

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

9

HÍRADÁS- TECHNIKA

1976. szeptember XXVII. évfolyam 9. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. SALLAI GYULA: A digitális szűrők tervezésének alapelvei	257
Egyesületi hírek	268
BÉRES VILMOS—DR. GÉHER KÁROLY: Lineáris hálózatok érzékenység és tolerancia vizsgálata ...	269
DR. CSERNY LÁSZLÓ: VHF/UHF sávi műsorszóró rendszerek hatékonyságának mérőszámai	275
Szemle	279, 285
PERÉNYI BÉLA—SASS JÁNOS: A váltakozó feszültség mérése	281
Tartalmi összefoglalások	286
Обобщения	286
Zusammenfassungen	287
Summaries	287
Résumés	288

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

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221—285. Levélcím: 1906 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta 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” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 76.5291 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

DR. SALLAI GYULA
Posta Kísérleti Intézet

A digitális szűrők tervezésének alapelvei

ETO 621.372.54.037.37:519.76:681.32

Jelen cikkben a mintavételező szűrők, ezen belül elsősorban a digitális szűrők tervezésének alapvető sajátosságait, problémáit, nehézségeit taglaljuk. A cikk a mintavételező szűrők típusait rendszerező, tulajdonságaikat ismertető [1] cikkhez csatlakozik. A digitális szűrők, amelyek a mintavételező szűrőosztály legfontosabb csoportját képezik, a mintavett és kvantált jelek lineáris feldolgozását végzik. Ennek megfelelően digitális léptető tárolókból, digitális szorzó és összeadó áramkörökből épülnek fel. A digitális szűrők szintézise az analóg RLC szűrők szintézisével szemben számos előnyös tulajdonsággal rendelkezik: szélesebb az előírható karakterisztikák köre, kisfokszámú alaptagok különösebb megkötések nélkül összekapcsolhatók, a szorzóegyütthetők értéke általában igen egyszerűen meghatározható stb. Ugyanakkor a digitális jelfeldolgozás újabb problémákat vet fel: a feldolgozandó jel és a szorzóegyütthetők kvantálásából zaj keletkezik, az átviteli karakterisztika periodikus, a digitális műveletvégzés nem elhanyagolható időt igényel stb.

A digitális szűrők tervezésének jellemző sajátosságait a lineáris hálózatok szintézisének négy lépése köré csoportosítva tekintjük át.

1. Megengedett függvények

Általános eset

A digitális, általában a mintavételező szűrőket egyértelműen leírja egy összetartozó kimeneti és bemeneti T -közű mintasorozat Z transzformáltjainak hányadosa. E z függvényt a szűrő $K(z)$ transzfer függvényének neveztük [1]. A digitális szűrők elemei összeadást, valós számmal végzett szorzást és késleltetési műveleteket végeznek. Mivel az egységnyi késleltetést a z tartományban z^{-1} írja le, $K(z)$ transzfer függvényként megengedett minden olyan z^{-1} -ben racionális valós együtthetős törtfüggvény, melynek nevezője — a stabil működés érdekében — egységnyinél kisebb abszolút értékű gyökökkel rendelkezik.

Azaz

$$K(z) = \frac{D(z^{-1})}{B(z^{-1})} = \frac{d_0 + d_1 z^{-1} + \dots + d_M z^{-M}}{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_K z^{-K}}, \quad (1)$$

ahol $B(z) = 0$ gyökei $|z_i| < 1$.

Megjegyzések:

1. A lehetséges egyszerűsítéseket elvégezve $b_0 \equiv 1$ legyen.

2. Ha $K(z)$ z -ben racionális törtfüggvényként adott:

$$K(z) = \frac{D(z)}{B(z)} = \frac{d_0 z^P + d_1 z^{P-1} + \dots + d_M z^{P-M}}{z^Q + b_1 z^{Q-1} + b_K z^{Q-K}},$$

ahol $\min\{P-M, Q-K\} = 0$,

a $B(z)$ — gyökeire tett feltételen túlmenően — $D(z)$ -nél kisebb fokszámú nem lehet: $Q \geq P$.

3. A gyakorlatban $M=K$, $Q=P$.

4. A stabilitás elegendő feltétele:

$$b_0 \equiv 1 > \sum_{i=1}^K |b_i|.$$

A $K(j\omega)$ átviteli karakterisztikát stabil szűrők esetén a $K(z)$ transzfer függvényből $z = e^{j\omega T}$ helyettesítéssel nyerjük. A $K(j\omega)$ tehát $K(z)$ -nek a $|z|=1$ egységkörön felvett értékei. Az átviteli karakterisztika részkarakterisztikáit, az amplitúdó és fáziskarakterisztikát az alábbi összefüggés definiálja:

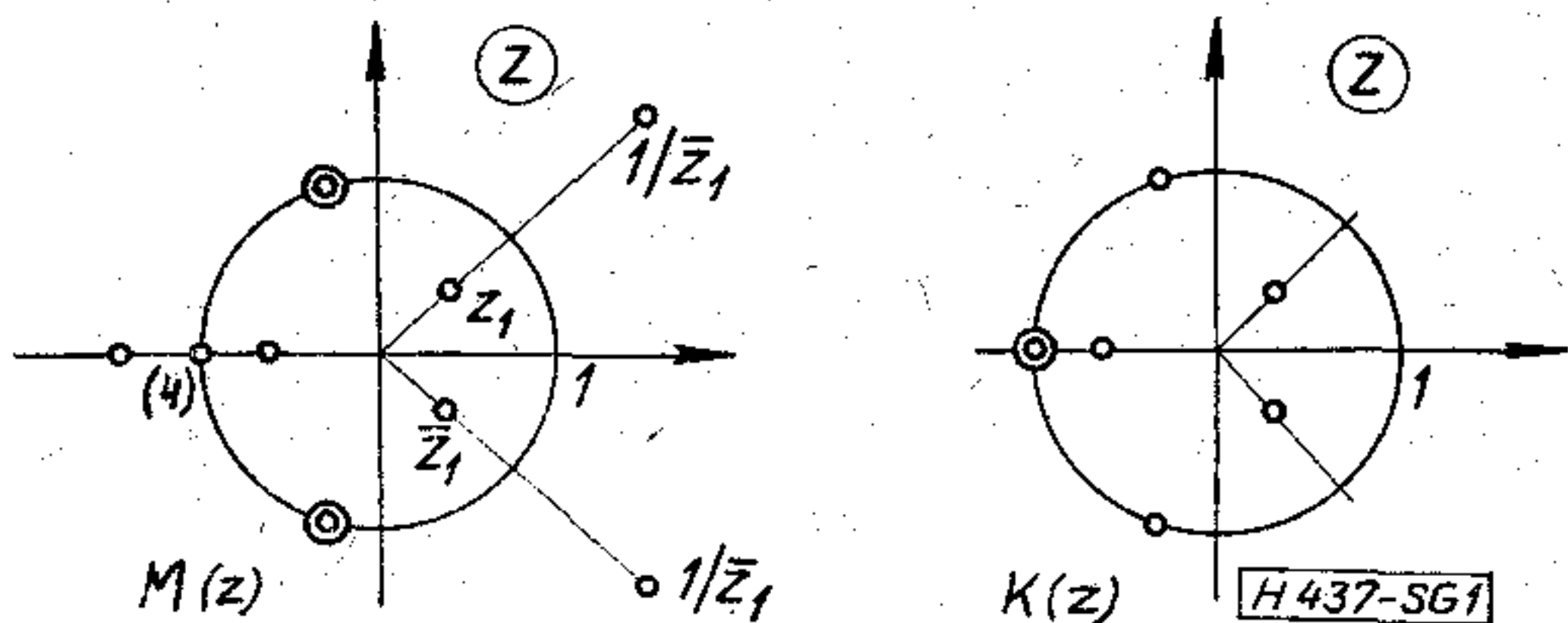
$$K(j\omega) = A(\omega) e^{j\phi(\omega)}, \quad (2)$$

ahol az amplitúdókarakterisztika négyzete a modulus:

$$M(\omega) = |K(j\omega)|^2 = K(z) \cdot K(z^{-1})|_{z=e^{j\omega T}} = \frac{\sum_{i=0}^M D_i \cos i\omega T}{\sum_{i=0}^K B_i \cos i\omega T},$$

formában fejezhető ki. A D_i és d_i együtthetők kapcsolata

$$D_0 = \sum_{i=0}^M d_i^2 \quad D_i = 2 \sum_{k=0}^{M-K} d_i d_{i+k}.$$



1. ábra. Az $M(z)$ modulus és a hozzá tartozó minimálfázisú $K(z)$ zérushelyei

Hasonló összefüggés van B_i és b_i között. Az $M(z)$ számlálója és nevezője tükörképpolinom, ezért gyökei négyes szimmetriában helyezkednek el. Ha z_i gyöke, akkor gyök $1/z_i, \bar{z}_i, 1/\bar{z}_i$ is (1. ábra). Az $M(z)$ egységkörön belüli pólusaiból és az egységkörön belüli és egységköri páros multiplicitású zérusai feléből képzett $K(z)$ stabil és minimálfázisú. A fáziskarakterisztika:

$$b(\omega) = -\text{arc tg} \left. \frac{\text{Im}K(z)}{\text{Re}K(z)} \right|_{z=e^{j\omega T}} = \frac{j}{2} \ln \left\{ \frac{K(z)}{K(z^{-1})} \right\}_{z=e^{j\omega T}}$$

A futási idő karakterisztika:

$$\tau(\omega) = \frac{db}{d\omega} = jz \left. \frac{db}{dz} \right|_{z=e^{j\omega T}} = \text{Re} \left\{ z \frac{d}{dz} \ln K(z) \right\}_{z=e^{j\omega T}}$$

A végtelen memóriájú (IIR) szűrők a digitális szűrők általános esetét képviselik: súlyfüggvényük végtelen sok T -körű impulzusokból áll, $K(z)$ transzfer függvényük (1) szerinti.

Véges memóriájú szűrők

A véges memóriájú (FIR) szűrők megengedett $K(z)$ transzfer függvénye z^{-1} -ben valós együtthatójú polinom, tehát (1)-ben $B(z^{-1})=1$. Így

$$K(z) = \sum_{i=0}^M d_i z^{-i} = \frac{d_0 z^M + d_1 z^{M-1} + \dots + d_M}{z^M}, \quad (3)$$

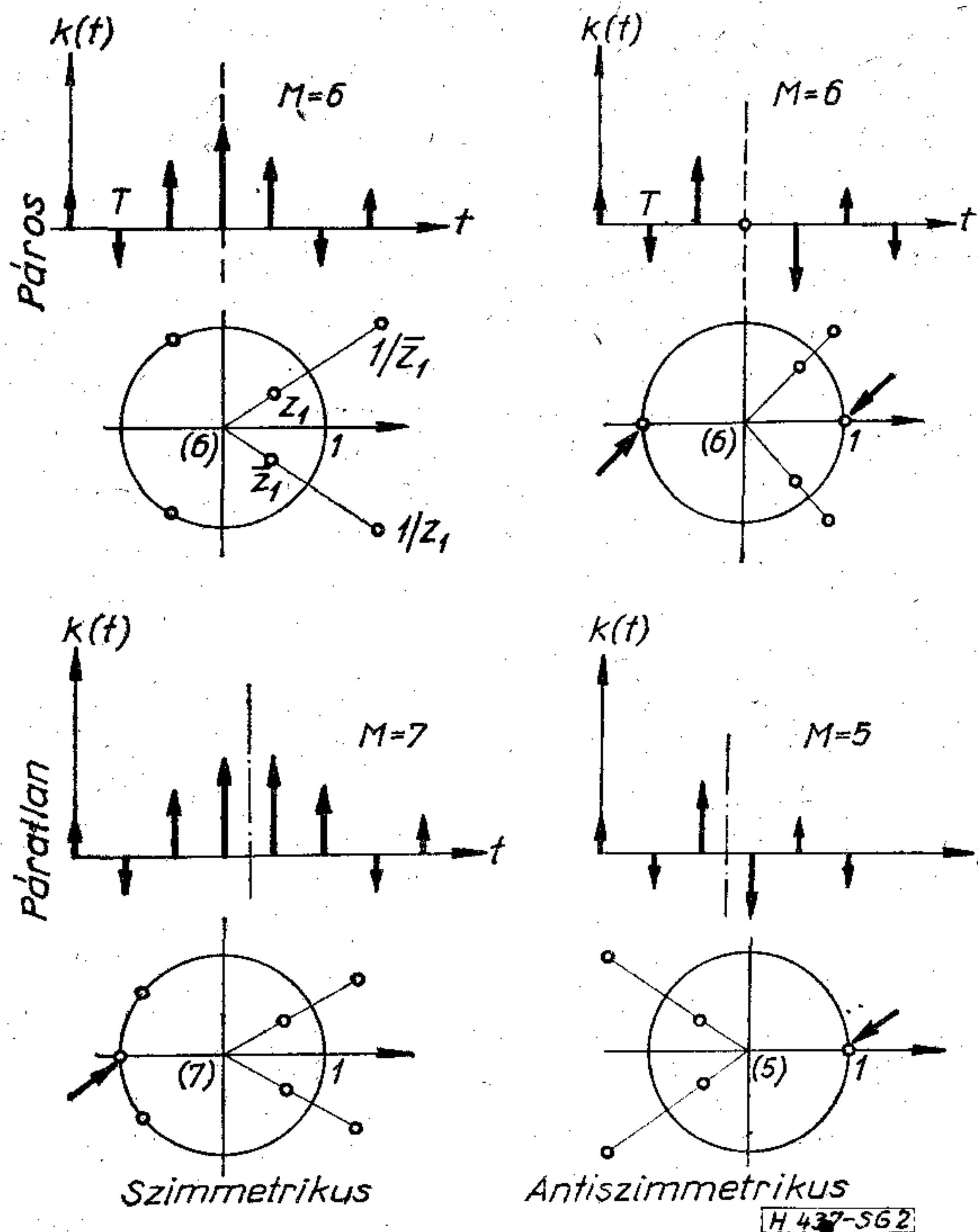
pólusai a z síkon az origóban vannak, súlyfüggvénye pedig

$$k(t) = \sum_{i=0}^M d_i \cdot \delta(t-iT).$$

A véges memóriájú szűrők legfontosabb osztályát a lineáris fázisú FIR szűrők képezik. Lineáris fáziskarakterisztika stabil IIR szűrővel nem érhető el. Közismert, hogy páros időfüggvény Fourier transzformáltja tiszta valós, páratlané tiszta képzetes. Eszerint ha a FIR szűrő súlyfüggvénye véges nemzérus tartományának közepére szimmetrikus vagy antiszimmetrikus, fázismentes lesz.

Ha $d_i = d_{M-i}$, akkor $\tau(\omega) = T \cdot M/2$ késleltetéstől eltekintve tiszta valós, ha $d_i = -d_{M-i}$, akkor ugyan csak $T \cdot M/2$ konstans késleltetést figyelmen kívül hagyva, tiszta képzetes $K(j\omega)$ karakterisztikát kapunk. Az együtthatókra tett feltételből következik, hogy

1. Szimmetrikus esetben, ha M páratlan $z = -1 (\omega = \pi/T)$ helyen $K(z) = K(\omega) = 0$;
2. Antiszimmetrikus esetben, ha M páratlan $z = 1 (\omega = 0)$ helyen, ha M páros $z = -1$ és $z = 1$ helyeken $K(z) = K(\omega) = 0$;



2. ábra. Lineárisfázisú FIR szűrők négy esete. Súlyfüggvény és zérus-pólus elrendezés a struktúrából adódó zérusok megjelenésével

3. a további zérushelyek reciprok párokat alkotnak (2. ábra) [2].

E megkötések következménye, hogy lineáris fázisú felületáteresztő csak páros fokszámú lehet, és differenciátort, kvadratura szűrőt (Hilbert-transzformátor) páratlan fokszámú antiszimmetrikus esetben tervezhetjük előnyösebben.

2. Approximációs módszerek

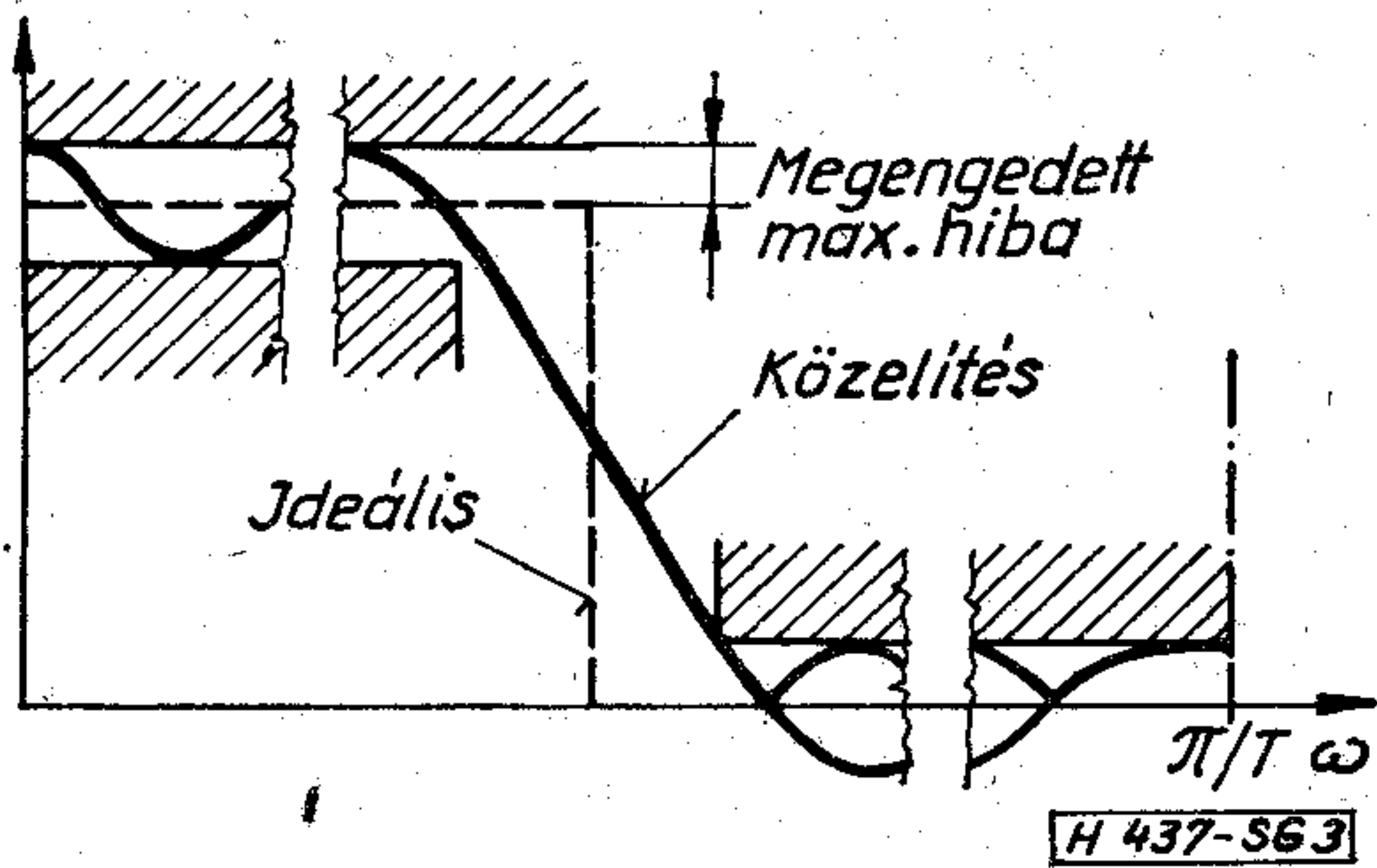
Az approximáció a követelmények megengedett $K(z)$ függvénnyel való kielégítését, a fokszám és a d_i, b_i polinomegyütthatók meghatározását jelenti.

A mintavételező szűrőkre előírható frekvenciatartománybeli követelmények (aluláteresztő, felületáteresztő, sávszűrő, sávzáró, differenciátor, kvadraturaszűrő stb.) vonatkozásában egy fontos és általánosan érvényes megkötést kell leszögezni. A mintavételező szűrők közös tulajdonsága, hogy $K(j\omega) \equiv K(f)$ átviteli karakterisztikájuk periodikus. Ha a mintavételezés T időközönként történik

$$K(f) = K\left(f + \frac{l}{T}\right) \quad \text{ahol } l \text{ egész.}$$

Ennek következménye, hogy tervezési előírásokat – figyelembe véve, hogy $K(f) = \bar{K}(-f)$ – csak a $(\nu/2T; (\nu+1)/2T)$, $(\nu=0,1,2\dots)$ frekvenciasávok egyikére tehetünk. Általában feltesszük, hogy $\nu=0$, azaz az $1/2T$ ún. Nyquist frekvenciáig terjedő sávban adjuk meg a specifikációt (3. ábra). Az időtartományban ennek megfelelően a súlyfüggvény T -közű mintáira adhatunk előírást.

A mintavételező szűrők approximációja független attól, hogy analóg, kvázidigitális vagy digitális szűrő-



3. ábra. Frekvenciatartománybeli követelmény és egyenletes közelítése

1. táblázat

Apr. módszer	memóriájú szűrők			
	Véges		Végtelen	
	$k(t); K(j\omega)$	$A(\omega)$ + lin. fázis	$k(t); K(j\omega)$	$A(\omega); \tau(\omega)$
Nonlin opt.	M	$E \equiv M$	M	M, N
Lineáris progr.	M	M	—	M, N
Fourier (ablak)	$I = N$	\tilde{M}, N	—	—
Leképzés $s \rightarrow z$	—	L, E	I	E, L
Spec., közvetlen z	—	L, E	N	E, L

E egyenletes
M minimax
 \tilde{M} közelítőleg M
N négyzetes
L max. lapos
I imp. invariáns

ről van szó. Lényeges különbség van azonban a véges és a végtelen memóriájú szűrők tulajdonságai, megengedett függvénye és ennek megfelelően approximációjuk között.

Mivel a megengedett $K(z)$ függvények osztálya igen széles, a szűrő idő- vagy frekvenciatartománybeli viselkedését teljesen specifikálhatjuk. Az 1. táblázat feltünteti a legfontosabb approximációs módszereket, a módszerrel tervezhető szűrőtípus teljesíthető előírásait. Az üresen hagyott helyeknek megfelelő eljárások nem ismeretesek. A véges memóriájú szűrőknél az amplitúdókarakterisztika approximációja lineáris fázis feltételezése mellett szerepel. A végtelen memóriájú szűrőknél az $A(\omega)$ előírás $M(\omega) = |A(\omega)|$ modulussal való szokásos közelítése miatt a fázismenet nem egyértelmű, általában minimál fázisra választják. Lehetőség van mindentáterestők $\tau(\omega)$ karakterisztikájának, és együttes $A(\omega), \tau(\omega)$ előírás approximációjára is [3, 4]. Megjegyezzük, hogy egy szelektív $A(\omega)$ előírást lineáris fázisú FIR szűrővel lényegesen nagyobb, gyakorlatban kb. 3-szoros fokszám mellett elégíthetünk ki, mint minimálfázisú IIR szűrővel [2]. Ezzel fizetünk a diszperziómentességért.

A táblázatban szereplő betűk a közelítés lehetséges és szokásos jellegére utalnak. A közelítés hibája az előírt és a közelítő függvény különbsége, a $H(\omega)$ vagy a $h(t)$ valós hibafüggvény.

A legáltalánosabbnak a minimax (M) és az egyenletes, Csebisevi (E) közelítés számítanak. A tipikusan számítógépes minimax approximációnál a hibafügg-

vény abszolútértékének maximuma minimális. Valójában a hibafüggvényt elegendően nagy számú pontban vizsgálják, ellenőrzik. Egyenletes közelítésnél a hibafüggvény abszolútértékének több maximuma van és e maximumok egyenlők. Az egyenletes és minimax közelítés eredménye általában nem esik egybe, kivéve a lineáris fázisú FIR-szűrők bizonyos eseteit. A legkisebb négyzetes hibára (N) való közelítés esetén a hibafüggvény abszolútérték négyzetének integrálja minimális. Egy-egy pontban nagy hibát adhat. A maximálisan lapos, Butterworth-közelítésnél (L) a közelítő függvény az előírt függvényhez egy vagy több frekvencián magasabb fokszámmal illeszkedik. Az impulzus invariáns (I) közelítés a közelítő és előírt súlyfüggvények mintavételi időpontokban való egyeztetését jelenti.

A digitális szűrők approximációja a legáltalánosabb értelemben *nonlineáris*, komplex approximációs feladat. Ha az abszolútérték négyzetét, a modult és/vagy a futási időt specifikáljuk, illetve a lineáris fázismenetű FIR szűrőket tekintjük, a feladat valósra egyszerűsödik. További megkötésekkel nyernünk lineáris programozási feladatot.

Végtelen memóriájú szűrők esetén a tetszőleges ω_i pontokban előírt F_i értékektől való eltérést minimalizálják

$$H_i = (|F_i| - |K_i|)^2 \quad i=1,2 \dots$$

minimax, vagy

$$H_0 = \sum_i (|F_i| - |K_i|)^2$$

négyzetes hiba [5] értelemben, különböző gradiens módszerekkel. Leggyakrabban alkalmazott eljárás Fletcher—Powell algoritmus [6]. H_i hibaként előírható kombinált csillapítás-futási idő követelmény is. Lineáris programozásra, az általánosságot korlátozva, különböző differenciál korrekciós eljárások felhasználásával jutunk [7].

Lineáris fázismenetű FIR szűrők amplitúdókarakterisztikájára tett előírások optimális, egyenletes közelítése érhető el *nonlineáris* egyenletrendszer megoldásával [8], legelőnyösebben a Remez-féle kicserélő algoritmus különböző típusainak alkalmazásával [2, 9]. E módszerek az ún. *alternálási elven* alapulnak, amely szerint egyenletes közelítéshez a $H(\omega) = |F(\omega)| - |K(\omega)|$ hibafüggvénynek a fokszám és a specifikáció által meghatározott számban el kell érnie abszolútértéke maximumát, mégpedig az egymást követő helyeken ellentétes előjellel. Lépcsős előírás esetén a szélsőértékek száma

$$\frac{M+2-\mu}{2} + 2 \cdot u,$$

ahol $\mu=0,1,2$ a lineáris fázisú szűrők zérushelyeire tett megkötések száma (2. ábra), u az ugrások száma a $(0 \dots 1/2T)$ intervallumban.

A FIR szűrők minimax approximációjára általánosan használható módszer a *lineáris programozás* [10]. A rendszerint simplex algoritmussal megvalósított módszernél az előírt ω pontokban kalkulált hibát minimalizálják. Legfontosabb és legkidolgozottabb megoldása az ún. frekvenciamintavételi eljárás, amelynél egyenlő távolságra levő ω_i pontokban specifikáljuk a karakterisztikát, néhány ω_i pontbeli

érték kivételével. Az átmeneti sávban 1...3 frekvenciatartománybeli érték szabadon hagyása, és ezekre vonatkozó optimalizálás kielégítő eredményt ad [11].

A FIR szűrőknek általános érvényű nem számítógéporientált approximációja is lehetséges. A *Fourier sorfejtés* segítségével legkisebb négyzetes hibával közelíthetjük a specifikációt, hiszen a FIR szűrők átviteli karakterisztikája

$$K(j\omega) = \sum_{i=0}^M d_i e^{-ij\omega T}$$

csonkított Fourier-sornak tekinthető. E módszer nagy hátránya, hogy az előírt $F(j\omega)$ szakadási helyeinek környezetében a hibafüggvény nagysága a fokszámtól függetlenül az ugrás kb. 9%-a. Ezt az ún. Gibbs-jelenséget a Fourier-sor együtthatóinak különböző simító ablakfüggvények (pl. Hamming-, Kaiser-, Dolph-Chebisev- ablakok) szerinti módosításával igyekeznek kiküszöbölni [10, 12-14]. Mivel az optimalizálás csak a specifikációtól független ablakfüggvényekre végezhető, ez az eljárás csak közelítőleg nyújt minimax approximációt.

Lépcsős specifikáció esetén IIR szűrőkre igen előnyösen használható a *leképzés*. A követelményeket az analóg szűrők frekvenciatartományába transzformáljuk, ott megfelelő $K(s)$ függvénnyel kielégítjük, végül az s síkot a z síkra képezzük le. A legáltalánosabb és legegyszerűbb leképzést a *bilineáris transzformációval*, az

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

helyettesítéssel érhetjük el. A transzformációval nyert $K(z)$ megfelelő előtorzítás esetén a követelményeket $K(s)$ -hez hasonló értelemben, ugyanazon hibával közelíti [2, 12-15]. A bilineáris leképzés a $K(s)$ függvényekre tett megszorítások esetén a FIR szűrőkre is kiterjeszhető [16]. A standard z leképzéssel a $K(s)$ -hez tartozó súlyfüggvény *impulzusinvariáns transzformációja* valósítható meg [2, 12-15].

Végezetül mindkét szűrőtípus esetén ismeretesek *speciális approximációs eljárások*, amelyek a közelítő $K(z)$ transzfer függvényt analitikus úton közvetlenül a z síkon állítják elő [2, 3, 13, 17]. Az egyenletes közelítéshez mindkét esetben trigonometrikus Csebisev polimokat használnak. Az eljárások egy része szoros rokonságban van az általában egyszerűbben megvalósítható bilineáris leképzéssel [2, 16].

Az approximációs elveket csak vázlatosan tekintettük át. Elsődlegesen alkalmazottnak FIR szűrők esetén az ablak módszer, IIR szűrők esetén a bilineáris transzformáció tekinthető. Ezek részletes ismeretése a Híradástechnikában már megtörtént [15], illetve a közeljövőben várható. Az eljárások egy széles körének részletes tárgyalása található a [18] cikkgyűjteményben.

3. Realizálás, kapcsolások

A digitális szűrők döntő többségben folyamatos jelefeldolgozási üzemből dolgoznak, végtelen memória esetén visszacsatolt, rekurzív kapcsolással, véges me-

mória esetén véges konvolúcióval, nonrekurzív kapcsolással [1]. Ilyen megszorítások között, a tervezés 3. lépése, a realizálás a követelményeket kielégítő $K(z)$ transzfer függvény késleltető, szorzó és összeadó elemekkel való rekurzív vagy nonrekurzív megvalósítását jelenti, ami az összekapcsolás konkrét módjának és a szorzóegyütthatóknak a polinom-együtthatókból való meghatározását foglalja magába.

Egy adott $K(z)$ függvény különböző struktúrájú, felépítésű hálózatokkal realizálható. A különböző struktúrák esetén különbözők lehetnek: 1. a struktúrában foglalt egyes áramköri elemek száma, 2. a szorzóáramkörökkel realizálandó szorzótényezők és 3. a pontossággal kapcsolatos másodlagos tulajdonságok, mint pl. együttható-érzékenység, kerekítési zaj. A másodlagos tulajdonságokkal, amelyek vizsgálata a struktúrák közötti választás szempontjából igen fontos a következő 4. szakaszban foglalkozunk.

Egy (M, K) fokszámú $K(z)$ függvény, feltételezve, hogy az együtthatók értéke nem 0 vagy 1, minimálisan $M+K+1$ darab szorzót, $M+K$ darab kétbemenetű összeadót és $\max(M, K)$ számú késleltető egységet tartalmaz. A minimális elemszámú felépítéseket kanonikusnak nevezzük. Jelen szakaszban áttekintjük az egyszerű, kanonikus standard alapkapcsolásokat, valamint a másodlagos tulajdonságok szempontjából előnyösebb, bonyolultabb létra és rákapcsolásokat. Tetszőleges struktúra transzfer függvényének meghatározásához a függelék nyújt segítséget.

Standard alapkapcsolások

A $K(z)$ transzfer függvény valós együtthatójú racionális törtfüggvény. Az ilyen függvények 3 szokásos felírási módja a transzfer függvény 3 alapvető standard realizálási formájára vezet:

Direkt:

$$K(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{d_0 + d_1 z^{-1} + \dots + d_M z^{-M}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_K z^{-K}}; \quad (5)$$

Kaszád:

$$K(z) = \alpha_0 \prod_{i=1}^N \frac{1 + \zeta_{1i} z^{-1} + \zeta_{2i} z^{-2}}{1 + \beta_{1i} z^{-1} + \beta_{2i} z^{-2}}; \quad (6)$$

Párhuzamos:

$$K(z) = \gamma_0 + \sum_{i=1}^N \frac{\gamma_{0i} + \gamma_{1i} z^{-1}}{1 + \beta_{1i} z^{-1} + \beta_{2i} z^{-2}}. \quad (7)$$

A 2. és 3. formánál feltételeztük, hogy $M=K=2N$. Az összefüggésekben a $K(z)$ -t polinom alakban, másodfokú gyöktényezőkre bontva, és részlet-törtekre bontva írtuk fel. A három felírási módnak megfelelő struktúrákban ennek megfelelően különböző értékű szorzóegyütthatókat kell realizálni.

A *direkt realizálási formákban* a szorzóegyütthatók a $K(z)$ polinom alakjából közvetlenül leolvashatók. E követelményt kielégítő struktúrákat a digitális szűrő működését leíró

$$y_n = \sum_{i=0}^M d_i x_{n-i} - \sum_{i=1}^K b_i y_{n-i}$$

différenca-egyenlet közvetlen megvalósításával kapunk. A differencia-egyenletet pontról pontra leképező struktúrát mutatja a 4. ábra. E DO jelű struktúrát,

mivel a késleltetőket tekintve nem kanonikus, gyakorlatban nem használják. Átrendezésével jutunk az 5. ábrán látható már kanonikus, D1 és D2 struktúrákhoz. A D1 struktúra a transzfer függvény

$$K(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^K b_i z^{-i}} \cdot \sum_{i=0}^M d_i \cdot z^{-i}, \quad (8)$$

nevezőjét és számlálóját realizáló hálózatok kaszkád kapcsolása, az összekapcsolási oldalakon levő késleltetők összevonásával. A D2 struktúra pedig a polinomok Horner formájának,

$$K(z) = \frac{((d_M z^{-1} + d_{M-1})z^{-1} + d_{M-2})z^{-1} + \dots + d_0}{((b_K z^{-1} + b_{K-1})z^{-1} + b_{K-2})z^{-1} + \dots + 1}, \quad (9)$$

alakjának realizálása.

Jól látható, hogy a véges memóriát realizáló nonrekurzív szűrők esetén ($b_i \equiv 0$), a visszacsatolások megszűnnek. A D0 és D1-ből így nyert kapcsolást transzverzálisnak (T) nevezzük. A D2-ből kiegyesírtített struktúrának (T2) nincs nagy gyakorlati jelentősége.

A kaszkád realizálás a transzfer függvény gyöktényezőkre bontásán, a zérus-pólus elrendezés ismeretén alapszik. A kaszkád struktúrát első és/vagy másodfokú alaptagok soros kapcsolásával hozzuk létre (6. ábra). Az elsőfokú alaptaggal egy valós pólust és egy valós zérust, másodfokú alaptaggal két-két valós gyököt vagy egy-egy konjugált komplex gyök-párt realizálhatunk. A kaszkád struktúra (6) felírásában csak másodfokú alaptagok szerepelnek. Elsőfokú alaptagok alakja:

$$\frac{1 + \xi_1 z^{-1}}{1 + \beta_1 z^{-1}}$$

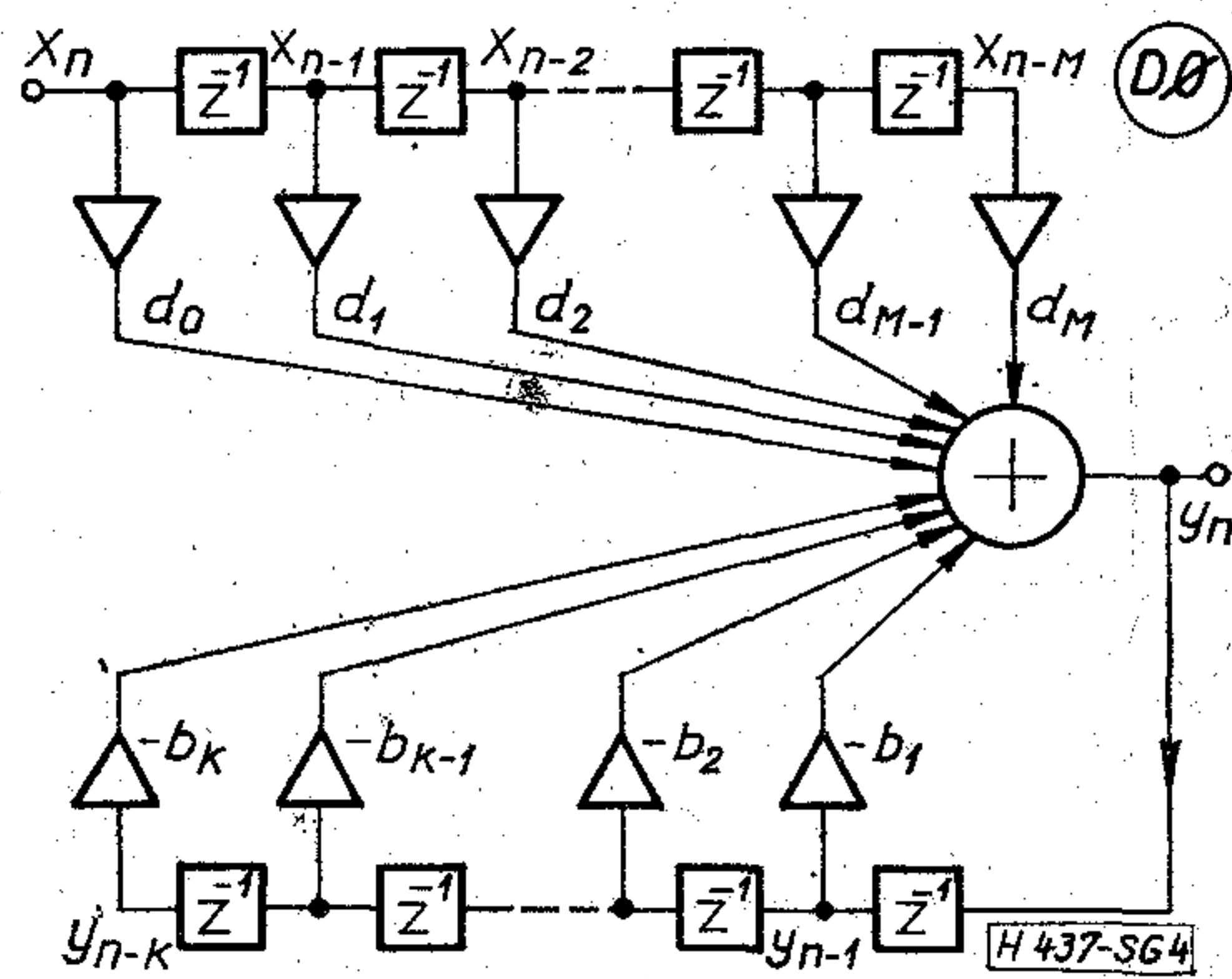
A teljes struktúrát leíró differencia-egyenletet tehát egy be- és egy kimenetű alaptagokkal reprezentálható első és/vagy másodfokú egyenletekre bontottuk fel. Az alaptagokat, amelyek jelen esetben ún. digitális kétpólusok, kanonikus direkt struktúrával valósítjuk meg. D1 típusú alaptagok láncba kapcsolásával a C1 (cascade) struktúrát, D2 típusú alaptagok esetén a C2 struktúrát kapjuk. A 6. ábra egy-egy másodfokú alaptagot is feltüntet. Látható, hogy a zérusok és pólusok realizálása függetlenül történik, tehát párbaállításuk első közelítésben tetszőleges lehet. A 6. ábrán szaggatottan bejelölt szorzó alkalmazásával a másodlagos tulajdonságok javíthatók. Természetesen az 5 szorzós alaptagok már nem kanonikusak [19].

Kaszkád kapcsolás a visszacsatolások megszüntetésével, nonrekurzív szűrők esetén is lehetséges.

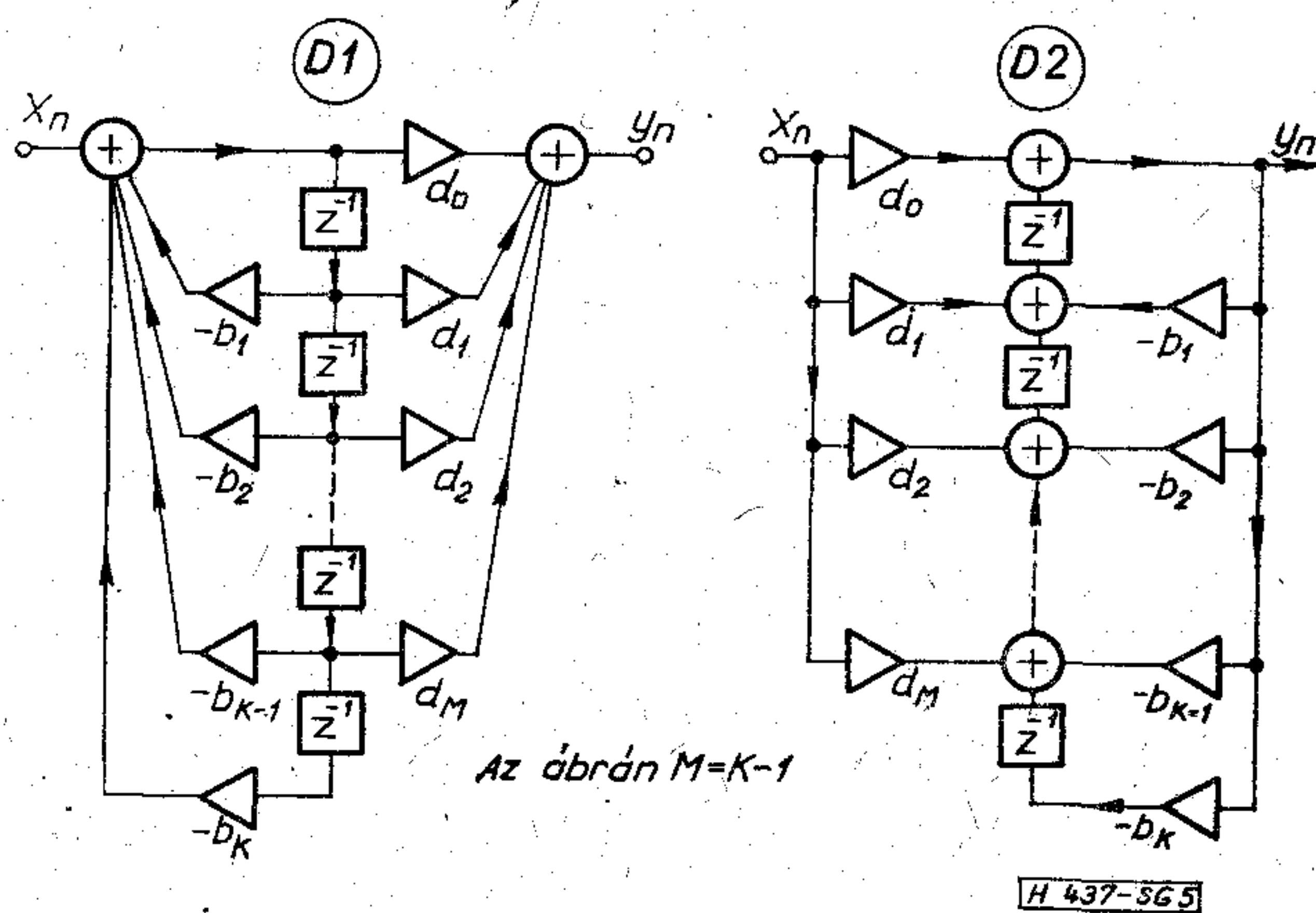
Megjegyezzük, hogy természetesen magasabb pl. negyedfokú direkt struktúrájú alaptagok kaszkád kapcsolásával is realizálhatjuk a transzfer függvényt. Ebben az esetben azonban már kevert, vegyes kapcsolásról van szó.

A párhuzamos realizálás a transzfer függvény részlettörtekre bontásán, pólusainak ismeretén alapszik. A párhuzamos struktúrát első és/vagy másodfokú alaptagok párhuzamos kapcsolásával hozzuk létre (7. ábra). Elsőfokú alaptaggal

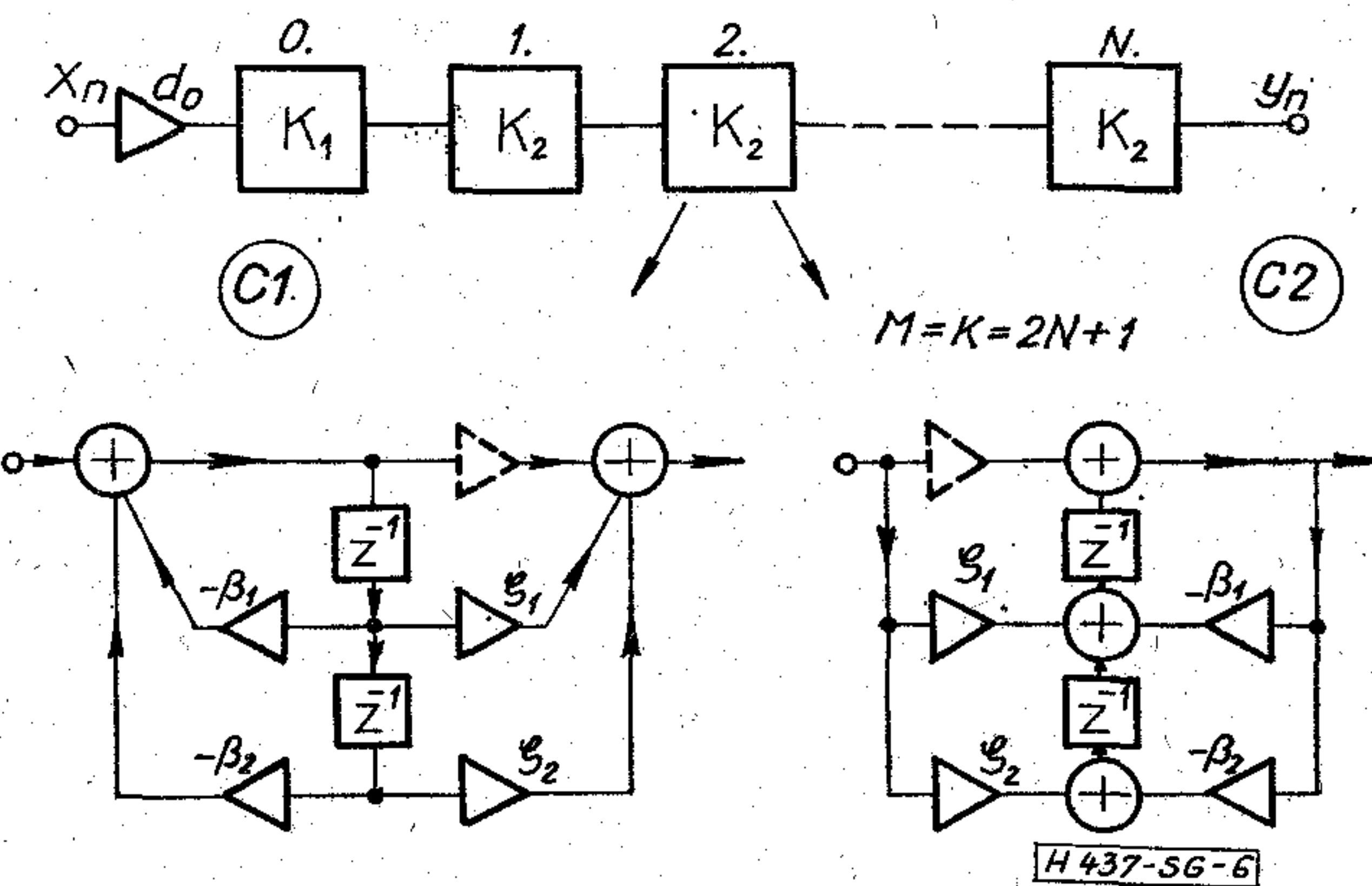
$$\frac{\gamma_0}{1 + \beta_1 z^{-1}}$$



4. ábra. Nemkanonikus direkt kapcsolás

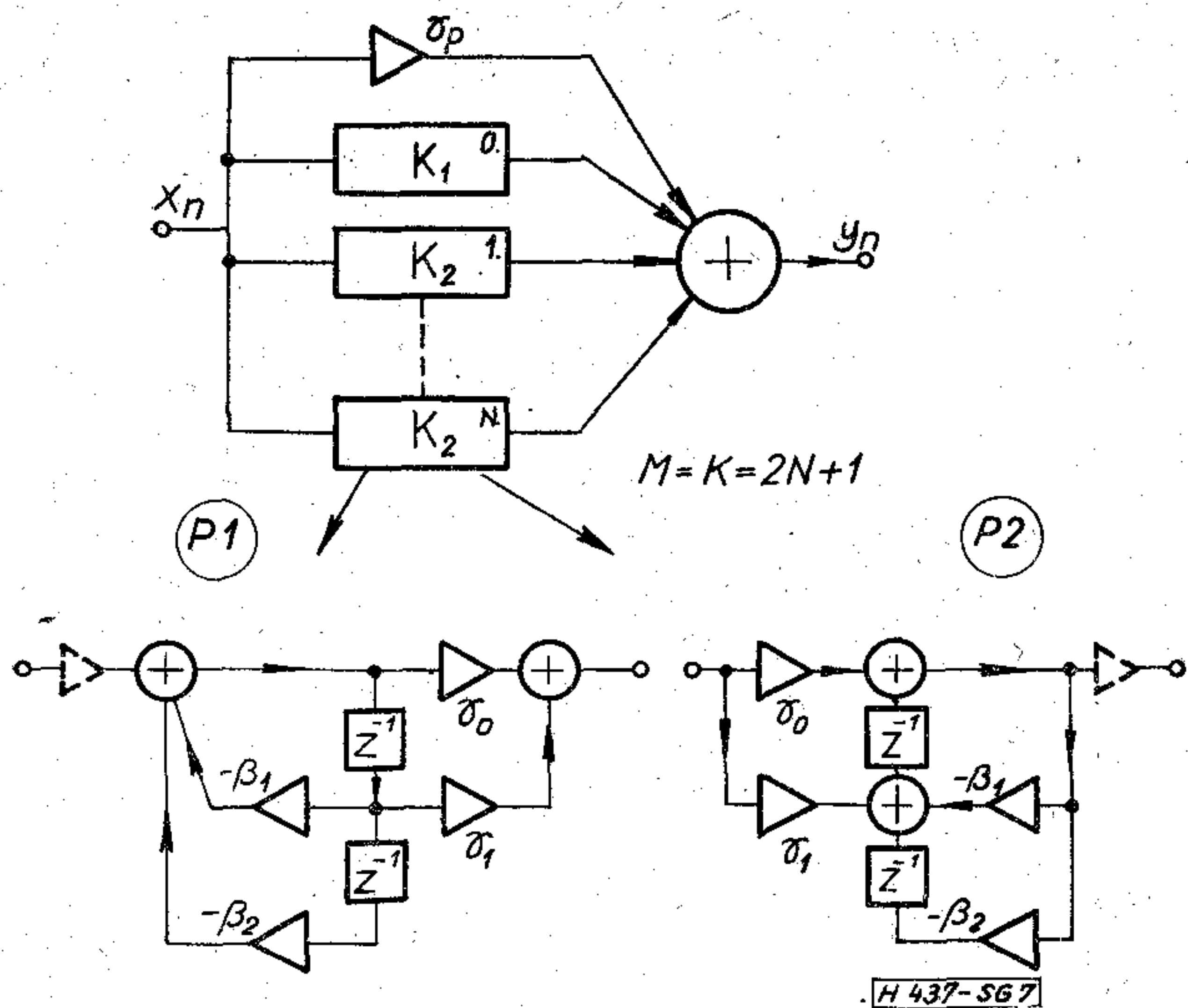


5. ábra. Kanonikus direkt kapcsolások



6. ábra. Kaszkád kapcsolás és alaptagok

egy $z = -\beta$ valós pólust, másodfokú alaptaggal két valós pólust vagy egy konjugált póluspárt realizálunk, lásd (7) kifejezést. Többszörös multiplicitású pólusok realizálása a kivitelezést már nehezkesse teszi, nonrekurzív szűrő párhuzamos struktúrájú realizálásáról pedig (K-szoros multiplicitású pólus van az origóban) szó sem lehet. A digitális kétpólusú alaptagok D1 vagy D2 típusú realizálásától függően jönnek létre a P1 és P2 típusú párhuzamos struktúrák. A 7. ábrán egy-egy másodfokú alaptagot is megtekinthetünk. Ebben az esetben is, a szaggatottan rajzolt szorzó kiemelésével nagyobb pontosságú, de nem kanonikus alváltozat hozható létre [19].



7. ábra. Párhuzamos kapcsolás és alaptagok

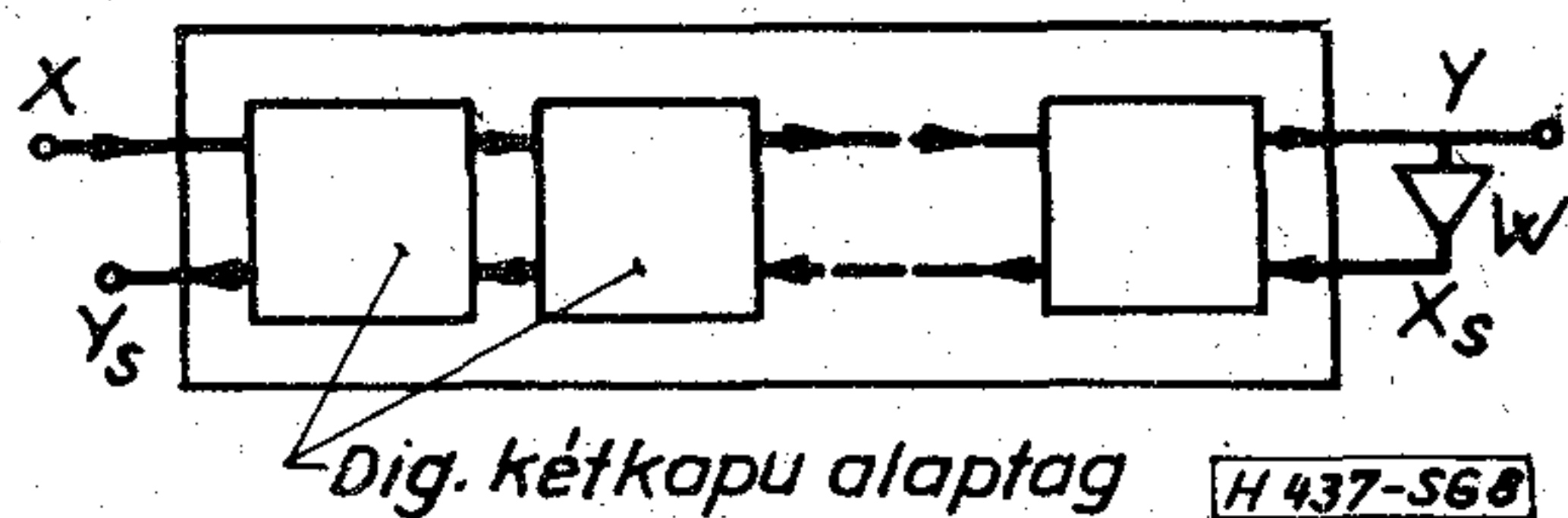
Nyilvánvalóan a kaszkád és a párhuzamos struktúrák gazdaságosabb szűrők építését teszik lehetővé, mint a direkt struktúrák. A magasabb fokszámú szűrők egy be- és egy kimenetű alaptagokból állíthatók össze, így csak kis számú szabványos típusra van szükség. E szempontból a kaszkád struktúra az előnyösebb, hiszen a másodfokú alaptagokkal tetszőleges karakterisztika, nonrekurzív is realizálható, míg párhuzamos elrendezéssel nem. A kaszkád és párhuzamos struktúrák további előnye, hogy szorzótényezők általában kevésbé szórnak, mint a polinom együtthetők. A szorzótényezők kiszámítása szempontjából standard z transzformációs tervezés esetén a párhuzamos, bilineáris transzformáció esetén a kaszkád kapcsolás előnyösebb.

Létra- és rácskapcsolások

A digitális szűrők létra- és rácsstruktúrájú realizálása jelenleg a kutatások előterében áll kedvező másodlagos tulajdonságaik következtében [20–28]. A létra- és rácsstruktúrájú szűrők többpólusú (több be- és/vagy kimenetű) alaptagokból épülnek fel, elrendezésük valamilyen értelemben létra- vagy rácsformát ölt.

A digitális szűrők láncmátrixos leírásán alapuló megoldások kaszkádba kapcsolt két be- és két kimenetű (elfajult esetben egy kimenetű) alaptagokból állnak. A lánc végét W szorzóval visszacsatoljuk. Az ilyen lánc transzfer függvénye (8. ábra):

$$K(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{T_{21}(z)}{1 - W \cdot T_{22}(z)} \quad (10)$$



8. ábra. Digitális négypóluslánc lezárással

ahol

$$T_{21}(z) = \left. \frac{Y(z)}{X(z)} \right|_{X_s(z)=0} ; T_{22}(z) = \left. \frac{Y(z)}{X_s(z)} \right|_{X(z)=0}$$

láncmátrix paraméterek. Ha a megvalósítandó transzferfüggvény

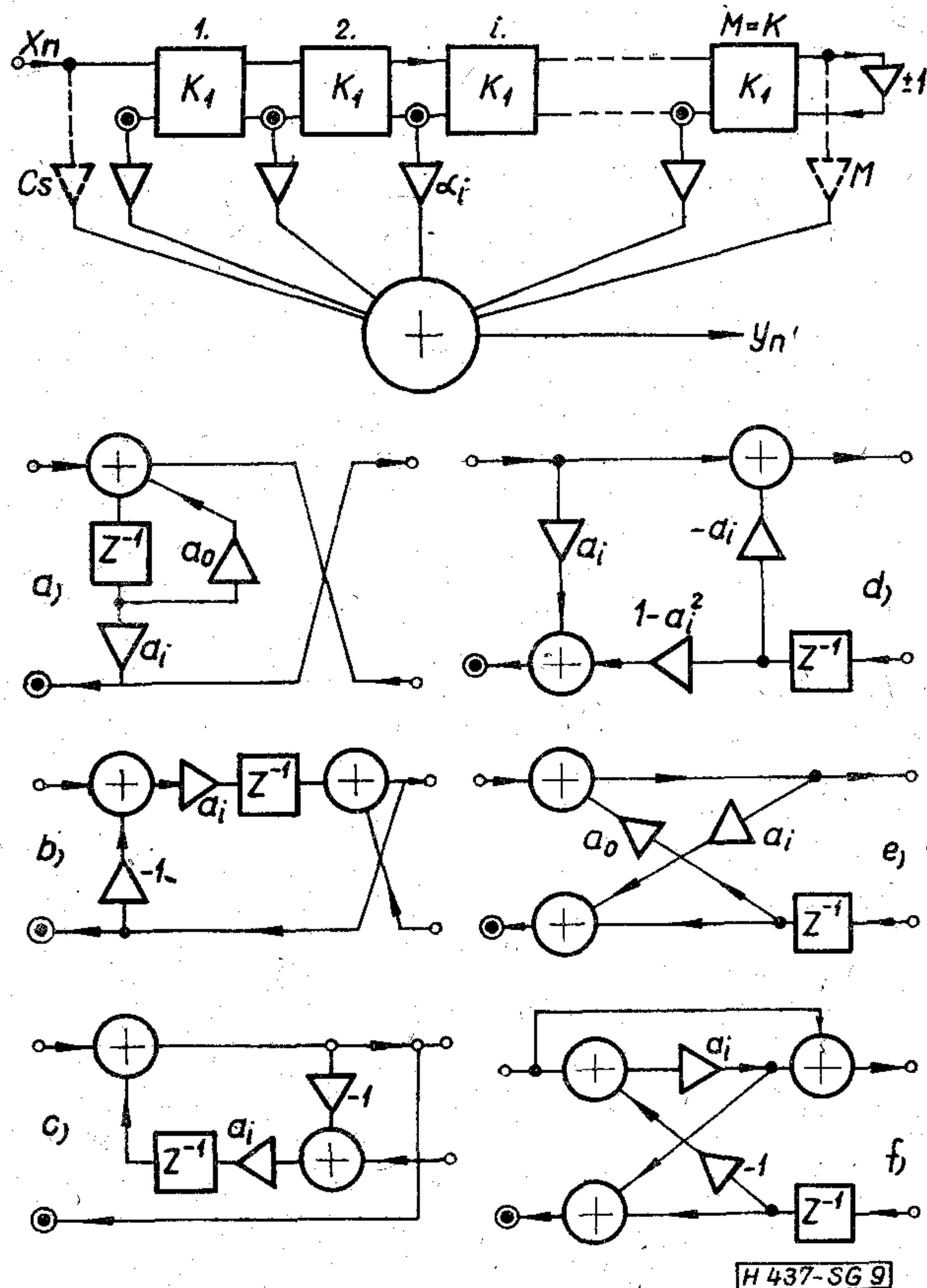
$$K(z) = \frac{z^K}{B(z)} = \frac{z^K}{B_1(z) + B_2(z)}$$

alakú, B1(z) páratlan, B2(z) páros résszel, akkor W rögzítésével T21(z) és T22(z) identifikálható, például W = -1 és páros K esetén

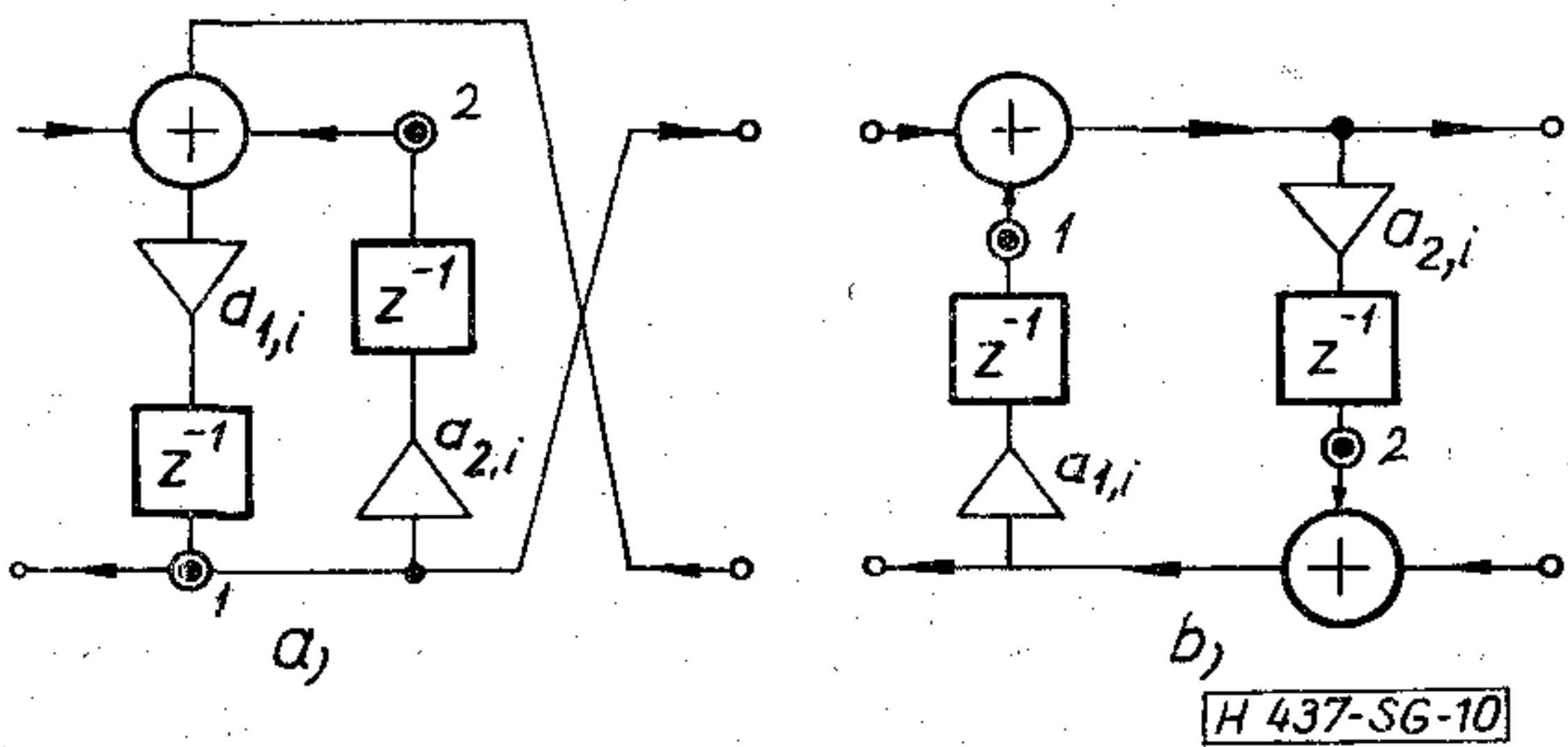
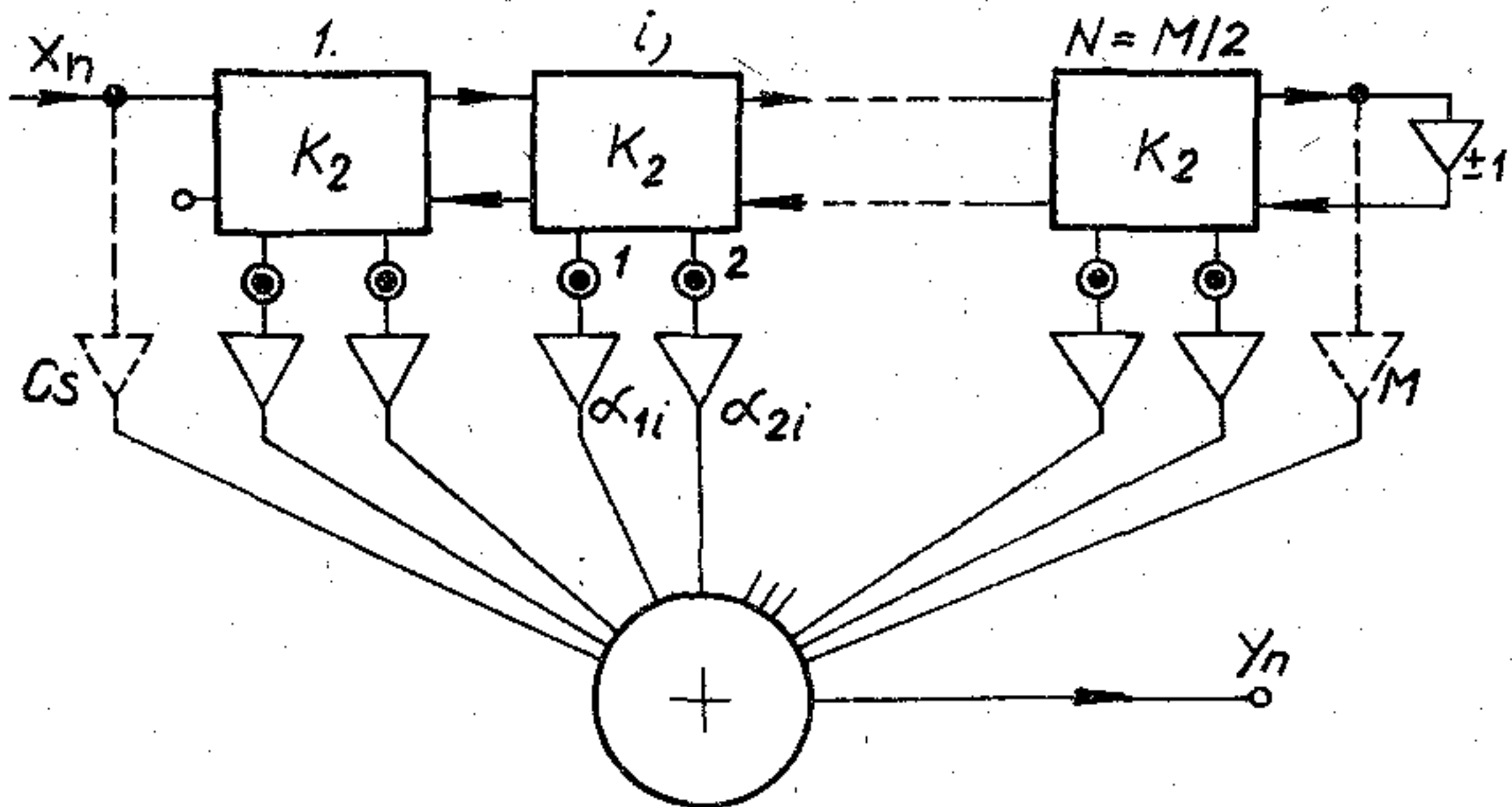
$$T_{21} = \frac{z^K}{B_2(z)} ; T_{22} = \frac{B_1(z)}{B_2(z)}$$

formában. T22(z) lánc törtekbe fejtésével közvetlenül a kaszkádba kapcsolt a kétkapú alaptagokat kapjuk. Tetszőleges transzfer függvényt a lánc leágaztatott jeleinek súlyozott összegezésével állíthatunk elő [24]. A W megválasztásával, az origó és végtelen körüli lánc törtekbe bontás változtatásával, a lánc törtek különböző transzformációjával sokféle elrendezés érhető el. A W értékét további szorzó elkerülése érdekében általában +1 vagy -1-re választják. Az elrendezések közös jellemzője, hogy az alaptagok létra- vagy rács topológiájúak.

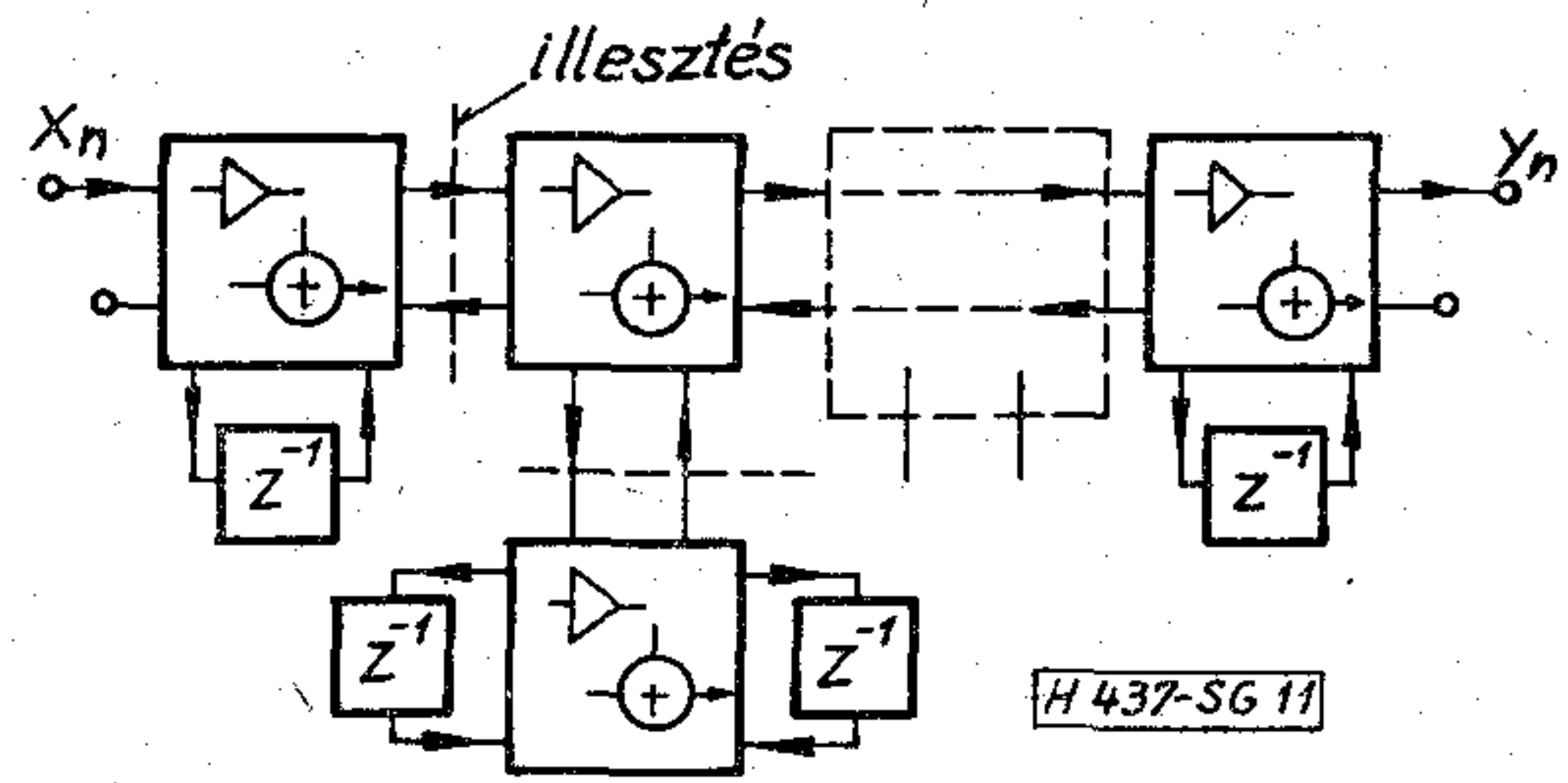
A 9. ábra elsőfokú alaptagokból felépített szűrőt és különböző alaptagokat mutat, a 10. ábra ugyanezt másodfokú alaptagok esetén ábrázolja. Az alaptagok általában csak a késleltetőkre nézve kanonikusak,



9. ábra. Elsőfokú alaptagokból álló leágaztatott lánc, a)–c) csatolt, d) Mitra-féle létra, e)–f) rács alaptagok



10. ábra. Másodfokú alaptagokból álló leágaztatott lánc. Kanonikus alaptagok: a) csatolt, b) létra



11. ábra. Hullámdigitális szűrő struktúrája

vagy rács-struktúrával minden olyan $K(z)$ transzfer függvény realizálható, amely bilineáris transzformációval származtatható a közönséges LC, az egység-elemes, vagy akár nonreciprok elemekből felépített létra- vagy rács-struktúrájú, veszteségmentes analóg referens szűrőkből [20, 27–29]. A hullámdigitális szűrők alaptagjai meglehetősen bonyolult felépítésűek, jellemzőjük, hogy a késleltető egységek az alaptagból kiemelhetők (11. ábra). A hullámdigitális szűrőkkel — nagy jelentőségük és számos speciális megfontolásuk miatt — a Híradástechnika egy önálló cikke foglalkozik [30].

A digitális szűrők lehetséges felépítésének gyakorlati szempontból legfontosabb két osztályát tekintjük át. A legfőbb jellemzőket a 2. táblázat foglalja össze. A táblázatban már a másodlagos tulajdonságokra utaló együtthatóérzékenységi értékelést is feltüntettük. Határozott tendencia figyelhető meg az áramköri bonyolultság és az érzékenység között. A kapcsolások érzékenységi tulajdonságainak vizsgálatára a 4. szakaszban még visszatérünk.

4. Véges szóhosszúság hatása, pontosság

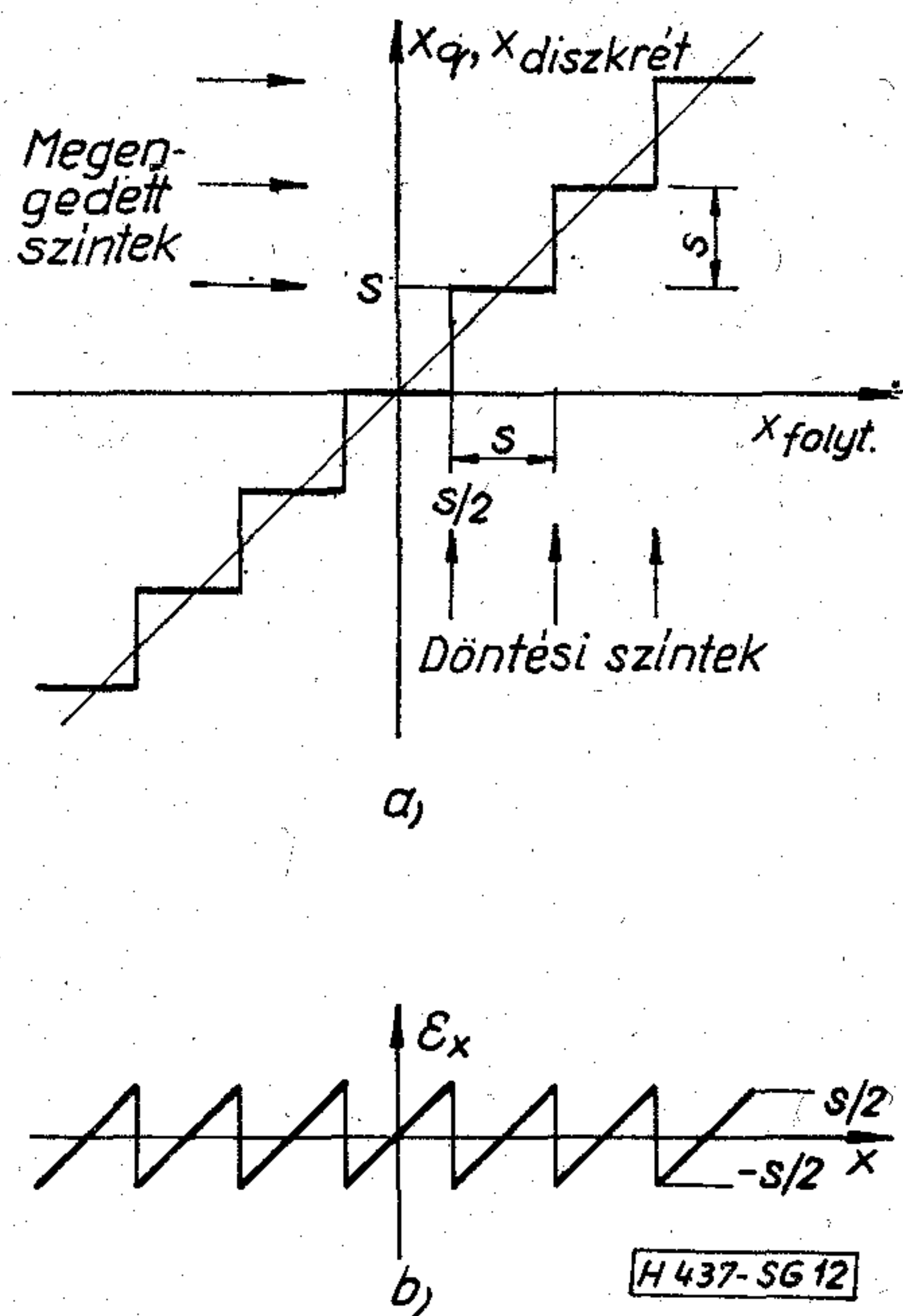
A tervezés negyedik lépése a megfelelő kapcsolat kiválasztása a $K(z)$ -t realizáló ekvivalens megoldások közül. A kiválasztás szempontja lehet a minimális elemszám, elsősorban a minimális számú szorzó (nagyobb a működési idejük), az egyszerű számíthatóság vagy minél kedvezőbb gyárthatóság, integrálhatóság. A legfontosabb szempont azonban a pontosság, ami a digitális szűrők lényegi sajátjánál fogva korlátozott [2, 18, 31, 32].

de mint az ábrák mutatják, az összes elem szempontjából kanonikus kapcsolás is elérhető. A kapcsolásokban az a_i és az a_i függő kifejezések az i -dik tag szorzótényezői. Az a_0 az összes tagban azonos értékű szorzótényezőt jelöli. Az alaptagok legfontosabb típusai az ún. *Mitra-féle alaptagok*, amelyek valódi létra- vagy rácsformát mutatnak [21–24], valamint az alaptagok két kimenetének közvetlen összekapcsolását feltételező hárompólusú ún. *csatolt alaptagok* [13, 24, 26]. A leágazó szorzók elhelyezésében a két típus különbséget mutat, a Cs jelű szorzó csak a csatolt, az M jelű csak a Mitra-féle kapcsolásoknál szükséges.

A *hullámdigitális szűrők* alkotják a létra- és rácskapcsolások másik nagy csoportját. Fettweis 1971-ben kimutatta [20], hogy léteznek olyan digitális szűrők, amelyek topológiailag megfelelnek az analóg szűrőknek, ha az átviteli függvények között a bilineáris transzformáció teremt kapcsolatot. Az ilyen szűrőket hullámdigitális szűrőknek (WDF) nevezik és digitális többkapú alaptagok illesztett összekapcsolásával jönnek létre (11. ábra). Hullámdigitális létra-

2. táblázat

Felépítés	STANDARD ALAP			LÉTRA ÉS RÁCS		
	DIREKT D1, D2 Transzv. T, T2	KASZKÁD C1, C2	PÁRH. P1, P2	CSATOLT -bilin. -bikvadr.	„MITRA” valódi -létra -rács	HULLÁM LC ref. -létra -rács
Alaptagok	—	dig. kétpólus		3p	4p	2np
Összekapcs.	kompakt	sorba	párh.	leágaztatott lánc		
Számítás	közvetlen	gyöktény.	részlettört	lánc-tört		
Nonrekurzív	lehet		nem	nem		
Kanonikus	igen	ált. igen		lehet		ált. nem
Érzékenység	rossz	közepes		ált. jó		kitűnő



12. ábra. Kvantálási karakterisztika (a) és a kerekítés hibája (b)

A digitális áramkörök csak véges, diszkrét érték-készletű mennyiségek kezelésére képesek. E tulajdonság a folytonos érték-készletű mennyiségek diszkrété tételét, kvantálását, a megengedett diszkrét értékekre való kerekítését teszi szükségessé (12. ábra). Ennek következtében a digitális és a folytonos érték-készlettel dolgozó analóg jelfeldolgozással nyert eredmények különbözni fognak. Kvantálási zajnak az ideális analóg áramköri elemekből felépített szűrő kimeneti jelének és a digitális szűrő kimeneti jelének különbségét tekintjük.

A különböző diszkrét mennyiségeket véges jegyű bináris számmal írják le. Véges szóhosszúságú számok ábrázolják a bemeneti jelmintákat, a szorzó együtthatókat és a műveletvégzők bemenetei és kimenetei is véges szóhosszúságúak. Tehát kvantálási zaj jön létre: 1. a bemeneti jel analóg-digitális konverziója során, 2. a szorzó együtthatók kvantáltsága és 3. a kalkuláció kerekítési hibája következtében.

A kimeneten a kvantálás által okozott hiba függ: 1. a szóhosszúságtól (azaz a megengedett diszkrét értékek számától), 2. a számábrázolás és a kerekítés módjától, röviden az aritmetika típusától, 3. a digitális szűrő struktúrájától.

A továbbiakban áttekintjük a pontosságot befolyásoló tényezőket, a kvantálási zaj forrásait. Megjegyezzük, hogy analóg jelek digitális feldolgozása esetén további hibát okoz a bemeneti analóg jel szükséges T időközű mintavételezése, valamint a kimeneten megjelenő diszkrét értékű impulzusok tartóáramkörrel és $1/2T$ határfrekvenciájú simító szűrővel való analóg jellé alakítása [14, 33].

Számábrázolás

A számok digitális, gyakorlatilag bináris ábrázolása miatt kerekítési hibák lépnek fel és tetszőleges nagy számot sem lehet ábrázolni. A cél a számok ábrázolási módjának, a szavakban levő bitek számának, a kerekítés módjának és mértékének olyan megvá-

lasztása, amely — adott, megengedett költségkihatás mellett — minimális kvantálási zajt eredményez.

A számokat ábrázolhatjuk fix-pontosan és lebegő-pontosan. Feltételezzük, hogy az F számot normalizáltuk úgy, hogy $|F| \leq 1$. Fixpontos ábrázolásnál az egyes bitek helyértékét írjuk elő. A legáltalánosabban alkalmazott kettes komplementis ábrázolás esetén a számot

$$F = -a_0 + a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_L 2^{-L}$$

formában írjuk le. A kódszó $L+1$ bitből áll (+1 az előjelbit), ahol a_i 0 vagy 1 lehet. Például $L=2$ esetén $F=0,25 \rightarrow 001$, $F=-0,25 \rightarrow 111$. Az F szám általában nem fejezhető ki pontosan L bittel, hanem — tegyük fel — $L+L^*$ bittel. Az L bites ábrázoláshoz a maradék L^* bitet vagy egyszerűen elhagyjuk, vagy előbb módosítjuk az első L digitet. A kvantálási zaj szempontjából az egyszerű levágással (truncation) szemben előnyösebb a kerekítés (rounding): ha a szám első elhagyandó bitje 1, akkor a számhoz hozzáadunk 2^{-L} -t, ha 0, akkor elhagyjuk a maradék biteket. A 12. ábra szerinti összerendelés a fixpontos, kerekítéses számábrázolásnak felel meg. A kvantálási lépcsők nagysága $S = 2^{-L}$, a közelítés abszolút hibája pedig, — a kerekítés miatt — $2^{-(L+1)} \leq \epsilon < 2^{-(L+1)}$ (12b ábra).

Lebegőpontos ábrázolásnál fixpontosan ábrázoljuk a mantissza-részt és a karakterisztika-részt:

$$F = \mu \cdot 2^v,$$

ahol $1 > |\mu| \geq 1/2$ és v egész szám. Lebegőpontos ábrázolásnál a számok szélesebb, a kitevő szóhosszúsága által meghatározott tartományát ábrázolhatjuk. A lebegőpontosan ábrázolandó F szám karakterisztikája

$$v = \text{ent} \{ \text{ld}(F) \} + 1,$$

ahol $\text{ent}(\cdot)$ az egészrész-képzést jelöli. Az $F/2^v$ nagyságú mantisszát $L+1$ bittel, kerekítéses aritmetikával ábrázolva a közelítés relatív hibája $-2^{-(L+1)} \leq \epsilon < 2^{-(L+1)}$.

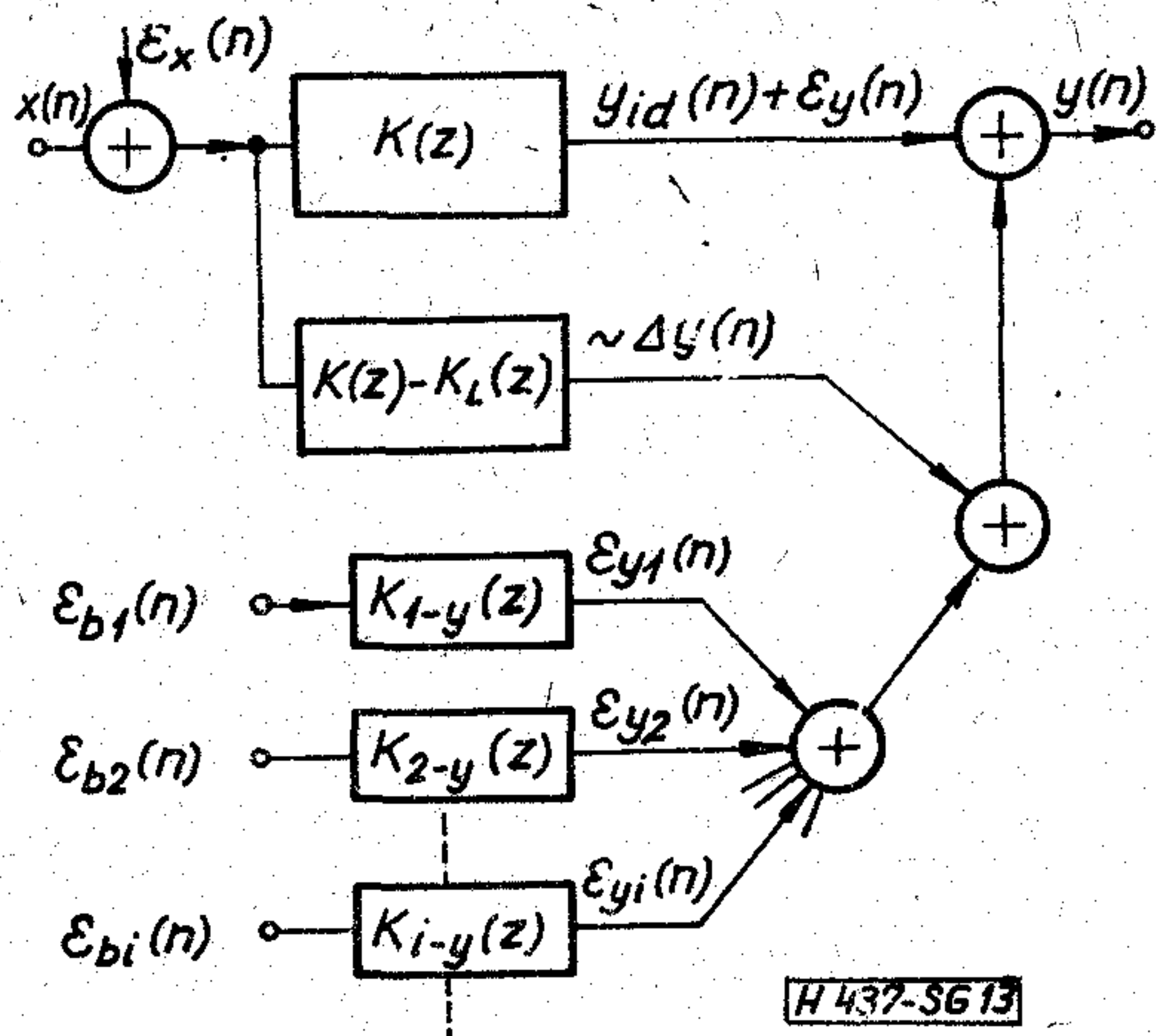
Digitális szűrők áramköri megvalósításai ritkán lebegőpontosak. Lebegőpontos számábrázolással számítógépes megvalósításokban találkozhatunk.

Bemeneti minták kvantálása

A bementi jel kvantálásából származó zajjal csak analóg jelek digitális feldolgozása során és esetleges újrakvantálás során kell számolnunk. A kvantálást jól jellemzi a 12. ábrán látható lépcsős függvény. Az x_q kvantált jel

$$l \cdot S \quad (l = -q, -q+1, \dots, -1, 0, 1 \dots q-1)$$

diszkrét szinteket vehet fel. Az S a kvantálási lépcső. A kvantált $x_q(t)$ és a bemeneti $x(t)$ jelek különbsége az analóg-digitális konverzióból származó kvantálási zaj: $\epsilon_x(t) = x_q(t) - x(t)$. Bizonyítható, hogy ha a stacionárius $x(t)$ jel $w(x)$ amplitúdó-sűrűségfüggvényének Fourier-transzformáltja $\pm 2\pi/S$ sávon kívül azonosan nulla, a kvantálás hatása úgy tekinthető, mint egy $x(t)$ -től független, additív véletlen zajforrás a bemeneten, amelynek teljesítményátlagja $\sigma_x^2 = S^2/12$, várható értéke nulla (13. ábra). Ekkor a



13. ábra. A fixpontos aritmetikájú digitális szűrő zajmodellje

bemenetkez kevert zaj amplitúdó eloszlása $(-S/2, S/2)$ tartományban egyenletes sűrűségű, teljesítményspektruma konstans, fehér. A kvantálendő $x(t)$ jelre említett feltétel gyorsan változó jelekre teljesül [34].

Ha a kvantálást $2q$ szintre végezzük, a kódolt fixpontos bináris szavak $L = \lg 2q$ jegyűek lesznek (előjelbit nélkül). A kvantáló pontosságára, a minimálisan szükséges bitek L számára két megfontolást teszünk. Mind a feldolgozandó jel dinamikájából, mind a konverzió megengedett kvantálási zajából meghatározható egy minimális L bites pontosság. Ha a minimális feldolgozandó jelszint x_{\min} és a maximális jelszint x_{\max} , a kvantálási lépcső x_{\min} -nál nem lehet nagyobb, tehát — az előjelbitet nem számítva — legalább

$$L = \lg(x_{\max}/x_{\min})$$

bitre van szükség. Ha a kvantálási zajra SNR dB jel-zaj viszonyt írunk elő, limitált Gauss eloszlású, $x_{\max}/3$ effektív értékű bemeneti jel esetén a minimális követelmény:

$$L + 1 = \frac{\text{SNR} + 10 \lg 3}{20 \lg 2} \approx \frac{\text{SNR}}{6} + 1.$$

Például 60 dB megengedett bemeneti jel-zaj viszonyhoz 6 + 1 bites, 128 szintes kvantálás szükséges.

A bemeneti additív kvantálási $\varepsilon_x(t)$ zaj áthalad a szűrőn. Mivel a szűrő lineáris, kimenete az ideális bemeneti jelre és a bemeneti kvantálási zajra adott válaszok összege. A kimeneti $\varepsilon_y(t)$ zaj várható értéke változatlanul zérus lesz, teljesítményspektruma állandósult állapotban

$$\frac{S^2}{12} \cdot |K(j\omega)|^2 = \frac{S^2}{12} M(\omega), \quad (11)$$

ahol $M(\omega)$ a digitális szűrő modulusa. A kimeneti zaj teljesítményátlaga, azaz szórása

$$\sigma_y^2 = \frac{S^2}{12} \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} M(\omega) d\omega = \frac{S^2}{12} \sum_{i=0}^{\infty} k^2(iT) \quad (12)$$

A (12) számítására [35] mutat ügyes módszert. A kimeneti zaj korlátja:

$$|\varepsilon_y(t)| \leq \frac{S}{2} \sum_{i=0}^{\infty} |k(iT)|.$$

Szorzóegytűthetők toleranciája

A $K(z)$ -t realizáló kapcsolás szorzótényezői csak véges pontossággal, véges szóhosszúsággal realizálhatók. Az egytűthetők például fixpontosan $L+1$ bites kódszavakkal ábrázolva $2 \cdot 2^L$ számú különböző egytűthetőérték lehetséges. A kvantálási lépcsőt most is S -sel jelölve a $[-2^L \cdot S; S \cdot (2^L - 1)]$ egytűthető-tartomány fogható át.

A véges L szóhosszúság miatt a $K(z)$ pólusai és zérusai eltolódnak, a megvalósított digitális szűrő $K(j\omega)$ átviteli karakterisztikája nem fog megegyezni az ideális $K(z)$ -ből $z = e^{j\omega T}$ helyettesítéssel számítható $K(j\omega)$ karakterisztikával. A szelektív szűrők zárócsillapítása csökken, átmeneti tartománya megnövekszik [36]. Az egytűthető-toleranciák hatását a 13. ábra $K(z) - K_L(z)$ jelű blokkja jelképezi. Kimeneten a $\Delta y(n) + \Delta \varepsilon_y(n) \approx \Delta y(n)$ hibajel lép fel. A frekvenciatartománybeli hibát jól jellemzi az átviteli karakterisztikák különbségének négyzetes átlaga:

$$\frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} |K(j\omega) - K_L(j\omega)|^2 d\omega. \quad (13)$$

A gyakorlati kiértékeléshez nagy foksám esetén feltételezik, hogy az egytűthetők toleranciái függetlenek [36]. Nonrekurzív szűrőknél az átviteli karakterisztika várható módosulása az S kvantálási lépcső nagyságával és a szűrő M foksámának négyzetgyökével arányos [37].

Rekurzív szűrőknél az egytűthetők véges pontosságának a $K(j\omega)$ megváltozásán túlmenő követelménye is lehet: a szűrő instabillá válhat. A pontatlanságok következtében $K(z)$ valamely pólusa vagy pólusai az egységkörön kívülre kerülnek. A szóhosszúság megválasztásánál ezért abból kell kiindulni, hogy a módosított átvitel se vezessen instabilitáshoz [12]. A szükséges szóhosszt jelentősen befolyásolja a rekurzív szűrő struktúrája. A struktúrák vizsgálatában felhasználhatók az érzékenység elméletének módszerei [38].

Műveletvégzés kerekítési hibái

Az összeadási és szorzási műveletek eredményeinek kerekítéséből származó hibák kimenetre gyakorolt hatása mind a számábrázolás módjától, mind a digitális szűrő struktúrájától jelentős mértékben függ.

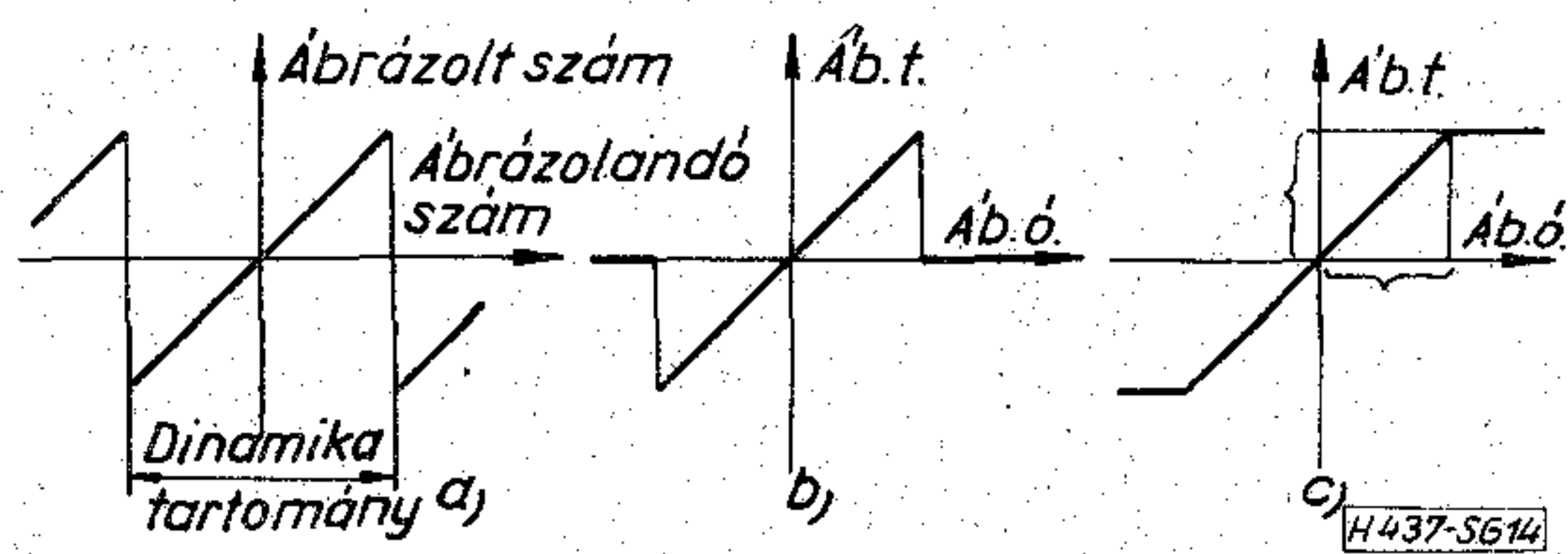
Fixpontos aritmetikával az összeadás pontosan elvégezhető: két L bites számot összeadva 2^{-L} -nél kisebb szám nem keletkezik, kerekítés tehát nincs. Ha viszont két fixpontos számot összeszorozunk, a legkisebb helyérték 2^{-2L} lesz, a pontos ábrázoláshoz tehát $2L$ bit kellene. Az L bitre való rövidítés akár kerekítéssel, akár levágással végezzük el, elkerülhetetlenül kvantálási zajt okoz. Belátható, hogy a kerekítés előnyösebb. Ha a bemeneti jel gyorsan változik, a szorzók kvantálási zaja független, additív fehér zajként fogható fel. A teljesítményátlaga $S^2/12 = 2^{-2(L+1)}/3$. Kimutatható, hogy egy kerekítési hiba kimenetre gyakorolt kedvezőtlen hatása annál nagyobb, minél hosszabb a hibajel útja a keletkezési helytől a kapcsolás kimenetéig [12]. A rekurzív szűrőknél e hatás tehát eleve nagyobb, mint nonrekurzív szűrőknél, hiszen a hiba visszakerül a hálózatba.

A 13. ábrán $\varepsilon_{b,1}(n), \dots, \varepsilon_{b,i}(n)$ jelképezi a szorzatok kerekítéséből származó zajforrásokat, $K_{i-y}(z)$ pedig az i -edik szorzó kimenete és a szűrő kimenete közötti transzfer függvény. Az $\varepsilon_{y,i}(n)$ kimeneti zajösszetevők teljesítményspektrumát és teljesítményátlagát (11) és (12) összefüggésekkel számolhatjuk, ahol most természetesen $K_{i-y}(j\omega)$ kerül a $K(j\omega)$ helyére [2, 32].

Lebegőpontos aritmetikával végzett összeadásnál a fixpontos aritmetikával szemben kerekítési hiba keletkezik, amely két közel azonos nagyságú szám egymásból való kivonása esetén — bármilyen nagy is a szóhossz — igen nagy lehet. Szorzásnál a mantiszszákokat fixpontosan szorozzuk, ami az előbb megismert hibával jár, a karakterisztikákat hibátlanul tudjuk összegezni. Az eredmény hibája tehát a szorzat nagyságrendjétől függ. A lebegőpontos aritmetikájú szűrő zajmodellje a 13. ábra szerintihez képest az összeadók hibájának reprezentálásával bővítendő [32].

Fixpontos aritmetikánál a kerekítések következtében két különböző típusú zavaró oszcillációval is számolni kell.

Ha a bemeneti jel lassan változik, több egymást követő mintája ugyanarra a kvantálási lépcsőre esik, a várt kimeneti jelhez periodikus zavarójel adódhat hozzá. Azt a sávot, amelyen belül a kimeneti jel konstans bemeneti jel esetén bármilyen értékre beállhat, illetve oszcillálhat, *holt sávnak* nevezzük. A holt sávhatást a bemeneti jelhez $S/2$ -nél kisebb amplitúdójú váltakozó előjelű jelet hozzáadva szüntethetjük meg.



14. ábra. Aritmetika karakterisztikák: a) komplement, b) nullázó, c) telítéses

A fixpontos összeadás során, ha az összeg a legnagyobb ábrázolható számnál nagyobb, *túlcordulás* lép fel. Ha az aritmetika komplement (14a ábra) vagy nullázó (14b ábra) típusú, visszacsatolt szűrő esetén oszcilláció jöhet létre. Az oszcillációt elkerülhetjük, ha a 14c ábrán látható telítéses aritmetika-karakterisztikát valósítjuk meg [18]. Legcélszerűbb természetesen a túlcordulás megelőzése. Úgy kell tervezni, hogy az összeadók kimeneti jele a legrosszabb esetben se lépjen ki a dinamika-tartományból. Ezt a bemeneti jelszint megfelelő mértékű csökkentésével érhetjük el legegyszerűbben. Bonyolultabb, de a jel-zaj viszony szempontjából előnyösebb, ha a jelszinteket a szűrő bizonyos pontjain skálázzuk át. Kaszkád és párhuzamos struktúrák esetén a 6. és 7. ábrán a szaggatottan jelölt szorzók megfelelő kiemeléssel nyert skálázó szorzók. A skálázó szorzók értékének optimális megválasztására ad általános módszert [19].

Struktúra és pontosság

A kvantálási zaj három forrása független, a kimeneten általuk okozott hiba összegződik (13. ábra). A szorzóegyütthetők és a műveletvégzés pontosságából fakadó kimeneti hiba nagymértékben függ a digitális szűrő felépítésétől.

Standard alkapcsolások

Fixpontos aritmetikánál a szorzótényezők, valamint a szorzat kerekítése miatt keletkező kvantálási zaj kimenetre gyakorolt hatása a direkt struktúránál a legnagyobb, mert a hiba bármilyen közel keletkezik is a kimenethez, a visszacsatolás miatt visszakerül a teljes hálózatba (D1) vagy a teljes visszacsatoló láncba (D0). Így a kvantálási zaj „útja” szempontjából a kaszkád és párhuzamos struktúra egyértelműen kedvezőbb.

A szorzótényezők ábrázolása szempontjából kedvezőtlen, ha azok széles tartományban szóródnak. Kimutatható, hogy azonos szóhosszúság mellett a $K(z)$ gyökei párhuzamos és kaszkád kapcsolás esetén kevésbé tolódnak el, különösen éles vágású, meredek karakterisztikák esetén. Megfordítva: adott pontosságú, nagy fokszámú szűrő kaszkád vagy párhuzamos előállításal rövidebb szóhosszt igényel [32, 39]. A gyökök tehát a szorzótényezők megváltozására e két struktúra esetén érzéketlenebbek, mint direkt struktúráknál, ami e két struktúrát stabilitási szempontból is kedvezőbbé teszi.

A nonrekurzív szűrőstruktúrák (transzverzális, kaszkád) a rekurzív struktúrákkal szemben több vonatkozásban előnyösebbek. A visszacsatolás hiánya miatt 1. nincsenek stabilitási problémák, 2. az eredő kvantálási zaj lényegesen kisebb, 3. az együtthetők pontosságára, különösen élesvágású szűrők esetén kevésbé kényes [37, 40]. Mindezt a követelmények esetleg lényegesen magasabb fokszámmal való teljesíthetőségével fizetünk. A kaszkád struktúra esetén a szorzótényezők szórása, átfogása általában kisebb, mint a tranzverzális struktúra súlyozó együtthetőinek átfogása [41].

Létrakapcsolások

A digitális szűrőknek minél kisebb együtthető-szóhosszal való realizálására, azaz az együtthetőkra nézve minél kevésbé érzékeny struktúrák létrehozására irányuló törekvés eredményezte a létrakapcsolások kidolgozását. Ilyen szempontból a kaszkád és párhuzamos struktúrák még nem érik el az analóg LC létra-szűrők érzéketlenségét. Bizonyítható [20, 42], hogy léteznek olyan digitális szűrők, amelyek topológiailag megfelelnek az analóg LC létra-szűrőknek, és pontosabb kalkulációt tesznek lehetővé, mint a standard struktúrák, vagy azonos pontosság mellett rövidebb szóhosszúságot igényelnek. Rács-struktúrával ugyanazon eredmény általában kevesebb áramköri elemmel elérhető [27]. A kutatások jelenlegi állása szerint a hullámdigitális, valamint a Mitra-féle és a hullámdigitális között álló többszörösen visszacsatolt struktúrák nyújtják a legkisebb érzékenységet [25, 27, 30, 43]. Az egyes felépítéseket adott szóhossz mellett a (13) szerinti mennyiséggel szokás összehasonlítani [44].

Függelék

Tetszőleges struktúra transzfer függvénye

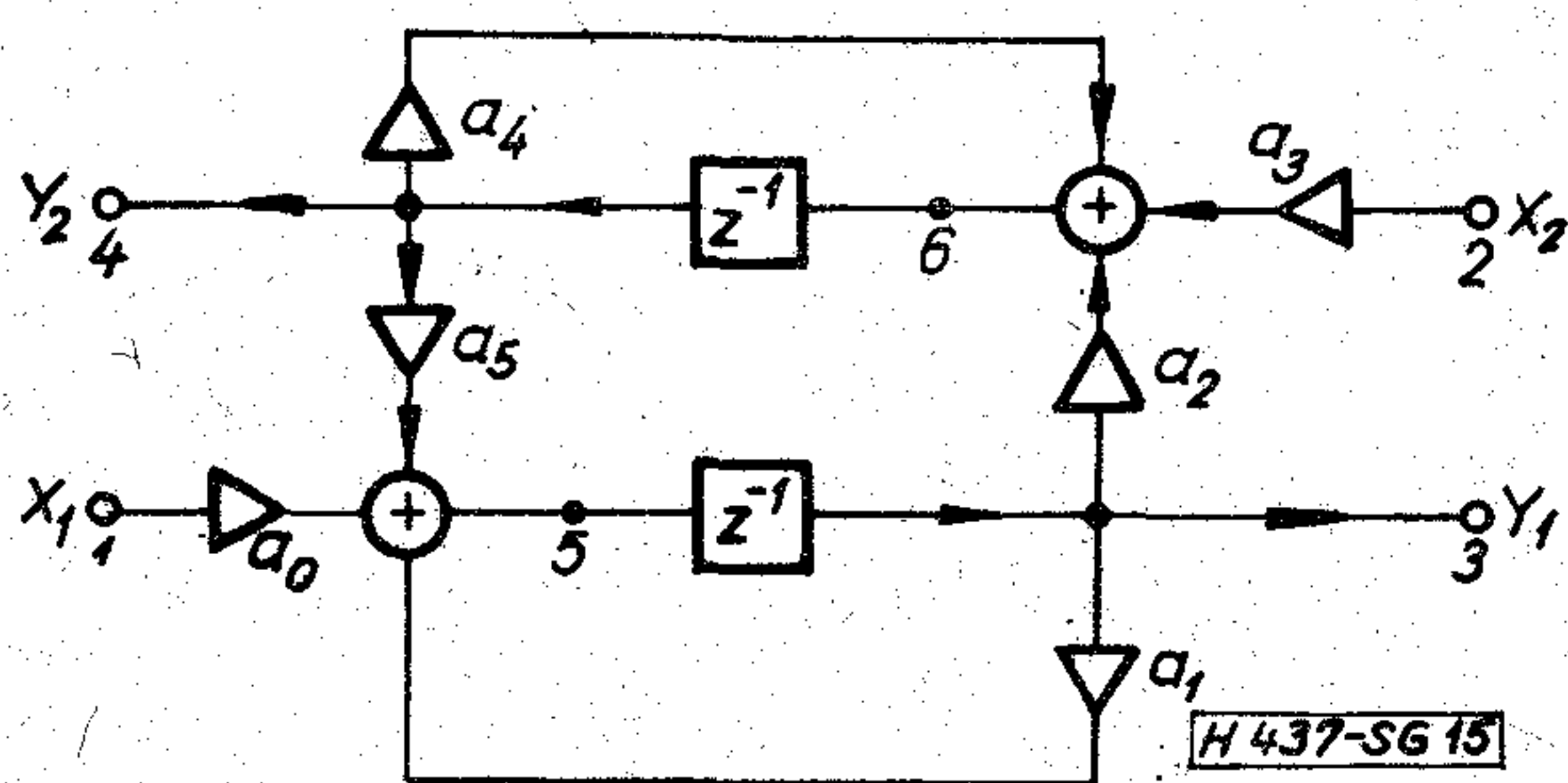
A digitális szűrőkapcsolások, struktúrák vizsgálatának első alapvető lépése a $K(z)$ transzfer függvény meghatározása. A függelékben tetszőleges számú bemenettel és kimenettel rendelkező, összeadókból, szorzókból és késleltetőkből felépített hálózat $\mathbf{K}(z)$ transzfer mátrixának számítására ismertetünk egy általános érvényű módszert a bizonyítás mellőzésével [45].

A hálózat legyen n_1 bementű, n_2 kimenetű és a belső csomópontok számát jelölje n_3 . Az összegzők csomópontnak tekintendők. A hálózat a z tartományban az

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}(z) \\ \mathbf{W}(z) \end{bmatrix} = \mathbf{H}(z) \begin{bmatrix} \mathbf{X}(z) \\ \mathbf{Y}(z) \\ \mathbf{W}(z) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

mátrixegyenlettel írható le, ahol $\mathbf{X}(z)$ a bemeneti, $\mathbf{Y}(z)$ a kimeneti, $\mathbf{W}(z)$ pedig a csomóponti változók vektora. $\mathbf{H}(z)$ a hálózatot leíró mátrix, amely $n_2 + n_3$ sorból, $n_1 + n_2 + n_3$ oszlopból áll. A hálózatmátrix elemei a i -edik ($i=1, \dots, n_1 + n_2 + n_3$) pontot a j -edik ($j=1, \dots, n_1 + n_2 + n_3$) ponttal összekötő szorzó, késleltető egységeket jellemzik. A mátrixelemek így z^{-1} lineáris függvényei lesznek.

A mátrixelemek meghatározását a 15. ábrán látható struktúra ($n_1 = n_2 = n_3 = 2$) $\mathbf{H}(z)$ hálózatmátrixának felírásával illusztráljuk. A szorzóegyütthatókat a_i -vel jelöltük.



15. ábra. Digitális kétkapu

$$\mathbf{H}(z) = \begin{matrix} & \begin{matrix} n_1 & & n_2 & & n_3 \end{matrix} \\ & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \end{matrix} \\ \begin{matrix} n_2 \\ n_3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & z^{-1} & 0 \\ 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & z^{-1} \\ 5 & a_0 & 0 & a_1 & a_5 & 0 & 0 \\ 6 & 0 & a_3 & a_2 & a_4 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

A $\mathbf{K}(z)$ transzfer mátrix definíciós egyenlete:

$$\mathbf{Y}(z) = \mathbf{K}(z) \cdot \mathbf{X}(z),$$

ahol a $\mathbf{K}(z)$ elemei:

$$K_{i,j}(z) = \left. \frac{Y_i(z)}{X_j(z)} \right|_{\substack{X_l(z)=0 \\ l \neq j}}$$

A (14) mátrixegyenlethez az n_1 oszlopú, n_2 sorú transzfer mátrix kifejezéséhez 1. $\mathbf{H}(z)$ hálózatmátrix n_2, n_3 jelű oszlopaiból \mathbf{U} egységmátrixot vonunk ki:

$$\mathbf{H}'(z) = \mathbf{H}(z) - [\mathbf{0}; \mathbf{U}].$$

Fenti példában ez a jobb alsó sarokból induló átlóban (-1) -ek megjelenését eredményezi. 2. A $\mathbf{H}(z)$ mátrixot 6 részre particionáljuk:

$$\mathbf{H}'(z) = \begin{matrix} & \begin{matrix} n_1 & n_2 & n_3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} n_2 \\ n_3 \end{matrix} & \left[\begin{array}{ccc|ccc} \mathbf{P}_{21} & \mathbf{P}_{22} & \mathbf{P}_{23} & & & \\ \mathbf{P}_{31} & \mathbf{P}_{32} & \mathbf{P}_{33} & & & \end{array} \right] \end{matrix}$$

Látható, hogy az egységmátrix kivonása csak a \mathbf{P}_{22} és \mathbf{P}_{33} almátrixokat érinti. 3. Végül is a transzfer mátrix, a \mathbf{P}_{33} almátrix invertálása után:

$$\mathbf{K}(z) = -(\mathbf{P}_{22} - \mathbf{P}_{23} \cdot \mathbf{P}_{33}^{-1} \cdot \mathbf{P}_{32})^{-1} \cdot (\mathbf{P}_{21} - \mathbf{P}_{23} \cdot \mathbf{P}_{33}^{-1} \cdot \mathbf{P}_{31}).$$

Ha a struktúra egy be- és egy kimenetű ($n_1 = n_2 = 1$), valamint a kimeneten közvetlen hurok nincs, a $K(z)$ transzfer függvény

$$K(z) = \frac{P_{21} - P_{23} \cdot P_{33}^{-1} \cdot P_{31}}{1 + P_{23} \cdot P_{33}^{-1} \cdot P_{23}}$$

alakú lesz. A dőlt, kövér betűk a vektorra egyszerűsödött almátrixokat jelölik.

Példánkban a $\mathbf{K}(z)$ mátrix részét képező $K_{1,2}(z)$ transzfer függvény:

$$\begin{aligned} K_{1,2}(z) &= \left. \frac{Y_1(z)}{X_2(z)} \right|_{X_1(z)=0} = \\ &= \frac{a_3 a_5 z^{-2}}{1 - (a_1 + a_4) z^{-1} + (a_1 a_4 - a_2 a_5) z^{-2}} \end{aligned}$$

IRODALOM

- [1] Sallai Gy.: A mintavételező (digitális) szűrők osztályozása. Híradástechnika. 27. k. 7. sz. 1976.
- [2] Rabiner, L. R., Gold B.: Theory and application of digital signal processing. Prentice-Hall Inc. London. 1975.
- [3] Thiran, J. P.: Equal-ripple delay recursive digital filters. IEEE Trans. Circuit Theory. Vol. 18. No. 6. 664-669. Nov. 1971.
- [4] Rhodes, J. D.—Fahmy, M.I.F.: Digital filters with maximally flat amplitude and delay characteristics. Int. J. Circuit Theory Appl. Vol. 2. No. 1. 3-13. March. 1974.
- [5] Steiglitz, K.: Computer-aided design of recursive digital filters. IEEE Trans. Audio Electroacoust. Vol. 18. 123-129. June 1970.
- [6] Feltcher R., Powell M.: A rapidly convergent descent method for minimization. Computer J. Vol. 6. No. 2. 163-168. 1963.
- [7] Dudgeon, D.: Recursive filter design using differential correction. IEEE Trans. Acoustics, Speech Signal Proc. Vol. 22. No. 6. 443-448. Dec. 1974.
- [8] Hermann O.: Design of nonrecursive digital filters with linear phase. Electronics Letters. Vol. 6. No. 11. 328-329, 1970.
- [9] Hofstetter E., Oppenheim A., Siegel, J.: On optimum nonrecursive digital filters. Proc. 9th Allerton Conf. on Circuit and System Theory. 789-798. Oct. 1971.
- [10] Helms, H. D.: Digital filters with equiripple or minimax responses. IEEE Trans. Audio El. acoustics. Vol. 19. No. 1. 87-93. March 1971.
- [11] Rabiner, L. R.—Gold B.—Mc Gonegal, C. A.: An approach to the approximation problem for nonrecursive digital filters. IEEE Trans. Audio El. acoustics. Vol. 18. 83-106. June. 1970.
- [12] Kaiser, J. F.: Systems analysis by digital computer. Mc John Wiley. New York. 1966. 7. fejezet.
- [13] Rader, C. M., Gold B.: Digital processing of signals. Mc Graw-Hill. New York 1966.

- [14] Sallai Gy.—Géher K.: Digitális szűrők. Tanulmány a Műszeripari Kutató Intézet számára. Budapest, 1974.
- [15] Kormos I.: Digitális szűrők. Híradástechnika. 24. k. 9. sz. 269—276. 1973.
- [16] Sallai Gy.: On approximation of finite-impulse-response digital filters. Colloquium on Circuit Theory. Előadás. Prágue 1975.
- [17] Hermann, O.: On the approximation problem in nonrecursive digital filter design. IEEE Trans. Circuit Theory Vol. 18. No. 3. 411—413. May 1971.
- [18] Rabiner, L. R.—Rader C. M.: Digital signal processing. IEEE Selected reprint series. 1972.
- [19] Jackson, L. B.: Roundoff noise analysis for fixed-point digital filters realised in cascade or parallel form. IEEE Trans. Audio Electroacoust. Vol. 18. 107—122. June 1970.
- [20] Fettweis, A.: Digital filter structures related to classical filter networks. AEÜ. Vol. 25. 79—89. 1971.
- [21] Mitra, S. K., Sherwood R.: Canonic realisations of digital filters using the continued fraction expansion. IEEE Trans. Audio Electroacoust. Vol. 20. 185—194. Aug. 1972
- [22] Mitra, S. K. Sherwood R.: Digital ladder networks, IEEE Trans. Audio, Electroacoust. Vol. 21. 30—36. Febr. 1973.
- [23] Gray, A. H., Markel J. D.: Digital lattice and ladder synthesis. IEEE. Trans. Audio Electroacoust. Vol. 21. No. 6. 491—500. Dec. 1973.
- [24] Mitra, S. K. Huey, D. C., Sherwood, R. J.: New methods of digital ladder realisation. IEEE Trans. Audio Electroacoust. Vol. 21. No. 6. 485—491. Dec. 1973.
- [25] Gensel, J.: A new structure for digital filters with low coefficient sensitivities. Proc. 5th Microwave Comm. Coll. 2. k. 121—130. Budapest, 1974.
- [26] Mitra, S. K.—Sagar, A. D.: Realization of digital filters in coupled bilinear form. Proc. 5th Microwave Comm. Coll. 2. k. 169—179. Budapest, 1974.
- [27] Fettweis, A., Levin, H., Sedlmeyer, A.: Wave digital lattice filters. Int. J. Circuit Theory Appl. Vol. 2. No. 2. 203—211. June. 1974.
- [28] Fettweis, A.: Wave digital filters with reduced number of delays. Int. J. Circuit Theory Appl. Vol. 2. No. 4. 319—330. Dec. 1974.
- [29] Fraiture, L.—Neirynd, J.: Theory of unit element filters. Revue HF, Vol. 7. 325—340. 1969.
- [30] Osváth L.: Hullámdigitális szűrők. Híradástechnika (megjelenés alatt).
- [31] Oppenheim A. V., Weinstein C. W.: Effects of finite register length in digital filters and the fast Fourier transform. Proc. IEEE Vol. 60. No. 8. 957—976. Aug. 1972.
- [32] Liu, B.: Effect of finite word length on the accuracy of digital filters. A review. IEEE Trans. Circuit Theory. Vol. 18. No. 6. 670—677. Nov. 1971.
- [33] Huelsman, L. R.: Active filters: Lumped... digital... Mc Graw Hill, New York, 1970.
- [34] Widrow, B.: Statistical analysis of amplitude-quantized sampled data systems. AIEE Trans. Appl. Ind. Vol. 79. 556—568. Jan. 1961.
- [35] Mitra, S. K., Hirano K., Sakaguchi H.: A simple method of computing the input quantization and multiplication roundoff errors in a digital filter. IEEE Trans. Acoustics, Speech Signal Proc. Vol. 22. No. 5. 326—329. Oct. 1974.
- [36] Knowles, J. B., Olcayto, E. M.: Coefficient accuracy and digital filter response. IEEE Trans. Circuit Theory. Vol. 15. 31—41. March. 1968.
- [37] Chan, D. S.—Rabiner L. R.: Analysis of quantization errors in the direct form for FIR digital filters. IEEE Trans. Audio Electroacoust. Vol. 21. No. 4. 354—366. Aug. 1973.
- [38] Géher K.: Theory of network tolerances. Akadémiai Kiadó. Budapest. 1971.
- [39] Jackson, L. B.: On the interaction of roundoff noise and dynamic range in digital filters. BSTJ. Vol. 49. 159—184. Feb. 1971.
- [40] Sallai Gy.: A transverzális szűrő toleranciaanalízise. Híradástechnika, 24. k. 7. sz. 193—201. 1973.
- [41] Chan, D. S., Rabiner, L. R.: Theory of roundoff noise in cascade realisation of FIR digital filters. BSTJ. Vol. 52. No. 3. 329—345. Mar. 1973.
- [42] Crochiere, R. E.: Digital ladder structures and coefficient sensitivity. IEEE Trans. Audio Electroacoust. Vol. 20. 240—246. Oct. 1972.
- [43] Bruton, L. T.: Low-sensitivity digital ladder filters. IEEE Trans. Circuit Syst. Vol. 22. No. 3. 168—176. Mar. 1975.
- [44] Vich, R.: Degeneration of the transmission properties of a digital filters by coefficient quantisation. Nachrichtentechnik, Elektronik. Vol. 25. No. 9. 342—344. 1975.
- [45] Thielman, H.: Computer aided design of digital filters. Proc. of 5th Microwave Comm. Coll. 2. k. 279—286. Budapest, 1974.

EGYESÜLETI HÍREK

Vándoroktatás

Az V. ötéves terv egyik fontos célkitűzése a gyártmány-szerkezet korszerűsítése, a világpiacon versenyképes gyártmányok gazdaságos kifejlesztése és gyártásának megvalósítása. Különösen nagy feladatot ró ez az olyan rohamos fejlődésben levő iparágakra, mint a híradástechnika-elektronika. A feladat megoldásának egyik kulcsa a szakemberek gyors és rugalmas továbbképzése. A hivatalosan szervezett Mérnök Továbbképző Tanfolyamok mellett jelentős szerepe van ebben a társadalmi egyesületekben szervezett oktatásnak.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület az eddig alkalmazott társadalmi oktatási formákat tovább bővítette az ún. vándoroktatással. Ezzel a híradástechnikai-elektronikai szakemberek legszélesebb rétegeihez kívánja eljuttatni a műszaki-tudományos továbbképzésükhöz, ismereteik korszerű szinten tartásához és látókörük bővítéséhez szükséges ismeretanyagot. Azért nevezték el ezt vándoroktatásnak, mert az oktató-előadók előadásait kívánság szerinti csoportosításban — budapesti és vidéki vállalatoknál egyaránt — megfelelő számú hallgató esetén, szeminárium jelleggel bárhol megszervezik.

Az előadások tematikájának összeállítását és az előadók felkérését gondos munka előzte meg. Ennek eredményeként — az Egyesület Oktatási és Műszaki Tudományos Bizottságának közreműködésével — jött létre a HTE által szervezett vándoroktatás előadásainak első jegyzéke, mely az előadók neve és az előadás témája mellett feltünteti a témákra előirányzott óraszámokat is.

A vándoroktatásnak ez az első katalógusa az egyesületi

Titkárságon az érdeklődők rendelkezésére áll. Itt csupán a már kidolgozott témaköröket soroljuk fel:

- Elektronikai alkatrészek
- Elektronikai és elektromechanikai eszközök
- Gyártástechnológia
- Hírvitel, telefónia
- Számítástechnika

Az Egyesület kéri az érdeklődőket, tekintsek át a katalógust. A szervezők szívesen veszik javaslataikat a tematika bővítésére.

Az egyesületi Titkárság a katalógust megküldte az Egyesület valamennyi jogi-tag vállalatának és vidéki csoportjának azzal a felkéréssel, hogy a vállalat vagy vidéki csoport érdeklődésének és az ott dolgozó szakemberek továbbképzési igényeinek megfelelő szemináriumot vagy szemináriumokat a katalógus alapján állítsák össze és ez irányú igényeiket megrendelő levélben az egyesületi Titkárságon jelentsék be.

Az Egyesület a vállalatok terhére mindössze a vándoroktatási szemináriumok önköltségét számolja el. A felmerülő költségekről a megrendelő levél visszaigazolásában tájékoztatják a vállalatot.

A vándoroktatás megindításával az Egyesület nagy lépést tett az oktatási formák továbbfejlesztésében. Ennek eredményessége azonban attól is függ, milyen mértékben veszik igénybe a vállalatok szakembereik továbbképzéséhez ezt az új oktatási formát. Az Egyesület bízik abban, hogy kezdeményezése a vállalatok egyetértésével találkozik, és így ezzel is segítséget nyújthat a párt és a kormány iparpolitikai célkitűzéseinek teljesítéséhez.

Lineáris hálózatok érzékenység és tolerancia vizsgálata

ETO 621.372.011.71:621.3.089.52

1. Az érzékenység- és toleranciamérték fogalma

Az elektronikus áramkörök tervezésénél és gyártásánál napjainkban nagy figyelmet szentelünk az áramkörök toleranciájának [1, 4, 12]. A kérdés tárgyalásakor az $y(x_i)$ hálózat jellemző kis változása, differenciálais érzékenységéből indulunk ki:

$$S_i = \frac{\partial y}{\partial x_i} \quad (1)$$

Bevezetjük az

$$S_i^r = \frac{x_i}{y} \frac{\partial y}{\partial x_i} \quad (2)$$

relatív érzékenységet és a

$$\frac{\Delta y_i}{y} = S_i^r \frac{\Delta x_i}{x_i} \quad (3)$$

relatív résztoleranciát, majd a relatív toleranciát a

$$\frac{\Delta y}{y} = \sum_{i=1}^N S_i^r \frac{\Delta x_i}{x_i} \quad (4)$$

kifejezéssel definiáljuk. A tolerancia értékét alapvetően a következő tényezők befolyásolják:

(i) Az előírt specifikációt hogyan teljesítettük az $y(x_i)$ hálózatjellemezővel? Például ha a hálózatjellemező az $A(\omega, x_i)$ amplitúdó-karakterisztika, akkor milyen approximációt választottunk a frekvenciatartományban?

(ii) Milyen áramköri felépítést választottunk? Például aktív RC áramkörök esetén milyen topológiát (létra, kaszkád, vagy visszacsatolt) és milyen áramköri elemeket használunk?

(iii) Milyen technológiai lehetőségeink vannak? Ez határozza meg $\frac{\Delta x_i}{x_i}$ értékét és a (4)-ben előírt

összegezés módját. Például van-e korreláció az egyes áramköri paraméterek toleranciái között, vagy van-e lehetőség beállításra?

A tervezés céljának kitűzésénél, a gyártás eredményének megítélésénél olyan toleranciakritériumra van szükségünk, melynek segítségével az optimalizálást elvégezhetjük és az összehasonlítást megtehetjük. Az ilyen jellemzőt toleranciamértéknek nevezzük. Az ideális az lenne, ha egyetlen számmal tudnánk jellemzeni a toleranciaviszonyokat. Egy ilyen mérték bevezetése azonban számos elméleti és gyakorlati nehézségbe ütközik. A kérdés kiterjedt

irodalmának ismertetésével most nem foglalkozunk [1, 2, 3, 6, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 15, 16, 17], hanem figyelmünket az alapvető nehézségek megvilágítására koncentráljuk.

A legrosszabb esetre való tervezésnél $\Delta x_i = d_i$, ahol d_i az áramköri paraméter maximális eltérése, továbbá a résztoleranciák abszolút értékét adjuk össze:

$$\frac{\Delta y}{y} \leq \sum_{i=1}^N |S_i^r| \left| \frac{d_i}{x_i} \right| \quad (5)$$

Az (5)-ből származtatott toleranciamérték

$$\varphi = \sum_{i=1}^N k_i |S_i^r| \quad (6)$$

alakú, ahol $k_i = \left| \frac{d_i}{x_i} \right|$ az érzékenység abszolút értékének súlyozását jelenti. Ha ezen — technológiától függő — súlyozástól eltekintünk, akkor

$$\varphi = \sum_{i=1}^N |S_i^r| \quad (7)$$

alakú érzékenységmértéket kapunk.

Az egyenletes tolerancia feltételezése, vagyis a $\frac{d_i}{x_i}$ értékek megegyezésének feltételezése (4) alapján

$$\frac{\Delta y}{y} = \frac{d_i}{x_i} \sum_{i=1}^N S_i^r = k \sum_{i=1}^N S_i^r \quad (8)$$

összefüggésre vezet. Mivel a relatív érzékenységek előjeles összege invariáns:

$$\sum_{i=1}^N S_i^r = M \quad (9)$$

(8) az alábbi alakba írható:

$$\frac{\Delta y}{y} = kM. \quad (10)$$

A

$$\varphi = kM \quad (11)$$

toleranciamérték az M érzékenységösszeg invariáns tulajdonságait tükrözi vissza és így az optimalizálás célfüggvénye vagy az áramkörök összehasonlításának alapja nem lehet [5].

Statisztikus tervezésnél, ha az áramköri paraméterek toleranciái között nincs korreláció, akkor az eredő szórásnégyzet egyszerűen számolható

$$D^2 = \sum_{i=1}^N |S_i^r|^2 D_i^2. \quad (12)$$

(Egyenletes eloszlás esetén $D_i^2 = \frac{d_i^2}{3}$). A statisztikus tervezés

$$\varphi = \sum_{i=1}^N k_i^2 |S_i^r|^2 \quad (13)$$

alakú toleranciamértékhez vezet. Ha a technológiától függő súlyozástól eltekintünk, akkor

$$\varphi = \sum_{i=1}^N |S_i^r|^2 \quad (14)$$

alakú érzékenységmértéket kapunk.

Korreláció esetén az eredő szórásnégyzet:

$$D^2 = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N r_{ij} S_i^{r*} S_j^r = \varphi, \quad (15a)$$

ahol r_{ij} a normalizálatlan korrelációs együttható. Mátrixos írásmódban

$$\varphi = \underline{S}^{r*} \underline{R} \underline{S}^r \quad (15b)$$

ahol

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} D_1^2 & \dots & \dots & \dots & r_{1N} \\ \vdots & & & r_{ij} & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & & r_{ij} & & \vdots \\ \vdots & & \vdots & & D_N^2 \\ r_{1N} & \dots & \dots & \dots & D_N^2 \end{bmatrix} \quad \text{és} \quad \underline{S}^r = \begin{bmatrix} S_1^r \\ \vdots \\ S_i^r \\ \vdots \\ S_N^r \end{bmatrix} \quad (16)$$

vagyis a főatlóban a szórásnégyzetek szerepelnek és $r_{ij} = r_{ji}$. (A * konjugálást, t transzponálást jelöl.)

A frekvenciatartománybeli leírásra szorítkozva a (6), (7), (13), (14) és (15) alatt bevezetett mértékek közös tulajdonsága, hogy mindegyik még a frekvenciának is függvénye. Ez előny abból a szempontból, hogy a tervező ki tudja választani a feladat szempontjából kritikus frekvenciaértéket és az érzékenység- és tolerancia viszonyokat ott vizsgálja részletesen. Hátrányos viszont azért, mert egyetlen szám helyett egy függvényt kell tekinteni a frekvenciatartományban.

Fontosnak tartjuk megjegyezni, hogy a (6), (13) és (15) típusú mértékek az $y(x_i)$ hálózatjellemző toleranciájára jellemzőek, mivel a technológiai változásokat is tartalmazzák és ezért nevezzük ezeket toleranciamértéknek. A (7), (14) érzékenység mértékek viszont csak az áramkör felépítésétől függenek, mivel a k_i súlyozást nem tartalmazzák. A bevezetett mértékek az y hálózatfüggvényre vonatkoznak és a specifikációval csak közvetett kapcsolatban vannak.

2. A számítógépprogramok tulajdonságai

Az érzékenység- és toleranciamértékek számításának alapvető feltétele az áramkörök analízisét végző számítógépprogram. Esetünkben a KEPAN-74 programot [9] használtuk az érzékenységek meghatározására. A KEPAN-74 program koncentrált és elosztott paraméterű lineáris hálózatok analízisét

végzi a frekvenciatartományban. Az áramköri elemek a következők lehetnek: R , L , C , véges vezérlési tényezőjű vezérelt generátorok, véges erősítésű műveleti erősítő, elosztott paraméterű, homogén, háromrétegű RC vonal. A program a hálózatot az indefinit admittancia mátrixával írja le. A program az (üresjárású feszültség) transzfer függvény abszolút értékét, fázisát, futási idejét, a be- és kimeneti impedancia valós és képzetes részét és a transzfer függvény tetszőleges áramköri elem szerinti relatív érzékenységét számítja. Az érzékenységeket differenciálás nélkül, transzfer függvények szorzatából határozza meg. A program RAZDAN 3 gépre, ALGOL nyelven készült.

Az erősítők és a szűrők nagy jelentősége következtében érdemes emlékeztetni arra [4], hogy $K = Ae^{-jb}$ ill. $\ln K = a - jb$ esetén a tolerancia (4) alatti kifejezése:

$$\Delta a = \sum_{i=1}^N \operatorname{Re} S_i^r \frac{\Delta x_i}{x_i} \quad (17)$$

$$\Delta b = - \sum_{i=1}^N \operatorname{Im} S_i^r \frac{\Delta x_i}{x_i} \quad (18)$$

Ezért a KEPAN-74 program a transzfer függvény érzékenységét valós és képzetes rész formában írja ki.

Az érzékenységmértékeket számító program készítésénél az alábbi szempontok játszottak szerepet:

(i) a mérték alkalmas legyen a toleranciaviszonyok összehasonlítására, minden lényeges effektust figyelembe vegyen,

(ii) a mérték egyszerűen számítható legyen,

(iii) erősítőkre, szűrőkre jellemző legyen.

E szempontok alapján az alábbi mértékeket választottuk:

$$Ia \quad \varphi_1 = \sum_{i=1}^N k_i (\operatorname{Re} S_i^r)^2, \quad (19a)$$

$$Ib \quad \varphi_2 = \sum_{i=1}^N k_i (\operatorname{Im} S_i^r)^2, \quad (19b)$$

$$Ic \quad \varphi_3 = \sum_{i=1}^N k_i |S_i^r|^2, \quad (19c)$$

vagy

$$IIa \quad \varphi_4 = (\underline{\operatorname{Re} S}^r)^t \underline{R} (\underline{\operatorname{Re} S}^r) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N r_{ij} \operatorname{Re} S_i^r \operatorname{Re} S_j^r, \quad (20a)$$

$$IIb \quad \varphi_5 = (\underline{\operatorname{Im} S}^r)^t \underline{R} (\underline{\operatorname{Im} S}^r) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N r_{ij} \operatorname{Im} S_i^r \operatorname{Im} S_j^r, \quad (20b)$$

$$IIc \quad \varphi_6 = \underline{S}^{r*} \underline{R} \underline{S}^r = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N r_{ij} S_i^{r*} S_j^r. \quad (20c)$$

A program $R=0$ esetén korrelálatlan (I típusú), $R=1$ esetén korrelált (II típusú) mértéket számol. A program $E3=1$, illetve $E3=0$ előírástól függően számolja mindhárom típusú mértéket, illetve csak a c típusú érzékenység mértékét. Eredményül a számított mértékeket táblázatosan, frekvencia, érzékenységmérték oszlopokkal kapjuk. A programtól kérhetjük az eredmények sornyomtatóval történő ábrá-

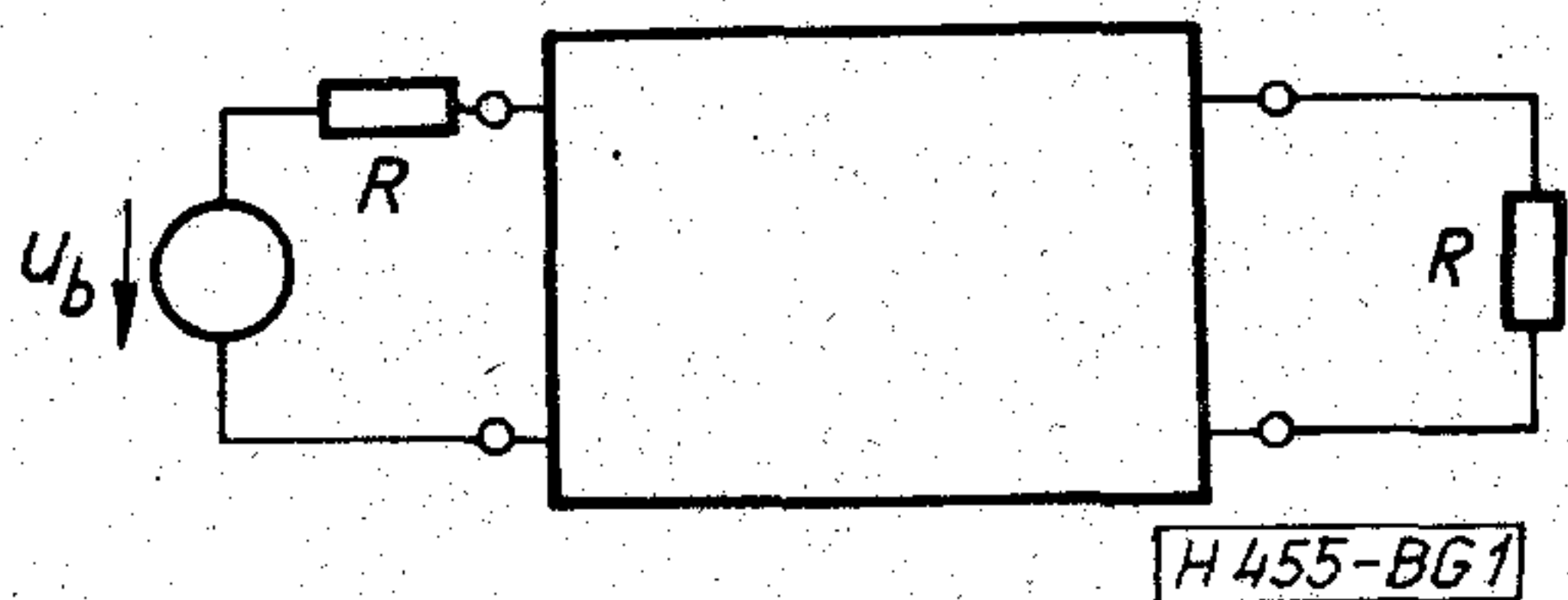
zolását. A program szintén RAZDAN 3 gépre, ALGOL nyelven készült. Elkészült a toleranciamérték-számító programnak a KEPAN-74 analízisprogrammal egybeépített változata is, ami a számítás gyorsaságát és kényelmességét fokozza.

A következőkben számszerű értékek bemutatásával világítjuk meg az érzékenységmértékek használatát.

3. Példák a mértékek számítására

Az alábbiakban két példacsoportot vizsgálunk, először csillapítók, majd egyszerű sávszűrő kapcsolások összehasonlítását végezzük el.

(i) Szimmetrikus csillapítók. Az 1. ábrán látható szimmetrikus csillapítót hat, egymással ekvivalens áramkörrel valósítottuk meg: hídkapcsolással, T-taggal, áthidalt T-taggal, π -taggal, földszimmetrikus T-taggal, földszimmetrikus π -taggal (0-taggal). Az



1. ábra. Szimmetrikus csillapító

elemértékeket úgy határoztuk meg, hogy mindegyik kapcsolás 40 dB csillapítást szolgáltatson. Az érzékenységek valóságosak, frekvenciafüggetlenek. A számított érzékenységmértékek alapján készítettük el az 1. táblázatot. Figyelmet érdemel a hídkapcsolás kiugróan nagy érzékenységmértéke. Hangsúlyozzuk, hogy a táblázat sorrendjét érzékenység szempontjából állítottuk össze. Az áramköri elemek száma szerinti sorrend vagy a legnagyobb és legkisebb ellenállás hányadosa szerinti sorrend ettől különbözik.

1. táblázat

Csillapítók érzékenységmértékének összehasonlítása

Érzékenység sorrend	Kapcsolás	$\sum_{i=1}^N s_i ^2$
1.	Áthidalt T-tag	0,99
2.	Földszimmetrikus π -tag	1,46
3.	Földszimmetrikus T-tag	1,70
4-5.	π -tag	1,94
4-5.	T-tag	1,94
6.	Hídkapcsolás	625,50

(ii) Sávszűrők. Negyedfokú sávszűrőket hasonlítottunk össze LC és aktív RC megvalósításában. Az utóbbi esetben két eljárással is megvalósítottuk a hálózatfüggvényt: kaszkád realizálással és PRB (Primary Resonator Block) realizálással [10]. Mindkét aktív RC realizálásnál a Deliyannis sávszűrő alaptagot használtuk (2. ábra). A kapcsolás transzfer függvénye

$$K^D = \frac{U_2^D}{U_1^D} = \frac{-pAR_2C_2}{1 + pB + p^2R_1R_2C_1C_2}, \quad (21)$$

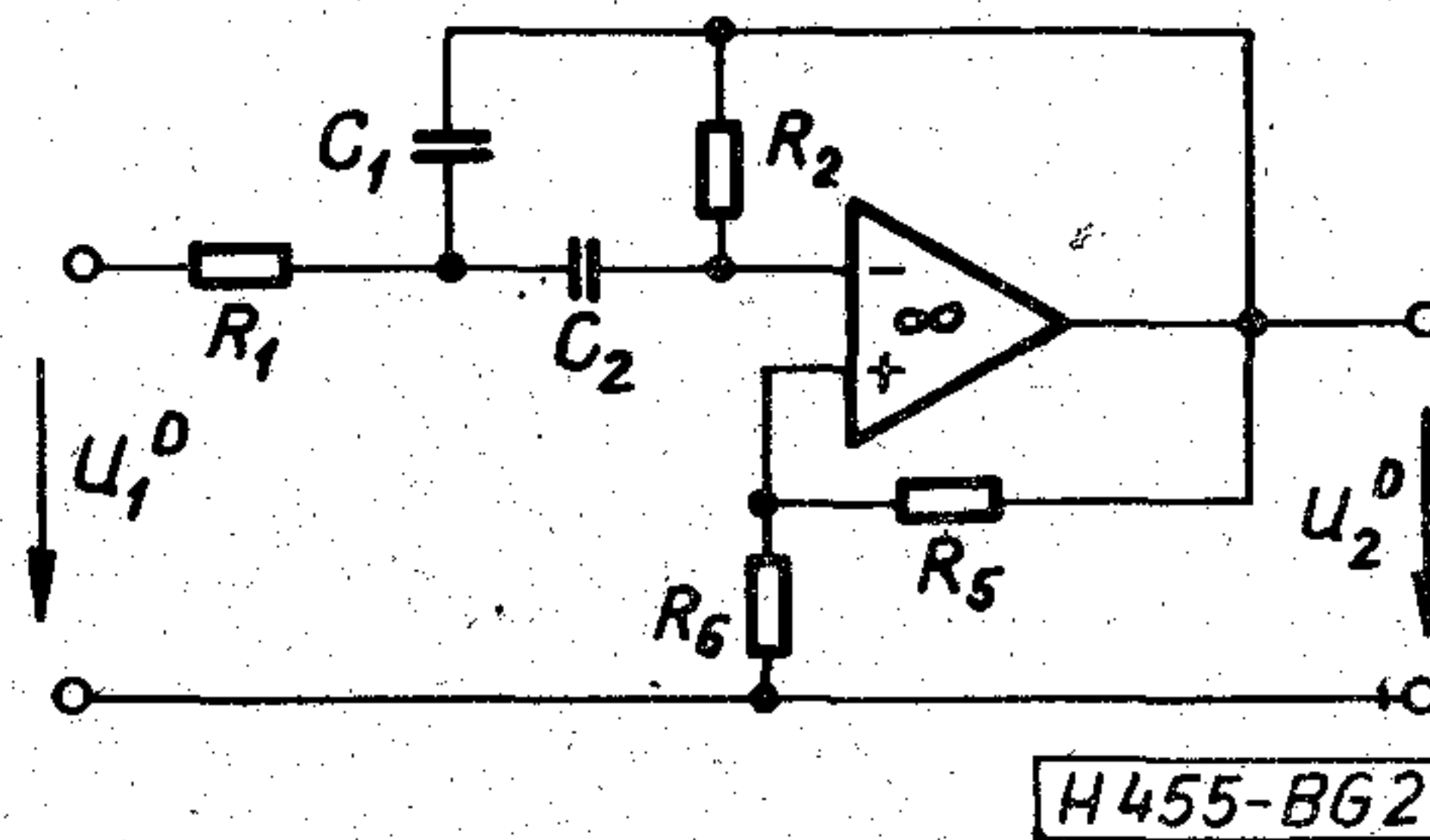
ahol

$$A = 1 + \frac{R_6}{R_5} \quad (22a)$$

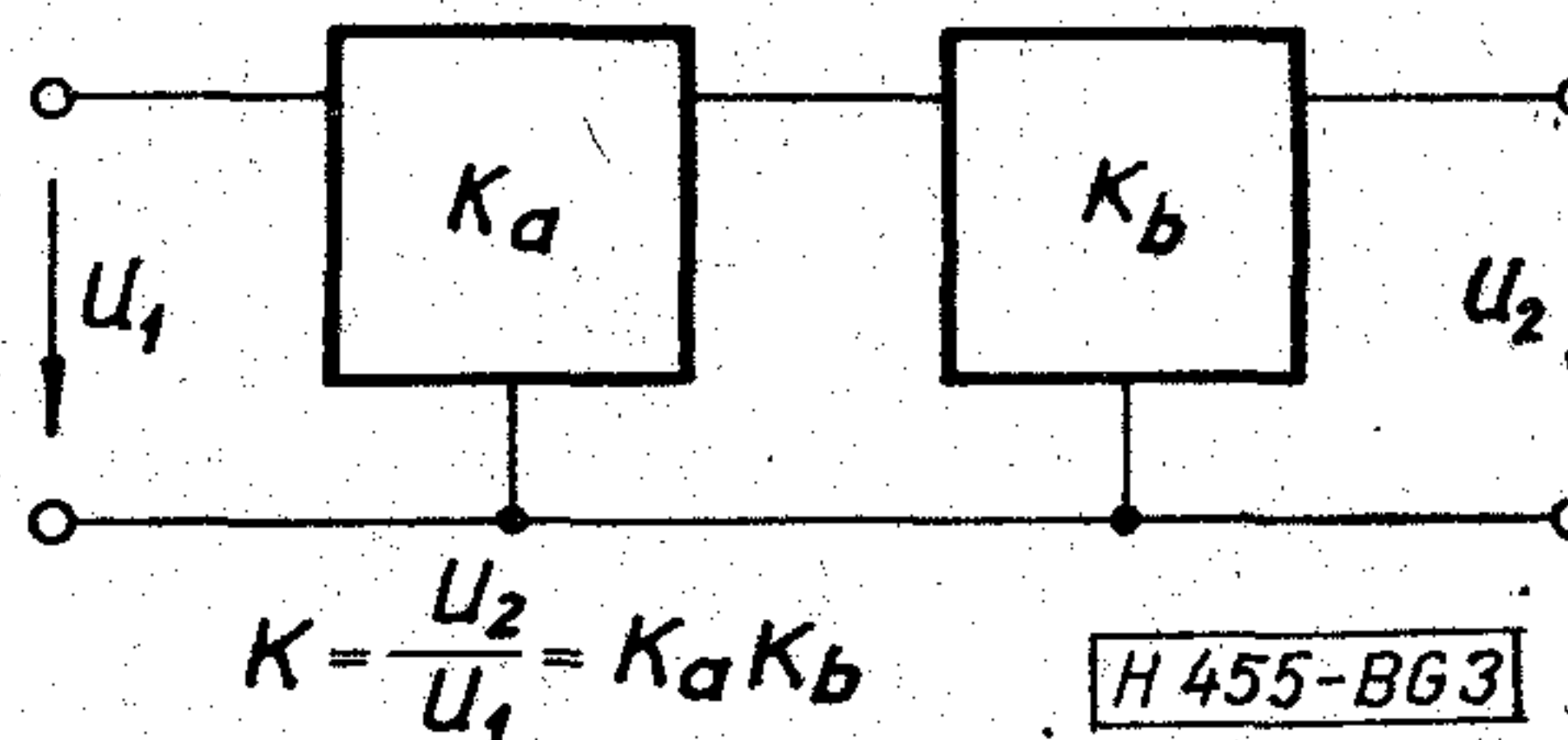
$$B = R_2C_2 + R_1C_1 + R_1C_2 - AR_2C_2 \quad (22b)$$

A sávszűrő kaszkád realizálását a 3. ábra, a PRB realizálást a 4. ábra mutatja. A sávszűrő LC realizálása pedig az 5. ábrán látható.

A szűrők Csebisev jellegű amplitúdó-karakteristikájának ingadozása a $0,9 \leq \omega \leq 1,111$ áteresztő tartományban 1 dB értékű. Az amplitúdó-karak-

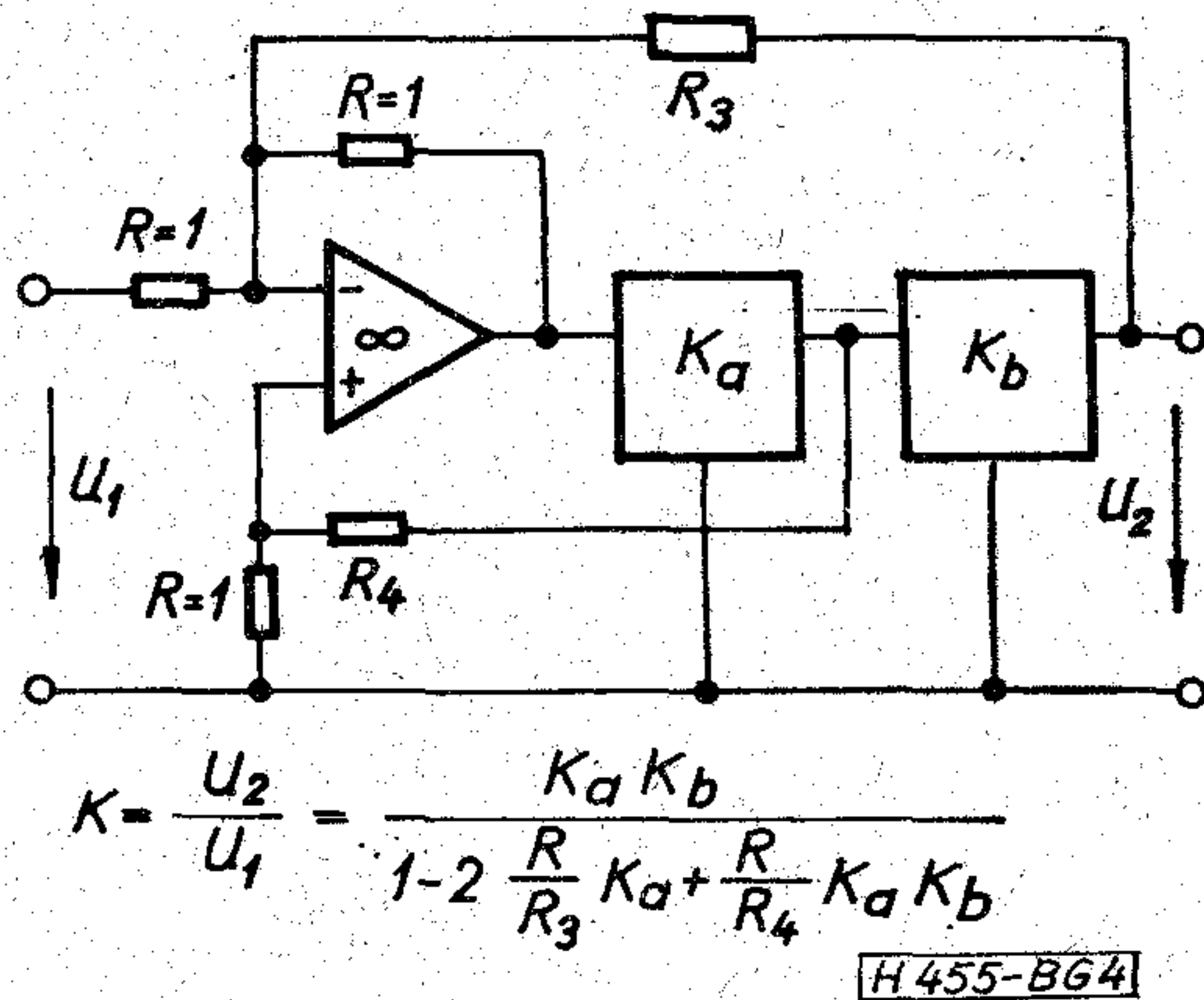


2. ábra. Deliyannis-féle sávszűrő alaptag



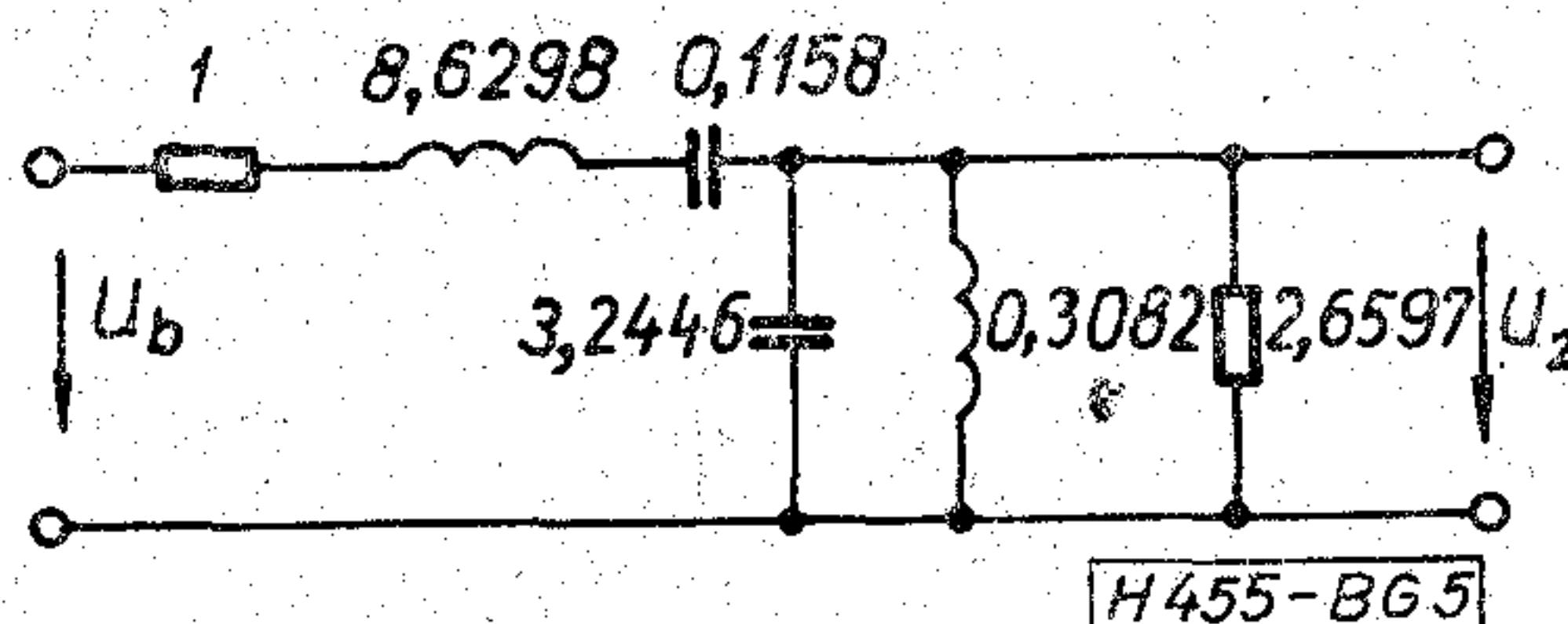
3. ábra. Kaszkád kapcsolás. Az áramköri elemek értéke a két alaptagnál:

$$\begin{aligned} C_{1a} = C_{1b} = C_{2a} = C_{2b} &= 1 \\ R_{1a} &= 0,218 & R_{2a} &= 3,79 \\ R_{1b} &= 0,264 & R_{2b} &= 4,58 \\ R_{5a} = R_{5b} &= 1 & R_{6a} = R_{6b} &= 0,0876 \end{aligned}$$



4. ábra. PRB kapcsolás. Az áramköri elemek értéke:

$$\begin{aligned} C_{1a} = C_{1b} = C_{2a} = C_{2b} &= 1 \\ R_{1a} = R_{1b} &= 0,1 & R_{2a} = R_{2b} &= 10 \\ R_3 &= 2325,8 & R_4 &= 106,157 \\ R_{5a} = R_{5b} &= 1 & R_{6a} = R_{6b} &= 0,018 \end{aligned}$$



5. ábra. A lezárásokkal kiegészített LC létrakapcsolás

terisztikák különben csak egy konstans szorzóban térnek el egymástól. A KEPAN→74 program által szolgáltatott eredmények a kapcsolások ekvivalens voltát igazolták. Az érzékenységekből látható volt, hogy az aktív elemek még erősebben súlyozott esetben sem fognak a mértékbe gyakorlatilag beleszólni, így ezeket el is hagytuk a mértékek számításánál.

2. táblázat

Az amplitúdó-karakterisztika érzékenység-mértéke korrelálatlan esetben

Frekvencia	LC	K	PRB
0,100	2,04	4,11	6,09
0,158	2,11	4,25	6,22
0,251	2,29	4,63	6,60
0,398	2,92	5,94	7,88
0,631	6,69	14,1	15,6
1,000	0,15	135	4,86
1,58	6,69	14,1	15,6
2,51	2,92	5,94	7,88
3,98	2,29	4,63	6,60
6,31	2,11	4,25	6,22
10,00	2,04	4,11	6,09

3. táblázat

Az amplitúdó-karakterisztika érzékenység-mértéke korrelálatlan esetben a 0,877—1,141 frekvenciatartományban

Frekvencia	LC	K	PRB
0,877	37,7	117	101
0,900	16,1	94,0	73,8
0,924	0,74	106	36,9
0,949	1,65	137	19,9
0,974	0,99	139	8,94
1,000	0,15	135	4,86
1,027	0,99	139	8,94
1,054	1,65	139	19,9
1,082	0,74	108	36,9
1,111	16,1	94,6	73,8
1,141	37,7	118	101

4. táblázat

Az amplitúdó-karakterisztika tolerancia-mértéke korrelált esetben

Frekvencia	LC	K	PRB
0,100	0,612	1,233	1,826
0,158	0,632	1,275	1,867
0,251	0,688	1,390	1,981
0,398	0,876	1,782	2,365
0,631	2,007	4,221	4,675
1,000	0,044	40,53	1,459
1,58	2,007	4,230	4,675
2,51	0,876	1,783	2,365
3,98	0,688	1,390	1,981
6,31	0,632	1,275	1,867
10,00	0,612	1,233	1,826

5. táblázat

Az amplitúdó-karakterisztika tolerancia-mértéke korrelált esetben a 0,877—1,141 frekvenciatartományban

Frekvencia	LC	K	PRB
0,877	11,31	35,07	30,33
0,900	4,817	28,19	22,15
0,924	0,221	31,87	11,07
0,949	0,495	41,21	5,977
0,974	0,295	41,54	2,683
1,000	0,044	40,53	1,459
1,027	0,295	41,71	2,683
1,054	0,495	41,71	5,977
1,082	0,222	32,48	11,07
1,111	4,821	28,39	22,15
1,141	11,31	35,49	30,33

A hálózatok elsődleges jellemzője az amplitúdó-karakterisztika, ezért elsősorban az érzékenységek valós részéből származtatott mértékeket ismertetjük. Korrelálatlan esetben, az ellenállásokra, induktivitásokra és kapacitásokra azonos súlyozást választva a 2. táblázatban látható eredményeket kaptuk. A 3. táblázat az áteresztő tartományt részletesebb bontásban mutatja (a táblázatban a 0,877 és 1,141 frekvenciákhoz tartozó értékeket is feltüntettük).

Korrelált esetben az ellenállások egymás között, az induktivitások egymás közötti és a kapacitások egymás közötti korrelációs tényezőjét 0,7-nek választottuk. Ugyancsak 0,7-nek választottuk az ellenállások és induktivitások közötti korrelációs tényezőt. Az ellenállások és kapacitások közötti, illetve az induktivitások és a kapacitások közötti korrelációs tényezőt -0,7-nek vettük fel. Az eredményeket a 4. és 5. táblázat mutatja.

Befejezésül ábrázoljuk, korreláció nélküli esetben, mindhárom kapcsolásra az érzékenység mértékeket. A 6. ábra a logaritmikus amplitúdó-karakterisztika érzékenység mértékét, a 7. ábra a fázisérzékenység mértékét mutatja. A 8. ábra az érzékenységek abszolút értékének négyzete alapján számított mértéket tünteti fel. A diagramok és az előzőleg bemutatott táblázatok jól demonstrálják az érzékenységmérték-számító program hatékonyságát.

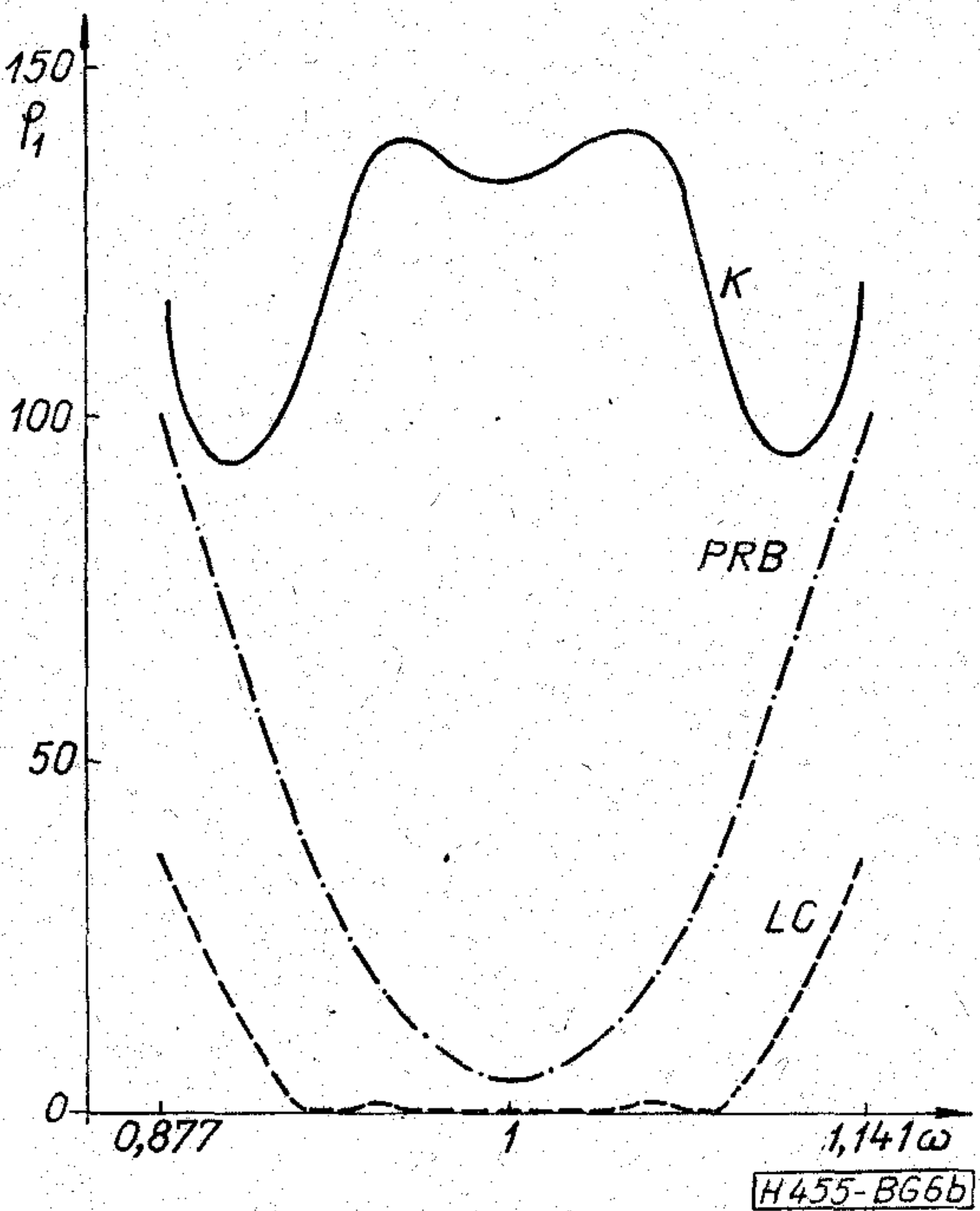
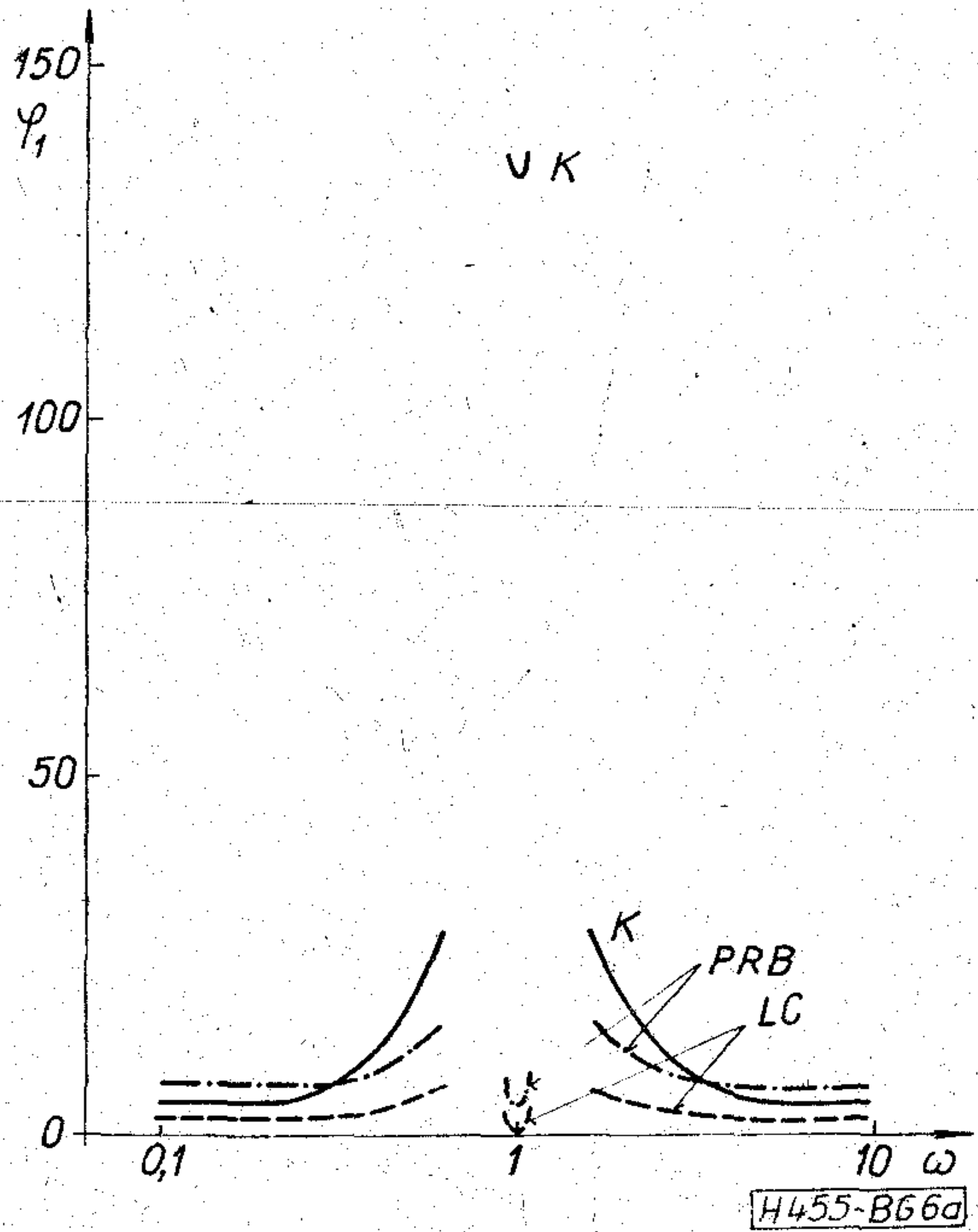
4. Összefoglalás

A hálózatjellemző toleranciája függ (i) a specifikáció teljesítésének módjától, (ii) az áramkör felépítésétől és (iii) az alkalmazott technológiától. Az optimalizálás célfüggvényének meghatározásához és a különböző áramköri megvalósítások használhatóságának megítéléséhez kívánatos lenne egyetlen jellemző mértéket megadni. A dolgozatban megmutattuk, hogy célszerű különbséget tenni a toleranciamérték és az érzékenység mérték között. Az előbbi a technológiai paramétereket is tartalmazza, az utóbbi csak az áramkör felépítésétől függ.

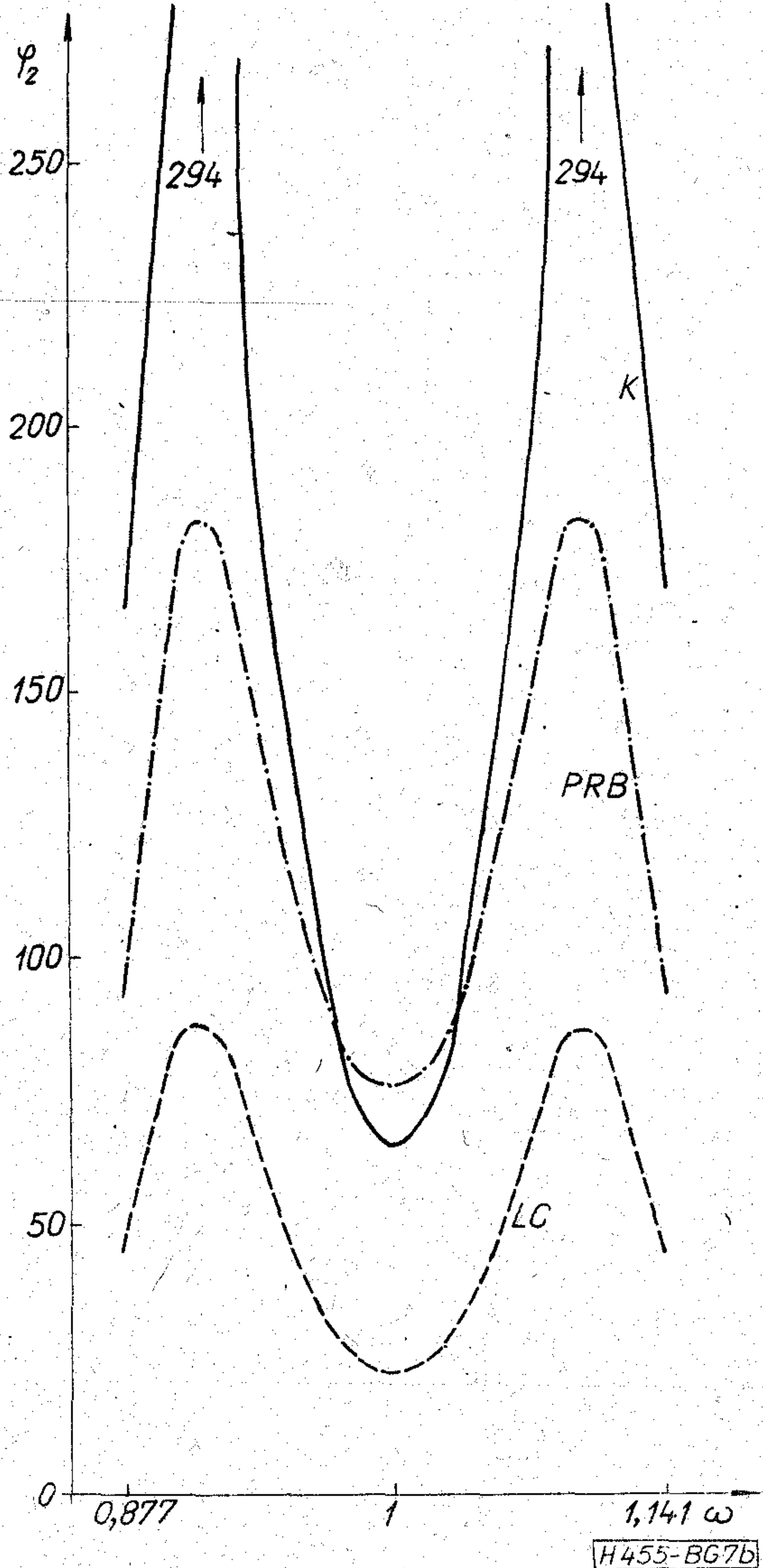
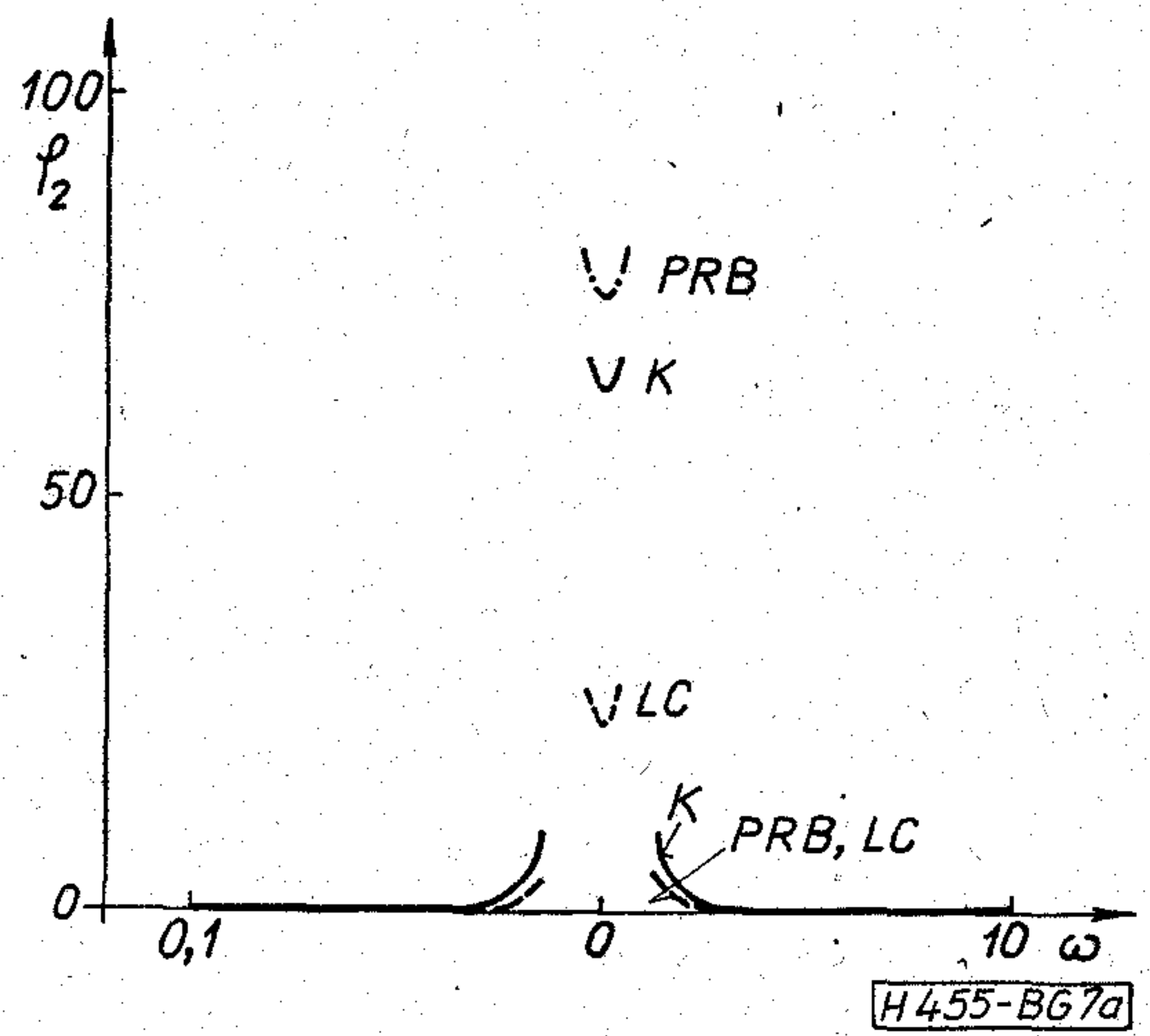
Az érzékenységek valós részének súlyozott négyzetösszege az amplitúdó-karakterisztika toleranciájára jellemző. Az érzékenységek képzetes részének súlyozott négyzetösszege a fáziskarakterisztika to-

lerancia mértékét adja. Sok esetben az érzékenységek abszolút értékeinek súlyozott négyzetösszege a kedvező toleranciamérték. Mindhárom mérték az áramkörü paraméterek közötti korreláció esetére is kiterjeszhető.

A felsorolt hatféle toleranciamérték számítására RAZDAN 3 gépre ALGOL nyelven programot készítettünk. A program használatát a csillapítók érzékenység mértékeinek és sávszűrők toleranciamértékének bemutatásával illusztráltuk. Az eredmények többek között azt mutatják, hogy érzékenység szempontjából a csillapítóknál az áthidalt T kapcsolás, a sávszűrők esetén pedig az LC létra kapcsolás a legjobb. Az aktív RC szűrők PRB



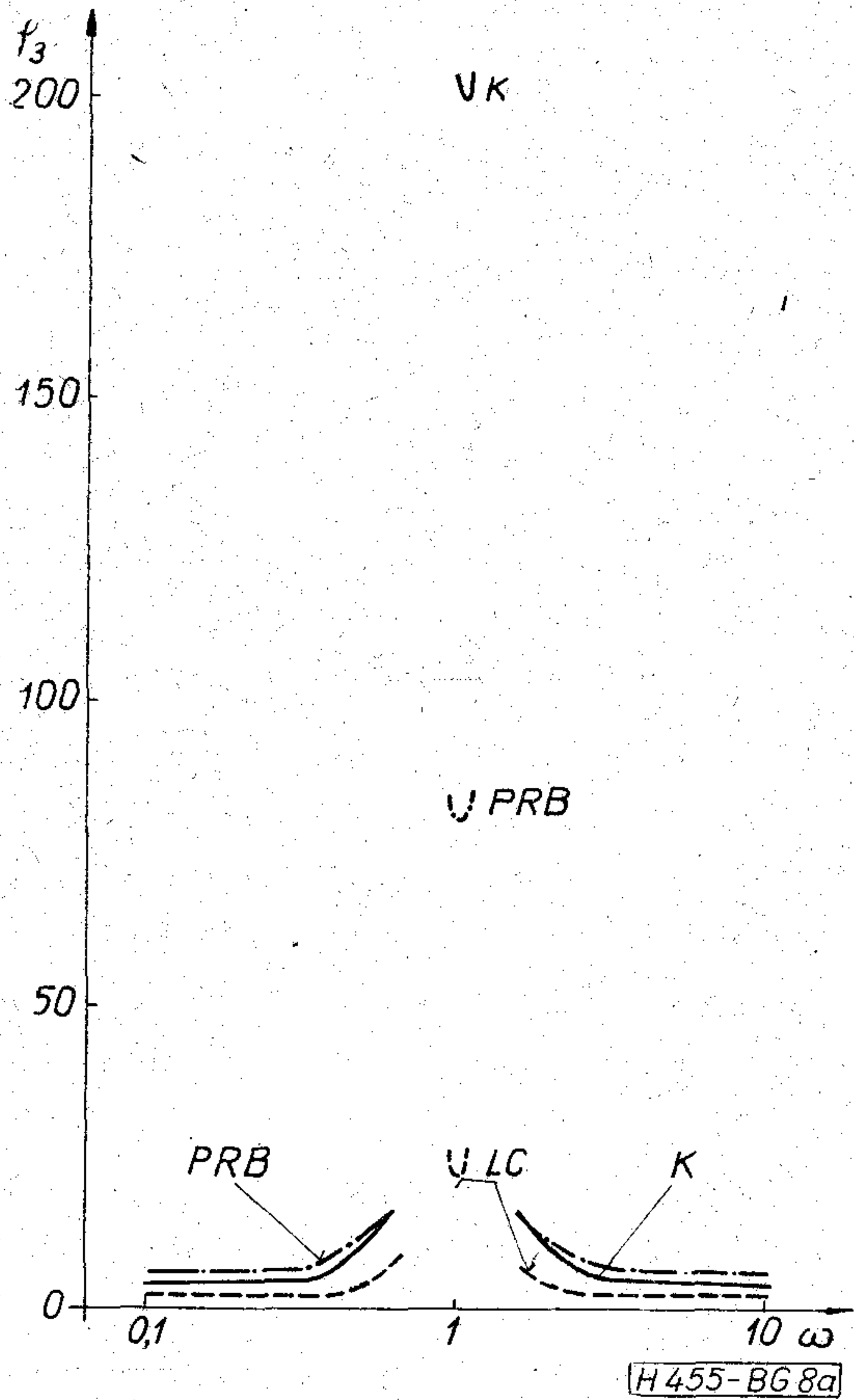
6. ábra. Az amplitúdó karakterisztika érzékenységmértéke a) 0,1—10 frekvenciatartományban, b) 0,877—1,141 frekvenciatartományban



7. ábra. A fázisérzékenység mértéke a) 0,1—10 frekvenciatartományban, b) 0,877—1,141 frekvenciatartományban

(Primary Resonator Block) megvalósítása kedvezőbb a kaszkád realizálásnál.

A KEPAN—74 analízis programot Gefferth László írta a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetben, a REMIX Rádiótechnikai Vállalat megbízásán.

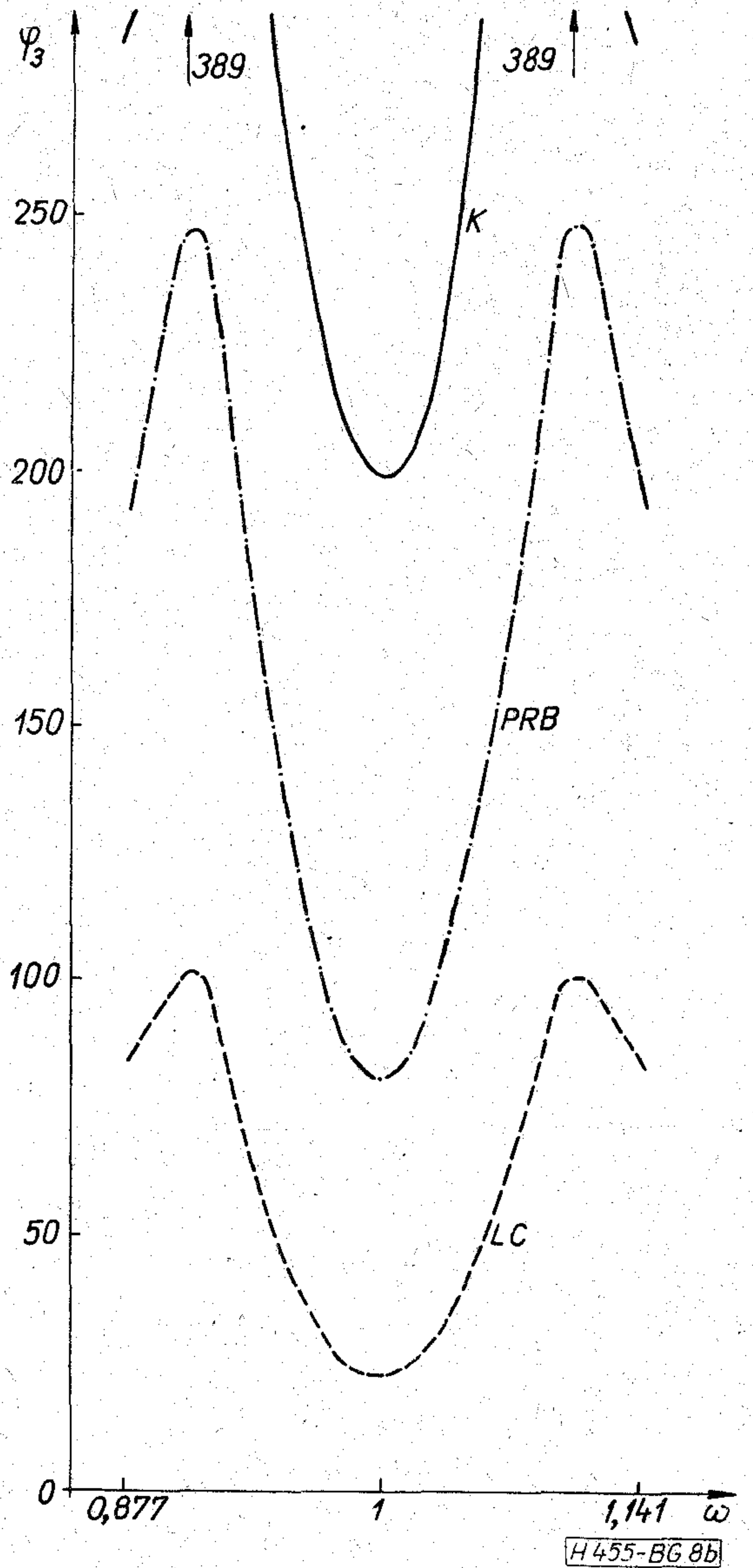


8. ábra. Az érzékenységek abszolút értékének négyzetösszege
a) 0,1—10 frekvenciatartományban, b) 0,877—1,141 frekvenciatartományban

sából. Az összehasonlítás tárgyát képező sávszűrőket Scultéty László tervezte a Műszeripari Kutató Intézetben. Simonyi Ernő (Távközlési Kutató Intézet) a dolgozat alapjául szolgáló diplomatervezés részletes bírálatát készítette. A szerzők hálásan köszönik támogatásukat és segítségüket.

I R O D A L O M

[1] Béres V.: Elektronikus áramkörök érzékenysége és toleranciája. Diplomatervezés. BME Híradástechnikai Elektronika Intézet, 1975.
 [2] R. N. Biswas—E. S. Kuh.: Multiparameter sensitivity for linear systems. IEEE Trans. on CT—18 1971, No. 6. pp. 718—19.
 [3] N. Fliege: Statistical error and sensitivity measures. Proc. of the SSCT, 1974. Vol. 2. pp. 212—16, Prague.
 [4] K. Géher: Theory of network tolerances. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1971.
 [5] K. Géher: The theory of sensitivity invariants and their application to optimization of tolerances and noises. Periodica Polytechnica El. Eng. 1975 Vol. 19. No. 1. pp. 25—34.
 [6] A. J. Goldstein—F. F. Kuo: Multiparameter sensitivity. IEEE Trans. on CT—8 1961, No. 2. pp. 177—78.
 [7] S. S. Haykin—W. J. Butler: Multiparameter sensitivity indexes of performances for linear, time-invariant networks. Proc. of the IEE, 1970. No. 7. pp. 1239—47.
 [8] D. Hilberman: An approach to the statistical variability and sensitivities of biquadratic filters. IEEE Trans. on CT—20 1973, No. 4. pp. 382—390.



[9] KEPAN—74. Koncentrált és elosztott paraméterű hálózatok analízise. Programleírás. A program a REMIX Rádiótechnikai Vállalat megbízásából készült. BME Híradástechnikai Elektronika Intézet, 1974.
 [10] K. R. Laker—M. S. Ghauri: Synthesis of low sensitivity multiloop feedback active RC filter. IEEE Trans. on CAS—21 1974, No. 2. pp. 252—59.
 [11] K. R. Laker—M. S. Ghauri: Large-change sensitivity — a dual pair of approximate statistical sensitivity measures. Journal of the Franklin Institute. Vol. 298. Nos. 5 and 6. December 1974. pp. 395—413.
 [12] K. Reinschke: Zuverlässigkeit von Systemen Band 1, 2. Verlag Technik, Berlin, 1973., 1974.
 [13] A. L. Rosenbaum—M. S. Ghauri: Multiparameter sensitivity in active RC networks. IEEE Trans. on CT—18. 1971, No. 6. pp. 592—99.
 [14] Roska T.: Aktív RC hálózatok szintézise. Aktív RC hálózatok optimalizálásának és tervezésének néhány kérdése. Egyetemi doktori dolgozat. BME Villamosmérnöki Kar, 1967.
 [15] Roska T.: The designing of optimum sensitive linear networks. Acta Imeco 1967. Tome IV. pp. 23—31, Warszawa.
 [16] J. D. Schoeffler: Synthesis of minimum sensitivity networks. IEEE Trans. on CT—11 1964. No. 2. pp. 271—276.
 [17] B. A. Sheno: Optimum variability design and comparative evaluation of thin film active filters. IEEE Trans. on CAS—21 1974 No. 2. pp. 263—68.

VHF/UHF sávi műsorszóró rendszerek hatékonyságának mérőszámai

ETO 621.396.74.029.6:654.195.6.021:65.011.44

A műsorszóró hírközlő rendszerek feladata az információ továbbítása egyetlen, központi adótól igen sok, véletlen elhelyezkedésű vevőig. A cél az, hogy minél több nézőt, hallgatót lássanak el kifogástalan vételi lehetőséggel.

A fenti cél teljesítésének, azaz a műsorszóró rendszer hatékonyságának, mérése fontos feladat a beruházások létesítése előtt és utána is.

A műsorszóró rendszer hatékonyságának vizsgálata kétoldalú, mert egyrészt

- a vevő (az egyén) oldaláról, másrészt
- az adó oldaláról kell vizsgálatot végezni.

Az első szempont szerinti vizsgálatnál arra kell választ kapni, hogy az adott vevőponton mi a tökéletes minőségű vétel bekövetkezésének valószínűsége. Ezt az ellátottsági valószínűség [1] értéke egyértelműen megadja.

A második szempont szerinti vizsgálatnál választ kell kapni arra, hogy

- a rendszer, az előbbieken megfogalmazott feladatát milyen mértékben teljesíti,

valamint lehetőséget teremteni arra is, hogy

- különböző paraméterekkel rendelkező rendszereket összehasonlíthassunk.

Az eddigi gyakorlatban alkalmazott módszerek erre a célra az „ellátott terület”-et használták, különböző definícióknak megfelelően [2, 3, 4, 5, 6, 7, 8]. Ez a mérőszám azonban korántsem felel meg a célnak és a különböző rendszerek összehasonlítására sem ad módot.

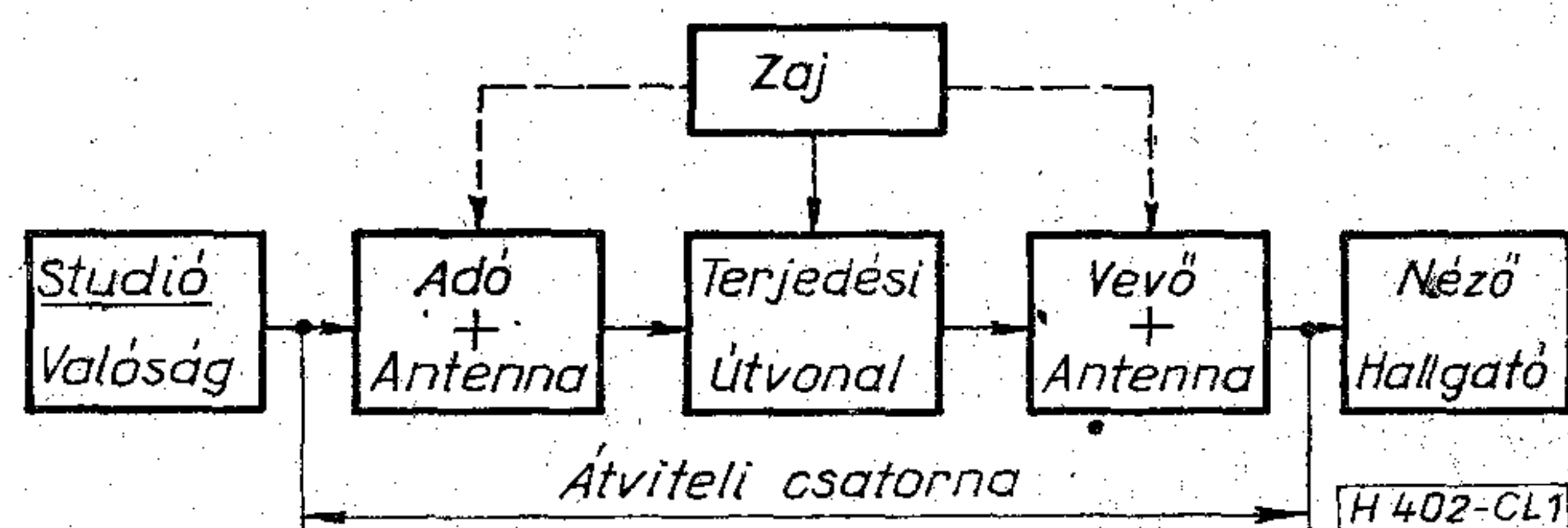
A cikk célja olyan mérőszámok kialakítása, amelyek az ellátott terület hiányosságait kiküszöbölve, reálisabb eredményeket adnak a műsorszóró rendszerek hatékonyságára vonatkozóan. A téma matematikai alapjait [1] ismerteti és ezen eredmények felhasználásával történik a mérőszámok kialakítása is. Az elméleti eredmények gyakorlatba történő átvitele — a módszer egzaktságra törekvése és számításigényessége miatt — mindenkor a számítógép igénybevételét feltételezi.

1. Fogalmak

A cikkben alkalmazott fogalmak megnevezései több esetben hasonlóak az eddigi módszerek fogalmainak elnevezésével. Miután ezek általában csak neveikben egyezőek, de tartalmukban nem, az egyértelműség érdekében az alapfogalmak meghatározását [1] ismételtelen megadjuk.

1.1. Műsorszóró hírközlő rendszer

Műsorszóró hírközlő rendszer alatt az 1. ábrán látható rendszert értjük.



1. ábra

1.2. A tökéletes minőségű vétel meghatározása

Tökéletes minőségű vételről (a továbbiakban: TMV) beszélünk akkor, ha az átviteli csatorna által okozott zajok az átvitelre, a berendezésekre előírt műszaki specifikációk által megengedett szint alatt maradnak és a nézőben, hallgatóban keltett szubjektív érzet a vett jelet hibátlannak érzi.

1.3. Az ellátottság meghatározása

Ellátottnak nevezünk egy adott helyet (illetve adott helyen levő egyént), ha az ott felállított, a rendszer előírásai által meghatározott minőségű vevőkészülék minden időpontban TMV-t biztosít.

1.4. Az ellátottsági valószínűség meghatározása

Egy adott hely (vagy egyén) ellátottságának valószínűségét, azaz a TMV bekövetkezésének valószínűségét, ellátottsági valószínűségnek nevezzük.

1.5. Az ellátottsági valószínűség folytonossága

Könnyen belátható az, hogy az ellátottsági valószínűség, mint helyfüggvény, folytonos függvény és 0 és 1 között minden értéket felvesz.

Az ellátottsági valószínűség a 2. ábrának megfelelően

$$p = p(x, y) \quad (1)$$

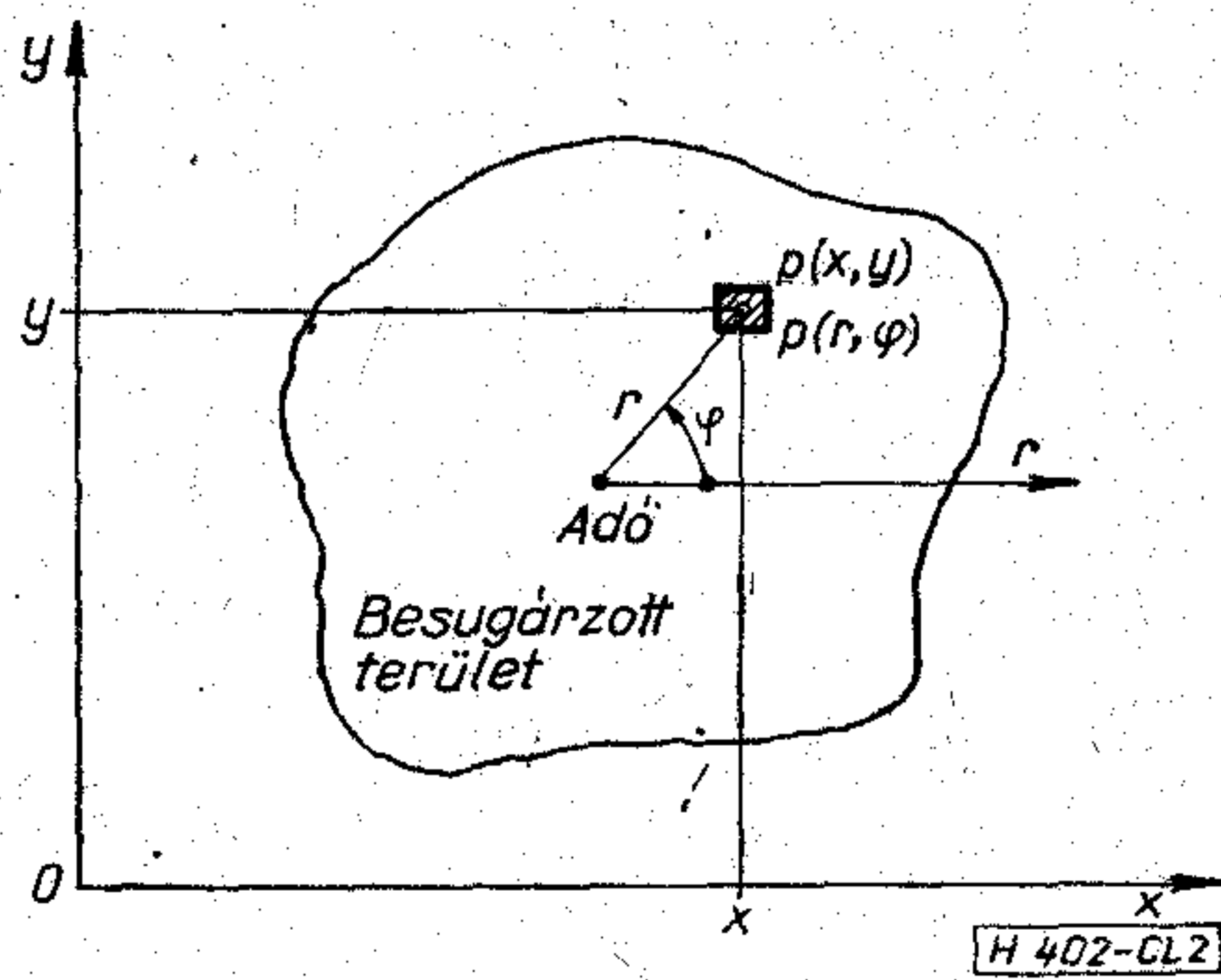
vagy

$$p = p(r, \varphi) \quad (2)$$

alakban adható meg. A vonatkozási pont vagy egy alkalmasan választott 0 pont, vagy az adó helye lehet, a célnak leginkább megfelelően.

A következőkben az alábbi mérőszámokat vezetjük le, amelyek egy része abszolút, a többi pedig relatív mérőszám:

- ellátott terület,
- ellátott lakosság,
- ellátottság szintje és mértéke,
- hatékonyság mértéke.



2. ábra

2. Ellátott terület

A műsorszóró rendszerek hatékonyságának legfontosabb mérőszáma a hagyományos módszerek esetében az ellátott terület, amely jelenti azon területek összességét, melyek felett a vételi térerősség nagyobb egy adott szintnél a területek és az idő bizonyos százalékában (a pontos meghatározás [6, 7, 8]-ban megtalálható).

Az ellátott terület ilyenén megfogalmazása és számítása helytelen következtetések levonására ad lehetőséget, hiszen az adott ellátott területen belül a TMV valószínűsége igen változó lehet. Így a rendszerről a valóságosnál lényegesen kedvezőbb képet ad. Továbbá nem fejezi ki a műsorszóró rendszerek alapvető célját: a lakosság ellátottságát és nem ad lehetőséget az adók egymás közötti összehasonlítására.

Az ellátott területet, mint mérőszámot, a következő meghatározással és értelmezéssel tehetjük pontosabbá és használhatóbbá:

Definíció:

Az ellátott terület az a, vizsgált területtel egyenértékű terület, melyen az ellátottsági valószínűség, azaz $P(TMV) \equiv 1$ mindenütt és amelyet az alábbi felszín szerinti integrállal adhatunk meg:

$$T = \int_A p(A) dA, \quad (3)$$

ahol A a vizsgált terület, $p(A)$ az ellátottsági valószínűség felszín szerinti függvénye.

Polár koordinátákra való áttéréssel (3) az alábbi alakú lesz:

$$T = \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} p(r, \varphi) r dr d\varphi. \quad (4)$$

Amennyiben azt a területet kívánjuk meghatározni, mely felett az ellátottsági valószínűség nagyobb egy adott a értéknél, akkor (3) a következő lesz:

$$T = \int_A \kappa(A) dA \quad (5)$$

ahol

$$\kappa(A) = \begin{cases} 1 & \text{ha } p(A) \geq a \\ 0 & \text{ha } p(A) < a. \end{cases} \quad (6)$$

A $\kappa(A)$ karakterisztikus függvényt $p(A)$ -val az alábbi szerint állíthatjuk elő:

$$\kappa(A) = [p(A) + (1 - a)], \quad (7)$$

ahol a szögletes zárójelek az egész rész képzést jelentik.

Így

$$T = \int_A [p(A) + (1 - a)] dA. \quad (8)$$

A fenti módon definiált ellátott terület, amely abszolút mérőszám, egyértelműen és reálisabban írja le a rendszer hatékonyságát, mint a hagyományos megfogalmazások.

3. Ellátott lakosság

Az ellátott területhez hasonlóan definiálható a következő mérőszám, az ellátott lakosság, amely már a kitűzött célnak jobban megfelel, hiszen sokkal inkább érdekes a jó minőségű vétellel rendelkezők száma, semmint az ellátott terület nagysága. Ugyanakkor az ellátott terület növekedésével nem nő ugyanolyan arányban az ellátott lakosság.

Ha ismert a népsűrűség $\rho(A)$ függvénye, amelyről első közelítésben feltételezhetjük, hogy folytonos, akkor az ellátott lakosságot az alábbi módon definiálhatjuk:

Definíció:

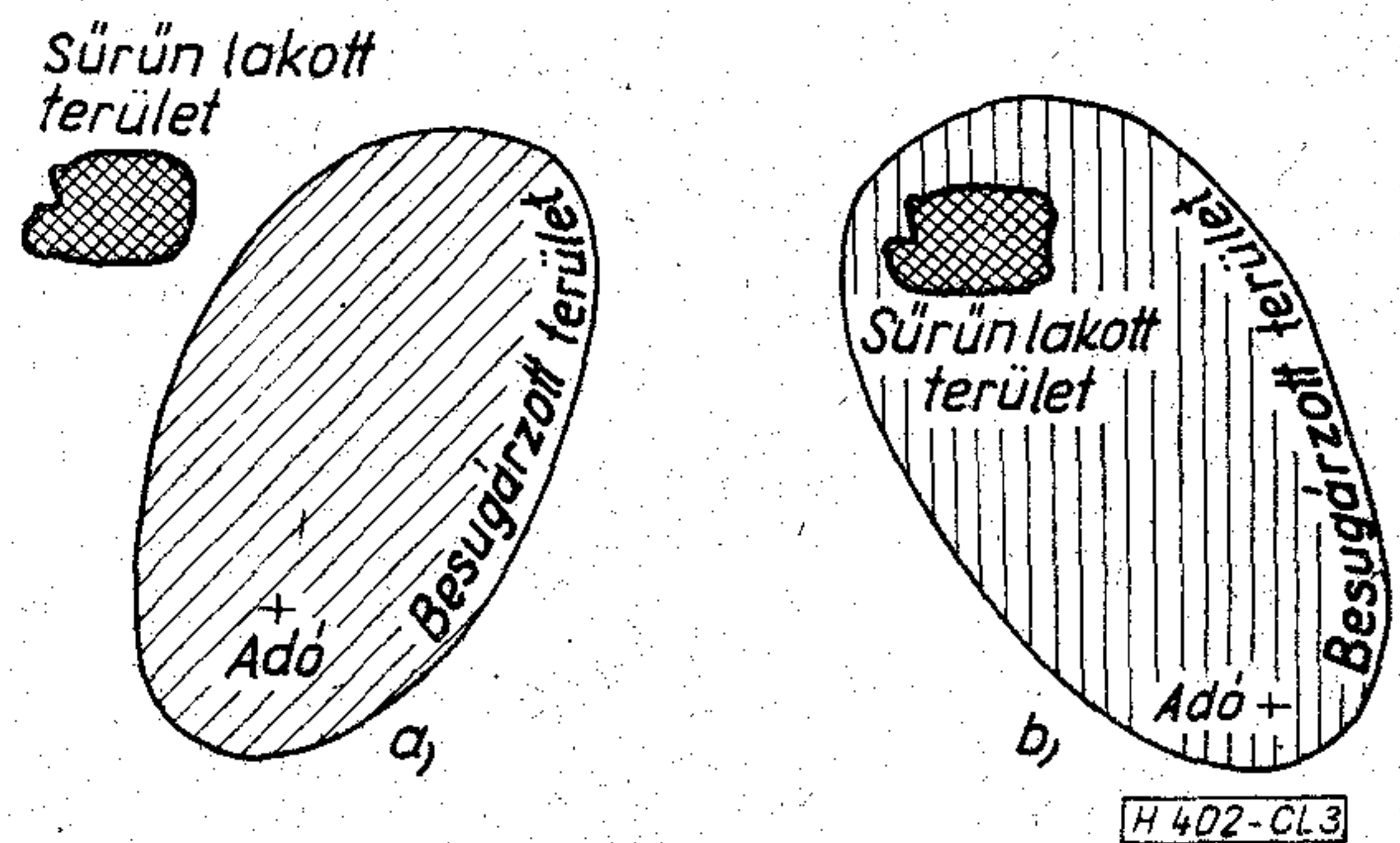
Az ellátott lakosság az a vizsgált terület összlakosságával egyenértékű lakosság, akik mindegyikének vétele tökéletes minőségű, azaz $P(tmV) \equiv 1$ mindenkinél és amelyet az alábbi összefüggéssel adhatunk meg:

$$R = \int_A p(A) \rho(A) dA. \quad (9)$$

Amennyiben $\rho(A)$ nem folytonos függvény, akkor (9) helyett annak integrálközelítő összege írható fel:

$$R = \sum_i p(A_i) \rho(A_i) A_i, \quad (10)$$

ahol A_i az i -dik elemi területdarabka, $p(A_i)$ az A_i területelemhez tartozó ellátottsági valószínűség, $\rho(A_i)$ az A_i területelem népsűrűsége.



3. ábra

(3)-hoz hasonlóan (9) is átírható polár koordináta-rendszerbe és vizsgálható azon területek lakossága is, ahol az ellátottsági valószínűség nagyobb egy adott értéknél.

A 3. ábra alapján nyilvánvaló az ellátott lakosság mérésének előnye az ellátott területtel szemben, hiszen az ellátott terület mindkét esetben ugyanakkora, de az ellátott lakosság a *b*) esetben lényegesen nagyobb lesz.

4. Ellátottsági szint és az ellátás mértéke

További mérőszámok alakíthatók ki, ha az ellátott terület és lakosság változását vizsgáljuk az adótól mért távolság függvényében. Az így kialakított mérőszámok már alkalmasabbak annak leírására, hogy a besugárzás mennyiben felel meg a lakosság adó körüli eloszlása által támasztott követelményeknek.

A 4a ábra az ellátott terület (T) és a teljes körülzárt terület (T_0), a 4b ábra pedig az ellátott lakosság (R) és az összlakosság (R_0) alakulását ábrázolja az adótól mért távolság függvényében. Az ábrák egyes görbéi a távolság függvényében az alábbiak szerint írhatók fel:

$$T_0(r) = r^2 \pi \quad [\text{km}^2], \quad (11)$$

$$T(r) = \int_0^r \int_0^{2\pi} p(t, \varphi) t d\varphi dt \quad [\text{km}^2], \quad (12)$$

$$R_0(r) = \int_0^r \int_0^{2\pi} \varrho(t, \varphi) t d\varphi dt \quad [\text{lakos}], \quad (13)$$

$$R(r) = \int_0^r \int_0^{2\pi} p(t, \varphi) \varrho(t, \varphi) t d\varphi dt \quad [\text{lakos}]. \quad (14)$$

Mivel az adók besugárzási képessége véges, így az ellátott terület és lakosság függvénye véges határértékkel rendelkezik, tehát a

$$T^* = \lim_{r \rightarrow \infty} T(r) = \lim_{r \rightarrow \infty} \int_0^r \int_0^{2\pi} p(t, \varphi) t d\varphi dt \quad (15)$$

és

$$R^* = \lim_{r \rightarrow \infty} R(r) = \lim_{r \rightarrow \infty} \int_0^r \int_0^{2\pi} p(t, \varphi) \varrho(t, \varphi) t d\varphi dt \quad (16)$$

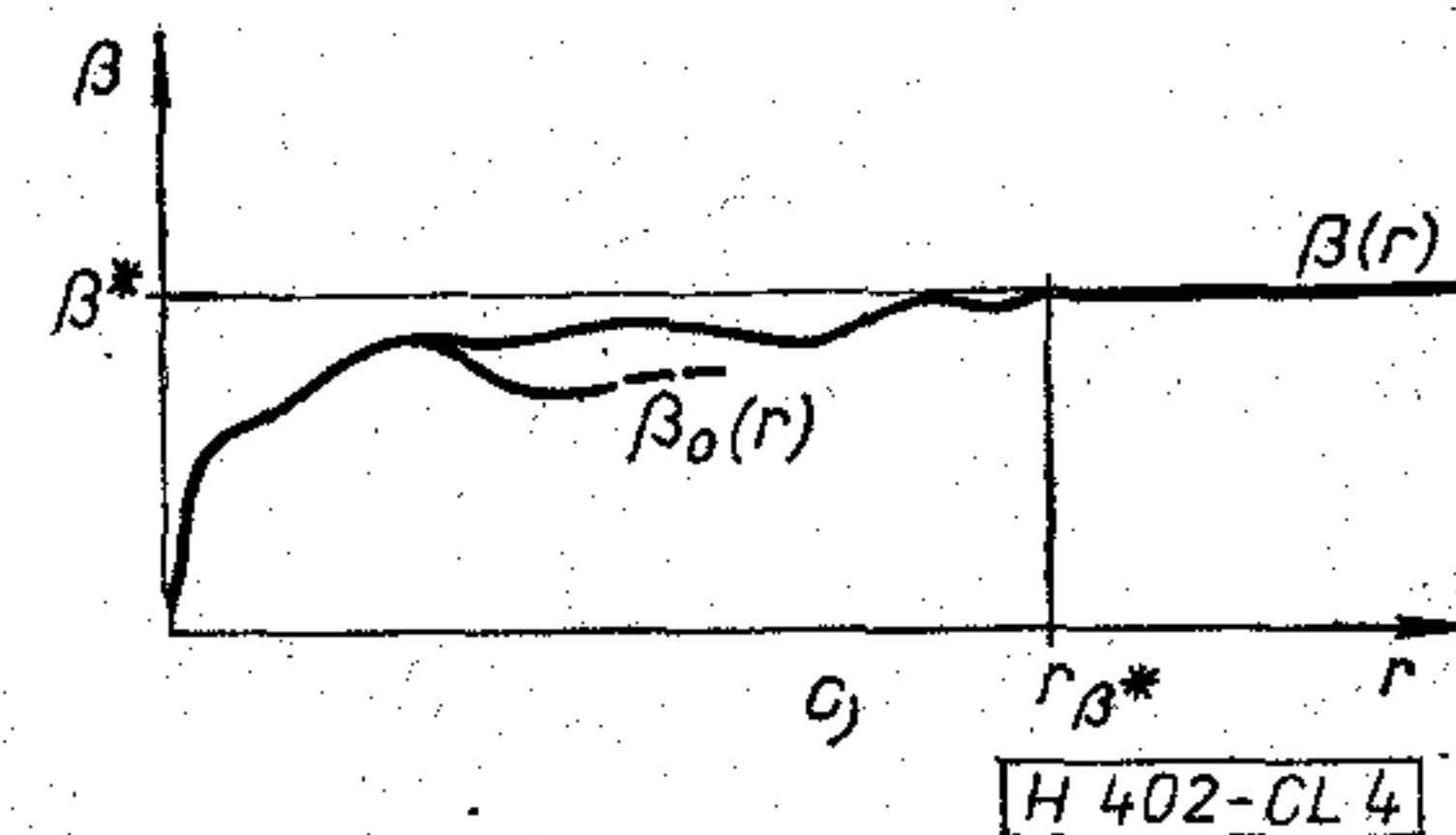
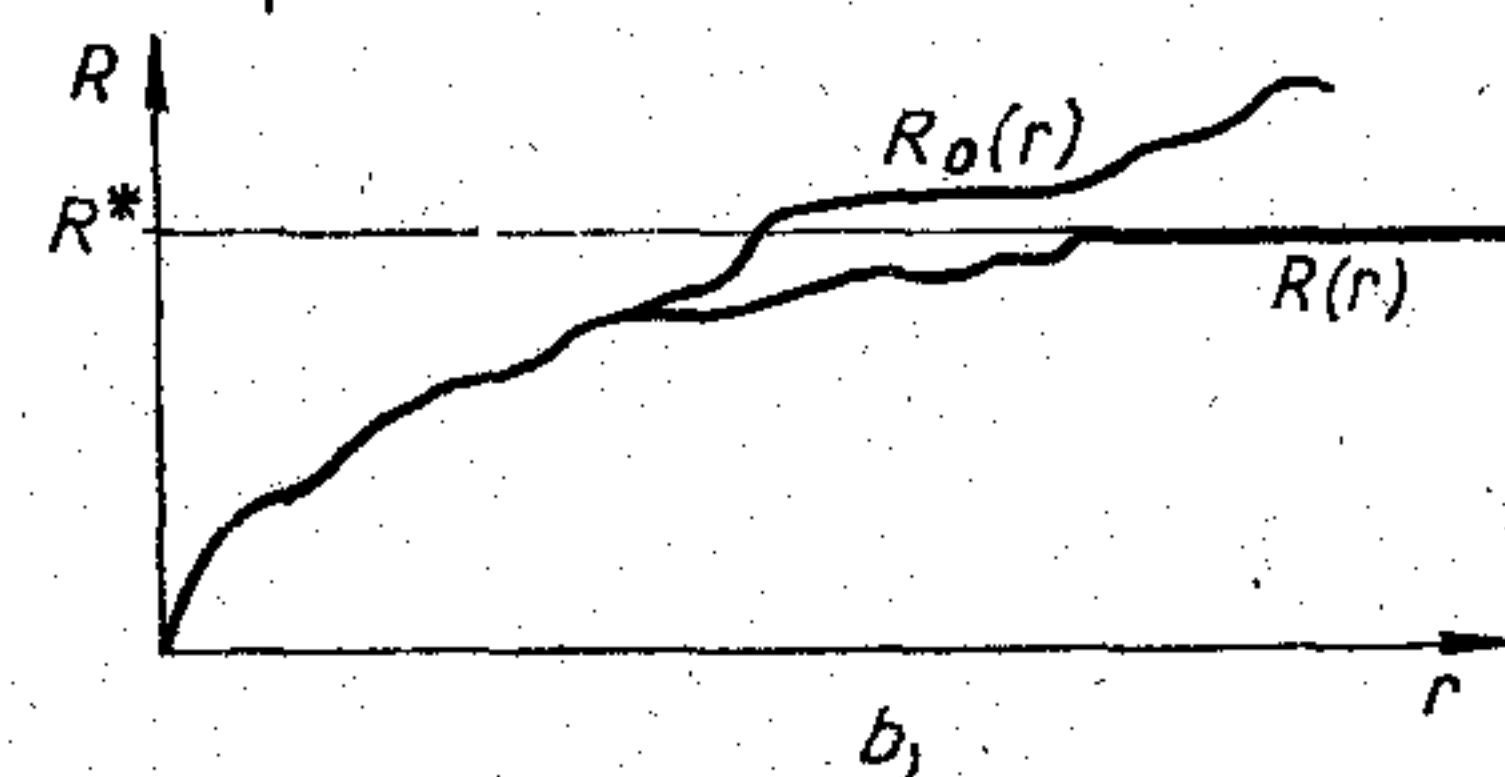
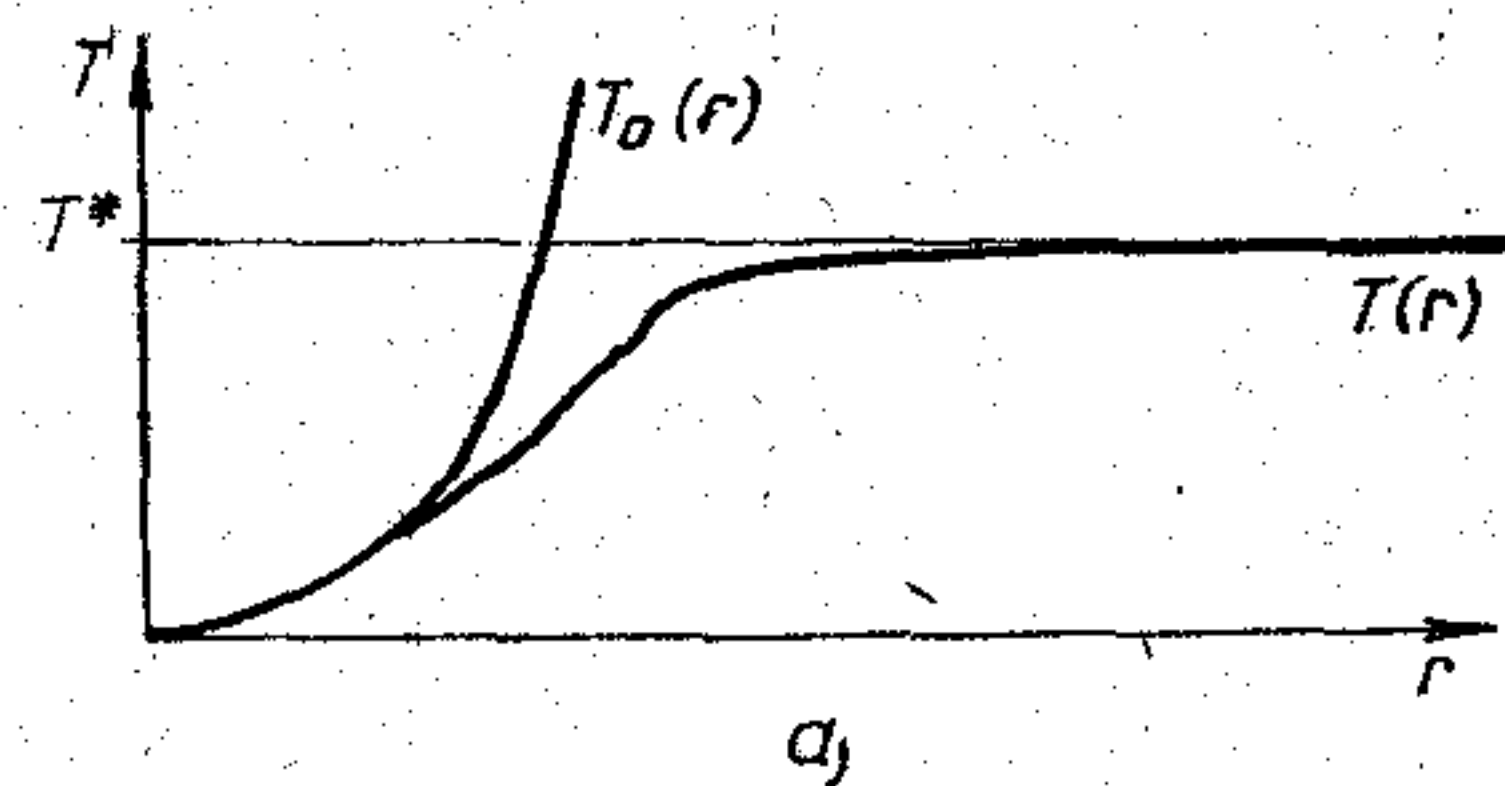
határértékek léteznek.

Képezve (11) és (13) segítségével a

$$\beta_0(r) = \frac{R_0(r)}{T_0(r)} \quad [\text{lakos/km}^2] \quad (17)$$

hányadosfüggvényt, akkor megkapjuk az r sugarú körön belüli átlagos népsűrűséget.

Bevezetve az alábbi definícióval „az ellátottsági szint” mérőszámot, választ kaphatunk arra, hogy az átlagos népsűrűség milyen hányada ellátott a távolság függvényében.



4. ábra

Definíció:

Az ellátott lakosság és az ellátott terület függvényének hányadosát, azaz a

$$\beta(r) = \frac{R(r)}{T(r)} \quad (18)$$

függvényt az ellátottsági szint függvényének nevezzük.

A 4c ábrán látható $\beta_0(r)$ és $\beta(r)$ várható alakulása.

Miután mind $R(r)$ -nek, mind $T(r)$ -nek létezik véges határértéke, így $\beta(r)$ is véges határértékkel rendelkezik és az így definiált

$$\beta^* = \lim_{r \rightarrow \infty} \beta(r) = \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{R(r)}{T(r)} = \frac{R^*}{T^*} \quad (19)$$

határértéket *átlagos ellátottsági szintnek* nevezzük. Az ellátottsági szint önmagában, mint abszolút mérőszám nem elegendő; célszerű azt figyelemmel kísérni, hogy milyen mértékű az eltérés $\beta_0(r)$ és $\beta(r)$ között. Az ideális az lenne, ha

$$\beta(r) = \beta_0(r) \quad (20)$$

lenne mindenütt. Mivel az adó teljesítménye véges, ezért elegendő a vizsgálatot az

$$r_{\beta^*} = \min_{0 \leq r \leq \infty} \{r | \beta(r) = \beta^*\} \quad (21)$$

távolságig végezni, amelyet a *besugárzás határának* nevezünk.

Az összehasonlításhoz képezzük a

$$\gamma(r) = \max_{\substack{0 \leq t \leq r \\ 0 \leq r \leq r_{\beta^*}}} \left| \frac{\beta(t) - \beta_0(t)}{\beta_0(t)} \right| \quad (22)$$

értéket, amely megadja a maximális eltérést az ideálistól a távolság függvényében a besugárzás határáig. Ennek segítségével már előállítható a mérőszám, amely százalékosan mutatja az ellátás legkisebb mértékét.

Definíció:

Az alábbi összefüggéssel megadott értéket az ellátás mértékének nevezzük.

$$\alpha(r) = (1 - \gamma(r))100 \quad [\%] \quad (23)$$

Az ellátottsági szint és az ellátás mértéke, amely a távolság függvényében százalékosan fejezi ki az ellátottság legkisebb értékét, jól jellemzik az adó és a környezet kapcsolatát.

5. A hatékonyság mértéke

Amint azt a bevezetőben már kifejtettük, a műsor-szóró rendszerek célja:

- minél több lakos ellátása,
- minél nagyobb megbízhatósággal (azaz minél nagyobb ellátottsági valószínűséggel).

E cél mérésére az előzőekben tárgyalt mérőszámok nem, vagy csak közvetve alkalmasak. Nyilván olyan mérőszám kialakítása szükséges, amely a kitűzött cél elérését a legjobban reprezentálja.

A helyzet akkor lenne a legjobb, ha a nagy népsűrűségű területekhez tartoznának a nagy ellátottsági valószínűségek és a kis ellátottsági valószínűségű helyek alacsony népsűrűségűek lennének.

Tekintve a besugárzott területen előforduló népsűrűség értékeket, azok valószínűségi változóknak tekinthetők és így a

$$\varrho_M = \max_{\substack{0 \leq r \leq r_{\beta^*} \\ 0 \leq \varphi \leq 2\pi}} \varrho(r, \varphi) \quad (24)$$

értékre normalizált változó, ϱ/ϱ_M is valószínűségi változó, azaz ha

$$X = \varrho(r, \varphi)/\varrho_M, \quad (25)$$

akkor X valószínűségi változó és

$$0 \leq X \leq 1. \quad (26)$$

Az ellátottsági valószínűség értékeit vizsgálva megállapítható, hogy az is valószínűségi változó. Jelölje Y ezt a valószínűségi változót és akkor

$$Y = p(r, \varphi) \quad (27)$$

és

$$0 \leq Y \leq 1. \quad (28)$$

Ha $h(x, y)$ az X, Y változók együttes sűrűségfüggvénye, akkor erre igaz az, hogy

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(x, y) dx dy = \int_0^1 \int_0^1 h(x, y) dx dy = 1. \quad (29)$$

Megállapítható, hogy a műsor-szóró rendszer hatékonysága akkor a legjobb, ha a sűrűségfüggvény maximuma az (1,1) pont környékén van.

Ha egy alkalmas súlyfüggvényt veszünk, amelynek értéke

$$0 < s(x, y) < 1 \quad x, y \in (0, 1) \quad (30)$$

és

$$\left. \begin{aligned} s(1, 1) &= 1 \\ s(0, 0) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

akkor a

$$0 \leq \int_0^1 \int_0^1 s(x, y) h(x, y) dx dy \leq 1 \quad (32)$$

integrál értéke megfelelő módon fejezi ki a célt.

Mivel az $x=0$ és az $y=0$ értékek vizsgálata a gyakorlatban értelmetlen (hiszen lakatlan területen és az adótól igen távol vizsgálatot végezni szükségtelen), a „hatékonyság mértéké”-t az alábbi módon definiálhatjuk.

Definíció:

Legyen $s(x, y)$ egy súlyfüggvény, melyre

$$0 < s(x, y) < 1 \quad x, y \in (0, 1) \quad (33)$$

és

$$\left. \begin{aligned} s(1, 1) &= 1 \\ s(0, 0) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

akkor a

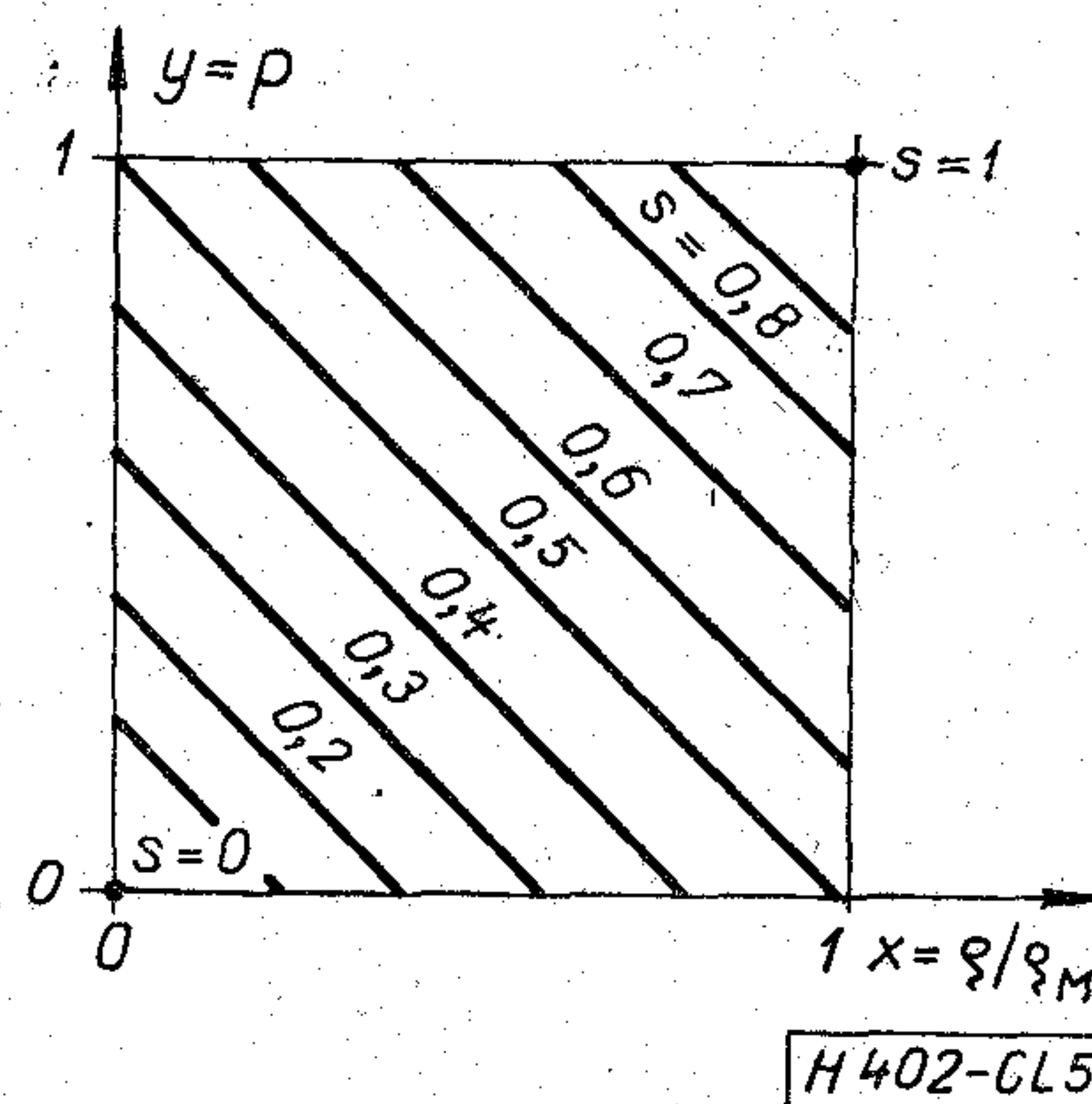
$$H_s = \int_0^1 \int_0^1 s(x, y) h(x, y) dx dy \quad x, y \in (0, 1) \quad (35)$$

értéket az s súlyfüggvényhez tartozó hatékonyság mértékének nevezzük.

Legegyszerűbb esetben a súlyfüggvény a következő lehet:

$$s(x, y) = \frac{x+y}{2} \quad x, y \in [0, 1], \quad (36)$$

amelynek megfelelő paraméterezés látható az 5. ábrán.



5. ábra

Természetesen (36)-tól eltérő más súlyfüggvény is alkalmazható, de ennek kezelése a legegyszerűbb.

6. Összefoglalás

A cikk célja a műsor-szóró rendszerek hatékonyságának leírására alkalmazható mérőszámok kialakítása és egzakt meghatározása volt.

Összefoglalóan megállapítható, hogy az ellátott terület önmagában nem fejezi ki a kívánt cél megvalósítását. Az ellátott lakosság már közelebb áll ehhez, de nem fejezi ki az adó elhelyezésének jóságát. Ezt a célt jobban megközelíti az ellátottsági szint és az ellátás mértékének meghatározása.

A műsorszórási rendszerekkel szemben támasztott követelmények teljesítését a hatékonyság mértéke írja le legjobban és ez alkalmas arra is, hogy segítségével különböző rendszereket összehasonlíthassunk.

I R O D A L O M

[1] Dr. Cserny: Műsorszórási hírközlő rendszerek hatékonyságának vizsgálata a VHF/UHF sávban. Híradástechnika, XXVI. 8. sz. 233—239, 1975.

- [2] Am-es és dm-es hullámhosszúságú adóállomások helyének megválasztása, I. Posta Műsz. Dok. Közl., 1968, 4. szám, 226-269.
- [3] Thiessen: Über den Einfluss der Geländebeschaffenheit auf die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Bereich IV. Rundfunktechnische Mitteilungen, 8, 27—38, Február 1964.
- [4] Livingston: Presentation of coverage information. Proc. IRE., 48, 1102-1112, June 1960.
- [5] Kirby: Measurement of service area for television broadcasting. Trans. IRE., PGTS-7, 23, February 1957.
- [6] CCIR: Documents of the XIIth Plenary Assembly, Vol II. Pt. 1., New-Delhi, 1970.
- [7] Technical data used by the European VHF/UHF Broadcasting Conference. Stockholm, 1961.
- [8] TV és URH-FM adók által ellátott terület számítási módszere (PRTMI háziszabv.). PRTI SZ 13—62, 1962.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Kisméretű műszerébe egy elektronikus laboratórium van beépítve, állítja a 3M vállalat angliai Mincom/Wollensak csoportja. A 6110 modellszámú készülékben 10 Hz...10 MHz frekvenciatartományú szinuszgenerátor, 10 Hz...1 MHz frekvenciatartományú négyszöggenerátor, valamint 100 Hz...3 MHz frekvenciatartományú, 30 Hz, 300 Hz és 3 kHz sáv szélességű hangolható hullámanalizátor található. Tartalmaz még 100 Hz...3 MHz frekvenciatartományú digitális frekvenciamérőt, 0,001...30 V tartományú effektív érték-mérő digitális feszültségmérőt 10 MHz határfrekvenciával és egy relatív szintmérőt -60...+30 dB mérési tartománnyal. A digitális kijelző automatikusan kiírja a generátorok kimeneti jellemzőit is. (*Electronics Weekly*, 786. sz. 1975. okt. 8. [175])

A rendkívül kis kapcsolási idejű (2...5 ns) integrált áramköröknél kritikus a vezetékek elhelyezése. Nagyobb veszteségeknél külön problémát jelent a hűtés. Az egyenáramú és impulzusterhelések analízisét a szerző átveszi az irodalomból és csak a következtetéseket vonja le, ill. használja fel a gyakorlati megvalósításkor. Targyalja a mikrostrip vezetékeket és a több rétegű (4, 8, 10, 12 rétegű) nyomtatásokat. Bár ezeknél a hőelvezetés problematikus, de számítógépekben egyre gyakrabban megtalálhatók. (Pl. a 12 rétegű az ELLIAC IV-ben.) Javaslatot konkrét esetre ad (MECL 10 000 kapcsoló ák. 2 ns kapcsolási idővel). A feszültség szintek az adott esetben lehetnek rácsszerkezetűek, csíkok vagy szalagok. Az összekötő lyukak mérete: 0,9 mm. (*Nachrichtentechnik-Electronic*, 1976. 26. k. 2. sz. [177])

Az integrált logikai áramkörök helyszükségletének csökkentésére és működési jellemzőinek javítására irányuló kutató és fejlesztő munka talán egyik legjelentősebb eredménye az „I²L” félvezető készülékek kidolgozása volt. A készülék működési szempontból egy inverter — NPN tranzistorból, azaz összekapcsolt „injektáló” PNP átmenetből áll, amely egyúttal a terhelés is. Egy ilyen összeépített I²L kapu helyigénye nem nagyobb mint egy többemitteres tranzistoré. A legnagyobb beépítési sűrűséget a készülék nem szigetelt kivitelével lehet elérni, amikor a chipben csak I²L elemek vannak. Például a Texas Instruments 40 csapos IC egységében több mint 1450 kapu van.

Az alábbi táblázat a TTL és az I²L elemek néhány összehasonlító adatát mutatja be.

Paraméter	I ² L	TTL
Beépítési sűrűség	120...200 kapu/mm ²	2...20 kapu/mm ²
A kapu késleltetése	25...250 ns	10 ns
Fogyasztás (kapunként)	6 nW...70 μW	10 mW
Tápfeszültség	1...15 V	3...7,3 V
Logikai feszültség-ugrás	0,6 V	5 V
Áram-tartomány	1 nA...1 mA	2 mA

(*Popular Electronics*, 1976. jan. 9. k. 1. sz. [176])

Máig az Intelsat-rendszerhez mintegy 90 állam csatlakozott. Az államok információigénye annyira megnőtt, hogy az Intelsat — IV és a — IVA többé nem tudja kielégíteni. Az Intelsat V, amelyet a Lockheed cég vezetett nemzetközi egyesülés fejlesztett ki, 3 tengelyű stabilizált, a 18 500 db nagyteljesítményű napelem a kinyíló szárnyakon van és még 7 éves működés után is mintegy 1,3 kW teljesítményt képes leadni. A TL 4010-es haladóhullámú cső 40%-os hatásfok mellett 10 W leadásra képes a 3,7...4,2 GHz-es tartományban. Az első Intelsat V-öt 1979-ben lövik fel. (*Technische Rundschau* 1976. márc. 68. k. 9. sz. [178])

Az AEG-Telefunken félvezető ágazatának kereskedelmi vezetője Höhne, G kijelentette, hogy 1976-ban 15%-os növekedés érhető el az ágazat termelésében. Véleménye szerint az első félévben a kereslet még nem emelkedik, az csak a második félévtől várható.

Az ITT Intermetall GmbH-nál az 1974—75. évi 22...23%-os félvezető piaci keresletcsökkenés után ebben az évben 13%-os élénkülést várnak. A MOS áramköröknél ez a szám még nagyobb is lehet. A félvezető piac, amely az NSZK-ban 1974-ben 1,4 milliárd DM-es értéket ért el, ebben az évben várhatóan csak 1,25 milliárd DM-et fog elérni. Bizonyosra vehető, hogy 1976-ban a bipoláris konzum IC-k és MOS integrált áramkörök gyártott darabszáma meghaladja majd az előző évek termelését. A színes televíziók gyártásában az 1975. évi 2,4 millió darab várhatóan 2,6 millió darabra növekszik. Súlypont az I²L és MOS áramkörök fejlesztésén van, a nagy automatizáltságú gyártás révén 1976-ra jó piaci helyzetet várnak. (*Elektronik*, 1976. 1. sz. [179])

Ismeretes, hogy a lézer a koherens fénysugarat bocsát ki. Abból kiindulva, hogy a rádióhullámok ugyanolyan természetű elektromágneses hullámok mint a fényhullámok, mindössze egy lépés volt az amerikai Energystics Inc. de Toledo (Ohio) vállalatnak az az elképzése, hogy a rádióhullámokat úgy használják, mint a lézert. A cégnek már három szabadalma van e témában. 13,56 NHz-es rádióhullámokat állítanak elő nagyfrekvenciás ipari generátorral. A hullámokat speciális berendezésbe vezetik, amelyben koaxiálisan semleges gáz áramlik. Ez a berendezés a rádióhullámokat szűk nyalábbá koncentrálja. Ha ez a nyaláb szilárd testbe ütökzik, ez utóbbi felmelegszik annyira, hogy el is párologhat.

A rendszert kompaktabbnak és gazdaságosabbnak mondják, mint amilyen a lézer lenne egy egész sor alkalmazási területen, így pl. a fűrés, a hegesztés, a hőkezelés és a hajtómotorok területén.

A berendezés feltalálója úgy tervezi, hogy azt egy nagyteljesítményű lézerral kapcsolja majd össze annak modulálására, a nagy távolságú optikai távközlés céljaira. (*Ingenieurs et Techniciens*, 1976. jan. — febr. [180])

*

Nehezen megközelíthető helyen telepített, felügyelet nélkül üzemelő mérő-, jelző- és távközlőberendezések energiaellátására alkalmas a Mullard vállalat (Anglia) új napeleme. Bár az új napelem (BPX 47A típus) méretei (468 × 365 × 15 mm) megegyeznek a korábban gyártott típusok méretével, különböző konstrukciós módosításokkal sikerült megnövelni a teljesítményt és a határfokot. A napelem 34 darab 40 mm átmérőjű cellából áll, a szilícium fényelemek vékony, átlátszó műanyag-lemezbe vannak beágyazva. A konstrukció lehetővé teszi alkalmazását nehéz környezeti feltételek — hó, homokvihar, tengeri pára — mellett is. (*Mullard Bulletin*, 1976. jan. 16. k. 1. sz. [181])

*

A Harwel Atomic Energy Research Establishment által kidolgozott nukleáris energiával táplált szív működést segítő készülék (pace-maker) működési ideje az eddig használt kémiai energiával táplált készülékek 3 éves üzemidejével szemben, 10...20 év. A beteg mellkasában elhelyezett készülékek megfelelő ütemű működésre készíteti a beteg szívet. A készülékben levő nukleáris energiaforrást 1/5 gramm plutóniumoxid képviseli. A nukleáris elemhez miniatűr termoelem csatlakozik, ez táplálja a félvezetőkkel megvalósított egyenfeszültség-váltakozó feszültségátalakítót és az elektronikus impulzus-generátort. A használt plutónium 238 izotóp jól megfelel az adott alkalmazás következményeinek.

Teljesítménye évenként csak 1%-kal csökken és mivel elsősorban alfa-sugarakat bocsát ki, minimális árnyékolás is megfelelő sugárvédelmet biztosít. (*Hospital Equipment and Supplies*, 1976. febr. 22. k. 2. sz. [182])

*

A Wolfgang Bogen GmbH (Berlin) 1976. január 28-án Moszkvában a Szovjetunió Miniszter Tanácsának Műszaki-Tudományos Állami Bizottságával együttműködési megállapodást kötött a mágneses felvételtechnika területén. A kooperációs szerződés tudományos-műszaki információk cseréjét, szakemberek kölcsönös látogatásait, valamint a különböző műszaki problémák megoldására konzultációk szervezését irányozza elő. Az egy-két évvel ezelőtt kötött licenc-megállapodás alapján Kijevben gyárat építenek, amely mágneses fejeket állít elő kazettás magnetofonok számára. A Bogen cég 24 millió DM értékben szállított gyártóberendezéseket. A gyártás 1977-ben kezdődik (az éves kapacitás 1,5 millió fej lesz).

A Wolfgang Bogen GmbH 1956-ban alakult és 1975-ben 350 munkatárssal, mintegy 50 millió DM-es forgalmat ért el. (*Elektronik Zeitung*, 1976. febr. 14. k. 3. sz. [183])

*

Szembetűnő a számítástechnika fontosságának az utolsó 10—15 évben végbement rendkívüli növekedése és mint ennek egyik fokmérője, a számítástechnikai vezetők szerepének növekedése a vállalatok vezetésében. A vállalatok (az USA-ban mintegy 1000 vállalatot vizsgáltak meg) szervezeti felépítésében a fontos pozíciókban vizsgálták a számítógépes szakemberek arányát. Jellemző, hogy majdnem 30%-nál a számító-

géppark vezetője eljutott az alelnöki szintig. A tanulmány szerint a vállalatok vezető szakembereinek 34,8%-a számítástechnikai szakember. A jelentőség növekedését mutatja, hogy a bérük 1971-től 1975-ig több mint 20%-kal nőtt, de ha az 1975-ös év utolsó hónapjait vesszük figyelembe, ez a növekedés még erősebb. A vizsgált vállalatok azonban még a régi szervezeti séma szerint épültek fel, ahol 1 cégnek 1 számítógépe volt.

Ma már léteznek olyan cégek is, ahol számítógéprendszerek üzemelnek, ezeknél a gépparkok szervezettsége nagyobb, mint a többi részlegé, ezért a vezetők között még több a számítógépes szakember. (*Datamation*, 1976. márc. [184])

*

1977 októberében az USA-ban fogják megrendezni a távközlés minden területét felölelő nemzetközi kiállítást és a párhuzamos szakmai szimpóziumot. A kiállításon és a tudományos tanácskozáson számítanak a gyártók, telefonvállalatok, nemzeti postaügyi hatóságok, rendszertervezők, pénzügyi szervezetek, a hírközlő rendszereket használó ipari- és üzleti vállalatok képviselőinek részvételére. Az Intelcom '77 felöleli majd a hírközlés technikai eszközeinek teljes tárházát, beleértve az adattovábbítást, a hang-, facsimile-, telefon-, rádióhírközlést, a műholdas rendszereket, kapcsoló- és végberendezéseket, a mozgószolgálati hírközlést és számítógépes rendszereket. (*Telecommunications*, 1976. febr. 10. k. 2. sz. [185])

*

A mikrostrip rezonátorok több mint 2 évtizedes felhasználása ellenére mindeddig hiányoztak azok a megbízható számítási módszerek, amelyek a méretezést lehetővé teszik. Az aszimmetrikus szalagtápvonalaknál a leggyakrabban használt rezonátor-típusok: a négyszögletes, a kör és a körgyűrűs felső vezetőkekből állók. Ezeknél a rezonátoroknál a rezonanciafrekvenciát már 1% pontossággal meg tudják határozni, de a jósági tényezővel, a négyszögletes szalagrezonátort kivéve még nem foglalkoztak. A nyitott szalagrezonátorok (mikrostrip rezonátorok) jósági tényezőjének meghatározásához figyelembe kell venni a sugárzási veszteségeket. A szerző képleteket vezet le, amelyek viszonylag kis fáradtsággal, a szokásosan használt rezonátorok jósági tényezőjének megfelelő pontos meghatározását teszik lehetővé. Mivel a különböző veszteségek hatásait külön-külön veszi figyelembe, lehetővé válik a jósági tényező optimalizálására történő méretezés, azaz adott esetben a dielektrikum és a méretek megfelelő megválasztása. (*Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik*, 1976. febr. 30. k. 2. sz. [186])

*

Az irodalomból ismert logikai áramköröket ellenőrző szerkezetek a digitális áramkörök pillanatnyi értékeit határozzák csak meg. Bizonyos továbbfejlesztett áramkörök már az impulzusok alakját is rögzítették, de a be- és kikapcsolt állapot viszonyát ezek sem határozták meg. Az egyszerű felépítésű intelligens logikai-display lehetővé teszi a TTL-logikáknál a „duty-cycle” (impulzus/szünet arány) meghatározását is. A cikk ismerteti az eszköz felépítését, méretezését, az üzemi feszültséget és a logikai kimeneteken a logikai szintek értékeit. A mért eredményt 7 szegmensből álló LED-ek segítségével jeleníti meg, mégpedig úgy, hogy logikai „0” esetén az alsó, míg logikai „1” esetén a felső sor világít. Az alsó és felső sor közötti világítási arány, ill. az őket összekötő vonalak világítása adja meg az impulzus/szünet arányt. Az egyszerű felépítésű szerkezet házi elkészítését a nyomtatott áramkör rajzával és az alkatrészjegyzék megadásával segíti elő. (*Elektronik*, 1976. márc. 63. k. 3. sz. [187])

*

A Motorola az MC 6800 mikroprocesszor programozásának megkönnyítésére magas szintű, felhasználó-orientált programnyelvet alakított ki. Az MPL/1 jelölésű programnyelvet a PL—1 programnyelvből fejlesztették ki, az MC 6800 mikroprocesszor működési jellemzőinek és követelményeinek figyelembevételével, és igen alkalmas matematikai programok írására. (*Electronik*, 1976. márc. 92. sz. [188])

(Folytatás a 285. oldalon)

A váltakozó feszültség mérése

ETO 621.317.322.089.6

E cikk az ipari frekvenciáktól eltérő frekvenciájú váltakozó feszültség mérésével foglalkozik, különös tekintettel a hivatalunkban megvalósított alap mérési feladatok és eszközök ismertetésére.

Előjáróban rögzíteni szeretnénk, hogy nem kívánunk részt venni abban a vitában, ami a feszültségmérések felső frekvenciahatárával kapcsolatos és amelyben az egyik szélsőséges irányzat a feszültségméréseket indokoltnak tartja egészen 10 GHz-ig, sőt e felett is. Ezzel szemben a másik vélemény szerint a pontos feszültségméréseknek 30 MHz felett gyakorlatilag nincs jelentősége.

A villamos feszültséget a villamos térerősségből határozzuk meg az

$$U = - \int_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l},$$

összefüggés szerint. Miután $\mathbf{E} = \frac{\mathbf{F}}{Q}$, ahol \mathbf{F} az \mathbf{E} térben a Q töltésre ható erő, ezért az L görbe két pontja közötti feszültség azzal a munkával egyenlő, amit az egységnyi töltés végez, amikor az egyik pontból a másikba halad.

A fenti összefüggésnek megfelelően, figyelembe véve, hogy a töltés dimenziója As , a feszültség dimenziójára Nm/As adódik, amit voltznak nevezünk. Ha a fenti integrál értéke az időtől független érték, akkor egyenfeszültségről beszélünk. Az egyenfeszültség egysége a „volt”. Ennek etalonját Weston-cellaiból álló csoportokkal állítják elő. Az idő függvényében nem állandó feszültségek közül kiemelkedő szerep jut a periodikusan változó, egyenfeszültségű komponens nem tartalmazó feszültségeknek, ezeket váltakozó feszültségeknek nevezzük. Ezek jellemzésére effektív értékük szolgál az

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt},$$

meghatározás szerint. Itt $u(t)$ a periodikus feszültség időfüggvénye, T a periódusidő.

A kapcsolatot ennek megfelelően az egyen- és váltakozó feszültség effektív értéke között az azonos munkavégzés teremti meg. Így a váltakozó feszültség egysége ugyanaz a „volt”, mint az egyenfeszültségé.

A hivatalunkban kifejlesztett és alkalmazott eszközök és módszerek lehetőséget biztosítanak, hogy az országban előforduló jelentős vizsgálati igényeket ki tudjuk elégíteni. Ezek az igények az esetek nagy részében voltmérők kalibrálására vonatkoznak.

Egy szélessávú, ún. nagyfrekvenciás voltmérő mérési pontossága a frekvencia függvényében a következőképpen alakul:

1 MHz-ig	$\pm 0,5\%$;
10 MHz-ig	$\pm 2\%$;
100 MHz-ig	$\pm 10\%$;
1 GHz-ig	$\pm 25\%$.

Ennek megfelelően jelenleg felső frekvenciahatárnak az 1 GHz-et tekintjük.

A bevezető gondolatsor folytatásként az alapmérési feladatok megoldásához olyan átvivő eszközök szükségesek, amelyek az egyen-váltakozó átvitt széles frekvenciatartományban lehetővé teszik. Ehhez szinte kizárólag hőátalakítós eszközöket alkalmazunk.

A váltakozófeszültség—egyenfeszültség átalakításhoz jelenleg kétféle hőátalakítót használunk, a termokeresztet és a boloméert. Előnyeik, hogy a váltakozó feszültség hullámalakjától függetlenül mindig az effektív értéket érzékelik, és közvetlenül egyenfeszültséggel kalibrálhatók.

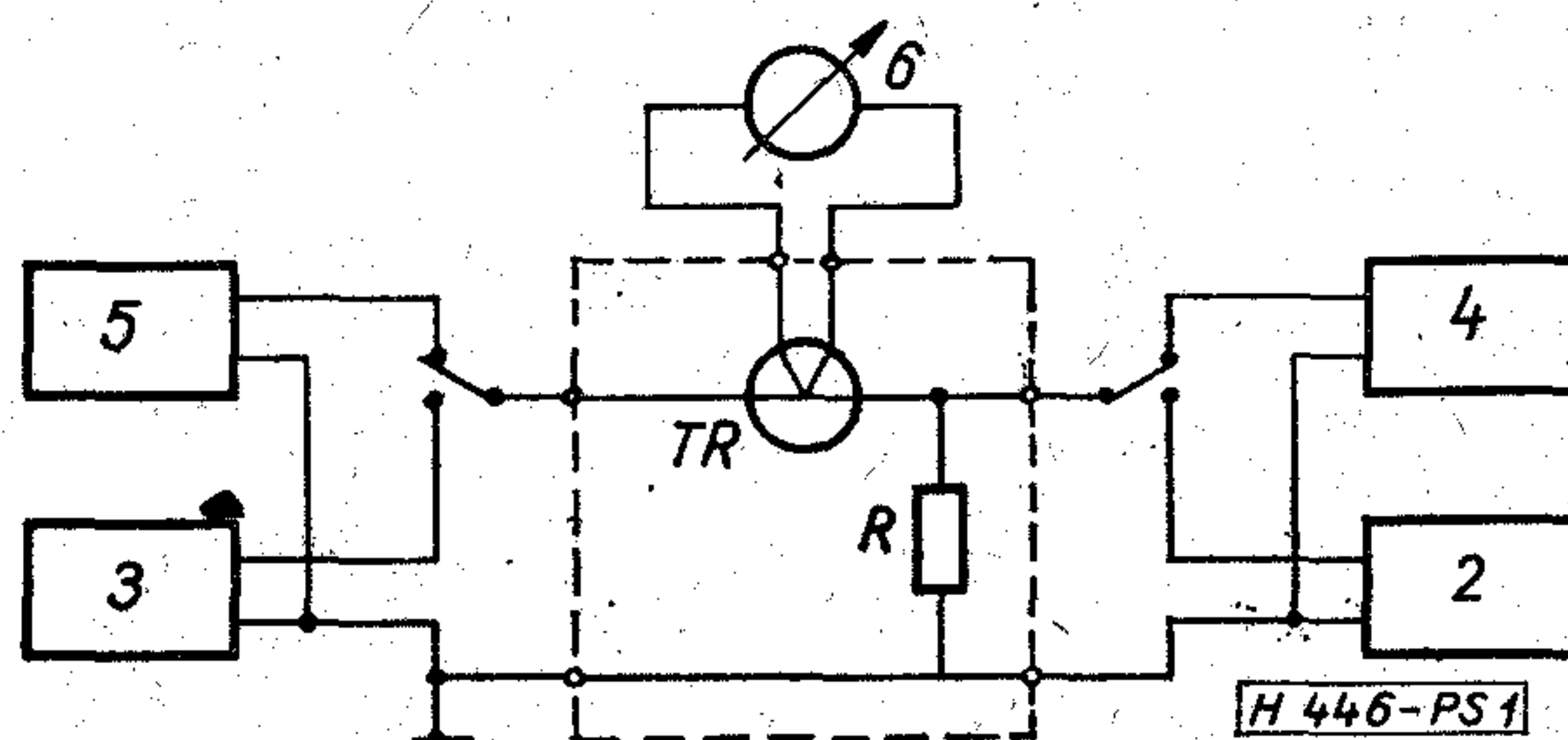
A termokeresztnél az egyen- és váltakozó feszültség teljesítményének azonosságát a hőelem kimeneti feszültségének azonossága, a bolométernél pedig a bolométer ellenállásának azonossága biztosítja.

A váltakozó feszültség nagy pontosságú mérésének eszközei.

A kisebb, kb. 0,3 V alatti feszültségek mérésére, illetve az ilyen mérési tartományú feszültségmérők vizsgálatára a mikroforrásokat (az angolszász szakirodalomban mikropotenciometer) használjuk (1. ábra).

A mikroforrásban TK nagyfrekvenciás termokereszt és a koaxiális csatlakozóba beépített, különleges R tárcsaellenállás van. A csatlakozó a beépített ellenállással együtt cserélhető.

A mikroforrás működésének alapelve az, hogy a bemenetére adott és a termokeresztrel indikált áram átfolyik az R ellenálláson is, és ott meghatározott feszültségést okoz, ami egyenáramú helyettesítéssel jól megmérhető.



1. ábra. Váltakozó feszültségű voltmérő vizsgálata mikroforrással. 1. mikroforrás, 2. vizsgálandó voltmérő, 3. váltakozó feszültségű generátor, 4. egyenfeszültségű voltmérő, 5. egyenfeszültség-forrás, 6. galvanométer

A hivatalunkban használt mikroforrásokban levő termokeresztek névleges árama 5, 10 és 15 mA, a tárcsaellenállások értéke 0,02 és 22 ohm között van, így a velük elvégezhető mérések feszültségtartománya 50 μ V-tól 400 mV-ig terjed. A frekvenciatartomány 10 Hz-től 500 MHz-ig terjed.

A mikroforrással végzett mérések során fellépő hibák egyik forrása az egyen- és a váltakozó feszültségű voltmérő bemeneti ellenállása közötti különbség. Ennek kiküszöbölésére az egyenfeszültségű mérés alatt a mikroforrás kimenetére egy, a váltakozó-feszültség-mérő bemeneti ellenállásával megegyező értékű ellenállást kell kapcsolni, vagy a hibának megfelelő korrekciót figyelembe kell venni.

A mérési hibák másik forrása, hogy a tárcsaellenállás impedanciája nem egyezik meg egyenáramú ellenállásával. Az ebből eredő mérési bizonytalanság 5 MHz-en $\pm 3\%$, 500 MHz-en $\pm 5\%$ lehet.

Nagyobb frekvenciákon nem elhanyagolható hibát okozhat a mikroforrás kimeneti és a feszültségmérő bemeneti referenciasíkja közötti távolság. A hibát a két sík közötti távolság minimálisra csökkentésével, vagy a vizsgálandó feszültségmérő bemeneti ellenállásához illesztett vonalszakasz beiktatásával lehet csökkenteni. Ha ezek a módok megvalósíthatatlanok, akkor a hibát az impedanciaviszonyok ismeretében az állóhullámarányból és a két sík távolságából lehet becsülni.

A mikroforrások feszültség mérésére csak transzfer-indikátorral együtt alkalmasak. A mikroforrás kimeneti feszültségét addig változtatjuk, amíg a transzfer-indikátoron akkora indikációt nem kapunk, mint amekkorát a mérendő feszültség adott. A mérendő feszültség ekkor azonos a mikroforrás kimenetén mérhető feszültséggel.

A kb. 0,3 V-nál nagyobb feszültségek mérésére, illetve feszültségmérők vizsgálatára a 2. ábrán bemutatott felépítésű termokeresztes átvivőket használjuk.

Az átvivőkben a termokereszt a méréshatártól függő, megfelelő értékű előtételellenállással van sorba kapcsolva. Az átvivőbe olyan speciális RC hálózat van beépítve, amely széles frekvenciatartományban biztosítja, hogy az átvivő egyen-váltakozó átviteli hibája a megengedett érték alatt legyen. Ezt az átviteli hibát a következő módon definiáljuk:

$$d = \frac{U_{\approx} - U_{\sim}}{U_{\approx}} \cdot 100,$$

ahol d az átviteli hiba %-ban, U_{\approx} és U_{\sim} az azonos kimeneti hőelem-feszültséghez tartozó bemeneti váltakozó, illetve egyenfeszültség.

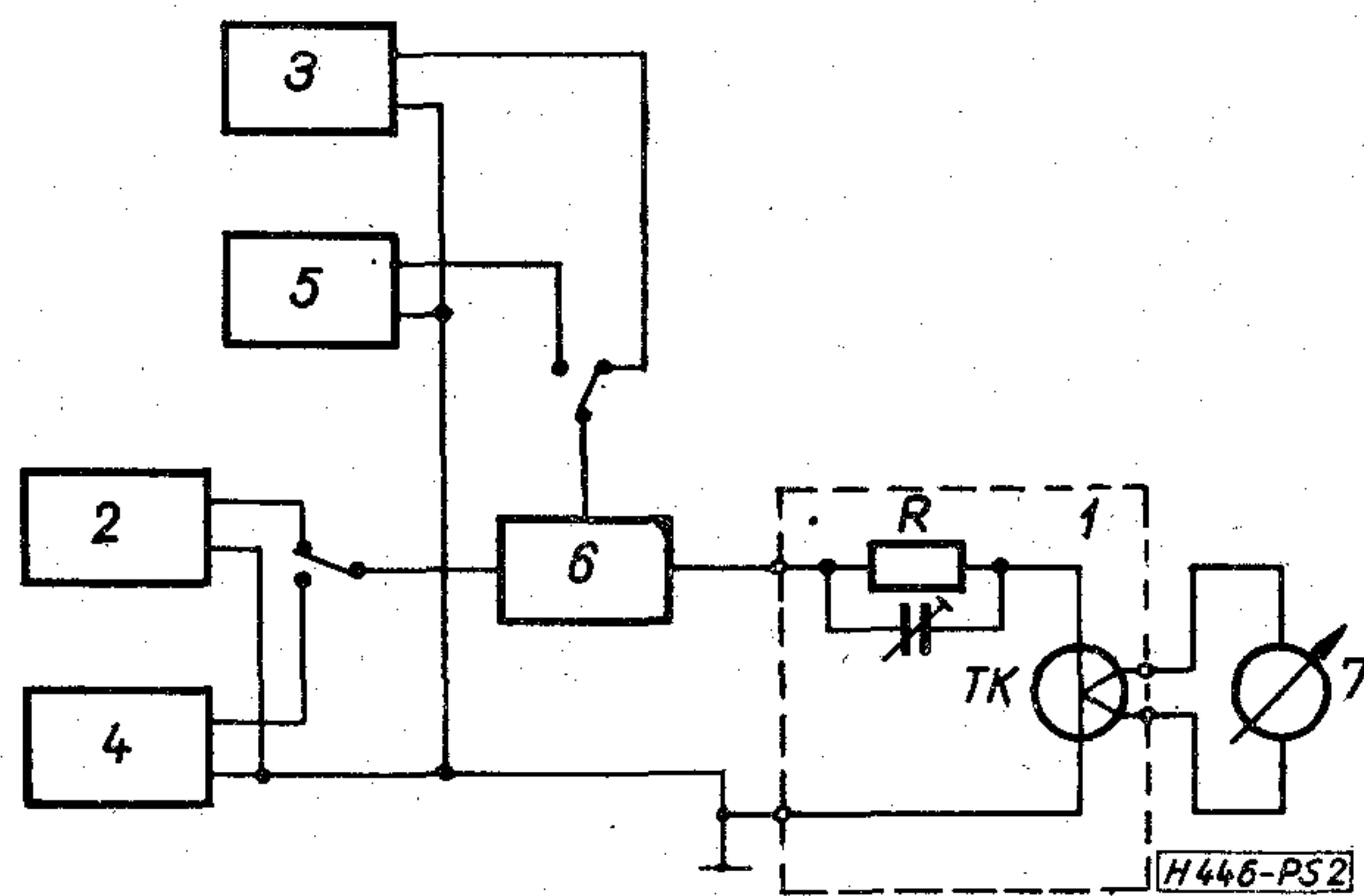
Az átalakítót ezekben a mérésekben, a mikroforrástól eltérően, párhuzamosan kapcsoljuk a vizsgálandó feszültségmérővel és a generátorral. Az összekapcsoláshoz T -elágazást célszerű használni, az átvivő referenciasíkja ugyanis a szabványos T -elágazás középpontjára illeszkedik.

Hivatalunknak két ilyen elven működő műszere van. Az egyikkel 0,3 és 1000 V között tudunk mérni a 10 Hz...1 MHz frekvenciatartományban, a feszültségtől és a frekvenciától függően $\pm 0,02$ és $\pm 0,1\%$ közötti bizonytalansággal. A másik műszerünk öt, egyenként 9 darabból álló mérőfejcsoporthoz, amelyeket csoportos etalonként használunk. Ezek a

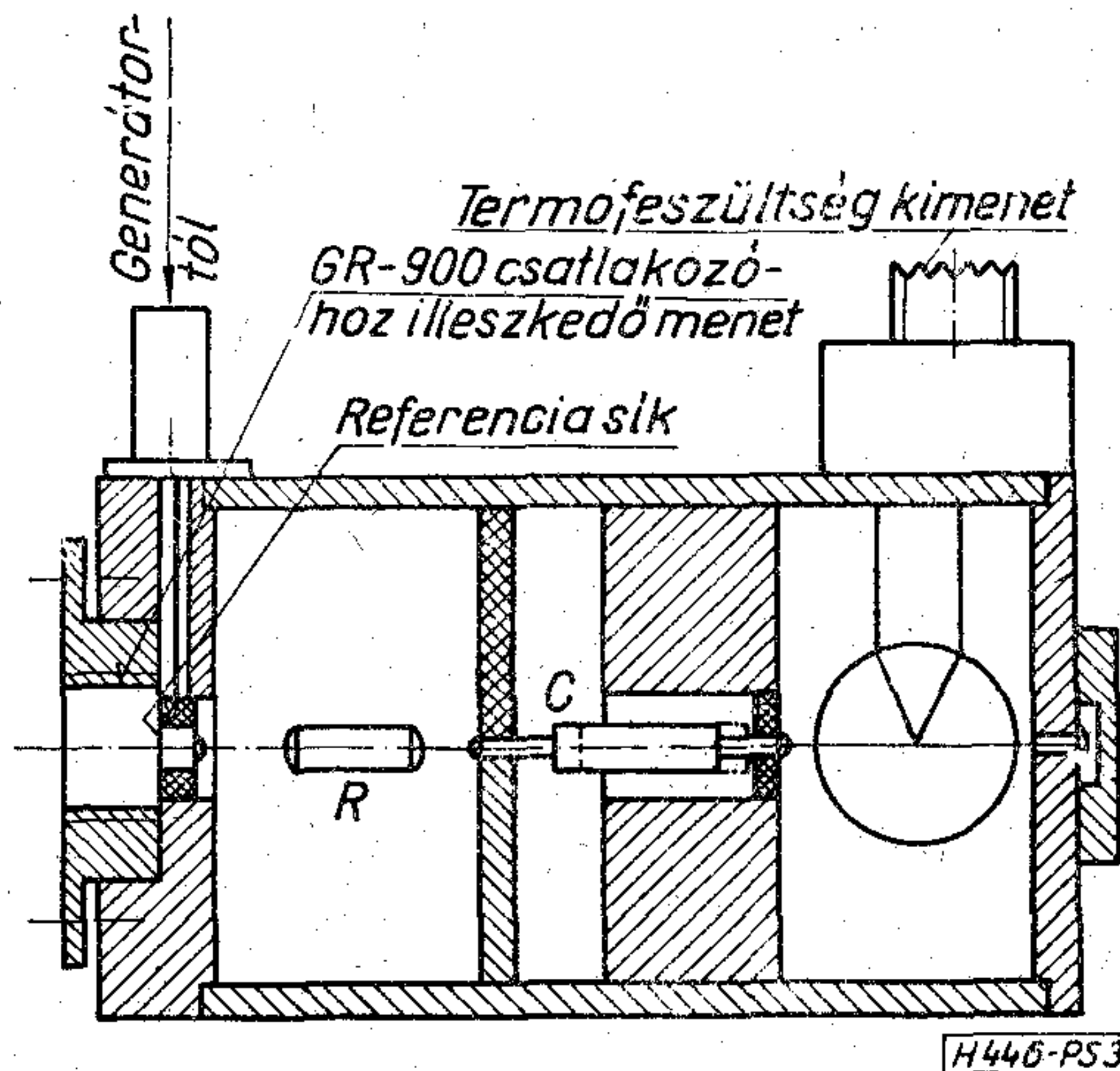
mérőfejek a 0,3...50 V feszültségtartományban 10 Hz-től 50 MHz-ig alkalmazhatók $\pm 0,05$ és $\pm 0,5\%$ közötti bizonytalansággal.

Nagyobb, 1 GHz-ig terjedő frekvenciájú feszültségek mérésére, ill. összehasonlítására kifejlesztettünk egy négy darabból álló termokeresztes mérőfejcsoporthoz (3. ábra), amelyet alap-mérőeszközként használunk. A termokereszt-fűtőszál az előtételellenállás és a hozzávezetések impedanciájában azonban ezeken a frekvenciákon a reaktív összetevők is jelentősek lehetnek, amit már nem lehet széles frekvenciatartományban kompenzálni, ezért ezek csak korlátozott frekvenciasávban adnak konstans átviteli tényezőt. Megfelelő korrekciót alkalmazva azonban jól felhasználhatók a feszültségmérők kalibrálására, összehasonlítására. Jellemzőjük, hogy az előzőekben említett T -elágazás a mérőfejbe úgy van beépítve, hogy a T vízszintes szára igen rövid, így a mérőfej és a vizsgálandó feszültségmérő referenciasíkja majdnem teljesen egybeesik.

A bolométeres átvivő eszközök érzékelője hőfokfüggő ellenállás, például mikrohullámú gyöngytermisztor, amelyet a rajta disszipált villamos teljesítmény melegít, és ennek függvényében ellenállása változik.



2. ábra. Váltakozó feszültségű voltmérő vizsgálata termokeresztes átvivővel. 1. termokeresztes átvivő, 2. vizsgálandó voltmérő, 3. váltakozó feszültségű generátor, 4. egyenfeszültségű voltmérő, 5. egyenfeszültség-forrás, 6. I-elágazás, 7. galvanométer



3. ábra. Nagyfrekvenciás egyen-váltakozó átvivő

A termisztorra egyenfeszültséget kapcsolva mérjük ellenállását. Ezután a termisztorra az egyenfeszültség mellé váltakozó feszültséget is kapcsolva, a teljesítményviszonyok megváltoznak, amit az egyenfeszültség, ill. teljesítmény csökkentésével ellensúlyozunk. A két teljesítmény összege akkor lesz azonos az előzővel, amikor a termisztor ellenállása megegyezik az előbbi értékkel. A váltakozó feszültség értékét tehát a teljesítményekből visszszámolva, a két egyenfeszültség négyzetének különbségéből vont négyzetgyök adja.

Az egyenáramú teljesítmény szabályozását és az ellenállás mérését egyszerre úgy lehet megoldani, hogy a termisztor egy olyan hídba kapcsoljuk, amelyben a hídágak ellenállása megegyezik a termisztor beállítandó ellenállásával, a hidat a tápfeszültség változtatásával egyenlítjük ki.

Ebben az egyszerű kapcsolásban megfelelő szűrőkörökkel gondoskodni kell az egyen- és váltakozó áramú körök szétválasztásáról (4. ábra).

A két kör szétválasztását nagyban leegyszerűsíti a 5. ábrán látható két termisztoros elrendezés, a szűrőket itt a két kondenzátor helyettesíti.

Az ábrából láthatóan a két termisztor egyenáramú szempontból sorosan, váltakozó áramú szempontból pedig párhuzamosan kapcsolódik, amit a váltakozó feszültség számításánál figyelembe kell venni, mivel az egyenfeszültséget négyszer akkora ellenálláson mérjük, mint a váltakozó feszültséget. Külön figyelembe vesszük még azt is, hogy a két termisztor jelleggörbéje sohasem lehet teljesen egyforma, ezért ellenállásuk is különböző. Az egyenfeszültségeket ezért mindig külön-külön mérjük az egyes termisztorokon a váltakozó feszültség rákapcsolása előtt és után. A váltakozó feszültség U értékét a fentiek figyelembevételével, a levezetést mellőzve, az alábbi egyenlettel számolhatjuk:

$$U = \frac{\sqrt{\frac{E_1}{E_2}}}{1 + \frac{E_1}{E_2}} \sqrt{(E_1 + E_2)^2 - (E_1' + E_2')^2},$$

ahol E_1 és E_2 a két termisztoron mért feszültség a váltakozó feszültség rákapcsolása előtt, E_1' és E_2' a két termisztoron mért feszültség a váltakozó feszültség rákapcsolása után.

A bolométeres mérés tulajdonképpen teljesítménymérés, de a termisztoros mérőfej kialakítása olyan, hogy a vizsgálandó feszültségmérőt a bolométer síkjához lehet csatlakoztatni, ahol a feszültséget a fentiek szerint pontosan ismerjük. A méréseknél fontos, hogy a termisztorok egyen- és váltakozó áramú ellenállása megegyezzen, különben a váltakozó feszültség nem a számított értékű.

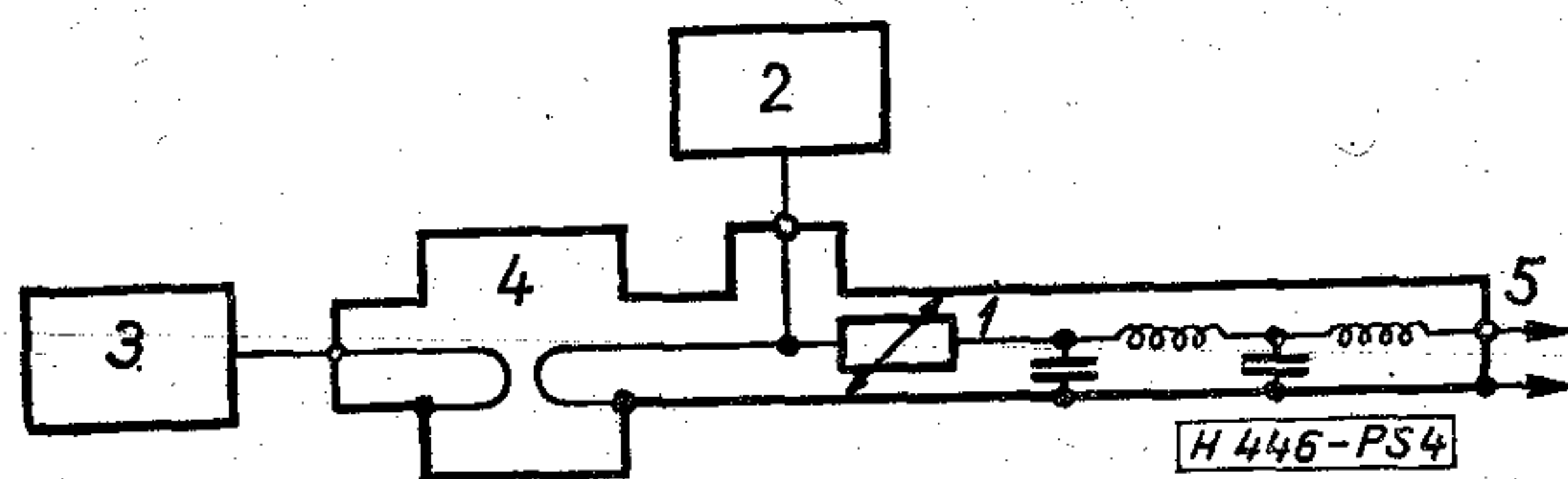
Különösen precíz méréseknél a váltakozó feszültség csatlakozási pontjára hangoló elemeket kapcsolva, az egyenáramú ellenállást megváltoztatva, a bolométeres eszköz hullámellenállását illeszteni lehet a mérendő körhöz.

A méréseket nagyban leegyszerűsíti, ha a híd ki-egyenlítését automatizáljuk, azaz a tápfeszültséget az N nullindikátor szabályozza a V vezérlő egységen keresztül.

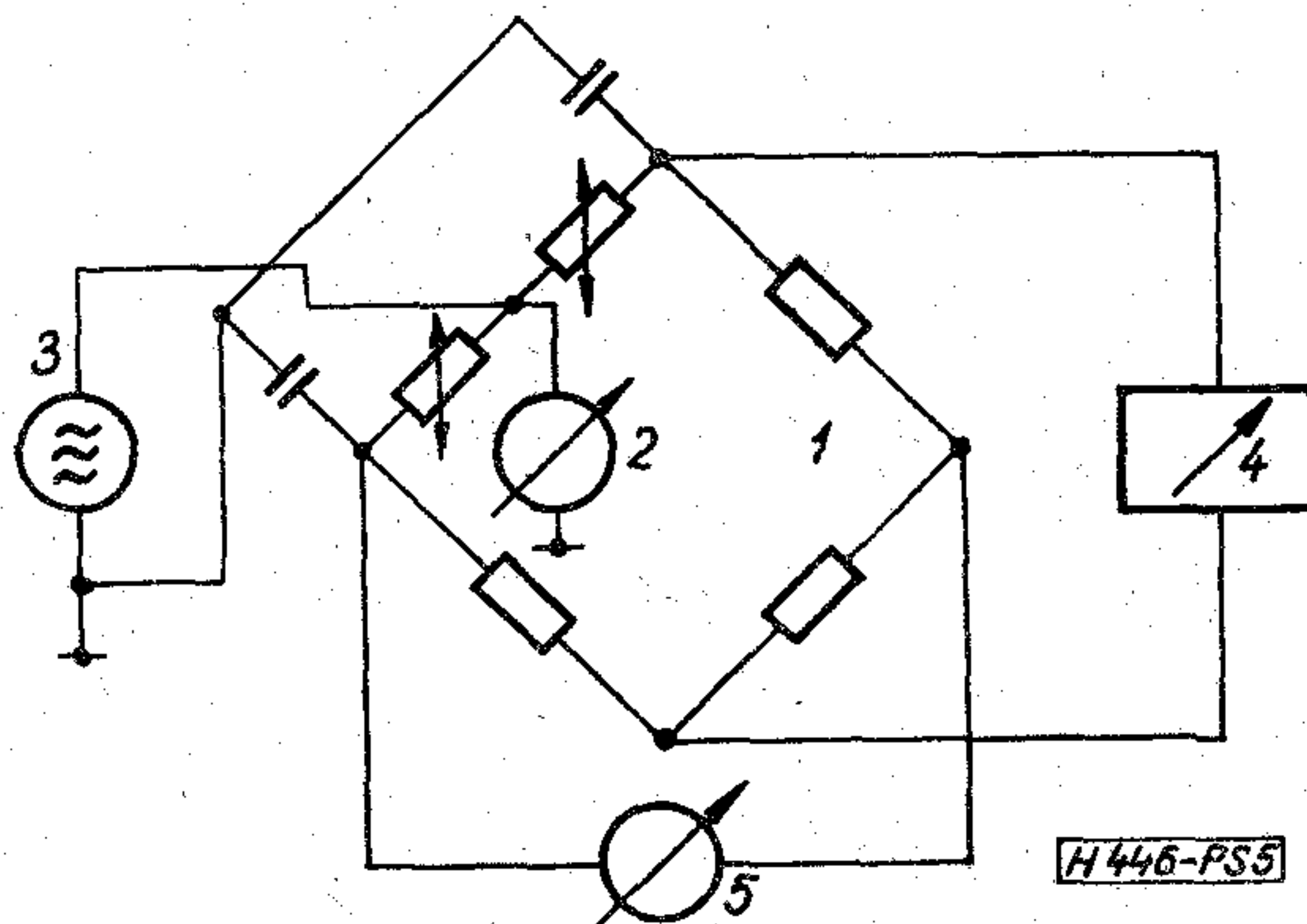
Hivatalunkban saját fejlesztésű, két termisztoros bolométeres feszültségétalonot használunk, amely 0,5 ... 1 V feszültséghatárok között alkalmazható az 50 kHz ... 1 GHz frekvenciatartományban. A mérések bizonytalansága a vizsgálandó feszültségmérőtől, a feszültség és a frekvencia nagyságától függően 1 ... 5% között mozog.

A váltakozó feszültségek mérésére használatosak még a diódás, kompenzációs feszültségmérők. Ilyen rendszerű feszültségmérőket használunk a KGST-államok közötti megegyezés alapján a KGST keretében végzett összehasonlító méréseknél alap-mérőeszközként.

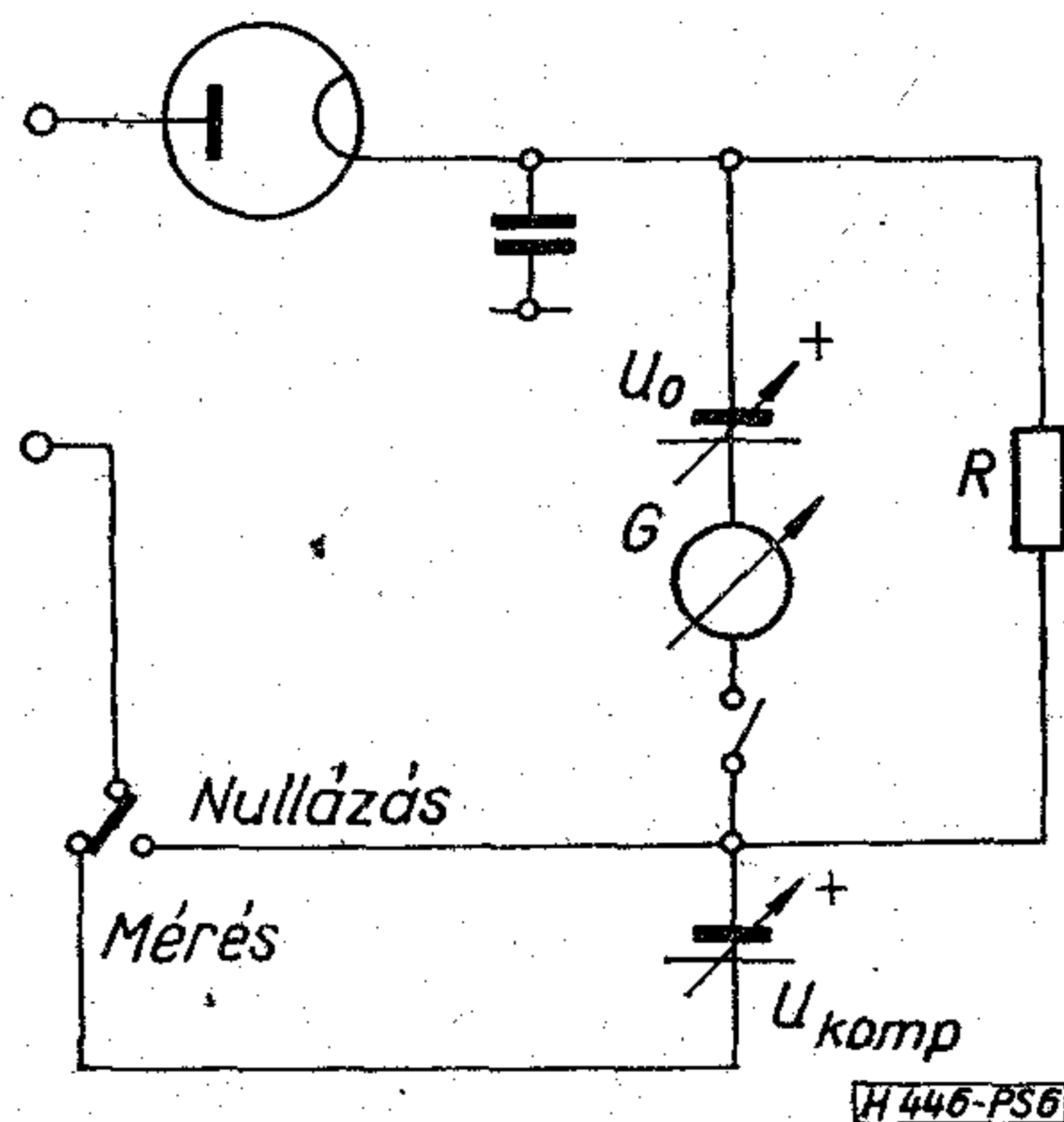
A műszerek alapkapcsolása a 6. ábrán látható. A működési elv a dióda indulóáram tartományának exponenciális jellegét használja ki, lényege az, hogy a bemenetre kapcsolt váltakozó feszültséget akkora U_{komp} egyenfeszültséggel kompenzálja, hogy a diódán ugyanaz a kezdeti áram folyjék át, mint amekkora a váltakozó feszültség bekapcsolása előtt, rövidrezárt



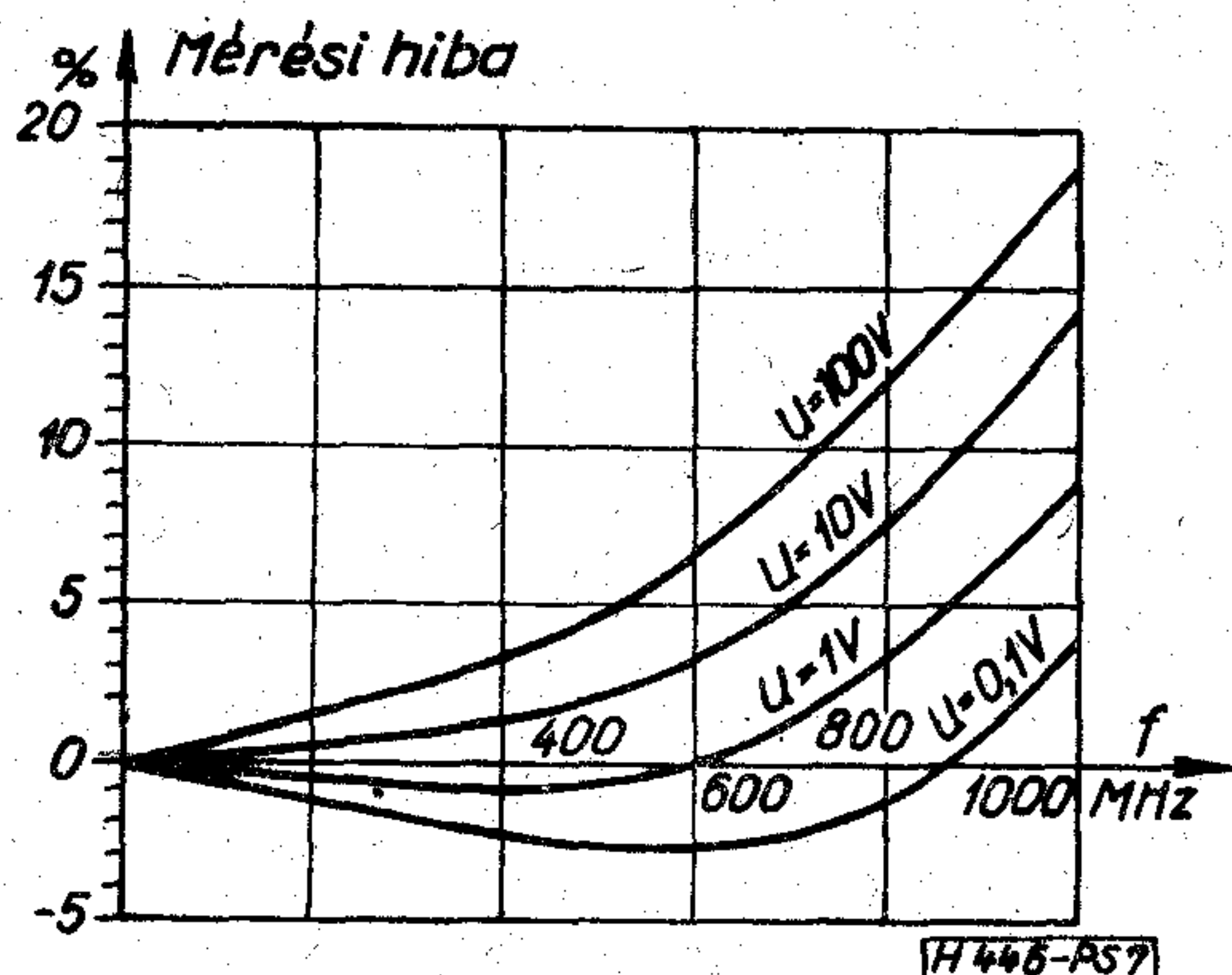
4. ábra. Egytermisztoros, bolométeres feszültségétalon kapcsolási vázlat. 1. termisztor, 2. vizsgálandó feszültségmérő, 3. generátor, 4. csatoló hurok, 5. ellenállásmérő hídhoz



5. ábra. Kéttermisztoros, bolométeres feszültségétalon. 1. bolométer-híd, 2. vizsgálandó voltmérő, 4. változtatható egyenfeszültség-forrás, 5. nullindikátor



6. ábra. A diódás-kompenzációs feszültségmérő elvi kapcsolási rajza



7. ábra. A diódás-kompenzációs feszültségmérő átlagos frekvencia-hibája

bemeneti kapcsok mellett folyt. A kompenzáló feszültség nagysága arányos a bemeneti feszültség 0-ad rendű Bessel-függvényének természetes logaritmusával és függ még egy, a dióda jelleggörbéjét meghatározó tényezőtől, amelynek nagysága a dióda katódjának hőmérsékletével állítható be.

A műszerek kezelését nehézkessé teszi az, hogy minden mérés előtt meg kell mérni a dióda induló áramát és ellenőrizni kell, illetve be kell állítani a diódatényezőt.

A műszerek megfelelően konstruált mérőfejjel és megfelelő diódával jól használhatók néhány száz megahertz frekvenciáig, tiszta szinuszos feszültségek mérésére.

Nagyobb frekvenciákon kettős hiba jelentkezik, az egyik az elektronok futási idejének hatása, a másik a dióda rezonanciája által okozott mérési hiba. Az eredő mérési hiba függ a mérendő feszültség nagyságától, a dióda rezonancia-frekvenciájának és a mérendő feszültség frekvenciájának hányadosától és a dióda rezonancia-görbéjének meredekségétől. A futási idő negatív, a rezonancia pozitív mérési hibát okoz. Az átlagos mérési hibák nagyságát mutatja a 7. ábra.

Nemzetközi együttműködés

A váltakozófeszültség-mérések országok közötti egységességét a különböző nemzetközi összehasonlító mérések segítségével ellenőrizzük, illetve biztosítjuk. Ilyen összehasonlító mérések kétoldalú együttműködés, KGST-feladat keretében és a Nemzetközi Mérésügyi Hivatal (BIPM) szervezésében történnek.

Ezen a téren korábban a Lengyel Mérésügyi Hivattal (CUJM), majd a Német Mérésügyi Intézettel (ASMW) volt kétoldalú együttműködésünk, jelenleg a Szovjetunió leningrádi Mendelejev Intézetével (VNIIM) állunk kétoldalú kapcsolatban.

1973-ban a KGST Szabványügyi Állandó Bizottsága keretében működő Metrológiai Szekció munkaterve alapján összehasonlító mérések történtek a Szovjetunió, Bulgária, Lengyelország, Csehszlovákia, a Német Demokratikus Köztársaság, Románia és Magyarország részvételével.

Ugyancsak részt vettünk a BIPM által szervezett, 1 GHz frekvencián végzett, feszültség-összehasonlító mérésekben.

A továbbiakban ezeknek a nemzetközi együttműködési munkáknak az eredményeiről szeretnénk röviden beszámolni.

A Mendelejev Intézettel való együttműködés fő célja megkeresni az alkalmas összehasonlítási módszert a magyar bolométeres feszültségétalon és a V3-24 típusú diódás kompenzációs voltmérő között. A nehézséget az okozza, hogy a diódás voltmérő eredeti alkalmazási jellemzőjét tekintve 300 MHz felső frekvenciahatárra készült. Lehetőség van azonban arra, hogy a voltmérő a diódák egyedi kalibrálásával egészen 1 GHz-ig használható legyen. Ehhez alkalmas adapterek a különféle szovjet gyártmányú eszközökhöz rendelkezésre állnak. Tekintettel azonban az eszközök eltérő jellegére, a közvetlenül mért értékek között viszonylag nagy az eltérés, és az eredmények csak számított korrekcióval értékelhetők ki.

Az OMH-ban 1 GHz-en kalibrált, magyar termokeresztetes transzfer etalont a Mendelejev Intézet teljesítménymérő alap mérőeszközével — illesztett esetben — összehasonlítva, a feszültségre vonatkoztatott eltérés kisebb, mint 1%. Ez a tény azt mutatja, hogy a diódás kompenzációs voltmérőnél kapott, kb. egy nagyságrenddel nagyobb eltérés a fent említett okokból adódik.

Ez az együttműködési munka még nincs befejezve, további lehetőségeket keresünk az összehasonlító mérések jobb elvégzésére.

A KGST összehasonlító méréseknél termokeresztetes, bolométeres eszközök és diódás kompenzációs voltmérők kerültek összehasonlításra.

Meghatározták az egyes országok diódás kompenzációs voltmérőjének a karakterisztikáját a szovjet állami termisztoros etalonnal. A magyar diódára az alábbi korrekciók adódtak:

Frekvencia (MHz)	30	100	300	600	800	1000
Korrekció a No. 2816 diódára 1 V feszültségnél (%)	-0,3	-1,1	-3,3	-3,0	+1,3	+6,9
Korrekció a No. 2816 diódára 0,3 V feszültségnél (%)	-0,5	-1,6	-4,6	-6,0	-3,9	+1,0

A korrekció a futási időből és a rezonancia-hibából adódó eredő hibát kompenzálja.

A magyar 1 V-os koaxiális termokeresztetes átvivőt összehasonlítva a szovjet diódás kompenzációs voltmérővel, az alábbi eltérések adódtak:

Frekvencia	1 kHz	30 MHz	50 MHz	100 MHz
Eltérés (%)	-0,02	+0,03	+0,18	+0,79
Az összehasonlítás hibája (%)	±0,05	±0,2	±0,4	±0,5

A BIPM által szervezett összehasonlító mérésekben a vezető laboratórium az amerikai National Bureau of Standards (NBS) volt. Ezenkívül a mérésekben részt vett a National Research Council, Cana-

da (NRC), a National Physical Laboratory, United Kingdom (NPL), az Electrical Quality Assurance Directorate, United Kingdom (EQD) és az Országos Mérésügyi Hivatal.

Az összehasonlító mérések során két termokeresztes váltakozó-egyen átvivőt kellett minősíteni, meghatározva azok váltakozó-egyen átviteli hibáját. Az

összehasonlítások 1 GHz frekvencián az egyik átvivőnél 0,2 V, a másikonál 0,8 V-os szinten történtek. A vezető laboratórium a mérések ideje alatt négy alkalommal végezte el a minősítést, így az eszközök időbeli változására is adódott eredmény. Az összehasonlító mérések végén közzétett eredményeket az alábbi táblázat mutatja.

Váltakozó-egyen eltérés, %. Laboratórium

Átvivő	NBS ₁	NRC	NBS ₂	OMH	NBS ₃	NPL	EQD	NBS ₄	Átlag
0,8 V-os	-0,48	-0,40	-0,48	+0,3	-0,22	+0,21	+0,39	-0,28	+0,03
0,2 V-os	+2,37	+2,52	+2,40	+1,9	+2,28	+2,46	+2,22	+2,60	+2,3

A különböző összehasonlítások során kapott eredményekből látható, hogy a nagyfrekvenciás feszültségmérések pontossága az Országos Mérésügyi Hivatalban megfelel a jelenlegi országos igényeknek és a nemzetközi színvonalnak.

I R O D A L O M

- [1] Uiga, E.—White, W.F.: Techniques and Errors in High Frequency Voltage Calibration. IRE Transaction on Instrumentation, Vol. 1—9, No. 2. September 1960.
- [2] Selby, M. C.: Voltage Measurement at High and Microwave Frequencies in Coaxial Systems. Proc IEEE Vol. 55. No. 6. June 1967.
- [3] Szokol H.—Perényi B.—Sass J.—dr. Pákay P.—Fjodorov,

- A. M.: Szoszmesznie raboti VNR, i SzSzSzR v oblaszti elektricseszkih izmerenyij na vizsokih csasztotah. Izmerityelnaja Tehnika, No. 6. 1973.
- [4] Mladenov, I.—Sass J.—Jon, D.—Kornacki, L.—Vojnuju, O.—Fjodorov, A. M.—Bubliak, P.: Rezultati szlicsenij sztran-cslenov SzEV pri vizsokih csasztotah. Izmerityelnaja Tehnika, No. 6. 1973.
 - [5] Williams, E. S.: Practical Aspects of the Use of AC—DC Transfer Instruments. NBS Technical Note, 257
 - [6] Wilkins, F. J.: Multijunction Thermal Converter. Proc. IEEE, Vol. 112. No. 4. April 1965.
 - [7] Ries, F. X.: Report on the International Intercomparison of Voltage Standards at 1 GHz in Coaxial Transmission Line. CIPM Consultative Committee on Electricity, High Frequency Working Group (külön kiadvány)
 - [8] Perényi B.: Váltakozó feszültség effektív értékének mérése. Mérésügyi Közlemények, VII. évf. 3. sz. 1966. aug.

SZEMLE

(Folytatás a 280. oldalról)

Mind a műszergyártók, mind a felhasználók intelligens műszerekről álmodtak, amelyek rendkívül egyszerűen kezelhetők és a mérési eredmények alapján bizonyos kiértékeléseket is képesek elvégezni. Míg a mérés automatizálásának területén bizonyos fejlődés tapasztalható volt, addig a kiértékelés irányában csak néhány analóg-áramkörfelhasználásig jutottak el. Az elért pontosság relatíve alacsony maradt. Az intelligens műszerek fejlesztésénél az ár, az ember-műszer kapcsolat és a műszer-gép kapcsolat a kritikus. A fejlődés az LSI áramkörök kifejlesztésével lépett előre, mert kompakt felépítés és nagy kiértékelési sebesség vált elérhetővé. Az analóg áramköröket digitális áramkörökkel helyettesítve több művelet esetén egyszerűbb felépítés valósítható meg. A cikk példaként a mikroprocesszorral egybeépített generátort ismerteti, amely rendelkezik a processzor egyik legnagyobb előnyével, a tárolt és visszahívható információval is. (*Electronics Weekly*, 1976. febr. 806. sz. [189])

LSI áramköröket tartalmazó elektronikus távirót, amelynek adó- és vevőrésze külön-külön is elhelyezhető. Adó oldalon fénydiódákkal és fototranzisztorokkal dolgozik (minden jelnek egy-egy kombináció felel meg), így a maximális beviteli sebesség 3 ms/jel. A bevitt jeleket tárolja és a jelek szempontjából kompatibilis a mechanikus távirókkal. A távválasztás nyomógombos, visszajelzése elektronikus. További előnye, hogy a SEL által kifejlesztett számító- és tárolórendszerhez csatlakoztatva az átvitel időpontja előre programozható. A SEL után a Siemens is bemutatta az elektronikus távirót (T 1000). (*Funkschau*, 1976. febr. 48. k. 5. sz. [190])

Svájcban már működik az első európai kábeles mikrohullámú tv-hálózat, amely a nézőknek 8-féle hálózat közötti választás lehetőségét biztosítja. Hasonló hálózatok kiépítését más európai országokban is tervben vették. Ezt a rendszert a Hughes Aircraft Company leányvállalata, a Theta-Com vezette be, és az az USA-ban széles körben elterjedt. A rendszer amplitúdó-módulációt alkalmaz, és a 12 GHz-es sávban működik. (*Aktuelle Technik*, 1976. márc. [191])

Az elektronika behatolt az eddig igen zajosnak tartott táviró területére is. A SEL bemutatta az LO 2000 típusú,

Tartalmi összefoglalások

Обобщения

ETO 621.372.54.037.37:519.76:681.32

Dr. Sallai Gy.:

A digitális szűrők tervezésének alapelvei

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 9. sz.

A cikk a digitális szűrők tervezésének sajátosságait tekinti át. Meghatározza a különböző szűrőtípusok megengedett transzfer függvényét, rendszerezi az alkalmazott approximációs módszereket. Ismerteti a legfontosabb realizáló kapcsolásokat, a standard, valamint a létra és rácshálózatokat, végül a véges szóhosszúságú megvalósítás határait, a pontosság kérdéseit tárgyalja.

ETO 621.372.011.71:621.3.089.52

Béres V.—Dr. Géher K.:

Lineáris hálózatok érzékenysége és tolerancia vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 9. sz.

A hálózatjellemző toleranciája függ (i) a specifikáció teljesítésének módjától, (ii) az áramkör felépítésétől és (iii) az alkalmazott technológiától. Az optimalizálás célfüggvényének meghatározásához és a különböző áramköri megvalósítások használhatóságának megítéléséhez kívánatos lenne egyetlen jellemző mértéket megadni. A dolgozatban a szerzők kimutatták, hogy célszerű különbséget tenni a toleranciamérték és az érzékenységmérték között. Az előbbi a technológiai paramétereket is tartalmazza, az utóbbi csak az áramkör felépítésétől függ. A felsorolt hatféle toleranciamérték számítására RAZDAN 3 gépre ALGOL nyelven programot készítettek. A program használatát a csillapítók érzékenységmértékeinek és sávszűrők toleranciamértékeinek bemutatásával illusztrálták.

ETO 621.396.74.029.6:654.195.6.021:65.011.44

Dr. Cserny L.:

VHF/UHF sávi műsorszórórendszerek hatékonyságának mérőszámai

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 9. sz.

A cikk célja olyan mérőszámok kialakítása, amelyek az ellátott terület hiányosságait kiküszöbölve, reálisabb eredményeket adnak a műsorszóró rendszerek hatékonyságára vonatkozóan.

ETO 621.317.322.089.6

Perényi B.—Sass J.:

A váltakozó feszültség mérése

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 9. sz.

A cikk fogalmi és definíciós kérdések tisztázása után ismerteti a váltakozó feszültség nagy pontosságú mérésének eszközeit. Foglalkozik a valódi effektív értékekre reagáló hőátalakító eszközökkel, aktív és passzív fermokeresztes műszerekkel és bolométeres feszültségétalonokkal. Bemutatja a KGST államokban az összehasonlító mérések elvégzésére alkalmazott diódás kompenzációs feszültségmérő működési elvét, nagyfrekvenciás tulajdonságait. Tájékoztatót ad az Országos Mérésügyi Hivatalban elvégzett főbb nemzetközi összehasonlító mérések eredményeiről.

ДК 621.372.54.037.37:519.76:681.32

Д-р Шаллаи, Г.:

Основы проектирования цифровых фильтров

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 9.

Статья рассматривает особенности проектирования цифровых фильтров. Определяется допустимая функция передачи различных типов фильтров, систематизируются примененные методы аппроксимации. Излагаются важнейшие цепи реализации, стандартные сети и сети многосвязных цепей. Наконец рассматриваются влияния реализации с конечными длинами слов, и вопросы точности.

ДК 621.372.011.71:621.3.089.52

В. Береш—Д-р. К. Гехер:

Испытание чувствительности и допуска линейных цепей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 9.

Допуск параметра цепи зависит от выполнения спецификации (i), от построения цепи (ii) и от применяемой технологии (iii). К определению целевой функции оптимизации и к оценке применимости разной цепной реализации желательно была бы задаваться величиной одного параметра. В статье автор показывает, что целесообразно различать меры допуска и меры чувствительности. Предыдущий содержит и технологические параметры, а последний (зависит только от построения цепи. Для расчета указанного 6 видов меры допуска была изготовлена программа на языке ALGOL для ЭВМ RAZDAN—3. Применение программы авторами демонстрировалось при помощи показа меры чувствительности аттенюаторов и меры допуска полосовых фильтров.

ДК 621.396.74.029.6:654.195.6.021:65.011.44

Д-р Черни, Л.:

Показатели эффективности радиовещательных систем на VHF/UHF

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 9.

Целью статьи является разработка таких показателей, которые исключая недостатки покрытых территорий дают реальнее результаты для эффективности радиовещательных систем.

ДК 621.317.322.089.6

Перени, Б.—Шап, Й.:

Измерение напряжения переменного тока

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 9.

После выяснения вопросов понятий и определений, статья излагает средства измерения напряжения переменного тока с повышенной точностью. Рассматриваются средства преобразования теплоты, показывающие истинную эффективную величину, активные и пассивные приборы с термопарами и эталоны напряжения типа болометра. Представляются принцип работы измерителя напряжения с диодной компенсацией и его высокочастотные параметры, примененного в странах СЭВ-а с целью сравнительных измерений. Дана информация по результатам основных международных сравнительных измерений, выполненных в Всевенгерском Учреждении по измерениям.

Zusammenfassungen

Summaries

DK 621.372.54.037.37:519.76:681.32

Dr. Sallai, Gy.:

Grundprinzipien des Entwurfes von digitalen Filtern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 9

In dem Aufsatz werden die Eigentümlichkeiten des Entwurfes der digitalen Filter überblickt. Die zulässige Transferfunktion der verschiedenen Filtertypen wird bestimmt, und die angewendeten Approximationsmethoden werden systematisiert. Die wichtigsten Ausführungsschaltungen, die Standard-, die Leiter- und Gitterschaltungen werden erörtert. Zuletzt werden die Wirkungen der Ausführung mit endlichem Wortlängen und die Fragen der Pünktlichkeit diskutiert.

DK 621.372.011.71:3.089.52

Béres, V.—Dr. Géher, K.:

Empfindlichkeits- und Toleranz-Untersuchung von linearen Netzwerken

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 9

Die Toleranz des Netzwerkennwertes hängt (i) von der Methode der Erfüllung der Spezifikation, (ii) von dem Aufbau des Stromkreises und (iii) von der angewandten Technologie. Zur Bestimmung der Zielfunktion der Optimierung und zur Beurteilung der Anwendbarkeit der verschiedenen Stromkreisumführungen wäre es erwünscht einen einzigen charakteristischen Mass zu geben. In dem Aufsatz haben die Verfasser bewiesen, das es zweckmässig wäre einen Unterschied zwischen dem Toleranz- und Empfindlichkeitsmass zu machen. Das frühere enthält auch technologische Parameter, der letztere hängt nur von dem Aufbau des Stromkreises ab. Zur Berechnung der aufgezählten sechs Toleranzmasse wurde für die Rechenmaschine RAZDAN 3 ein Program in ALGOL-Sprache hergestellt. Die Anwendung des Programms wurde mit der Darstellung des Empfindlichkeitsmasses der Dämpfer und des Toleranzmasses der Bandfilter illustriert.

DK 621.396.74.029.6:654.195.6.021:65.011.44

Dr. Cserny, L.:

Messzahl der Wirksamkeit von VHF/UHF Rundfunksystemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 9

Der Ziel des Aufsatzes ist die Entwicklung solcher Messzahlen, welche die Unregelmässigkeiten des bestrahlten Gebietes eliminierend, realere Ergebnisse bezüglich der Wirksamkeit der Rundfunksysteme geben.

DK 621.317.322.089.6

Perényi, B.—Sass, J.:

Messung von Wechselspannungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 9

In dem Aufsatz werden nach der Klarstellung von Begriffs- und Definitionsfragen die Geräte der Wechselspannungen Messung mit hoher Genauigkeit, erörtert. Es wird mit den Wärmumwandlungsgeräten, die den wirklichen effektiven Wert anzeigen, mit den aktiven und passiven Thermokreuzinstrumenten und mit Spannungs-Etalonen der Bolometertypen beschäftigt. Es werden das Funktionsprinzip und die Hochfrequenzeigenschaften des Spannungsmessers mit Diodenkompensation das zur Ausführung von Vergleichsmessungen in den Staaten des Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe angewendet ist, erörtert. Ferner wird eine Information über die Ergebnisse der wichtigeren internationalen Vergleichsmessungen, die im Regierungsamt für Messungen ausgeführt wurden, gegeben.

UDC 621.372.54.037.37:519.76:681.32

Dr. Sallai, Gy.:

Principles of Digital Filter Design

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 9

The article reviews the characteristics of digital filter design. Realizable transfer function of the different classes of the digital filter is determined, the practicable approximation methods are systematized. The important realisations, the standard and the ladder-and-lattice structures are presented, finally the effects of the finite word length of the implementation on the accuracy are discussed.

UDC 621.372.011.71:621.3.089.52

Béres, V.—Dr. Géher, K.:

Examination of the Sensitivity and Tolerance of Linear Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 9

The tolerance of the network characteristic depends (i) on the way of meeting the requirements of the specification, (ii) on the structure of the circuit and (iii) on the applied technology. It would be desirable to give a single characteristic measure for the determination of the object function of the optimization and for the assessment of the applicability of different circuit realizations. In the paper the authors pointed out that it is advisable to discern between the measures of tolerance and sensitivity. The previous comprizes also the technologic parameters, the later depends only on the structure of the circuit. To compute the listed 6 kinds of tolerance measures a programme in ALGOL language was made for the computer RAZDAN 3. The applicability of the programme is illustrated by showing the dimensions of sensitivity of the attenuators and the measures of tolerance of the band-pass filters.

UDC 621.396.74.029.6:654.195.6.021:65.011.44

Dr. Cserny, L.:

Measuring Ciphers of the Efficiency of the VHF-UHF Broadcasting Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 9

The purpose of the paper is the development of such measuring ciphers, which eliminating the deficiencies of the covered area, give more realistic results regarding the efficiency of the broadcasting systems.

UDC 621.317.322.089.6

Perényi, B.—Sass, J.:

Measurement of Alternating Voltage

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 9

Having explained the question of terms and definitions, the present paper outlines high-precision devices for measuring alternating voltages. Thermocouple instruments indicating actual r. m. s. values, passive and active thermocross measuring devices as well as bolometric voltage standards are discussed. Mode of operation and high-frequency characteristics of a diode slide-back voltmeter designed for intercomparisons to be made with the COMECON countries are demonstrated. Information is given on the results of the most important intercomparisons carried out in the National Office of Measures.

Résumés

CDU 621.372.54.037.37:519.76:681.32

Dr. Sallai, Gy.:

Les principes de projet des filtres numériques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 9.

L'article résume les particularités de projet des filtres numériques. Après la détermination de la fonction de transfert admissible des types différents de filtre, les méthodes d'approximation employées sont systématisées. Les circuits de réalisation les plus importants, ainsi les standards, que les réseaux en échelle formant des grilles et enfin les effets de la réalisation des mots de longueur finie et les questions de précision sont traités.

CDU 621. 372.011.71:621.3.089.52

Béres, V.—Dr. Géher, K.:

Examen de la sensibilité et des tolérances des réseaux linéaires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 9.

La tolérance d'une caractéristique de réseau dépend (i) de la méthode de réalisation de la spécification, (ii) de la construction du circuit, et (iii) de la technologie appliquée. Pour pouvoir déterminer la fonction d'objet de l'optimisation et pouvoir apprécier l'utilisabilité des réalisations différentes des circuits il serait désirable de donner seulement une mesure caractéristique. Les auteurs démontrent dans l'article qu'il serait opportun de distinguer la mesure de la tolérance de la mesure sensibilité. La première contient aussi les paramètres technologiques, la dernière dépend seulement de la construction du circuit. Pour calculer les six mesures de tolérance énumérées, un programme pour l'ordinateur RAZDAN 3 en langue ALGOL était fait. L'utilisation du programme est illustrée présentant la mesure de sensibilité de l'atténuateur et les mesures de tolérance des filtres passe-bande.

CDU 621.396.74.029.6:654.195.6.021:65.011.44

Dr. Cserny, L.:

Chiffres de mesure de l'efficacité des systèmes de radiodiffusion VHF/UHF

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 9.

Le but de l'article est la détermination des chiffres de mesure lesquels, éliminant les irrégularités de la zone couverte, donnent des résultats plus réels concernant l'efficacité des systèmes de radiodiffusion.

CDU 621.317.322.089.6

Perényi, B.—Sass, J.:

Mesure des tensions alternatives

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 9.

Après avoir précisé les problèmes des définitions et des termes, l'article spécifie des appareils de haute précision pour le mesurage des tensions alternatives. Des appareils de mesure à thermocouple indiquant les valeurs effectives réelles, des instruments à croix thermique actifs et passifs et des étalons de tension bolométriques seront discutés. L'article présente également le principe de fonctionnement du voltmetre compensé à diode construit pour effectuer des mesures de comparaison dans les pays de COMECON et ses caractéristiques en haute fréquence. Il rend compte des résultats des mesures de comparaison internationales importantes effectuées dans l'Office National des Mesures.

Az



ajánlata:



**modern
telefon-
készülékek
különféle
kivitelben**

Központi telepes telefonkészülékek

- számtárcsával vagy anélkül
- számtárcsával és földnyomó-gombbal
- alulról megvilágított számtárcsával
- hívóáram-indikációval
- titkárnyi és igazgatói telefonkészülékek
- érmés távbeszélők

Helyi telepes telefonkészülékek

- íróasztali telefonkészülékek
- szerelők telefonkészülékei

Házi távbeszélők, belső beszélgetésekhez

- magánlakásokban
- hivatalokban

Kaputelefonok

Ezenkívül:

- automata előfizetői alközpontok
- kézi kapcsolású berendezések, helyi és központi teleppel
- kézi kapcsolású berendezések, konferenciák és a diszpécsterszolgálat számára



Lengyel Elektrotechnikai Külkereskedelmi
Vállalat Kft.

00-950 Warszawa, Lengyelország Czackiego 15/17

Táviratcím: ELEKTRIM-WARSZAWA

Telefon: 26-62-71 Telex: 814-351