet azzal a megjegyzéssel, hogy koncepciónkat nem tekintjük változtathatlannak, s a gyakorlat során elképzeléseink megvitatásától, felülvizsgálatától és módosításától sem zárkózunk el.

Az Elektromodul alkatrészforgalmazó *kereskedőházi működésének célja*: a hazai elektronikai alkatrészfelhasználók igényeinek minél teljesebb kielégítése megfelelő mennyiségben, minőségben, szállítási határidőben és árban.

A kereskedőház tevékenységének középpontjában a hazai ellátás áll, s erőforrásait ennek megfelelően szervezi és csoportosítja. Külső gazdasági kapcsolatait úgy szervezi, hogy ezáltal növekedjék a rendelkezésre álló alkatrészmennyiség, szélesedjék a közvetlenül hozzáférhető alkatrészválaszték, stabilizálódjék az alkatrészszállítói hálózat és erősödjék az ellátási biztonság. További kifejezett törekvésünk, hogy az elektronikai alkatrésztermékek minél nagyobb része az Elektromodulnál koncentrálódjék és valamennyi felhasználó számára gyorsan hozzáférhető legyen.

A fenti célok elérése érdekében az alábbi tevékenységek megvalósítását tervezzük:

- a korábbi gyakorlatnak megfelelően kapacitáslekötési szerződéseket kötünk a fő hazai alkatrészgyártókkal, ezen belül:
 - közreműködünk az anyagellátásukban, készletelési és importproblémáik megoldásában;
 - saját erőnkhez mérten hozzájárulunk fejlesztéseikhez, illetve közvetítjük a külföldi tőkét, esetleg közös vállalkozásban hozunk létre újabb alkatrésztermelő kapacitásokat, illetve bővítjük a régiakat;
 - rendszeresen közvetítjük a hazai felhasználói igények változásait az alkatrésztermelőkhöz;
 - erősítjük a kapcsolatokat a szocialista országok partner külkereskedelmi vállalataival, ezen belül:
 - az esetleges és sorozatnagyságok miatt létrejövő hazai terméktöbbletet (árucseralapot) fokozottan használjuk ki arra, hogy többlet elektronikus alkatrészimportot bonyolítsunk;
 - a szocialista szállítókésztség problémáinak áthidalására fokozatosan, mintegy másfélszeresére növeljük ilyen eredetű alkatrésztermékeinket, hogy a hozzáférhetőséget lényegesen javítsuk;
 - a szocialista eredetű alkatrésztermékek árait támogatással, az alacsonyabb tőkés import árszinttel összhangba hozzuk és az árszintet 3—5 évre garantáljuk;
 - kooperációkkal és barter megállapodásokkal bővítjük a szocialista eredetű alkatrészmennyiséget és választékot.
- Helyreállítjuk a korábban alkalmazott korszerű kiszolgálási módokat, fokozatosan bővítjük körüket és új szolgáltatásokat vezetünk be, ezen belül:
 - fokozatosan kiterjesztjük a szett kiszolgálást a nagy sorozatban, folyamatosan gyártott termékekre, vállalatunként kötendő megállapodások szerint;
 - felújítjuk a kihelyezett raktári hálózatot;
 - az ajánlott választékjegyzékben szereplő termékek egyre szélesedő körére terjesztjük ki a közvetlen raktári kiszolgálást;
 - folytatjuk országos kiskereskedelmi-kisfelhasználói szerződéses hálózatunk kiépítését, hogy a központi apparátusunkat tehermentesítve, a nagy felhasználók jobb, operatívabb kiszolgálását legyünk képesek megoldani;

lói szerződéses hálózatunk kiépítését, hogy a központi apparátusunkat tehermentesítve, a nagy felhasználók jobb, operatívabb kiszolgálását legyünk képesek megoldani;

- megszervezzük a közös érdekeltségű mérőbázis kialakítását a legfontosabb mérőműszer tulajdonos vállalatok bekapcsolásával;
- saját — egyelőre kisebb értékű — gépbeszerzéseket hajtunk végre, ezeket alkatrésztermelési célra kihelyezzük termelőkhöz, szerződéses alapon;
- haszonkölcsönbe vételeket közvetítünk hazai termelésbővítés, illetve tőkés export növelés érdekében;
- hazai termelőkapacitás lekötési lehetőségeket kutatunk fel külföldön, ezeket szervezzük, közvetítjük;
- bővítjük a külföldi cégek magyarországi konzignációs raktárainak hálózatát, ennek fizikai—pénzügyi—hatósági feltételeit rendezzük;
- bővítjük a licenc és know-how kereskedelmet, ehhez közreműködünk a központi források felkutatásában.

— A bővülő kereskedőházi szolgáltatások mellett fokozatosan szélesíteni kívánjuk a termelési együttműködési formákat a szállító- és vevőpartnereinkkel egyaránt:

- közös szolgáltató vállalkozások létrehozásával (mérés, ellenőrzés, minősítés);
- berendezésgyártók alkatrésztermelő kapacitásának közös érdekeltségű bővítésével (saját szükségleten túl kereskedelmi forgalmazásra gyártott alkatrésztermékek előállításához anyagi, ellátási, kereskedelmi hozzájárulás);
- exportcélú közös vállalkozások létrehozásával (az exporthoz szükséges berendezés, anyag és egyéb import, illetve pénzügyi feltételek megteremtésében való közreműködés formájában);
- termeltetési szerződések kötésével, a belföldi ellátás javítása érdekében.

A felsorolt tevékenységeket kisebb mértékben már jelenleg is gyakoroljuk.

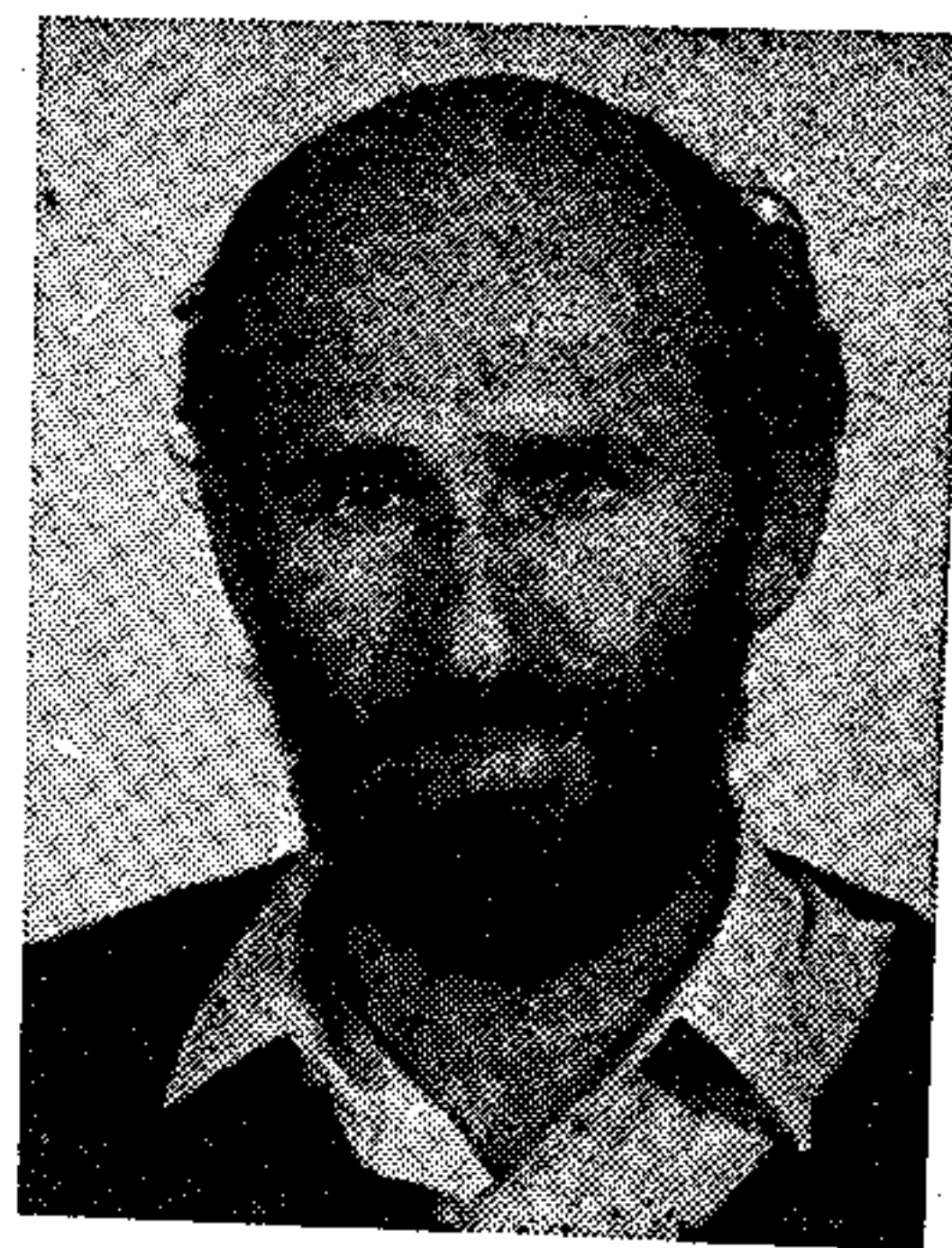
A kereskedőházzá való átalakítást fokozatosan, folyamatosan tervezzük végrehajtani anélkül, hogy jelenlegi funkcióinkat megzavarnánk.

A kereskedőházi munka keretében megvalósuló tevékenységek bővülésének üteme attól függ, hogy külső forrásokat milyen mértékben sikerül bevonnunk, de abban az esetben is megindulunk a változtatások útján, ha központi anyagi támogatásra nem számíthatunk.

Vállalati forrásaink korlátozottak és a jelenlegi népgazdasági viszonyok között a vállalatunknál maradó jövedelem nem túlságosan magas. Alapjainkat mindazonáltal a kereskedőházi átalakulás érdekében használjuk fel: ez azonban céljaink elérésében csak lassú ütemű előrehaladást tesz lehetővé. Ezért kezdeményeztük a kereskedőházi átalakulás központi eszközökkel történő meggyorsítását, mivel megítélésünk szerint, ez az egész hazai elektronikai alkatrészellátás minőségi színvonalának jelentős emeléséhez járulhatna hozzá, viszonylag rövid idő alatt, s ennek következtében a központi hozzájárulás a jobb termelési eredménnyel, illetve az ebből adódó nyereségadónövekmény révén gyorsan megtérülne.

A felhasználói integrált áramkörök hazai kereslete és alkalmazási problémái

SOMLAI TIBOR
Mikroelektronikai Vállalat



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a felhasználói integrált áramkörök hazai piacának korlátait elemzi, s ennek kapcsán az elektronikai berendezésgyártó ipar egyes strukturális jellemzőiről — sorozatnagyság, egységár, új termékek aránya szerinti szerkezet — mutat be újszerű adatokat. Emellett a szerző rámutat egyrészt az alkalmazás azon problémáira, melyek a nemzetközi tapasztalatokkal is egybevágóak, másrészt azokra, amelyek sajátos gazdasági környezetrendszerünkkel függenek össze.

A felhasználói integrált áramkörök nemzetközi piacával már több hazai cikk foglalkozott [1], [2], [4] e termék hazai piaca viszont még csak most van kialakulóban, így érthetően erről még kevesebb az ezirányú publikáció [3]. Az mindenesetre megállapítható, hogy a forgalmi dinamika mérsékeltebb a tervezettnél, s ebben véleményünk szerint a beruházás nehézségei és a kínálat hiányosságai mellett a kereslet lanyhaságának tulajdonítható erősebb szerep. Mivel itt — kivételesen — egy olyan mikroelektronikai alkatrész korlátozott hazai keresletről van szó, melynek egyrészt korszerűségéhez nem sok kétség férhet, másrészt a kormányprogram keretében nagy erőfeszítések történtek a kultúra honosítására, indokoltnak látjuk a kereslet nagyságának és az alkalmazás problémáinak vizsgálatát.

A keresletmeghatározó tényezőket három csoportba oszthatjuk:

1. a kínálat korlátossága, technikai tényezők;
2. az elektronikai berendezésgyártó ipar szerkezete és fejlődési dinamikája;
3. alkalmazási kérdések, problémák.

A következőkben nem annyira a fontosság, mint az átadható információk újdonságát figyelembe véve a 2. pont és részben a 3. pont tartalmát súlyozzuk, s csak jelzésszerűen utalunk az 1. ponthoz tartozó kérdésekre.

1. A kínálat korlátossága, technikai tényezők

Alapvető problémának kell tekintenünk, hogy az elmúlt időszakban még félig kész gyártási kapacitásokon készülő — gyakran nem teljesen kiforrott — termékeket kínáltak a felhasználóknak. Remélhetőleg a közeljövő gyors és pozitív változásokat hoz e tekintetben. Van a kínálat korlátosságának egy másik vetülete is, ezt pedig az elérhető technológiák, termékek spektruma határozza meg. A felhasználók általában a következő műszaki korlátokat említik alkalmazási törekvéseikben: sebesség; feszültség tartomány; terhelhetőség; fogyasztás; ritkábban bonyolultság, analóg-digitális funkciók együttes teljesítése.

SOMLAI TIBOR

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki karán 1972-ben szerzett oklevelet. 1982-ig első munkahelyén dolgozott, mely közben kétszer váltott nevet (OVK SZÁMTI, MŰM SZÁMTI, ÁBMH MŰK). Számítástechnikai környezetben vezető tudományos, vállalati és államigazgatási informatikai,

munkagazdaságtani kérdésekkel foglalkozott. 1976-ban iparszakos mérnök-közgazdász oklevelet szerzett. 1982, őszétől a mikroelektronikai Kormánybiztos munkatársa s ebben a minőségben a nemzetközi és hazai mikroelektronikai ipar és ezen belül a felhasználói integrált áramkörök különböző kérdéseivel foglalkozott elsősorban gazdasági megközelítésben.

2. Az elektronikai berendezésgyártó ipar szerkezete és fejlődési dinamikája

A felhasználói IC-k alkalmazásba vételét, egyéb tényezők mellett, döntően befolyásolják a berendezésgyártó ipar következő jellemzői:

- a) a gyártási sorozatnagyságok,
 - b) az új termékek gyártásbavételi üteme,
 - c) a gyártott termékek profilja, egységára,
 - d) a berendezésgyártás termelési dinamikája és ágazati szerkezete.
- a) A tőkés világpiacra a felhasználói IC alkalmazások számára kedvező talajt biztosítanak a kis- és közepes sorozatnagyságban értékesített elektronikai berendezések. A túlságosan alacsony sorozatnagyságok természetesen gazdasági oldalról szabnak gátat az alkalmazásnak. Nos, a magyar elektronikai berendezésgyártó ipar éves gyártási volumenei olyan megoszlást mutatnak az ilyen túlságosan alacsony sorozatnagyságok irányában, amely nemzetközi összehasonlításban kedvezőtlen tendenciát valószínűsít a hazai BOÁK alkalmazásokra vonatkozóan. Bizonyoságul nézzük meg az 1. a. sz. táblázatot, mely az 1982-es évre

1.a táblázat

Az elektronikai berendezésgyártás szerkezete a termékcsoportok (ITI) éves gyártási volumene szerint az állami iparban 1982. évben

Gyártott mennyiség (db)	Termelési érték (%)	Egységár (eFt)
1— 100	18,2	1098
101— 500	16,2	331
501—10 000	37,9	46
10 000—	27,5	3

100,0

12

Forrás: KSH

Beérkezett: 1985. XI. 30. (A)

mutatja a hazai elektronikai berendezésgyártás szerkezetét olyan statisztikai aggregációban, hogy a közölt termelési volumenek a ténylegesnél magasabb értékeket is mutatnak.

A felhasználói IC alkalmazások szempontjából különösen fontos számítástechnikai gyártási ág hasonló mutatóit külön is kiemeltük (l. 1. b. sz.

1.b táblázat

A számítástechnika gyártási ág szerkezete a termékcsoportok éves gyártási volumene szerint

Az állami iparban 1982-ben

Gyártott mennyiség (db)	Termelési érték (%)	Egységár (eFt)
1— 100	33,3	3129
101— 500	16,4	372
501—10 000	50,3	94
	100,0	170

Forrás: KSH

táblázat). A táblázatok szemléletesen tükrözik a berendezésgyártás alacsony sorozatnagyságait, hiszen a felhasználói IC alkalmazás szempontjából minimálisnak tekinthető 500 darabszámnál kisebb volumen jellemzi a termelés minimum 36%-át (becslés szerint 50%-át), s a számítástechnikán belül minimum 50%-át (de inkább 60—70%-át). Ez annyit jelent, hogy minden műszaki vagy egyéb szemponttól függetlenül a termelés ezen része nagy valószínűséggel nem támaszt keresletet felhasználói IC-re.

- b) Amennyiben egy termékbe berendezés-orientált IC-t építenek be, úgy az alkalmazás a konstrukció és a gyártás újragondolására ösztönöz, ezért a szükséges fejlesztési erőfeszítés összességében mindenképpen a hazai statisztikai nomenklatúra szerint új vagy korszerűsített termék gyártásba vételével lesz egyenértékű. Így a felhasználói IC alkalmazások terjedése szempontjából meghatározó tényező a berendezésgyártó ipar innovációs képessége, illetve ennek egy lehetséges mutatója, az évente gyártásba vett új és korszerűsített termékek aránya. A 2. sz. táblázat tanúsága szerint a közel-

2. táblázat

Az utolsó évben gyártásba vett országosan új, korszerűsített és a vállalatnál új termékek aránya az üzemszerűen gyártott termékek termelésében (állami ipar, %)

	1981	1982	1983
1. Híradás és vákuumt.	8,6	7,4	11,9
2. Műszeripar	6,9	9,5	13,5
3. 1—2. átlaga	8,1	8,1	12,5
4. Gépipar	7,8	7,8	9,3
5. Állami ipar	4,0	4,5	3,9

Forrás: KSH

múltban az állami ipar egészében az új és korszerűsített termékek aránya meglehetősen alacsony értéken stagnált. A gépipar és ezen belül az elektronikai termékeket gyártó ágazatok hasonló jel-

lemzői sokkal jobb értékeket mutatnak, azonban a mintegy 10%-os átlagszám a tőkés piacon tapasztalható új termékarány közel felével lehet csak egyenértékű. (Némi optimizmusra adhat okot, hogy a felhasználói IC alkalmazás szempontjából különösen érdekes számítástechnikai gyártási ágban — a kutatási adatok szerint — 30—50%-kal nagyobb termékkicserélődési ütemeket tapasztalunk.) A mintegy 10%-os érték azt jelenti, hogy évente átlag a termékek 1/10-e jöhet szóba a BOÁK alkalmazására.

- c) Könnyen belátható, hogy az elektronikai termékek közül egy bizonyos hányad esetén a szükséges elektronikai funkciók mennyisége nem igényli, illetve az egységár nem viseli el a felhasználói IC alkalmazását. Az 1.a sz. táblázat utolsó oszlopa a berendezések átlagos egységárát adja meg. A részletes adatok ismeretében valószínűsíthető, hogy a termékek 20%-ánál a fenti ok zárja ki az alkalmazást, s ezek általában éppen a nagyobb sorozatban gyártott termékekből kerülnek ki.

- d) A felhasználói IC piac szempontjából a termelés-növekedés feltétlenül előnyös, hiszen lehetőséget ad az új gyártmányok fokozott mértékű gyártásba-vételére, a termékszerkezet megújítására. Bár a VII. ötéves terv iparpolitikai és ezen belül elektronikai koncepciójának kidolgozása még folyamatban van, s ezenfelül a gazdasági növekedést a terv-időszak közben is befolyásolhatják a külső feltételrendszer változásai, valószínűleg nem tévedünk nagyot, ha a tervidőszakban 7—10%-os évi folyó-áras növekedéssel számolunk. Ez az 1985-re várható 56—60 milliárdos elektronikai termeléshez képest 1990-re 1,4—1,6-szoros növekedést hoz, mely 85—100 milliárdos termelést eredményez.

A várható fejlődés ágazati és piaci tendenciáit elemezve megállapíthatjuk, hogy amennyire a felhasználói IC-k alkalmazásában a számítástechnikai, irányítástechnikai és műszeripari ágak progresszív szerepet játszhatnak, az ipari híradástechnikán belül a telekommunikációs termékek — a jelenlegi termékkínálatot ismerve — kevésbé fogják a felhasználói IC-ket igényelni. Sajnos azt is meg kell állapítanunk, hogy az elektronikai berendezések szocialista piaca a felhasználói IC-k alkalmazását kevésbé igényli és ismeri el az árban, mint a hazai, s különösen a tőkés piacok. Ennek tükrében a fejlődési tendenciákat és hatásukat úgy értékelhetjük, hogy a berendezésgyártás évi 7—10% termelésnövekedésből csupán 60—70% konvertálódhat a felhasználói IC potenciális keresletévé.

3. Alkalmazási kérdések, problémák

A felhasználói tapasztalatok alapján* a berendezés-orientált áramkörök hazai alkalmazásával kapcsolatban számos problémát lehet megfogalmazni, ugyanakkor pozitív jelenségek is megfigyelhetők. Az alkalmazási problémák egy része rokon azzal, amely a tőkés piacokon is tapasztalható:

* Az OKKFT keretében végzett kutatás [6], melyben a szerző is részt vett, szintén igazolta az előzetes feltevéseket, és emellett több érdekes új eredménnyel is szolgált.

- Sok felhasználót a magas fejlesztési költségek riasztanak el az alkalmazástól, hiszen ez nemcsak anyagi erőforrásokat, de jelentős fejlesztési kapacitásokat is igényel részükről. Ráadásul a ráfordításokat meglehetősen kockázatosnak és hosszú időátfutásúnak érzik; s az ódzkodást a fejlesztési pénzek jelenlegi általános szűkössége is erősíti;
- a felhasználói IC-k piacának kritikus pontja a gyártó-felhasználó kapcsolat; egyrészt a fejlesztés fázisában bizalmas rendszer-ismereteket kell egy külső féllel közölni, másrészt a gyártás és értékesítés fázisában az ellátási biztonság okozhat gondokat. Mindezen gondokon alternatív szállítási források biztosításával és a gyártó részéről kemény, hosszú távra tekintő munkával lehet enyhíteni.

Alkalmazási problémák másik része szorosan kötődik elektronikai iparunk sajátosságaihoz, az általános gazdasági környezethez:

- Elsőrendű probléma berendezésgyártó iparunk viszonylagos elmaradottsága, mely akadályozza a korszerű alkatrészek hatékony alkalmazását. Ezen belül a szocialista és a hazai piacok „puhasága”, védett jellege nem kényszeríti ki a korszerű megoldásokat; a kontingens rendszer, a szolgáltatások alacsony színvonala fékezőleg hat a rugalmas formákat követelő műszaki fejlesztési irányokkal szemben.
- Az embargó, a krónikus devízaszűke és az ennek következtében tapasztalható általános alkatrész mizéria a berendezésgyártó ipar és fejlesztő-gyártó gárdája energiáinak nagy részét lekötötte, a hazai IC felhasználás jelenleg kevesebb, mint 1 %-át érintő BOÁK felhasználás fejlesztő-elemző munkájára nem jut elég erő.
- A hazai és szocialista piacok puhaságával, gazdasági rendszerünk hiányosságaival függ össze, hogy a vállalatok költségérzékenysége kicsi, ennek megfelelően a költségek mérésére szolgáló rendszerek nem kiépítettek és nem is működnek megfelelően. Ebből is következik, hogy a termelés költségeit a fejlesztők csak kismértékben veszik figyelembe. Ez azért okoz a BOÁK alkalmazás szempontjából különös gondot, mivel a BOÁK beépítés gazdasági előnye nem elsősorban a kiváltott alkatrészek árával szemben érvényesül — sőt tipikusan annál mindig magasabb az ára — hanem a járulékos (szerelési, tesztelési, szervizelési...) költségek mérséklődésében.
- Végül nem elhanyagolható bizonyos egyéni vagy csoportérdekek (szabadalom...), és szubjektív tényezők hatása sem, mellyel egy alapvetően új műszaki kultúra jelentkezésekor mindig számolni kell.

Szerencsére nem jelentéktelen azon tényezők hatása sem, melyek a BOÁK alkalmazások terjedését segítik hazánkban:

- Feltétlenül ide kell sorolni a kormányprogram eredményeit, melyek a BOÁK fejlesztési-gyártási-oktatási-terjesztési erőfeszítések nyomán születtek.

- Az elektronikai ágazat kiemelt fejlesztése és ezen belül különösen a számítástechnikát tartalmazó gyártási ágak előretörése feltétlenül erősíteni fogja a keresletet.
- Az alkatrészhiány és import-bizonytalanság hatására nem egy termelő a BOÁK alkalmazásában az importkiváltás lehetőségét látja, s segítségével a biztonságosabb gyártást kívánja megalapozni. Sajnos ez az irány mellékhatásokkal is szolgál: gyakran a berendezésgyártók már meglevő katalógusáramkörök reprodukcióját igénylik BOÁK kivitelzésben — a katalógusáramkörök színvonalán és árán.
- Ahogy a BOÁK alkalmazás ellenében beszélhetünk a megnyilatkozó szubjektív tényezőkről, úgy mellette is felsorakoznak a hazai műszaki értelmiség legjobb hagyományai. Az igényesség, egyéni ambíció és fejlesztési kedv sok mérnököt ösztönöz új, korszerű megoldások megismerésére. Gyakran épp ez a legfőbb forrás, mely az alkalmazásokat sikerre viszi.

Összefoglaló megjegyzések

Az előzőekben — s különösen a 2a—d pontokban — vázolt összefüggések lehetőséget adnak arra, hogy a felhasználói IC-k hazai keresletét megalapozottabban, mintegy modellszerűen (egy korábbi tanulmány tartalmazza e modellező munka részletes leírását [5]) vizsgáljuk. A számszerű becslések alapján 1990-re 60—80 millió forintos hazai felhasználói IC forgalom valószínűsíthető akkor, ha a gyártók, felhasználók és kereskedők kemény munkával törekednek az ismeretett hiányosságok felszámolására. A becsült forgalmi érték pontosításánál is fontosabbnak tartjuk azonban az elemzésből feltáruló azon információkat, melyek megmutatják, hogy a hazai berendezésgyártó ipar mennyiségi jellemzői közül melyek változása tudná a felhasználói IC piac nagyságát leginkább befolyásolni. Úgy érezzük, könnyen belátható, hogy a felsorolt tényezők közül különösen a termékváltás gyorsítása és a termelési sorozatnagyságok növekedése az a két fejlődési irány, amelyek mentén az elektronikai ipar általános versenyképességének emelkedése és a felhasználói IC piac növekedése egymást kölcsönösen erősítő pozitív folyamatokként értelmezhetők.

IRODALOM

- [1] Dávid B.: Felhasználói integrált áramkörök I—II. Magyar Elektronika 1984. 1—2. sz.
- [2] Erdélyi J.: Berendezésorientált integrált áramkörök Híradástechnika 1983. 3. 114—118. o.
- [3] Heksch F.: A BOÁK alkalmazásának kérdései és eddigi tapasztalatai. Mérés és Automatika 1984. 11. 399—405. o.
- [4] Somlai T.: A felhasználói integrált áramkörök tőkés piacáról — a hazai problémák tükrében. Magyar Elektronika 1985. 4. 60—68. o.
- [5] Somlai T.: Berendezés-orientált áramkörök és a magyar elektronikai ipar. MEV belső tanulmány 1983. május.
- [6] Vadász G., Csepregi S., Fellegi E.: A hazai gate array fizetőképesség kereslet felmérése, javaslat... OKKFT Tanulmány 1984. október Sz. H.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnökségi ülése

Egyesületünk 1986. március 19-én tartotta ünnepélyes díjkiosztó elnöki ülését.

Az ülést Köveskúti Lajos, a HTE elnöke, nyitotta meg és meleg szavakkal üdvözölte a megjelent elnökségi tagokat és a vendégeket.

Felkérte dr. Udvari Lászlót, az Országos Tervhivatal Termelő infrastruktúra és Építési Főcsoport csoportfőnökét, „*A távközlés gyors ütemű fejlesztésének közgazdasági feltételrendszere*” című előadásának megtartására.

A VII. ötéves népgazdasági terv összhangban az MSZMP XIII. kongresszusának határozatával a gazdaság egyensúlyi helyzetének további javítását, megszilárdítását, a hatékonyság erőteljesebb növekedését tűzte ki célul, vezette be előadását dr. Udvari László.

A nemzeti jövedelem tervezett évi 2,5–3%-os növekedése lehetővé teszi, hogy az életszínvonal érzékelhető növelése mellett a beruházások az 1985. évi szinthez képest folyamatosan növekedjenek és a tervidőszak egészében összehasonlítható áron 3%-kal haladják meg az előző tervidőszaki volument.

A terv olyan közgazdasági környezet kialakítására törekszik, melyben megváltozik a fejlesztések szerkezete, erősödik a szelektivitás, javítva a népgazdaság jövedelemtermelő képességét, a külső feltételekhez való rugalmas alkalmazkodást. Az előző tervidőszakhoz képest az átlagosnál gyorsabban emelkednek a feldolgozó ipar és az élelmiszergazdaság beruházásai és hosszú idő óta első ízben a termelő szférával meg egyező arányban a termelő infrastruktúra fejlesztései.

A termelő infrastruktúra gazdaságban betöltött szerepének jelentőségét jól mutatja, hogy ágazatai a népgazdaság bruttó nemzeti termelésének csaknem 13%-át adják. Tevékenységének színvonala, fejlettségi szintje jelentős mértékben befolyásolja a gazdaság működését és fejlődését. Magasabb szintű termelő infrastruktúrális ellátottság és tevékenység gyorsíthatja a gazdasági növekedést, elmaradottsága és hiányai viszont lassítják a fejlődést.

A népgazdaság múltbeli fejlődéséből adódóan a termelő infrastruktúrális ágazatok nagy részére az elmaradottság, a felhalmozódott rekonstrukciós igények jellemzők. A második világháborút követő újjáépítés lényegében a háború előtti színvonal és szerkezet helyreállítását eredményezte. Az 1950-es és 1960-as évtizedben az ipar és a mezőgazdaság fejlesztését nem kísérte a termelő infrastruktúra arányos fejlesztése. Az 1970-es évtizedben az infrastruktúrális beruházások aránya — alapvetően a közlekedés és vízgazdálkodás területén — kismértékben növekedett, azonban ez a kedvező tendencia az 1980-as években nem folytatódott. A termelő infrastruktúra egyes ágazatai napjainkra így a gazdaság növekedésének gátjává váltak.

Különösen kritikus helyzetbe került a távközlés, ahol a mennyiségileg dinamikus növekvő információtovábbítási igényeknek a jelentős hányadában erőlködés és fizikailag egyaránt elavult hálózat egyre kevésbé képes megfelelni, nem szólva az elektronika

alkalmazásának elterjedésével megjelenő, minőségileg is más, fokozott követelményekről.

A távközlési hálózatra jellemző, hogy a távbeszélő központok közel egyharmada több, mint 30 éve üzemel, a berendezések kétharmadának sorozatgyártása 15–25 éve befejeződött, a települések közötti összeköttetések kiépítetlenek. A távhívó hálózatba bekapcsolt helységek száma mindössze félezer. Több, mint kétezer településen — a segélykérő állomást nem számítva — a postahivatal nyitvatartási idejében működik a telefon. A telefonra várakozók száma megközelíti a félmilliót.

A termelő infrastruktúra egyes ágazataiban, így a hírközlésben is bekövetkezett helyzet miatt a VII. ötéves tervidőszaki fejlesztési lehetőségek kialakításánál — figyelemmel a termelő infrastruktúra beruházásainak lehetséges 3%-os növelésére — a feszültségek enyhítése érdekében erőteljes szelekcióra volt szükség. Így a terv dinamikus növekedési pályát biztosít — felszíni és felszín alatti vízkészletek megóvása érdekében a vízgazdálkodás, valamint a távközlési hálózatban a rekonstrukciós szükségletek felhalmozódási folyamatának megállapítása, a hálózat bővítése érdekében a hírközlés részére. Ezt a prioritást egyrészt a fejlesztési lehetőségek bővülése, másrészt egyéb termelő infrastruktúrális ágazatok, a közlekedés és a kereskedelem fejlesztésének terhére lehet biztosítani.

A távközlési hálózat fejlesztésében ez a prioritás azt jelenti, hogy a beruházási ráfordítások összehasonlítható áron legalább 75%-kal meghaladják az előző tervidőszakit.

Ez, a folyóáron számított 29,4 milliárd forint összegű előirányzat mai ismereteink szerint pénzügyileg megalapozott, a fejlesztéshez szükséges eszközök, berendezések, építőkapacitások biztosítottak. A távközlési hálózattal szemben támasztott igények ennél dinamikusabb fejlődési pályát is indokoltá tesznek. A népgazdasági terv ennek megfelelően a távközlési hálózat fejlesztését nyitottan kezeli.

A távközlési hálózat fejlesztésében érdekelt vállalatok, szövetkezetek, intézmények, valamint a lakosság forrásainak bevonásával, továbbá bel- és külföldi hitelfelvétellel finanszírozott beruházásokkal az előirányzat túlléphető. Az előzetes számítások szerint a bevonható forrásokkal, valamint ipari háttérrel alátámasztható fejlesztések összege elérheti a 36 milliárd forintot, ami összehasonlítható áron az előző tervidőszaknak több mint kétszerese.

A távközlés VII. ötéves tervidőszaki fejlesztésében a súlypontok kialakítását az alábbi tényezők határozták meg:

- a távközlési hálózat elmaradott műszaki állapota, a felhalmozódott rekonstrukciós szükségletek és az ezekből fakadó korlátozott teljesítőképesség;
- a dinamikus növekvő információtovábbítási igények, fokozódó minőségi követelmények a hálózat bővítésére irányuló tömeges igény;
- a hálózat egyenlőtlen földrajzi elhelyezkedése, igénybevételi lehetőségének korlátozottsága.

A fejlesztési prioritások ennek megfelelően kerültek meghatározásra:

- a távbeszélő-hálózat működőképességének megőrzése, majd javítása, a rekonstrukciós igények felhalmozódási folyamatának megállítása;
- a távbeszélő-hálózat bővítése, a rekonstrukcióval összefüggő automatizálás;
- az elektronika társadalmi-gazdasági alkalmazása, elterjesztése szempontjából lényeges — a számítástechnika infrastruktúrájának részét képező — digitális adatátviteli hálózat dinamikus fejlesztése;
- a helységek közötti kapcsolatot biztosító, túlnyomórészt túlerhelt alaphálózat kapacitásának bővítése, a távbeszélő-hálózat automatizálásához térbeli kiterjesztése.

A súlypontképzésnek megfelelően az alsó sávhatár szerinti közel 30 milliárd forintból 22 milliárd forint a távbeszélő-hálózat, 2,5 milliárd forint a telex-adatátviteli hálózat és 5,5 milliárd forint a távközlési alaphálózat fejlesztését szolgálja. A fejlesztések alapvetően a hazai ipari bázison valósulnak meg, a szükséges berendezések, eszközök több, mint 80%-a hazai gyártású.

Nem rubel elszámolású importot olyan eszközöknél vettünk számításba, melyek hazai gyártásból a tervidőszakban nem lesznek beszerezhetők. Ezek elsősorban a digitális adatátviteli hálózat központjai, egyes átviteltechnikai rendszerek és néhány kábeltípus, valamint kábelszerelvények. Az import világbanki hitellel történő finanszírozása érdekében jelenleg folynak a tárgyalások.

A telefonközpontoknál a VII. ötéves terv készítésének időszakában számításba vett technológiaváltásra előreláthatólag nem kerül sor. A tárolt programvezérlésű digitális telefonközpontok licencvásárlásával a COCOM tilalom miatt legkorábban a tervidőszak végén számolhatunk, ezen központok telepítése a VIII. ötéves tervidőszak elejére tehető.

Ebben a helyzetben több fórumon felvetődött, hogy a jelenlegi technológiai bázison a hálózatot ne fejlesztjük, csak a legszükségesebb szinttartó beruházásokat végezzük el, és a korszerű technikai színvonalon, annak rendelkezésre állása esetén valósítsuk meg a hálózat rekonstrukcióját és bővítését.

A javaslat kétségtelen racionalitása ellenére is a Magyar Postával egyetértésben amellet döntöttünk, hogy a jelenleg rendelkezésre álló eszközökkel, késlekedés nélkül, a megvalósítható leggyorsabb ütemben folytatni kell a távbeszélő-hálózat fejlesztését. A döntés több tényező kényszerítő hatásának következménye.

- A távbeszélő-hálózatban üzemelő berendezések egy része olyan mértékben elhasználódott, hogy cseréjét tovább odázni nem lehet. A rekonstrukció műszakilag csak egyidejű bővítéssel oldható meg gazdaságosan.
- A telefonhiányból származó gazdasági károk és társadalmi feszültségek nem teszik lehetővé a hálózat fejlesztésének további — 5—8 évvel történő elodázását.
- Az információs igények jelentős része még nem követeli meg a digitális hálózat feltétlen alkalmazását, az abból származó előnyök még csak részben használhatók ki.

Változatlanul igen lényeges kérdése azonban a hírközlési iparnak csakúgy, mint a távközlésnek, hogy mielőbb birtokába jusson annak a technológiának, mely lehetővé teszi integrált szolgáltatású digitális rendszerek gyártását, alkalmazását.

A távbeszélő-hálózat fejlesztése a tervidőszakban alapvetően rekonstrukciós jellegű (erőteljesebb bővítéssel a terv a telex-adatátviteli hálózatban számol). A rekonstrukció volumene több, mint kétszeresére nő és jelentősen növekszik azon beruházások aránya, melyek a hálózat forgalomlebonyolító képességét növelik, kapacitásbővülést nem eredményeznek. Így a telefon fejlesztésére előirányzott pénzeszközök reálértékben számított 50%-os növekedése ellenére a főközpontokhoz csatlakozó telefonállomások száma a bázisidőszakihoz képest mindössze 20%-kal nő, az összes bekapcsolt állomás szaporulata (alközponti állomásokkal együtt) pedig — részben a mellék állomásoknak a főállomásokhoz viszonyított elfogadhatatlanul magas arányának csökkentése érdekében — a VI. ötéves tervidőszaki szintjén marad.

Az alsó sávhatárt meghaladó fejlesztési lehetőségek a telefonhiányból származó társadalmi-gazdasági feszültségek további fokozódásának elkerülésére a telefonhálózat bővítését szolgálják.

A távközlési beruházások finanszírozása a tervidőszakban több forrásból valósul meg. Jóllehet a távközlési tevékenység világszerte, így nálunk is jelentős nyereséget termel, a hazai távközlési hálózat fejlesztéseit tekintve mégsem önfinanszírozó. Ennek alapvető oka a hálózatban jelentős arányban nullára leírt állóeszközök pótlásának szükségessége. Ezért a fejlesztések finanszírozásában jelentős arányt képvisel a Magyar Posta vállalati saját forrásai mellett a vissza nem térítendő költségvetési támogatás, valamint a központi alapjuttatás. Az alsó sávhatár szerinti előirányzatból ez 11 milliárd forintot tesz ki. Nagyságrendjében ugyanakkora összeget képvisel az a forrás, amely a Magyar Posta saját forrásaként a normatívtól eltérő szabályozás eredményeként képződik. Így a távközlés fejlesztéséhez biztosított közvetett és közvetlen állami pénzeszközök a Posta és távközlés népgazdasági ágazat VII. ötéves tervidőszaki összes fejlesztésének forrásszükségletét 50%-nál nagyobb arányban fedezik.

A fejlesztések finanszírozásában a VII. ötéves tervidőszakban új elemként jelennek meg a távközlés fejlesztésében érdekelt gazdálkodó szervezetek és a lakosság pénzügyi forrásai. A 30 milliárd forint összegű fejlesztési változatban több, mint 10% részarányt képviselnek. A külső forrás kisebb hányada vissza nem térítendő fejlesztési alapátadás, nagyjából telefonállomás felszereléséhez kapcsolódó 7—10 éves lejáratú kötvény. Ebben az úgynevezett körzeti kötvénykonstrukcióban bevonható forrásokat a bekapcsolható új állomások száma korlátozza. Így az alsó sávhatárt meghaladó fejlesztések finanszírozása új típusú külső forrásokkal, alapvetően a magasabb kamatozású általános kötvény kibocsátásával, illetve fejlesztési hitel felvételével oldható meg. A hitelek között számításba vehetők külföldi hitelek is.

A távközlési hálózat társadalmi-gazdasági fejlettségi szintjunktől való elmaradásának felszámolásában a VII. ötéves tervidőszakban a kezdeti lépéseket tesszük meg. A hosszú távú fejlesztési elgondolások szerint

ennek az elmaradásnak a megszüntetése az ezredfordulóra tűzhető ki reális célként. Ez nem lesz egyszerű feladat, hiszen a VIII. és IX. ötéves tervidőszakokban változatlan fejlesztési dinamikát szükséges a távközlési hálózatban biztosítani, a beruházások volu-

menét tervidőszakonként meg kell kétszerezni, fejezte be előadását dr. Udvari László. Az egyesületi díjak kiosztása után dr. Tófalvi Gyula főtitkár röviden összefoglalta az egyesület életében bekövetkezett legfontosabb eseményeket.

Díjak kiosztása

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnöksége

Puskás Tivadar Emlékéremmel tünteti ki a következő személyeket:

DR. BARANYI ANDRÁS

A műszaki tudományok kandidátusa, a HTE Végrehajtó Bizottságának és az MTESZ Tudománypolitikai Bizottságának tagja, a Távközlési Kutató Intézet tudományos főosztályvezetője.

Távközlési berendezések fejlesztésével foglalkozik. Jelenleg műholdas hírközlő berendezések kidolgozását irányítja. Szakmai tevékenységéért 1985-ben a Munka Érdemrend bronz fokozatával tüntették ki.

1980—85 között a HTE titkára, 1983 óta a Híradástechnika folyóirat rovatvezetője. 70 publikációja jelent meg magyar és idegen nyelven.

DR. BOZSÓKI ISTVÁN

A BME Mikrohullámú Híradástechnika tanszék vezetője, a műszaki tudományok kandidátusa.

A Rádió vevőkészülékek, majd a Mikrohullámú berendezések és a Rádió rendszerek, a Mikrohullámú távérzékelés tárgyak előadója. Számos eljárás, berendezés kutatási-fejlesztési munkáit végzi és irányítja a parametrikus erősítők, a rádiólokáció, a szinkronizált mikrohullámú oszcillátorok, a mikrohullámú távérzékelés tématerületeken. E munkák eredményét összegzi tíznél több egyetemi jegyzet, 25—30 szacikk, 10—15 tanulmány, több szabadalom és újítás, valamint a Haza Szolgálatáért Érdemérem arany és ezüst fokozata.

Tagja az URSI Nemzeti Bizottságának, állandó meghívottja a COSPAR Nemzeti Bizottságnak. A HTE elnökségének és Végrehajtó Bizottságának tagja.

KESSELYÁK PÉTER

Klímaállósági vizsgálati módszerek kifejlesztésében és szabványosításában vesz részt az IEC hazai, 50. munkabizottságában. Tagja az IEC TC 56 hazai megbízhatósági szakbizottságának. 1970-től megszervezi a BHG gyártmányú, postai üzemben működő telefonközpontok megbízhatósági adatgyűjtő és kiértékelő rendszerét és megbízhatósági adatbankot hoz létre. 1974 óta szerepel a „gyártmányok megbízhatósága és klímaállósága” szakterület minisztériumi szakértői nyilvántartásában, részt vesz az OMFB „Elektronikai nagyberendezések megbízhatósága” c. tanulmány kidolgozásában. A mikroelektronika hazai adaptálásá-

hoz szükséges műszaki-kereskedelmi-jogi infrastruktúra tárgyában írt tanulmányával elnyeri az 1983. évi Országos Mikroelektronikai Pályázat II. helyezését.

Több alkalommal tartott előadást nemzetközi konferenciákon, mintegy 30 publikációja jelent meg, melyek közül több nívódíjat is kapott.

A BHG üzemi csoport és a HTE Klímaállósági és Konstruktív Szakbizottságának vezetőségi tagja.

DR. KOLONITS PÁLNÉ

A MEV HTE Üzemi Csoportjának általános titkára. A Mikroelektronikai Vállalat hibrid főtechnológusa, a műszaki tudományok kandidátusa. Jelentős kutató-fejlesztő munkát végzett a hibrid vékonyréteg-technológia hazai fejlesztése területén.

Tudományos munkájának eredményeit csaknem félszáz publikáció és tudományos előadás tartalmazza. Több előadást tartott nemzetközi technológiai konferenciákon, számos közleménye jelent meg nemzetközileg elismert folyóiratokban. Tudományos tevékenységéért osztott akadémiai jutalmat kapott. 1978-ban munkássága elismeréseként a Munka Érdemrend Ezüst fokozata kitüntetésben részesült.

A HTE-ben igen aktív tevékenységet végzett a hibrid technológiával kapcsolatos konferenciák megszervezésében, előadások megtartásában, a Hibrid Mikroelektronikai Klub megszervezésében mint egyik alapító tag vett részt.

KÜRTI LÁSZLÓ

A REMIX Tiszakécskei Gyárának igazgatója. 1970 óta irányítja ezt az üzemet. Részt vett alapításában, ami azt jelenti, hogy több évszázados mezőgazdasági hagyományokkal rendelkező környezetben végzett úttörő tevékenységet elektronikai alkatrészgyártási technológiák meghonosításával.

Tevékenysége eredményeképpen napjainkban egy több mint 500 fő dolgozót foglalkoztató, jól működő potencióméter gyárat vezet. Igen sokat tett azért, hogy a gyártási kultúra szellemi háttere mérnökök és technikusok bevonásával gyarapodjék és nem kis érdeme van abban is, hogy a Híradástechnikai Tudományos Egyesület a másfél évtized alatt Kecskeméti Alkatrész konferenciái során érdemesnek tartott gyárlátogatásokat is szervezni a tiszakécskei REMIX-be.

Tevékeny részese a HTE kecskeméti regionális szervezete létrehozásában. Több vállalati kiváló dolgozó, valamint számos társadalmi kitüntetés és a Munka Érdemrend bronz fokozata tulajdonosa.

PÁLMAI REZSŐ

A HTE-n belül, az energiaipari távközlés egyesületi képviselőjét megvalósító Energiaipari Távközlési Munkabizottság alapító tagjaként kezdte tevékenységét. Az azóta Energiaipari Távközlési Szakosztállyá fejlődött munkabizottság munkájában mind a mai napig az egyik legaktívabban dolgozó munkatársunk. A megalkulás óta a szakosztály titkára, majd elnökeként végzi munkáját.

A villamos energetikai iparban létesített, korszerű villamos teherelosztáshoz nélkülözhetetlen számítógépes folyamatirányítás megvalósításában jelentős mértékben vett részt. Vezetésével épült fel az energiaipar korszerű alaphálózati telemechanikai számítógépes adatgyűjtő rendszere.

Korábban a Villamos Művek speciális hírközlő hálózatainak kiépítésében végzett kiemelkedő munkát. Több szabadalommal védett műszaki megoldást hozott létre, ezzel segítve a hazai készülékek gyártásának beindítását.

PATÓ LAJOS

A KGST együttműködésében kifejlesztett és a Teréz központban próbaüzemet végző elektronikus vezérlésű crossbar központ vizsgálataiban, majd a balatonfüredi elektronikus vezérlésű rurál központ fejlesztésében vett részt. Témafelelősként irányította az ECR 41 típusú rurál végközpont, a 7DSCs rotary elvű tranzitközpont és az ECR 43 típusú huzalozott programvezérlésű rurál végközpont fejlesztését. A CA 1002 crossbar nagyalközpont elektronikus vezérlőjének megalkotásáért Kiváló Újító címet kapott.

Irányította a kvázielektronikus, TPV alközpontok gyártásba történő bevezetését. Főosztályvezetői munkásságának fő eredménye az elektronikus, TPV, térosztásos alközpont család kifejlesztése volt. Jelentősen elősegítette a korszerű elektronikus technológia meghonosítását a BHG-ban.

A BHG Fejlesztési Intézet igazgatóhelyetteseként többek között arra törekszik, hogy a folyamatban levő alközponti fejlesztésekben egységes szemlélet valósuljon meg, bővüljön az EP család típusainak és szolgáltatásainak köre, megvalósuljon a digitális alközpont család.

Kétszer kapta meg a Kiváló Feltaláló arany fokozatát, több cikke jelent meg szaklapokban. Tagja a Távközlési Szakosztály vezetőségének és a HTE elnökségének.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület egyik feladata az, hogy a magas szintű szakmai eredményeket közkinccsé tegye. E célkitűzés megvalósítását szolgáló szakmai értekezések közül az elnökség Pollák—Virág-díjjal jutalmazta a következő személyeket:

Dr. Kocsis Ferenc:

„Gyors eljárások a diszkrét Fourier-transzformáció számítására” (1984. 12., és 1985. 1., és 5. szám)

Balogh Albert—Gerlai Mátyás:

„Rendszerek megbízhatósági tervezése elektronikai alkatrészek előrejelzési modelljeinek felhasználásával” (1985. 2. szám)

Völgyi Ferenc:

„Nagynyereségű mikrosztrip antennák” (1985. 6. szám)

Dr. Valkó Ágnes—dr. Erdélyi Katalin—Seres Mihály—Rosanics György:

„MOS technológia vizsgálata tesztábrával” (1985. 10. szám)

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán 1985-ben végzett hallgatók részére kiírt Diplomaterv pályázaton díjazásban részesültek:

1. díj: *Vonderviszt Lajos*

„HCMOS cellakönyvtár elemeinek tervezése”

1. díj: *Szondy György*

„A Walsh transzformáció és kódoló struktúrái”

2. díj: *Aggod József*

„Digitális jelfeldolgozó integrált áramkör tervezése”

3. díj: *Petre Péter*

„Számítógépes analízis elektromágneses hullámok terjedésének leírására”

3. díj: *Krausz Ferenc*

„Ultrarövid lézerimpulzus időtartamának mérése”

Dicsérő oklevél

— *Simon Tamás:*

„BOÁK tervezését segítő programrendszer személyi számítógépre”

— *Szabó László*

„ICOMAT II. mérőautomata felújítása”

— *Somló János:*

„MIS, MISS és OMIST eszközök”

A Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola 1985-ben végzett hallgatói részére kiírt Szakdolgozat pályázaton díjazásban részesült:

1. díj: *Molnár Sándor*

„Elektronsugárcső burakikészítés selejtjének diagnosztizálása számítógépen”

2. díj: *Micheller István*
„Hívásátírányítás megvalósítása mikroszámítógépes elektronikus elemekkel”
2. díj: *Tóth József*
„Távhívó munkahely kialakítása”
3. díj: *Vad István*
„TMT 120 sornyomtató üzemmód beállító program TAP—34 intelligens terminálra”
3. díj: *Szmlár Zoltán*
„TAP—34 típusú mikroprocesszor-bázisú intelligens terminál rendszerében interface tervezése, amely a terminál alkalmazását az MI 12049 előírásainak megfelelő buszrendszerben teszi lehetővé”

A győri Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola 1985. évben végzett hallgatók részére kiírt Szakdolgozat pályázaton díjazásban részesült:

A Győri Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskoláról:

1. díj: *Vincze László*
„N 68/B mikroprocesszor alapú fejlesztőrendszerhez illeszkedő kétsatornás mérésadatgyűjtő egység tervezése”
2. díj: *Kormos Imre*
„Soros és párhuzamos interface ZX 81 típusú személyi számítógéphez”
3. díj: *Csóka János*
„Maradék csatolások hatásának vizsgálata”
3. díj: *Lukács Mihály*
„Nyílt vonali sorompó-berendezés korszerűsítése a nyomvonalterez technika felhasználásával”



Hangzás- hűség felsőfokon!

ORION HS 9 HANGDOBOZ



Méret:

szélesség: 200 mm
magasság: 316 mm
mélység: 200 mm

Hangszórók: mélysugárzó 1 db
magassugárzó 1 db

Névleges terhelhetőség: 25 W
Maximális terhelhetőség: 50 W
Átviteli sávszélesség: 80-20000 Hz
Rezonancia frekvencia: 75 Hz
Keresztelési frekvencia: 5 kHz
Impedancia: 4-8 Ohm

ORION

RÁDIÓ ÉS VILLAMOSSÁGI VÁLLALAT

1106 Budapest, X. Jászberényi út 29.

Telefon: 283-830 Telex: 22-57-98

Beszámoló az NTG (NSZK)

„Érzékelők technológiája és alkalmazása” szemináriumról

1986. március 17—19. között Bad Nanheimben tartották az NSZK Híradástechnikai Társasága (NTG) 3. Érzékelők technológiája és alkalmazása szemináriumát.

Az előadások kémiai, mechanikai, mágneses, hőmérséklet és optikai érzékelőkkel és azok rendszerbe illesztésével foglalkoztak.

Az NSZK kormánya 1984-ben határozatot hozott az információtechnika komplex fejlesztéséről. Ez a határozat alapozta meg az NSZK Fejlesztési Minisztériumának 1984—88. évekre szóló programját. A program egyik támogatott tématerülete a mikroperiféria terület, ami az érzékelők fejlesztését beleértve a szabványos csatlakozóhelyig (IEC busz stb.) történő jelfeldolgozást tartalmazza. Ezt a projektet 400 millió

márkával támogatják. Ebből 200 millió márkát fordítanak szenzorok és feldolgozó elektronika kidolgozására és gyártásbavételére főleg középüzemeknél, 280 millió márkát fordítanak ipari üzemek és költségvetési kutatóhelyek közösen végzett alapkutatás jellegű tevékenységére és 20 millió márkát biztosítanak kis- és középüzemek részére technológiák átvételéhez.

A szemináriumon egyesületünk 3 tagja vett részt. A részletesen szakmai beszámolójuk későbbi számunkban jelenik meg.

Budapest, 1986. IV. 3.

Pásztor Gyula
Erlaki György
Mizsei János

Könyvismertetés

T. OKOSHI: Planar Circuits for Microwaves and Lightwaves. Springer Series in Electrophysics No. 18. Springer Verlag, Berlin—Heidelberg—New York, 1985. 199. o. 198. ábra

A Springer Kiadó gondozásában ismét egy olyan könyv jelent meg, mely érdeklődésre tarthat számot mind az alapozó, mind az alkalmazott kutatás terén dolgozók számára.

A kötet igen részletes és alapos áttekintést nyújt a mikrohullámú és optoelektronikai planáris hullámvezetők elméletéről és tervezéséről. Ismeretes, hogy a planáris mikrohullámú áramkörök lényegében két-dimenziósak.

Az ilyen áramkörök fejlődése a 60-as években indult, amikor a Gunn és IMPATT diódás áramkörökhöz olyan hullámvezetőket kellett konstruálni, amelyek illeszkednek az ilyen típusú eszközök kis negatív ellenálláshoz.

A könyv első részében a szerző áttekinti a planáris hullámvezetők elméletét, számítási és tervezési módszereit. Lényeges teret szentel az áramköri rajzolatok optimalálásának, elsősorban a számítógépes tervezés szempontjából. Ismertetésre kerülnek az olyan áramkörök is, amelyek anizotróp közeget (pl. ferritet) tartalmaznak.

A könyv foglalkozik az optikai hullámvezetőkkel. Ezek olyan vezetők, melyeknek dimenziója egyik irányban a hullámhosszal összevethető, másik két irányban lényegesen meghaladják azt. Tárgyalja a hullámvezetőkben létező különféle módusokat, a vezetők méretezését, a hullámvezetőkben levő inhomogenitásokat.

A könyv igen hasznos olvasmány, kézikönyvként is jól használható.

Dr. Mőjzes Imre

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

Ханзо, Л.—Хинзенкамп, Л.—Ухерцки, Л.:

Объективная оценка систем передачи речи

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 9

При оценке передачи кодированных систем речевых сигналов появляются новые проблемы по отношению к обычной передаче аналоговых систем. Под влиянием кодирования прозрачность канала «ослабляется», поэтому требуется, чтобы испытательные сигналы были подобны передаваемым сигналам. До сих пор, в случае передачи речевых систем, это было возможно лишь при помощи обширного субъективного испытания речевых сигналов. По испытаниям МККТТ доказывалось, что объективная величина расстояния кепстра, которая основывается на линейной периодической модели речи, тождественна субъективным испытаниям, и этим возможна быстрая и надежная оценка систем передачи речи.

Д-р Секей, В.—Тран Ван Биен:

Идентификация термической цепи для фиксации показателей отвода тепла полупроводниковых приборов

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 9

Статья занимается измерением показателей теплоотвода у полупроводниковых приборов. Изложенным методом измерения на основе термической зависимости возврата временного диапазона полупроводникового прибора, идентифицируется термическая цепь RC отвода тепла. Системой измерения управляет ЭВМ, из полученных данных методом деконволюции она создает спектр показателей временной постоянности отвода тепла. Зависимость тепловой мощности а термического сопротивления полученной в результате идентификации пригодна для однозначного опознавания отдельных участников структуры отвода тепла.

Д-р Хенк, Т.—Лееб, Ф.:

Новый способ для быстрого преобразования Фурье (FFT) путем транспонированной трансформации

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 9

Исходя из метода Винограда, который является одним из быстрых способов вычисления дискретного преобразования Фурье (DFT), в статье дается новый способ для фактизации матрицы дискретной трансформации Фурье. Сперва описывается алгоритм Винограда и потом, после ознакомления с математическим методом представляется факторизация, выполненная путем транспонированной трансформации матрицы DFT. Указывается связь между разложениями DFT и IDFT, и после этого выдвигается возможность введения новой трансформации. В конце статьи сравниваются указанные в приложении модули с небольшим числом модулями WFTA с точки зрения требования на операции.

Куншаги, Л.—д-р. Чефалвай, К.:

Символический анализ сети. I. Анализ аналоговых сетей

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 9

В статье показаны новый метод получения символических передаточных функций аналоговых сетей с сосредоточенными параметрами, и метод вычисления функции с помощью полусимволических передаточных функций. При анализе применен метод обобщенных узловых потенциалов. Уравнения записаны в области s . Система уравнений электрической сети строится шаг-за шагом, а хранение осуществляется при помощи метода «спарс». Для хранения символов параметров к каждому символу приписан определенный код. Уравнения разрешены методом Саннуги-Пури. Для анализа развит программный пакет «SYMBOL» на кафедре ТОЭ БТУ.

Селецей, Л.—Рети, Ш.—д-р. Кормань, Т.:

Внутреннее испарение геттера в технологии пластины Si.

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 9

Для уменьшения концентрации повреждения кристаллов и нежелательных загрязнений, индуцируемых в процессе технологии, могут быть применены несколько методов. Преимуществом метода внутреннего испарения геттера опубликованного в конце 70-х годов, заключается в определенном воздействии на точечные неисправности Si-монокристалла. В статье излагаются данный метод, воздействующие его параметры, а также воздействие внутреннего испарения геттера на уменьшение крутизны пластин и тока утечки переходов p-n.

Бузаш, Я. К.—Сендрё, И.:

Влияние химической обработки перед металлизацией в технологии ИМС

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 9

Целью нашей работы являлось нахождение травителя скорость травления фосфорсилкатного стекла и двуокиси кремния в котором равна. Эффективность травителя определяется измерением электрических параметров перехода металл-полупроводник. Экспериментальные данные представляют демонстрирующие эффективность различных травителей переходов Шоттки.

Др. Яни, Д.:

Принципиальные проблемы преобразования Электромодуля «торговой дом» и соображения связанные с практическим его осуществлением.

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 9

Статья обосновывает преобразование Электромодуля в «торговый дом» исходя из настоящей ситуации на венгерском рынке электронных компонентов. Определяет цель действия «торгового дома» и детально описывает соображения предприятия о действительности и о методике постепенного преобразования в «торговый дом». Зафиксирует, что преобразование не обозначает обоснование нового предприятия, а качественного возобновления до сих пор проведенной деятельности Электромодуля, которого необходимо сделать для того, чтобы соответствовать требованиям рынка.

Шомлаи, Т.:

Национальный запрос по интегральным схемам потребления и проблемы их применения

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1986. № 9

Статья дает анализ ограничений на национальном рынке потребительских интегральных схем, по этому поводу продемонстрирует новые данные о некоторых структурных показателях промышленности по выпуску электронной аппаратуры, так как объем серийного производства, единая цена, структура в зависимости новых изделий. Затем, показывает с одной стороны на проблемы применения, которые совпадают с международными опытами, а с другой стороны на те, которые связаны с нашей экономической системой окружности.

Hanzó, L.—Hinsenkamp, L.—Uhereczky, L.:

Objektive Qualifikation von Sprach-Übertragungssystemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 9

Bei der Qualifikation von kodierten Sprach-Übertragungssystemen ergeben sich völlig andere Probleme, als bei den konventionellen Systemen. Die Transparenz der Kanäle wird von der Kodierung negativ beeinträchtigt, und deswegen muss man für zuverlässige Qualifizierung solche Messsignale wählen, die sich den zu übertragenden Signalen ähneln. Diese Bedingung konnte man bisher ausschließlich mit Sprach-Signalen ausgeführten subjektiven Untersuchungen erfüllen. Neueste CCITT-Forschungen haben es jedoch bewiesen, dass die sog. objektive Cepstrum-Distanz mit Hilfe des linearen prediktiven Sprach-Modell mit den subjektiven Untersuchungen ziemlich gut übereinstimmende Ergebnisse liefert, und so eine schnelle Qualifizierung ermöglicht.

Dr. Székely, V.—Tran Van Bien:

Die Identifizierung des thermischen Netzes, welches die Verhältnisse der Wärmeableitung für die Halbleiterbauelemente beschreibt

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 9

Der Artikel behandelt die Messung der Verhältnisse der Wärmeableitung für die Halbleiterbauelemente. Das vorgezeigte Messverfahren identifiziert auf Grund der thermischen Zeitraum-Antwortfunktion des Bauelemente, das thermische RC Netz der Wärmeableitung. Das Mess-System wird von Rechner gesteuert und aus den gemessenen Werten ermittelt der Rechner mit Hilfe eines dekonvolutiven Verfahrens, das Spektrum der Zeitkonstanten der Wärmeableitung. Die als Ergebnis der Identifizierung entstandene Wärmekapazität-thermischer Widerstand Funktion ist auch für die eindeutige Identifizierung der einzelnen Anschnitte der Wärmeableitungsstruktur geeignet.

Dr. Henk, T.—Leeb, F.:

Neues FFT-Verfahren mit transponierter Transformation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 9

Ausgehend von dem Winograd-Verfahren, das eines der schnellen Verfahren für die Ausführung der diskreten Fourier-Transformation ist, geben wir in diesem Artikel ein neues Verfahren für die Faktorisierung der Matrix der diskreten Fourier-Transformation. Zuerst wird der Winograd-Algorithmus vorgestellt und nach der Darlegung der mathematischen Methode wird die mit der transponierten Transformation angestellte Faktorisierung gezeigt. Es wird auf den Zusammenhang zwischen der Faktorisierung der DFT und der IDFT hingewiesen, dann wird die Möglichkeit der Einführung einer neuen Transformation aufgeworfen. Zum Schluss werden die in dem Anhang angegebenen Modulen der transportierten Transformation mit den Modulen weniger Elemente der WFTA in Hinsicht des Operationsanspruches verglichen.

Kunsági, L.—dr. Cséfalvay, K.:

Symbolisch Netzwerk-Analys. I. Zeitliche Analogen Netzwerken

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 9

Die Abhandlung beschreibt eine neue Methode zur Aufstellung der Übertragungsfunktion in symbolischer Form zeitlich stetiger, linearer, zeitlich unveränderlicher Netzwerke und der relativen Empfindlichkeitsfunktion erster Ordnung der Amplituden — bzw. Phasencharakteristik. Das gesamte Gleichungssystem des Netzwerkes wird mit Hilfe der Knotenpunktanalyse sofort im Gültigkeitsbereich der Laplace-Transformation aufgestellt. Den Parametern der einzelnen Netzwerkkomponenten wird ein Zahlenkod zugeordnet und das Gleichungssystem mit dem Algorithmus nach Sannuti-Puri in Determinantenschreibweise gelöst. Das, auf der Grundlage der beschriebenen Methode arbeitende Programmsystem „SYMBOL“ wurde am Lehrstuhl für theoretische Elektrotechnik der BME entwickelt.

Szelőczei, L.—Réti, S.—dr. Kormány, T.:

Inneres Getter-Verfahren in der Si-Scheibentechnologie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 9

Zur Verringerung der durch die technologischen Prozesse induzierten Kristalldefekte und Verunreinigungen können mehrere Getter-Verfahren verwendet werden. Der Vorteil des am Ende der 70-er Jahre veröffentlichten Intrinsic-Getter-Verfahren liegt darin, dass der erwünschte Effekt durch gezielte Beeinflussung der Punktdefekte im Si-Einkristall erreicht werden kann. Es wird über die Verfahrens-Parameter sowie über den Einfluss dessen an die Scheibenverbiegung und an den Leckstrom der pn-Übergänge berichtet.

Buzás, J. K.—Szendrő, I.:

Einfluss der chemischen Verarbeitung vor der Metallisierung in der IC Technologie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 9

Der Ziel unserer Arbeit war die Entwicklung eines Ätzmittels in dem die Geschwindigkeit der Ätzung für PSG und SiO₂ gleich ist. Die Effektivität des Ätzmittels wird mit der Messung der elektrischen Eigenschaften des Metall-Halbleiter Überganges bestimmt. Experimentelle Daten werden dargelegt über die Effektivität verschiedenen Ätzmitteln des Schottky-Überganges.

Dr. Jáni, Gy.:

Die prinzipiellen Probleme der Umgestaltung zum Handelshaus der Aussenhandelsfirma Elektromodul, sowie die Vorstellungen hinsichtlich deren praktischen Verwirklichung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 9

Der Artikel führt die Begründung der Umgestaltung zum Handelshaus der ungarischen Firma Elektromodul aus der inländischen Versorgungslage an elektronischen Bauelementen ab. Er formuliert die Zielsetzungen der Tätigkeit als Handelshaus und setzt ausführlich die praktischen Vorstellungen des Unternehmens über die Tätigkeit bzw. die Art und Weise der allmählichen Umgestaltung zum Handelshaus auseinander. Er stellt fest, dass die Umgestaltung kein Zustandekommen einer neuen Organisation, sondern eine qualitative Erneuerung der bisher ausgeübten Tätigkeit der Elektromodul bedeutet, die von der Firma jedenfalls durchgeführt werden sollte, um den Forderungen des Markts entsprechen zu können.

Somlai, T.:

Einheimischer Bedarf an integrierten Schaltkreisen für Verwender, sowie deren Anwendungsprobleme

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. Nr. 9

Der Artikel analysiert die Schranken des einheimischen Marktes der integrierten Schaltkreise für Verwender und aus diesem Anlass werden neuartige Daten über einige strukturellen Charakteristiken der Herstellungsindustrie für elektronische Geräte vorgezeigt. (Wie z. B. Seriengröße, Einheitspreis, Struktur laut der Proportion der neuen Erzeugnisse.) Ausserdem weist der Verfasser einerseits auf diejenigen Probleme der Anwendung hin, die auch mit den Erfahrungen der internationalen Praxis übereinstimmen, andererseits aber auf diejenigen, welche mit unseren eigenartigen Umweltsystem im Zusammenhang stehen.

* * *

Hanzó, L.—Hinsenkamp, L.—Uhereczky, L.:

Objectiv Evaluation of Speech-Transmission Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 9

In case of evaluation of coded speech-transmission systems the problems are different from those with the conventional analog systems. The transparency of the channel will be "weaker" because of the coding, and for the sake of confident evaluation the measuring signals should be similar to those to be transmitted. This requirement could be fulfilled up to now only by the help of exhausting subjective tests carried out with speech-signals. But recent CCITT investigations confirm that the objective cepstrumdistance measure based on the linear predictive model of speech yields to the subjective results strictly correlated figures, and makes possible quick evaluation.

Dr. Székely, V.—Tran Van Bien:

Identification of a Thermal Network Describing the Dissipation Conditions of Semiconductor Devices

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 9

This article deals with the measurement of the dissipation conditions of the semiconductor devices. The thermal RC network of the heat dissipation is identified by the introduced measurement process on the basis of the thermal time response-function of the device. The measuring system is controlled by a computer, the spectrum of the time constants of the dissipation is produced from the measured data, by deconvolution method. The thermal capacity — thermal resistance function produced as the result of the identification is suitable for the unambiguous identification of the individual parts of the dissipation structure.

Dr. Henk, T.—Leeb, F.:

New FFT algorithm via transposed transformation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 9

A new DFT matrix factorization method is presented which can be considered as a further development of the efficient FFT method Winograd Fourier-Transform algorithm WFTA. The WFTA is introduced first in the paper, and then the transposed matrix transformation is recalled which leads to the new

factirozation. The relationship between the factorizations DFT and IDFT is pointed out and a further signal processing transformation is proposed. The factorization is given for small DFT matrices and they are compared to the WFTA factorizations with respect to the required operations.

Kunsági, L. — dr. Cséfalvay, K.:

Symbolic network analysis.

I. Analog networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No 9

A new method is given for generating symbolic transfer functions and first order relative sensitivity functions of magnitude and phase characteristics of analog, linear, time-invariant, lumped networks. The whole set of network equations are built up with the help of the generalized nodal analysis directly in the domain of Laplace-transformation. Numerical codes are related to each parameter of network components, and the set of equations is solved by using the Sannuti-Puri algorithm. The SYMBOL programsystem working according to the introduced method was developed at the Department of Electromagnetic Theory, at the Technical University of Budapest.

Szelőczei, L.—Réti, S.—dr. Kormány, T.:

Intrinsic Gettering in Si-Wafer-Technology

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 9

Process-induced defects can be minimized by several gettering-processes. The intrinsic gettering process — published in the end of the 70s — is advantageous because the desirable effect can be achieved by proper treatment of the point-defects in silicon. The process parameters and its influence on the warpage of Si-wafers and on the leakage current of pn-junctions will be treated.

Buzás, J. K.—Szendrő, I.:

The role of pre-metallization chemical treatments in the IC technology

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 9

The purpose of our work was to develop an etchant which has a nearly equal etch rate for both PSG and SiO₂. The efficiency of the etchant can be determined by measuring the electrical properties of the metal-semiconductor junction. Experimental data will be presented on the effect of different etchants on Schottky junctions.

Dr. Jáni, Gy.:

Problems of Principle of the Transforming the Elektromodul into a Trading House, and the Conceptions of its Practical Realization

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 9

The article is describing the home market of electronic components as a principle for transforming the Elektromodul to a Trading House. It puts down the main aims of this trading house, and forms of activities and gradual transformation. It fixes that this transformation does not mean a new company, but a qualitative reform of present activities of Elektromodul that must be made to answer the needs of the market.

Somlai, T.:

Demand for the Consum Integrated Circuits in Hungary and the Application Problems of Them

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1986. No. 9

Limits in the market of the consum integrated circuits in Hungary are analysed by the article, and in connection with this subject, original data of certain structural characteristics — volume of the mass production, unit price, structure according to the ratio of the new productions — of the electronic equipment industry are introduced. Besides the author points to the problems of the application which coincidence with the international experiences in one hand, in the other hand to the ones which are connected with the specific Hungarian economic environment.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja: a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató leányvállalat, Budapest, Garay u. 5. 1442. Telefon: 215-440. Felclős kiadó: Dr. Varga György igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodánál (HELIR, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180 — Ft egész évre 360,— Ft. Egyes szám ára 30,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest, Postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279. 86-253.

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

86-3373—Szegedi Nyomda. Felelős vezető: Surányi Tibor igazgató