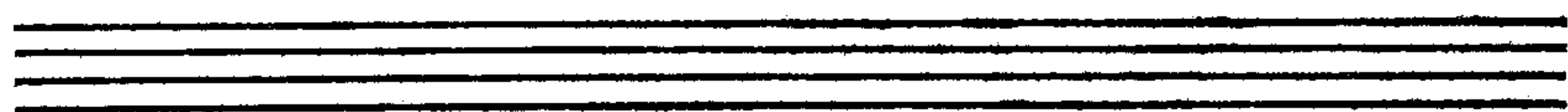


HÍRADÁS- TECHNIKA



A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

10

TARTALOM

DR. SALLAI GYULA: Direkt módszerek véges memóriájú digitális szűrők tervezéséhez	289
MASSZI FERENC: MOS/LSI integrált áramkörök számítógépes tervezése: eszköz- és funkcionális modellek	297
DR. GEFFERTH LÁSZLÓ: Hibakeresés lineáris áramkörökben két hibás elem esetén	303
PERÉNYI KÁROLY: Habosított polietilén légkabel érszigetelés élettartam vizsgálata	305
DR. VAJDA FERENC: Mikroprocesszorok és a felsőoktatás. (Megjegyzések a külföldi tapasztalatok alapján)	311
†CZEGLÉDY GYÖRGY:	312
BAJOR ANDRÁS—FARKAS SÁNDOR: Galvanizálás a híradástechnikában	313
Szemle	302, 310
Termelékenység növelési szeminárium Gyöngyösön	317
Tartalmi összefoglalások	318
Обобщения	318
Zusammenfassungen	319
Summaries	320
Résumés	320

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

HÍRADÁSTECHNIKA

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



78.3105 Egyetemi Nyomda, Budapest, Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

DR. SALLAI GYULA
Posta Kísérleti Intézet

Direkt módszerek véges memóriájú digitális szűrők tervezéséhez

ETO 621.372.54.037.37.001.2

A digitális szűrők osztályozását és tervezésük alapelveit az [1, 2] cikkek tekintik át. Jelen cikkben a véges memóriájú digitális szűrők tervezésére néhány olyan módszert ismertetünk, amelyek a transzfer függvény együtthatóira explicit összefüggéseket eredményeznek. A véges memóriájú szűrők leggyakrabban alkalmazott transzverzális struktúrájú megvalósítása esetén a szűrőegyütthatók az approximáció során nyert együtthatókkal közvetlenül megegyeznek.

A véges memóriájú (FIR) digitális szűrők approximációjára számos módszer ismeretes, úgymint

1. a frekvenciatartománybeli követelmények Fourier sorfejtése és az együtthatók módosítása különböző ablakfüggvényekkel [3, 4],

2. a transzfer függvény felírása frekvencia szerinti mintavételezéssel és javítása lineáris optimalizálással [5, 6],

3. az alternálási tételre alapuló iteratív Csebisevi közelítés [7–10], valamint

4. speciális trigonometrikus közelítő eljárások [5, 11, 12].

Az ablaktechnikát a legkönnyebb alkalmazni, egyben a legáltalánosabb is. Azonban, ha lineáris vagy minimális fázisú szűrőt kívánunk tervezni, a többi eljárás jobb approximációt eredményez, bár a gépi tervezési idő tekintélyes lehet. Csak néhány esetben ismeretes a szűrőegyütthatókra minden szempontból előnyös zárt alakú kifejezés.

Ezen tanulmányban a FIR szűrő tervezését analóg szűrő tervezésére vezetjük vissza. Az analóg tartományban az approximációs feladat számos esetben könnyebben és zárt alakban megoldható lesz. Az approximációt lineáris fázisú maximálisan lapos és inverz Csebisev szelektív szűrőkre, valamint maximálisan lapos kvadratúra szűrőre végezzük el. A már ismert módszerekkel [5, 11, 12, 14] szemben a javasolt referens szűrős módszerek közvetlenül alkalmazhatók mind páros, mind páratlan fokszerű szűrő esetén, és a FIR szűrő együtthatóira egyszerűbb, egy-

séges explicit kifejezéseket eredményeznek. Feloldhatók a maximálisan lapos szűrőknél jelentkező megkötések is, az eredmények explicit formájának megtartása mellett. Minimálfázisú szűrőt a megfelelő lineáris fázisú szűrőből nyerhetünk. A konvertálást a referens tartományban végezve a megoldandó egyenlet fokszáma kisebb (legfeljebb fele). A referens szűrős módszer egy általánosítást, valamint kiterjesztését a mindentáterestől felépített késleltető láncok esetére [15, 16] ismerteti.

1. A referens szűrők módszere

A végtelen memóriájú (IIR) digitális szűrők legáltalánosabban alkalmazott tervezési módszerei analóg referens szűrők leképezésén, leggyakrabban bilineáris leképezésén alapulnak. Igazolható, hogy bármely frekvenciatartományban megfogalmazott digitális szűrőtervezési feladathoz egy frekvenciatartománybeli analóg approximációs feladat rendelhető, és ha létezik analóg megoldás, akkor azonos értelemben vett digitális megoldás is létezik [17]. Az összerendelés az

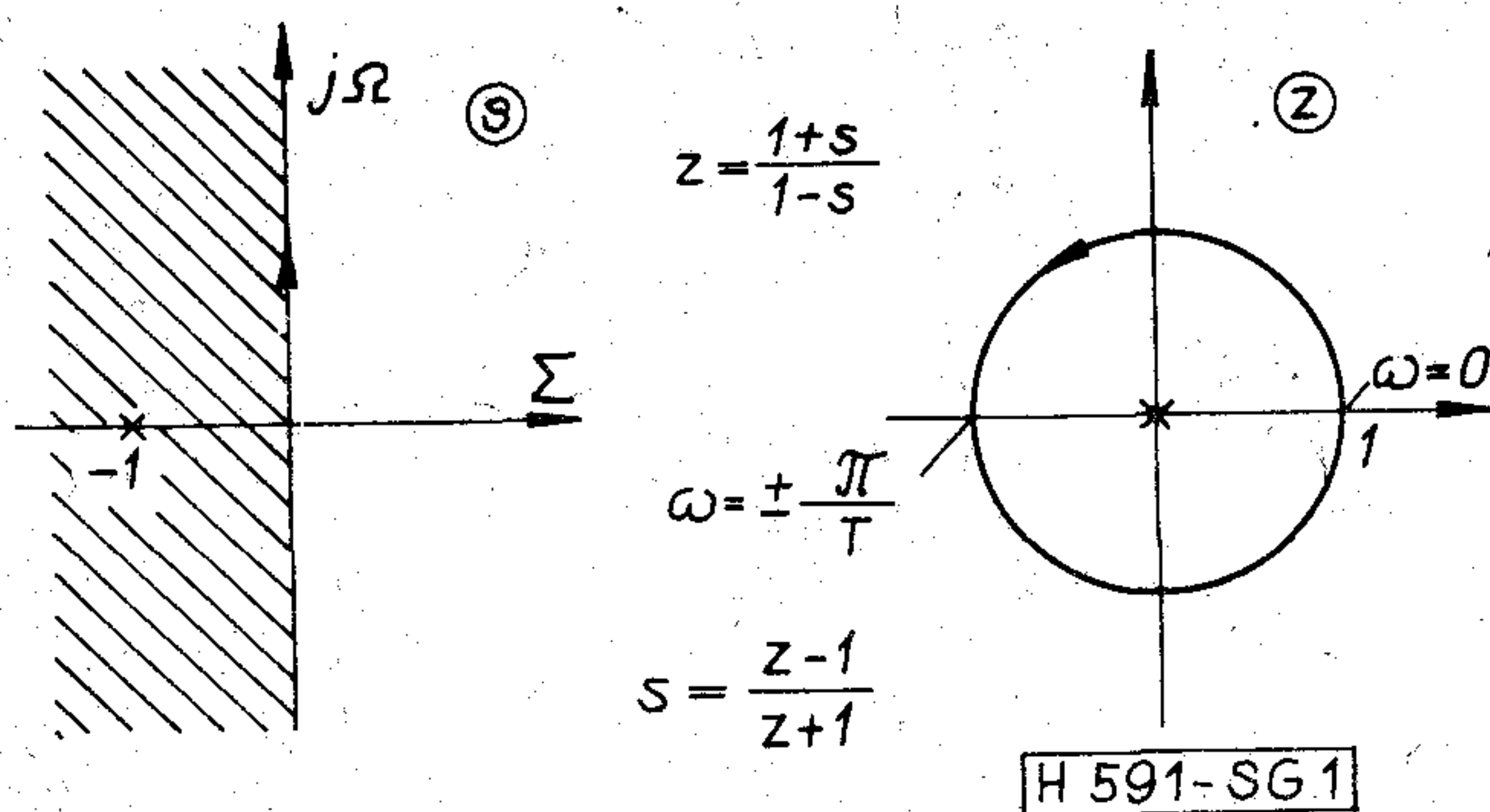
$$s = \alpha \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} = \alpha \cdot \text{th} \frac{p \cdot T}{2} \quad (1)$$

bilineáris transzformáció, és az annak megfelelő

$$\Omega = \alpha \cdot \text{tg} \frac{\omega \cdot T}{2} \quad (2)$$

frekvencia-transzformáció segítségével teremthető meg (1. ábra). Itt $z = e^{pT}$, T a mintavételi időköz, $p = \sigma + j\omega$ a komplex frekvencia jelölése a digitális szűrők, $s = \Sigma + j\Omega$ a referens analóg szűrők számára. Szimuláció esetén az $\alpha = 2/T$ választás előnyös, hiszen így $\Omega \approx \omega$, ha $\omega \ll \pi/T$. Referens szűrős tervezésnél legegyszerűbb, ha $\alpha = 1$ választással élünk.

Általában tehát a transzfer függvények, átviteli, fázis- és futási idő karakterisztikák közötti összefüggés:



1. ábra. Az s-sík bilineáris leképezése a z-síkra

$$K(z) = \tilde{K}(s) \Big|_{s=\alpha \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \quad (3)$$

$$K(e^{j\omega T}) = \tilde{K}(j\Omega) \Big|_{\Omega=\alpha \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2}}$$

$$b(\omega) = \tilde{b}(\Omega) \Big|_{\Omega=\alpha \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2}}$$

$$\tau(\omega) = \alpha \cdot \frac{T}{2} (1 + \Omega^2) \tilde{\tau}(\Omega) \Big|_{\Omega=\alpha \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2}} \quad (4)$$

A referens szűrő karakterisztikáinak megkülönböztetésére a $\sim$ jelet alkalmaztuk.

Az analóg szűrők approximációja jól kidolgozott, számos zárt formájú kifejezéseket eredményező analóg tervezési eljárás ismeretes. Ezért igen gyakran, szemben a FIR szűrők tervezésével, a végtelen memóriájú szűrők approximációja könnyen végrehajtható. A bilineáris leképezés különösen akkor hatásos, ha az előírás lépcsős toleranciasémával adott. Ha a kritikus frekvenciákat a (2) szerint transzformáljuk, előtorzítjuk, akkor a digitális szűrő az előírt specifikációt biztosan kielégíti. (Futásiidő-előírásokat (4)-nek megfelelően módosítani kell!)

A bilineáris leképezés módszerét a FIR szűrők tervezéséhez nem használják, pedig a FIR szűrőket a végtelen memóriájú szűrők speciális esetének tekinthetjük. A FIR szűrő olyan végtelen memóriájú szűrő, amelynek pólusai a z síkon az origóban vannak. Transzfer függvénye:

$$K(z) = \frac{\sum_{i=0}^M d_i z^{M-i}}{z^M} = \sum_{i=0}^M d_i z^{-i}. \quad (5)$$

Ilyen transzfer függvények nyilvánvalóan a referens analóg szűrők egy szűkebb osztályának leképezésével hozhatók létre. Ha a megengedett referens transzfer függvényekkel a referens tartományban megfogalmazott előírást kielégítjük, akkor a FIR szűrő bilineáris leképezéssel nyert transzfer függvénye az előírásokat ugyanolyan értelemben teljesíteni fogja.

1.1 Megengedett referens szűrők

Első lépésként a referens függvények megengedett osztályát kell meghatározni. Az

$$s = \alpha \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} = \alpha \frac{z-1}{z+1}$$

leképezést tekintve, az $s = -\alpha$ az a pont, amely a $z=0$ ponthoz tartozik. Bevezetve az

$$A_R(s) = a_0 + a_1 s + \dots + a_R s^R, \quad R \leq M$$

polinomot, a megengedett referens transzfer függvényekre az alábbi formát kapjuk:

$$\tilde{K}(s) = \frac{A_R(s)}{(s+\alpha)^M}. \quad (6)$$

Ugyanis (1)-et (6)-ba helyettesítve:

$$\begin{aligned} K(z) &= \frac{1}{(2\alpha)^M} \sum_{l=0}^R a_l \alpha^l (1+z^{-1})^{M-l} (1-z^{-1})^l = \\ &= (2\alpha)^{-M} \sum_{l=0}^R a_l \alpha^l \sum_{i=0}^{M-l} \binom{M-l}{i} z^{-i} \sum_{k=0}^l \binom{l}{k} (-1)^k z^{-k} = \\ &= \sum_{i=0}^M z^{-i} \left\{ (2\alpha)^{-M} \sum_{l=0}^R a_l \alpha^l \sum_{k=0}^i \binom{M-l}{i-k} \binom{l}{k} (-1)^k \right\}. \end{aligned}$$

A $K(z)$ M -ed fokú polinom z^{-1} -ben, ha

$$\sum_{l=0}^R (-\alpha)^l a_l \neq 0.$$

A $K(z)$ kifejezését összehasonlítva (5)-tel a FIR szűrő együtthatóit kapjuk. Az $\alpha=1$ esetet tekintve:

$$d_i = 2^{-M} \sum_{l=0}^R a_l \sum_{k=0}^i \binom{M-l}{i-k} \binom{l}{k} (-1)^k. \quad (7)$$

A bilineáris leképezés tulajdonságaiból következik, hogy minimál fázisú FIR szűrőt kapunk, ha az $A(s)$ polinomnak a jobb félsíkon nincsenek zérushelyei.

1.2 A lineáris fázisú FIR szűrők prototípusa

A lineáris fázisú FIR szűrők különösen fontosak. Mint ismeretes, megengedett $K(z)$ transzfer függvényük tükörképpolinom, azaz $d_i = d_{M-i}$ (szimmetrikus eset), vagy $d_i = -d_{M-i}$ (antiszimmetrikus eset). Az átviteli karakterisztika ennek megfelelően:

$$K(e^{j\omega T}) = \begin{cases} e^{-j\frac{M}{2}\omega T} K_0(e^{j\omega T}) & \text{ha } d_i = d_{M-i} \\ e^{-j(\frac{M}{2}\omega T - \frac{\pi}{2})} K_0(e^{j\omega T}) & \text{ha } d_i = -d_{M-i}, \end{cases}$$

ahol $K_0(e^{j\omega T})$ valós, páros illetve páratlan függvénye ω -nak. Nevezzük K_0 -t amplitúdó-karakterisztikának, annak ellenére, hogy általában $K_0 \neq |K|$. A szűrő-együtthatók szimmetrikus voltának következményeként $K(z)$ zéruselrendeződésének természetesen bizonyos követelményeket ki kell elégítenie [2, 5, 6]. A leglényegesebb, hogy a zérushelyek reciprok párokat alkotnak, azaz egy z_i zérushely esetén $1/z_i$ is zérushely.

Könnyű belátni, hogy a (6) szerinti referens függvény bilineáris transzformációja akkor és csakis akkor eredményez $MT/2$ késleltetésű, lineáris fázisú FIR szűrőt, ha az $A(s)$ számlálópolinom tiszta páros, vagy tiszta páratlan. Ha $A(s) = B(-s^2)$, akkor szimmetrikus, ha $A(s) = sB(-s^2)$ akkor antiszimmetrikus együttható-elrendezésű FIR szűrőt kapunk. A $K(z)$

fokszáma M , ha

$$\sum_{r=0}^{\langle R/2 \rangle} (-\alpha^2)^r b_r \neq 0,$$

ahol $\langle R/2 \rangle$ $R/2$ egész részét jelöli.

Az $s=j\Omega$ helyettesítést elvégezve nyilvánvaló, hogy $B(\Omega^2)$ valós, tehát a fázismenetet a számláló nem módosítja. A realizálhatósághoz szükséges $MT/2$ késleltetést a nevező hozza létre:

$$\frac{1}{(j\Omega + \alpha)^M} = \frac{e^{-Mj\arctg \frac{\Omega}{\alpha}}}{(\Omega^2 + \alpha^2)^{M/2}} = \frac{1}{(\Omega^2 + \alpha^2)^{M/2}} e^{-j\frac{M}{2}\omega T}.$$

Így a $K_0(e^{j\omega T})$ amplitúdókarakterisztikához rendelhető referens amplitúdókarakterisztika, $\alpha=1$ további feltételezésével:

$$\tilde{K}_0(\Omega) = \begin{cases} \frac{B(\Omega^2)}{(1 + \Omega^2)^{M/2}} & \text{ha } d_i = d_{M-i} \\ \frac{\Omega \cdot B(\Omega^2)}{(1 + \Omega^2)^{M/2}} & \text{ha } d_i = -d_{M-i}, \end{cases} \quad (8)$$

$$(9)$$

ahol a polinomegyütthatók $b_r = (-1)^r a_{2r}$ illetve $b_r = (-1)^r a_{2r+1}$ $r=0, 1, \dots, \langle R/2 \rangle$

Mint tudjuk a számláló fokszáma a nevező fokszámánál nagyobb nem lehet, $R \leq M$. Vegyük azonban észre, hogy a szimmetrikus eset páratlan M -nél és az antiszimmetrikus eset páros M -nél $R < M$ megkötést eredményez. Következésképpen $z = -1$ -ben ($\omega = \pi/T$) legalább egyszeres zérushely jön létre. Az ilyen szűrők tehát felülatéresztő jellegű karakterisztikák megvalósítására nem alkalmasak.

Lineáris fázisú FIR szűrők esetén tehát a tervezés a $B(\Omega^2)$ polinom együtthatóinak megfelelő meghatározására irányul. Ezek ismeretében a FIR szűrő együtthatóit (7) alapján kapjuk. A (7)-t közvetlenül a b_r együtthatókkal kifejezve, szimmetrikus esetben:

$$d_i = 2^{-M} \sum_{r=0}^{\langle R/2 \rangle} b_r \sum_{k=0}^i (-1)^{k+r} \binom{M-2r}{i-k} \binom{2r}{k} \quad i=0, 1, \dots, M \quad (10)$$

2. Maximálisan lapos szelektív szűrők

Ebben a szakaszban a maximálisan lapos lineáris fázisú FIR digitális szűrők megfelelő analóg referens szűrő bilineáris transzformációján alapuló approximációját mutatjuk be. Az ismertetendő módszer egységes kifejezéseket nyújt tetszőleges fokszámú szűrő esetén és egyszerű lehetőséget ad átmeneti monoton karakterisztikájú, valamint minimálfázisú FIR szűrők transzfer függvényének előállítására.

2.1 Lineáris fázisú aluláteresztők

A (8) összefüggésből kiindulva, bevezetve az $N=M/2$ jelölést, a maximálisan lapos aluláteresztő referens szűrő amplitúdókarakterisztikája:

$$\tilde{K}_0(\Omega) = \frac{\sum_{r=0}^m b_r \Omega^{2r}}{(1 + \Omega^2)^N} \quad (11)$$

ahol a végtelenbeli átviteli zérus biztosítása érdekében $0 \leq m < M/2$.

A cél a számláló b_r együtthatóinak olyan megválasztása, hogy $\tilde{K}_0(\Omega)$ maximálisan lapos karakterisztika legyen. Ha a $B(\Omega^2)$ számlálópolinomot úgy választjuk, hogy a nevező origó körüli Taylor sorának m -fokú csonkítása legyen, azaz $x = \Omega^2$ jelöléssel:

$$B_m(x) = \sum_{r=0}^m \frac{\partial^r (1+x)^N}{\partial x^r} \Big|_{x=0} \frac{x^r}{r!} = 1 + \sum_{r=1}^m \frac{x^r}{r!} [N(N-1) \dots (N-r+1)], \quad (12)$$

akkor $\tilde{K}_0(\Omega)$ első $2m+1$ Ω szerinti deriváltja az origóban zérus lesz. A $B(\Omega^2)$ ilyen választása adott $m < M/2$ mellett maximálisan lapos, monoton csökkenő karakterisztikát biztosít.

Nyilvánvaló, hogy ha M páros és így N egész, a nevező Taylor-sora önmaga és $B_m(x)$ egyszerűen az $(1+x)^N$ polinomalakjának csonkítása lesz. Az M párosságától függetlenül a keresett b_r együtthatók (12)-ből nyerhetők. A binomiális együtthatót valós számokra is értelmezve írhatjuk, hogy

$$b_r = \frac{N(N-1) \dots (N-r+1)}{r!} = \binom{M/2}{r}, \quad r=0, 1, \dots, m. \quad (13)$$

A b_r értékeit a (10) összefüggésbe helyettesítve a szűrőegyütthatókra egyszerű explicit kifejezéseket nyerünk. Kihasználva, hogy $d_i = d_{M-i}$ és hogy

$$\sum_{i=0}^M d_i = 1,$$

elegendő csupán a d_i , $i=0, 1, \dots, \langle N-1 \rangle$ együtthatókat számítani a (10) összefüggés szerint.

Könnyen belátható, hogy d_i szűrőegyütthatók egy 2^{-L} tényezőtől eltekintve egész számok, ahol

$$L = \begin{cases} M & \text{ha } M \text{ páros} \\ M + \sum_{i=0}^{\infty} \left\langle \frac{m}{2^i} \right\rangle & \text{ha } M \text{ páratlan.} \end{cases}$$

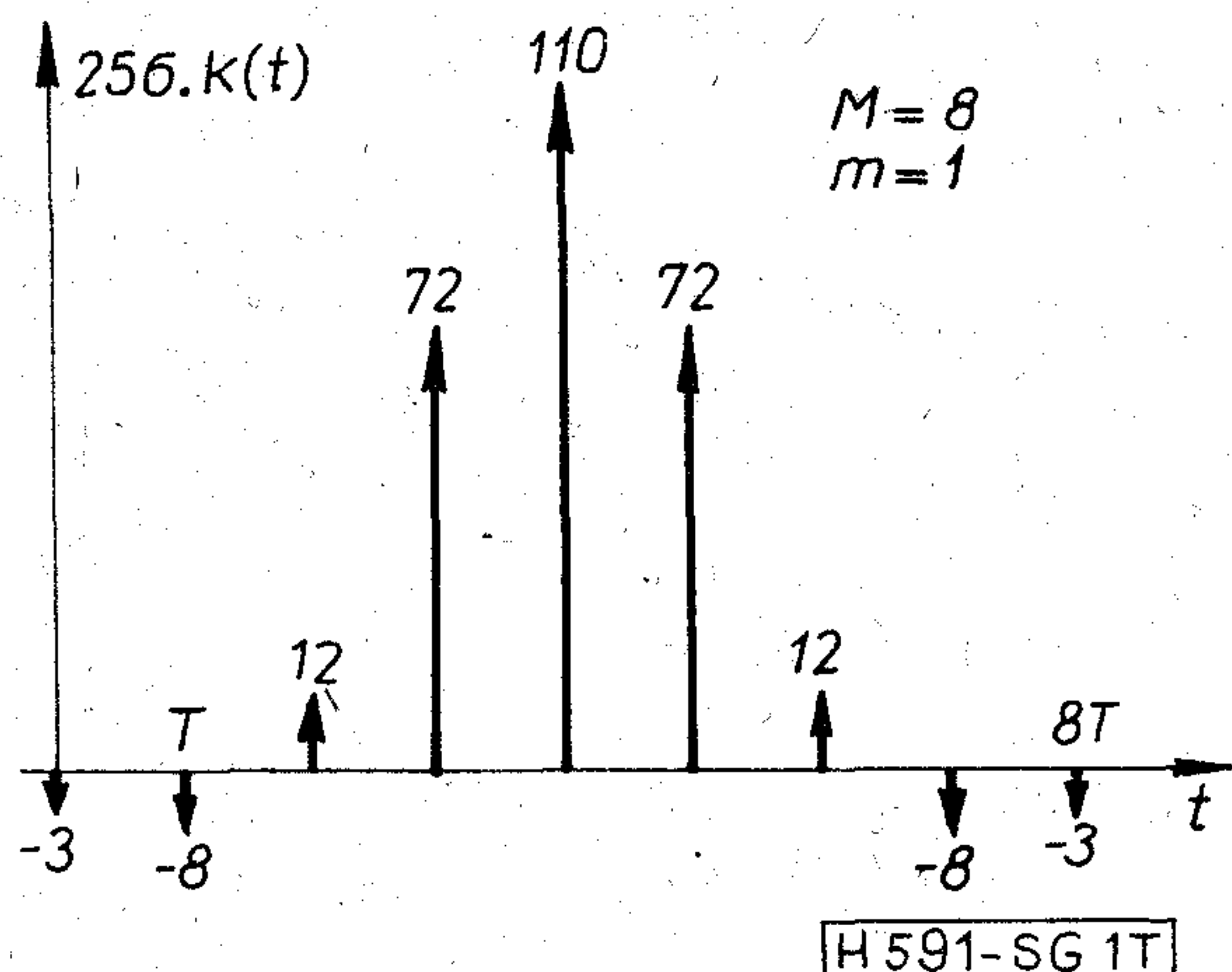
Páratlan fokszám esetén

$$\binom{M/2}{m} = \frac{M(M-2) \dots (M-2m+2)}{2^m m!} = I \cdot 2^{-\left[m + \sum_{i=1}^{\infty} \langle m2^{-i} \rangle \right]},$$

ahol I egy megfelelő egész szám. Sajnos L gyakorlatilag túl nagy ahhoz, hogy a szűrőegyütthatókat kvantálási hiba nélkül valósíthassuk meg.

A szűrőegyütthatók értékét, amelyek a FIR szűrő $k(t)$ súlyfüggvényének mintáival közvetlenül egyenlők, $M=8$ fokszám esetén a lehetséges m paraméterértékek mellett az 1. táblázat tünteti fel. A (10) összefüggésből nyilvánvaló az alábbi m szerinti rekurziós formula:

$$d_i^{(m-1+w)} = d_i^{(m-1)} + 2^{-M} \cdot W \binom{N}{m} \sum_{k=0}^i (-1)^{m+k} \binom{M-2m}{i-k} \binom{2m}{k} \quad (14)$$



1. táblázat

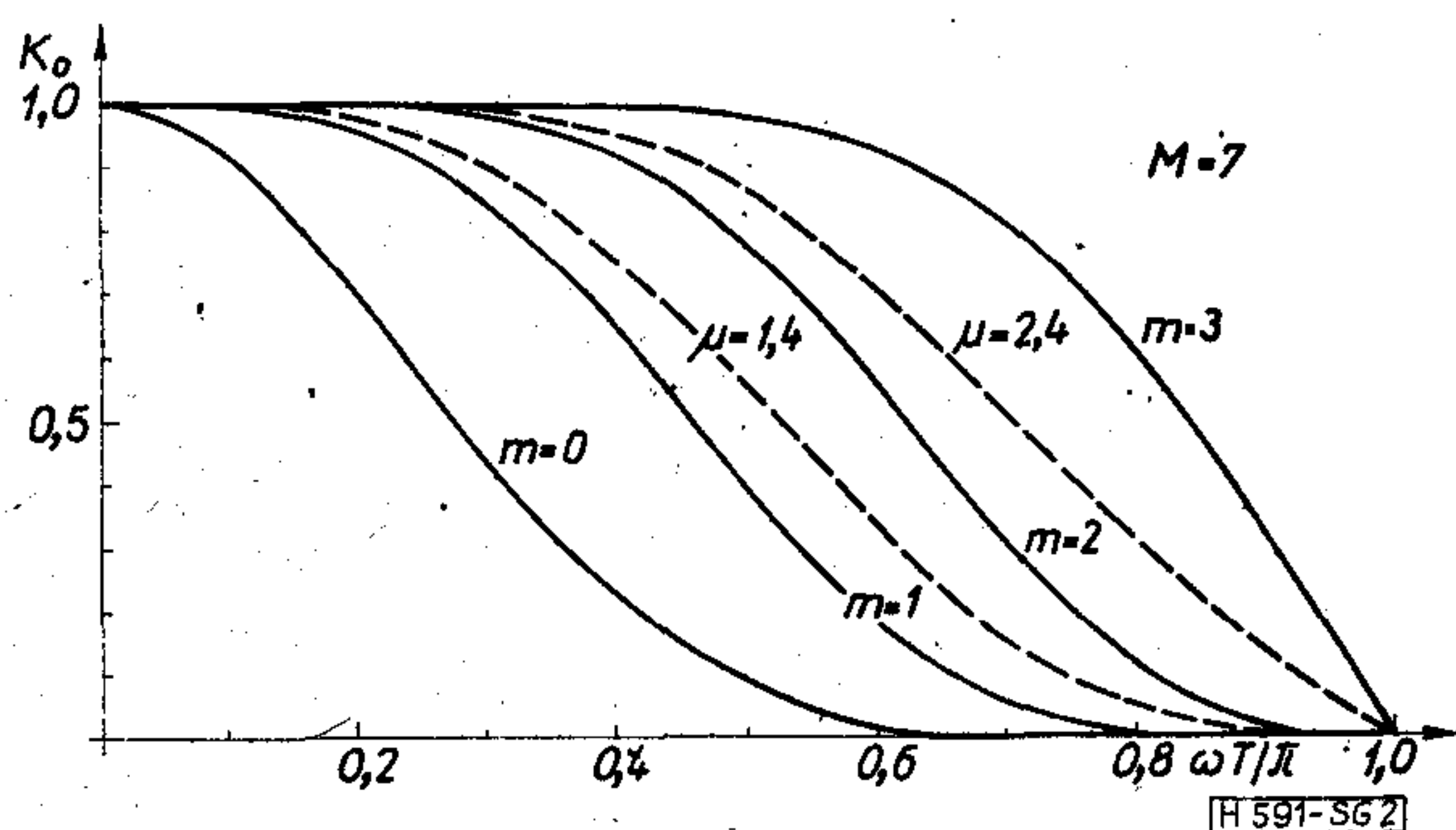
M = 8 fokú lineáris fázisú max. lapos szűrő együtthatói

m	$d_0=d_8$	$d_1=d_7$	$d_2=d_6$	$d_3=d_5$	d_4	$\omega_6 T/\pi$
0	0,0039	0,03125	0,1094	0,21875	0,27344	0,26
1	-0,0117	-0,03125	0,0469	0,28175	0,42969	0,43
2	0,117	-0,03125	-0,0469	0,28175	0,57031	0,57
3	-0,0039	0,03125	-0,1094	0,21875	0,72656	0,74

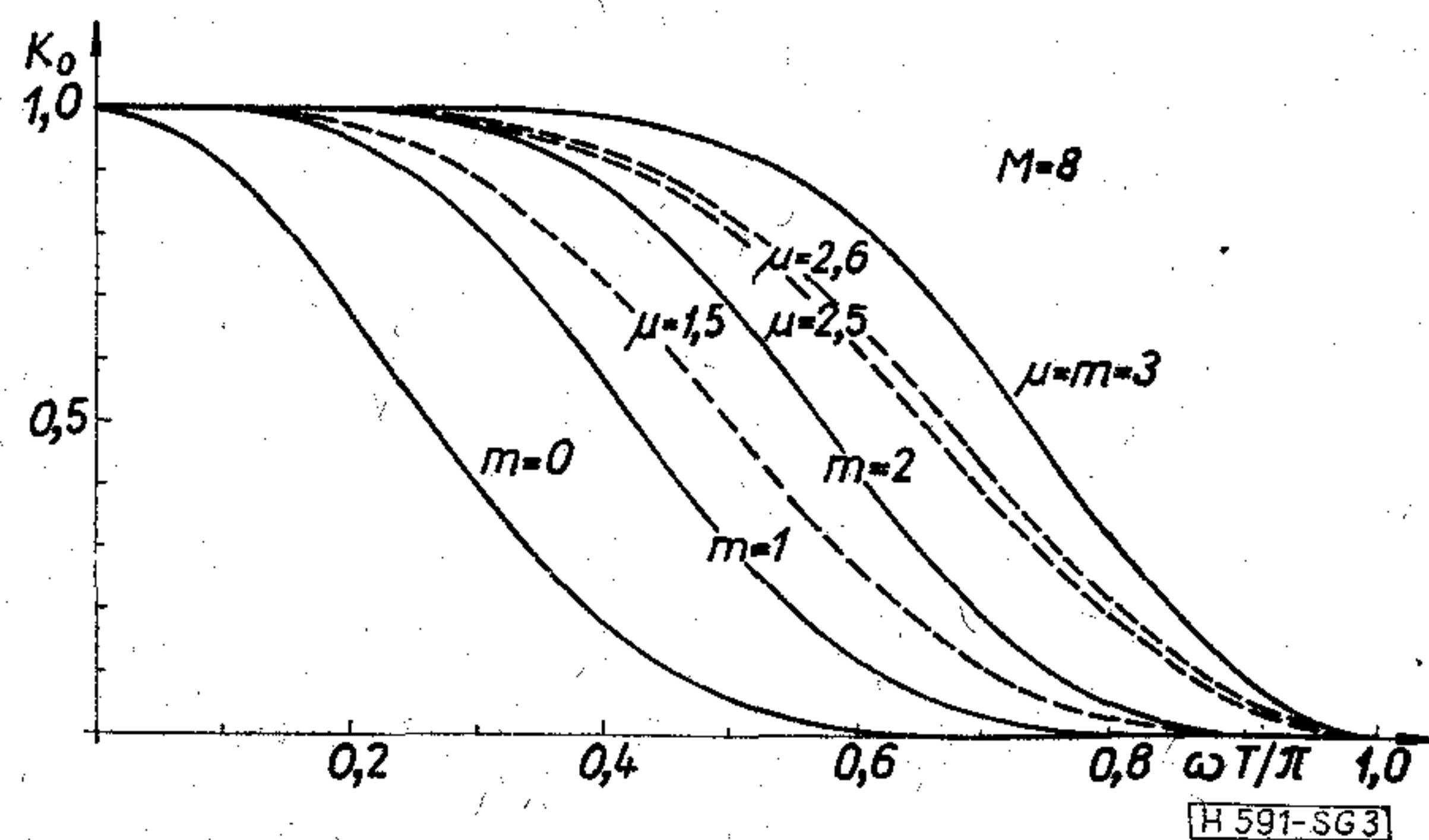
(A W súlyszámot a 2.2 pontban értelmezzük, itt $W=1$). A maximálisan lapos FIR szűrő amplitúdókarakterisztikája (11)-ből:

$$K_0(e^{j\omega T}) = \frac{\sum_{r=0}^m \binom{N}{r} \operatorname{tg}^{2r} \frac{\omega T}{2}}{\left(1 + \operatorname{tg}^2 \frac{\omega T}{2}\right)^N} = \sum_{r=0}^m \binom{M/2}{r} \sin^{2r} \frac{\omega T}{2} \cos^{M-2r} \frac{\omega T}{2}. \quad (15)$$

Vegyük észre, hogy K_0 összetevői nem negatívak a $0 \leq \omega \leq \pi/T$ tartományban. Az adott M foksám esetén az m paraméter megválasztásától függően $\langle (M+1)/2 \rangle$ -féle különböző maximálisan lapos szűrőkarakterisztikát kapunk. A karakterisztikák lapossága $2m+1$ rendű $\omega=0$ -nál, $M-2m-1$ rendű $\omega=\pi/T$ -nél. Az $z=-1$ -ben levő átviteli zérusok multiplicitása $M-2m$ (2. és 3. ábra).



2. ábra. 7-ed fokú maximálisan lapos, lineáris fázisú FIR digitálisszűrő-karakterisztikák (Szaggatottan: átmeneti karakterisztikák)



3. ábra. 8-ad fokú maximálisan lapos, lineáris fázisú FIR digitálisszűrő-karakterisztikák (Szaggatottan: átmeneti karakterisztikák)

Megjegyezzük, hogy Herrmann és Fahmy által javasolt approximációs módszerek [11, 12] csak páros foksámú lineáris fázisú FIR szűrők tervezésére alkalmasak. Természetesen azonos kényszerfeltételek mellett a karakterisztikák azonosak, mint azt Fahmy módszerének kritikájában Kaiser [13] is leszögezte. A referens szűrők módszerével azonban a szűrőegyütthatókra nyert kifejezések egyszerűbbek és páratlan foksámra is érvényesek.

Az ugyanolyan foksámú, de különböző m paraméterű szűrőkarakterisztikák rekurzívan számíthatók. (15)-ből:

$$K_0^{(m)} = K_0^{(m-1)} + \binom{N}{m} \sin^{2m} \frac{\omega T}{2} \cos^{M-2m} \frac{\omega T}{2}. \quad (16)$$

Páros M foksám esetén az amplitúdókarakterisztikák az alábbi szimmetria-tulajdonsággal rendelkeznek:

$$K_0^{(q)}(e^{j\omega T}) = 1 - K_0^{(m)}(e^{j(\omega T - \pi)}),$$

ahol $q = N - m - 1$. Ugyanis az $(1+x)^N$ nevezőpolinom együtthatóinak szimmetriája miatt írható, hogy

$$B_q(x) = (1+x)^N - x^N B_m(x^{-1}).$$

Képezve a referens transzfer függvényeket, majd azok bilineáris transzformációjával a megfelelő FIR szűrő transzfer függvényeket:

$$K_q(z^{-1}) = z^{-N} - (-1)^N K_m(-z^{-1}),$$

amiből $z = e^{j\omega T}$ helyettesítéssel már az állítás következik. Az utóbbi összefüggésből kiolvasható a szűrőegyütthatók kapcsolata is:

$$d_l^{(q)} = (-1)^{N+l+1} d_l^{(m)} \quad i \neq N$$

$$d_N^{(q)} = 1 - d_N^{(m)}.$$

Kiterjedt numerikus vizsgálataink szerint az amplitúdókarakterisztikák vágási meredeksége a 6 dB csillapításhoz tartozó ω_6 határfrekvenciánál az m értékétől nem függ. Az $M=22$ és 4 foksámokhoz tartozó meredekség viszonya 2. A maximális meredekség $m < (M-2)/4$ esetén $\omega < \omega_6$ frekvenciánál, $m > (M-2)/4$ esetén $\omega > \omega_6$ frekvenciánál jelentkezik. A határfrekvencia egy közelítő kifejezése, amely a Herrmann-féle formulánál jobb közelítést nyújt:

$$\omega_6 = \frac{1}{T} \arccos \left(\frac{M-2-4m}{M} \cos \frac{2\pi}{5\sqrt{M}} \right). \quad (17)$$

2.2 Átmeneti szűrők

Maximálisan lapos aluláteresztő szűrő tervezésénél m értékét egész számra kell választani, így — (17)-ből láthatóan — *tetszőleges határfrekvenciájú szűrőt nem* valósíthatunk meg.

A (15) szerinti karakterisztikákat megfigyelve könnyen belátható, hogy *monoton*, de *nem maximálisan* lapos karakterisztikákat nyerünk, ha a b_i együtthatókat a (13)-ban meghatározott értéknél kisebbre választjuk. Gyakorlati szempontból csak a legmagasabb fokszámú b_m együtthatóval való manipuláció érdekes. A $b_m = \binom{N}{m}$ együtthatót egy W ($0 < W \leq 1$) súlyszámmal szorozva, mint a (14) rekurziós formulából kitűnik, a d_i szűrőegyütthatók az $m-1$ és m paraméterekhez tartozó szűrőegyütthatók konvex kombinációi lesznek:

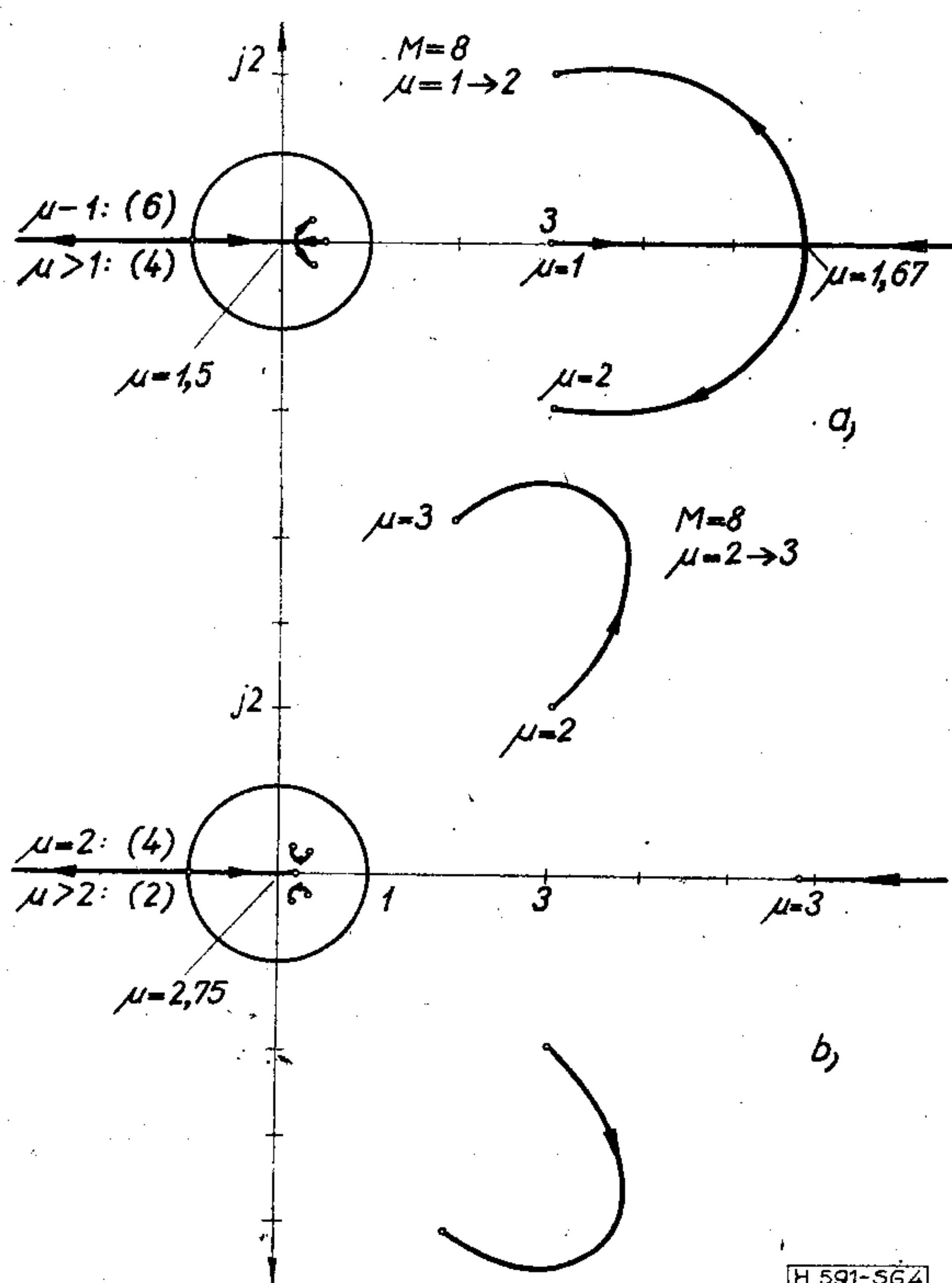
$$d_i^{(m-1+W)} = W \cdot d_i^{(m)} + (1-W) d_i^{(m-1)}$$

és nyilvánvaló (16)-ból, hogy az $m-1$ és m paraméterű amplitúdókarakterisztikák között elhelyezkedő, azok konvex kombinációjaként adódó átmeneti karakterisztikát kapunk:

$$K_0^{(m-1+W)}(e^{j\omega T}) = W \cdot K_0^{(m)} + (1-W) K_0^{(m-1)}. \quad (18)$$

Számításaink szerint az ω_6 határfrekvencia az $m-1$ és m paraméterű karakterisztikák határfrekvenciái között lineárisan interpolálható. Így a karakterisztikákat $\mu = m-1+W$ formában paraméterezhetjük, és a (17) összefüggés segítségével, m -t μ -vel helyettesítve meghatározhatjuk adott ω_6 -hoz tartozó μ paramétert. Ebből pedig:

$$m = -\langle -\mu \rangle \quad W = \mu + 1 + \langle -\mu \rangle.$$



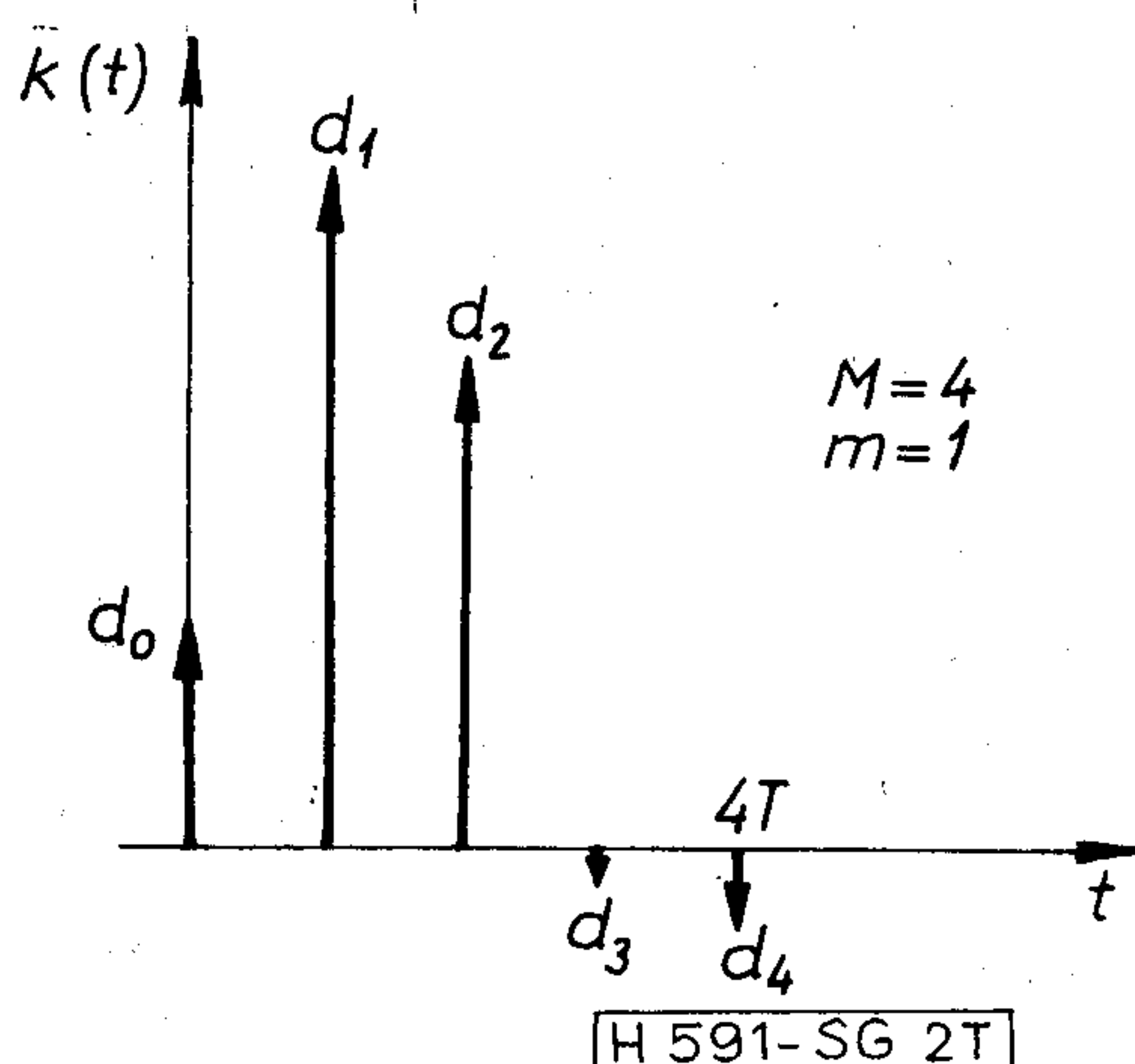
4. ábra. A zérushelyek vándorlása a μ paraméter függvényében 8-ad fokú lineáris fázisú karakterisztika esetén

Az átmeneti karakterisztikák segítségével tehát az $m=0$ és $m_{\max} = \langle (M-1/2) \rangle$ által meghatározott tartományon belül tetszőleges határfrekvenciájú monoton karakterisztika létrehozható (2. és 3. ábra). Az átmeneti karakterisztikák lapossága $\omega=0$ -nál az $m-1$ paraméterű, $\omega=\pi/T$ -nél az m paraméterű karakterisztikának megfelelően alakul. (A zérushely a $z = -1$ -ben $M+2 \cdot \langle -\mu \rangle$ multiplicitású.) A 4. ábrán $M=8$ esetén láthatjuk a zérushelyek vándorlását a μ függvényében.

Adott követelményű szűrő tervezéséhez a BASIC (PDP-8) nyelvű MAXTRANS és TRANSCO programok készültek, melyek a karakterisztikák, ill. a szűrőegyütthatók számítását végzik.

2.3 Minimálfázisú szűrők

Mivel a 2.1 pontban tárgyalt lineáris fázisú szűrők $\tilde{K}_0(\Omega)$ karakterisztikája nem-negatív, e szűrők transzformációja azonos csillapításmenetű, de fele akkora fokszámú minimálfázisú szűrőbe könnyen végre hajtható. A transzformáció az s tartományban kisebb munkával végezhető el, mint a z tartományban: M helyett csak $m < M/2$ fokszámú algebrai egyenletet kell megoldani. A megfelelő páros M fokszámhoz tartozó $B_m(-s^2)$ számlálópolinom $2m$ zérushelye az s síkon a $j\Omega$ tengelyre szimmetrikusan helyezkedik el. (A $j\Omega$ tengelyen zérusok nem léphetnek fel.) A balfélsíkra eső zérusokat kiválasztva, a minimálfázisú FIR szűrő m -fokú $A_{MF}(s)$ referens számlálópolinomját állíthatjuk elő. Az $A_{MF}(s)$ együtthatóit $M_{MF} = M/2$ mellett (7)-be helyettesítve közvetlenül az M_{MF} fokszámú minimálfázisú szűrő d_i együtthatóit kapjuk. A nyert szűrő amplitúdókarakterisztikája az M fokú és m paraméterű lineáris fázisú szűrő karakterisztikájának négyzetgyöke lesz. Következés-



2. táblázat

$M=4$ fokú minimálfázisú max. lapos szűrő együtthatói

m	d_0	d_1	d_2	d_3	d_4	$\omega_6 T / \pi$
0	0,0671	0,2588	0,3747	0,2412	0,0582	0,26
1	0,1800	0,5016	0,3717	-0,0016	-0,0617	0,43
2	0,4026	0,6227	0,0683	-0,1226	0,0291	0,57
3	0,6958	0,4514	-0,1902	0,0486	-0,0056	0,74

képpen a határfrekvenciára vonatkozó (17) összefüggés a 3 dB csillapítású pontra lesz érvényes (M itt változatlanul a lineáris fázisú szűrő fokszámát jelzi.) A 2. táblázat a 4-ed fokú minimálfázisú szűrő együtthatóit tünteti fel egész $\mu=m$ paraméterekre.

2.4 Transzformált szűrők

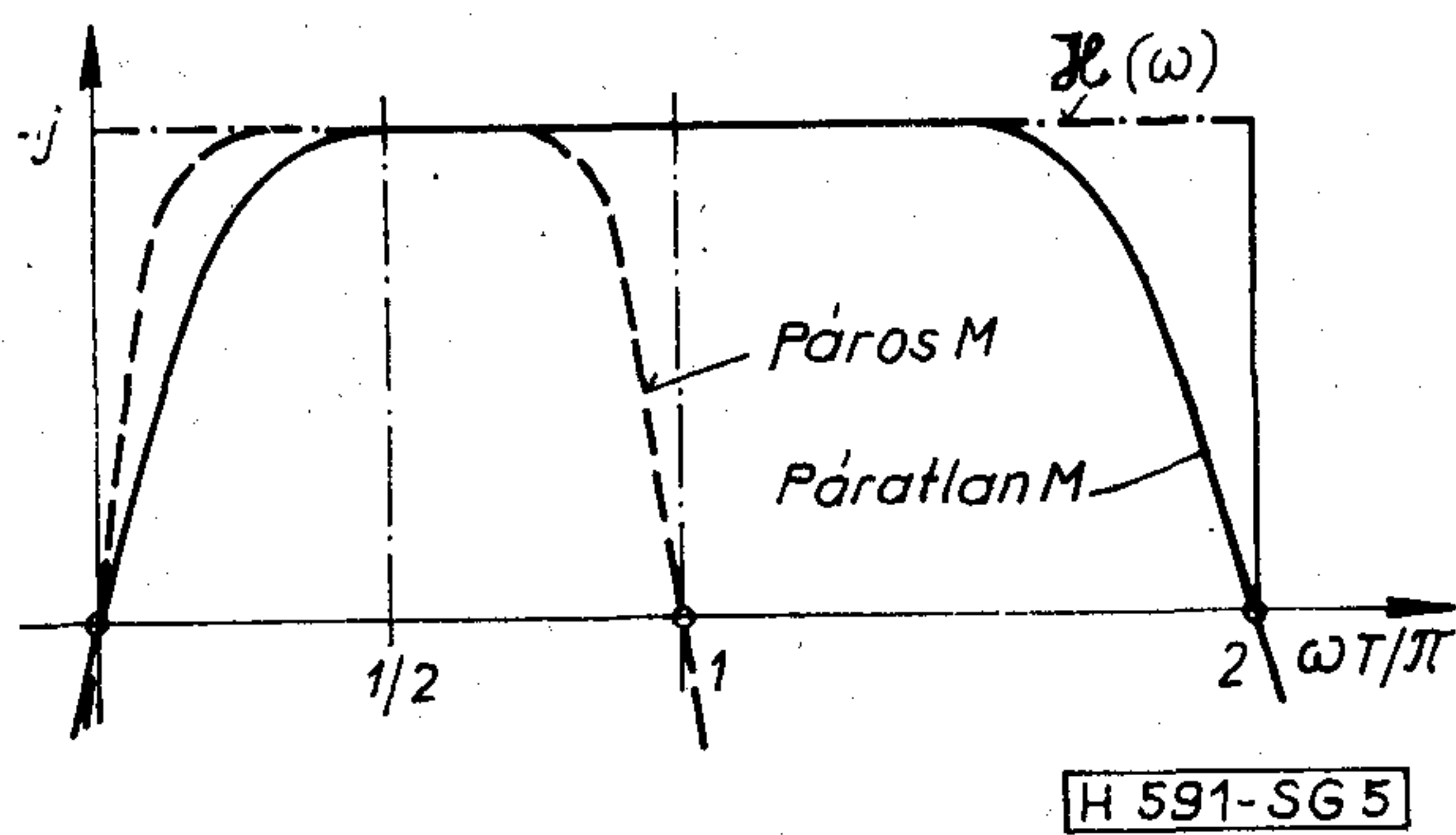
Az aluláteresztő $K(z)$ transzfer függvényében $z \rightarrow -z$ helyettesítést elvégezve feluláteresztőt, $z \rightarrow -z^2$ helyettesítéssel $\pi/2T$ sávközepű szimmetrikus sávszűrőt, $z \rightarrow z^2$ esetén szimmetrikus sávzárt kapunk. Lineáris fázismenet igénye esetén feluláteresztőt és sávszűrőt csak páros fokszámú lineáris fázismentű aluláteresztőből nyerhetünk, ugyanis páratlan fokszám esetén $z = -1$ -ben törvényszerűen zérushely van [2].

3. Maximálisan lapos kvadratúraszűrők

Az antiszimmetrikus FIR szűrők igen alkalmasak a

$$\mathcal{H}(\omega) = j \operatorname{sgn} \omega$$

definíciójú Hilbert-transzformáció realizálására. Az ilyen szűrőket Hilbert-transzformátornak vagy kvadratúraszűrőnek nevezik. A szűrőegyütthatók $d_i = -d_{M-i}$ antiszimmetriája, egy $MT/2$ késleltetés mellett biztosítja a 90° fázistolást, így teljes figyelmünket az $\omega=0$ pont kivételével konstans amplitúdó-karakterisztika approximációjára fordíthatjuk (5. ábra). Az alternálási tételre alapuló egyenletes közelítések, az ablaktechnikát alkalmazó eljárások meglehetősen számításigényesek [5, 18]. Most felhasználva a páratlan fokszámú lineáris fázisú aluláteresztőkre nyert eredményeket, a kvadratúraszűrők explicit kifejezésekre vezető maximálisan lapos approximációját mutatjuk be.



5. ábra Kvadratúraszűrő-karakterisztikák

Az 1.2 pont szerint a megengedett referens transzfer függvény:

$$\tilde{K}(s) = \frac{sB(-s^2)}{(1+s)^M}$$

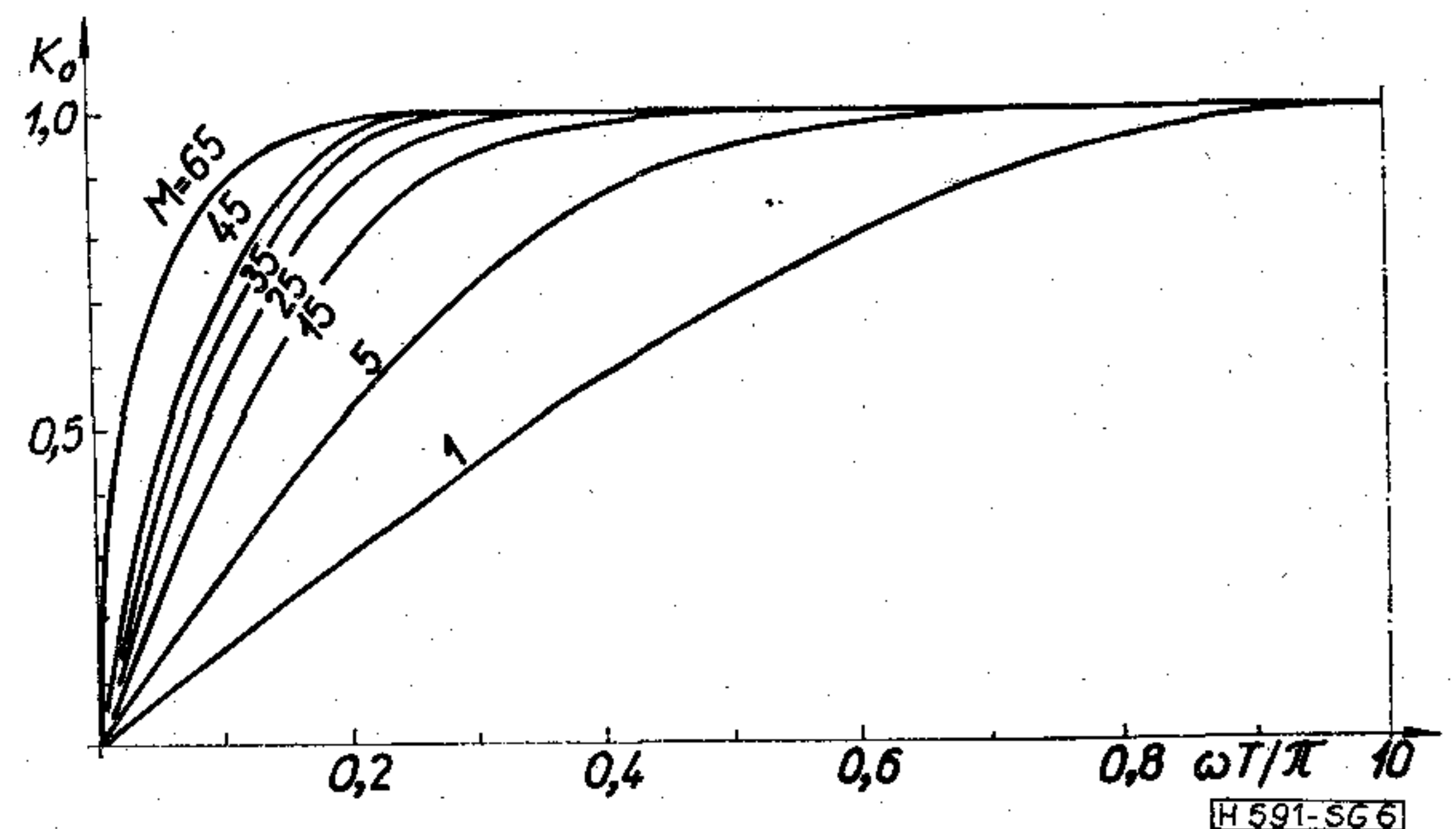
Mivel antiszimmetrikus együtthatóelrendezésnél páros fokszám esetén $\omega = \pi/T$ -ben törvényszerűen átviteli zérus lép fel, páratlan M fokszám választása előnyösebb. Így $\omega = \pi/T$ környezetében maximálisan lapos közelítést nyerhetünk és a kihasználható frekvenciatartomány π/T -ig terjed (5. ábra).

Ahhoz, hogy nagy értékű Ω -kra konstans átvitelt kapjunk $\tilde{K}(s)$ számlálójának M fokúnak kell lennie, következésképpen $B(-s^2)$ $(M-1)/2$ fokszámú lesz. Az $\omega = \Omega = 0$ pontbeli követelmény automatikusan teljesül. Így egy feluláteresztő jellegű $\tilde{K}(s)$ -t kapunk. Ha elvégezzük az $s = 1/S$ helyettesítést:

$$\tilde{K}(1/S) = \frac{B_{(M-1)/2}(-S^{-2})}{S(1+S^{-1})^M} = \frac{C_{(M-1)/2}(-S^2)}{(S+1)^M}$$

alakú páratlan fokszámú aluláteresztőhöz jutunk,

ahol: $c_r = (-1)^{\frac{M-1}{2} - r} b_{[(M-1)/2] - r}$ $r = 0, 1, \dots, (M-1)/2$. A $\tilde{K}(1/S)$ maximálisan lapos közelítése (1: 2.1 pont) a



6. ábra. Páratlan fokszámú, maximálisan lapos kvadratúraszűrő-karakterisztikák

maximális $m = (M-1)/2$ paraméter mellett a c_r együtthatókra a (13) szerinti binomiális együtthatókat eredményezi. A megfelelő aluláteresztő szűrő együtthatóit c_r értékek (10)-be helyettesítésével nyerjük. Mivel az $s = 1/S$ transzformáció a $S = (1-Z^{-1})/(1+Z^{-1})$ bilineáris leképezés után $Z^{-1} = -z^{-1}$ helyettesítéssel invertálható, a kvadratúraszűrő együtthatóit az előzőekben nyert szűrőegyütthatók $(-1)^i$ -vel való szorzásával nyerjük. Formálisan, nagyon egyszerűen, a kvadratúraszűrő d_i együtthatói (10)-ből közvetlenül kiszámíthatók, ha

$$b_r = (-1)^i \binom{M/2}{r}, \quad r = 0, 1, \dots, (M-1)/2.$$

Emlékeztetünk arra, hogy $d_i = -d_{M-i}$ és hogy a szelektív szűrőkhöz hasonlóan a d_i együtthatók kvantálási hiba nélkül valósíthatók meg, ha a szóhosszúság elegendően nagy. Például $M=5$ esetén a transzfer függvény:

$$K(z) = 2^{-8}(3 + 25z^{-1} + 150z^{-2} - 150z^{-3} - 25z^{-4} - 3z^{-5}).$$

Az amplitúdó karakterisztikák π/T -re szükségképpen szimmetrikusak. A (15)-ből, az $\omega T \rightarrow \pi - \omega T$ frekvenciatranszformációt elvégezve:

$$K_0(e^{j\omega T}) = \sum_{r=0}^{(M-1)/2} \binom{M/2}{r} \cos^{2r} \frac{\omega T}{2} \sin^{M-2r} \frac{\omega T}{2}.$$

A 6. ábra különböző páratlan fokszámú kvadratúraszűrő karakterisztikákat mutat. Mint látható az egységtől való eltérés $\pi/2T$ -nél már 5-öd fokú szűrő esetén is kisebb 5%-nál. $\pi/2T$ -re szimmetrikus karakterisztikájú kvadratúraszűrőt $z^{-1} \rightarrow z^{-2}$ helyettesítéssel állíthatunk elő.

4. Egyenletes zárótartományú szűrők

A lineáris fázisú FIR digitális aluláteresztők át-eresztő és zárótartományának egyaránt egyenletes közelítése nonlinearis optimalizálással, az alternálási tétel alapján érhető el [7–10]. Ha csak a tartományok egyikét kívánjuk egyenletesen közelíteni, akkor a Csebisev polinomok segítségével létezik analitikus megoldás páros fokszerű szűrőkre [5, 14].

Most olyan approximációs eljárást mutatunk, amely többszörös leképezéssel állít elő zárótartományban egyenletes közelítésű aluláteresztőt, bármilyen paritású fokszerű esetén. A FIR szűrő együtthatóira explicit formulákat fogunk kapni.

A lineáris fázismentet biztosító referens függvényben

$$\tilde{K}(s) = \frac{B_m(-s^2)}{(s+1)^M}, \quad 2m \leq M$$

a pólusok előírt helyen vannak. Az M fokszerű és a számláló együtthatói úgy választandók, hogy az

$$\Omega \geq \Omega_z = \operatorname{tg}(\omega_z \cdot T/2)$$

tartományban a csillapításminimumok előírt értékek legyenek. Itt ω_z ($0 < \omega_z < \pi/T$) a digitális szűrő előírt zárótartományi határfrekvenciáját jelöli. Ilyen átviteli függvény konstruálásával találkozunk az ún. L szűrők approximációjánál [19]. Egy mindentáteresztő hálózat transzfer függvényéből többszöri transzformációval az

$$\tilde{F}(s) = \frac{\prod_{i=1}^M (w + w_i)}{\prod_{i=1}^M (s + s_i)} \Big|_{w^2 = s^2 + \Omega_z^2}$$

függvényt állítja elő, ahol $w_i^2 = s_i^2 + \Omega_z^2$, $[\cdot]_2$ a párosrészt jelöli. Az $\tilde{F}(s)$ függvény abszolút értéke az $\Omega \geq \Omega_z$ tartományban 0 és 1 között ingadozik, zérushelyei mind a $j\Omega$ tengelyen vannak.

Ha most az $s_i = -1$ és az ennek megfelelő $w_i^2 = 1 + \Omega_z^2$ ($i=1, 2 \dots M$) helyettesítéseket elvégezzük, akkor $w_0 = w_i$ jelöléssel:

$$\tilde{F}(s) = \frac{[(w + w_0)^M]_2 |_{w^2 = s^2 + \Omega_z^2}}{(s+1)^M}, \quad (19)$$

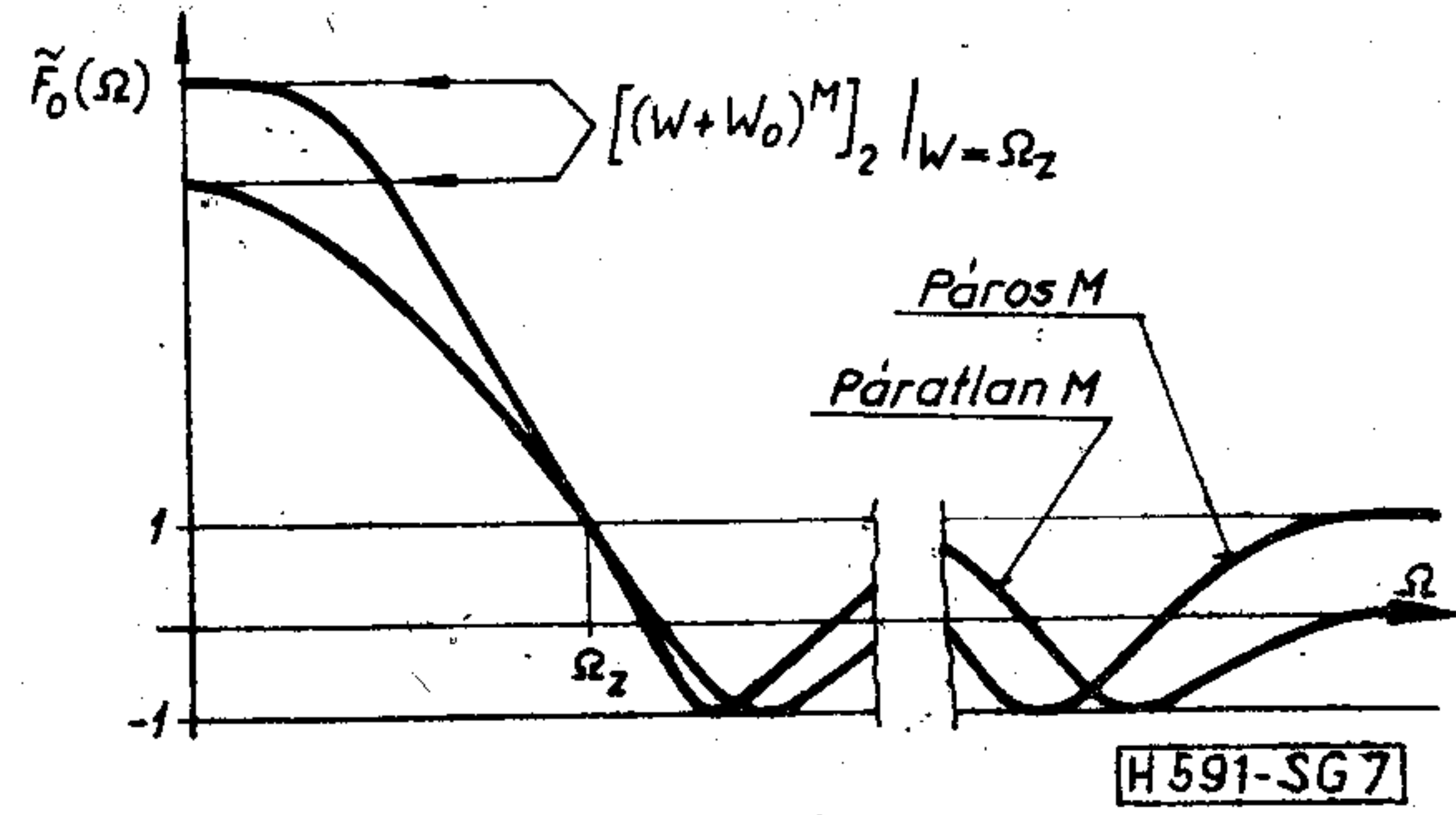
ahol

$$[(w + w_0)^M]_2 = \sum_{n=0}^{\langle M/2 \rangle} \binom{M}{2n} w_0^{M-2n} w^{2n}$$

alakban írható. Látható, hogy $\tilde{F}(s)$ számlálójának fokszerűsége M , ha M páros; $M-1$, ha M páratlan. A (8) szerinti amplitúdókarakterisztika (19)-ből, az $N=M/2$ jelölést alkalmazva (7. ábra):

$$\tilde{F}_0(\Omega) = \frac{\sum_{n=0}^{\langle N \rangle} \binom{M}{2n} (1 + \Omega_z^2)^{N-n} (\Omega_z^2 - \Omega^2)^n}{(1 + \Omega^2)^N}. \quad (20)$$

Az $\tilde{F}(s)$ függvényt $F_0 = \tilde{F}_0(0)$ mennyiséggel normalizálva kapjuk meg a keresett $\tilde{K}(s)$ referens átviteli függvényt. Az F_0 normalizáló tényező éppen az adott M és Ω_z mellett elérhető zárótartománybeli



7. ábra. Egyenletes zárótartományú normalizálatlan referens karakterisztikák

elnyomásra jellemző, a zárócsillapítás: $a_z = 20 \log F_0$ [dB]. Ha a Ω_z nagy ($\Omega_z^2 + 1 \approx \Omega_z^2$), akkor (20)-ból:

$$F_0 \approx \frac{(2\Omega_z)^M}{2}.$$

A FIR digitális szűrő amplitúdókarakterisztikája (20)-ból határozható meg. A normalizálást is figyelembe véve, átalakítások után a

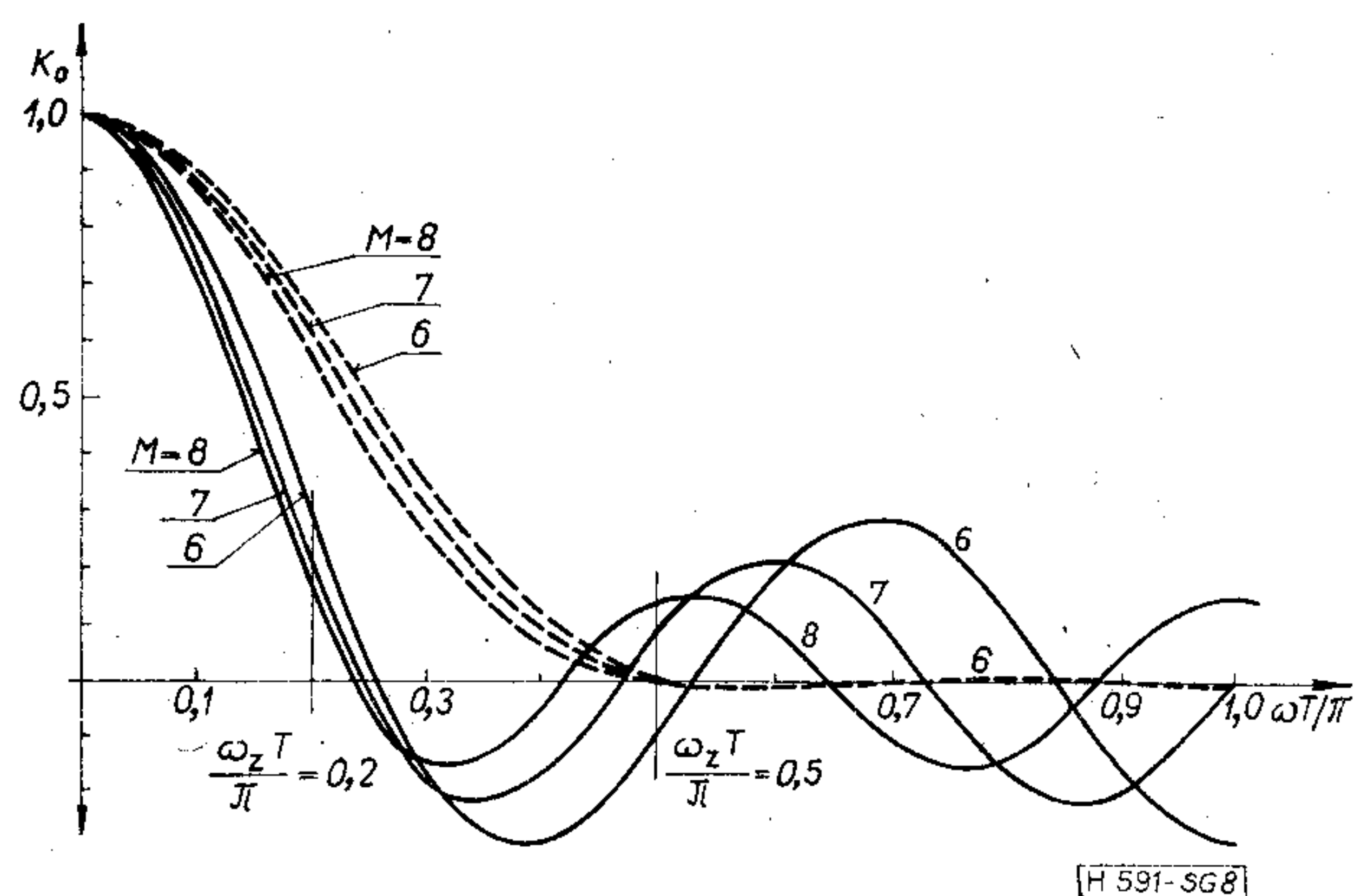
$$K_0(e^{j\omega T}) = \frac{\sum_{n=0}^{\langle N \rangle} \binom{M}{2n} (1 + \cos \omega T)^{N-n} (\cos \omega T - \cos \omega_z T)^n}{\sum_{n=0}^{\langle N \rangle} \binom{M}{2n} 2^{N-n} (1 - \cos \omega_z T)^n} \quad (21)$$

kifejezést kapjuk (8. ábra). A (20)-ból meghatározhatjuk, a referens számlálópolinom b_r együtthatóit is:

$$b_r = (-1)^r \frac{\sum_{n=r}^{\langle N \rangle} \binom{M}{2n} \binom{n}{r} (1 + \Omega_z^2)^{N-n} \Omega_z^{2(n-r)}}{\sum_{n=0}^{\langle N \rangle} \binom{M}{2n} (1 + \Omega_z^2)^{N-n} \Omega_z^{2n}}. \quad (22)$$

Nyilvánvalóan $b_0 = 1$ és páros M esetén $b_N = 1/F_0$. A b_r értékeket a (10) összefüggésbe helyettesítve a d_i együtthatóknak — a fokszerű paritástól függetlenül érvényes — explicit kifejezése állt elő. E d_i szűrő-együtthatók a TRANSCO program segítségével szintén előállíthatók (3. táblázat).

Az előállított FIR digitális aluláteresztő zárócsillapítása, az [5, 14] eljárásaihoz hasonlóan, az adott



8. ábra. Lineáris fázisú, egyenletes zárótartományú FIR digitálisszűrő-karakterisztikák

M és Ω_z mellett elérhető legnagyobb. Ennek következménye egyrészt, hogy a szűrőegyütthetők mindig pozitívak. (Ezt könnyen beláthatjuk a lineáris fázisú FIR szűrők amplitúdókarakterisztikájának d_l együtthetőkkel felírt

$$K_0(e^{j\omega T}) = \begin{cases} d_{M/2} + 2 \sum_{l=1}^{M/2} d_{M/2-l} \cos l\omega T & (M \text{ páros}) \\ 2 \sum_{l=1}^{(M+1)/2} d_{\frac{M+1}{2}-l} \cos \left(l - \frac{1}{2}\right) \omega T & (M \text{ páratlan}) \end{cases}$$

3. táblázat

M = 8 fokú lineáris fázisú egyenletes zárótartományú szűrő együtthetói

$\omega_z T / \pi$	$d_0=d_8$	$d_1=d_7$	$d_2=d_6$	$d_3=d_5$	d_4	$a_z[\text{dB}]$
0,1	0,2894	0,0567	0,0601	0,0623	0,0630	5,6
0,2	0,1153	0,0881	0,1091	0,1233	0,1284	16,2
0,3	0,0500	0,0825	0,1250	0,1575	0,1697	28,0
0,4	0,0248	0,0684	0,1275	0,1793	0,2000	40,8
0,5	0,0139	0,0555	0,1248	0,1941	0,2236	55,2
0,6	0,0087	0,0456	0,1204	0,2042	0,2420	72,1
0,7	0,0061	0,0388	0,1159	0,2111	0,2559	93,1
0,8	0,0048	0,0345	0,1124	0,2155	0,2657	122,0
0,9	0,0041	0,0320	0,1101	0,2180	0,2715	170,6

alakjából.) Másrészt, hogy az áteresztő tartománybeli viselkedés függetlenül nem specifikálható. Mint a 8. ábráról leolvasható a zárótartománybeli követelmények által megkívánt fókuszánál nagyobb fókusz alkalmazása az áteresztő tartománybeli viselkedést kedvezőtlenül befolyásolja. Az áteresztő tartomány vizsgálatához az EQUTRANS karakterisztika számító program készült.

A különböző transzformációkkal lineáris fázisú felüláteresztőt, sávszűrőt, sávzárot konstruálhatunk (1: 2,4 pont). Az egyenletes közelítésű, lineáris fázisú szűrőből fele akkora fókuszú minimálfázisú szűrőt Herrmann és Schüssler által javasolt módszerrel állíthatunk elő [20]. Jelen esetben azonban, mivel a $K(z)$ zérushelyei mind a z -sík egységkörén helyezkednek el, a lineáris fázisment egyben a minimális fázis is. Ötletüket a fókuszamplifikáció zárócsillapításnövelő hatásának meghatározására alkalmazhatjuk.

Ha az amplitúdókarakterisztikát a zárótartománybeli ingadozás $1/F_0$ nagyságával megemeljük, kétszeres multiplicitású zérushelyeket kapunk. A zérushelyeket egyszeres multiplicitással tartalmazó, fele fókuszú lineáris fázisú szűrő karakterisztikája:

$$K_{0,M/2}(e^{j\omega T}) = \sqrt{\frac{K_{0,M}(e^{j\omega T}) + \frac{1}{F_0}}{1 + \frac{1}{F_0}}}$$

alakú lesz, ahol már figyelembe vettük az $1/F_0$ eltolás miatt szükségessé váló újrnormalizálást is. Az összefüggésből kiolvasható, hogy a zárótartománybeli ingadozás amplitúdója $1/F_0$ -ról a fókuszamplifikációval

$$\sqrt{\frac{2}{F_0+1}} \cong \sqrt{\frac{2}{F_0}}$$

értékűre nő. A fókuszamplifikációval tehát egy a_z zárócsillapítás mintegy $2a_z + 6$ dB-re növelhető.

IRODALOM

- [1] Sallai Gy.: A mintavételező (digitális) szűrők osztályozása. Híradástechnika 27. k. 7. sz. 208—214. 1976 júl.
- [2] Sallai Gy.: A digitális szűrők tervezésének alapelvei. Híradástechnika 27. k. 9. sz. 257—268. 1976 szept.
- [3] J. F. Kaiser: System analysis by digital computer, John Wiley, New York (1966)
- [4] H. D. Helms: Nonrecursive digital filters; design methods for achieving specifications on frequency response. IEEE Trans. Audio El. acoust. Vol. 16. 336—342 (1968)
- [5] L. R. Rabiner, B. Gold.: Theory and application of digital signal processing. Prentice-Hall Inc. London, 1975
- [6] L. R. Rabiner, B. Gold, C. A. McGonegal: An approach to the approximation problem for nonrecursive digital filters. IEEE Trans. Audio El. acoust. Vol. 18. 83—106 (1970)
- [7] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer: Digital signal processing. Prentice-Hall Inc. New Jersey, 1975
- [8] O. Herrmann: Design of nonrecursive digital filters with linear phase, Electronic Letters, Vol. 6. No. 11. 328—329 (1970)
- [9] E. Hofsetter, A. Oppenheim, S. Siegel: On optimum nonrecursive digital filters, Proc. 9th Allerton Conf. on Circuit and System Theory, 789—798 Oct. 1971
- [10] L. R. Rabiner, I. H. McClellan, T. W. Parks: FIR digital filter design techniques using weighted Chebyshev approximation, Proc. IEEE, Vol. 63. 595—610 (1975)
- [11] O. Herrmann: On the approximation problem in nonrecursive digital filter design. IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. 18. 411—413 (1971)
- [12] M. F. Fahmy: Maximally flat nonrecursive digital filters. Int. J. Circuit Theory and Appl. Vol. 4. 311—313 (1976)
- [13] J. F. Kaiser: Comments on maximally flat nonrecursive digital filters, Int. J. Circuit Theory and Appl. Vol. 5. 103 (1977)
- [14] S. O. Scanlan, J. D. Rhodes: Microwave networks with constant delay. IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. 14. 290—297 (1967)
- [15] Sallai Gy.: Transzverzális szűrők tervezése leképzéssel és kompenzációval. Kandidátusi értekezés, Budapest, 1976.
- [16] Gy. Sallai: Design of FIR digital filters from analog filters. Proc. of 5th Summer Symp. on Circuit Theory, Vol. 2. p. 74—78. Kladno, 1977
- [17] A. J. Gibbs: The design of digital filters, Aust. Telecomm. Res. J. Vol. 4. 29—34 (1970)
- [18] O. Herrmann: Transversal filter zur Hilbert-Transformation, Archiv. Elekt. Übertragung. Vol. 23. 581—587 (1969)
- [19] Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [20] O. Herrmann, W. Schüssler: Design of nonrecursive digital filters with minimum phase. Elektronik Letters, Vol. 6. No. 11. 329—330 (1970)

MOS/LSI integrált áramkörök számítógépes tervezése: eszköz- és funkcionális modellek

ETO 621.3.049.77.001.2:681.3

Napjainkban, a nagy bonyolultságú integrált áramkörök, mikroprocesszorok elterjedésével, hazánkban is a figyelem középpontjába kerültek a MOS/LSI integrált áramkörök tervezési, gyártási módszerei. A tervezési módszerek között fontos szerepe van a MOS áramkörök számítógépes szimulációjának. Ez az áramköri szimuláció olyan áramköranalízis programot kíván, amely az áramkört alkotó félvezető-eszközöket — jelen esetben MOS tranzisztorokat — megfelelő pontossággal modellezi. Nagyobb, a szokásos áramköranalízis programok teljesítményességét meghaladó áramkörök szimulációját pedig úgy végezzük el, hogy az áramkörben egyes összetartozó, ismert működésű részeket funkcionális modellekkel helyettesítünk.

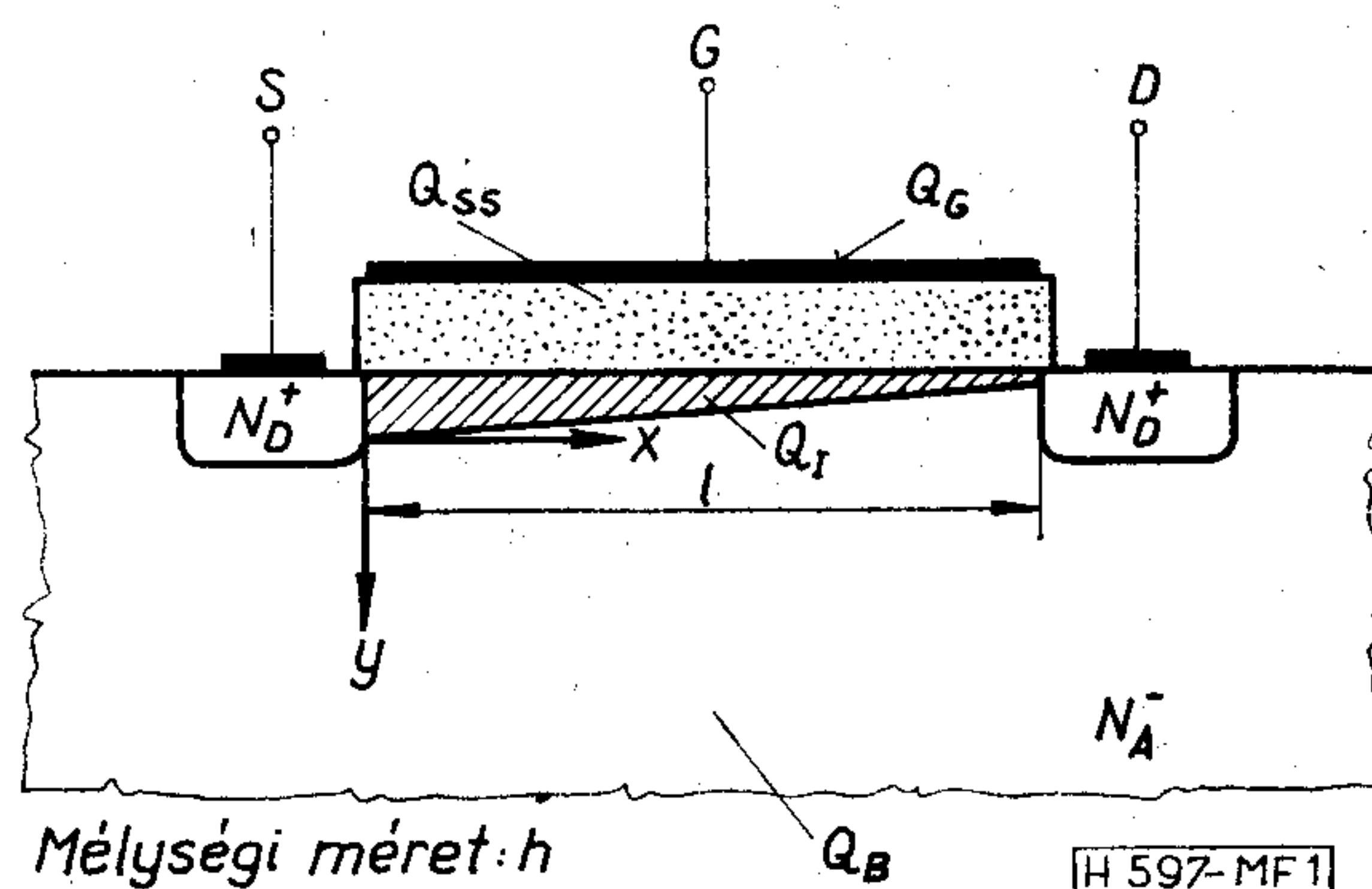
Dolgozatunkban bemutatunk egy másodlagos hatásokat is figyelembe vevő MOS tranzisztormodellt, majd egy, ezzel a modellel egyenértékű leírást nyújtó, de áramkörileg egyszerűbb, R-S flip-flop funkcionális modellt. A modellek gyakorlati alkalmazására példaképpen közöljük összetettebb MOS/LSI áramköri részeket transziens analíziseinek eredményeit. A modelleket a BME Elektronikus Eszközök Tanszéken kifejlesztett és már több hazai számítógéppontban is hozzáférhető TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis programba építettük be [1], [2]. Az itt közölt számítógépes analíziseket a Központi Fizikai Kutató Intézet ICT 1905 számítógépre adaptált TRANZ-TRAN változattal végeztük [3].

1. Rövid irodalmi áttekintés

A MOS eszközök gyakorlati megvalósítása, működésmódjuk tisztázása különösen S. R. Heiman és F. P. Hofstein [4] nevéhez fűződik, míg a karakterisztikaegyenletek megadása elsősorban H. K. J. Ihantola, J. L. Moll és C. T. Sah érdeme [5], [6]. A hatvanas évektől a jelenbe is nyúló időszakban sok közlemény foglalkozott MOS eszközök modellezésével. Meg kell említenünk J. E. Meyer [7], G. Merckel et al. [8], valamint F. S. Jenkins et al [9] munkáit. Az utóbbi, 1973-as cikk a témakörnek addigi teljes áttekintését és feldolgozását adja meg. Később a modellek további pontosítására is sor került [10]—[14]. Publikáltak MOS-orientált áramköranalízis programot [15] és egyszerű funkcionális modellekre történő kísérleteket is [16]—[17]. Hazai viszonylatban meg kell említeni dr. Tarnay Kálmán és csoportja több mint 10 éves múltra visszatekintő, úttörő jellegű munkáját [18]—[23].

2. TRANZ-TRAN MOS tranzisztormodell és alkalmazása

A TRANZ-TRAN áramköranalízis programban MOS modell már kezdetől fogva hozzáférhető volt [1], [2]. Az itt ismertetendő modell azonban pontosabb szimulációt tesz lehetővé. Ez a modell elsősorban növekményes típusú MOS tranzisztorra érvényes, azonban — bár más kiinduló összefüggésekből és határfeltételekkel — formailag alig eltérő modellt alkalmazhatunk kiürítési típusú MOS tranzisztorra is.



1. ábra. MOS tranzisztor metszeti rajza

Tekintsük az 1. ábrán látható MOS struktúrát. A csatornában a mozgóképes töltések haladására a transzportegyenlet vonatkozik. Egy dimenzióban felírva:

$$J_n = q \cdot \mu_n \cdot n \left(\frac{\partial U}{\partial x} - \frac{U_T}{n} \cdot \frac{\partial n}{\partial x} \right). \quad (2.1)$$

Mivel a jelentkező nagy térerősségnél a diffúziós tagot elhanyagolhatjuk, valamint bevezethetjük az effektív mozgékonytságot [24], a MOS struktúra differenciálegyenletét ilyen alakban nyerhetjük:

$$I_D = -q \cdot h \cdot \mu_{eff} \cdot Q_I \cdot \frac{dU}{dx}, \quad (2.2)$$

ahol

$$Q_I = -(Q_G + Q_{SS} + Q_B) \quad (2.3)$$

a töltésegysúly fennállása következtében.

A felületegységre eső fajlagos gate-kapacitás bevezetésével, valamint a szubsztráttöltéseknek a kiürített rétegre jutó feszültség segítségével történő felírásával [25] (2.2) megoldása a MOS tranzisztorok trióda üzemmódjára kisebb azonos átalakítások után a következő alakban adható meg:

$$I_D = F(U_{GS}) - F(U_{GD}), \quad (2.4)$$

ahol

$$F(U) = \begin{cases} I_0 \cdot (U - V_T^*)^2, & \text{ha } U > V_T^*, \\ 0, & \text{ha } U \leq V_T^*, \end{cases} \quad (2.5)$$

és

$$V_T^* = V_{T0} + V_{TK} \cdot \frac{W_F}{U_{GS} - U_{GD}} \cdot \left[\left(\frac{U_{DB}}{2W_F} + 1 \right)^{3/2} - \left(\frac{U_{SB}}{2W_F} + 1 \right)^{3/2} \right]. \quad (2.6)$$

A használt állandók:

$$V_{T0} = 2W_F - U_K - \frac{Q_{SS}}{C_0} \quad (2.7)$$

(az ideális küszöbfeszültség), valamint

$$V_{TK} = \frac{8}{3} \cdot \frac{\sqrt{q \cdot \epsilon_H \cdot N_A \cdot |W_F|}}{C_0}, \quad (2.8)$$

ahol:

- W_F a félvezető Fermi-nívójának adalékolástól függő helyzete;
- U_K a kontaktpotenciál;
- q az elemi töltés;
- Q_{SS} a felületi állapotok által képviselt töltés;
- ϵ_H a félvezető dielektromos állandója;
- N_A a szubsztrát alapadalek-koncentrációja;
- C_0 a gate felületegységre vonatkoztatott fajlagos kapacitása.

A telítési üzemmód határát a (2.4) egyenletre vonatkozó

$$\frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \bigg|_{U_{DS}=U_{DS \max}} = 0 \quad (2.9)$$

feltételből adódó

$$U_{DS \max}^2 - \left[2(U_{GS} - V_{T0}) + \frac{9}{32} \cdot \frac{V_{TK}^2}{W_F} \right] \cdot U_{DS \max} + (U_{GS} - V_{T0})^2 - \frac{9}{16} \cdot V_{TK}^2 \cdot \left(\frac{U_{SB}}{2W_F} + 1 \right) = 0 \quad (2.10)$$

másodfokú egyenletből határozhatjuk meg. Modelünkben — digitális áramkörök vizsgálatánál nyert gyakorlati tapasztalatokra támaszkodva — első közelítésben a telítési szakaszban a MOS tranzisztor kimenővezetését zérusnak tekintjük. Ezt a (2.4)–(2.6) egyenletekben az

$$U_{DB} = U_{SB} + U_{DS \max}, \quad (2.11)$$

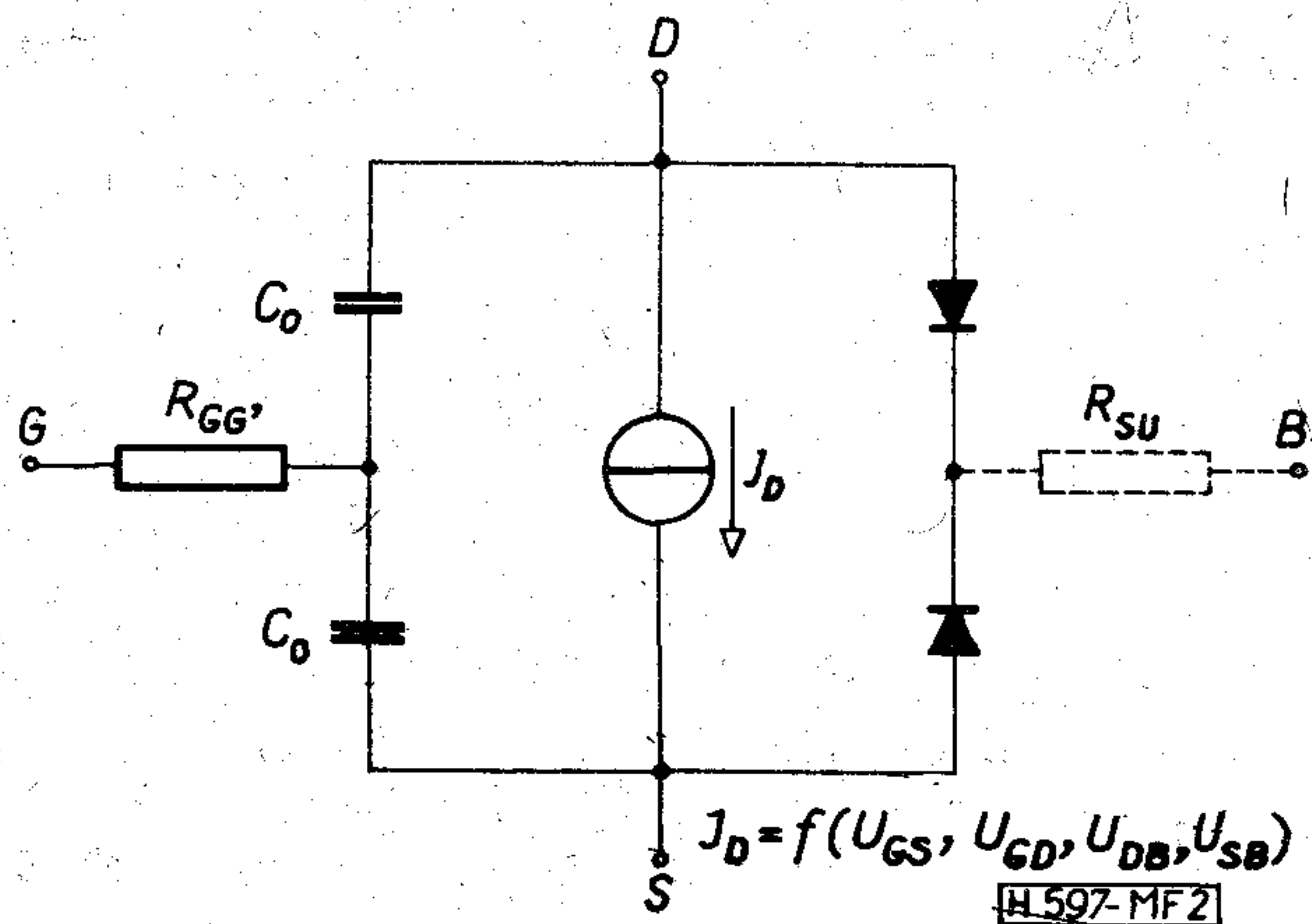
valamint az

$$U_{GD} = U_{GS} - U_{DS \max} \quad (2.12)$$

helyettesítésekkel vehetjük figyelembe, ha $U_{DS} > U_{DS \max}$.

A (2.4)–(2.12) egyenletekkel — mint látható — az eszköz csatornaáramának olyan kifejezését kaptuk meg, amely tekintetbe veszi a szubsztrátban tárolt töltéseknek a karakterisztikaegyenletre gyakorolt ismert hatását is [26], a küszöbfeszültség megfelelő mértékű módosításával.

A 2. ábrán látható MOS modell [27] a csatornaáramot reprezentáló áramgenerátoron kívül tartalmazza még az állandónak tekintett gate-kapacitá-



2. ábra. TRANZ-TRAN MOS tranzisztormodell

sokat és gate-ellenállást, valamint a szubsztrát-source, szubsztrát-drain diódákat és ezek feszültségfüggő kapacitásait. Ezek a diódák a MOS tranzisztor normális működése záró irányban vannak előfeszítve. Így a modell tekintetbe veszi a szubsztrát-diódák letörési jelenségeit, azonban elhanyagolja a gate-csatorna, továbbá source-drain letörést. A modell tartalmazhat még a szubsztrát felé egy soros ellenállást is. Ha ez utóbbi R_{SU} ellenállást nem tekintjük, a modell alkalmazása minden MOS tranzisztor esetén 1 plusz csomópontot és 6 plusz ágat jelent az áramköranalízis program számára. A modell biztosítja a teljes drain-source szimmetriát. Áramgenerátorának forrásárama a négy szimmetrikus kapocsfeszültségtől (U_{GS} , U_{GD} , U_{SB} , U_{DB}) függ.

A hőmérsékletfüggés számításba vételére szolgáló összefüggések:

$$I_0(T) = I_0(T_0) \cdot [1 + \alpha_I(T - T_0)], \quad (2.13)$$

$$V_T^*(T) = V_T^*(T_0) \cdot [1 + \alpha_T(T - T_0)]. \quad (2.14)$$

A modell alkalmazásához a MOS tranzisztor bizonyos adatain kívül szükség van még a parazita diódák paramereinek megadására is (ez utóbbiak megegyeznek a TRANZ-TRAN programban egyébként is meglevő félvezető dióda-modell által kért adatokkal).

A MOS-modellhez megadandó paramétereket a 3. ábrán mutatjuk be.

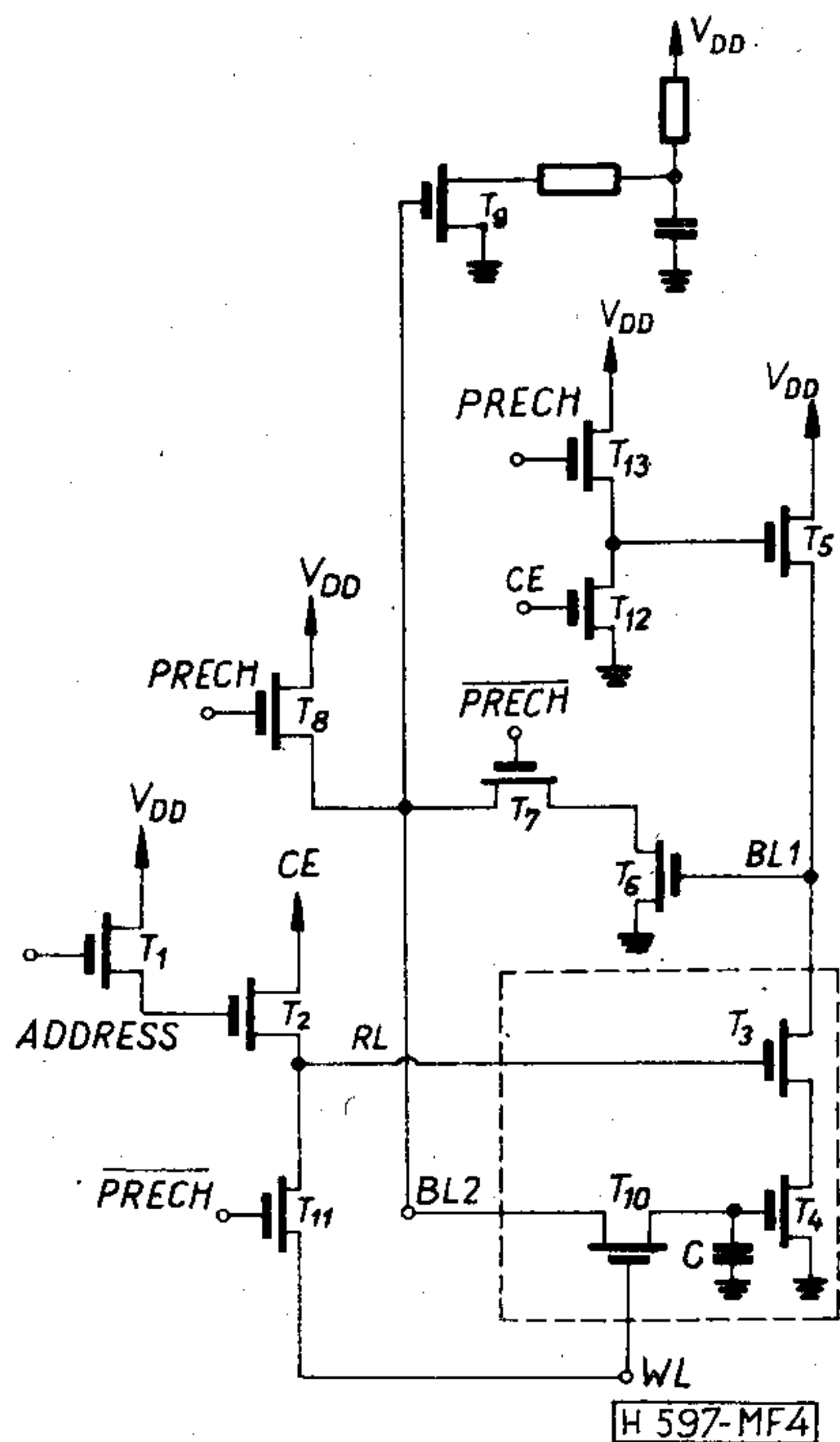
A modell alkalmazására példaképpen bemutatjuk a SIGNETICS 1103 Si-gate MOS/LSI RAM vizsgálatát. A közös áramköri részletekkel kiegészített elemi tárolócellát a 4. ábrán láthatjuk [28].

R_S	J_S	$m \cdot U_T$	J_Z	U_L	n
τ	C_T	R_{th}	C_{th}	T_{max}	U_g
W_F	V_{TK}	—	C_0	—	$m \cdot U_T$
J_0	α_I	V_{T0}	α_U	R_{SU}	1,0
1,0	$R_{GG'}$	U_g	—	—	0,0

Parazita diódák adatai

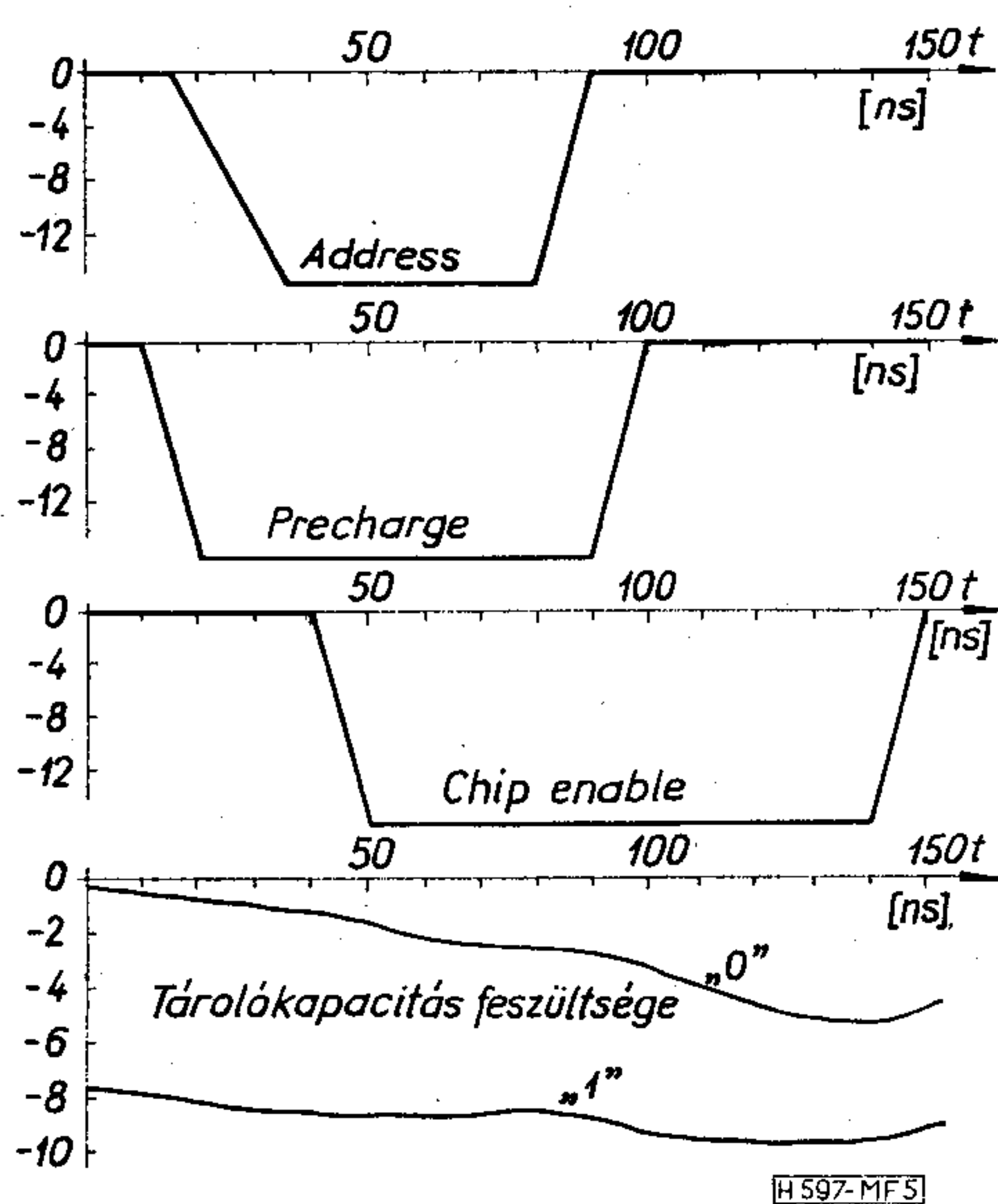
H597-MF3

3. ábra. TRANZ-TRAN MOS tranzisztormodell katalógusadatai



4. ábra. SIGNETICS 1103 MOS RAM egyszerűsített rajza

A 13 MOS tranzisztort tartalmazó áramkör tranziens analízisekor az egyes vonalak (WL , RL stb.) parazita kapacitásait konstans értékű — a 4. ábrán az egyszerűség kedvéért nem feltüntetett — kapacitásokkal figyelembe vettük. A 84 ágat és 30 csomópontot tartalmazó áramkör egy tranziens időpillanatra vonatkozó analízise a KFKI ICT 1905 gépén átlagosan 30 s időt igényelt. Az eredmények szemléltetési céljából az 5. ábrán feltüntetettük az ADDRESS, CHIP ENABLE, PRECHARGE vezérlőjeleket, valamint a cella tárolókapacitásán levő feszültség időbeli változását a cella logikai 0 és 1 állapotában. Az ábra alapján meggyőződhetünk a tárolócella visszaírási folyamatának megfelelő lefolyásáról.



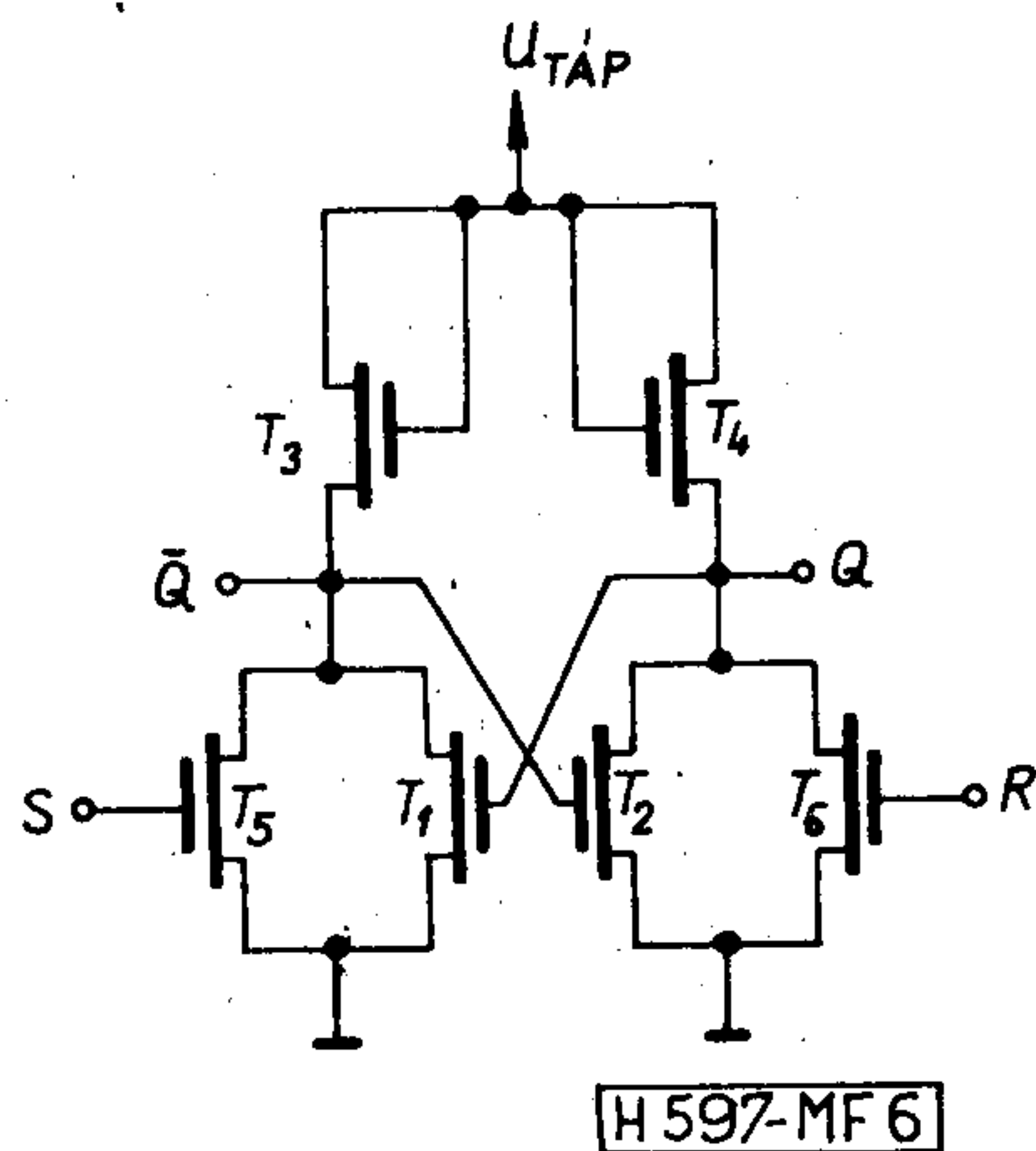
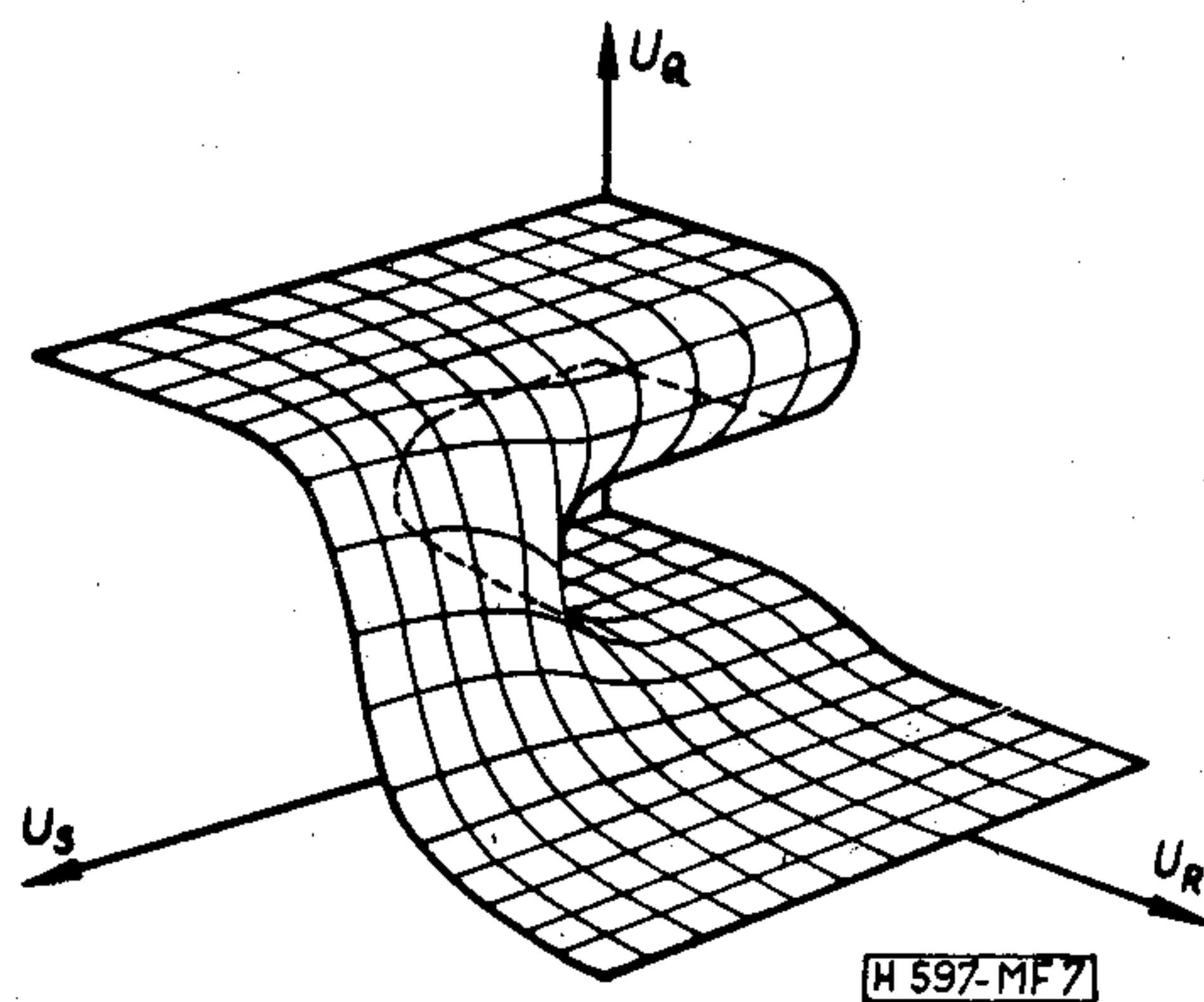
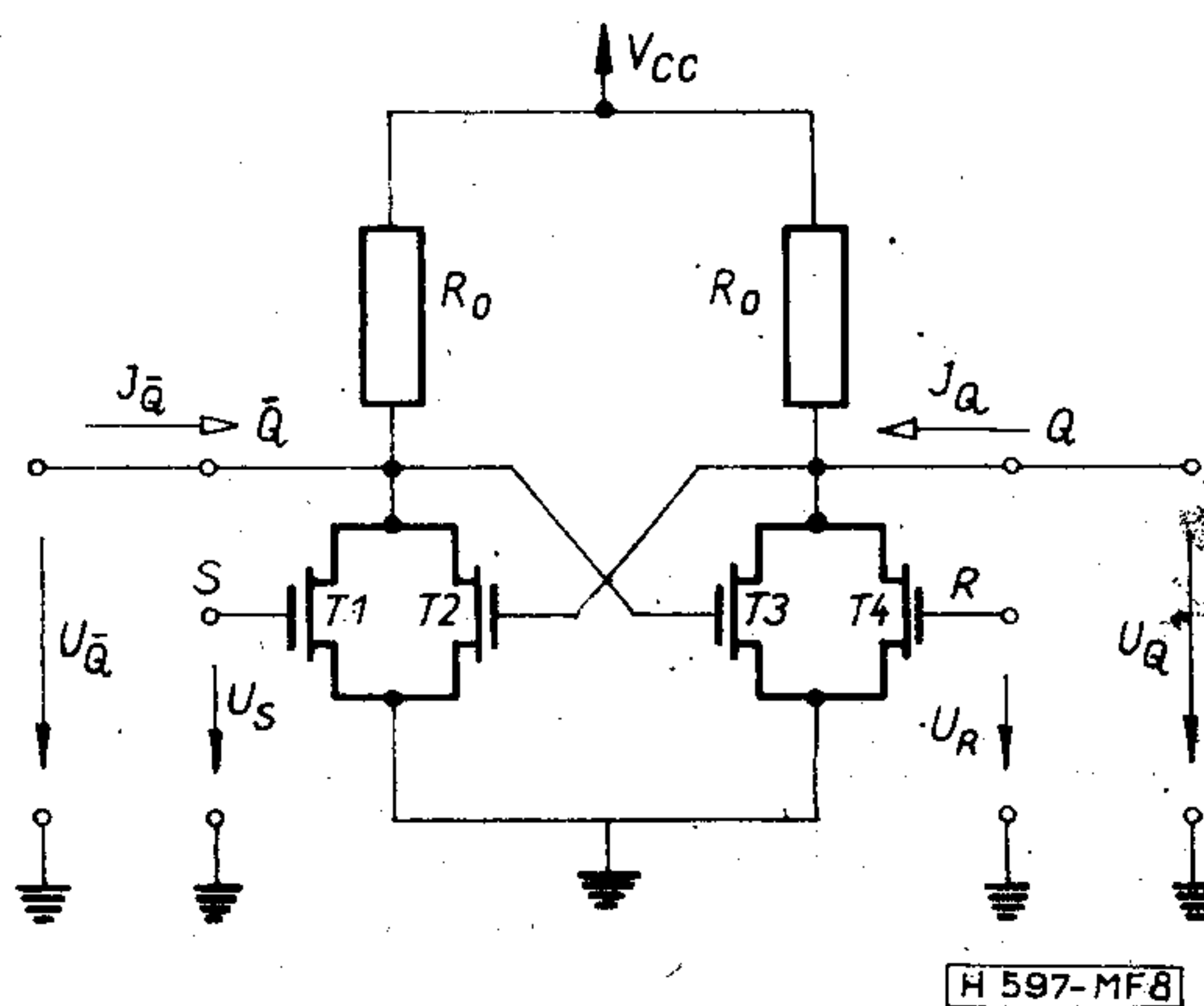
5. ábra. SIGNETICS 1103 MOS RAM tranziens analízisének eredményei

3. TRANZ-TRAN R-S flip-flop funkcionális modell és alkalmazása

Tekintsük a 6. ábrán látható R - S flip-flop kapcsolást!

A kapcsolat egyenáramú működését a 7. ábrán követhetjük végig. Ennek a térbeli transzfer karakterisztikának a végigszámolását az analízisprogrammal természetesen úgy végeztük, hogy minden tranzisztor helyébe az előző pontban ismertetett modell került.

Sok gyakorlati esetben azonban elsősorban nem is a flip-flop, hanem az általunk tervezett illeszkedő áramkörök működése érdekel. Kézenfekvő, hogy ekkor a flip-flop fenti gépidő- és memóriaigény-


 6. ábra. MOS R - S flip-flop

 7. ábra. MOS R - S flip-flop egyenáramú transzfer felülete

 8. ábra. Egyszerűsített MOS R - S flip-flop

rabló leírása helyett próbálunk olyan helyettesítő kapcsolást — funkcionális modellt — konstruálni, amely a működést belül akár csak logikai szinten tükrözi, de áramkörileg sokkal egyszerűbb.

Tekintsük a 8. ábrán látható egyszerűsített R - S flip-flop kapcsolást — ahol a csak terhelés funkciót ellátó MOS tranzisztorokat konstans értékű ellenállásokkal helyettesítettük. Az áramkörnek két bemenete (U_R és U_S), valamint két kimenete (U_Q és $U_{\bar{Q}}$) van. Megfigyelhetjük, hogy a kimeneti pontok árama (I_Q és $I_{\bar{Q}}$) az állandónak tekinthető tápfeszültségen kívül mindig csak három kapcsolási feszültségtől függ. Ennek alapján könnyen rajzolhatunk helyettesítő képet az R - S áramkörrel (9. ábra). A modell alapegyenleteit a két áramgenerátorra vonatkozó (3.1) és (3.2) egyenletek adják, amelyeket még kiegészítjük a tranziens viselkedést leíró kondenzátorok áramegyenleteivel is [29]:

$$I_{G1} = f(U_G, U_{\bar{Q}}, U_Q), \quad (3.1)$$

$$I_{G2} = f(U_S, U_Q, U_{\bar{Q}}), \quad (3.2)$$

$$I_Q = I_{G1} + C_2 \cdot \frac{dU_Q}{dt}, \quad (3.3)$$

$$I_{\bar{Q}} = I_{G2} + C_2 \cdot \frac{dU_{\bar{Q}}}{dt}, \quad (3.4)$$

$$I_R = C_1 \cdot \frac{dU_R}{dt}, \quad (3.5)$$

$$I_S = C_1 \cdot \frac{dU_S}{dt}. \quad (3.6)$$

A fenti R - S funkcionális modell nem igényel többlet csomópontot, csupán 6 többlet ágat (az eredeti áramkör 6 többlet csomópontot és 36 többlet ágat jelentett).

A következőkben megmutatjuk a 9. ábra áramgenerátorai forrásáramának és C_1 , C_2 kapacitásértékeinek meghatározását.

Az áramkör szimmetriája következtében elegendő a 10. ábrán látható fél flip-flopot, NOR-kaput vizsgálni (DC felületét a 11. ábrán láthatjuk).

A 10. ábrán *-gal jelölt csomópontra vonatkozó Kirchhoff-egyenlet,

$$I_{ki} = I_{T1} + I_{T2} - I_R \quad (3.7)$$

adja az $I_{G1} = I_{ki}$ áramgenerátor-forrásáramot. Az előző rész (2.4)–(2.12) egyenletei alapján a (3.7) egyenletben szereplő további áramok így írhatók fel:

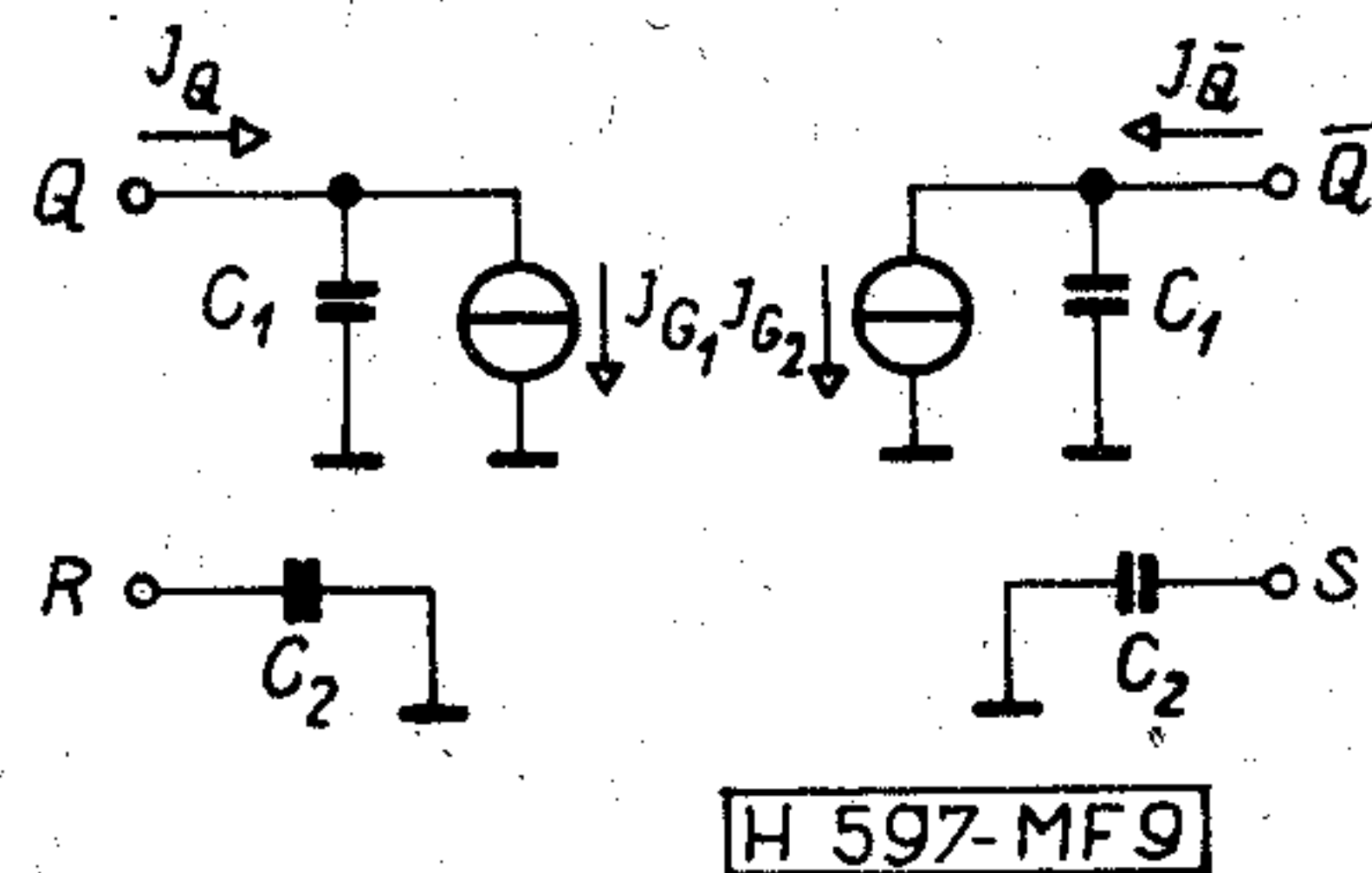
$$I_{T1} = F(U_1) - F(U_1 - U_{ki}), \quad (3.8)$$

$$I_{T2} = F(U_2) - F(U_2 - U_{ki}), \quad (3.9)$$

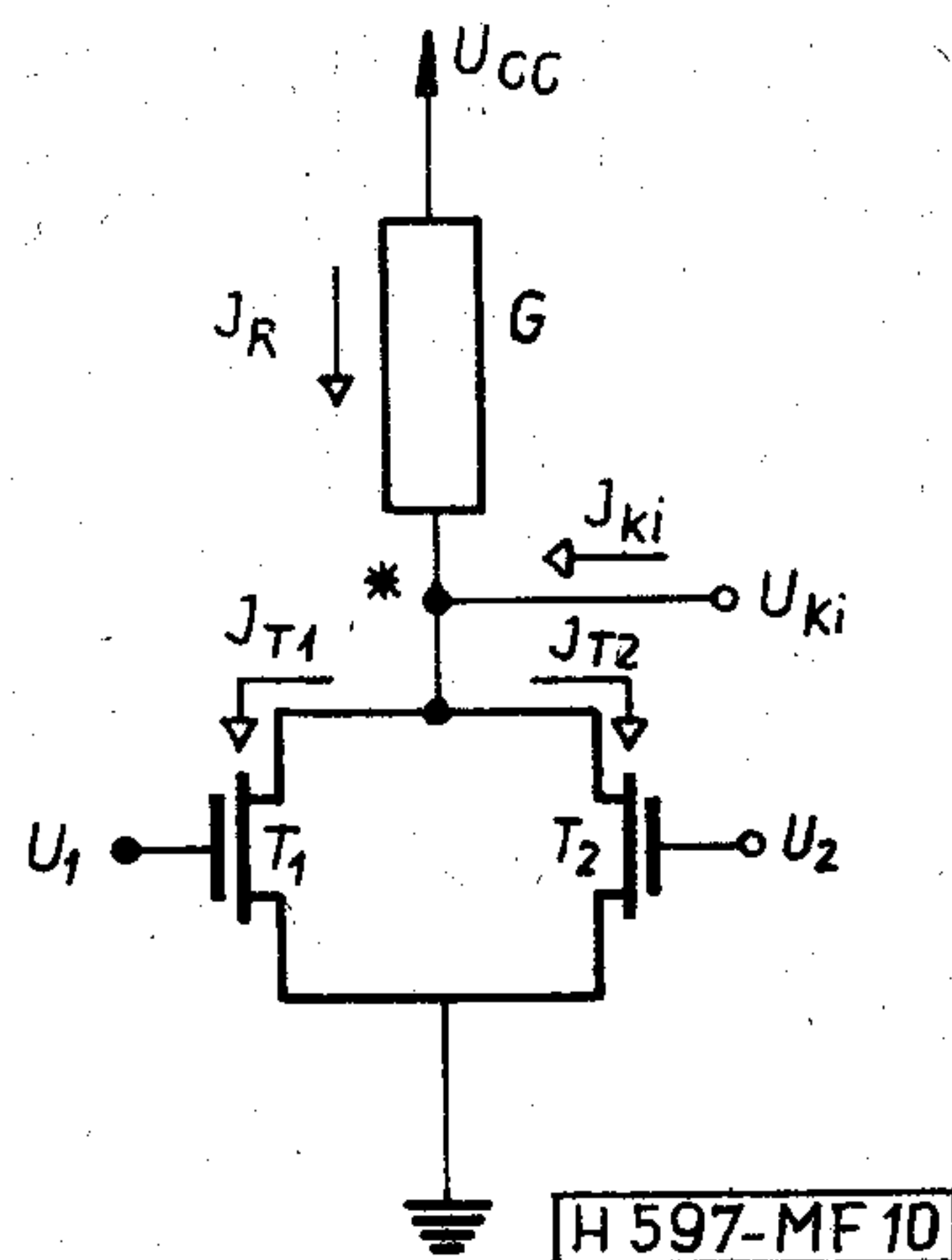
$$I_R = G \cdot (V_{CC} - U_{ki}). \quad (3.10)$$

A fenti egyenletekkel a (3.1) és (3.2) képletekben szereplő függvények kifejezését meg is adtuk.

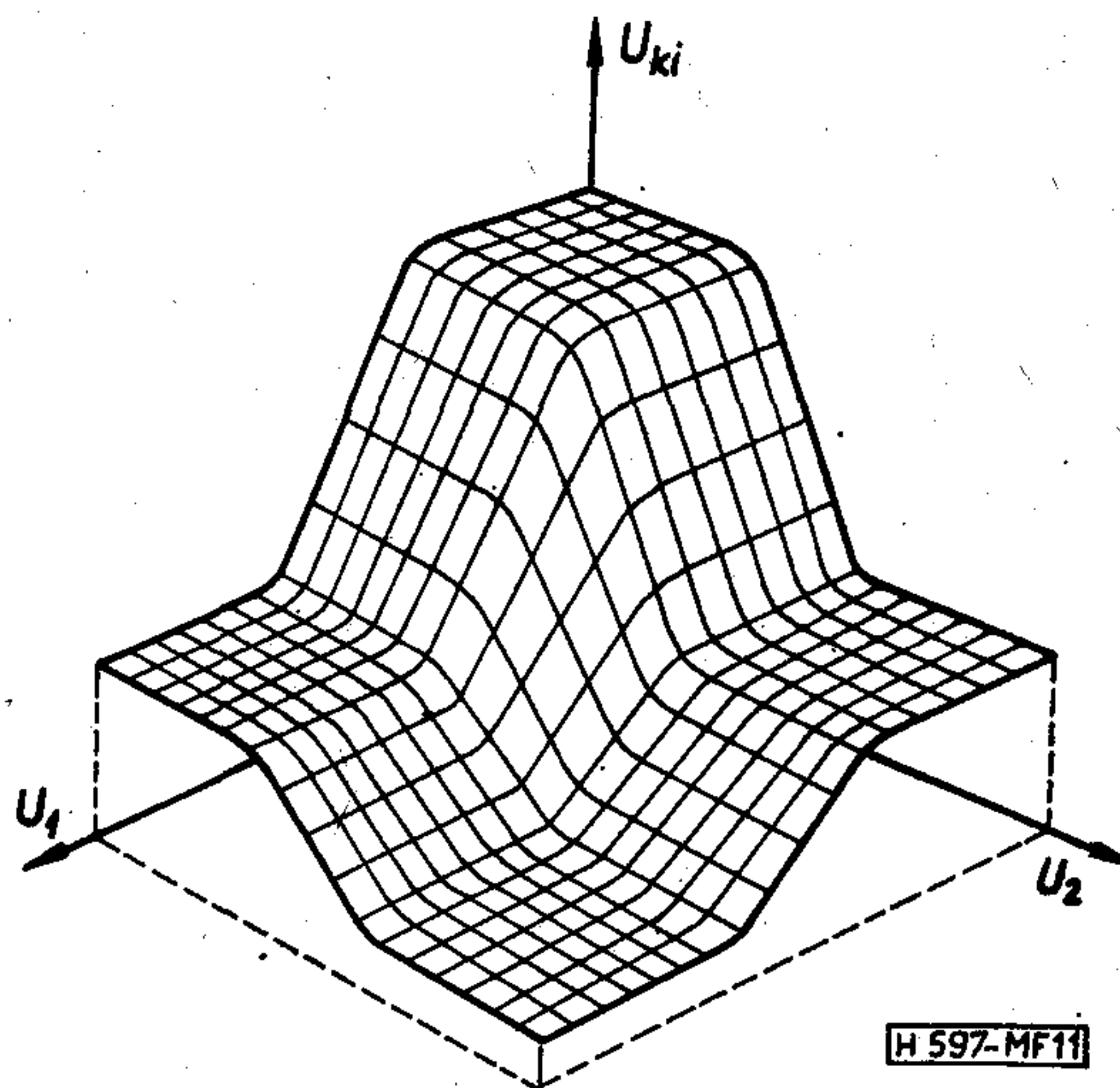
A 9. ábrán C_1 -gyel és C_2 -vel jelölt kapacitásokba beleértjük az eredeti áramkör bemeneti pontjairól a föld felé az áramkörben található kapacitások eredőjét. Tekintsük a 12. ábrát. Ezen a flip-flop MOS tranzisztorainak kapacitáshálózatát tüntettük fel (a 2. ábra modellje alapján). C_0 -al jelöltük a gate kapacitásokat és C_T -vel a szubsztrátdiódák tértöltéskapacitásait (célszerűen azok maximumait



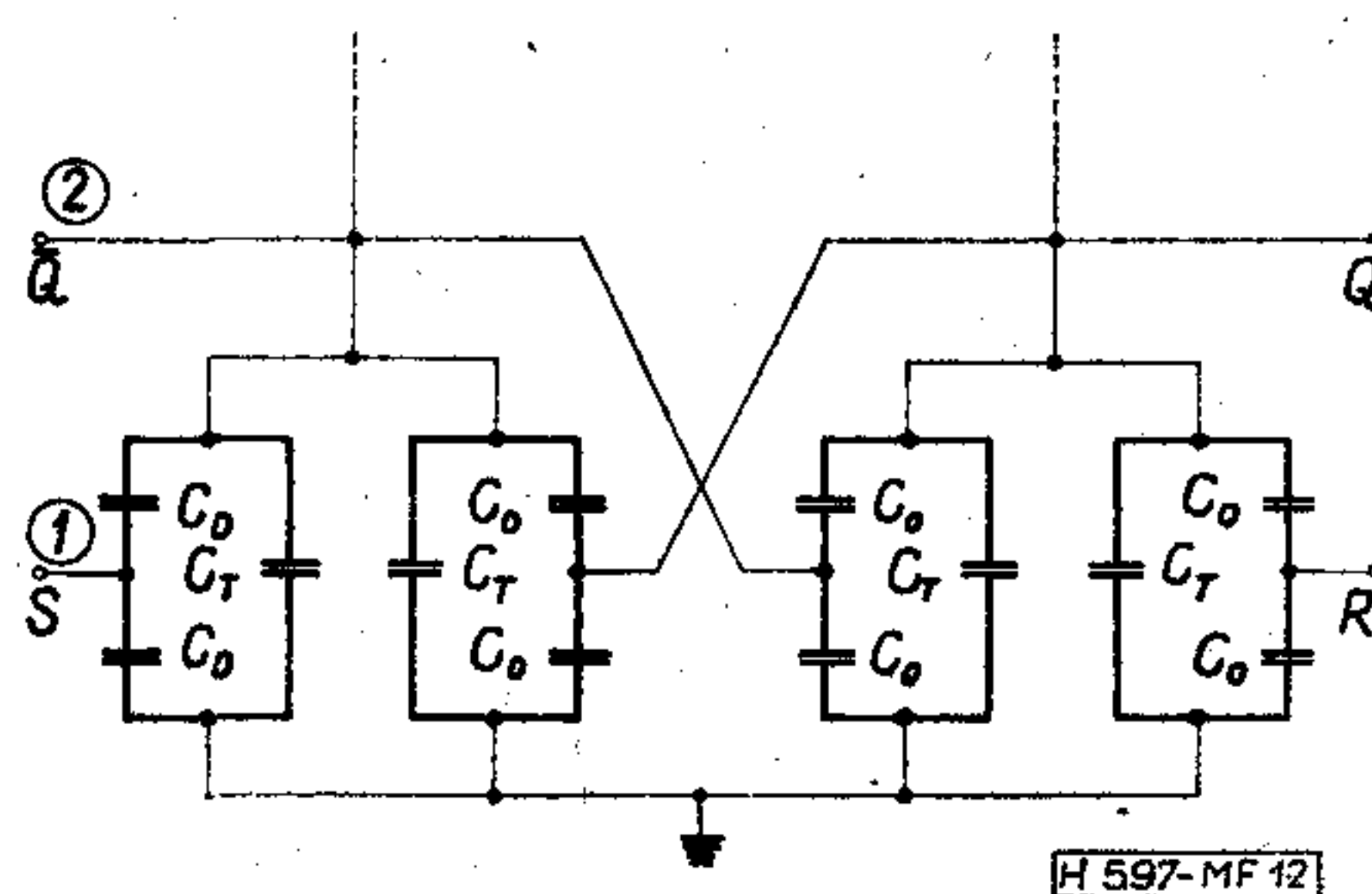
9. ábra. MOS R - S flip-flop funkcionális modell



10. ábra. Egyszerűsített MOS NOR-kapu



11. ábra. MOS NOR-kapu egyenáramú transzfer felülete



12. ábra. MOS R - S flip-flop kapacitáshálózata

kell itt figyelembe venni), de eltekintettünk a gate- és szubsztrát soros ellenállásoktól. Figyelembe vettük továbbá, és ez egyszerűíti a dolgot, hogy valamennyi tranzisztor source-a és szubsztrátja is földpotenciálón van. Ez az alsó, source-szubsztrát parazita diódák söntölését jelenti, így az azok által képviselt tértöltéskapacitásokat elhagytuk.

A hálózat eredő kapacitása az ① pont felől C_2 -t, ② felől C_1 -et adja. Elemi átalakítások után:

$$C_1 = C_0 + \frac{C_0 \cdot (2C_T + C_0 + C_K)}{2(C_0 + C_T) + C_K}, \quad (3.11)$$

$$C_2 = 2C_T + \frac{3}{2}C_0 + C_K, \quad (3.12)$$

ahol

$$C_K = \frac{2C_0 \left(2C_T + \frac{3}{2}C_0 \right)}{2C_T + \frac{7}{2}C_0}. \quad (3.13)$$

A modell alkalmazásához szükséges adatokat a 13. ábrán mutatjuk be.

Az R - S funkcionális modellt egy J - K master-slave flip-flop tranziens analízise kapcsán próbáltuk ki a KFKI ICT 1905 gépén. A 14. ábrán látható hálózat eredetileg 29 csomópontot és 79 ágat tartalmazott. Ez az R - S funkcionális modell alkalmazása következtében 14 csomóponttra és 46 ágra redukálódott, és a teljes hálózat egy tranziens időpillanatra vonatkozó analízisideje harmadára, kb. 12 s-ra csökkent. Megjegyzendő, hogy ennél összetettebb áramkörök esetén még jobb arány érhető el: végeredményben kb. 5-ös faktossal számolhatunk mind az idő-, mind a memóriaigény csökkenésében.

A 15. ábrán négy óraperiódus tranziens analízisét követhetjük végig, és meggyőződhetünk az áramkör vezérlési tábla szerinti helyes működéséről.

4. Továbbfejlesztési lehetőségek

a) MOS tranzisztor modell területén:

Lehetőleg van a modell kibővítésére további másodlagos hatások figyelembevételével, mozgékonyág térerőfüggése, gate-kapacitások változó értékű megadása, csatornarövidülés stb. Ezek közül a modell továbbfejlesztése során megvalósítás alatt van a telítési tartományban a csatornarövidülés számításba vétele.

b) Funkcionális modellezés területén:

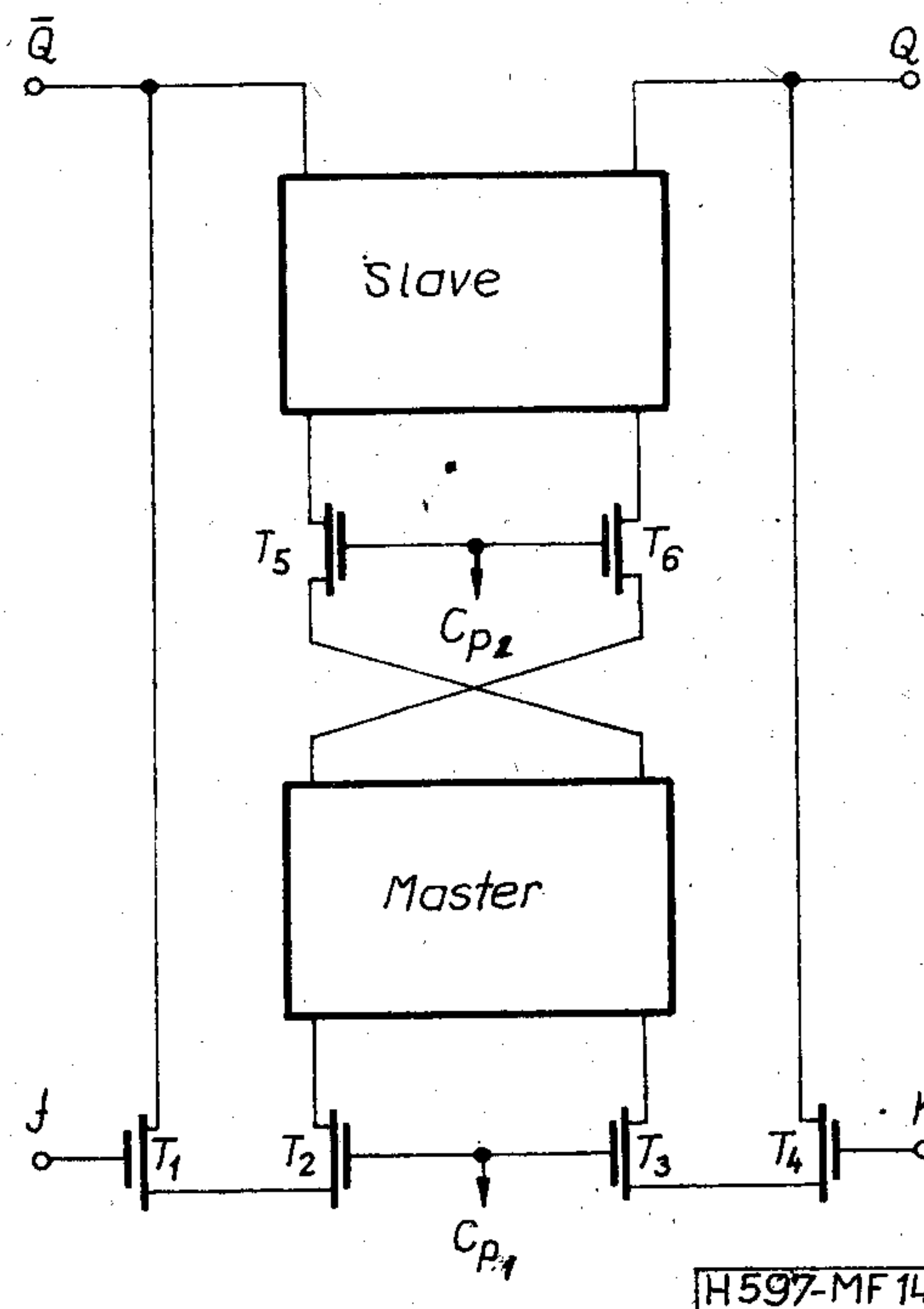
Az itt bemutatott módszer alapján lehetőség van további MOS/LSI alkatелеmek funkcionális modellezésére is.

Az LSI áramkörök számítógépes analízisének felmerülő méretproblémák megoldását a funkcionális makromodellezés mellett olyan áramköranalízis-programok kifejlesztésében is keresni kell, amelyek részben Boole-függvényekkel, részben fizikai áramkörleírással megadott hálózatok szimultán analízisére képesek. Az ilyen analízisnél illeszteniünk kell a logikai, illetve fizikai szinten leírt hálózatrészeket. Ennek megoldásában támaszkodni tudunk majd a funkcionális modellekre, mint közbenső lépésekre.

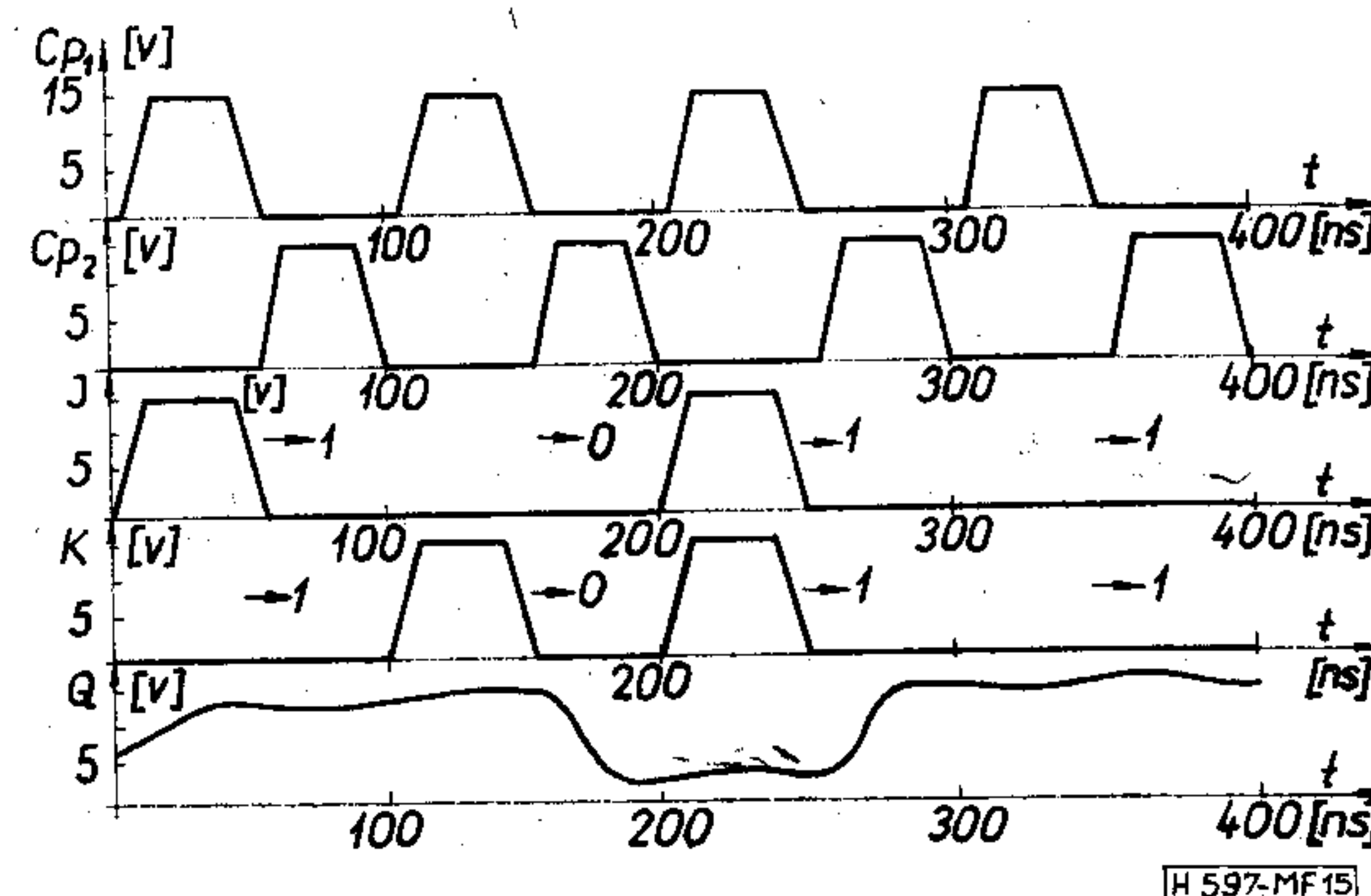
V_{CC}	G	C_1	C_2
V_{T0}	V_{TK}	W_F	J_0

H 597-MF 13

13. ábra. MOS R - S flip-flop funkcionális modell katalógusadatai



14. ábra. MOS J - K master-slave flip-flop egyszerűsített rajza



15. ábra. MOS J - K master-slave flip-flop tranziens hullámformái

Köszönetnyilvánítás

A szerző ezúton is hálás köszönetét fejezi ki dr. Tarnay Kálmán docensnek, a BME Elektronikus Eszközök Tanszék vezetőjének és dr. Székely Vladimír adjunktusnak, munkájához nyújtott segítségükért és értékes támogatásukért.

I R O D A L O M

- [1] Dr. Tarnay K.—dr. Székely V.: A TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program. Híradástechnika, 24, 257 (1973).

- [2] Dr. Tarnay K.—dr. Székely V.: Integrált áramkörök számítógépes vizsgálata áramköranalízis program segítségével. Előadás a BME Villamosmérnöki Kara 25 éves évfordulója alkalmából rendezett tudományos ülészen (1974. okt. 15—17.), valamint Mérés és Automatika, 22, 314 (1974).
- [3] Dr. Tarnay K.—dr. Székely V.: TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program. ICT FORTRAN változat, használati utasítás. Budapest, 1973. aug.
- [4] Heiman, S. R.—Hofstein, F. P.: The Silicon Insulated Gate Field Effect Transistor. Proceedings of the IEEE, 51, 1190 (1963).
- [5] Ihantola, H. K. J.—Moll, J. L.: Design Theory of a Surface Field-Effect Transistor. Solid-State Electronics 7, 423 (1964).
- [6] Sah, C. T.: Characteristics of the Metal-Oxide-Semiconductor Transistors. IEEE Transactions on Electron Devices, ED—11, 324 (1964).
- [7] Meyer, J. E.: MOS Models and Circuit Simulation. RCA Review, 32, 42 (1971).
- [8] Merckel, G.—Borel, J.—Cupcea, N. Z.: An Accurate Large-Signal MOS Transistor Model for Use in Computer-Aided Design. IEEE Transactions on Electron Devices, ED—19, 681 (1972).
- [9] Jenkins, F. S.—Lane, E. R.—Lattin, W. W.—Richardson, W. S.: MOS-Device Modeling for Computer Implementation. IEEE Transactions on Circuit Theory, CT—20, 649 (1973).
- [10] Van Overstraeten, R. J.—Declercq, G. J.—Muls, P. A.: Theory of the MOS Transistor in Weak Inversion — New Method to Determine the Number of Surface States. IEEE Transactions on Electron Devices, ED—20, 1150 (1973).
- [11] Masuhara, T.—Etoh, J.—Nagata, M.: A Precise MOSFET Model for Low-Voltage Circuits. IEEE Transactions on Electron Devices, ED—21, 363 (1974).
- [12] Van Overstraeten, R. J.—Declercq, G. J.—Broux, G. L.: Inadequacy of the Classical Theory of the MOS Transistor Operating in Weak Inversion. IEEE Transactions on Electron Devices, ED—22, 282 (1975).
- [13] Rossel, P.—Martinot, H.—Vassilieff, G.: Accurate Two-Sections Model for MOS Transistors in Saturation. Solid-State Electronics, 19, 51 (1976).
- [14] Compeers, J.—Man, H. J.—Sausen, W. M. C.: A Process and Layout-Oriented Short-Channel MOST Model for Circuit Analysis Programs. IEEE Transactions on Electron Devices, ED—24, 739 (1977).
- [15] Young, T. K.—Dutton, R. W.: MINI-MSINC — A Mini-computer Simulator for MOS Circuits with Modular Built-in Model. Technical Report No. 5013—1, Stanford Electronics Laboratories, California, March 1976.
- [16] Rabbat, N. B.—Ryan, W. D.—Hossain, S. Q. A. M. A.: A Computer Modeling Approach for LSI Digital Structures. IEEE Transactions on Electron Devices, ED—22, 523 (1975).
- [17] Card, H. C.—Elmasry, M. I.: Functional Modeling of Non-Volatile MOS Memory Devices. Solid-State Electronics, 19, 863 (1976).
- [18] Tarnay, K.: Charge Equations of Field-Effect Transistors. Electronics Letters, 3, 38 (1967).
- [19] Tarnay, K.: Transient Response of MOS Transistors. Electronics Letters, 3, 155 (1967).
- [20] Dr. Tarnay K.: MIS tranzisztorok alkalmazása integrált áramkörökben. Híradástechnika, 19, 269 (1968).
- [21] Tarnay, K.: Chalmers' MOS-kurs. Göteborg, előadás (1970).
- [22] Tarnay, K.—Nagy, A.: Physikalische und Schaltungstechnische MOS-Transistoren-Modelle für elektronische Rechenmaschinen. Ilmenau, „Festkörper-Bauelemente“, Vortragsreihe, pp. 89—91. (1975).
- [23] Tarnay K.—Masszi F.—Székely V.: MIS eszközök modellezése, az áramkörtervezés alapjai. Eötvös Loránd Fizikai Társulat MIS-iskola, 1977. nov. 9—11., Mátrafüred, előadás és kiadvány.
- [24] Schrieffer, J. R.: Effective Carrier-Mobility in Surface-Space Charge Layers. Phys. Rev., 97, 641 (1955).
- [25] Carr, W. N.—Mize, J. P.: MOS/LSI Design and Application. TEXAS Instruments Electronics Series, McGraw-Hill, New York (1972).
- [26] Van Nielen, J. A.—Memelink, O. W.: The Influence on the Substrate upon the Characteristics of Silicon MOS Transistors. Philips Research Reports, 22, 55 (1967).
- [27] Masszi F.: MOS dinamikus léptetőregiszter számítógépi modellezése. Diplomaterf, 1976.
- [28] Dr. Kovács F.: (HIKI) engedélyével.
- [29] Masszi F.: Félvezető memóriaelemek modellezése. Egyetemi doktori értekezés, 1977.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A mikrofilm felhasználása és fejlesztése elérte a fordulópontot: rendkívül gyors felfutás várható azáltal, hogy a mikrofilmes berendezések ára olyan szintre csökkent, hogy már nemcsak nagy, állami vállalatok, hanem magáncégek is gazdaságosan alkalmazhatják. A mikrofilmek legnagyobb előnye, hogy most, amikor a tárolási költségek rohamosan nőnek, mind a tárolási, mind a visszakeresési problémát megoldják. Ha a mikrofilmet mint dokumentumot elfogadják, a mikrofilm elkészülése után az eredeti anyag (papírkiírás) megsemmisíthető, hisz a mikrofilmről olvasható másolat készíthető, így a mikrofilm nemcsak a tárolás miatt előnyös, hanem az anyagfelhasználás szempontjából is. A kinagyított fényképet (hard-copy) már dokumentumként lehet elfogadni. A biztonságos tárolás olcsó, hisz a mikrofilm a papírhoz képest ellenállóbb, relatív kis költséggel duplikálható és a másolatot más helyen is könnyű megőrizni. Jelentős fejlődést a COM (Computer Output on Microfilm, azaz a számítógéphez kapcsolódó mikrofilmezés) hoz, ami a mikrofilmet gyakorlatilag mindennapos irodai eszközzé képes tenni. (*Modern Office and Data Management*, 1977. jún. [435])

Október elején a londoni Cunard International Hotelben tartották meg a British Computer Society által szervezett kétévenkénti kiállítást és előadássorozatot, a „Datafair 77”-et. A rendezvény fő témája a felhasználói szempontok megtárgyalása volt; hogyan befolyásolja a számítógép-használat mindennapi életünket. A technológiai bemutatón látni lehetett buborékmemóriás készülékeket, olyan végkészüléket, amely lehetővé teszi beszédinformáció közvetlen átvitelét számítógépre és egy készüléket a „Datapad”-ot, amely normál kézírás táplálhat be

számítógépbe. Először mutatták be Angliában a „Vocoder” elektronikus beszédszintetizáló berendezést, amely számítógépvezérléssel működik. A Logical Machine Corporation „Adam Business-Computere” a cég szerint az első olyan számítógép, amely lehetővé teszi, hogy azon az első felhasználó saját nemzeti nyelven szervezzen rendszereket. A konferencia programjának egyik pontja a munkavállalók viselkedése a számítógépek bevezetésével járó változásokkal szemben. (*Electronics Weekly*, 1977. okt. 12. [436])

A buborékmemóriák most először jelennek meg, mint a mikroprocesszorok nagytárolói. Az egyetlen, 0,5 köbhüvelyk (kb. 8,2 cm³) méretű chipben létrehozott 92 304 bites tároló új perspektívát jelent. A félvezetőkhoz hasonló tokozású memória egyre gyorsabbá, kisebb fogyasztásúvá és amennyiben a gyártástechnológia eléggé fejlett lesz, olcsóbbá is válik. Ez teszi lehetővé, hogy a buborékmemória a floppy-diszkkal közel azonos áruvá váljék annak ellenére, hogy a buborékmemóriák csatlakoztatása bonyolultabb (külön interféshálózatot kell kifejleszteni) a mikroszámítógépeknél azt helyettesítse, sőt kiszorítsa. Az idén már a buborékok bitenkénti tárolási költsége kedvezőbb lesz, mint a floppy-diszkeké. A Texas Instruments TBMO103-as buborékmemóriájának (92 304 bites) az adatátviteli sebessége 100 kbit/sec, az üzemi hőtartománya 0...50 °C. Táblázatokban ismerteti a mikroszámítógépek tárolóinak fejlődését, a TBMO103 adatait, a memória és a hozzá tartozó aktív áramkörök teljesítményeit és legjellemzőbb tulajdonságait. (*Electronics*, 1977. aug. 4. [437])

(Folytatás a 310. oldalon.)

Hibakeresés lineáris áramkörökben két hibás elem esetén*

ETO 519.724.6:621.38.004.64

Az elektronikus áramkörök gyártásakor az automatikus tesztelésnek — ellenőrzésnek — igen fontos szerepe van. Bizonyos értelemben az áramkörök megbízhatósága növekszik, ha nemcsak a hiba felismerése, hanem a hiba lokalizálása is automatikusan történik. Automatikus módszereket alkalmazva a hiba lokalizálása rövid időt vesz igénybe. Az utóbbi időben az automatizálható szisztematikus diagnosztikai módszerek az érdeklődés előterébe kerültek.

A hibák többsége egyszeres vagy kétszeres hiba. Egyszeresnek nevezzük a hibát akkor, ha csak egyetlen elem hibás, azaz csak egyetlen elem értéke tér el nagymértékben a névleges értéktől. Egyszeres hibák lokalizálására két fő irány alakult ki. Az egyik irányzat módszerei kihasználják a lineáris áramkörök tulajdonságait. Ilyen módszerek leírásai találhatók [1, 2, 3]-ban. Más módszerek egyéb területen is használhatók, pl. a hibaszótár, melyet a digitális áramkörök diagnosztikájára alkalmaztak először. Egyszeres hibák diagnosztikájáról áttekintést a [4, 5]-ben találhatunk.

Kétszeresnek nevezzük a hibát akkor, ha egyszerre két hibás elem található az áramkörben. Jelen cikkben új módszert közlünk kétszeres hibák szisztematikus lokalizálására.

A módszer azon a felismerésen alapszik, hogy bizonyos feltételek teljesülése esetén bilineáris kapcsolat van nemcsak a hálózathatárfüggvény és egy áramköri paraméter, hanem két áramköri paraméter között is. Természetesen más feltételek vonatkoznak az utóbbira, mint az előzőre.

A következőket feltételezzük:

- ismert az áramkör felépítése,
- ismert az elemek névleges értéke,
- az áramkör ellenállásból, induktivitásból, kapacitásból, vezérelt generátorokból állhat, beleértve természetesen a műveleti erősítőt is,
- az áramkör hibáját éppen két elem okozza,
- a hibátlan elemek értéke névleges.

1. Az áramköri elemek bilineáris kapcsolata

Az F hálózathatárfüggvény egy rögzített frekvencián az alábbi módon fejezhető ki két áramköri paraméter függvényeként:

$$F(x_i, x_j) = \frac{a + bx_i + cx_j + dx_i x_j}{1 + ex_i + fx_j + gx_i x_j}, \quad (1)$$

ahol x_i, x_j a két áramköri paraméter, $a, \dots, g$ pedig komplex konstansok.

* Elhangzott a RELECTRONIC '77 Megbízhatóság az elektronikában konferencián.
Beérkezett: 1978. IV. 24.

Rögzítsük most a hálózathatárfüggvény értékét! Ez az érték a diagnosztikai eljárás során a hibás áramkör mért értéke lesz. Arra vagyunk kíváncsiak, hogy az x_i, x_j paraméterek milyen összetartozó értékei mellett kapjuk meg ezt a rögzített értéket. Ezért fejezzük ki x_i -t, mint x_j függvényét:

$$x_i = \frac{(a - F) + x_j(c - Ff)}{(Fe - b) + x_j(Fg - d)}, \quad (2)$$

ahol F most szintén komplex szám. Jelöljük $(a - F)$ -et A -val, $(c - Fe)$ -t B -vel, $(Fe - b)$ -t C -vel és $(Fg - d)$ -t D -vel:

$$x_i = \frac{A + Bx_j}{C + Dx_j}. \quad (3)$$

A fenti kifejezésben a bilineáris transzformációra ismerhetünk, amely x_j értékeit a komplex x_i síkra képezi le körként vagy egyenesként.

2. Hibalokalizálás

Két hibás elem esetén a diagnosztikai feladata a következőképpen fogalmazható meg: keresendő az a két áramköri paraméter, amelyekhez, és csakis ezekhez, olyan valós érték rendelhető a többi áramköri paraméter névleges értéke mellett, hogy az áramkör bármely számított hálózathatárfüggvénye minden teszt frekvencián a mért értéket adja.

Egy áramkör N számú paraméteréből $\left(\frac{N}{2}\right)$ számú párt lehet alkotni. Ezekre a párokra mint ismeretlenekre a hibás áramkörön mért értékeket is felhasználva három vagy több egyenletet írunk fel. Két egyenletet felhasználva meghatározzuk a paraméterpár értékét. Ha a további egyenleteket ezek az értékek kielégítik, tehát az egyenletek nem függetlenek, akkor megtaláltuk a hibás elem párt. Ellenkező esetben az egyenletek ellentmondásra vezetnek.

Mivel az áramköri paraméterek értékei csak valósak lehetnek, a (3)-mal nyert görbének csak a valós x_i tengellyel vett metszéspontja bír fizikai jelentéssel, más pont nem. Ezt használjuk fel diagnosztikai céljaira.

Egyetlen teszt frekvenciát alkalmazva két egyenletet kapunk. Az egyik egyenlet a metszéspontra felírt feltételből adódik:

$$\text{Im } x_i = f(x_j) = 0. \quad (4)$$

Innen megkapjuk azt az x_j értéket, amelyhez valós x_i tartozik.

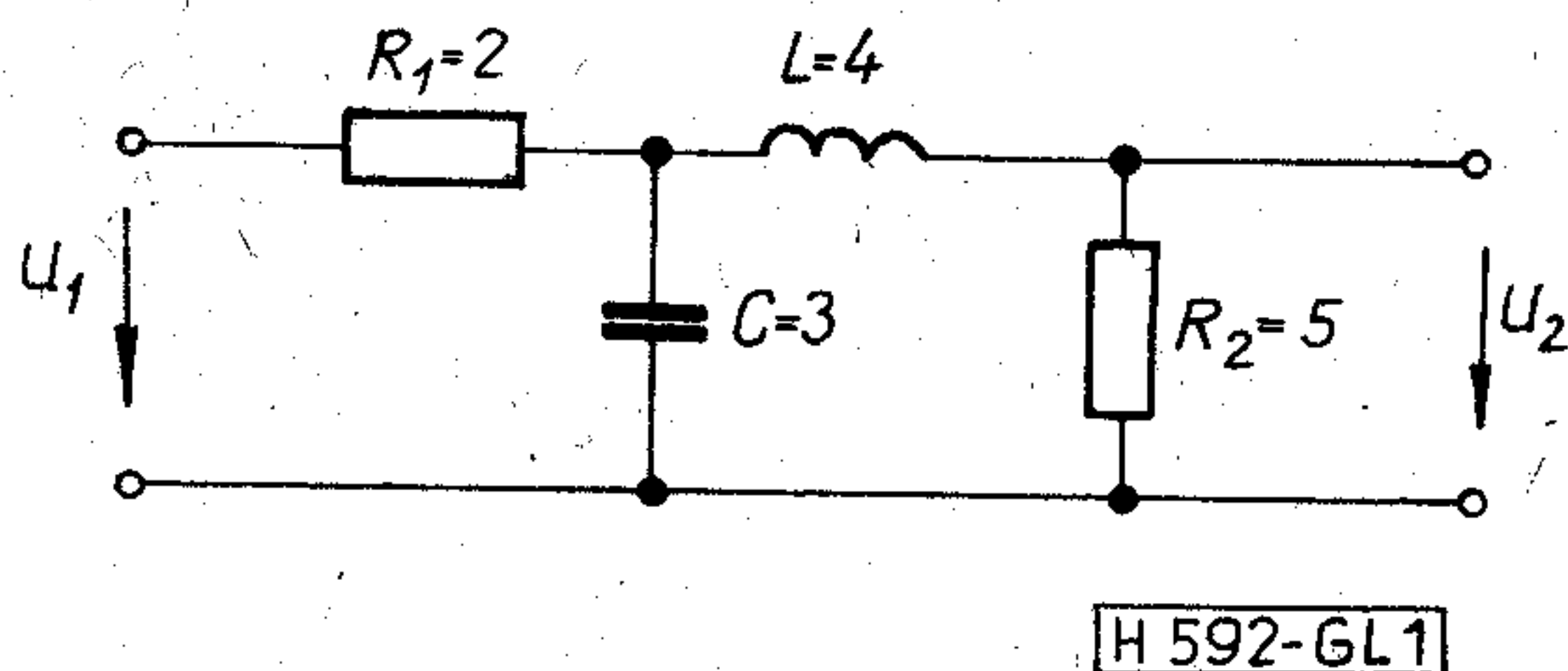
A másik egyenletet (3) adja, ahonnan x_i értéke határozható meg.

Mivel más frekvencián a (3)-ban szereplő A, B, C, D állandók szükségképpen különböznek az előbbiektől, lévén frekvenciafüggő polinomok más frekvencián felvett értékei, így egy újabb frekvencián kiszámolt x_i, x_j értékek csak akkor egyeznek meg az előbbi értékekkel, ha a hibás elem párról van szó. Egyéb párok esetén különböző megoldásokat kapunk.

3. Példa

Tekintsük az 1. ábrát. A két vizsgálati frekvencia: 0,5 és 0,7 relatív értékek. A feszültség transzfer függvényt választottuk hálózathatványfüggvénynek:

$$F = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + p(L + CR_1R_2) + p^2LCR_1}$$



1. ábra

1. táblázat

Elem-pár $x_i x_j$	Teszt frekv.	Az elemek értéke x_i			
$R_1 R_2$	0,5 0,7	Nincs pozitív valós megoldás			
$R_1 L$	0,5 0,7	0,35 0,56	29,04 25,9	1,85 1,68	6,63 9,07
$R_1 C$	0,5 0,7	Nincs pozitív valós megoldás			
$R_2 L$	0,5 0,7	Nincs pozitív valós megoldás			
$R_2 C$	0,5 0,7	1,5 1,5	2,1 2,1	1,82 1,26	2,33 1,84
$L C$	0,5 0,7	6,77 9,27	2,76 2,51	27,56 25,06	0,68 0,93

A hibás áramkör mért értékei:

$$f_1=0,5 \quad F=1,66-0,2j$$

$$f_2=0,7 \quad F=-1,27-1,47j$$

A fent említett metszéspontokhoz tartozó értékek láthatók az 1. táblázatban. A táblázat csak pozitív

valós értékeket tartalmaz az adott kapcsolásnak megfelelően. Látható, hogy az $R_2 C$ elem párosításánál a kapott értékek az egyik oszlopban megegyeznek. Így ez az elem párosítás hibás. A többi esetekben eltérő értékeket kapunk.

4. Számítógép program

Az ismertetett módszer kipróbálására számítógép programot készítettünk. A program számára a hálózathatványfüggvényt betűs formában kell megadni, külön szubrutinként.

Az (1) összefüggésben szereplő komplex együtthatók előállításához a betűs hálózathatvány ismertetésben az alábbi módon juthatunk el.

Az (1) összefüggésnek külön határozzuk meg a számlálóját és a nevezőjét. Az a együttható kiszámításához állítsuk be x_i és x_j értékét nullára. Így a számláló közvetlenül a értékét adja. A b és e együtthatókat $x_i=0$ és $x_i=1$, míg a c és f együtthatókat $x_j=1$ és $x_i=0$ értékek mellett határozhatjuk meg. A számláló kapott értékéből a -t, a nevezőből 1-et kell levonni. A d és g együtthatókhoz mind x_i , mind x_j értékét 1-re kell állítani, s a számlálóból $(a+b+c)$ -t, a nevezőből $(1+e+f)$ -et kell levonni.

A hibalokalizálás további részéhez a (3) egyenlet előállítására és a bilineáris összefüggésnek megfelelően vegyes másodfokú egyenlet megoldására van szükség.

A program eredményként az egyes frekvenciákon megoldást adó pozitív, valós értékpárokat írja ki. Innen a hibás elem párosítás meghatározható.

A mintapéldákhoz készült program érdekessége, hogy a különböző kapcsolásokhoz csak a hálózathatványfüggvényt számoló szubrutint kell megváltoztatni, a program többi része változatlan.

A RAZDAN-3 számítógépen futtatott program azonosítója DIAG, programnyelve FORTRAN.

IRODALOM

- [1] G. O. Martens—J. D. Dyck: Fault Identification in Electronic Circuits with the Aid of Bilinear Transformation. IEEE Tr. on Reliability vol. R-21 No. 2. May 1972. pp. 99—104
- [2] E. C. Neu: A new n-port Network Theorem. Proc. of the 13th Midwest Symposium on Circuit Theory. May 1970. pp. IV. 5. 1.—IV. 5. 10.
- [3] L. Gefferth: Fault Identification in Resistive and Reactive Networks. Int. J. of Circuit Theory and Applications vol. 2. No. 3. September 1974. pp. 273—277
- [4] L. Gefferth: Single Fault Lokalizáció in Linear Circuits. Proc. of the CAD Seminar in MTA—SZTAKI Budapest, Hungary, 1976. pp. 116—128
- [5] Gefferth L.: Egyszeres hibák lokalizálása lineáris áramkörökben. Híradástechnika, XXVIII. évf. 2. szám, 33—41 oldal, 1977 február

Habosított polietilén légkabel-érszigetelés élettartam-vizsgálata

ETO 621.315.24:621.315.616.96:678.742.2.—405.8

A korszerű, vazelintöltésű postai földkábelekben a kábelerek tömör polietilén szigetelését a habosított polietilén érszigetelés váltotta fel. Ennek előnyeire, műszaki paramétereire, gazdaságosságának és megbízhatóságának ismertetésére e cikk keretében nem térünk ki, csupán azt vizsgáljuk, hogy elviseli-e a habosított polietilén anyag légkabel-érszigeteléseként a felhasználási igénybevételeket, tehát alkalmazható-e erre a célra.

A habosított polietilén kábel-érszigeteléssel szemben támasztott követelmények, akár földkábelekben, akár légkábelekben kívánjuk felhasználni, közel azonosak, mindössze két pontban térnek el egymástól:

- mivel a légkábelek nem vazelintöltésűek, ezért nem kívánjuk meg a vazelin-állóságot a légkábelekben alkalmazandó habosított polietilén anyagtól, viszont
- a habosított polietilén légkabel-érszigetelő anyagként nagyobb hőigénybevételt kénytelen elviselni, mint a föld alatt, ezért nagyobb hőstabilitást kívánunk.

A habosított polietilén érszigetelés légkábelekhez való alkalmazhatóságának megítélése érdekében tehát az alábbi feladatokat kellett elvégeznünk:

- meg kellett határozni a légkábelek belső hőmérsékletének ingadozását, modellezve az üzemi körülményeket,
- meg kellett állapítani a habosított polietilén érszigetelések hőstabilitását, és
- a kísérleti eredmények figyelembe vételével választ kellett adni arra, hogy a habosított polietilén érszigetelés — 20 évi üzemeltetést feltételezve — alkalmas-e a fokozottabb igénybevétel elviselésére.

1. Légkabel belső hőmérsékletének mérése

1.1. Mérőberendezés készítése

A légkábelek belső hőmérsékletének megállapítására egy folyamatosan működő mérő és regisztráló berendezést terveztünk és építettünk.

A berendezés 4 fő részből áll:

- érzékelők,
- erősítő rész,
- tápegység,
- regisztráló.

Érzékelők

„4 TH” típusú üvegtermisztorokat alkalmaztunk, amelyeknek belső ellenállását úgy választottuk

meg, hogy az 10 k Ω -nál nagyobb legyen. Ebben az esetben a vezetékek ellenállása a mérések pontosságát nem befolyásolta.

Erősítő rész

Az erősítő panelja egy nagy érzékenyséű Wheatstone-hidat, egy kétfokozatú IC-erősítőt és egy diódás egyenirányítót foglal magába. Az érzékelő termisztor hőmérséklettől függő ellenállása képezi a Wheatstone-híd egyik ágát. A híd többi ellenállását a mérés időtartama alatt 20 ± 1 °C hőmérsékletű térben tartottuk. Az általunk készített berendezés hat erősítő panelt tartalmaz, tehát egyidejűleg hat mérőhely kialakítását teszi lehetővé.

Tápegység

A berendezést külön tápegységről működtettük. Ez az AC—DC tápegység biztosította a rendszer 15 V-os egyenfeszültséggel való ellátását.

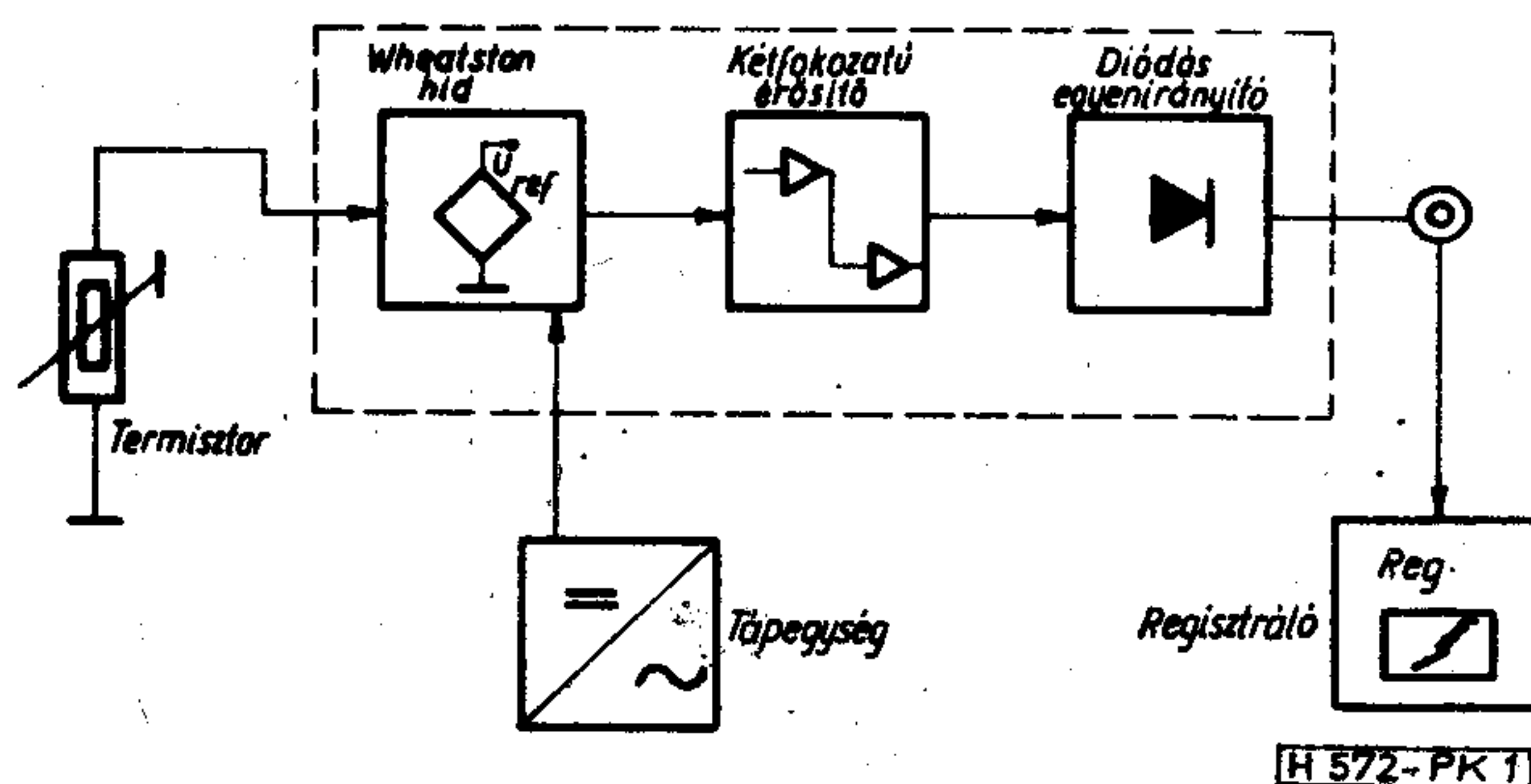
Regisztráló

Ganz gyártmányú, PCa típusú hatpontíró, melynek 4 csatornáját használtuk fel a méréshez. A regisztráló papír 24 órás beosztása megkönnyítette az eredmények értékelését.

A készülék működése

A berendezés a Wheatstone-hidat használja fel a hőmérsékletváltozás indikálására. A híd egyik ágát az érzékelő termisztor képezi. Működés során a hőmérséklet ingadozása következtében változik a termisztor ellenállása, s ez az ellenállás-növekedés vagy -csökkenés a híd kimeneti pontjain feszültségkülönbséget idéz elő. A felerősített jeleket diódás egyenirányító teszi alkalmassá a műszer, jelen esetben regisztráló berendezés működtetésére.

A mérőberendezés blokkvázlata az 1. ábrán látható.



1. ábra. A légkábelek belső hőmérsékletét mérő berendezés blokk-vázlata

1.2. A mérések lefolytatása

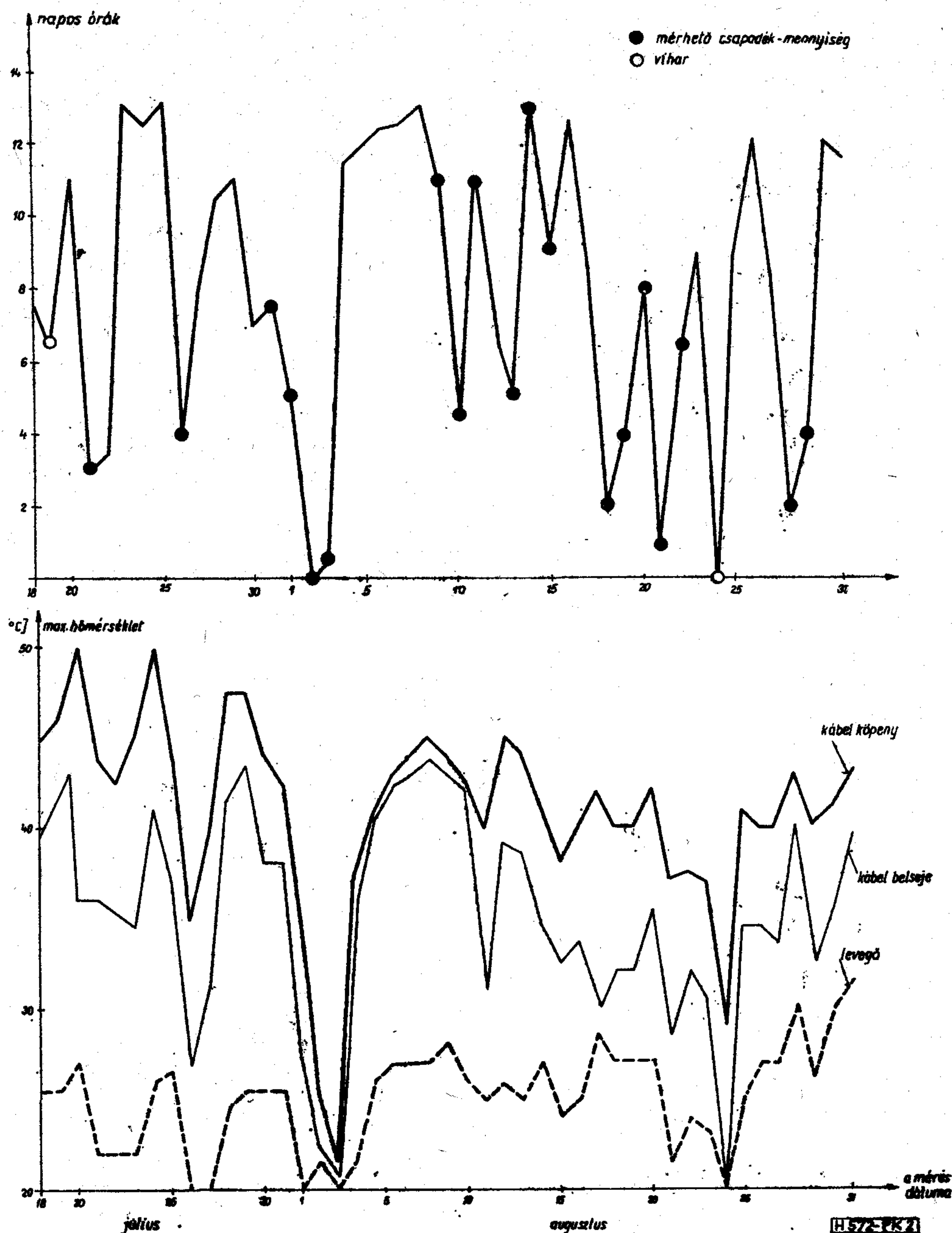
A mérések megkezdése előtt az érzékelő termisztorokat, illetve a mérőhidakat a megfelelő méréshatár-ra be kellett állítanunk: a termisztorokat klímakamrába helyeztük, s annak hőmérsékletét változtatva a hidak ellenállását úgy szabályoztuk be, hogy a rendszer a $+20\text{ }^{\circ}\text{C}$ -tól a $+75\text{ }^{\circ}\text{C}$ -ig terjedő tartományban dolgozzék.

A vizsgálatot 7×4 -es, polietilén köpenyű, önhordó légkabel 1 m hosszú mintadarabján végeztük. A kábel két középső érnégyesét kihúztuk, s helyébe — kb. 30–40 cm mélyre — két érzékelő termisztor helyeztünk. Az így előkészített kábel darabot a Posta Kísérleti Intézet tetőteraszán üzemelő kitételi állomáson úgy rögzítettük, hogy a lehető legtöbb napsugárzás érje.

A harmadik termisztor, melyre előzőleg koromtartalmú polietilén csövecskét zsugorítottunk, közvetlenül a kábel mellé függesztettük fel. Ez az érzékelő mérte az ún. „fekete test” hőmérsékletet, melyből jó közelítéssel a kábelköpeny napsugárzástól függő felmelegedésének mértékére következtethettünk.

A negyedik termisztorral a levegő hőmérsékletének változását figyeltük; telepítésénél ügyeltünk arra, hogy mindenkor árnyékban és esőtől védve legyen.

A méréseket 1977. júliusában kezdtük el, s augusztus végéig folyamatosan regisztráltuk a mintakábel belsejének, felületének és környezetének $+20\text{ }^{\circ}\text{C}$ -ot meghaladó hőmérsékletét.



2. ábra. A minta-kábel köpenyének és belsejének hőmérsékletingadozása a mérési időszakban (a diagramon párhuzamosan feltüntettük a levegő hőmérsékletváltozását, és napos órák számát is)

1. táblázat

A 29. hét adatai

	Óra		7	8	9	10	11	11	12	12	13	13	14	14	15	16	17	18	19	20	M A X	METEOROLÓGIA			
	perc																					°C	napfé- tés	eső	
Mérőhely																									
HÉTFŐ	L	—	20	24	25	20	20	24	22	24	25,5	24	24	22,5	21,5	22,5	21,5	21,5	20,5	20	25,5	26	7,5		
	F	—	37	45	45	37,5	45	45	45	45	45	42,5	42,5	40	39	37,5	37	35	45	26	25,5				
	B ₁	—	27	36	36,5	28,5	34,5	39,5	39	36	38	30,5	30,5	30,5	28,5	25	25	22,5	22,5	39,5					
	B ₂	—	25	35	37	28	37	39,5	38	36	38	30	30	30	28	26	25	21,5	21,5	39,5					
KEDD	L	20	20	25	25,5	21,5	20,5	20	20	20	20	20	20	20	20	20	21	21	20	20	25,5	26	6,5	X	
	F	37,5	40	44	46	37,5	37,5	32	35	32	32	32	32	40	38	40	37	37	35	46	25,5	26			
	B ₁	28,5	28,5	32,5	38,5	28,75	28,5	22,5	25	21,5	21,5	21,5	21,5	30	27,5	22,5	26,5	26,5	22,5	20,5	38,5				
	B ₂	23	26	34	38	30	28	21,5	23	21,5	21,5	21,5	21,5	28	27	23	26	26	23	20	38				
SZERDA	L	20	20	22	21,5	24	24	25,5	24	25	25	25,5	25,5	25,5	24,5	25,5	24,5	24	22	21,5	27	27,5	11		
	F	38	38	43	41	45	48	47,5	45	42,5	46	45	45	42,5	41	42,5	39	39	37,5	37	50				
	B ₁	23,5	27	32	30,5	39,5	40,5	42,5	38	34,5	40	38	38	34,5	30,5	27	29	29	27	25	43,5				
	B ₂	21,5	26	33,5	30	38	40	40,5	37	35	40	38	38	34	30	28	30	30	28	26	42,5				
CSÜTÖRTÖK	L	—	20	20	20	20	20	20	20	22	21	21,5	21,5	20	20	20	20	20	20	20	22	27	3	X	
	F	—	38	42	44	35,5	35,5	31	31	31	30	31	31	31	31	31	31	31	30	29	44				
	B ₁	—	28	32	34,5	25,5	25,5	20	21,5	20	20	20	20	20	22,5	20,5	20,5	20,5	20	35,5					
	B ₂	—	28	33,5	34	25	25	20	20	20	20	20	20	20	21,5	20	20	20	20	36					
PÉNTEK	L	—	20	20	20	20	20	21,5	20	20	22	20	20	20	20	20	20	20	20	22	24	3,5			
	F	—	31	33,5	42,5	40	42	40	40	40	42,5	40	40	41	37,5	41	35	35	32	42,5					
	B ₁	—	20,5	25	36	34,5	34,5	36	30,5	32,5	34,5	30	30	30,5	27	27,5	24,5	24,5	21,5	36					
	B ₂	—	20	23	35	34	34	35	30	32	34	30	30	30	26	27	23	23	21,5	35					
SZOMBAT	L	20	20	20	20	20	20	21,5	21,5	21,5	21,5	22	22	21,5	20	21,5	20	20	20	22	27	13			
	F	32	35	37,5	37,5	41	41	39	44	40	42	42	42	40	37,5	40	35,75	35,75	35	45					
	B ₁	21,5	23,5	27	29	33,5	32,5	34,5	35,5	30	33,5	32	32	28,5	26,5	25	25	22,5	20,5	34,5					
	B ₂	20	21,5	25	27	33,5	30	34	34	34	33,5	32	32	27	26	23	23	21,5	20	34					
VASARNAP	L	20	20	21	24	25,5	26	25,5	25,5	26	25,5	25,5	25,5	25	23,5	25	21,5	21,5	20	26	28	12,5			
	F	40	37,5	41	42	46	50	45	47	45	45	45	45	42	40	42	37	37	35,75	50					
	B ₁	25	27	30,5	34,5	39	41	36	39,5	38,5	35	38	38	32	29	32	27	27	25	42					
	B ₂	21,5	25	30	34	38	40	34	38	37	34	37	37	33,5	28	33,5	26	26	25	40					

Megjegyzés: L levegő hőmérséklete
F „fekete test” hőmérséklete
B₁, B₂ kábel belsejének hőmérséklete

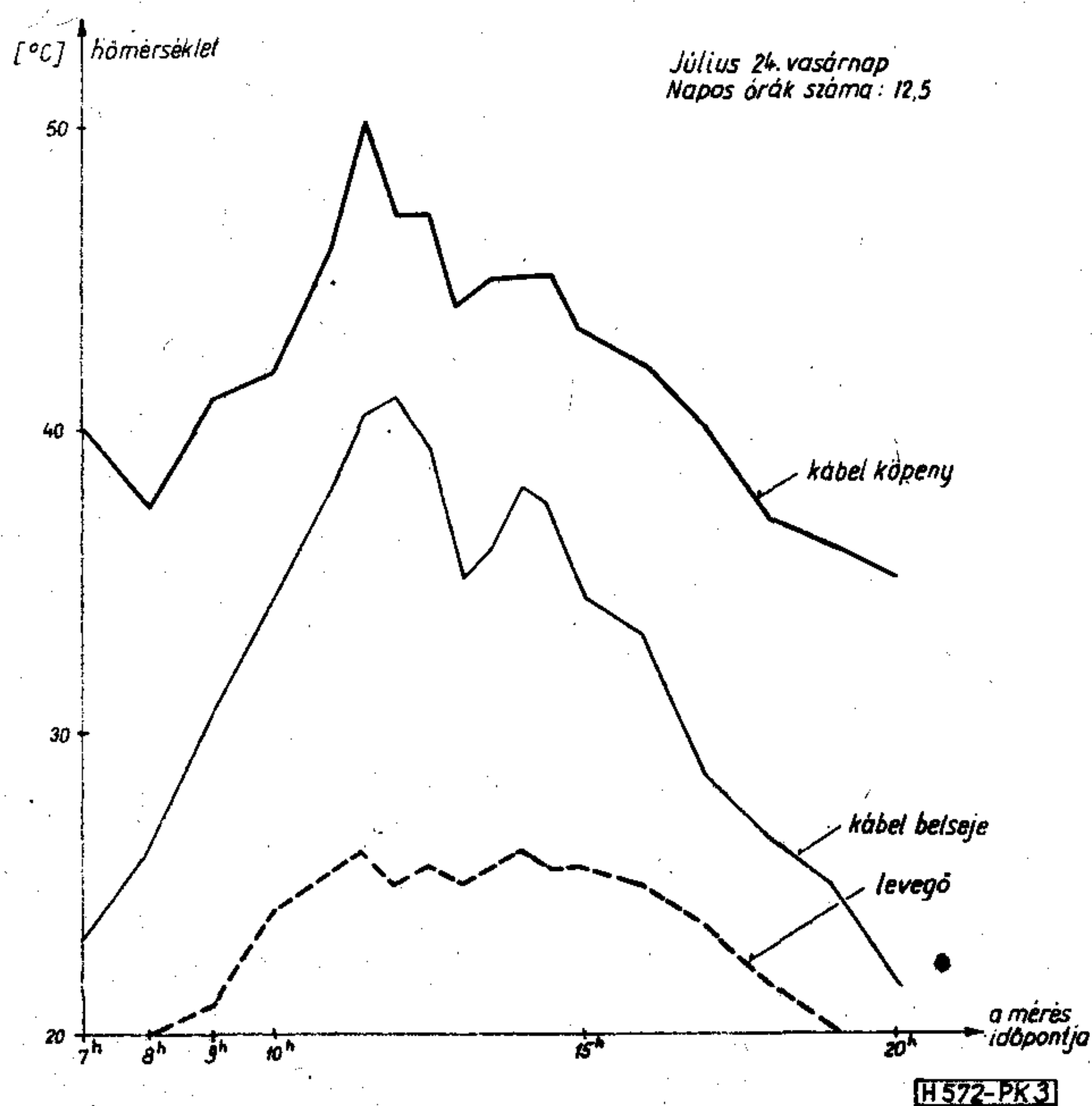
1.3. Az eredmények értékelése

Az érzékelők kalibrációs diagramjainak segítségével a regisztrált műszerkitéréseket $^{\circ}\text{C}$ értékekre számoltuk át, és az így nyert adathalmazt összefoglaló táblázatban heti, napi és óra bontásban fektettük fel. Az 1. táblázatban példaképpen a 29. hét mérési eredményeit mutatjuk be. A táblázat reggel 7 órától este 20 óráig óránként — a legmelegebb napszakban félóránként — tünteti fel a négy érzékelő $^{\circ}\text{C}$ -ra átszámított kitéréseit. Külön rovatban találhatók az általunk mért napi maximális hőmérsékleti értékek, és a Meteorológiai Intézet által kiadott „Időjárás havijelentés” alapján megállapított napi maximális hőmérséklet, a napos órák száma és az esetleges csapadék is.

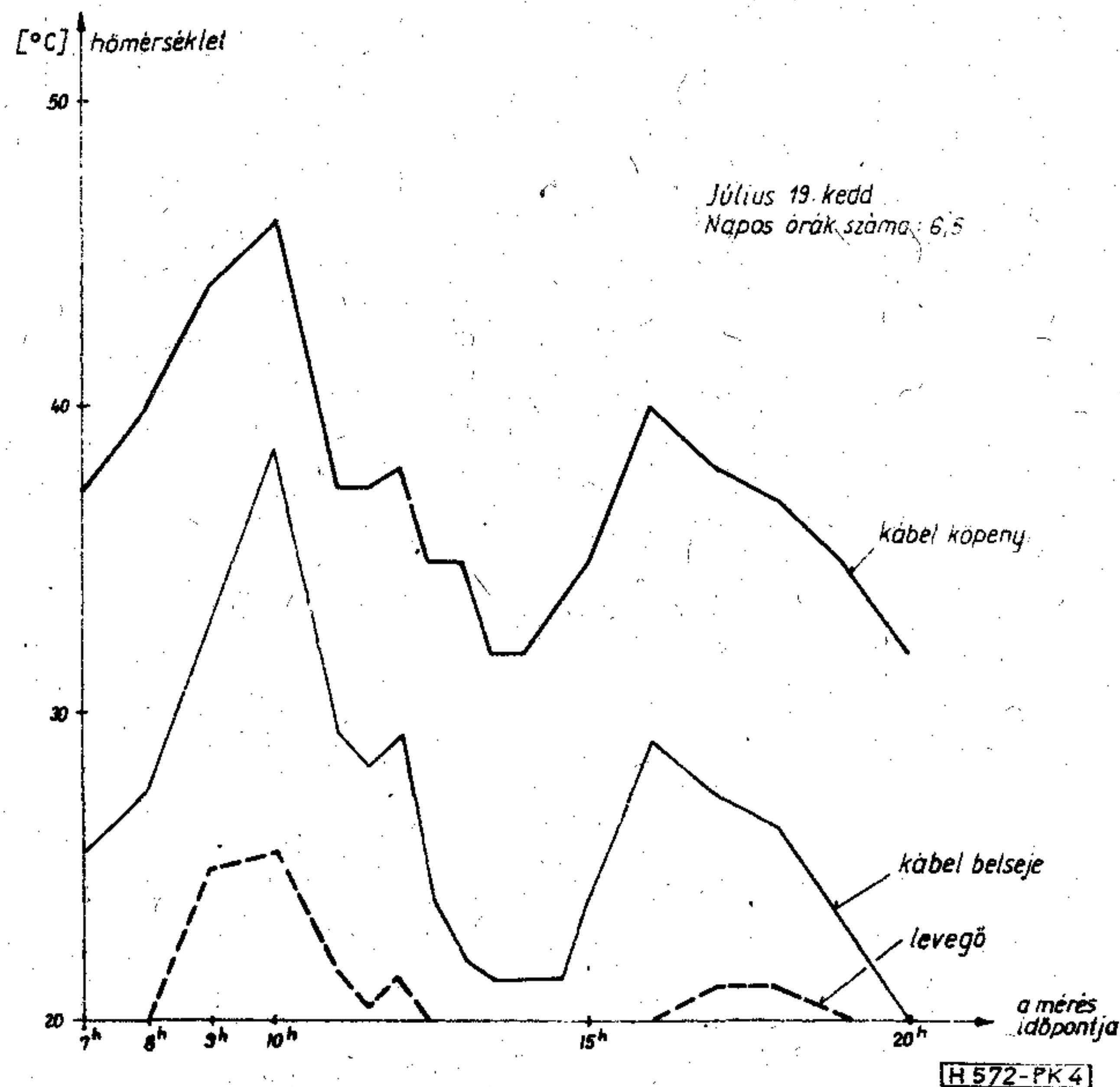
A következtetések levonásának megkönnyítése céljából az érzékelők által mért napi legmagasabb hőmérsékleteket és a napos órák számát közös diagramon ábrázoltuk (2. ábra).

Az 1. táblázat és a 2. ábra adatait értékelve megállapíthatjuk:

- a kábelköpenyt a közvetlen napsugárzás — a mérési időszakban — nem melegítette fel $+50^{\circ}\text{C}$ fölé;
- a kábel belsejének hőmérsékletét a kábelköpeny és a környezet hőfoka együttesen befolyásolja. Közvetlen napsugárzás hatására a kábelköpeny gyorsan felmelegszik, a környezeti hőmérséklet és a „fekete test” hőmérséklet-különbsége meghaladhatja a $+20^{\circ}\text{C}$ -t is. A kábel belsejének hőmérséklete mindig alacsonyabb, mint a köpenyé. A kábel köpenyének, és ezzel összefüggésben a kábel belsejének a napsütéstől való függését egy napos és egy esős napon a 3. és 4. ábrán bemutatott diagramok szemléltetik;
- a mérési időszakban a kábelköpenyen mért napi maximális hőmérsékletek átlaga 41°C , míg a kábel belsejében 35°C , a környező levegőnél pedig 25°C ez az érték.



3. ábra. A levegőnek, a minta-kábel köpenyének és belsejének hőmérsékletváltozása egy derült napon



4. ábra. Átfutó vihar hatása a légkábelen mért hőmérsékletre

Összegezve a megállapításokat kimondhatjuk, hogy a habosított polietilén légkabel-érszigetelések élettartamának becslésénél elsősorban a légkabel belsejének a hőmérsékletét kell figyelembe venni. Ez az érték napsütésnek kitett légkábelek esetében mintegy 10°C -szal magasabb, mint a környező levegő hőfoka, s csak felhős időben, árnyékos területre telepített kábelek esetében, illetve éjszaka veszi fel a környezet hőmérsékletét.

2. Habosított polietilén érszigetelések hőstabilitásának megállapítása

A habosított polietilén érszigetelések hő hatására történő öregedésének (hőstabilitásának) megállapítására szolgáló vizsgálatokhoz magukat a gyárilag előállított érszigeteléseket használtuk mintaként: 100–120 mm hosszúságú darabokra vágott szigetelt erekből eltávolítottuk a rézhuzalokat, és az így előkészített „üres”, habosított polietilén szigeteléseket egy függőleges tengely körül forgó hordozó keretre felerősítve 100°C hőmérsékletű laboratóriumi szárítószekrényben öregítettük.

A szárítószekrényből hetente vettünk mintákat, azokat először 24 órán keresztül 20°C -on és 65% relatív páratartalmú klímasekrényben állandósítottuk, majd szakítógépen 250 mm/perc sebességgel elszakítottuk. A próbatetek befogási hossza 50 mm volt. A szakítás során regisztráltuk a próbatetek szakadási nyúlását, s azt viszonyítottuk az eredeti, nem öregített minták szakadási nyúlásához.

A minták élettartamának azt az időt tekintettük, amelynek elteltével a megállapított szakadási nyúlások átlaga az eredeti átlagérték 50%-a alá süllyedt. Az a tény, hogy az öregített próbatetek szakadási nyúlása az eredeti nyúlásnak csak 50%-a, még nem jelenti a leöregedett anyagok használhatatlanságát a vizsgálat időpontjában. A polimer anyagoknak ily módon definiált élettartama önkényes — de a műanyag-

iparban elfogadott és alkalmazott — megállapodás következménye; a tapasztalat ugyanis azt bizonyítja, hogy a szakadási nyúlás ilyen arányú lecsökkenése után a vizsgált műanyag viszonylag gyorsan tönkremegy, rendeltetésszerű felhasználásra alkalmatlanná válik.

Esetünkben a nem öregített habosított polietilén érszigetelés-minták szakadási nyúlásának átlagértéke 460% volt; a hőregítést 12 hétig folytatva a minták szakadási nyúlásának átlaga 270%-ra csökkent. Ez azt jelenti, hogy a habosított polietilén érszigetelés élettartama 100 °C-on végzett hőregítés után 12 hét felett van. A későbbiekben látni fogjuk, hogy ez az eredmény a habosított polietilén érszigetelés alkalmazhatóságát bizonyítja!

3. Habosított polietilén érszigetelés alkalmazhatóságának elbírálása

A kémiai reakciók sebessége exponenciálisan függ a hőmérséklettől, annak növelése gyorsítja, csökkenése pedig lassítja a lejátszódó folyamatokat [3].

A reakciósebesség hőmérséklet-függését az alábbi képlet fejezi ki:

$$k = Ae^{-\frac{E}{RT}},$$

ahol k a szóbanforgó reakció sebességi állandója, E a reakció aktiválási energiája $\left(\frac{\text{cal}}{\text{mól}}\right)$, T az abszolút hőmérséklet Kelvin-fokban $(273+t \text{ °C})$, R az egyetemes gáz-állandó $\left(1,99 \frac{\text{cal}}{\text{fok mól}}\right)$, A állandó, ún. akciókonstans.

Ha ismerjük egy kémiai reakció aktiválási energiáját, akkor ki tudjuk számítani azt, hogy az adott kémiai reakció egyik hőmérsékleten hányszor gyorsabban vagy lassabban játszódik le, mint egy másik hőmérsékleten. (Ebben az esetben A értékének ismeretére nincs szükségünk).

Ezt a lehetőséget használjuk ki, amikor 100 °C-on végzett öregítési vizsgálatok eredményeiből következtetünk az anyag természetes felhasználási viszonyok között várható élettartamára.

Esetünkben a polietilén termikus aktiválási energiája a szakirodalomban szereplő adatok alapján [4]:

$$E = 12\,000 \frac{\text{cal}}{\text{mól}}.$$

A reakció keresett sebességi állandója a gyorsított hőregítés hőmérsékletén:

$$k_{100 \text{ °C}} = Ae^{-\frac{12000}{1,99(273+100)}} = A \cdot 9,53 \cdot 10^{-8}.$$

A Meteorológiai Intézet adataiból [5] ismerjük Magyarország évi átlagos középhőmérsékletét (10,7 °C) és a napsütés átlagos mennyiségét (5,4 óra/nap). Saját méréseinkből kiszámítottuk, hogy napsütéses időben a légkabel belső hőmérséklete átlagosan 10 °C-szal haladja meg a környezeti hőmérsékletet; felhős időben, illetve napnyugtától napkeltéig pedig a légkabel belső hőmérsékletét a környezeti hőmérséklet határozza meg, azzal megegyezik.

A habosított polietilén érszigetelés termooxidációjának (hőregedésének) sebessége az évi átlagos középhőmérsékleten, 10,7 °C-on:

$$k_{10,7 \text{ °C}} = Ae^{-\frac{12000}{1,99(273+10,7)}} = A \cdot 5,87 \cdot 10^{-10},$$

napsugárzásnak kitett légkabel esetében pedig, 20,7 °C belső átlaghőmérsékletet véve figyelembe (10,7 °C + 10 °C):

$$k_{20,7 \text{ °C}} = Ae^{-\frac{12000}{1,99(273+20,7)}} = A \cdot 1,21 \cdot 10^{-9}.$$

Ez azt jelenti, hogy 10,7 °C-on 162-szer, 20,7 °C-on 79-szer lassabban öregszik a vizsgált minta, mint 100 °C-on.

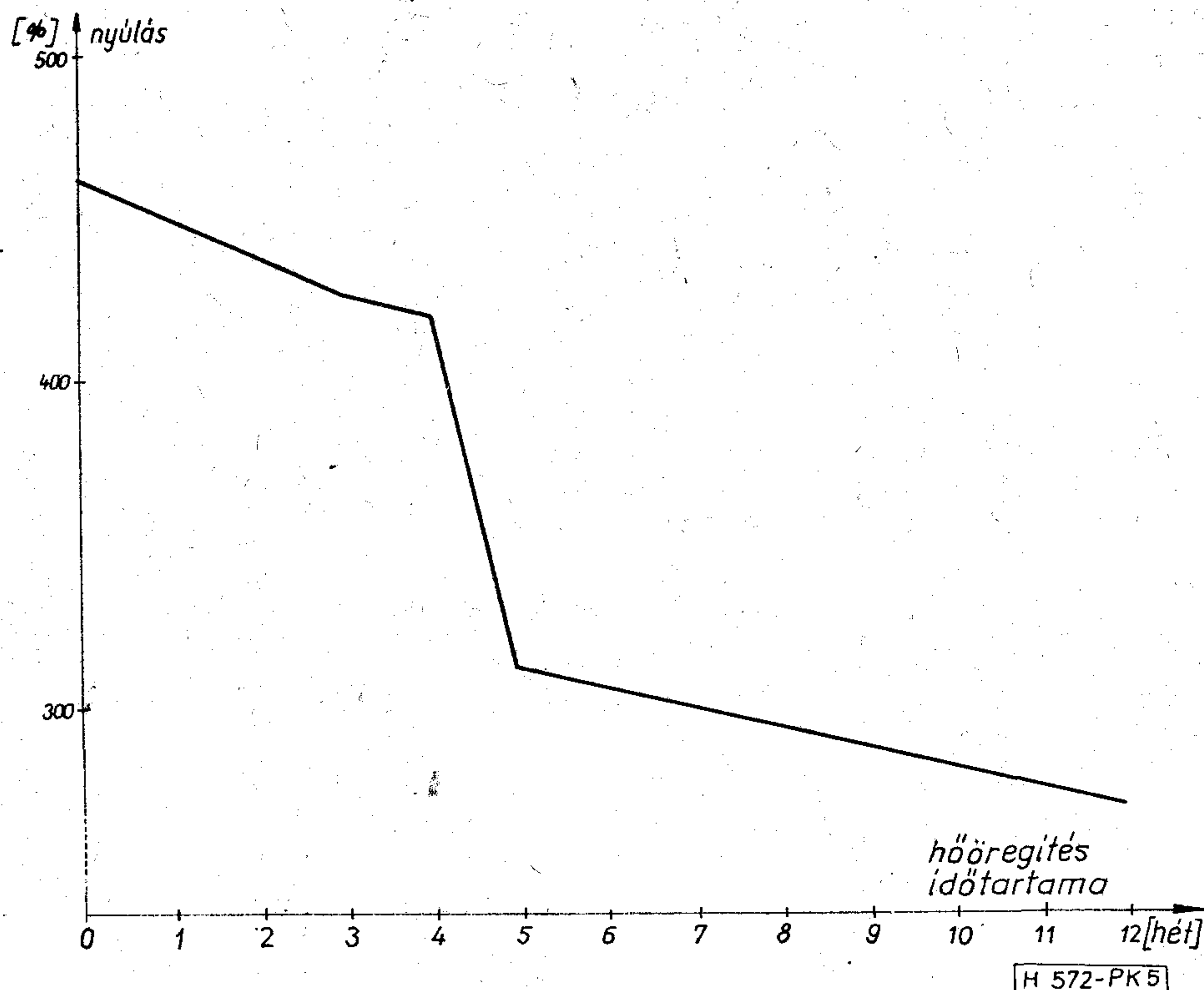
Amennyiben a habosított polietilén érszigetelés-től 20 év élettartamot kívánunk meg, akkor a számítás további menete a következő:

- 20 évben 1040 hét van (52 hét/év);
- az 1040 hétből 234 hét időtartam napsütéses $\left(\frac{5,4}{24} \cdot 1040\right)$, amikor a kábel belsejének átlaghőmérséklete 10 °C-szal magasabb, mint az átlagos környezeti hőmérséklet, tehát 20,7 °C;
- 20 év alatt 806 hétnek megfelelő ideig nincs napsütés, ekkor a légkabel hőmérséklete megegyezik a környezeti átlagos hőmérséklettel, ami 10,7 °C;
- a termooxidáció különböző hőfokra számított sebességi állandóinak figyelembe vételével 234 hét hőregedés 20,7 °C-on megfelel 3 hét 100 °C-on végzett hőregítésnek, míg a 806 hét 10,7 °C-on 5 hétig tartó hőigénybevétellel egyenlő; ez összesen 8 hét 100 °C-on lefolytatott mesterséges öregítést jelent.

Másképpen fogalmazva: amennyiben a légkábelekben a habosított polietilén érszigetelésektől 20 év élettartamot várunk el, akkor a 100 °C-on hőregített próbatestek szakadási nyúlásának átlaga csak 8 hetes igénybevétel után csökkenhet le a kiindulási átlagérték 50%-a alá.

A légkábelek érszigetelése várható élettartamának becslésénél ezenkívül figyelembe kell venni az alábbi „könnyítéseket”:

- 100 °C-on a hőregedés a polietilén teljes térfogatában játszódik le, míg 90 °C alatt a termooxidáció csak az anyag felületét érinti, s ez lényegesen kisebb igénybevételt jelent [6];
- a légkabel belsejének és a szárítószekrényben felfüggesztett próbatesteknek az oxigénellátása között különbséget tételezünk fel; arra gondolunk, hogy mivel a levegő-cirkuláció a kábelerek között gyakorlatilag nulla, ezért a „beépített” érszigetelés oxidatív bomlása valójában lassabban megy végbe, mint a szárítószekrényben felfüggesztett mintáké;
- a leglényegesebb különbség a matematikai összefüggésből számított várható élettartam és a természetes igénybevételnek kitett kábel-érszigetelések valódi élettartama között abból adódik, hogy a laboratóriumban végzett hőregítés során a termooxidáció izoterm légkörben játszódik le, üzemi körülmények között viszont — a napi hőmérséklet-ingadozás



5. ábra. Habosított polietilén kábel-érszigetelés szakadási nyúlásának változása 100 °C-on végzett hőregítés hatására

következtében — szakaszos, részletekben történő hőközléssel kell számolnunk. Márpedig — mint tájékoztató méréseinkből kitűnt — a polietilén a szakaszos hőigénybevételt tovább bírja, mintha ugyanazzal a hőmennyiséggel egyhuzamban terhelnénk.

Összefoglalva: megállapítottuk, hogy a vizsgált próbatestek szakadási nyúlása még 12 hét termooxidáció után sem csökkent a kiindulási érték 50%-a, azaz 230% alá. (A szakadási nyúlás—hőregítési idő összefüggést az 5. ábra szemlélteti.)

Laboratóriumi vizsgálataink alapján kimondhatjuk tehát, hogy légkábelek ereinek szigetelésére lehet habosított polietilént alkalmazni. Az érszigetelések várható élettartama természetes igénybevételi viszonyok között több, mint 20 év, s ha az előbbie-

ben felsorolt „könnyítéseket” is figyelembe vesszük, úgy még hosszabb felhasználási időtartamra számíthatunk.

IRODALOM

- [1] *Perényi Károly*: Polietilén vizsgálatok (kutatási jelentések, nem publikált anyag).
- [2] „Időjárás havijelentés” 1977. július és augusztus. Országos Meteorológiai Intézet kiadványa.
- [3] *Erdey-Grúz Tibor*: A fizikai kémia alapjai. Műszaki Könyvkiadó, 1969.
- [4] *Verdu*: Comportement des films en polyéthylène b. d. Plastiques modernes et élastomères, 1973. mars.,
- [5] *Klimatizáció*. Híradástechnikai tájékoztató közlemények. HIKI. 1958.
- [6] *Sztoljarov*: IV spektroszkópiai módszer alkalmazása nagy-molekulájú vegyületek oxidációs folyamatainak tanulmányozására. OMKDK ford. 166940.

SZEMLE

(Folytatás a 302. oldalról.)

A Raytheon Halbleiter GmbH (München, NSZK) elkészítette a MOS-mikroprocesszoroktól eltérő technológiájú, kis teljesítményfelvételű Schottky—LSI építő elemsort (típusa AM2900), amelynek az elemeit a felhasználónak legmegfelelőbb mikroprogramozással igazítják a meglevő software-hez. A 100 ns ciklusidejét is figyelembe véve, az építőelem rendkívül kedvező a felhasználónak. Az AM2901-es 4 bites, tetszőlegesen bővíthető CPU. A 16 szavas (szavanként 5 bites) RAM kettős címzésű, az ALU-ja 8 műveletes. Vezérlését 9 bites mikroprogram-szó biztosítja (3 szegmense az adat eredetét, az ALU-műveletet és az adat eltárolási helyét szabja meg). Az AM2909-es 4 bites mikroprogram-ellenőrző építőelem, a mikroprogram-tárolók (ROM, PROM) vezérlésére alkalmas. Bővíthető, címezni pl. multiplexeren keresztül lehet. Mindkét elem kerámia tokozású. A DM-kivitel — 55 °C...+125 °C között, a DC kivitel 0 °C...

...+70 °C között üzemeltethető. (*Regelungstechnische Praxis*, 1977. szept. [438])

A következő években a távbeszélő-központok kapcsolástechnikáját a mikroprocesszorok lényegesen megváltoztatják. Kis számú kapcsolási lehetőség esetén ugyanis a mikroprocesszor közvetlenül alkalmazható kiválasztó elemként. Ennél lényegesebb azonban a felhasználásuk a kiegészítő funkciók (pl. hívásrangsorolás, bérleti- és beszélgetési díjak meghatározása stb.) átvételében. Nagy jelentőségük lesz a nagy számítógépek és a távbeszélő-hálózatok összekapcsolási lehetőségének biztosításában, ahol mint vezérlőelem lényeges teljesítménycsökkenést okozhat. A Telefonbau und Normalzeit cég a 6030-as időosztásos multiplex-rendszert ilyen elvek szerint fejlesztette tovább és létrehozta a 10... néhány száz állomást vezérlő optimális rendszert. A rendszer központi feldolgozó egysége a mikroprocesszor. Programtárolójából veszi a vonalak összekapcsolási fázisainak utasításait. Az utasításokat utasítássorozatként a kapcsolási tárolóban helyezi el, amelyet kimenőtárolóként használ. Az indítóprogram mikroprogram, amely a kapcsolat feltételeinek teljesülésekor a kimenőtároló információinak kiolvasását és a kapcsolat létrehozását indítja. (*Nachrichtentechnische Zeitschrift*, 1977. szept. [439])

Mikroprocesszorok és a felsőoktatás (megjegyzések a külföldi tapasztalatok alapján)*

ETO 378:681.3—181.48

A mikroprocesszorok és általában az egész mikroelektronika rohamos fejlődése az elmúlt időszakban nagy hatást gyakorolt a technikai fejlődés egészére. A változás a mindennapi élet egyre több területén közvetlenül is érzékelhető, de talán a legjelentősebb a villamosmérnöki gyakorlatban. Ez a tény — minden túlzás nélkül megállapíthatjuk — arra kényszerítet, illetve kényszerít minden mérnököt, hogy megismerkedjék ezekkel az új eszközökkel és az általuk biztosított új lehetőségekkel. Természetesen az iparvállalatok mellett a műszaki felsőoktatásnak (egyetemeknek, főiskoláknak stb.) is gyorsan kellett reagálniuk erre a változásra, hogy egyrészt biztosítsák a végzett mérnökök továbbképzését, másrészt a tananyagok szükséges módosításával a hallgatók megfelelő felkészítését.

A közelmúltban több folyóirat címszáma [1], [2] és egy külön konferencia [3] is foglalkozott ennek a folyamatnak az oktatásra gyakorolt hatásával. Úgy véljük, nem haszontalan az ezen a területen végzett igen aktív hazai munka számára bemutatni néhány külföldi tapasztalatot és véleményt.

Ha először csupán néhány — az általános tendenciákra — vonatkozó véleményt sorolunk fel, elég eltérő nézőpontokkal találkozhatunk:

„A mikroszámítógép-forradalmat a legjobban úgy érthetjük meg, ha tudomásul vesszük, hogy a mikro-

számítógép nem más, mint egy olcsó számítógép.”

„A mai digitális tervező holnapra software mérnökké kell hogy váljon.”

„A mikroprocesszor programozás olyan általánossá fog válni, mint a gépkocsivezetés.”

„Mikroprocesszor: új eszköz — klasszikus problémák.”

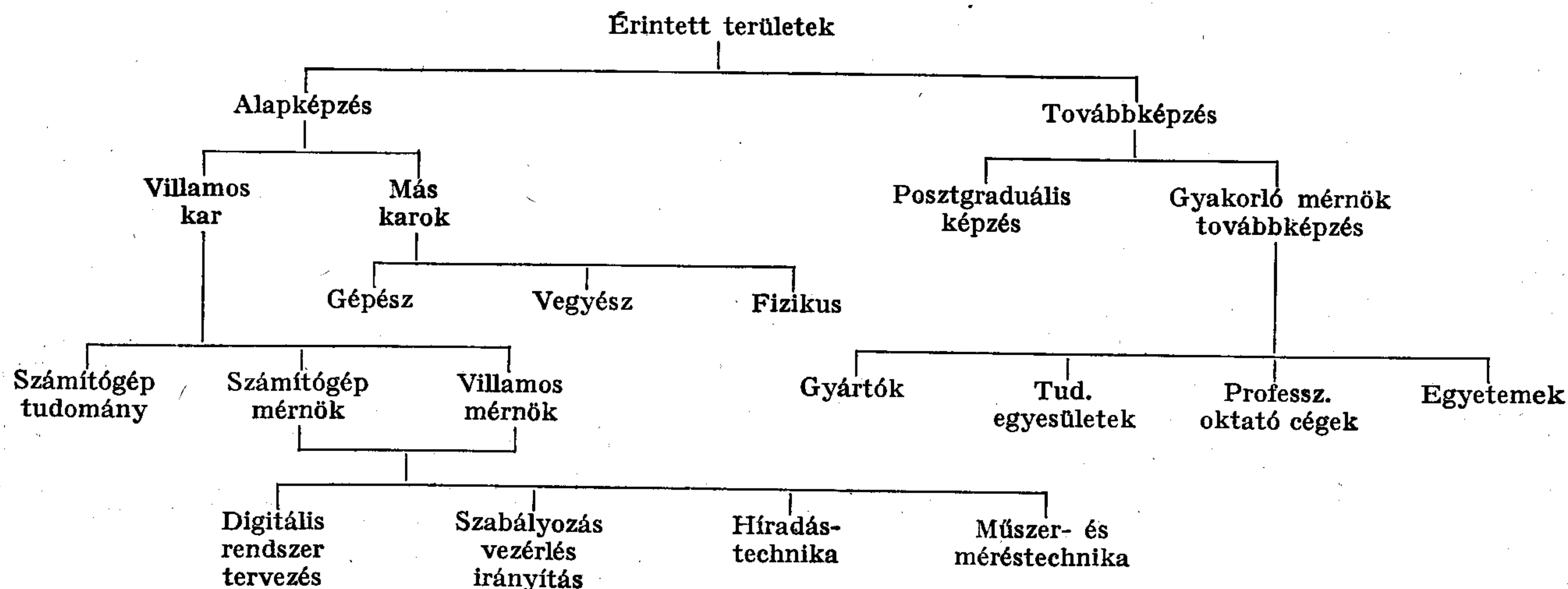
Ha csupán a mikroelektronika oldaláról tekintjük a feladatokat, a következő három részterületet különböztethetjük meg:

- általános célú elem (LSI chip) tervezés;
- berendezés (felhasználó) orientált LSI megvalósítás;
- általános célú LSI elem alkalmazás.

Az első kategóriájú feladat a félvezetőgyártónál jelentkezik, a második a gyártó és alkalmazó együttes munkáját tételezi fel, a harmadik pedig a legáltalánosabb, a mérnöki gyakorlatban legnagyobb számban előforduló LSI elem alkalmazási terület.

Ha az érintett felsőoktatási formákat és képzési módokat vizsgáljuk az oktatási feladat szempontjából, a következő főbb területeket találjuk (1. ábra).

Maga a mikroprocesszor, mint építőelem eltérő formákban jelenik meg az alkalmazásokban. Így alapeleme a mikroszámítógépeknek, amelyek alapvetően olcsó számítógépek. Ezek az oktatásban is jó alapot jelentenek. Ehhez hozzájárul alacsony áruk mellett könnyű hordozhatóságuk is. A korszerű mikroszámítógépek felépítése ugyanakkor alkalmasá teszi őket, hogy hardware/software tanítás eszközeként kerüljenek egyre kiterjedtebben alkalmazásra a mini- (kis-) számítógépek helyett. A legfontosabb két terület itt a be-kimeneti egységek (mint teletype, sornyomtató, katódsugárcsöves megjelenítő stb.) hardware és software interface-ének meg-



1. ábra

A HTE-MATE-NJSZT Mikroprocesszorok Alkalmazása Munkabizottsága 1977. november 14-én ankétot tartott Bohus Miklós elnökletével a mikroprocesszoroknak, mikroszámítógépeknek a BME Villamosmérnöki Karán és a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán történő oktatásáról.

Az ankétot dr. Vajda Ferenc tartott összefoglalót a mikroprocesszorok, mikroszámítógépek oktatásának külföldi helyzetéről, tapasztalatairól. A szerző jelen cikkében ezt az összefoglalót dolgozta fel.

Beérkezett: 1978. VI. 5.

valósítása, valamint a legalapvetőbb programozási forma és az assembler oktatása.

Az alkalmazások másik területe a programozott logika, ahol a mikroprocesszor tulajdonképpen univerzális logikai elem szerepét játssza. Ennek közvetlen következménye a tradicionális digitális tárgyak, mint a logikai elemek, logikai tervezés, digitális rendszertervezés stb. tematikájának megváltozása. Ehhez olyan új témakörök is kapcsolódnak, mint hardware/software feladatmegosztás, fejlesztő rendszerek típusai és szerepük a tervezés-megvalósítás különböző fázisaiban stb.

A mikroprocesszorok (mikroszámítógépek) hatása a felsőoktatásban több fázison keresztül valósul meg.

1. fázis: külön mikroprocesszor/mikroszámítógép oktatás.

Külön tárgyak formájában először csupán fakultatív előadások. Elembázis, architektúra oktatása egy adott típuson keresztül. Összehasonlítás, típuskiválasztás. Tipikus példák. Tervezési-realizálási módszerek és segédeszközök.

2. fázis: hatás, beépülés az egyes tárgyakba.

Legjobban érintett tárgyak: digitális számító-

gépek, elemek, logikai tervezés, digitális rendszertervezés, laboratóriumok stb.

3. fázis: új tematikájú tárgyak, új képzési forma.

Multiprocesszorok, parallel feldolgozás, hierarchikus rendszerek, mikroprogramozás, emuláció stb.

Software engineering, számítógéppel segített és számítógépbázisú tervezés, a mikroszámítógép mint a tervezés eszköze, illetve a rendszer komponense.

Bekövetkezik a digitális oktatás erősödése minden villamosmérnöki szakon.

Gyakorlatilag mindenütt — még a technológiailag legfejlettebb országokban is — most folyik az 1. fázis után a második kialakítása.

I R O D A L O M

- [1] Special issue on Microprocessor and Education. COMPUTER (IEEE Computer Society) Vol. 10. No. 1. 1977. January.
- [2] Special issue on Mikroprocessor Education. EUROMICRO NEWSLETTER Vol. 3. No. 2. 1977. April.
- [3] Proc. of the DISE Workshop on Microprocessor and Education (Colorado State University). Digital System Education Committee, 1976. August.



CZEGLÉDY GYÖRGY

Szomorú szívvel jelentjük, hogy elhunyt *Czeplédy György*, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnökségi tagja, a Külkereskedelmi Munkabizottság elnöke, lapunk szerkesztő bizottságának tagja.

Czeplédy György 1904-ben Szegeden született, iskoláit Budapesten végezte és 1927-ben a Műegyetemen gépészmérnöki oklevelet kapott. 1928-tól 1949-ig a Standard Villamossági Rt.-nél dolgozott, majd a Ferunion, ezt követően az Elektroimpex külkereskedelmi vállalatoknál dolgozott vezető beosztásban.

A Standard vállalatnál Czeplédy György rádióadó- és telefontechnika vonalán működött. Ő volt az, aki az iparban először a távkábel technikával foglalkozott. 1937-ben megszervezte a Telefon-Átviteltechnikai Osztályt, melynek vezetője lett. Ez az osztály fejlesztette ki és honosította az első hazai gyártású 3 csatornás légvezetékes berendezést, melyet lényegében változatlanul gyártott a Standard az 50-es évek elejéig, lényegesen modernizált változatát mind a mai napig gyártja a Telefongyár. A Standard Átviteltechnikai Osztályából alakult meg az Átvitel-

technikai Fejlesztési Osztály, mely ma a Telefongyárban működik. Czeplédy Györgynek számos újítása és egy találmánya is bevezetésre került.

A felszabadulás után a Standard Rt.-nél külkereskedéssel foglalkozott. A Ferunionnál és az Elektroimpexnél rövid idő alatt külkereskedelmi szakemberre képezte át magát. Nyugalomba vonulásakor — 1970-ben — műszaki tanácsadó volt. A külkereskedelemben kifejtett eredményes munkájáért Munka Érdemrenddel, műszaki-tudományos és egyesületi tevékenységéért Puskás Tivadar emlékéremmel tüntették ki. Ezen időszakban is végzett mérnöki munkát, a TKI megbízásából tropikalizációval foglalkozott, az OT több munkabizottságában is részt vett, tagja volt a Postaminisztérium Műszaki Tanácsának és szerepelt a Hivatalos Szakértők nyilvántartásában.

Mi, lapunk operatív szerkesztőségi munkatársai, évtizedeken át ismertük és szerettük Czeplédy Györgyöt, aki lapunk egyik alapítója volt és szerkesztő bizottságaink munkájában is részt vett. Emlékét megőrizzük.

Galvanizálás a híradástechnikában

ETO 621.357.6/7:621.39

Az ipari fejlődés során az eredetileg díszítő és korrózióvédő bevonatok előállítására szolgáló galvanizálást egyre nagyobb mértékben alkalmazták technikai célokat szolgáló rétegek előállítására. A technikai (funkcionális) bevonatok felhasználói között a híradástechnikai ipar tekintélyes helyet foglal el. Jónéhány olyan alkatrészt alkalmaz, melyek előállítása során a galvanotechnika számottevő szerepet játszik. Ilyenek pl. a nyomtatott áramkörök, a különböző érintkezők, egyes mikrohullámú passzív elemek stb. A galvánteknikai eljárások az elektronikus alkatrészek és áramkörök miniatürizálása és integrációja során fellépő problémák megoldásához lehetőséget nyújtanak.

A következőkben áttekintést nyújtunk egy sor részben új, gazdaságilag és technikailag érdekes felhasználási példáról a híradástechnika körében, melyek a funkcionális rétegtulajdonságok kihasználására épülnek, és melyeknél a miniatürizálás kérdése többnyire uralkodó szerepet játszik. Így képet alkothatunk a terület problematikájáról és sokoldalúságáról.

A híradástechnikai iparban gazdasági szempontból ma talán az *elektronikus áramkörök különböző kivitelezési formái* a legnagyobb jelentőségűek.

A *nyomtatott huzalozás* kialakulása az elektronikus készülékpépítés történetének szükségszerű eseménye volt. A nyomtatott huzalozással megvalósítható tömörebb szerelés, a megnövelt megbízhatóság, valamint a kedvező tömeggyártási adottságok nélkül sok korszerű elektronikai fejlesztési, és még inkább gyártási eredmény elérése lehetetlen, gyakorlatilag megoldhatatlan lett volna. Ugyanakkor megállapíthatjuk, hogy az eredeti nyomtatott huzalozás alapvető jelentőségű továbbfejlesztése olyan előrehaladást eredményezett, amelynek elérése a hagyományos összekötési eljárásokkal sohasem lett volna lehetséges.

Nyomtatott áramkörök alatt valamilyen szigetelőre, vagy félvezetőre felvitt vezető sávot értünk. A második világháború idején történt bevezetésük óta túlnyomó többségben még ma is a merev nyomtatott áramköröket alkalmazzák. A hajlékony nyomtatott huzalozás utóbbi időben bekövetkezett fejlődése azonban szükségessé teszi a nyomtatott áramkörök két általános kategória szerinti osztályozását. Eszerint megkülönböztethetünk: merev nyomtatott áramkörös kártyákat és hajlékony nyomtatott huzalozást.

A nyomtatott áramkörös kártyák, ill. huzalozás felépítése szerint további osztályozás végezhető a kész kártya, ill. szerelési egység vezetőrétegeinek, síkjainak száma alapján.

A merev nyomtatott áramkörös kártya volt történetileg a nyomtatott áramkörök első megjelenési

formája, és jelenleg is ezt alkalmazzák a legelterjedtebben. Kezdetről fogva nem csupán az áramvezető huzalozás megvalósítása a feladata, hanem a bekötött alkatrészek rögzítése és védelme, továbbá a teljes szerelvény hőegyensúlyát biztosító hűtőbordák rögzítése is.

A nyomtatott huzalozás legegyszerűbb kivitele az *egyoldalas nyomtatott áramkörös kártyák* esetében a huzalozás csupán a szigetelő alaplemez egyik oldalán van kialakítva. Ebben a kivitelben készül a jelenleg gyártott legtöbb nyomtatott áramkörös kártya. Az egyoldalas kártyákat a viszonylag kevésbé bonyolult, egyszerű áramkörökhöz alkalmazzák, ahol az áramkör típusa vagy sebessége nem támaszt a huzalozás elektromos jellemzőivel szemben szokatlan követelményeket.

Ha *egynél több huzalozási réteg* szükséges, a nyomtatott huzalozású kártya mindkét oldalára helyeznek áramköri rajzolatot. A két oldalon kialakított huzalozással kapcsolatban felmerül a két huzalozási réteg összekötésének szükségessége is. A rétegek közötti kapcsolatot többnyire a lemezbe fúrt lyukakban elektrokémiai úton leválasztott fémréteglátja el.

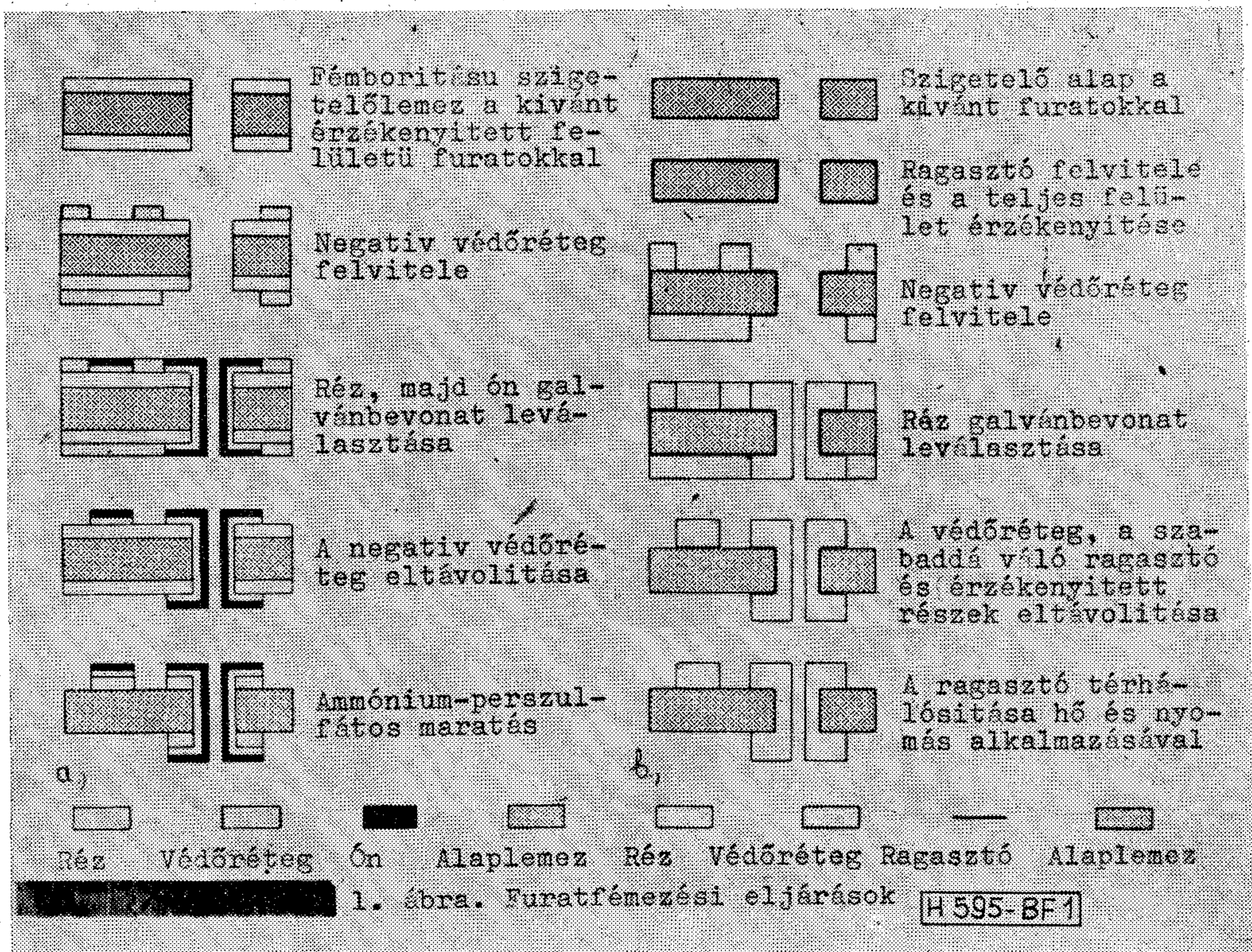
Az átfémezési (furatfémezési) eljárásnak kétféle változata van, mindkettő fémfelvitellel készített vezetőréteget alkalmaz az összekötés céljára a furat belső felületén. A két eljárás összehasonlítása végett az egyiket:

- a) hagyományos furatfémezési eljárásnak (vagy szubsztraktív eljárásnak), a másikat
- b) maratás nélküli furat fémezési eljárásnak (vagy additív eljárásnak) fogjuk nevezni.

Mindkét eljárást az 1. ábra szemlélteti.

A *hagyományos furatfémezési eljárás* kiinduló alapanyaga két oldalán fémfóliával (rézfóliával) borított alaplemez, amelyen furatok vannak azokon a helyeken, ahol az átkötések szükségesek. A furatok kifúrása és sorjáltatása után a kártya egész felületét — a furatok belső felületét is beleértve — kémiai redukcióval (árammentes úton) rézzel vonják be. Ezután galvanikus úton rézréteget visznek fel a fóliára és az érzékenyített furatfelületekre, a réteg vastagsága rendszerint 0,025 mm. Ezután a kártya mindkét oldalára negatív védőréteget visznek fel, amely azokat a felületeket fedi, ahonnan a későbbi műveletek során a rézfólia maratás útján eltávolításra kerül. A következő művelet a védőréteg által nem fedett felületek galvanikus bevonása a maratószernek ellenálló vékony ón-, vagy aranyréteggel. Végül, az eredeti védőréteg (fotolakk) eltávolítását követően, az így szabaddá vált felületről az alkalmazott galvánbevonat figyelembevételével megválasztott maratószerrel a rézet lemaratják.

A *maratás nélküli furatfémezési eljárás* abban különbözik az előbb ismertetett hagyományos eljárástól, hogy a maratási művelet elmarad, és az áramköri rajzolat az átkötésekkel (lyukfémezéssel) egy-



1. ábra. Galvanizálás a híradástechnikában

idejűleg készül. Ennek az eljárásnak a kiinduló anyaga az átkötési furatokkal ellátott, fémborítás nélküli rétegtelt lemez. A kártya- és furatfelületeket az 1b. ábrán szemléltetett módon ragasztóréteggel vonják be. E ragasztórétegre előbb áram nélküli, majd galvanikus eljárással igen vékony rézréteget visznek fel.

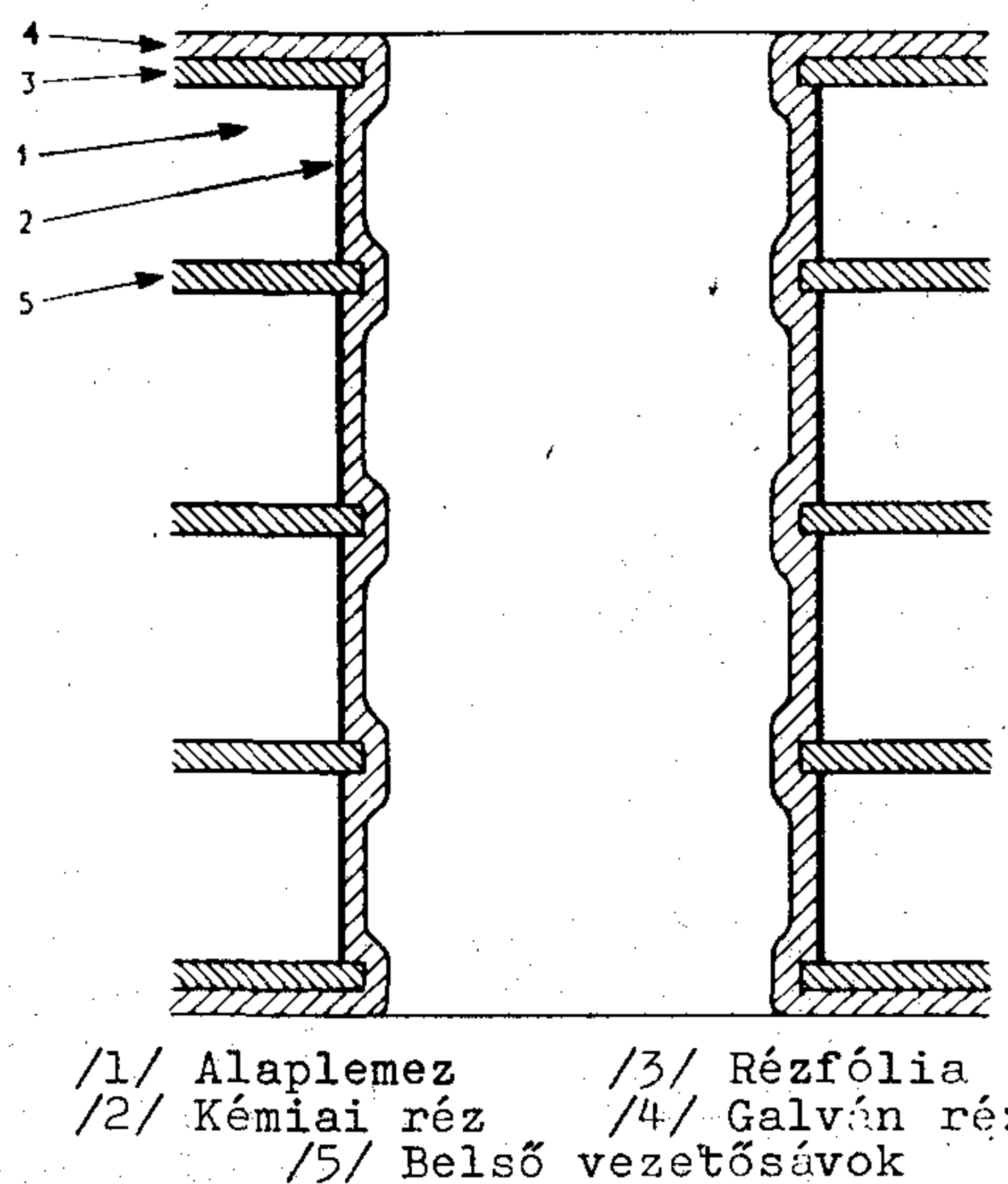
A következő művelet ebben az eljárásban is a negatív védőréteg elkészítése, amelyet az áramköri rajzolatot képező szabadon maradt felületek megfelelő vastagságú galvanikus rézbevonása követ. A negatív védőréteget és az alatta levő vékony rézréteget ezután eltávolítják, majd utolsó műveletként hő és nyomás alkalmazásával a ragasztóréteget térhálósítják.

A megnövekedett huzalozási sűrűség problémája csak kettőnél több huzalozási sík felhasználásával oldható meg. Ez a megoldás a *többréteges nyomtatott áramkörös kártyák* alkalmazásához vezet. A többréteges nyomtatott áramkörös kártya egyedi áramköri rétegek sorozata, mely rétegek a rendszer huzalozási rajzának megfelelően egymás között össze vannak kötve, ill. külső bekötőpontokkal vannak ellátva, és egyetlen darabból álló szerelvényt alkotnak. A többréteges kártyák gyártási eljárásai alapján véve az egy-, vagy kétoldalas kártyákhoz alkalmazott eljárások továbbfejlesztésének tekinthetők (2. ábra).

A hajlékony nyomtatott huzalozás és a nyomtatott kábelek gyártására szolgáló eljárások nem sokban különböznek a merev nyomtatott áramkörök előállítási módszerétől. A huzalozás e fajtájára jellemző a hajlékonyság, alakíthatóság és a lapos, vékony forma.

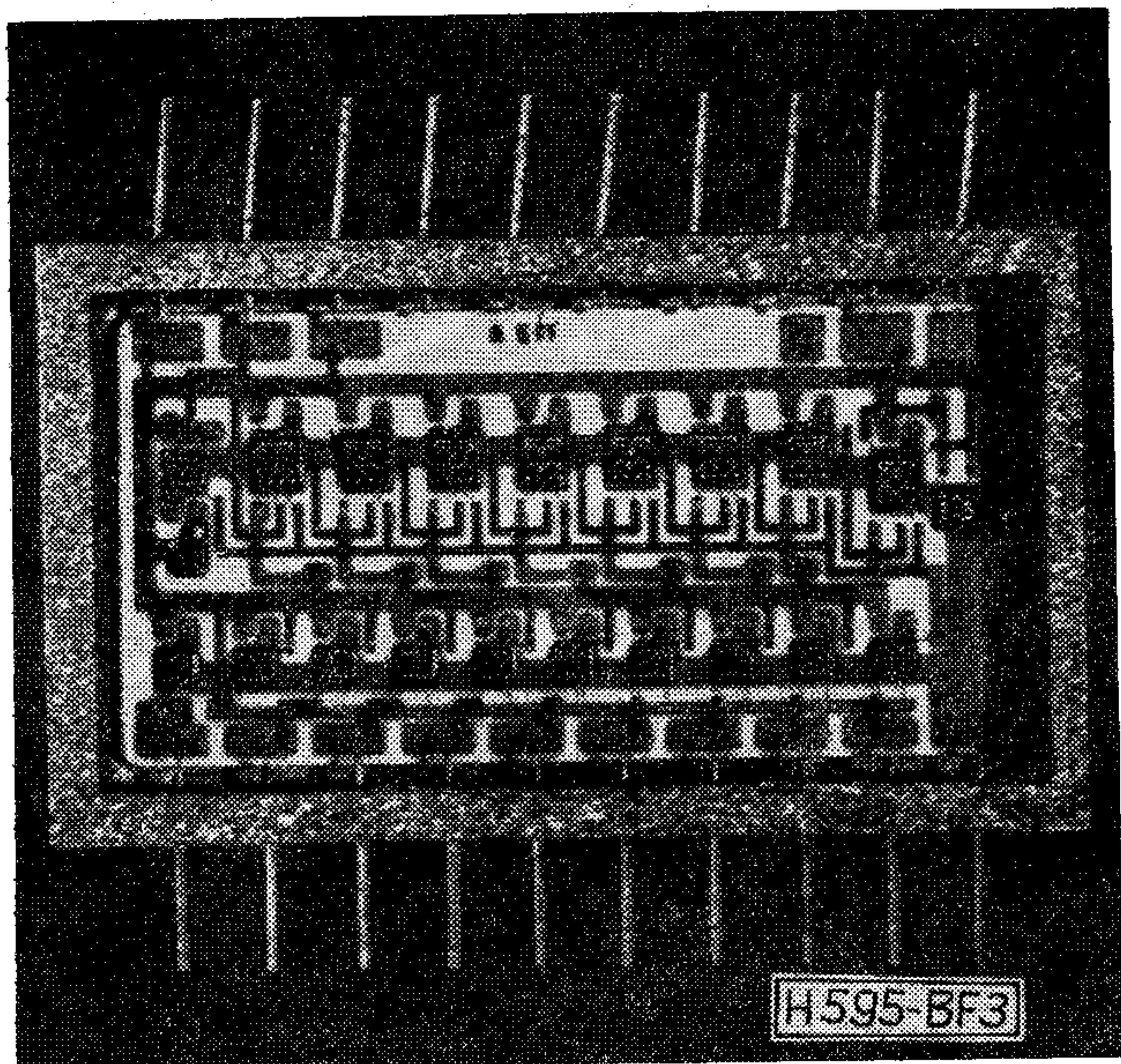
Az utóbbi években az áramkörfelépítésnek azt a módját, hogy hagyományos módszerrel egyedi

alkatrészeket kötnek be az áramkörbe és szerelnek össze, egy olyan technológia váltotta fel, melynél az összetett alkatrészek előállítása és ezek belső összekötése az alkatrészgyártás szerves részét alkotja. A különböző rétegfelviteli módszerekből — melyekkel alkatrészeket és belső kötések hoznak létre — két főbb áramkörtípus vagy stílus alakult ki. Az egyik monolitikus vagy *integrált áramkör* néven vált ismertté, amelyben az aktív (diódák, tranzistorok stb.) és a passzív alkatrészeket (ellenállások, kapacitások) egyidejűleg gyártják és ezután a szük-



2. ábra. Furattémezett többréteges kártya H 595-BF 2

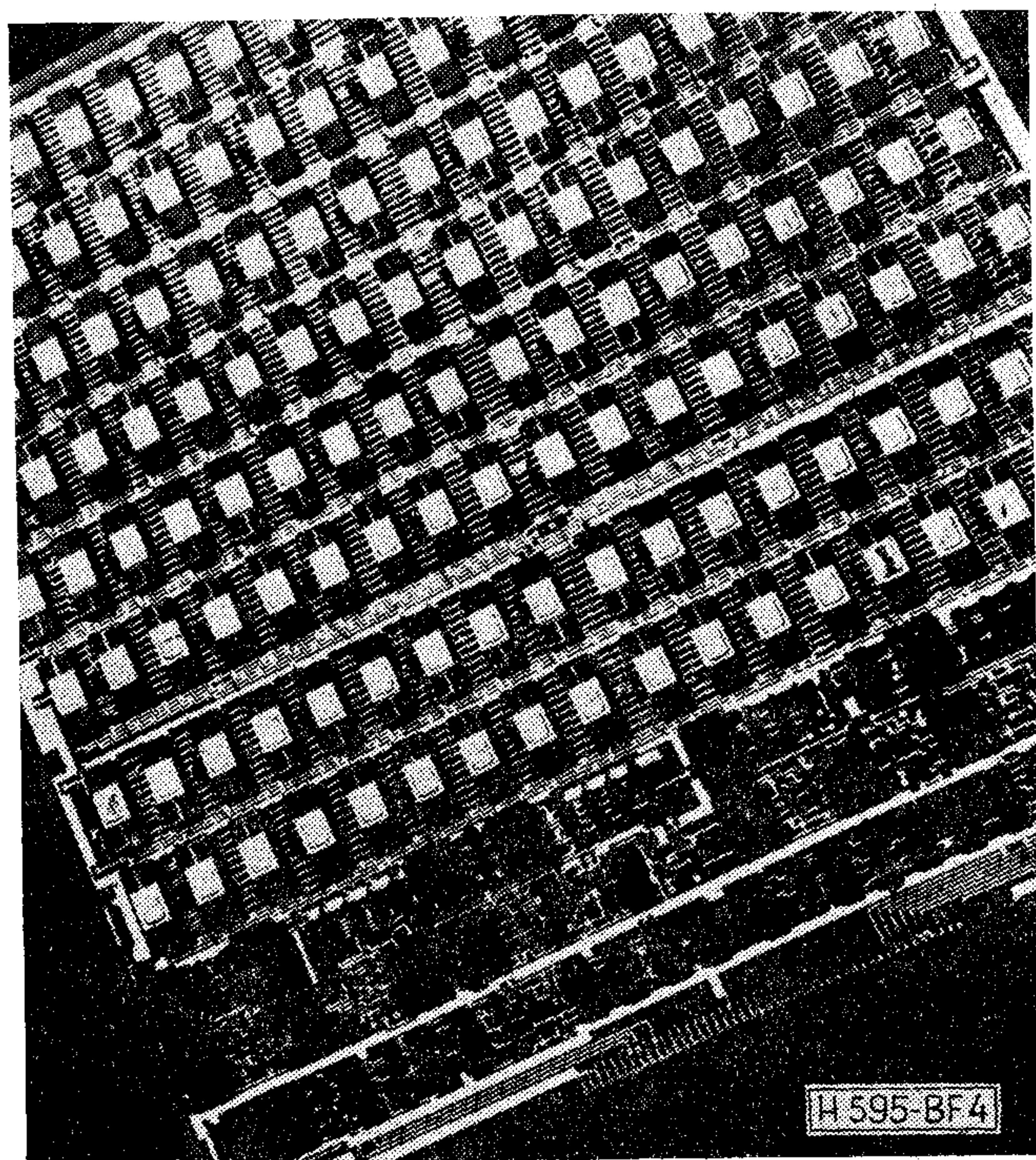
2. ábra. Furattémezett többréteges kártya



3. ábra. Hibrid áramkör

séges belső kötéseket úgy alakítják ki, hogy teljes funkcionális vagy műveleti áramkör keletkezzék. A másik technológia a *hibrid áramkör*, amelyben a passzív alkatrészeket és a belső kötéseket állítják elő egy hordozón és az aktív elemeket építik be úgy, hogy teljes áramkör jöjjön létre (3. ábra).

Az integrált áramkörök alkalmazása gyors ütemben növekszik. Ma már analóg és műveleti áramköröket is előállítanak integrált formában olyan különleges célokra, ahol a mennyiség elegendő nagy ahhoz, hogy a fejlesztési költségek megtérüljenek (4. ábra). Ahogyan a hibrid áramkörök gyorsan felváltják az egyedi alkatrészekből álló szerelvényeket még a kis darabszámú alkalmazásokban is, ugyanúgy az integrált áramkörök is sok hibrid alkalmazást válthatnak



4. ábra. Integrált áramkörökkel működő memóriaegység

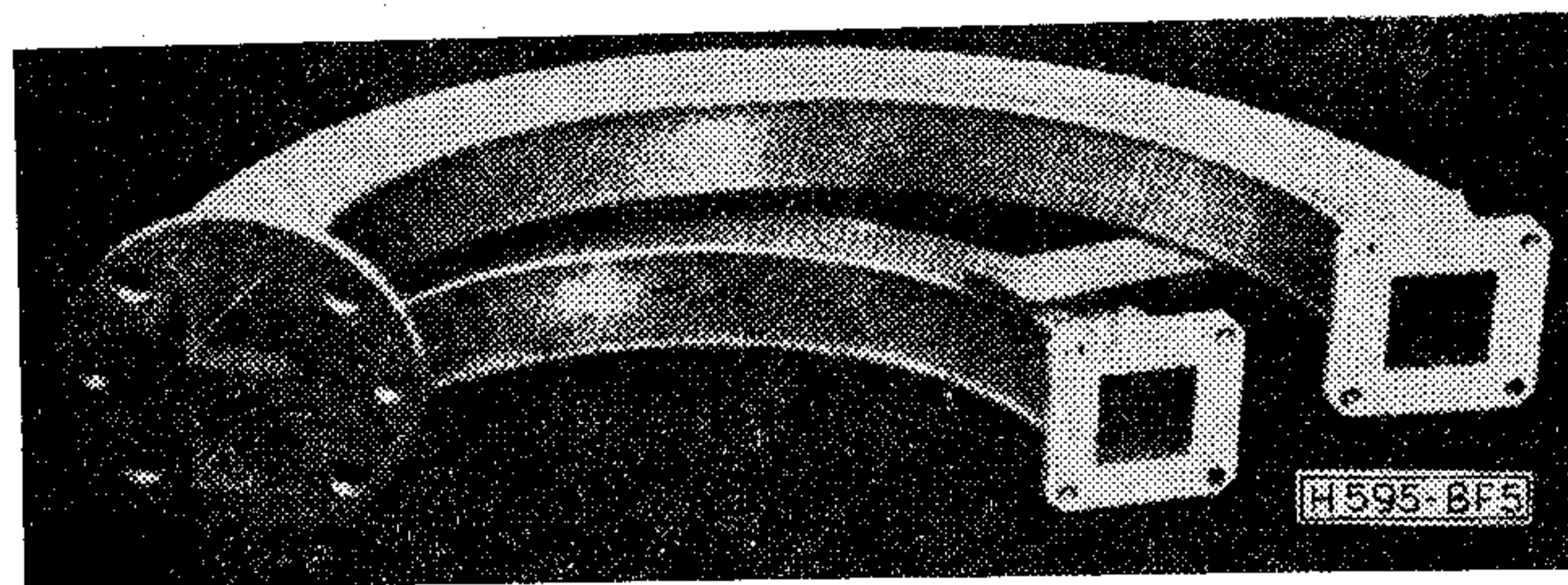
majd fel, ha költségeik elérik a gazdaságos szintet, vagy ez alá csökkennek, és kidolgozásra kerülnek olyan integrált áramkörök, melyek alkalmasak a hibrid alkalmazások kiváltására. A hibrid áramkörök mindemellett továbbra is fennmaradnak különleges tulajdonságaik következtében.

Az elektromos ipar másik, gazdaságilag jelentős ága, ahol a galván technika, pontosabban galvánplasztika alkalmazásra kerül, a *hanglemezgyártás*. A matrica előállításának lényegi lépése a viaszmatrica mérethű és pontos galvanikus „másolása” nikkel- és rézfürdőkben. A tárolt információ-sűrűség növelése céljából a jövőben egyre inkább szükségessé válik a barázdák távolságának további csökkentése, és a barázdaszerkezet precizitásának növelése. Ez különösen a sztereó-hangzás regisztrálására, színes képregisztrálásra és hasonló eljárásokra való tekintettel követelmény.

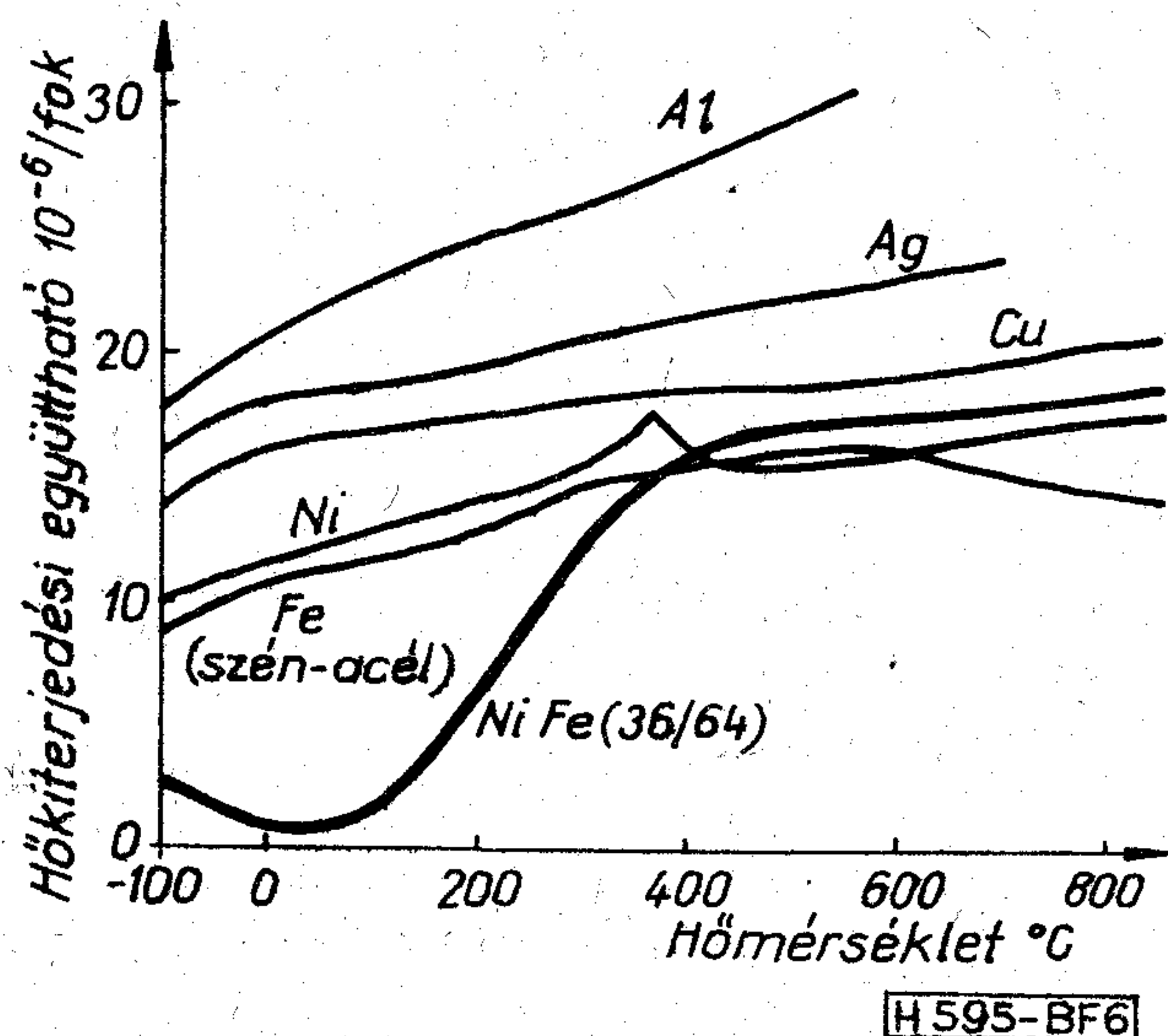
Az első lemezek, melyekre a hagyományos sztereó-lemezhez képest 10-szeres barázdasűrűséggel képeket rögzítettek, már forgalomban vannak. Játékidejük aránylag rövid, ami a barázdasűrűség további növelésével javítható lenne.

Amíg ma tulajdonképpen a forgalomban levő mechanikai regisztrálású hanglemezeken többnyire PVC és korom keverékből állnak, különböző cégek már forgalomba hoztak kobalt-nikkel, vagy más kobalt-ötvözzel borított lemezeket, amelyek mágneses tulajdonságainak kihasználása lehetővé teszi kép rögzítését és visszajátszását is. Egy másik fontos területet képeznek a mágneses szalagra való rögzítések, amelyeknél mind a hang, mind a kép regisztrálása lehetséges. Ez esetben műanyag szalagokra árammentesen visznek fel mágnesezhető réteget, amilyen pl. a kobalt-vas-foszför, nikkel-kobalt-foszför, vagy a kobalt-foszför réteg. Az ilyen mágneses tároló rendszerek nem csak a hang- és képrögzítésnél, hanem az adattárolásnál is széles körű alkalmazásra találnak.

A galvánplasztika további alkalmazási területe a *csőtápvonalak* előállítása. Ezek belül üreges tér-idomok nikkelből, rézből, vashól, alumíniumból, vagy megfelelő ötvözetekből, invárból vagy szuper-invarból készülnek és többnyire négyszögletes vagy kör keresztmetszetűek (5. ábra). Az ilyen testeket a felső MHz és GHz tartományban levő elektromágneses hullámok kis veszteséggel járó vezetésére használják. Hőmérsékletstabil ötvözetek alkalmazásával meglehetősen nagy frekvenciastabilitást lehet elérni. Amint azt a 6. ábrán láthatjuk, a Ni-Fe bázisú ötvözetek a számbajövő hőmérséklettartományban nagyságrendekkel jobb tulajdonságokat mutatnak, mint a hagyományos fémek. Ezért az utóbbi években számos cég foglalkozott olyan Ni-Fe, illetve Ni-Fe-Co ötvözetfürdők kifejlesztésével, melyekből a



5. ábra. Csőtápvonal

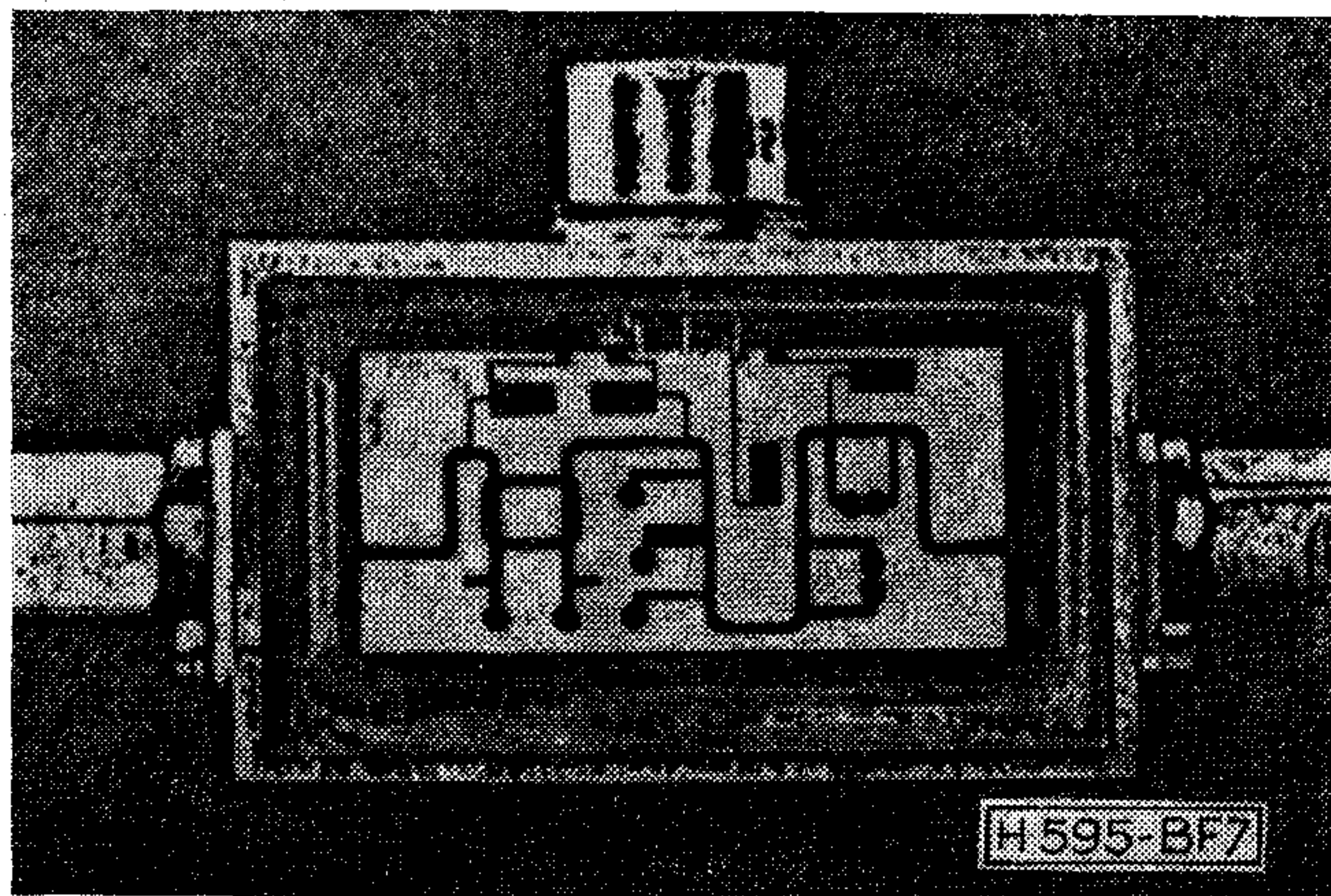


6. ábra. Különböző fémek hőkitérjedési együtthatója

kívánt tulajdonságú idomok leválaszthatók. Az előállítás másik érdekes perspektívája akkor nyílt meg, amikor lehetővé vált szerves oldatokból az alumínium galvanizálása.

A csőtápvonalak előállításánál lényeges szempont a belső felületek rendkívül sima és mérethű kialakítása, mivel a hullámok reflexióját ezáltal a lehető legmagasabb, csillapítását a lehető legalacsonyabb értéken tarthatjuk. A legtöbb esetben a belső felületre még néhány μm vastag ezüst-réteget választanak le, mivel az ezüst nagyfrekvenciás vezetőképessége jobb, mint a rézé. Sima belső felületeket a matricamagok gondos felületkezelésével lehet elérni.

Bár a hullámvezető-technológia területén még számos egyedi probléma vár megoldásra, a miniaturizálás egyre inkább afelé halad, hogy a csőtápvonalakat kisebb, tömörebb idomokkal, az ún. *sávvezetőkkel* helyettesítsék. A 7. ábrán egy miniaturizált fázistolót láthatunk, amely a sávvezető technológiával készült. Kívül a koaxiális kábelek csatlakozói láthatók. Az alaplemez hátsó oldalát összefüggő aranyréteggel vonták be, mely egy vékony, 100 Å vastagságú tapadást közvetítő krómrétegen helyezkedik el. Időközben már ezen a területen is kifejlesztettek árammentes fémező eljárásokat, melyek segítségével a kerámia alapra jól tapadó fémbevonatok



7. ábra. Sávvezető technológiával készült fázistoló

választhatók le. A sávvezető kapcsolások segítségével ma már a szilárdtest oszcillátorok és vevőberendezések hullámvezetőit deciméter és centiméter hullámtartományban teljesen integrálni és miniaturizálni lehet. Ez különösen a radarberendezések és az űrrepüléstechnika szempontjából érdekes, ahol fokozottan előtérbe kerül a kis súly és a nagyfokú megbízhatóság.

A galvanizáltika alkalmazási területével kapcsolatban meg kell említeni, hogy ma már lehetőség van arra, hogy a radarberendezések néhány méter átmérőjű fém parabola tükröit könnyűszerrel galvanizáltikával állítsák elő.

Az árammentes, illetve galvanikus fémleválasztásnak a szupravezetők területén történő alkalmazása jelentős technológiai haladást fog eredményezni. Olyan fémrétegeket lehet leválasztani tehát, melyek vezetőképessége az abszolút nulla fok közelében ugrásszerűen, nagyságrendekkel nő. Szupravezető kábeleket ún. huzalgalvanizáló berendezésekben lehet bevonni.

A galvanizált technológiák igen jelentős felhasználási területe a számítástechnika. E téren eredményesen alkalmazhatók a permalloy ötvözetekből készült mágneses rétegek (tároló cellák), melyekbe az információk betáplálhatók és újra visszahívhatók. A sík vékonyréteg tárolók néhány 100-tól 1000 Å-ig terjedő rétegvastagságú egységeket, a huzaltárolók kb. 0,5–5 μm vastag permalloy réteggel ellátott réz-berillium magokat tartalmaznak.

A vékonyréteg tárolók előnye a jó integrálhatóság, nagyon jó tároló kapacitás, nagyon jó — néhány nanoszekundumos nagyságrendű — kapcsolási idő. Tároló közegként előszeretettel használnak nikkel-vas-szelén rétegeket, mivel a szelén alkalmazása a galvanikus Ni-Fe permalloy rétegek tulajdonságait jelentős mértékben megjavítja. Természetesen ugyanerre a célra más, pl. nikkel-vas-kobalt, nikkel-vas-fosfor, nikkel-vas-tellur, nikkel-vas-réz, nikkel-vas-antimon, és hasonló ötvözetek is leválaszthatók.

Az ilyen rétegek kifogástalan működésének előfeltétele, hogy mechanikai feszültség a mágneses tulajdonságokat nem változtathatja meg. A réteget mágneses térben kell leválasztani, mégpedig úgy, hogy az erővonalak a réteggel párhuzomasak legyenek, ezáltal egytengelyű mágneses anizotrópia áll elő. A mágnesezettség tehát a réteg síkjában irányfüggő. A mágnesezettség fordulását alapszik az információtárolás és a betáplált adatok visszakeresése is.

A galvanizálással előállított mágneses tárolók másik lehetősége a huzaltároló. Bár a mágnesfilm-tárolóknál lassúbbak, előállításuk szinte teljes egészében automatizálható, és így gazdaságosabban állíthatók elő. A fémleválasztás egy kb. 76 μm vastag réz-berillium, vagy réz-fosfor-bronz hordozó huzalra történik. Az eljárásnál különösen fontos, hogy a hordozó huzal a lehető legmerevebb legyen. Ezt a leválasztás előtt többnyire kemencében történő hőkezeléssel érik el.

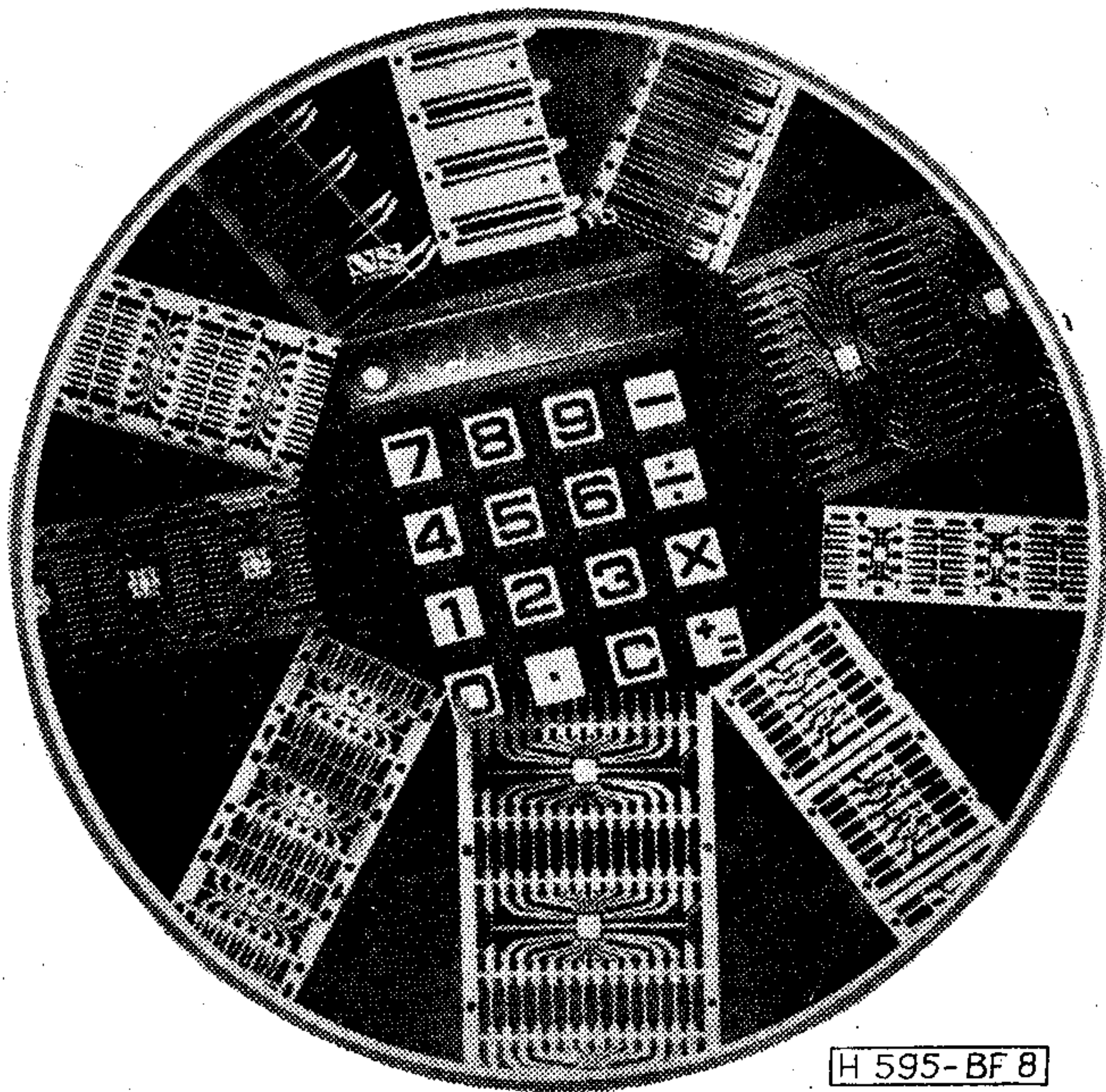
A réteg felvitele részleteiben a következőképpen mehet végbe. A huzalt viszonylag kis (2,5 mm/sec-os) előtolási sebességgel áthúzzák a szokásos előkezelő oldatokon. Gyakran elektrokémiai polírozási műveletet is közbeiktatnak. Öblítés után a huzalra

egy-, vagy kétlépcsős folyamatban 1–2 μm vastag kiegészítő rézréteget választanak le. Ezután ion-cserélt vízben újabb öblítés következik, majd leválasztják a huzalra a tulajdonképpeni permalloy réteget 0,5–5 μm vastagságban. Végül a tároló-huzal egy vizsgáló berendezésbe jut, ahol a magnetostrikció-mentességet ellenőrzik, vagy egy tároló-mérőhelyre, ahol a réteg kapcsolási tulajdonságait vizsgálják. A huzalt ezután 30–80 cm-es darabokra vágják, minőség szerint osztályozzák és további feldolgozásra kerül.

A galvánteknika legigényesebb problémái közé számít az *elektronikus építőelemek kontaktírozásának megoldása*. Ezzel kapcsolatosan egy érdekes megoldásra szeretnénk röviden rámutatni. A vezető és érintkező szerkezetek részleges aranyozásának berendezéseiről van szó. A galvaniparban ismeretes, hogy az arany-nak házrészekre és vezetékelrendezésekre történő leválasztása az összköltség tetemes részét teszi ki. A részleges aranyozásnál csak azokat a helyeket aranyozzák pontszerűen, ahová később a vezetékeket kell forrasztani. Ez több szempontból előnyös. A 8. ábrán a részlegesen aranyozott vezetőelemek jellegzetes példáit mutatjuk be. A teljesen automatizált részleges aranyozó berendezésekkel 95%-os aranymegtakarítás is elérhető.

A vázolt alkalmazási területek áttekintése nem lenne teljes a *fémek mikroszerkezetek* tárgyalása nélkül. Ezek alatt parányi méretű szerkezeteket értünk, többnyire önhordó fémiodomokat, amelyek akár szerszámnak, pl. felgőzölögtetőmaszk, megvilágító-maszk, tablettaszita és hasonló, akár csövek alkatrészeinek, pl. színes csöveknél árnyékolómaszk, elektród vezérlőrács, számkijelző csövek alkatrészei stb., vagy funkcionális félvezető alkatrészekenként alkalmazhatók. Az alkalmazott anyagoknak megfelelően árammentes leválasztást és galvanizálást, vagy kémiai és elektrokémiai maratási technológiát alkalmaznak, vagy ezek kombinációját.

A különböző technológiai feladatok megoldásait áttekintve megállapítható, hogy a megvalósítás során nemcsak elektrolitikus leválasztást, hanem ezenkívül más rétegfelvívó eljárásokat is alkalmaznak, amilyen pl. az árammentes leválasztás, anódos oxidáció, vákumgőzölögtetés, vagy akár a szita-nyomás. Ez a körülmény semmi esetre sem jelenti az elektrolitikus leválasztás jelentőségének csökke-



8. ábra. Részlegesen aranyozott vezetőelemek

nését vagy korlátozását, hanem az eljárási sor olyan kiegészítését, amely a galvánteknika bevezetését olyan esetekben is lehetővé tette, ahol eddig nem tudták alkalmazni. Az egyes eljárási módszerek kiválasztása vagy kombinációja szempontjából a szubsztátumra, rétegvastagságra, tapadási szilárdságra, forrasztathatóságra stb. felállított követelmények a fontosak. A galvánteknikának az elektronikában való alkalmazására egy további jellemző szempont lehet, hogy a legtöbb probléma már nem oldható meg monórétegekkel, át kell térni a több rétegű elrendezésekre. Sok feladtnál nagy jelentőségű lehet megfelelő ötvözetrendszerek alkalmazása, melyek leválasztására számos esetben még ki kell fejleszteni a megfelelő galvanizálási eljárásokat.

Röviden összefoglalva a jövőre nézve a következő prognózis állítható fel: a galvanikus úton előállított szerkezetek precizitásának növekedése, új ötvözetek kifejlesztése és leválasztása, a legtisztább anyagok előállítása célzott szennyezésekkel, új eljárások és vizsgálati módszerek kidolgozása az összes fizikai és kémiai rétegtulajdonságok kihasználására.

Termelékenység növelési szeminárium Gyöngyösön

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Gyöngyösi Szervezete 1978. november 20–21.-én Gyöngyös–Mátrafüreden szemináriumot rendez

TERMELEKENYSÉG NÖVELESI MÓDSZEREK AZ ELEKTRONIKAI ALKATRÉSZGYÁRTÁSBAN

címmel.

A szeminárium célja, hogy a hazai elektronikai ipar kutató, fejlesztő és tömeggyártó szakemberei között aktív gondolat- és tapasztalatcsere jöjjön létre a gyakorlatban is megvalósítható termelékenység-növelési módszerekről.

A szeminárium témakörei az alábbiak:

1. Automatizálás
2. Kisgépesítés
3. Kihozataljavítás új technológiai eljárásokkal
4. Üzemszervezés
5. Termelékenységnövelő komplex rendszerek

A HTE Gyöngyösi Szervezetének vezetősége várja további előadók jelentkezését, különösen a kisgépesítés és üzemszervezés témakörében, és számít a résztvevők aktív közreműködésére a szeminárium céljának elérésében.

A szemináriummal kapcsolatban érdeklődőknek a Híradástechnikai Tudományos Egyesület titkársága ad felvilágosítást a 113–027 telefonszámon.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.54.037.37.001.2

Dr. Sallai Gy.:

Direkt módszerek véges memóriájú digitális szűrők tervezéséhez

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 10. sz.

A cikk a véges memóriájú digitális szűrők referens analóg szűrők bilineáris leképezésén alapuló direkt tervezését ismerteti. Az ismertett módszer a foksám paritásától függetlenül alkalmazható, a szűrő-egységűkhöz egységes explicit kifejezések eredményez. A maximálisan lapos karakterisztikák kombinálásával tetszőleges határfrekvenciájú monoton karakterisztikák is előállíthatók. Minimálfázisú szűrő megfelelő lineáris fázisú szűrőből a referens tartományban egyszerűen transzformálható.

ETO 621.3.049.77.001.2:681.3

Masszi F.:

MOS/LSI integrált áramkörök számítógépes tervezése: eszköz- és funkcionális modellek

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 10. sz.

A dolgozat a korszerű mikroprocesszorokban nagy szerepet játszó MOS/LSI integrált áramkörök számítógépes tervezésének néhány kérdésével foglalkozik. Bemutat egy másodlagos effektusokat is figyelembe vevő MOS tranzisztormodellt, majd példát közöl funkcionális makromodellezésre. MOS R-S flip-flopra mutat be egy, a működést belül csak logikai szinten tükröző, de a külső áramkör szempontjából az eredeti flip-floppal ekvivalens, áramkörileg sokkal egyszerűbb funkcionális modellt. A modellek beépítésre kerültek a TRANZ/TRAN nemlineáris áramköranalízis programba és így néhány MOS/LSI áramköri részlet tranziens analízisének eredményét is közli a dolgozat.

ETO 519.724.6:621.38.004.64

Dr. Gefferth L.:

Hibakeresés lineáris áramkörökben két hibás elem esetén

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 10. sz.

Az elektronikus áramkörök hibáit nagyrészt egy vagy két hibás elem okozza. A cikk új módszert mutat be két, egyszerre hibás elem lokalizálására. A módszer azon új felismerésen alapszik, hogy két áramköri paraméter között bizonyos feltételek mellett bilineáris kapcsolat van.

ДК 621.372.54.037.37.001.2

Д-р Шаллаи, Дь.:

Прямые методы для проектирования цифровых фильтров с конечной памятью

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 10.

В статье рассматривается прямое проектирование цифровых фильтров с конечной памятью на основе билинейного отображения опорного, аналогового фильтра. Описанный метод может применяться независимо от степени четности и обеспечивает единные, явные выражения коэффициентам фильтра. При помощи комбинации характеристик максимально плоского типа возможно получение характеристик монотонного типа с любой граничной частотой. В опорном диапазоне из соответствующего фильтра с линейной фазой просто трансформируется фильтр с минимизирующей фазой.

ДК 621.3.049.77.001.2:681.3

Масси, Ф.:

Проектирование интегральных схем типа МОШ/ЛШИ при помощи вычислительных машин: инструмент и функциональные модели

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 10.

В статье рассматриваются некоторые вопросы проектирования при помощи вычислительных машин интегральных схем типа МОШ/ЛШИ,

ETO 621.315.24:621.315.616.96:678.742.2—405.8

Perényi K.:

Хабосított polietilén légkabel-érszigetelés élettartam-vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 10. sz.

A habosított polietilén érszigetelések postai légkábelekhez történő alkalmazhatóságának megítélése során megállapították, hogy az érszigetelések várható élettartamát a fokozott hőigénybevétellel szemben tanúsított stabilitása határozza meg. Megterveztek és megépítettek egy olyan mérőberendezést, mellyel a melegebb, nyári időszakban folyamatosan regisztrálták a fellépő hőmérséklet-ingadozást a kábelköpeny és a környezet hőmérsékletének függvényében. Megállapították, hogy a légkabel belső tere nem melegszik fel 50 °C fölé, s a napsugárzás hatására átlagosan 10 °C-szal haladja meg hőmérséklete a környezet hőmérsékletét. Gyorsított öregítési vizsgálatok és reakciókinetikai számítás segítségével megállapították, hogy a habosított polietilén érszigetelés várható élettartama több, mint 20 év, tehát alkalmazható légkábelek ereinek szigetelésére.

ETO 378:681.3—181.48

Dr. Vajda F.:

Микропроцессоры и высшее образование

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 10. sz.

Megjegyzések a külföldi tapasztalatok alapján az adott témához.

ETO 621.357.6/7:621.39

Bajor A.—Farkas S.:

Galvanizálás a híradástechnikában

HÍRADÁSTECHNIKA XXIX. (1978) 10. sz.

A technikai (funkcionális) bevonatok felhasználói között a híradástechnikai ipar tekintélyes helyet foglal el. Jónéhány olyan alkatrészt alkalmaz, melyek előállítása során a galvanotechnika számottevő szerepet játszik. A cikk áttekintést nyújt egy sor részben új, gazdaságilag és technikailag érdekes felhasználási példáról a híradástechnika körében, melyek a funkcionális rétegtulajdonságok kihasználására épülnek és melyeknél a miniatürizálás kérdése többnyire uralkodó szerepet játszik.

Обобщения

играющих важную роль в современных микропроцессорах. Излагается модель транзистора типа МОШ, учитывающая и вторичные эффекты и приводится пример для функционального макромоделирования. Рассматривается такая функциональная модель Р—Ш триггера типа МОШ внутренняя работа которой показана только с помощью логических уровней, но с точки зрения внешней цепи она является эквивалентным с исходным триггером и гораздо проще по схемному построению. Модели застроены в нелинейной программе TRANZ/TRAN для анализа электрических цепей, так приводится и анализация переходных процессов некоторых частей схемы MOS/LSI.

ДК 519.724.6:621.38.004.64

Д-р Геффертх, Л.:

Отыскание повреждения в линейных цепях в случае двух, неисправных элементов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 10.

Причиной повреждения электрических цепей в большинстве случаев является наличие одного или двух неисправных элементов. В статье приводится новый метод для локализации двух, одновременно поврежденного элемента. Метод основан на том новом опознании, что при определенных условиях между двумя параметрами цепи имеется билинейная связь.

DK 621.315.24:621.315.616.96:678.742.2—405.8

Перени, К.:

Испытание на срок службы пористой, полиэтиленовой изоляции жилы воздушных кабелей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 10.

В ходе обсуждения применимости пористой, полиэтиленовой изоляции жилы на воздушных кабелей связи установлено, что ожидаемый срок службы изоляции жилы определяется стабильностью изоляции жилы против форсированного температурного воздействия. Спроектировали и построили такую измерительную аппаратуру, при помощи которого в летнем периоде регистрировали непрерывно возникнувшие колебания температуры, в зависимости от температуры кабельной оболочки и окружающей среды. Установлено, что внутреннее пространство воздушного кабеля не нагревается выше 50 °С, и под влиянием солнечного излучения его температура в среднем на 10 °С превышает температуру окружающей среды. Путем ускоренного испытания на старение и кинетического расчета установлено, что ожидаемый срок службы пористой, полиэтиленовой изоляции жилы превысит 20 лет, и так может применяться для изоляции жилы воздушных кабелей.

DK 378:681.3—181.48

Др. Вайда, Ф.:

микропроцессоры и высшее образование

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 10.

На основе зарубежных опытов приводятся заметки к данной теме.

DK 621.357.6/7:621.39

Байор, А.—Фаркаш, Ш.:

Гальванизация в технике связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIX. (1978) № 10.

Среди потребителей технических (функциональных) осадков техника связи занимает значительное место. В ней применяется ряд элементов в ходе производства которых гальванотехника играет важную роль. В статье дается обзор ряда, отчасти новых, интересных с точки зрения экономики и техники примеров применения в области техники связи на базе использования функциональных свойств слоя, при которых вопрос и миниатюризации чаще всего ведет ведущую роль.

Zusammenfassungen

DK 621.372.54.037.37.001.2

Dr. Sallai, Gy.:

Direkte Methoden zur Entwurf von digitalen Filtern mit endlicher Speicher

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 10.

In dem Aufsatz wird der direkte Entwurf von digitalen Filtern mit endlichem Speicher, welche auf der bilinearen Abbildung von Referenzanalogfiltern gegründet sind, erörtert. Die vorgeschlagene Methode kann unabhängig von der Parität des Grades angewendet werden, und ergibt einheitliche explizite Ausdrücke für die Filterkoeffizienten. Die Kombination von maximalen flachen Charakteristiken ergibt Monotonfilter mit beliebigen Grenzfrequenzen. Filter mit minimaler Phase kann von entsprechendem linearem Phasenfilter in dem Referenzbereich einfach erhalten werden.

DK 621.3.049.77.001.2:681.3

Masszi, F.:

Komputerisierter Entwurf von MOS/LSI integrierten Stromkreisen: Mittel- und Funktionalmodelle

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 10.

In dem Aufsatz werden einige Fragen des komputersierten Entwurfes der komputersierten Planung von MOS/LSI integrierten Stromkreisen, die in den modernen Mikroprozessoren eine grosse Rolle spielen, erörtert. Es wird ein MOS Transistormodell, das auch sekundäre Effekte in Acht nimmt, dargestellt und es werden Beispiele zur funktioneller Makromodellierung gegeben. Für den MOS R-S Flip-Flop wird ein Funktionalmodell, welches die Funktion innerhalb nur logisch widerspiegelt, aber von Standpunkt äusseren Stromkreises mit dem originalen Flip-Flop äquivalent und laut dem Stromkreis viel einfacher ist, dargestellt. Die Modelle wurden in dem TRANS-TRAN nichtlinearen Stromkreis-Analyseprogramm eingebaut und so werden in dem Aufsatz auch die Ergebnisse der Transientanalyse von einigen MOS/LSI Stromkreis-Details, beschrieben.

DK 519.724.6:621.38.004.64

L. Gefferth.:

Diagnose von linearen elektronischen Stromkreisen mit zwei fehlerhaften Elementen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 10.

Die meisten Fehler der elektronischen Stromkreise entstehen durch ein oder zwei fehlerhafte Elemente. In dem Aufsatz wird eine neue Methode zur systematischen Lokalisation von zwei fehlerhaften Elementen, erörtert. Diese Methode ist auf jene neue Erkenntnis gegründet, dass zwischen zwei Stromkreisparametern, unter gewissen Bedingungen, bilineares Verhältnis ist.

DK 621.315.24:621.315.616.96:678.742.2—405.8

Perényi, K.:

Zelpolyäthylen—Luftkabel

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 10.

Im Laufe der Beurteilung von der Anwendbarkeit der Zelpolyäthylen-Aderisolation zu den Luftkabeln für die Fernmeldetechnik wurde es bestätigt, dass die zu erwartende Lebensdauer der Aderisolation, auf Grund ihrer Stabilität gegen der Wärmebeanspruchung bestimmt wird. Es wurde solch eine Messeinrichtung entworfen und konstruiert, mit welcher sie in den wärmeren Sommerperioden ununterbrochen die auftretenden Temperaturschwankungen in der Funktion der Temperatur des Kabelmantels und Umgebung registriert haben. Es wurde festgestellt, dass der Innenraum des Luftkabels sich über 50 °C nicht erwärmt, und dass seine Temperatur unter der Wirkung von der Sonnenbestrahlung durchschnittlich mit 10 °C höher, als die Temperatur der Umgebung ist. Mit Alterungsprüfungen und Reaktionskinetikberechnungen wurde es festgestellt, dass die voraussichtliche Lebensdauer der Zelpolyäthylen mehr als 20 Jahre ist, und deshalb zur Isolierung von Luftkabelldämmern anwendbar sei.

DK 378:681.3—181.48

Dr. Vajda, F.:

Mikroprozessoren und Hauptschulewesen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 10.

Bemerkungen zum gegebenen Thema auf Grund der ausländischen Erfahrungen.

DK 621.357.6/7:621.39

Bajor, A.—Farkas, S.:

Galvanisierung in der Fernmeldetechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) Nr. 10.

Zwischen den Verbrauchern von technischen (funktionellen) Überzügen befindet sich die fernmeldetechnische Industrie ansehnlich. Sie wendet etliche Bauelemente an, bei der Herstellung welcher die Galvanotechnik eine bedeutende Rolle spielt. In dem Aufsatz wird ein Überblick über eine Reihe von teilweise neuen, ökonomisch und technologisch interessanten Anwendungsbeispielen in dem Gebiet der Fernmeldetechnik gegeben. Diese Beispiele gründen sich auf die Ausrüstung der funktionellen Schichteigenschaften bei welchen die Frage der Miniaturisierung meistens eine herrschende Rolle spielt.

Summaries

UDC 621.372.54.037.37.001.2

Dr. Gy. Sallai.:

Direct Methods for FIR Digital Filter Design

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

The direct approximation of the finite-impulse-response (FIR) digital filters, using the bilinear transformation of the reference analog filter has been presented. The proposed methods are available for both even and odd degree filters, and yield uniform explicit expressions for the filter-coefficients. The combination of the maximally flat characteristics provides monotonic filters with arbitrary cutoff-frequency. Minimal-phase filters are simply obtained from the corresponding linear-phase filters in the reference domain.

UDC 621.3.049.77.001.2:681.3

Masszi, F.:

Computer Aided Design of MOS/LSI Integrated Circuits: Device- and Functional Models

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

The paper deals with some questions of the computer-aided design of MOS/LSI circuits playing a very important role in the modern microprocessors. It introduces a MOS transistor model taking into consideration second-order effects too, and gives an example for functional macromodeling by showing a MOS R-S flip-flop macromodel describing the inner functioning of the original flip-flop like only logical levels but being equivalent with the original R-S circuit from the point of view of the outer circuit and naturally having more simple circuitry than the original. The models were integrated to the TRANZ-TRAN nonlinear circuit analysis program, and so some results of MOS/LSI circuit detail transient analyses are shown, too.

UDC 519.724.6:621.38.004.64

Dr. Gefferth.:

Diagnosis of Linear Electronic Circuits With Two Faulty Elements

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

Most of the faults of electronic circuits are caused by one or two faulty elements. In the paper a new method is presented for systematic localization of two faulty elements. This method is based on the new recognition of the bilinear relation which exists between two network parameters under certain circumstances.

UDC 621.315.24:621.315.616.96:678.742.2—495.8

Perényi, K.:

Celular Polyethylene Insulation of Aerial Cables

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

In course of the estimation of the applicability of cellular polyethylene core insulation to aerial cables for telecommunication it was stated, that the expectation of duration of core insulations is determined by its stability against increased heat stress. A measuring equipment was designed and constructed by means of which the temperature-variation in the function of the cable sheath and environment was registered in the warmer summer period continuously. It was found that the inside of the aerial cables does not warm up over 50°C, and that under the effect of sun radiation its temperature exceeds in average with 10 °C the environmental temperature. By means of the accelerated ageing tests and reactive kinetic calculations it was proved, that the duration to be expected of cellular polyethylene core insulation is more than 20 years and therefore is suitable to the insulation of aerial cables.

UDC 378:681.3—181.48

Dr. Vajda, F.:

Microprocessors and Higher Education

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

Remarks to the above subject on the basis of foreign experiences.

UDC 621.357.6/7:621.39

Bajor, A.—Farkas, S.:

Galvanization in the Telecommunication Engineering

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

Telecommunication Engineering takes a considerable room between the users of technical (functional) covering. It applies several components during the production of which galvanization plays an important role. The paper gives a review over a series of partially new, economically and technically interesting examples of application in the domain of telecommunication engineering, based on the utilization of the functional layer properties and by which the question of miniaturization plays generally a sovereign role.

Résumés

CDU 621.372.54.037.37.001.2

Dr. Gy. Sallai.:

Méthodes directes pour calculer les filtres numériques de mémoire finie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

L'article décrit le calcul direct de filtres numériques de mémoire finie qui se base sur la transformation bilinéaire des filtres analogiques de référence. La méthode expliquée peut être employée indépendamment de la parité de rang et elle résulte les expressions unies explicitées aux coefficients de filtre. Par la combinaison des caractéristiques à maximum plat, on peut obtenir des caractéristiques à variation monotone croissante à fréquence de coupure arbitraire aussi. Le filtre à phase minimal peut être simplement transformer de filtre approprié à phase linéaire dans le domaine de référence.

CDU 621.3.049.77.001.2:681.3

Masszi, F.:

Projet des circuits intégrés MOS/LSI assisté par ordinateur: modèles fonctionnels

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

L'article examine certaines questions du projet assisté par ordinateur des circuits intégrés MOS/LSI jouant un rôle considérable dans les,

microprocesseurs modernes. On présente le modèle d'un transistor MOS, prenant en considération des effets secondaires aussi, puis on traite un exemple pour la réalisation d'un macromodule fonctionnel. On présente en outre un modèle fonctionnel pour une bascule R-S MOS, ne reflétant le fonctionnement interne qu'au niveau logique, mais qui reste équivalent à la bascule originale au point de vue du circuit externe, avec un circuit plus simple. Ces modèles ont été insérés dans le programme d'analyse non linéaire TRANZ/TRAN, et l'article fait aussi connaître le résultat de l'analyse des transistors de quelques détails de circuit MOS/LSI.

CDU 519.724.6:621.38.004.64

Dr. L. Gefferth.:

Repérage de dérangements dans les circuits linéaires en cas de deux composants défectueux

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

Les défauts des circuits électroniques sont provoqués pour la plupart par un ou deux composants défectueux. L'article montre une méthode nouvelle pour localiser deux composants défectueux à la fois. La méthode se fonde sur la reconnaissance nouvelle que il y a un rapport bilinéaire entre de deux paramètres de circuit sous conditions.

CDU 621.315.24:621.315.616.96:678.742.2—405.8

Perényi K.:

Examen d'endurance des câbles aériens à isolation des conducteurs en polyéthylène moussé

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

En évaluant l'applicabilité d'isolation des conducteurs en polyéthylène moussé aux câbles aériens postaux, on a établi que l'endurance prévue est déterminée par la stabilité montrée sous l'effet de contrainte thermique. On avait dessiné et construit un testeur par lequel l'oscillement de la température en fonction de la température d'enveloppe de câble et celle d'ambiance ont été continuellement enregistrés dans une période plus chaude d'été que l'espace intérieur ne se réchauffe pas au dessus de 50 °C et il dépasse la température ambiante de 10 °C moyennement. Au moyen des examens de vieillissement accéléré et le calcul de la cinétique de réaction, on a établi que l'endurance prévue d'isolation des conducteurs en polyéthylène moussé dépasse de 20 années alors elle peut être employée pour isoler les conducteurs des câbles aériens.

CDU 378:681.3—181.48

Dr. Vajda, F.:

Les microprocesseurs et l'enseignement supérieur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

Remarques au thème cité, à la base des expériences étrangères.

CDU 621.357.6/7:621.39

Bajor A.—Farkas S.:

Galvanisation dans la télécommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIX. (1978) No. 10.

Parmi les utilisateurs des revêtements techniques (fonctionnels), l'industrie des télécommunications joue un grand rôle. On y trouve beaucoup de pièces détachées dont la fabrication nécessite l'emploi des méthodes de galvanisation. L'article offre une vue générale en relation d'une série d'applications dans l'industrie des télécommunications, qui sont en partie toutes nouvelles et intéressantes tant au point de vue économique que technique. Ces exemples se basent sur l'exploitation judicieuse des propriétés fonctionnelles des couches où le problème de la miniaturisation reste en majorité prépondérante.

