



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXII. évfolyam
BUDAPEST

1981

12

HÍRADÁSTECHNIKA

XXXII. ÉVFOLYAM 1981. 12. SZÁM

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

TARTALOM

OSVÁTH LÁSZLÓ:	Hullámdigitális szűrők struktúrája, zaja és érzékenysége	441
	SET	450
KOVÁCS PÁL:	A szűrőnélküli torzításmérés újabb eredményei	452
	BHG—ORION—TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK	
PORPÁCZY ELEMÉR:	BK—300/N típusú 300 csatornás vivőfrekvenciás rendszer szimmetrikus kábeles vonalakra	461
PIRET ENDRE:	Mérési algoritmus ellenálláshálózatok mérésére	469
SIMON JÓZSEF— JAKUBIK BÉLA:	A televíziógyártás negyedszázada az ORION-ban	472
	Hírek üzemeinkből	475
	Tartalmi ismertetők	480

A SZÁM SZERZŐI:

OSVÁTH LÁSZLÓ okl. vill. mérnök, a BME HEI tanársegédje, KOVÁCS PÁL okl. vill. mérnök a BME HEI tanszéki mérnöke, PORPÁCZY ELEMÉR okl. vill. mérnök, a TERTA-ÁFO tervezőmérnöke, PIRET ENDRE okl. fizikus, színes televízió szakmérnök, az ORION Műszerosztály fejlesztőmérnöke, SIMON JÓZSEF okl. vill. mérnök, az ORION fejlesztési főmérnöke, JAKUBIK BÉLA okl. vill. mérnök, az ORION Általános Fejlesztési Főosztály vezetője.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

A szerkesztő bizottság tagjai:

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

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

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9—11. 1073. Telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámmal. Előfizetési díj: fél évre 114,— Ft, egész évre 228,— Ft. Egyes szám ára 19,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1839 Budapest, Postafiók 149.



Egyetemi Nyomda — 81.7388 Budapest, 1981. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

HÍRADÁSTECHNIKA

Hullámdigitális szűrők struktúrája, zaja és érzékenysége

OSVÁTH LÁSZLÓ
BME Híradástechnikai
Elektronika Intézet

A digitális szűrők vonatkozásában megfigyelhető az a jelenség, hogy a napjainkban e témában írt cikkek, tanulmányok egyre nagyobb hányada foglalkozik az eszköz felépítésének, struktúrájának kérdéseivel. Újabb és újabb szűrőstruktúrák szintézis-eljárásairól olvashatunk, melyek alapelvükben a legkülönbözőbbek, de a céljuk egy: olyan felépítésű szűrő létrehozása, amely megközelíti az ideálisan pontos működésű eszköz tulajdonságait. A digitális szűrőnek ugyanis előnyös tulajdonságai mellett néhány hátrányos sajátága is van, és ezek közül a legjelentősebbek abból a tényből fakadnak, amely a szűrőt digitálissá teszi, abból, hogy a feldolgozandó és a feldolgozott jeleket a szűrőben véges szóhosszúságú, véges pontosságú számok jelenítik meg. Ezek a sajátágok elválaszthatatlanok a digitális szűrőtől, megszüntetésük nem, csak mérséklésük lehetséges. Hatásuk csökkentésének leghatékonyabb eszköze a szűrő szóhosszúságának növelése, ez azonban költséges és növeli a feldolgozási időt is. A másik lehetőség: olyan szűrőstruktúrát — olyan számítási algoritmust — kell használni, amely kevésbé érzékeny a kiindulási adatok pontatlanságára, illetve azt csak kis mértékben növelve tükrözi a számítás eredményében.

E felismerés jegyében született meg a kezdetben egyeduralkodó kaszkád és párhuzamos struktúrájú szűrőktől teljesen eltérő felépítésű eszközök egyik legrégebbi képviselője, a hullámdigitális szűrő (wave digital filter). Cikkünkben, amely a Híradástechnika folyóiratban megjelenő sorozat 4. tagja, ezzel az eszközcsaláddal foglalkozunk. Sorozatról lévén szó, feltételezzük az [1, 2, 3] cikkek ismeretét. Fontossága miatt az ott leírtaknál kissé részletesebben érintjük a referens szűrő approximációs módszer néhány kérdését. Bemutatjuk a hullámdigitális struktúrák Fettweistől származó szintézis-eljárását [4, 5], amelyet néhány példával illusztrálunk. Ezután egyszerű hullámdigitális hálózatokban megvizsgáljuk a véges szóhosszúság hatását, különös tekintettel a kerekítési zajokra. Az általánosan alkalmazott zajmodell [3, 6] segítségével bemutatjuk, hogy a hul-

lámdigitális szűrők alaptagjaira zajtényezők értelmezhetők. E zajtényezők lehetőséget teremtenek bizonyos struktúrák kimeneti zajjellemzőinek meghatározására. Eredményünk segítségével optimális zajú hálózatok tervezhetők. Az alkalmazott módszer könnyen általánosítható. Az általánosítás során bizonyítást nyert, hogy bizonyos egységek (soros adaptorok) alkalmazása kerülendő [7].

1. Szűrőtervezés referens módszerrel

1.1. Az approximáció referens módszere

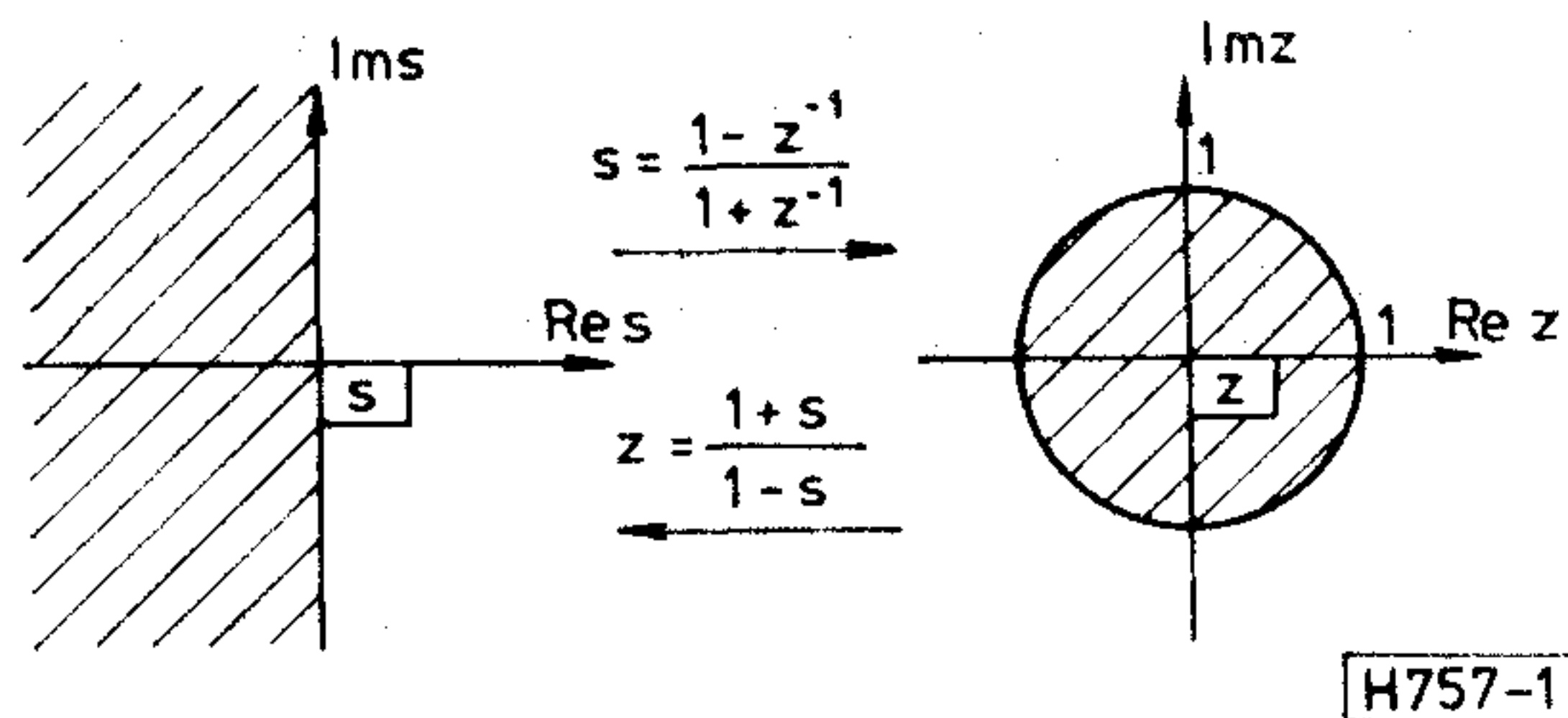
A lineáris hálózatok szintézisének első lépése a megengedett transzfer függvények meghatározása. Ez most számunkra szükségtelen, mert az alábbiakban egy transzformáció segítségével kapcsolatot építünk ki a megvalósítható analóg és digitális hálózatok transzfer függvényei között, más szóval, a digitális szűrők szintézisének első két lépését, a megengedett függvények meghatározását és az approximációs feladat megoldását az analóg szűrők körében végzett hasonló lépésekre vezetjük vissza. Hangsúlyozzuk, hogy ez a módszer nem az egyetlen [3, 8], és sok esetben nem is a legcélravezetőbb; akkor azonban, amikor fő feladatunk hullámdigitális szűrő szintézise, az approximációt így célszerű, sőt, így kell megoldanunk.

Tekintsük az (1) transzformációt [6]

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}. \quad (1)$$

Ez az összefüggés az úgynevezett bilineáris leképezés. Tulajdonságait vizsgálva megállapítható, hogy körtartó, a z -sík egységkörét az s -sík képzetes tengelyébe, a z -sík egységkörén belülre eső területet az s -sík bal félsíkja képezi le (1. ábra).

Ha $G(s)$ egy analóg szűrő átviteli függvénye, és mint ilyen, az s -sík jobb félsíkján és képzetes tengelyén pólusokkal nem rendelkezik, akkor argumentumba (1)-et helyettesítve a z -től függő $K(z)$ függvényt kapjuk. $K(z)$ minden pólusa a z -sík egységkörén belülre kerül, így ez egy stabil, megvalósítható átviteli jellemző. Ezen felül már csak az fontos



H757-1

1. ábra. A bilineáris transzformáció

számunkra, milyen lesz az egymásnak megfelelő analóg és digitális szűrő amplitudó, fázis és futási idő karakterisztikáinak kapcsolata. A digitális szűrő z -síkjának és p komplex frekvenciasíkjának összefüggését (2) adja meg [5]:

$$z = e^{pT}. \quad (2)$$

Könnyen ellenőrizhető, hogy ekkor a p - és az s -sík képzetes tengelyei között a bilineáris transzformáció az alábbi megfeleltetést hozza létre:

$$p = j\omega, \quad s = j\Omega, \quad \Omega = \tan \frac{\omega T}{2}. \quad (3)$$

Így írható, hogy

$$K(e^{j\omega T}) = G(j\Omega) \Big|_{\Omega = \tan \frac{\omega T}{2}}. \quad (4)$$

Látható, hogy a transzformáció az analóg szűrő amplitudó és fáziskarakterisztikáját periódikusan a digitális szűrő ω tengelye fölé képezi le. Ezt a 2. ábra szemlélteti egy másodfokú, Csebisev típusú szűrő amplitudó-karakterisztikáján.

Nem ilyen egyszerű a futási idő karakterisztikák összefüggése. Az analóg és digitális szűrő fáziskarakterisztikáira érvényes, hogy

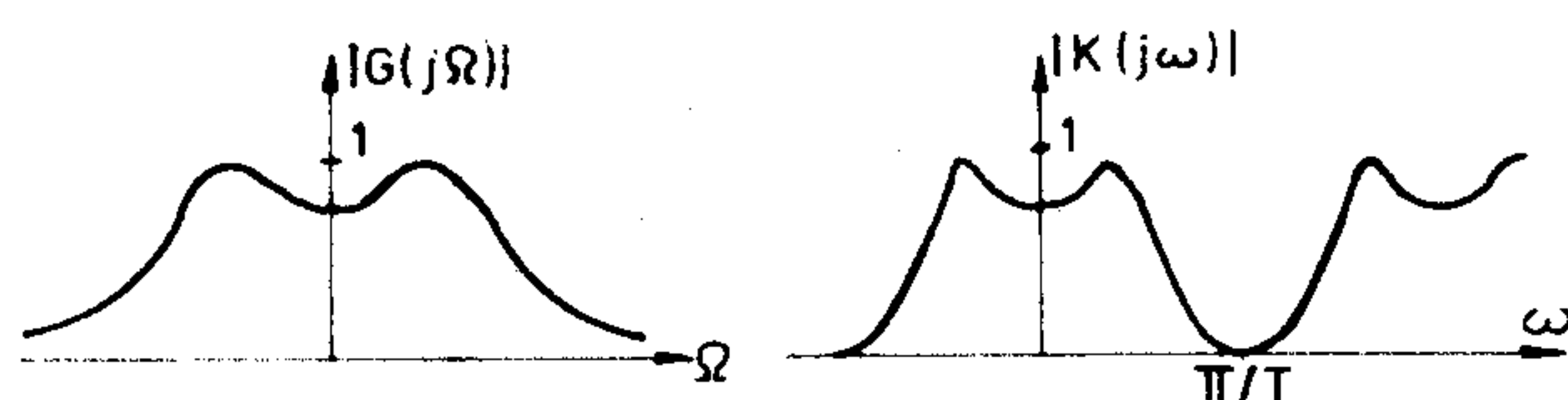
$$\varphi_K(\omega) = \varphi_G(\Omega) \Big|_{\Omega = \tan \frac{\omega T}{2}}.$$

Mindkét oldalt ω szerint deriválva, a jobb oldalon alkalmazva a láncszabályt:

$$\tau_K(\omega) = \frac{d\varphi_K}{d\omega} = \frac{d\varphi_G}{d\Omega} \cdot \frac{d\Omega}{d\omega}.$$

Az eredmény első tényezője éppen az analóg szűrő futási idő függvénye. A második tényezőben a differenciálást elvégezve kapjuk:

$$\tau_K(\omega) = \frac{1}{2} T(1 + \Omega^2) \tau_G(\Omega) \Big|_{\Omega = \tan \frac{\omega T}{2}}. \quad (5)$$



H757-2

2. ábra. Az amplitúdó-karakterisztikák kapcsolata

Eredményeinket előnyösen használhatjuk fel digitális szűrő transzfer függvényének meghatározására, ha a követelmények a szűrő frekvenciatartománybeli viselkedésére vonatkoznak. A követelményeket ugyanis a (3) összefüggéssel, esetleg (5) bevonásával az analóg szűrő Ω tartományába transzformáljuk; az s -síkon meghatározzuk a követelményeket kielégítő analóg referens szűrő transzfer függvényét, majd az (1) bilineáris transzformáció segítségével a keresett z -transzformáltat.

Az analóg referens szűrő a digitális szűrő tervezésénél általában nem játszik közvetlen szerepet. Ennek az az oka, hogy a digitális szűrő realizálása már nem támaszkodik a referens szűrő felépítésére. Hullámdigitális felépítésű szűrőknél viszont éppen az a cél, hogy a kialakított struktúra ne csak a referens szűrő átviteli jellemzőit, hanem annak felépítését is tükrözze. E törekvés azzal indokolható, hogy ekkor a származtatott digitális szűrő kerekítési zaja és érzékenysége lényegesen jobb, mint a hagyományos megvalósítási formák esetében [13, 14].

1.2. A referens szűrő elemei és felépítései

Referens hálózatainkban alapelemeknek tekintjük az ellenállást, kapacitást, induktivitást, a girátort és egy különleges négypólust, amelynek egy változata cirkulátorból és kapacitásból épül fel [7], egy másik, reciprok változata pedig a „unit element” (egység-elem) nevet viseli [4, 9]. Jelen dolgozatban a nonreciprok változattal kerülünk csak kapcsolatba, s az egyszerű hivatkozás érdekében a továbbiakban RT elemnek nevezzük. Ez az eszköz számos érdekes tulajdonsággal rendelkezik, de számunkra ezek közül csak az lényeges, hogy kimenetére $Z_i(s)$ impedanciát kapcsolva bemeneti impedanciája

$$Z_{be}(s) = R \frac{Z_i(s) + sR}{sZ_i(s) + R} \quad (6)$$

ahol R a négypólusra jellemző állandó. Könnyen látható, hogy $s = \pm 1$ esetén

$$Z_{be}(1) = R, \quad Z_{be}(-1) = -R. \quad (7)$$

Egyszerűen kimutatható, hogy tetszőleges $Z_{be}(s)$ impedanciából, amelyre a (7) egyenlőségek teljesülnek valamely R érték mellett, kiemelhető egy $R = Z_{be}(1)$ jellemezte RT elem. (6) megfordítása ugyanis

$$Z_i(s) = Z_{be}(1) \frac{sZ_{be}(1) - Z_{be}(s)}{sZ_{be}(s) - Z_{be}(1)} \quad (8)$$

éppen az $s = 1$ helyen értelmezett Richard-transzformáció [10], amely a tett feltételek mellett az eredetnél kisebb fokszerű, pozitív reális impedanciát eredményez. Azonnal látható, ha $Z_{be}(s)$ reaktáns impedancia, akkor realizálható RT elemek láncokapcsolásával. Mivel a reaktáns kétpólusok impedanciája s -nek páratlan függvénye, a (7) egyenletek teljesülnek. A kétpólusból kiemelhető egy RT elem, a visszamaradó impedancia pedig az eredetnél alacsonyabb fokszerű, reaktáns impedancia lesz. Így az RT elemek kiemelése mindaddig folytatható, amíg a maradék-impedancia azonosan zérus nem lesz.

A különböző felépítésű referens szűrők között számunkra különösen fontosak a létrahálózatok. Fontosságuk abban rejlik, hogy csupán két topológiai alapstruktúrát tartalmaznak: hosszági és keresztági impedanciák láncakcsolásával épülnek fel. Kapcsolásukat a 3. ábra mutatja.

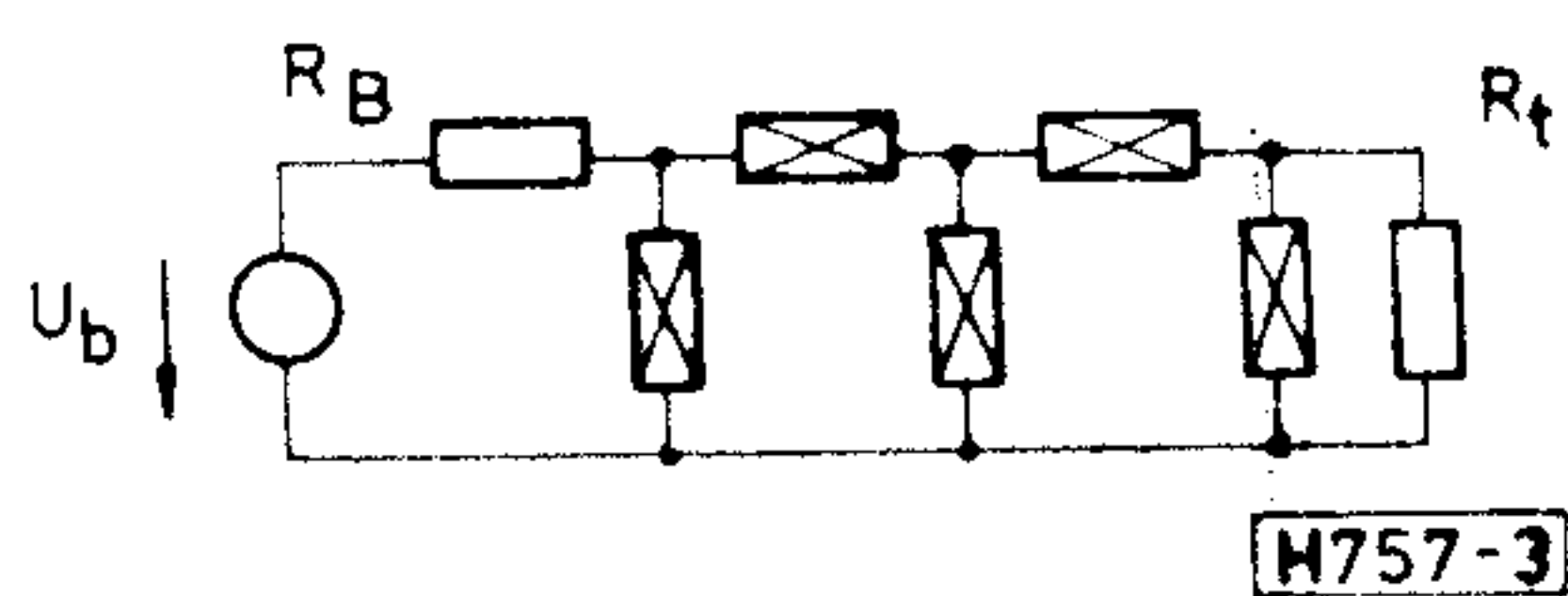
A másik, számunkra fontos struktúra a szimmetrikus négypólusok osztálya. A villamosan szimmetrikus reciproknégy pólusokat két impedancia, a hídparaméterek teljesen jellemzik [10]. Ezek tulajdonképpen a négy pólus hídakapcsolású ekvivalensében szereplő impedanciák. A hálózat be- és kimenetét ugyanakkora ellenállás zárja le, és a két oldalról látott bemeneti ellenállások, reflexiós tényezők, transzfer jellemzők is megegyeznek egymással. A hídakapcsolású ekvivalens (X-tag) a 4. ábrán látható.

2. Hullámdigitális szűrők szintézise

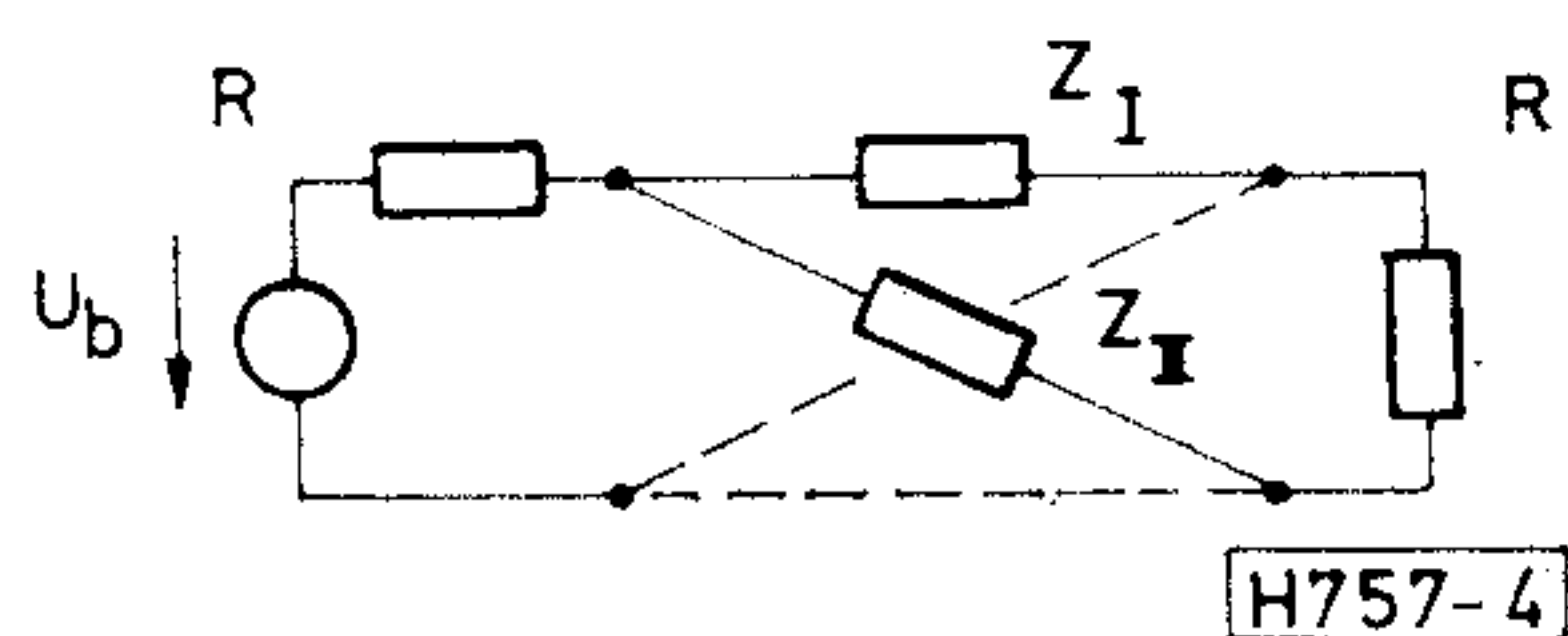
2.1. Hullámdigitális létrahálózatok

A hullámdigitális szűrők szintézisének alap gondolata tulajdonképpen igen egyszerű. Első lépése a referens szűrő realizálása, a bemenetre kapcsolt generátor és a terhelő ellenállás figyelembevételével. A nyert hálózatot egyszerű felépítésű és „szabványos” elemekre bontjuk szét. Ezek mindegyikére felírjuk az elemet leíró egyenleteket (Ohm-törvény, Kirchhoff-törvények), majd azokat alkalmas paraméterek, az ún. normalizáló ellenállások bevezetésével átalakítjuk feszültségreflexiós paraméterekkel kifejezett alakba. Ugyanígy felírjuk azokat az egyenleteket is, amelyek az egyes elemek összekapcsolódását fejezik ki. A kapott egyenletrendszer teljes mélységében jellemzi a referens szűrőt, beleértve a választott realizáció topológiáját is. Ezután az egyenletrendszert alávétjük a bilineáris transzformációnak. Ekkor a transzformált egyenletek rendszere egy olyan digitális szűrőt ír le, amelynek átviteli jellemzőit a referens szűrő megfelelő jellemzőivel a bilineáris transzformáció kapcsolja össze. A hullámdigitális szűrő szintézisének utolsó lépése a végső egyenletek, illetve azok egyes csoportjainak alkalmas realizálása.

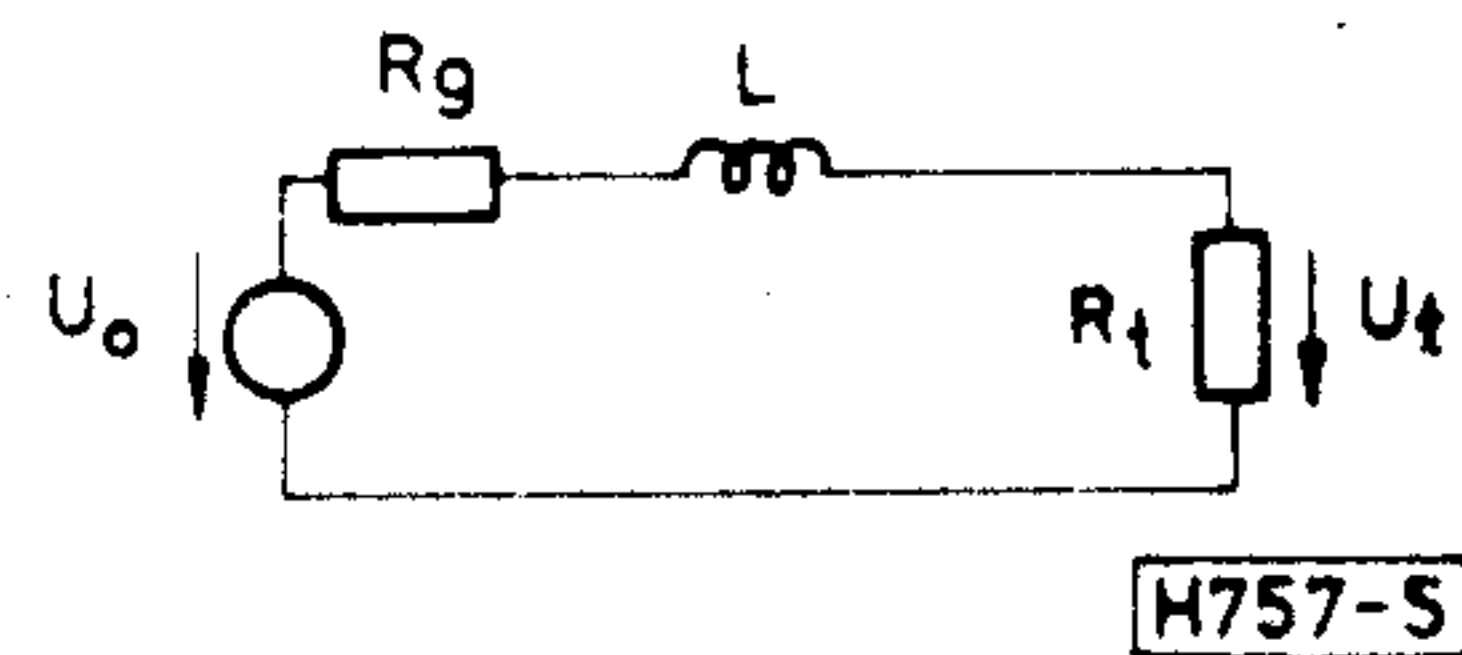
Az elmondottak pontosabb megvilágítása érdekében tekintsük az 5. ábrán vázolt létrakapcsolású referens szűrőt.



3. ábra. Létrakapcsolású referens hálózat



4. ábra. Szimmetrikus referens hálózat híd-ekvivalense



5. ábra. Analóg referens szűrő

A hálózat egy lehetséges, és céljainknak leginkább megfelelő elemekre bontását a 6. ábra mutatja. A G , L , T jelű kétpólusokat leíró egyenletek:

$$\begin{aligned} U^G &= U_0 + R_g I^G \\ U^L &= s L I^L \\ U^T &= R_t I^T \end{aligned} \quad (9a)$$

Az S jelű háromkapus elem egyenletei:

$$\begin{aligned} I_1^S &= I_2^S \\ I_2^S &= I_3^S \\ U_1^S + U_2^S + U_3^S &= 0. \end{aligned} \quad (9b)$$

Az I jelű kétkapú egyenletei pedig:

$$\begin{aligned} I_1^I &= -I_2^I \\ U_1^I &= U_2^I. \end{aligned} \quad (9c)$$

Első látásra ez utóbbi elem feleslegesnek tűnik. Látni fogjuk azonban, hogy bevezetése rugalmassá teszi a hullámdigitális szűrő elemkészletét.

Végezetül az elemek összekapcsolási egyenletei:

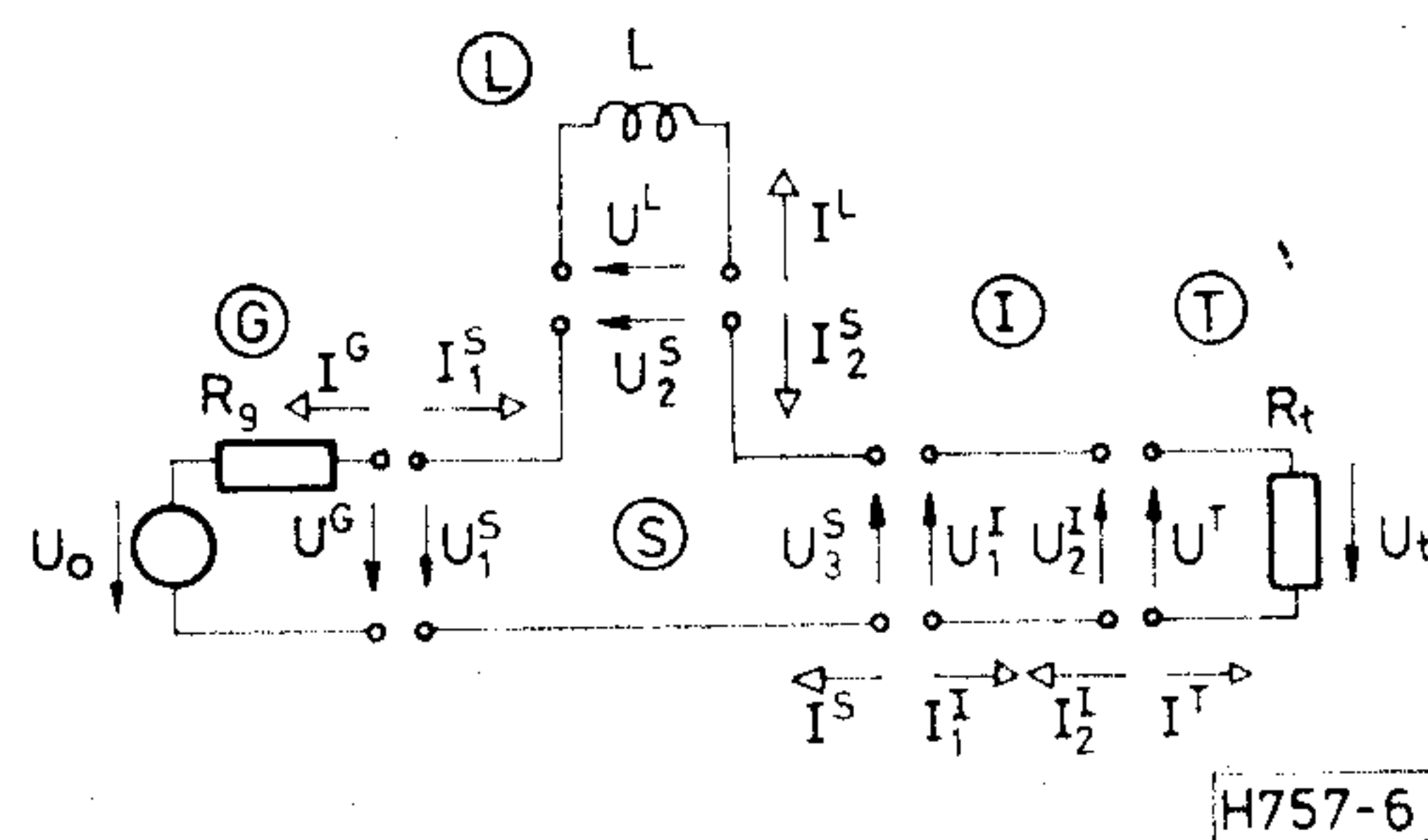
$$\begin{aligned} U^G &= U_1^S & U^L &= U_2^S & U_3^S &= U_1^I & U_2^I &= U^T \\ I^G &= -I_1^S & I^L &= -I_2^S & I_3^S &= -I_1^I & I_2^I &= -I^T \end{aligned} \quad (9d)$$

Ezután a hálózatot teljes mélységben jellemző egyenleteinket átírjuk az egyes kapuk beeső és visszavert feszültség-hullámai segítségével. A 6. ábra mérőirányaival pl. az S jelű elem 1. kapujának beeső és reflektált feszültség-hulláma:

$$A_1^S = U_1^S + R_1^S I_1^S; \quad B_1^S = U_1^S - R_1^S I_1^S.$$

Itt R_1^S pozitív állandó, a kapu normalizáló ellenállása.

A feszültség-hullámok egyenleteinek felírása előtt döntenünk kell az egyes kapuk normalizáló ellenállásainak értékéről. Legfontosabb szabály erlenézve az, hogy az egymáshoz kapcsolódó kapuk normalizáló



6. ábra. A referens szűrő felbontása elemekre

ellenállásait azonos értékűnek kell választanunk, így az összekapcsolási egyenletnek egyszerűnek, és főképpen egyszerűen realizálhatónak adódnak. További szabály, hogy kétpólusok normalizáló ellenállását a kétpólust jellemző paraméternek (ellenállás, induktivitás, stb.) megfelelően, a háromkapus elemek (pl. az S jelű) 3. kapujának normalizáló ellenállását pedig másik két kapujának normalizáló ellenállásával összefüggésben választjuk meg. Látjuk majd, hogy ezek a szabályok a keletkező egyenletek lényeges egyszerűsödését, s így a realizálás kényelmét eredményezik.

A 6. ábra egyes kapuinál a célszerű normalizáló ellenállások:

$$R^G = R_1^S = R_g \quad R^L = R_2^S = L$$

$$R_1^I = R_3^S = R_1^S + R_2^S \quad R^T = R_2^I = R_t.$$

A kétpólusok egyenletei a feszültség-hullámokkal így:

$$B^G = U_0$$

$$B^L = -\frac{1-s}{1+s} A^L \quad (10a)$$

$$B^T = 0 \quad (A^T = 2U_t).$$

Az S háromkapus elemet leíró egyenletek:

$$B_1^S = (1-\alpha)A_1^S - \alpha A_2^S - \alpha A_3^S$$

$$B_2^S = -(1-\alpha)A_1^S + \alpha A_2^S - (1-\alpha)A_3^S \quad (10b)$$

$$B_3^S = -A_1^S - A_2^S$$

ahol $\alpha = R_1^S/R_3^S$:

Az I kétkapú egyenletei pedig:

$$B_1^I = \gamma A_1^I + (1-\gamma)A_2^I$$

$$B_2^I = (1+\gamma)A_1^I - \gamma A_2^I \quad (10c)$$

ahol $\gamma = (R_2^I - R_1^I)/(R_2^I + R_1^I)$

Végül az összekapcsolási egyenletek:

$$B^G = A_1^S \quad B^L = A_2^S \quad B_1^I = A_3^S \quad B^T = A_2^I$$

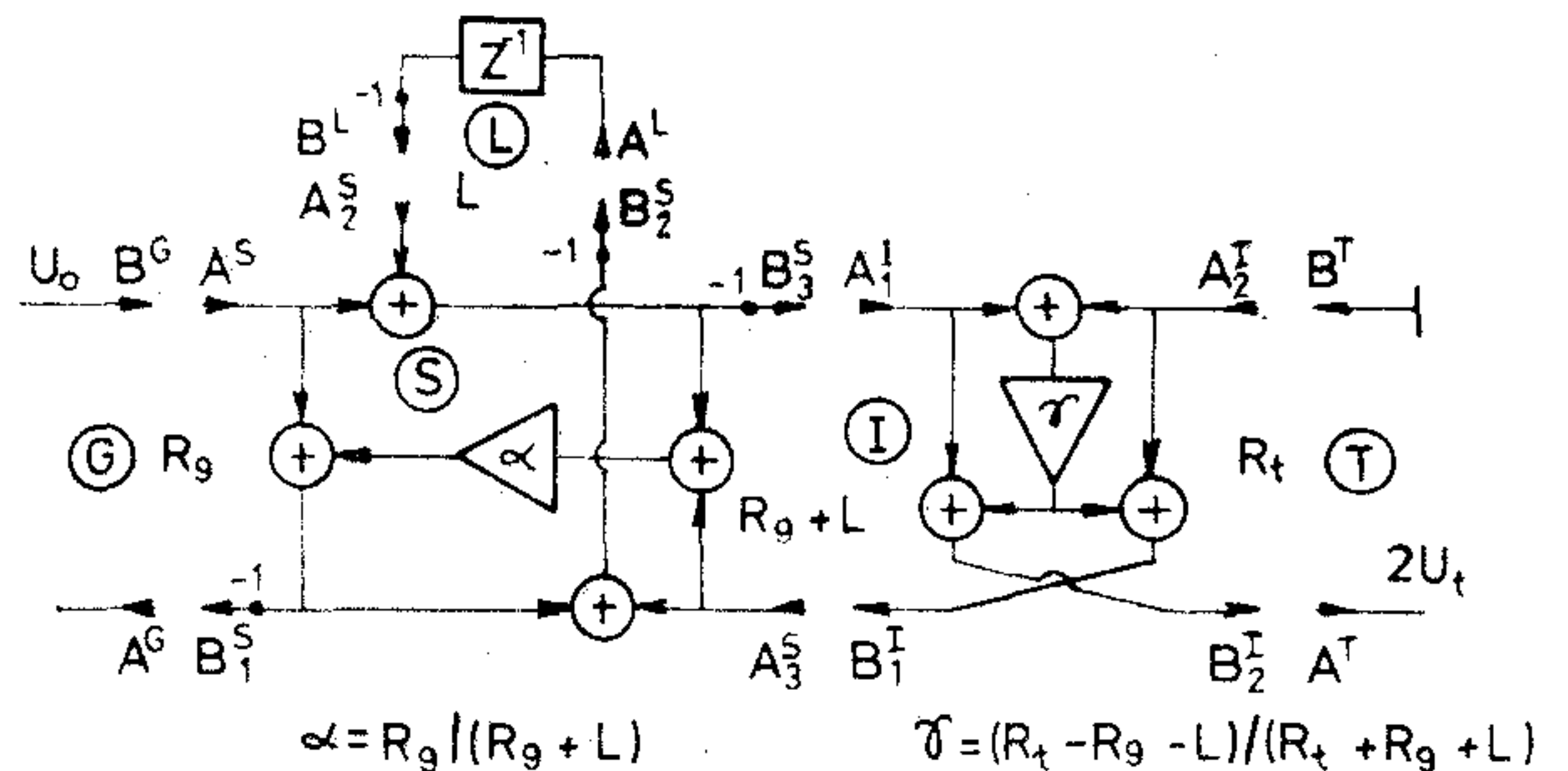
$$A^G = B_1^S \quad A^L = B_2^S \quad A_1^I = B_3^S \quad A^T = B_2^I. \quad (10d)$$

Most valamennyi egyenletünkön elvégezzük a bilineáris transzformációt. Változni csak az induktivitás egyenlete fog, de hála az alkalmas normalizáló ellenállás választásnak, nagyon egyszerű lesz:

$$B^L = -z^{-1}A^L. \quad (11)$$

Ezután már csak az egyes egyenletcsoportok realizálása van hátra. Ezt a 7. ábra mutatja.

Természetesen az egész eljárásnak csak akkor van értelme, ha a realizálni kívánt átviteli jellemző kifejezhető a hálózatban valahol fellépő feszültség-hullámok hányadosaként. Létrakapcsolású hálózatoknál mindig a referens szűrő átviteli tényezőjének bilineáris transzformáltját kívánjuk realizálni a származtatott digitális szűrővel, s ez a 7. ábrán látható A^T és B^G feszültség-hullámok hányadosaként — egy szorzóállandótól eltekintve — valóban előáll. Ez annak köszönhető, hogy a referens szűrő leírására éppen a feszültség-hullámokat választottuk.



7. ábra. Hullámdigitális szűrő

Magyarázatot igényel, miért volt olyan lényeges az, hogy S 3. kapujának normalizáló ellenállásául az

$$R_3^S = R_1^S + R_2^S$$

értéket választottuk. Ennek részben az az oka, hogy így az S hálózatelemet realizáló ún. soros adaptort csak egy paraméter, α jellemzi, s így az adaptor igen egyszerű szerkezetű. Másrészt viszont egy ilyen adaptor a 3. kapujánál bármivel lezárható, nem jön létre olyan hurok, amely legalább egy késleltetőelemet nem tartalmazna. Ez annak köszönhető, hogy a (10b) egyenletben B_3^S explicit módon A_3^S -től nem függ.

Létrakapcsolású hálózatokban lezárásként végül is csak generátor, ellenállás, induktivitás és kapacitás szerepelhet, többkapus elemként pedig csak a soros és párhuzamos kapcsolás (adaptor), illetve az átkötés (a 6. ábra hálózatában az I jelű elem) jöhet szóba. Az előbbieket fontosabb tulajdonságait az 1. táblázat, míg az utóbbiakét a 2. táblázat tartalmazza.

Ha a normalizáló ellenállások választásánál a táblázatokban feltüntetett szabályokhoz alkalmazkodunk, egy tervezési feladat során természetesen

1. táblázat.

Az analóg kétpólus	Normalizálás	Reflexós egyenlet	Realizálás	Jelképi ábrázolás
Induktivitás $I \rightarrow$ 	$R = L$	$B = -Z^{-1}A$		
Kapacitás $I \rightarrow$ 	$R = 1/C$	$B = Z^{-1}A$		
Ellenállás $I \rightarrow$ 	$R = R_t$	$A = 2U$ $B = 0$		
Generátor U_0 	$R = R_g$	$A = 2U - U_0$ $B = U_0$		

H757-T1

2. táblázat.

Az analóg hálózat	Jellemző egyenletek	Kényszerfeltétel Paraméter	Reflexiós mátrix	Elvi kapcsolási rajz	Jelképes ábrázolás
Soros kapcsolás	$I_1 = I_2 = I_3$	$R_3 = R_1 + R_2$ $\alpha = \frac{R_1}{R_3}$	$\begin{pmatrix} 1-\alpha & -\alpha & -\alpha \\ -1-\alpha & \alpha & -1-\alpha \\ -1 & -1 & 0 \end{pmatrix}$		
Párhuzamos kapcsolás	$U_1 = U_2 = U_3$	$R_3 = R_1 \times R_2$ $\beta = \frac{R_3}{R_1}$	$\begin{pmatrix} -1-\beta & 1-\beta & 1 \\ \beta & -\beta & 1 \\ \beta & 1-\beta & 0 \end{pmatrix}$		
Illesztő adaptor	$U_1 = U_2$ $I_1 = I_2$	$\gamma = \frac{R_2 - R_1}{R_2 + R_1}$	$\begin{pmatrix} \gamma & 1-\gamma \\ 1-\gamma & -\gamma \end{pmatrix}$		

H757-T2

felesleges a (10a, b, c, d) típusú bonyolult egyenletrendszer felírása, a létrakapcsolású hullámdigitális szűrő a referens szűrő kapcsolásából közvetlenül megrajzolható. Egyetlen szabadsági fok van, s ez az átkötés (illesztő adaptor) elhelyezése. Ennek eldöntése után már a normalizáló ellenállások értéke is egyértelműen határozható meg. Példaként bemutatjuk a 8. ábrán látható nem triviális referens szűrő hullámdigitális megfelelőjének tervezési lépéseit (9a, b, c, d ábra).

2.2. Rácskapcsolású hullámdigitális szűrők

Ha a referens szűrő szimmetrikus, akkor létezik hídkapcsolású ekvivalense (X-tag) [10]. A hídkapcsolásból származtatott digitális szűrőt Fettweis nyomán rácskapcsolásúnak (lattice) nevezzük [11]. A származtatás ugyanazzal a módszerrel történik, amelyet az előző szakaszban alkalmaztunk. A hálózat célszerű felbontását a 10. ábra mutatja. Most, mivel ezt az irodalomból [10] készen kapjuk, az X-tag impedanciaparaméteres leírásából indulunk ki. A 10. ábra mérőirányaival a négyfólyust jellemző egyenletek:

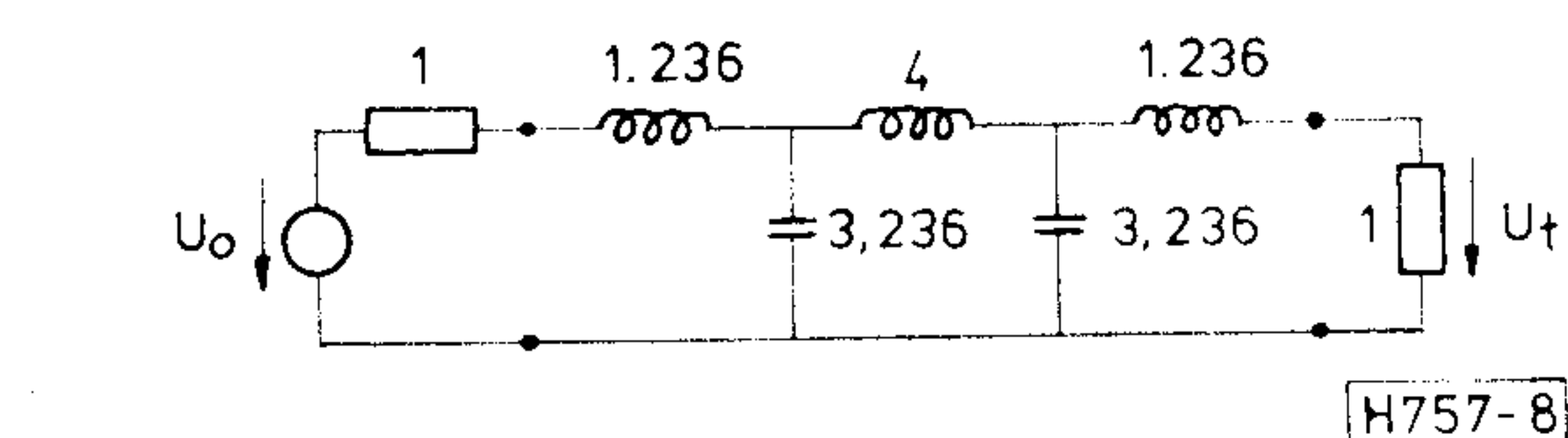
$$U_1^Z = \frac{1}{2} (Z_I + Z_{II}) I_1^Z + \frac{1}{2} (Z_{II} - Z_I) I_2^Z$$

$$U_2^Z = \frac{1}{2} (Z_{II} - Z_I) I_1^Z + \frac{1}{2} (Z_I + Z_{II}) I_2^Z.$$

A beeső és visszavert feszültség-hullámokat bevezetve, normalizáló ellenállásnak mindkét kapunál R -et választva, majd az egyenleteket átrendezve:

$$B_1^Z = \frac{1}{2} (S_{II} + S_I) A_1^Z + \frac{1}{2} (S_{II} - S_I) A_2^Z$$

$$B_2^Z = \frac{1}{2} (S_{II} - S_I) A_1^Z + \frac{1}{2} (S_{II} + S_I) A_2^Z.$$



H757-8

8. ábra. Létrakapcsolású, szimmetrikus referens szűrő

ahol

$$S_I = \frac{Z_I - R}{Z_I + R}; \quad S_{II} = \frac{Z_{II} - R}{Z_{II} + R}.$$

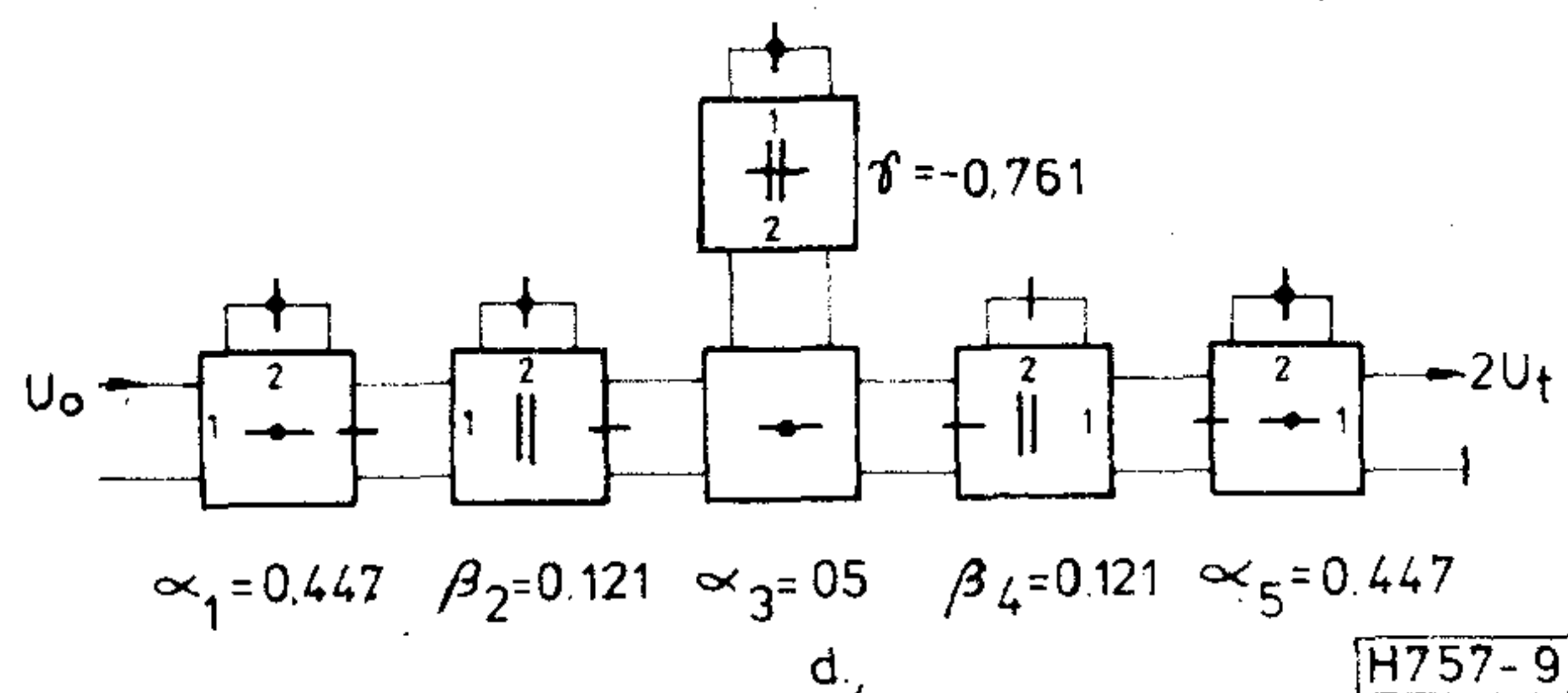
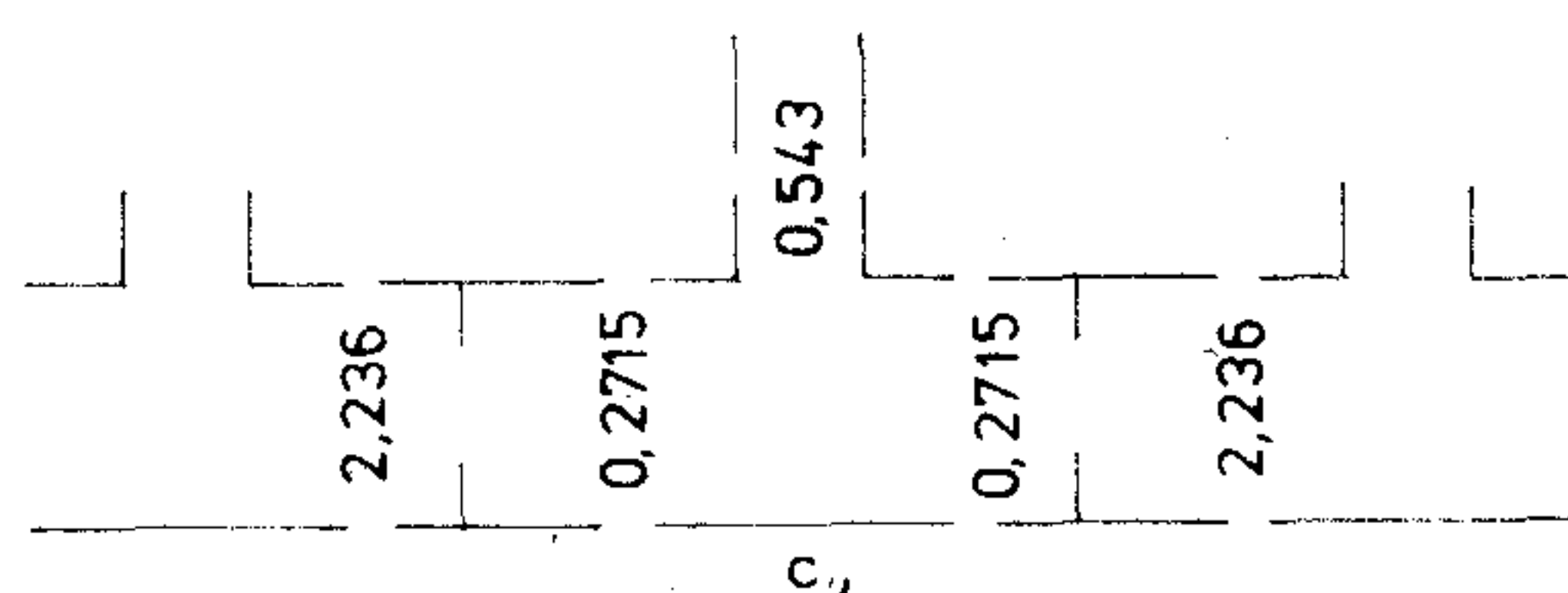
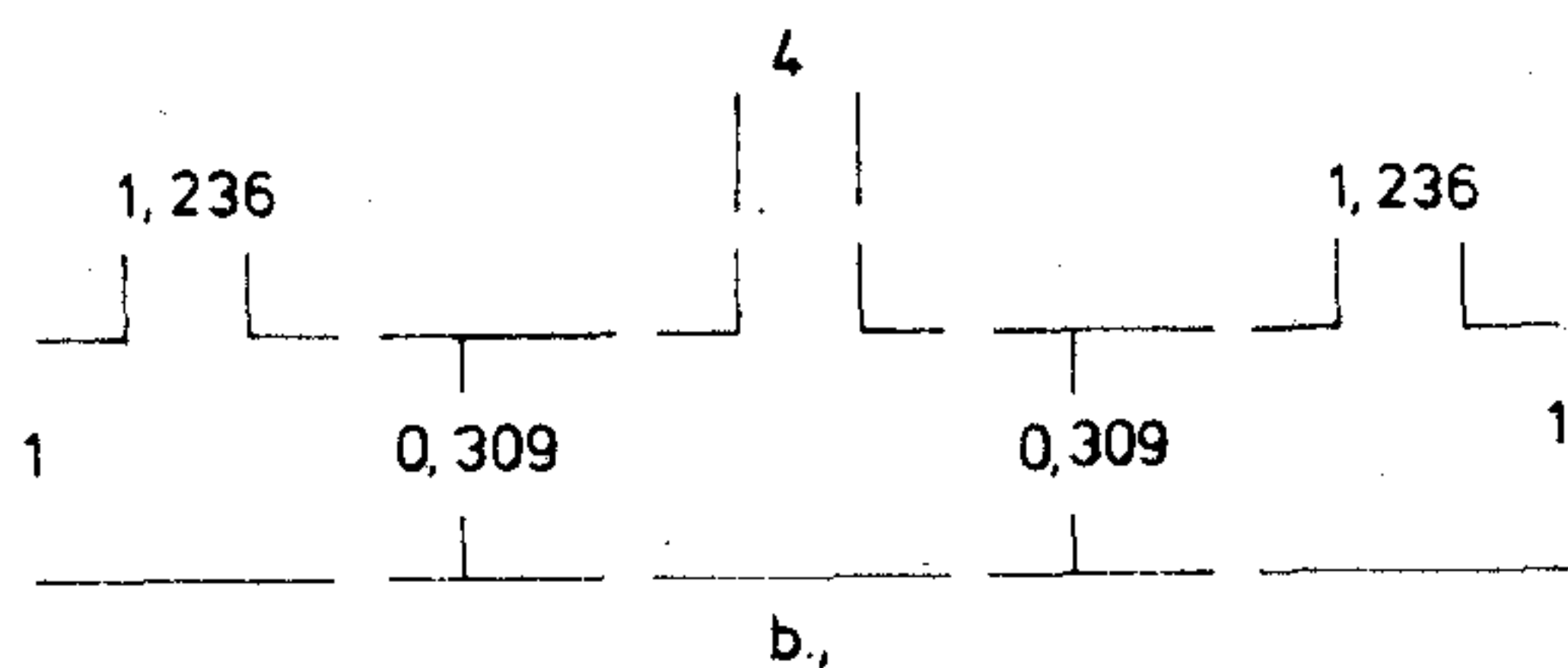
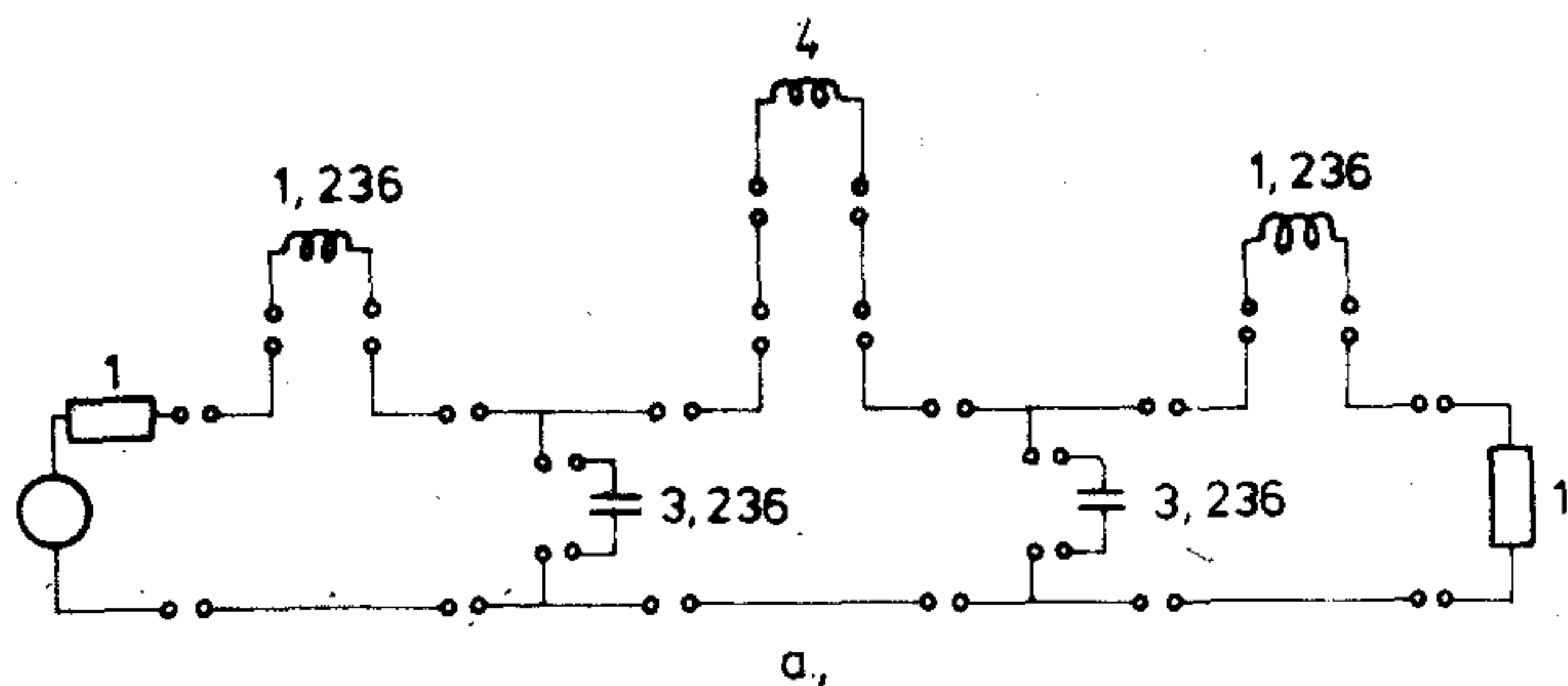
A bilineáris transzformációt elvégezve a digitális szűrőt jellemző egyenleteket nyerjük. Ha rendelkezésre állnak az S_I és S_{II} reflexiós tényezők bilineáris transzformáltjait megvalósító digitális szűrők az X-tag hullámdigitális megfelelője a 11. ábra szerinti kapcsolásban realizálható.

Az S_I és S_{II} -höz tartozó digitális szűrők a 2.1. szakaszban foglaltak szerint a Z_I és Z_{II} impedanciák valamely kanonikus realizációjából könnyen előálíthatók. További előnyös megvalósításokra ad lehetőséget az 1.2. szakaszban említett RT elem. Az ottani megállapítások értelmében reaktáns impedanciák RT elemek lánckapcsolásával is realizálhatók. Hogy az RT elem hullámdigitális megfelelőjét meghatározzuk, érdemes megvizsgálni, milyen összefüggés van az RT elem bemeneti (Z_{be}) és lezáró (Z_l) impedanciájának az $R = Z_{be}$ (1) értékű normalizáló ellenállásra vett reflexiós tényezői között.

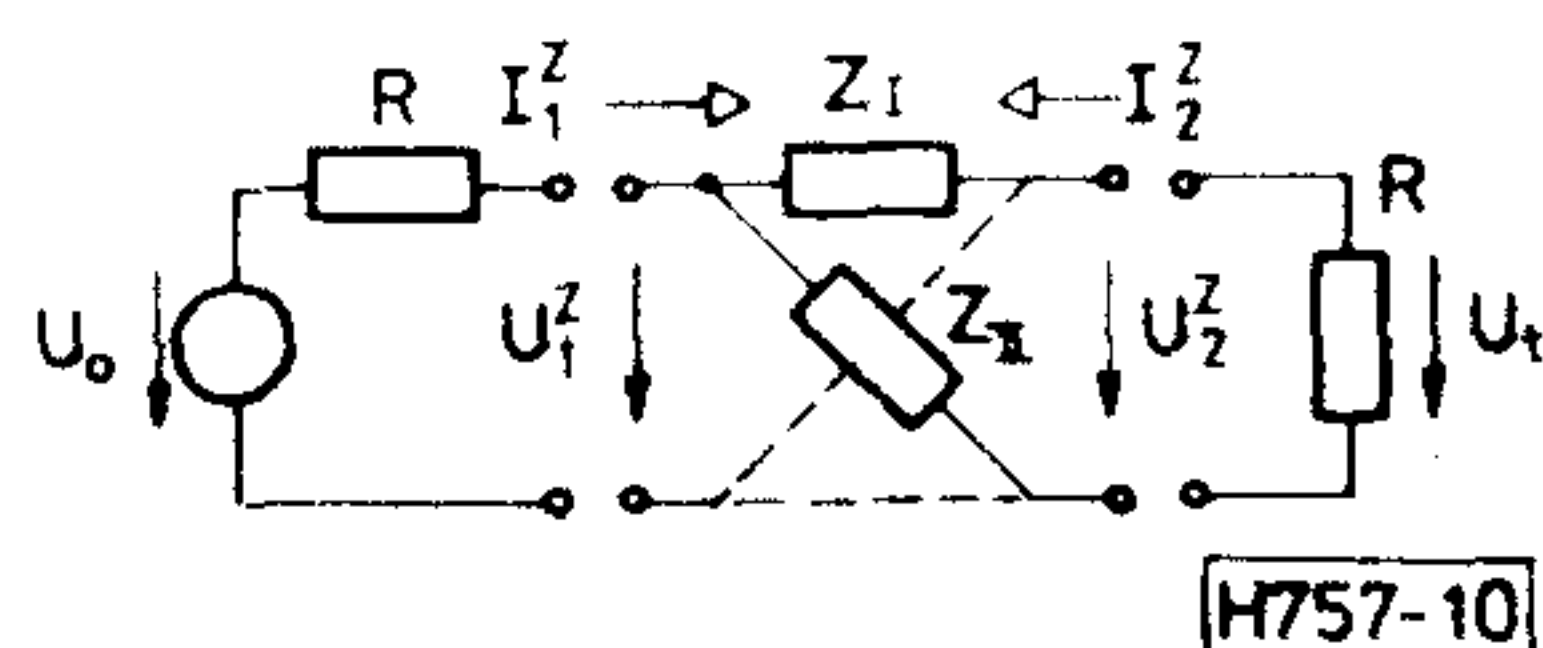
A bemeneti impedancia reflexiós tényezője:

$$S_{be} = \frac{Z_{be} - R}{Z_{be} + R}$$

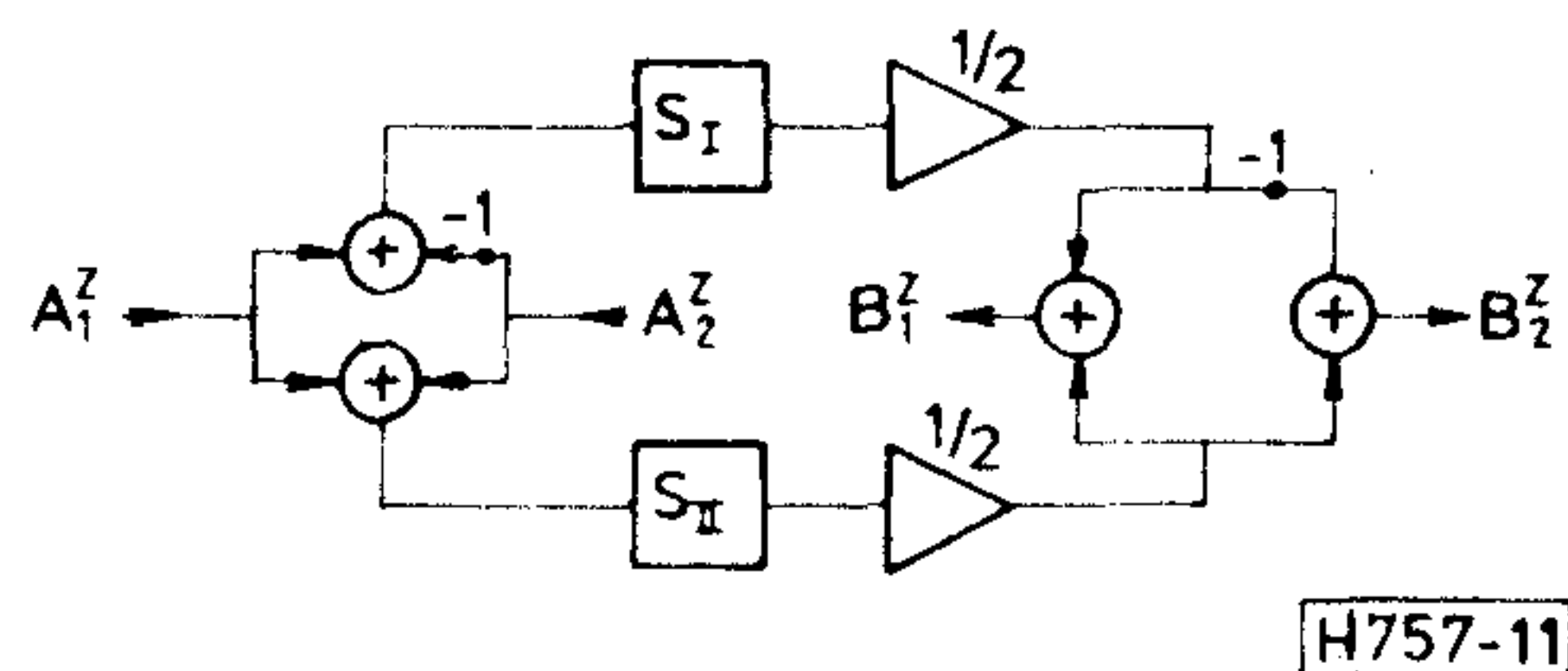
(6) behelyettesítésével:



9. ábra. Létrakapcsolású hullámdigitális szűrő tervezésének lépései



10. ábra. Hídkapcsolású referens szűrő felbontása elemekre



11. ábra. Rácskapcsolású hullámdigitális szűrő felépítése

$$S_{be} = \frac{1-s}{1+s} \frac{Z_t - R}{Z_t + R} = \frac{1-s}{1+s} S_t$$

A hullámdigitális szűrő S_{be} és S_t bilineáris transzformáltjait realizálja. Ezek között az összefüggést

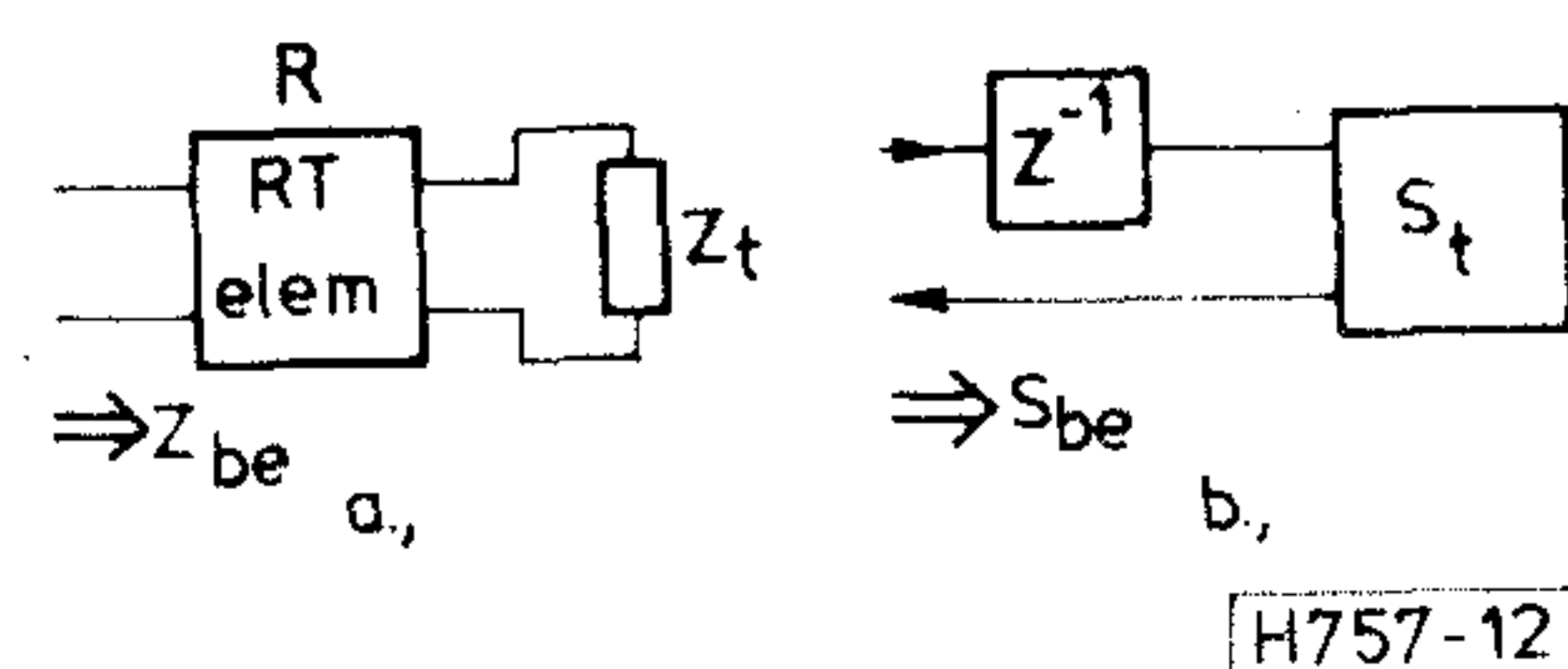
az

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

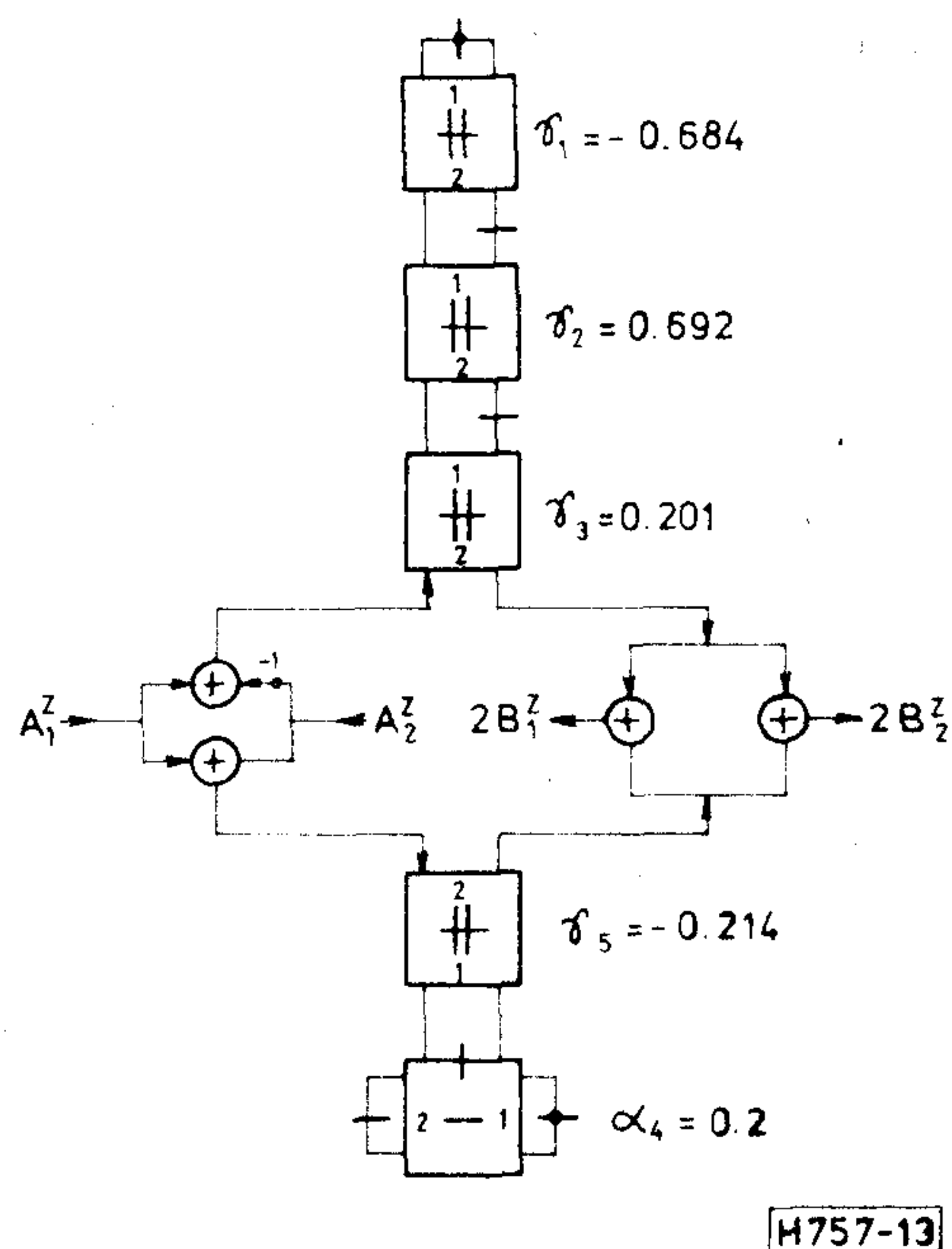
szorzótényező hozza létre. Ez egyetlen késleltető-elemmel megvalósítható, a megvalósítás módját a 12b. ábra mutatja.

A kaszkádba kapcsolt RT elemek R paramétere általában különböző. Ennek megfelelően az egyes RT elemek közé a hullámdigitális hálózatba illesztő adaptorok kerülnek (2. táblázat).

A 8. ábrán bemutatott szimmetrikus referens szűrő hullámdigitális megfelelőjét a 13. ábra mutatja. Ebben a realizációban a harmadfokú hídimpedanciát RT elemek és illesztő adaptorok realizálják.



12. ábra. RT elem és hullámdigitális megfelelője



13. ábra. Rácskapcsolású hullámdigitális szűrő

3. A véges szóhosszúság hatása RT elemes hálózatban

3.1. Illesztő adaptorok zajának jellemzői

A digitális szűrőben a jeleket megjelenítő kód-szavak hossza kötött, ezért minden szorzást egy szóhosszcsökkentő — újrakvantáló — eljárás követ. Így a szorzások eredménye általában pontatlan, s ez a szűrő kimeneti jelének torzulását okozza. A bemenő jel kvantált voltából eredően is hasonló jellegű hiba jelenik meg a szűrő kimenetén. Kézenfekvő, hogy ezeket a hibákat az ideális jelhez adódó, additív zajnak fogjuk fel. Digitális szűrők zajanalízisének

feladatunk az, hogy a hálózat struktúrájának és szorzóparamétereinek ismeretében kijelentéseket tegyünk a kimeneti kerekítési zaj (roundoff noise) valamely jellemzőjére. Jelen cikkben fixpontos aritmetikájú, kerekítéses szóhosszrövidítést alkalmazó digitális szűrőket vizsgálunk [2]. Annak érdekében, hogy a jelenségeket analitikusan kezelni tudjuk, a szorzások eredményének újrakvantálásakor keletkező additív hibajelek sorozatáról a következőket tételezzük fel:

- a hibajelek ergodikus, korrelátlán sorozatot alkotnak,
- a hibák amplitúdó-eloszlása egyenletes,
- az egyes szorzók keltette hibák függetlenek.

Feltevéseink következménye, hogy ha a hiba maximális értéke h_0 , akkor a zaj szórásnégyzete (átlagteljesítménye):

$$P_0 = \frac{1}{3} h_0^2.$$

Feltevéseink mellett igazolható az irodalomban általánosan alkalmazott, következő tétel [12]:

ha egy digitális szűrőben valamely szorzó kimenetétől a szűrő kimenetéig értelmezett átviteli függvény $K_i(z^{-1})$, akkor a szűrő kimenetén az ezen szorzó keltette zaj szórásnégyzete:

$$P_i = \frac{1}{3} h_0^2 \frac{1}{2\pi j} \oint K_i(z^{-1}) K_i(z) z^{-1} dz \quad (12)$$

és itt az integrálást a z -sík egységkörén kell elvégezni.

Ha a $K_i(z^{-1})$ átviteli függvény stabil, belátható, hogy az egységkör bizonyos környezetében

$$K_i(z^{-1}) K_i(z) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} k_j z^j \quad (13)$$

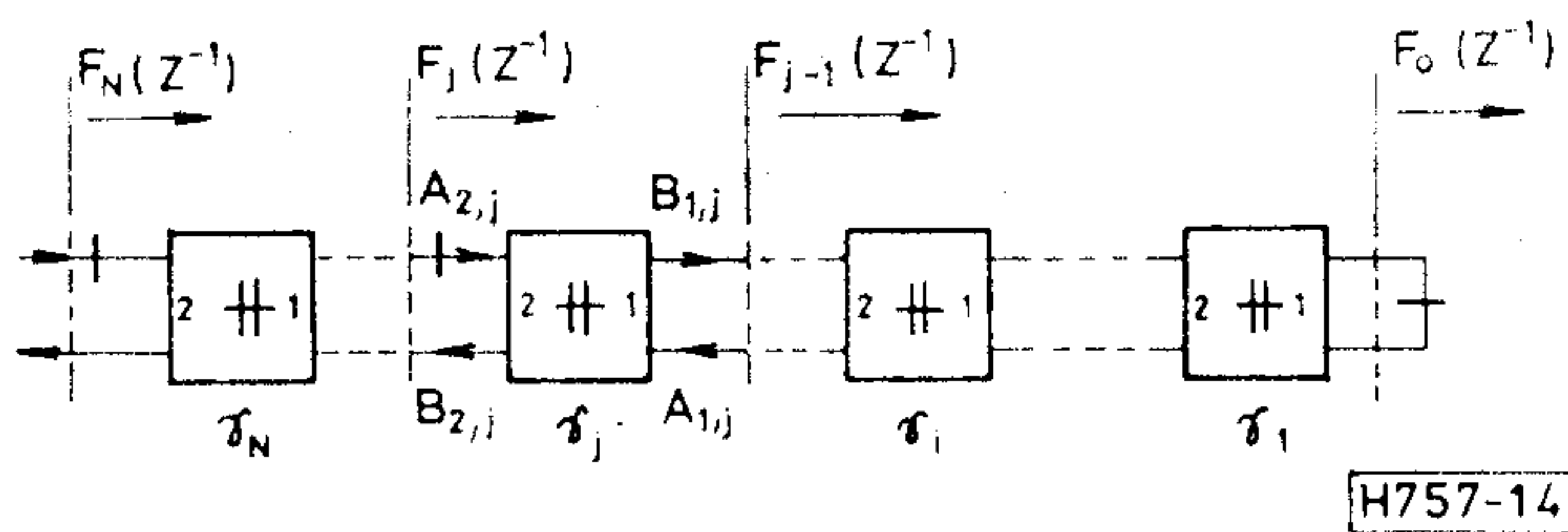
érvényes, ahol $k_{-j} = k_j$ minden j -re. Komplex függvénytanai megfontolásokból adódik, hogy (12) kifejezhető a (13) sorfejtés szabad tagjával:

$$P_i = \frac{1}{3} h_0^2 k_0. \quad (14)$$

A k_0 állandót a $K_i(z^{-1})$ zajátviteli függvény zajtényezőjének nevezzük. Figyelembe véve az egyes szorzók keltette zajok függetlenségét, a hálózat kimeneti kerekítési zajának szórásnégyzete az egyes szorzóktól származó P_i mennyiségek összege lesz.

Bár ez a zajmodell az egyetlen, amely analitikusan kezelhető, és az irodalomban általánosan elterjedt, meg kell jegyeznünk, hogy kiindulási feltételei csak korlátozott érvényűek. A modell segítségével kapott eredmények akkor közelítik jól a valóságot, ha a szűrő elegendően bonyolult. Mégis, a modell jelentősége abban áll, hogy alkalmazásával lehetőség nyílik arra, hogy a különböző realizáló struktúrák zajviszonyairól áttekintő képet kapjunk, amely — legyen bár pontatlan — értékes segítséget nyújthat a struktúra kiválasztásának feladatában.

A továbbiakban megmutatjuk, hogy bizonyos hullámdigitális hálózatok esetén ez a zajmodell igen egyszerű eredményeket szolgáltat, amelyek felhasználásával



14. ábra. RT elemes hullámdigitális kétpólus

nálásával a szóban forgó struktúrák zajra optimalizálhatók. Az alkalmazott módszer kiterjeszthető általánosabb felépítésű hullámdigitális hálózatokra is [7], most azonban ezzel nem foglalkozunk.

Tekintsünk egy RT elemekből és illesztő adaptorokból felépített struktúrát, amely legyen egy reaktáns referens impedancia hullámdigitális megfelelője (14. ábra). Az i -edik illesztő adaptor szorzójának kimenetétől a j -edik adaptor 2. kapujának kimenetéig számított átviteli függvényt $K_{i,j}(z^{-1})$ -el jelöljük. Ha az i -edik illesztő adaptor szorzójának kimenetén a hibasorozat z -transzformáltja $h_i(z^{-1})$, az ábra jelöléseivel:

$$A_{1,j} = F_{j-1}(z^{-1}) B_{1,j} + K_{i,j-1}(z^{-1}) h_i(z^{-1}). \quad (15)$$

A 2. táblázat segítségével, figyelembe véve, hogy a j -edik adaptor szorzója is termel zajt:

$$\begin{aligned} B_{1,j} &= \gamma_j A_{1,j} + (1 - \gamma_j) A_{2,j} + h_j(z^{-1}) \\ B_{2,j} &= (1 + \gamma_j) A_{1,j} - \gamma_j A_{2,j} + h_j(z^{-1}) \end{aligned} \quad (16)$$

(15)-t behelyettesítve, majd $B_{1,j}$ -t eliminálva kapjuk:

$$\begin{aligned} B_{2,j} &= \frac{F_{j-1}(z^{-1}) - \gamma_j}{1 - \gamma_j F_{j-1}(z^{-1})} A_{2,j} + \frac{1 + F_{j-1}(z^{-1})}{1 - \gamma_j F_{j-1}(z^{-1})} h_j(z^{-1}) + \\ &+ \frac{1 + \gamma_j}{1 - \gamma_j F_{j-1}(z^{-1})} K_{i,j-1}(z^{-1}) h_i(z^{-1}). \end{aligned} \quad (17)$$

Könnyen látható, hogy a bevezetett jelölésekkel:

$$F(z^{-1}) = z^{-1} \frac{F_{j-1}(z^{-1}) - \gamma_j}{1 - \gamma_j F_{j-1}(z^{-1})}. \quad (18)$$

A j -edik adaptor saját zajátviteli függvénye:

$$K_{j,j}(z^{-1}) = \frac{1 + F_{j-1}(z^{-1})}{1 - \gamma_j F_{j-1}(z^{-1})}. \quad (19)$$

Vezessük be $T_j(z^{-1})$ -et, amelyet a j -edik adaptor tranzit zajátviteli függvényének nevezünk!

$$T_j(z^{-1}) = \frac{1 + \gamma_j}{1 - \gamma_j F_{j-1}(z^{-1})}. \quad (20)$$

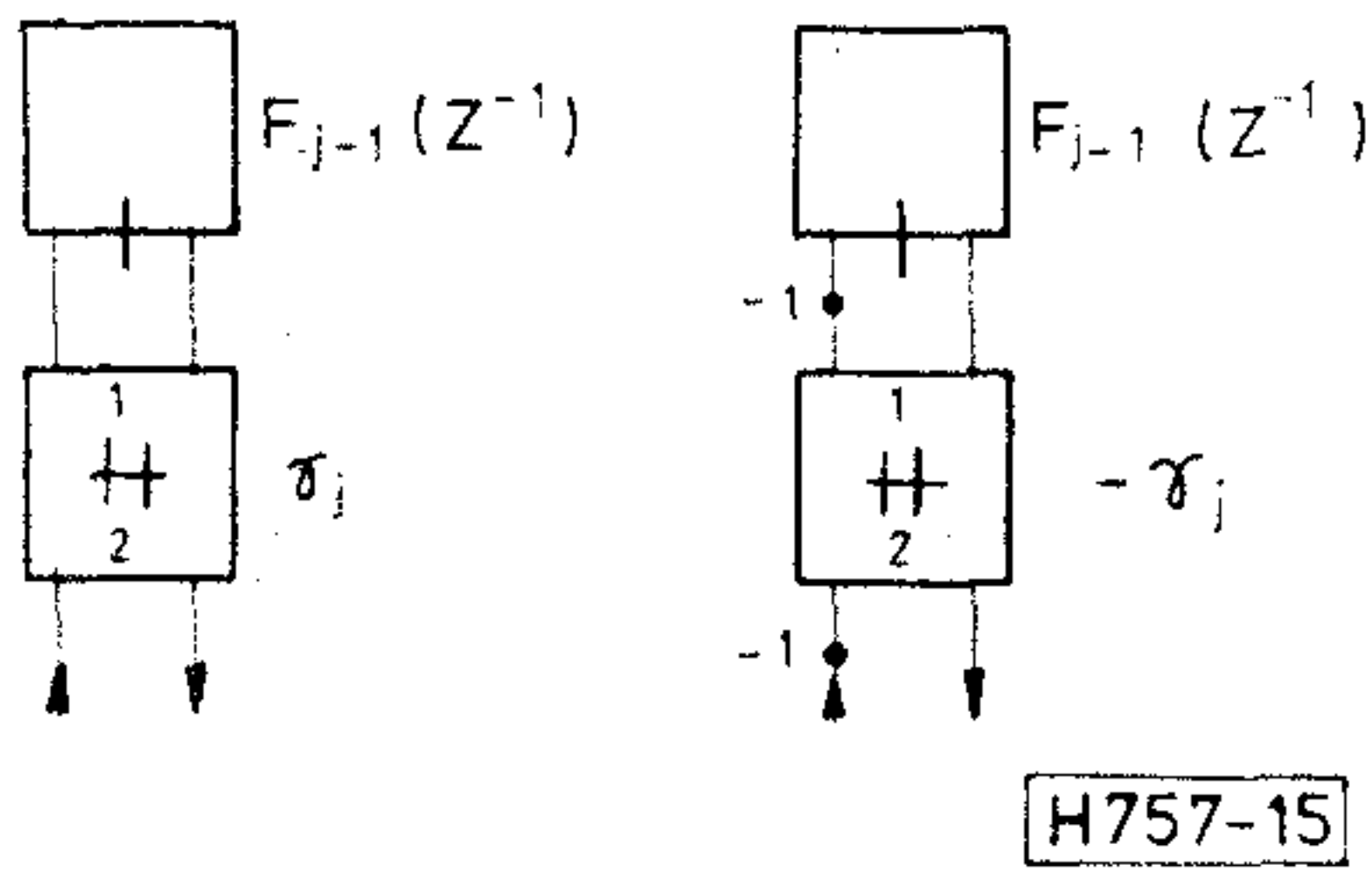
Szembetűnő, hogy (17) szerint:

$$K_{i,j}(z^{-1}) = T_j(z^{-1}) K_{i,j-1}(z^{-1}). \quad (21)$$

Először az $F_j(z^{-1})$ függvények tulajdonságait vizsgáljuk meg. A (18) összefüggés ekvivalens alakja:

$$F_j(z^{-1}) = -z^{-1} \frac{(-F_{j-1}(z^{-1}) - (-\gamma_j))}{1 - (-\gamma_j)(-F_{j-1}(z^{-1}))}. \quad (22)$$

Ez az ekvivalencia fizikailag egyszerűen interpretálható: a j -edik adaptort hullámdigitális girátorokkal fogjuk közre, és hogy az eredő transzfer függvény ne változzék, a szorzó előjelét megváltoztatjuk (15. ábra).



15. ábra. Ekvivalens hálózatok

Reaktáns referens impedancia esetén $F_0(z^{-1}) = z^{-1}$. Így:

$$F_1(z^{-1}) = z^{-1} \frac{z^{-1} - \gamma_1}{1 - \gamma_1 z^{-1}} = \frac{1}{z} \frac{1 - \gamma_1 z}{z - \gamma_1} = \frac{1}{F_1(z)}.$$

Tehát:

$$F_1(z^{-1})F_1(z) = 1.$$

Ha viszont

$$F_j(z^{-1})F_j(z) = 1, \quad (23)$$

akkor ez $j+1$ -re is teljesül, hiszen

$$\begin{aligned} F_{j+1}(z^{-1}) &= z^{-1} \frac{F_j(z^{-1}) - \gamma_{j+1}}{1 - \gamma_{j+1} F_j(z^{-1})} = \\ &= \frac{1}{z} \frac{F_j(z^{-1})(1 - \gamma_{j+1} F_j(z))}{F_j(z^{-1})(F_j(z) - \gamma_{j+1})}. \end{aligned}$$

Egyszerűsítve az adódik, hogy

$$F_{j+1}(z^{-1}) = \frac{1}{F_{j+1}(z)}.$$

Ezért reaktáns referens impedanciák esetén (23) minden j -re teljesül.

A $K_{i,j}(z^{-1})$ zajátviteli függvényt A-típusnak nevezzük, ha az egységkör valamely környezetében

$$F_j(z^{-1})K_{i,j}(z^{-1})K_{i,j}(z) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k z^{-k}. \quad (24)$$

A $z \Rightarrow z^{-1}$ cserével adódik, hogy ekkor

$$F_j(z)K_{i,j}(z^{-1})K_{i,j}(z) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k z^k. \quad (25)$$

Könnyen igazolható, hogy a (23) összefüggés teljesülése esetén bármely illesztő adaptor $K_{i,j}(z^{-1})$ belső zajátviteli függvénye A-típusú. A (18) és (19) kifejezéseket (24)-be helyettesítve ugyanis

$$F_i(z^{-1})K_{i,i}(z^{-1})K_{i,i}(z) = z^{-1}K_{i,i}^2(z^{-1})$$

amely láthatóan (24) alakú sorba fejthető.

További gondolatmenetünk szempontjából alapvető fontosságú tény, hogy ezekben a hullámdigitális struktúrákban a zajátviteli függvények (24), (25) szerinti tulajdonsága „öröklődik”. Igaz a következő

kijelentés: ha $K_{i,j}(z^{-1})$ A-típusú, akkor $K_{i,j+1}(z^{-1})$ is A-típusú. (18) és (20) alkalmazásával:

$$F_{j+1}(z^{-1})T_{j+1}(z) = z^{-1}T_{j+1}(z^{-1})F_j(z^{-1}) \quad (26)$$

(21) és (26) alapján pedig:

$$\begin{aligned} F_{j+1}(z^{-1})K_{i,j+1}(z^{-1})K_{i,j+1}(z) &= \\ &= z^{-1}T_{j+1}^2(z^{-1})F_j(z^{-1})K_{i,j}(z^{-1})K_{i,j}(z) \end{aligned}$$

amely feltételünk mellett (24) alakú sorba fejthető.

Az A-típusú zajátviteli függvények zajtényezője egyszerűen számítható. Ha $K_{i,j}(z^{-1})$ A-típusú, és zajtényezője $k_{i,j}$; $T_{j+1}(z^{-1})$ tranzit zajtényezője pedig t_{j+1} , akkor $K_{i,j+1}(z^{-1})$ zajtényezője

$$k_{i,j+1} = k_{i,j}t_{j+1} \quad (27)$$

A (20) képlet behelyettesítésével ellenőrizhető, hogy

$$\begin{aligned} T_{j+1}(z^{-1})T_{j+1}(z) &= c_{j+1}T_{j+1}(z^{-1})F_j(z^{-1}) + t_{j+1} + \\ &+ c_{j+1}T_{j+1}(z)F_j(z) \end{aligned} \quad (28)$$

ahol

$$c_{j+1} = \frac{\gamma_{j+1}}{1 - \gamma_{j+1}}, \quad t_{j+1} = \frac{1 + \gamma_{j+1}}{1 - \gamma_{j+1}}. \quad (29)$$

A (21) kifejezés és (28) segítségével írható:

$$\begin{aligned} K_{i,j+1}(z^{-1})K_{i,j+1}(z) &= \\ &= c_{j+1}T_{j+1}(z^{-1})F_j(z^{-1})K_{i,j}(z^{-1})K_{i,j}(z) + \\ &+ t_{j+1}K_{i,j}(z^{-1})K_{i,j}(z) + \\ &+ c_{j+1}T_{j+1}(z)F_j(z)K_{i,j}(z^{-1})K_{i,j}(z) \end{aligned} \quad (30)$$

(30) első sora feltételeink szerint (24), harmadik sora pedig (25) alakú sorba fejthető, hozzájárulásuk az eredő zajtényezőhöz zérus. Az eredő zajtényező egészét a második sor szolgáltatja, úgy, ahogyan azt a (27) összefüggés állítja.

Hátra van még a belső zajátviteli függvények zajtényezőjének meghatározása. A (18) és (20) egyenletek behelyettesítésével ellenőrizhető, hogy

$$\begin{aligned} K_{i,i}(z^{-1})K_{i,i}(z) &= \frac{1}{2}k_{i,i}T_i(z^{-1})F_{i-1}(z^{-1}) + k_{i,i} + \\ &+ \frac{1}{2}k_{i,i}T_i(z)F_{i-1}(z) \end{aligned} \quad (31)$$

ahol

$$k_{i,i} = \frac{2}{1 - \gamma_i} = 1 + t_i$$

$k_{i,i}$ éppen a keresett belső zajtényező, hiszen (31) első és harmadik tagjának sorfejtése szabad tagot nem tartalmaz.

Az elmondottakat összegezve megállapíthatjuk, hogy egy N darab illesztő adaptort tartalmazó RT elemes hullámdigitális kétpólusban, amely reaktáns referens impedanciából származott, az i -edik illesztő adaptor szorzójára vonatkozó zajtényező:

$$k_{i,N} = (1 + t_i) \prod_{j=i+1}^N t_j. \quad (32)$$

A kétpólus kimenetén fellépő zaj szórásnégyzete pedig:

$$P_e = \frac{1}{3} h_0^2 \sum_{i=1}^N (1+t_i) \prod_{j=i+1}^N t_j. \quad (33)$$

A t_i tranzit zajtényezők pozitív értékűek. P_e tehát akkor minimális, ha valamennyi t_i érték a lehető legkisebb. E mennyiségek a struktúra megszabta határokon belül valóban minimalizálhatók. A (22) ekvivalenciatulajdonság lehetőséget ad arra, hogy az illesztő adaptor γ_i paraméterei akár pozitív, akár negatív értéket felvegyenek. A (29) összefüggés szerint kötött $|\gamma_i|$ esetén t_i minimális, ha γ_i előjele negatív. Így kijelenthető, hogy zaj szempontjából azok az RT elemes struktúrák optimálisak, amelyekben valamennyi illesztő adaptor negatív paraméterű. Optimális struktúra zajára felső becslés is adható. Ez esetben ugyanis $t_i=1$ minden i -re, és az eredő zaj szórásnégyzete:

$$P_e = \frac{2}{3} h_0^2 N. \quad (34)$$

Gyakorlati esetekben a (24) becslés igen tág határt ad.

3.2. RT elemes struktúrák érzékenysége

Digitális szűrőkben a kalkulációt végző áramkörök véges szóhosszúságának hatása nem merül ki a kerekítési zajok megjelenésében. Maguk a szorzóállandók sem ideálisan pontosak, hanem szintén kerekített értékek lehetnek. A megvalósított szűrő átviteli karakterisztikái ezért nem ideálisak, attól lényegesen eltérhetnek. Az eltérés nemcsak a szorzóállandók pontosságától, hanem a struktúra tulajdonságaitól is függhet.

A digitális szűrőt leíró hálózatjellemző érzékenységgüggvényeit hasonlóképpen értelmezzük, mint analóg hálózatok esetén [10]. Általános esetben ezek vizsgálata bonyolult. Hullámdigitális struktúráknál belátható, hogy a digitális szűrő mintegy „öröklí” a referens szűrő érzékenységi tulajdonságait [13], ez azonban ritkán jelenti a vizsgálatok jelentős egyszerűsödését. Azokban az esetekben, amikor ezeket a vizsgálatokat elvégezték, úgy találták, hogy a hullámdigitális hálózatok jóval érzéketlenebbek az egyszerűen előállítható kaszkád és párhuzamos struktúráknál [14]. Konkrét paraméterekkel megadott szűrők esetében ezt igazolja Mitra is, amikor valamivel általánosabban bemutatja, hogy a létra (ladder) és a rács (lattice) kapcsolású szűrők érzékenységi tulajdonságai jobbakká a kaszkád kapcsolás hasonló jellemzőinél [15].

E cikkben nem vállalkozhattunk arra, hogy ennek a kérdésnek megfelelő teret szenteljünk. Most mindössze egy becslési módszert mutatunk be, melynek segítségével a 3.1. szakaszban vizsgált RT elemes digitális kétpólusok érzékenységeire adunk felső korlátot.

Tekintsük ismét a 14. ábrán felrajzolt hálózatot! A kétpólus $F_N(z^{-1})$ átviteli függvényének az i -edik illesztő adaptor szorzóparaméterére vett érzékenységgüggvénye:

$$\frac{\partial F_N(z^{-1})}{\partial \gamma_i} = \frac{\partial F_i(z^{-1})}{\partial \gamma_i} \prod_{j=1}^{N-i} \frac{\partial F_{N-j+1}(z^{-1})}{\partial F_{N-j}(z^{-1})}. \quad (35)$$

Először a szorzat első tényezőjét vizsgáljuk meg. A (18) kifejezés segítségével:

$$\frac{\partial F_i(z^{-1})}{\partial \gamma_i} = z^{-1} \frac{F_{i-1}(z^{-1}) - F_{i-1}(z)}{(1 - \gamma_i F_{i-1}(z^{-1}))(1 - \gamma_i F_{i-1}(z))}. \quad (36)$$

A (23) egyenlőségből következik, hogy

$$F_{i-1}(z^{-1}) = e^{j\varphi}, \quad F_{i-1}(z) = e^{-j\varphi}$$

a z -sík egységköre mentén. (36)-ban helyettesítve:

$$\left| \frac{\partial F_i(z^{-1})}{\partial \gamma_i} \right| = \frac{|2 \sin \varphi|}{1 + \gamma_i^2 - 2\gamma_i \cos \varphi}. \quad (37)$$

Kifejezésünk szélsőértéket vesz fel, ha

$$2 \cos \varphi (1 + \gamma_i^2 - 2\gamma_i \cos \varphi) - 4\gamma_i \sin \varphi = 0.$$

Ezt az egyenletet megoldva:

$$\cos \varphi = \frac{2\gamma_i}{1 + \gamma_i^2}, \quad \sin \varphi = \frac{1 - \gamma_i^2}{1 + \gamma_i^2}.$$

Visszahelyettesítve (37)-be, kapjuk, hogy

$$\left| \frac{\partial F_i(z^{-1})}{\partial \gamma_i} \right| \leq \frac{2}{1 - \gamma_i^2}. \quad (38)$$

Hasonló eljárást végezhetünk (35) többi tényezőjének vizsgálatánál is. A végeredmény:

$$\left| \frac{\partial F_N(z^{-1})}{\partial \gamma_i} \right| \leq \frac{1 + |\gamma_j|}{1 - |\gamma_j|}. \quad (39)$$

A (38) és (39) képletek a szorzóparaméterek előjelétől független eredményt adnak. A végső becslést ezen eredmények felhasználásával kaphatjuk:

$$\left| \frac{\partial F_N(z^{-1})}{\partial \gamma_i} \right| \leq \frac{2}{1 - \gamma_i^2} \prod_{j=1}^{N-i} \frac{1 + |\gamma_j|}{1 - |\gamma_j|}.$$

4. Összefoglalás

Cikkünkben hullámdigitális szűrők szintézisével és e szűrőosztály egy alcsoportjának analizisével foglalkoztunk, a véges szóhosszúság hatásának vizsgálatára szorítkozva.

A hullámdigitális szűrőket a referenciául szolgáló analóg szűrők segítségével származtatjuk. A hullámdigitális és a referens szűrő hálózatjellemzőit a bilineáris transzformáció kapcsolja össze, miközben a két struktúra között meglehetősen szoros összefüggés áll fenn. Szemben a többi digitális struktúrával, a hullámdigitális hálózatok esetében a referens szűrő ezért fokozott szerepet kap. Az analóg referens hálózatok szinte kizárólag a létrakapcsolású és a szimmetrikus struktúrák. A referens szűrők leszűkítése erre a két csoportra jelentősen egyszerűsíti a keletkező digitális szűrőt. Ekkor ugyanis a hullámdigitális hálózatban alaptagok értelmezhetők. Alaptagul szolgálnak a tárolóelemek és a soros, párhuzamos, illesztő adaptorok. A girátorok, RT elemek megvalósításához nincs szükség külön egységekre, hiszen ezek az elemek a többi adaptor megfelelő összekapcsolásával realizálhatók. Az alaptagok nem túl bonyolultak, és segítségükkel jó minőségű, szelektív

szűrési feladatok ellátására alkalmas szűrők hozzátok létre.

Általában megállapítható, hogy a hullámdigitális szűrő ugyanannyi tárolóelemet tartalmaz, mint a referens szűrő reaktáns elemeinek száma. Létrakapcsolású hálózatoknál a szorzók száma eggyel kisebb, mint a referens szűrő ágainak száma. Belátható, hogy a hullámdigitális struktúrák e tekintetben optimálisak. Nem minimális a hullámdigitális szűrő összeadó egységeinek a száma, ez azonban szimmetrikus hálózatoknál jelentősen csökkenthető (RT elemes hálózatok).

A véges szóhosszúság hatásával kapcsolatban a reaktáns referens impedanciákból származtatott RT adaptoros hullámdigitális kétpólusok zaját vizsgáltuk. Eredményül egy igen egyszerű összefüggés adódott, amely megadta a kapcsolatot a hálózat szorzóparaméterei és a kimeneti kerekítési zaj szórásnégyzete, átlagteljesítménye között. Felhasználásával sikerült megadnunk annak szükséges és elégséges feltételét, hogy az ily struktúrák zaja minimális legyen. Ez a feltétel sem bonyolult: valamennyi szorzóparaméter negatív értékű kell legyen. Eredményünk alkalmas arra, hogy a várható zajjelenségeket a tervezésnél figyelembe vegyük. A bemutatott vizsgálati módszer általánosítható, ez részben megtörtént [16].

Jelen dolgozatban csak éppen érintettük a toleranciák és érzékenységek kérdését; RT elemes struktúrák érzékenységére egy felső becslést adtunk meg.

Köszönöm dr. Géher Károlynak és dr. Sallai Gyulának, hogy felhívták figyelmemet erre a témára, és tanáccsal, segítőkészséggel sohasem fukarkodva munkámban irányítottak is.

I R O D A L O M

- [1] Dr. Sallai Gy.: A mintavételező (digitális) szűrők osztályozása. Híradástechnika, XXVII. évf. 7. szám, 208—214. 1976. július.
- [2] Dr. Sallai Gy.: A digitális szűrők tervezésének alapelvei. Híradástechnika, XXVII. évf. 9. szám, 257—267. 1976. szeptember.
- [3] Dr. Sallai Gy.: Direkt módszerek véges memóriájú digitális szűrők tervezéséhez. Híradástechnika, XXIX. évf. 10. szám, 289—296. 1978. október.
- [4] Fettweis, A.: Digital filter structures related to classical filter networks. AEÜ, Vol. 25. 79—89. 1971.
- [5] Sedlmeyer, A., Fettweis, A.: Digital filters with true ladder configuration. IJCTA. Vol. 1. 5. 10. 1973.
- [6] Rader, C. M., Gold, B.: Digital processing of signals. McGraw-Hill. New York, 1966.
- [7] Osváth L.: Hullámdigitális szűrők. Diplomaterv. BME, 1975.
- [8] Sallai Gy., Géher K.: Digitális szűrők. Tanulmány a Műszeripari Kutató Intézet számára. Budapest, 1974.
- [9] Fraiture, L., Neirynch, J.: Theory of unit element filters. Revue HF. Vol. 7. 325—340. 1969.
- [10] Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó. Budapest, 1972.
- [11] Fettweis, A., Levin, H., Sedlmeyer, A.: Wave digital lattice filters. IJCTA. Vol. 2. 203—211. June, 1974.
- [12] Jackson, L. B.: Roundoff noise analysis for fixed point digital filters realised on cascade or parallel form. IEEE Trans. Audio Electroacoust. Vol. 18. 107—122. June, 1970.
- [13] Fettweis, A.: Roundoff noise and attenuation sensitivity in digital filters with fixed-point arithmetic. IEEE Trans. Cir. Theor. Vol. 20. 174—175. 1973.
- [14] Crochiere, R. E.: Digital ladder structures and coefficient sensitivity. IEEE Trans. Audio Electroacoust. Vol. 20. 240—246. 1973.
- [15] 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. ASSP. Vol. 22. 326—329. 1974.
- [16] Osváth L.: Digitális szűrők időtartománybeli vizsgálata. Egyetemi doktori értekezés. BME. 1978.

A Lengyel Elektrotechnikai Egyesület (SEP) Szakértői Kamarája

A világ minden társadalmi szervezetét az alábbi két kérdés foglalkoztatja:

- hogyan lehet a lehető legjobban realizálni a szervezeti szabályzatba foglalt feladatokat,
- honnan lehet előteremteni a tevékenységhez szükséges anyagi eszközöket?

A lengyel egyesületi mozgalom gyakorlatában jelen van az intézményesített gazdasági tevékenység, s ez közvetlen választ ad az előbbieken felvetett két kérdésre. A SEP mintegy húsz évvel ezelőtt kérést nyújtott be az illetékes állami szervekhez, hogy vegyék nyilvántartásba a SEP Szakértői Kamaráját, melynek feladata szakértői és tanácsadói segítséget nyújtani a népgazdaságnak az elektrotechnika minden területén. Ez az értékes kezdeményezés a továbbiakban gyorsan továbbfejlődött. Gyors ütemben növekedett a szakértők és szakosított részlegek száma, emelkedett a Kamara forgalma és ezzel együtt megnőtt a SEP bevétele.

A SEP Szakértői Kamarája vállalat, melyhez 16 helyi csoport tartozik. A Kamara tevékenysége főként társadalmi ellenőrzést a SEP Elnöksége által ki-

nevezett többtagú Főtanács, valamint a helyi csoportok vonatkozásában a helyi csoportok tanácsa gyakorolja. A státuszban levő dolgozók foglalkoznak az adminisztrációs-pénzügyi tevékenységgel, az érdemi kérdéseket pedig a 23 szakosított részleg végzi. Ezek a részlegek felölelik az elektrontechnika minden ágát, valamint a műszaki kibernetikát, a mérő technikát, a gazdasági szervezési, üzemeltetési és munkavédelmi kérdéseket. A Kamara mellett Minősítő Bizottság működik; ennek tagjai: elnök, a szakosított részlegek vezetői, a Kamara igazgatója. Ez a bizottság vizsgálja felül a szakértői címre pályázók kérvényeit. Szakértő lehet: a SEP tagja 2 éves tagsággal és 10 éves szakmai gyakorlattal (technikusok és magiszteri címmel nem rendelkező mérnökök esetében 15 éves szakmai gyakorlattal) és kimagasló eredményekkel az adott szakterületen. A kérvényeket első fokon a helyi csoportok elnöksége bírálja el, majd az illetékes helyi csoport jóváhagyása után a Minősítő Bizottsághoz kerül.

A különösen magas képzettségű szakértők folyamodhatnak az ellenőri hatáskörért, melyet a Kamara Főtanácsa ítél oda.

A SEP Szakértői Kamarája által benyújtott szolgáltatások köre igen széles. Tipikus munkának számíthatnak az alábbiak:

- az aktuális műszak állag meghatározása,
- az elhasználódás fokának megállapítása,
- a helytelen üzemeltetés vagy a meghibásodás okainak meghatározása, esetleg a felszámolás módjainak meghatározásával,
- az elektrotechnikai berendezések veszélyességi fokának, illetve az általuk okozott balesetek okainak felmérése,
- új konstrukciók és technológiák szakértői vizsgálata (véleményezés, elbírálás laboratóriumi vizsgálatok alapján), prototípusok értékelése,
- műszaki feltételek, műszaki konstrukciós előtervek, berendezések, felszerelések vagy azok részelemei terveinek véleményezése,
- mindennemű előterv, terv, újítói javaslat (az újítás és ötlet elbírálása) véleményezése korreferálása,
- kezelési, üzemeltetési előírások terveinek kidolgozása,
- véleményezés és tanácsadás a kutatói és laboratóriumi munkahelyek létesítése és üzemeltetése tárgyában,
- véleményezés, elbírálás és részvétel az országos és nemzetközi szabványok és más szabványdokumentumok elveinek, irányelveinek és terveinek kidolgozásában,
- meghatározott felszerelések és al-egységek (választék, mennyiség stb.) iránti hazai igények elemzése,
- stúdium jellegű munkák és a szakirodalom tanulmányozása (ezen belül prognosztikai és fejlesztési kutatások),
- tanácsadás és stúdium jellegű munkák a konstrukciós és technológiai megoldások koncepciói terén,
- tanácsadás a műszaki-gazdasági prognózisok, tervek és előtervek területén,
- konzultáció,
- tudományos kutatói és a bevezetéssel kapcsolatos szakértői véleményezés,

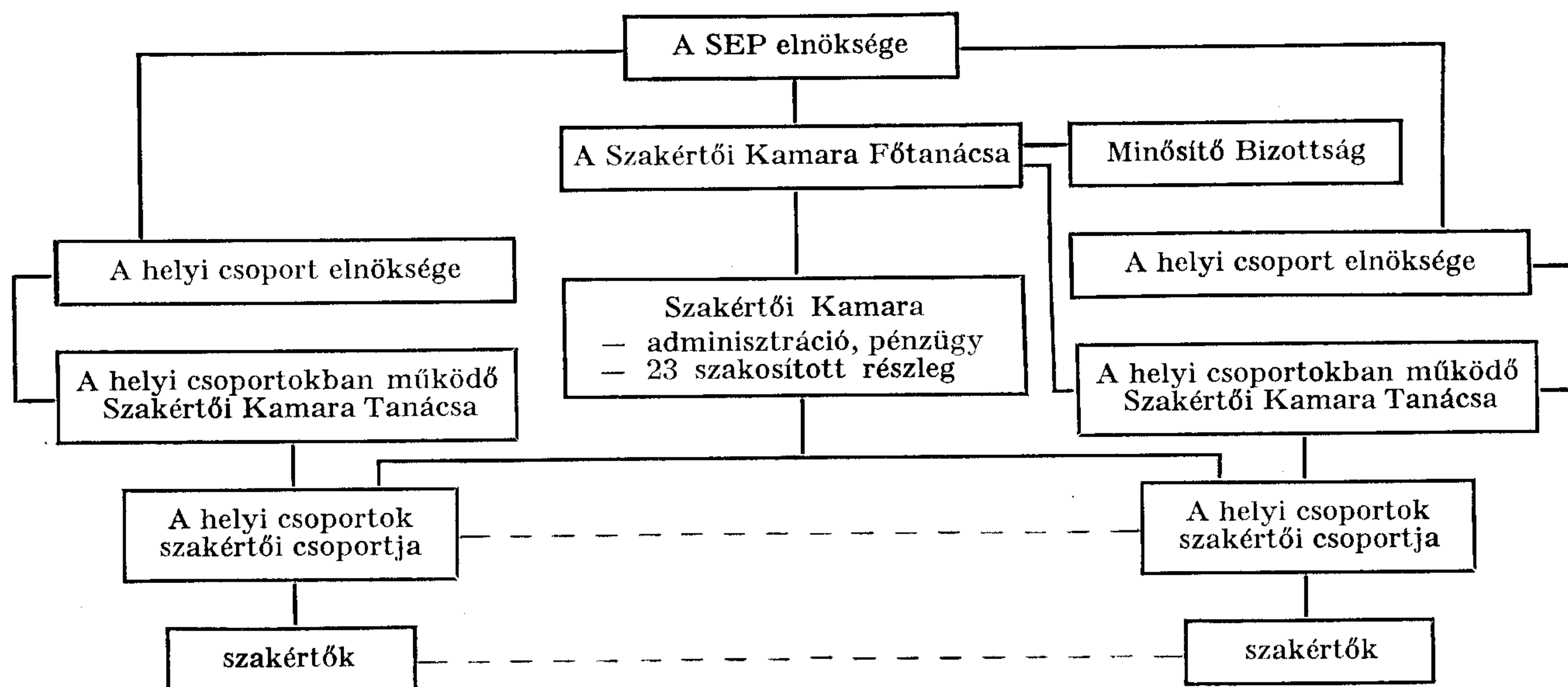
- az exporttal és antiimporttal kapcsolatos munkák,
- más szakértői és műszaki elbírálási munkák.

Külön figyelmet érdemel a technikai gondolatnak az illetékes külkereskedelmi szervekkel közösen végzett exportja. Ezt a tevékenységet a közeljövőben különösen fejlesztik. A Szakértői Kamara az alábbi módon realizálja feladatait: Az ügyfél megbízását az illetékes szakosított részleg vezetője, vagy a helyi csoport vezetője a kijelölt szakértőhöz irányítja. Ő dolgozza ki az ajánlatot és tesz javaslatot a szakértőkből, asszisztensekből és műszaki segédszemélyzetből álló csoportra, mely az adott feladat megoldására létesül. Asszisztens csak a SEP tagja lehet, a műszaki személyzettel szemben azonban nem támaszthatnak ilyen formális követelményeket.

Az együttes létszáma természetesen az adott feladat nagyságától függ. A szakértő által kidolgozott kínálatot érdemi és munkaigényességi szempontból az illetékes csoport tanácsa hagyja jóvá. Ennek alapján készül el a formális szerződés a megbízóval. Minden szakvéleményt — mielőtt a megrendelő kézhez kapja — ellenőriznek. A Kamara anyagi haszna: 40%-os felár a közvetlen munkabérhez (szakértők, asszisztensek, műszaki személyzet, ellenőr). A tarifák nagyságát az Állami Árbizottság hagyja jóvá. A Kamara bevételeinek egy részét a NOT-ba utalják át közös célokra, a maradék a SEP pénztárába kerül, ahol meghatározott arányban elosztják a helyi csoportok elnökségei között.

Az egyszerűbb műszaki munkákat és a lengyel nyelvre történő fordításokat a NOT vajdasági csoportjai mellett működő szakosított Műszaki Szolgáltatató csoportok végzik. Ebből a forrásból szintén tekintélyes összegeket nyer a NOT, de ugyanakkor lényeges és hasznos munkát végez a népgazdaság számára.

Befejezésül érdemes megjegyezni, hogy az állami és gazdasági vezetés olyan szervezeti egységnek tartja a SEP Szakértői Kamaráját, mely jogosult véleményezéseket és elbírálásokat adni az elektrotechnika területén és szakértőket kinevezni. Ugyanakkor a SEP szakértői az általuk képviselt szakág kiemelkedő, nemegyszer nemzetközi hírű szakemberei.



A szűrő nélküli torzításmérés újabb eredményei

KOVÁCS PÁL
BME Híradástechnikai
Elektronika Intézet

1. Bevezetés

A híradástechnikában a kvázilineáris — lineárisra tervezett, de kissé nemlineárisra sikerült — rendszerek nemlinearitása mértékének meghatározására a legelterjedtebb mérési módszerek a harmonikus és intermodulációs torzításmérések. Mindkét módszer frekvenciatartományban végzett analízisen alapul, szelektív mérést igényel, mely szűrő vagy szűrők segítségével realizálható. Kis torzítások automatizált mérése a mérőberendezésben bonyolult hangolóautomatikák realizálását követeli meg.

A kvázilineáris rendszerek nemlinearitása mértékének meghatározása amplitúdótartományban is elvégezhető a rendszer kimeneti jelének elsőrendű eloszlásfüggvénye az amplitúdóeloszlás vizsgálatával. Ilyen elven alapuló mérési eljárásra tesz javaslatot az [1] irodalom.

Jelen közlemény célja annak bemutatása, hogy lehet a gyakorlatban is jól használható nagy felbontóképességű automatikus torzításmérőt készíteni, mely szűrő nélkül a rendszer kimeneti jelének amplitúdóeloszlás értékeiből származtatja a gyakorlat számára elfogadott k_2 , k_3 és k harmonikus torzítási tényezőket.

2. A mérési módszer elve

A mérési módszer matematikai alapját az amplitúdó eloszlásfüggvények nemlineáris transzformációja képezi [2, 3, 4] irodalom.

Legyen $y=g(x)$ a vizsgált rendszer dinamikakarakterisztikája, amely a $\xi(t)$ bemenő és az $\eta(t)$ kimenő jel pillanatértékei között egyértelmű kapcsolatot létesít. Ha $y=g(x)$ monoton növekvő függvény, akkor:

$$F_{\xi}(x) = F_{\eta}(y) = F_{\eta}[g(x)], \quad 2.1.a$$

illetve:

$$F_{\eta}(y) = F_{\xi}(x) = F_{\xi}[g^{-1}(y)], \quad 2.1.b$$

ahol: $F_{\xi}(x)$ a bemenő jel; $F_{\eta}(y)$ a kimenő jel amplitúdó eloszlásfüggvénye, $g^{-1}(y)$ pedig $g(x)$ inverze.

Ekkor:

$$g(x) = F_{\eta}^{-1}[F_{\xi}(x)], \quad 2.2.a$$

illetve:

$$g^{-1}(y) = F_{\xi}^{-1}[F_{\eta}(y)], \quad 2.2.b$$

azaz a nemlinearitás identifikált. A mérési feladat tehát — amennyiben a bemenő jel amplitúdóeloszlása ismert — (2.2.a) szerint a kimeneti jel eloszlásfüggvénye inverzének, (2.2.b) szerint a kimeneti jel eloszlásfüggvényének mérésére vezethető vissza. Az amplitúdó eloszlásfüggvény mérhető egyszerűbben, így a (2.2.b) egyenlet szerinti identifikálási eljárást alkalmazzuk.

3. Korlátozó feltételek

Vizsgálatainkat a következő — a gyakorlat számára is elfogadható — egyszerűsítő feltételek mellett végezzük.

3.1. Vizsgáló jel

Zérus várható értékű és szimmetrikus eloszlású. ξ momentumai a következő alakba írhatók fel:

$$M_{\xi}(\xi^{2n-1}) = 0 \quad n=1, 2, \dots \quad 3.1.a$$

$$M_{\xi}(\xi^{2n}) = c_n \sigma_{\xi}^{2n} \quad c_1=1 \quad n=1, 2, \dots \quad 3.1.b$$

ahol σ_{ξ} a vizsgáló jel effektív értéke.

Vizsgáló jelként szinuszos jelet, vagy Gauss amplitúdóeloszlású sávkorlátozott fehérzajt célszerű alkalmazni.

3.2. Vizsgált rendszer

Memóriamentes és dinamikakarakterisztikája a vizsgált tartományban az:

$$y = a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 \quad 3.2$$

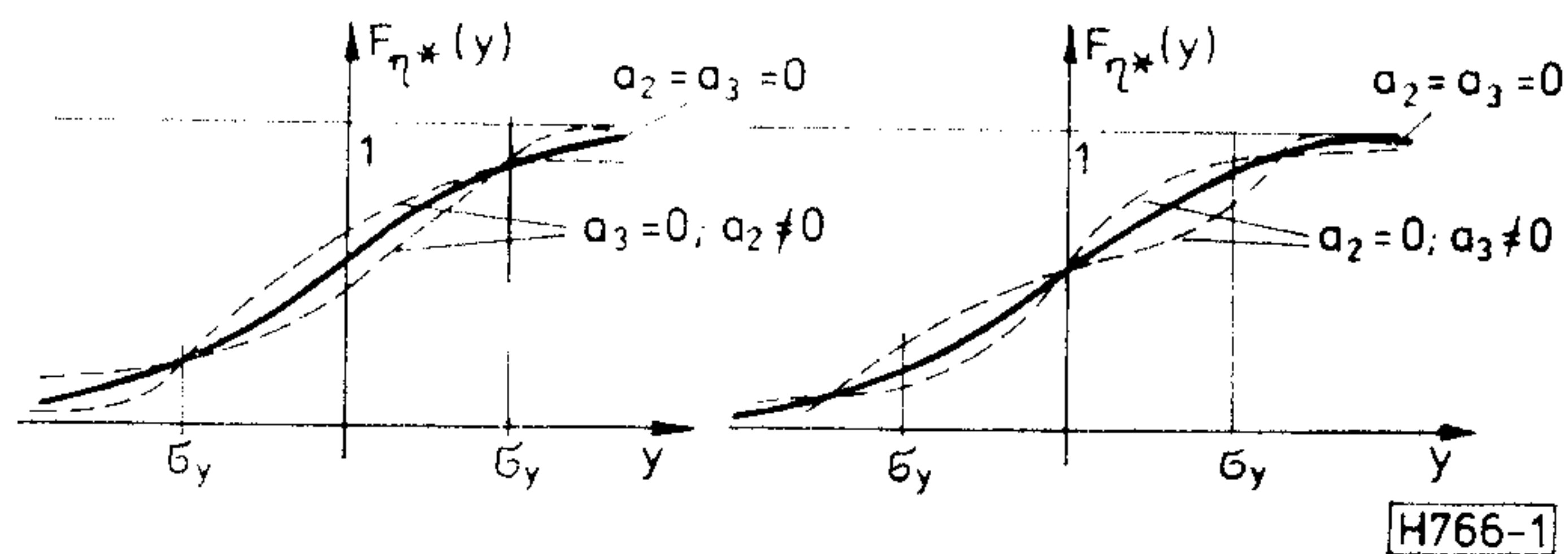
alakú Taylor sorral közelíthető. Lényeges következmény az, hogy a mérés során nem kell a teljes amplitúdó eloszlásfüggvényt felvenni, elegendő annak néhány alkalmasan választott pontját meghatározni.

A későbbi számításoknál szükség lesz a dinamikakarakterisztika inverzének és inverze deriváltjának közelítő értékére, melyeket a következő közelítő összefüggésekkel határozzunk meg:

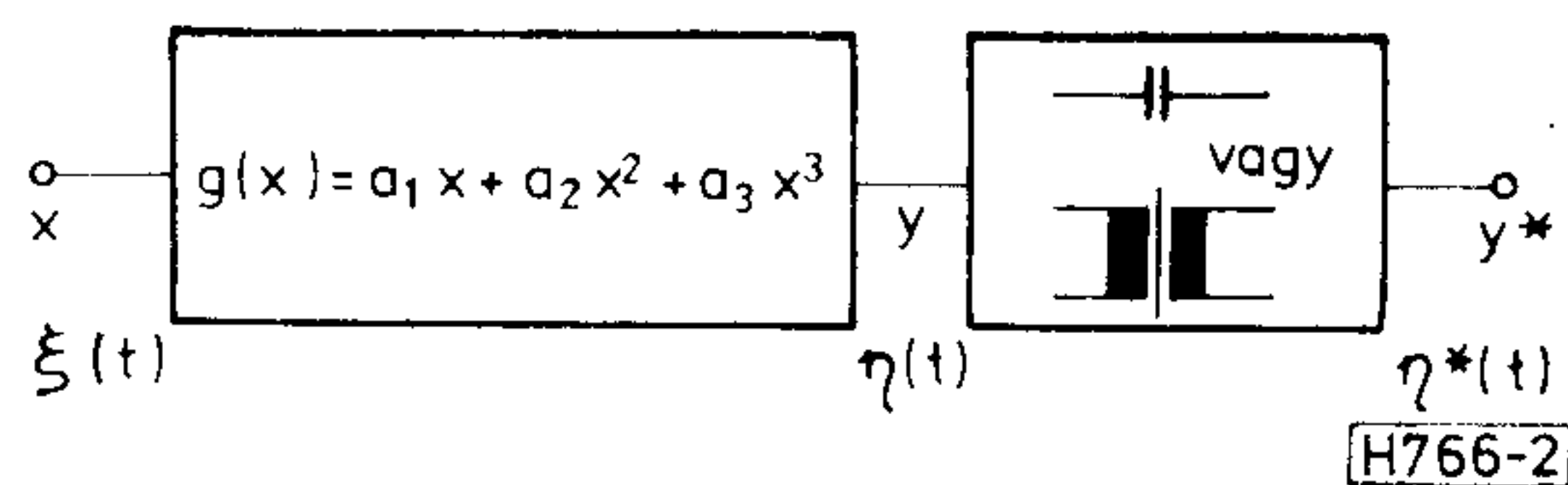
$$g^{-1}(y) \approx \frac{y}{a_1} - \frac{a_2}{a_1^3} y^2, \quad 3.3$$

$$g^{-1}(y) \approx \frac{1}{a_1} - \frac{2a_2}{a_1^3} y. \quad 3.4$$

Az Ifjúsági Konferencián, 1980. XI. 17-én elhangzott előadás alapján.



1. ábra. A vizsgált rendszer vázlata



2. ábra. Az amplitúdó eloszlásfüggvények „torzulása”

3.3 Mérési elrendezés

Egyenáramú átvitellem nem rendelkezik, melyről a mérőműszer bemenetén levő kondenzátor vagy transzformátor gondoskodik. 1. ábra.

A ξ vizsgáló és az egyenszintleválasztás utáni η^* jel pillanatértékeit összerendelő egyenlet:

$$\eta^* = g(\xi) - M_y[g(\xi)] = g(\xi) - a_2 \sigma_x^2. \quad (3.5)$$

Azaz:

$$\eta^* = a_1 \xi + a_2 [\xi^2 - \sigma_x^2] + a_3 \xi^3. \quad (3.6)$$

4. A mérési pontok megválasztása

A kimeneti jel amplitúdó eloszlásfüggvénye vizsgálati pontjainak megválasztására a [2] és [3] irodalom több módszert ismertet. A legkevesebb mérőáramkört igényli az a módszer, amely az η^* jel $y^* = 0$ és $y^* = \sigma_y$ pontokban mért amplitúdóeloszlás értékeiből származtatja a k_2 és k_3 harmonikus torzítási tényezőket. A mérési pontok ilyen választásához azok a mérések vezettek, melyeket egy az $y = a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3$ dinamika karakterisztikát megvalósító „torzító modellel” és egy amplitúdóeloszlás rajzolóval végeztünk. A vizsgáló jel Gauss amplitúdóeloszlású fehérzaj volt. A mérési eredményeket a 2. ábra szemlélteti. A mérési eredményekből úgy tűnt, hogy $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ értékét az a_2 együttható — a másodrendű torzítás — nem befolyásolja, $F_{\eta^*}(0)$ értékét pedig az a_3 együttható — a harmadrendű torzítás — nem befolyásolja.

5. Az $F_{\eta^*}(0)$; $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ amplitúdóeloszlás értékek és a harmonikus torzítási tényezők kapcsolata

Az a_1 ; a_2 ; a_3 dinamika karakterisztika együtthatók és a harmonikus torzítási tényezők kapcsolatát — kis torzítások esetén — a következő közismert összefüggések írják le:

$$k_2 = \left| \frac{a_2}{\sqrt{2}a_1} \right| \sigma_x, \quad (5.1)$$

$$k_3 = \left| \frac{a_3}{2a_1} \right| \sigma_x^2, \quad (5.2)$$

ahol σ_x a vizsgáló szinuszos jel effektív értéke.

Amennyiben meghatározzuk az $\frac{a_2}{a_1} \sigma_x$ és $\frac{a_3}{a_1} \sigma_x^2$ mennyiségeket, és $F_{\eta^*}(0)$, valamint $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ kapcsolatát, megkapjuk a harmonikus torzítási tényezőket. A számításokban szereplő függvényeket Taylor soraik első két tagjával közelítjük. A közelítés elegendő voltát mérési eredmények támasztják alá.

5.1. $\frac{a_2}{a_1} \sigma_x$ és $F_{\eta^*}(0)$ kapcsolata

Fejtsük sorba a (2.1.a) egyenletet az $x=0$ pontban.

$$F_{\xi}(0) = F_{\eta^*}(-a_2 \sigma_x^2) \simeq F_{\eta^*}(0) - F'_{\eta^*}(0) a_2 \sigma_x^2. \quad (5.3)$$

$F_{\eta^*}(0)$ értékét a (2.1.b) egyenlet deriváltjának sorfejtéséből kapjuk, felhasználva a (3.3), (3.4) összefüggéseket:

$$F'_{\eta^*}(0) \simeq \frac{1}{a_1} F'_{\xi}(0). \quad (5.4)$$

(5.3) és (5.4) összevetéséből:

$$\frac{a_2}{a_1} \sigma_x \simeq \frac{F_{\eta^*}(0) - F_{\xi}(0)}{\sigma_x F'_{\xi}(0)}. \quad (5.5)$$

A másodrendű harmonikus torzítási tényező:

$$k_2 \simeq \left| \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{F_{\eta^*}(0) - F_{\xi}(0)}{\sigma_x F'_{\xi}(0)} \right| \quad (5.6)$$

$F_{\xi}(0)$ és $\sigma_x F'_{\xi}(0)$ ismert eloszlású vizsgáló jel esetén konstansok. A $k_2 = f[F_{\eta^*}(0)]$ függvény tabellázható, és a műszerben ROM-ban tárolható.

5.2. $\frac{a_3}{a_1} \sigma_x^2$ és $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ kapcsolata

Fejtsük sorba a (2.1.a) egyenletet az $x = \sigma_x$ pontban.

$$F_{\xi}(\sigma_x) = F_{\eta^*}(a_1 \sigma_x + a_3 \sigma_x^3) \simeq F_{\eta^*}(a_1 \sigma_x) + F'_{\eta^*}(a_1 \sigma_x) a_3 \sigma_x^3. \quad (5.7)$$

Mérési eredményként $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ áll rendelkezésre. Az $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ és $F_{\eta^*}(a_1 \sigma_x)$ közötti összefüggés meghatározásához meg kell határozni σ_y és σ_x kapcsolatát. Az

$$\sigma_y = \sqrt{M(\eta^2) - M^2(\eta)}$$

összefüggés felhasználásával a levezetés részletezése nélkül:

$$\sigma_y \simeq a_1 \sigma_x + \frac{(c_2 - 1)a_2^2}{2a_1} \sigma_x^3 + c_2 a_3 \sigma_x^3 = a_1 \sigma_x + \Delta, \quad (5.8)$$

ahol c_2 a (3.1.b) egyenlettel definiált konstans. Ezek után írható:

$$F_{\eta^*}(a_1 \sigma_x) \simeq F_{\eta^*}(\sigma_y) - F'_{\eta^*}(a_1 \sigma_x) \cdot \Delta. \quad (5.9)$$

$F'_{\eta^*}(a_1 \sigma_x)$ értékét a (2.1.b) egyenlet deriváltjának

sorfejtéséből kapjuk, felhasználva a (3.3), (3.4) összefüggéseket:

$$F_{\eta^*}(a_1 \sigma_x) \approx \frac{1}{a_1} \left[F_{\xi}(\sigma_x) - F_{\xi}''(\sigma_x) \frac{a_2}{a_1} \sigma_x^2 \right] \left[1 - \frac{2a_2}{a_1} \sigma_x \right]. \quad 5.10$$

Az (5.2), (5.7), (5.9) és (5.10) egyenletek összevetéséből a harmadrendű harmonikus torzítási tényező:

$$k_3 \approx \left| \frac{1}{2} \frac{F_{\xi}(\sigma_x) - F_{\eta^*}(\sigma_x)}{[1 - c_2] \left[1 - \frac{2a_2}{a_1} \sigma_x \right] \left[\sigma_x F_{\xi}'(\sigma_x) - \sigma_x^2 F_{\xi}''(\sigma_x) \frac{a_2}{a_1} \sigma_x \right]} - \frac{1}{2} \left(\frac{a_2}{a_1} \sigma_x \right)^2 \right|. \quad 5.11$$

Ismert eloszlású vizsgáló jel esetén $F_{\xi}(\sigma_x)$, $\sigma_x F_{\xi}'(\sigma_x)$ és $\sigma_x^2 F_{\xi}''(\sigma_x)$ konstansok. $\frac{a_2}{a_1} \sigma_x$ értéke az $F_{\eta^*}(0)$ mérési eredményből számítható az (5.5) összefüggés segítségével. Sajnos k_3 a mért valószínűségeknek nem egyváltozós függvénye, tabellázása és ROM-ban való tárolása nagy memóriakapacitást igényel, a műszerbe aritmetikai elem beépítését teszi indokolttá.

6. Felbontóképesség, a méréshez szükséges idő

A $k_2 = [F_{\eta^*}(0)]$ és $k_3 = [F_{\eta^*}(0); F_{\eta^*}(\sigma_y)]$ összefüggések ismeretében meghatározhatjuk, hogy meghatározott k_2 és k_3 értékek kiméréséhez milyen felbontóképességgel kell $F_{\eta^*}(0)$ és $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ értékét mérni, és ehhez mekkora mérési idő szükséges.

Számszerű összefüggésekhez jutunk, ha az (5.6) és (5.11) összefüggésekbe az adott vizsgáló jelnek megfelelő konstansokat írjuk be. A számításokat szinuszos és Gauss amplitúdóeloszlású vizsgálójelre végezzük el.

6.1. Szinuszos vizsgálójel

Szinuszos vizsgálójel esetén:

$$F_{\xi}(0) = 0,5; \quad \sigma_x F_{\xi}'(0) = \frac{1}{\pi \sqrt{2}}; \quad F_{\xi}(\sigma_x) = 0,75,$$

$$\sigma_x F_{\xi}(\sigma_x) = \sigma_x^2 F_{\xi}''(\sigma_x) = \frac{1}{\pi}; \quad c_2 = \frac{3}{2},$$

$$k_2 \approx |\pi [F_{\eta^*}(0) - 0,5]| = \pi |\Delta P_2|. \quad 6.1$$

$$k_3 \approx \left| \frac{\pi [F_{\eta^*}(\sigma_y) - 0,75]}{1 - 3\pi \sqrt{2} \Delta P_2 + 4\pi^2 \Delta P_2^2} - \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Delta P_2^2 \right|. \quad 6.2$$

A felbontóképességre vonatkozó összefüggések:

$$\Delta[F_{\eta^*}(0)] \approx \frac{1}{\pi} \Delta k_2; \quad \Delta[F_{\eta^*}(\sigma_y)] \approx \frac{1}{\pi} \Delta k_3.$$

0,01% felbontóképességű torzításméréshez $F_{\eta^*}(0)$ és $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ értékét $\sim 3,2 \cdot 10^{-5}$ felbontóképességgel kell mérni. Az $F_{\eta^*}(0)$ és $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ valószínűségek meghatá-

rozását az $y^* = 0$ és $y^* = \sigma_y$ értékekhez tartozó alá-esési időhányadok mérésével végezzük. A mérési idő a vizsgáló jel periódusidejének egész számú többszöröse. $\Delta t = 1 \mu s$ felbontóképességű időméréssel a szükséges felbontóképességet 30 Hz-es vizsgálójel frekvenciáig egyetlen periódus mérésével biztosítani lehet. 30 Hz felett átlagmérést alkalmazunk a szükséges felbontóképesség biztosítására.

6.2. Gauss amplitúdóeloszlású vizsgáló jel

Gauss amplitúdóeloszlású vizsgáló jel esetén:

$$F_{\xi}(0) = 0,5; \quad \sigma_x F_{\xi}'(0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}; \quad F_{\xi}(\sigma_x) = 0,8413;$$

$$\sigma_x F_{\xi}'(\sigma_x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi e}}; \quad \sigma_x^2 F_{\xi}''(\sigma_x) = -\frac{1}{\sqrt{2\pi e}}; \quad c_2 = 3.$$

E módszer alkalmazásánál lényeges gyakorlati szempont az, hogy a különböző vizsgálójelekkel végzett torzításméréseknél a dinamikakarakterisztika ugyanazon szakaszát tapogassuk le, azaz a különböző vizsgálójelek azonos csúcserőértékek legyenek. A Gauss eloszlású jelben az effektív érték háromszorosánál nagyobb pillanatértékek már igen kis valószínűséggel fordulnak elő. Gauss amplitúdóeloszlású vizsgáló jel alkalmazása esetén ezért 6 dB-lel kisebb szintű jellel kell a mérést végezni, mint szinuszos jel esetén!

A konstansokat az (5.6.) és (5.11.) összefüggésekbe helyettesítve — és a szinuszhoz képest 6 dB-lel kisebb mérőszintet figyelembe véve — kapjuk:

$$k_2 \approx |2\sqrt{\pi} [F_{\eta^*}(0) - 0,5]| = 2\sqrt{\pi} |\Delta P_2| \quad 6.3$$

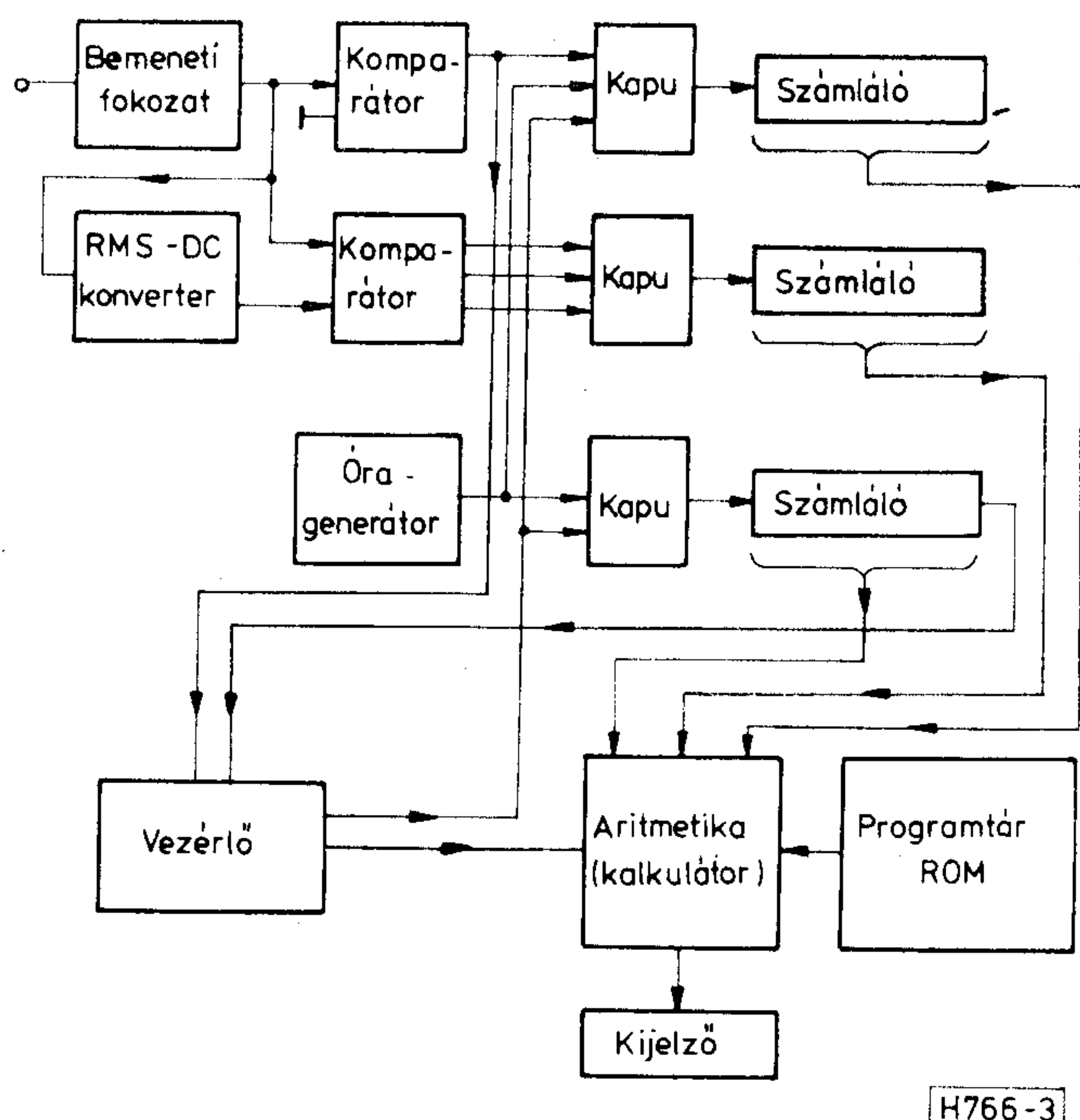
$$k_3 \approx \left| \frac{\sqrt{2\pi e} [F_{\eta^*}(\sigma_y) - 0,8413]}{1 - \sqrt{2\pi} \Delta P_2 - 4\pi \Delta P_2^2} - \pi \Delta P_2^2 \right|. \quad 6.4$$

0,1% felbontóképességű torzításméréshez $F_{\eta^*}(0)$ értékét $\sim 2,8 \cdot 10^{-4}$ $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ értékét $\sim 2,4 \cdot 10^{-4}$ felbontóképességgel kell mérni. Az $F_{\eta^*}(0)$ és $F_{\eta^*}(\sigma_y)$ valószínűségek meghatározását a kimeneti jel periodikus mintavételezésével végezzük. Legyen a független minták száma N , és n_0 azon minták száma, melyek az $y^* = 0$, és n_{σ_y} azon minták száma, amelyek az $y^* = \sigma_y$ érték alá esnek. Ekkor:

$$F_{\eta^*}(0) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{n_0}{N} \quad \text{és} \quad F_{\eta^*}(\sigma_y) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{n_{\sigma_y}}{N}.$$

Véges N mintaszámig végezve a mérést, a mérés relatív szórása binomiális eloszlásból számítható. $F_{\eta^*}(0)$ mérésekor:

$$\frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{1 - F_{\eta^*}(0)}{F_{\eta^*}(0)}}$$



3. ábra. A mérőműszer blokkvázlata

a kívánt felbontóképességhez szükséges mintaszám becslése:

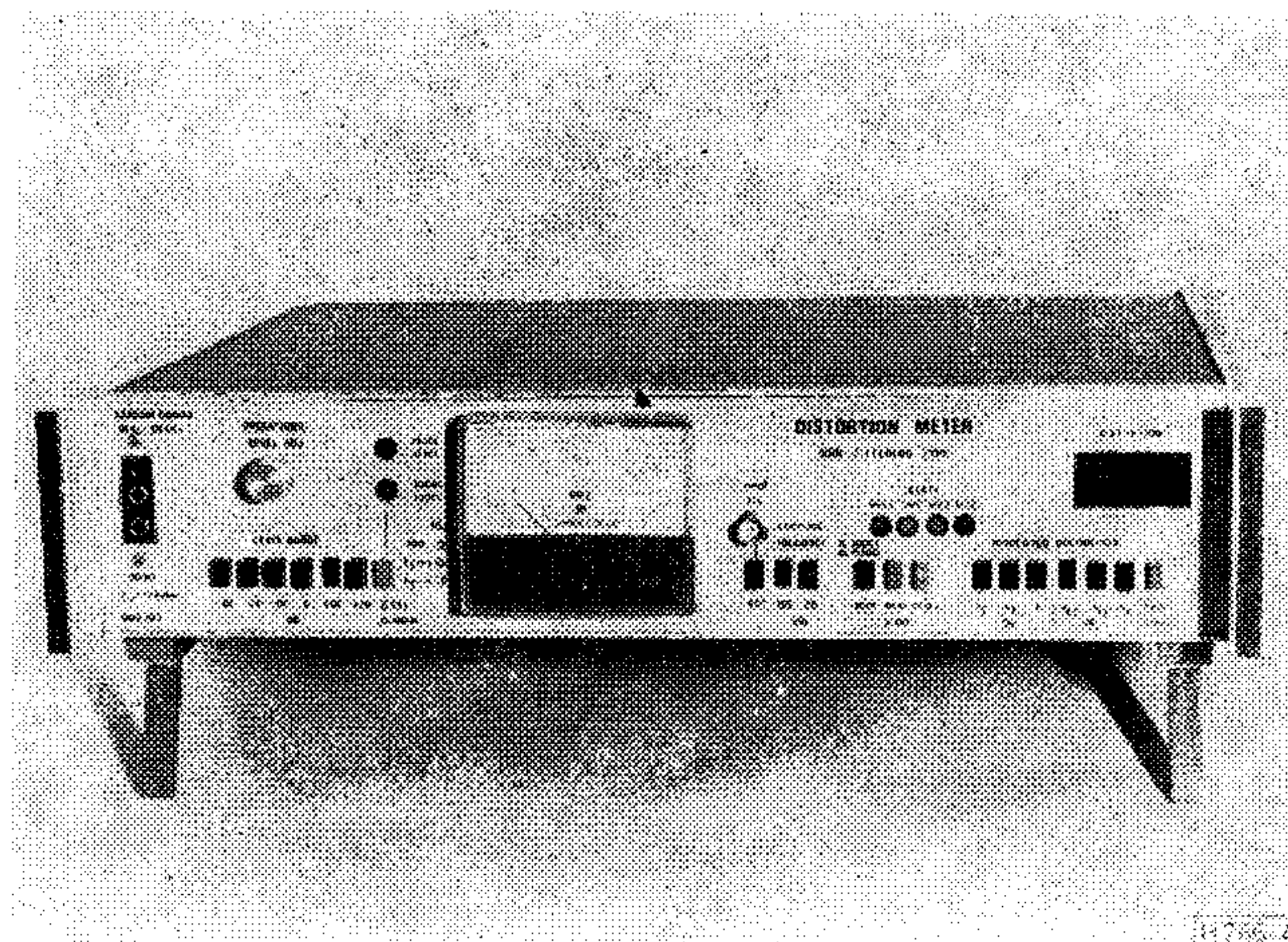
$$\frac{3}{\sqrt{N}} < 2,8 \cdot 10^{-4} \rightarrow N \sim 10^8.$$

Az ehhez tartozó mérési idő 20 kHz sávszélességű zaj esetén 10^2 s nagyságrendű.

7. A mérőműszer blokkvázlata, megvalósítás

A mérőműszer blokkvázlatát a 3. ábra mutatja. A struktúra egyaránt alkalmas szinusz vagy Gauss eloszlású vizsgáló jellel való mérésre.

A bemeneti fokozat feladata a kellő érzékenység, bemenőimpedancia biztosítása, és a bemeneti szinttartománynak egy szűk 1 dB szinttartományra való komprimálása. A komparátorok döntenek el, hogy a jel pillanatértéke a vizsgálószint alá esik-e. A vizsgálószintet az RMS-DC konverter állítja elő. $F_{\eta*}(0)$ és



4. ábra. A mérőműszer fényképe

$F_{\eta*}(\sigma_y)$ mérőszámait a számlálóknál generáljuk. A mérési folyamat végén a számlálóknál tartalmát az aritmetikai áramkörbe olvassuk be, mely a programtárba beégetett összefüggéseknek megfelelően kiszámítja a k_2 , k_3 harmonikus torzítási tényezőket. A mérési eredmények számjegyes kijelzőn jelennek meg.

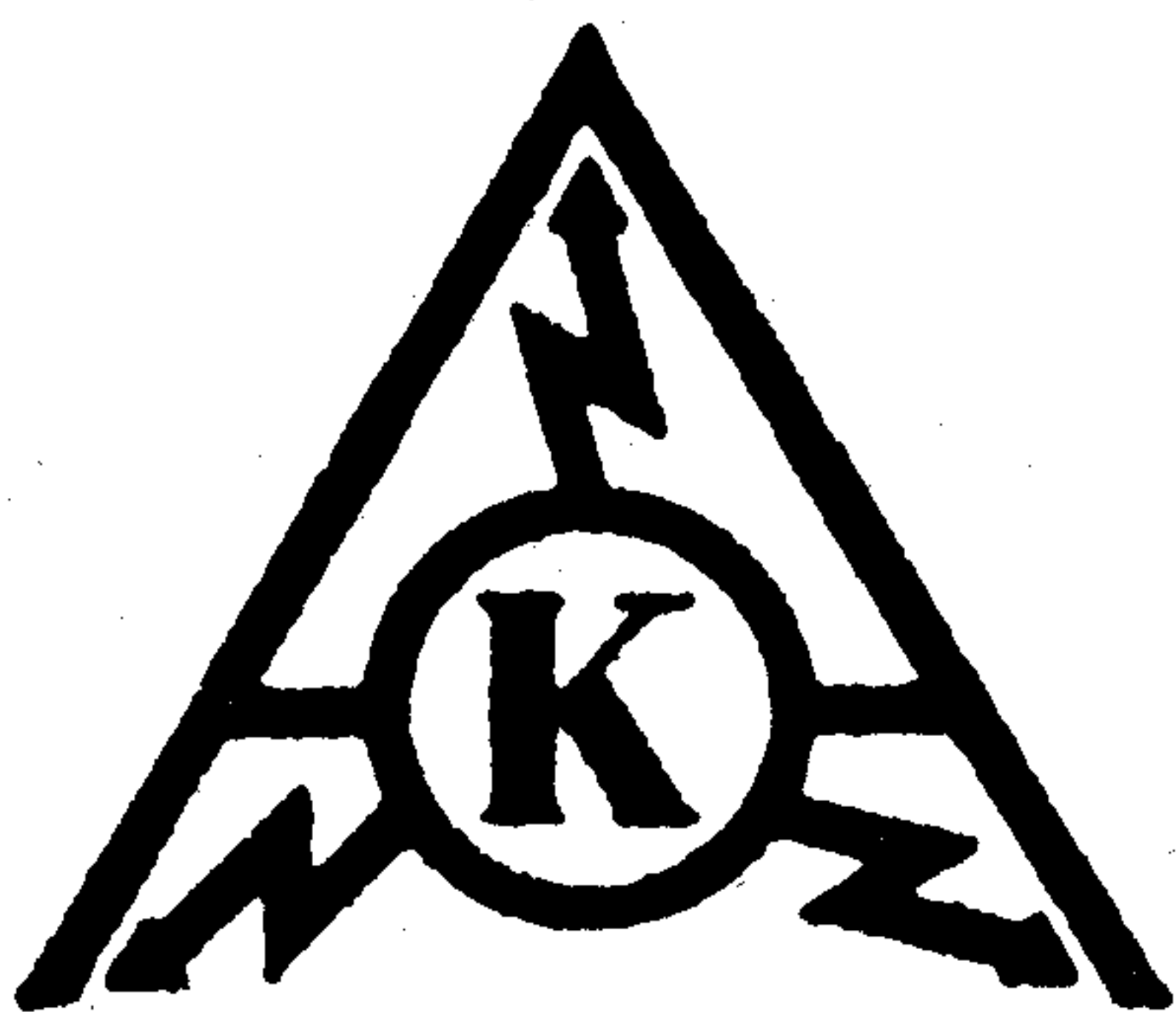
A 4. ábrán a Posta Kísérleti Intézet megbízásából készített műszer képe látható. A műszer Gauss amplitúdóeloszlású vizsgáló jellel való torzításmérésre alkalmas 20 Hz–20 kHz sávszélességben, 0,1% felbontással. Jelenleg az Elektronika Átviteltechnika Szövetkezet megbízásából a szinuszos vizsgálójellel működő változat fejlesztése folyik.

IRODALOM

- [1] Korda Tibor: „Új mérési módszerek kvázilineáris rendszerek nemlinearitásának vizsgálatára sztochasztikus mérőjel segítségével.” Híradástechnika, XXVII./2. 43–47. old.
- [2] Gordos Géza, Korda Tibor, Kovács Pál: „Szűrő nélküli automatikus torzításmérő” XII. Országos Méréstechnikai Tudományos Konferencia. 1980. Előadás.
- [3] Gordos Géza, Korda Tibor, Kovács Pál: „Szűrő nélküli torzításmérő” Szabadalom, Bej.: 1980.
- [4] G. Gordos: „Assesment of the Quality of Channels Involving Nonlinearities by Measurements Based on the Theory of Random Processes”, Konf. Statistische Nachrichtentheorie, Schnett, D. D. R., 1980.

A Helyközi Távbeszélő Igazgatóság az alakuló Átviteltechnikai Tervező Iroda irodavezetői munkakörének betöltésére pályázatot hirdet. Feltételünk: műszaki egyetem, vagy főiskolai végzettség, legalább ötéves szakmai gyakorlat (tervezői illetve postai gyakorlat előnyben) Érdeklődés: 330-761-es telefonon Mudra István. Jelentkezés: személyesen vagy írásban a Személyzeti és Oktatási Osztályon, Bp. VIII., Horváth Mihály tér 17–19. Jelentkezési határidő: a megjelenéstől számított 30 napon belül.

A Helyközi Távbeszélő Igazgatóság a most alakuló Átviteltechnikai Tervező Iroda létszámának feltöltése érdekében az alábbi munkakörökbe keres munkavállalókat: átviteltechnikai tervező, műszaki rajzoló, gépíró, általános előadó (szerződéses). Részletes felvilágosítás: Bp. VIII., Horváth Mihály tér 17–19. új ép. III. em. 302. Telefon: 342-900/345 mellék, vagy 330-761 számon.



KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR

1725 Budapest, Pf. 16.

Telefon: 279-200

Telex: 224399

DIN 41612 szerinti közvetett nyomtatott áramköri csatlakozó

Előzetes műszaki tájékoztató

Az elektronikus készülékeket tervezők és gyártók részére új, széleskörű alkalmazási lehetőséget kínál a DIN 41612 szerinti közvetett nyomtatott áramköri csatlakozó, melynek gyártását Socapex lincenc alapján tervezi a Kontakta Alkatrészgyár.

A csatlakozó gyártása a — jelenleg folyamatban levő — hatósági engedélyezési eljárás befejezését követően kezdődik. A csatlakozó segítségével az elektronikus készülékek nyomtatott áramköreinek csatlakoztatása valósítható meg.

A közvetett rendszerű felépítés azt jelenti, hogy a csatlakozósáv egyik fele a nyomtatott áramköri kártyára, a másik fele a készülékkeretbe van felszerelve.

A Socapex típusorozat „C” típusú változatának „normál” és „inverz” kivitele kerül gyártásra. E konstrukció esetében a normál változat kártyára építhető dugósávja tartalmazza az érintkezőcsapokat, a készülékkeretbe építhető hüvelysáv a hüvelyeket.

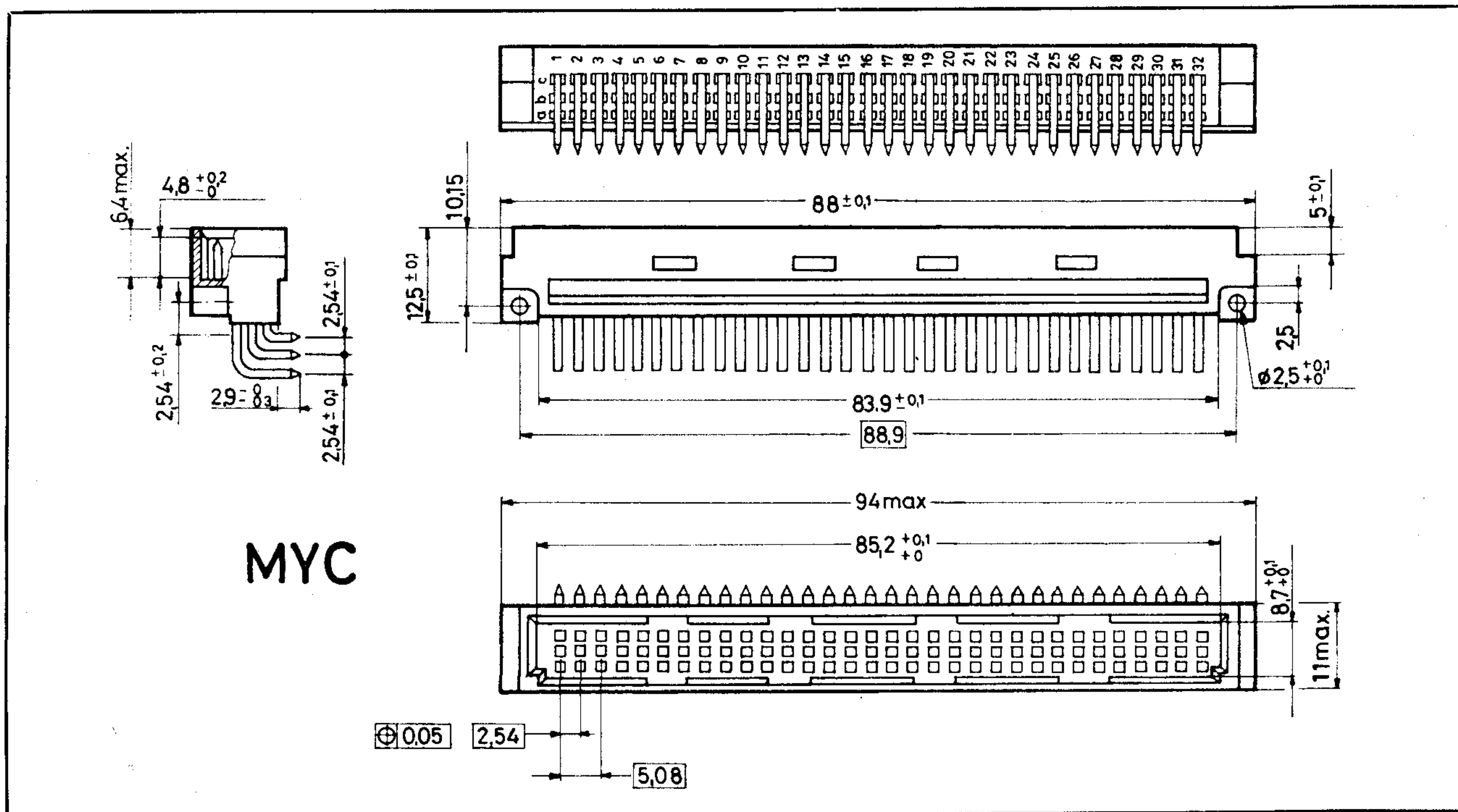
Az inverz változatnál az érintkezőhüvelyeket tartalmazó hüvelysáv kerül a nyomtatott áramköri kártyára, a dugósáv a készülékkeretbe.

A közvetett nyomtatott áramköri csatlakozó normál változatának geometriai és műszaki adatait a DIN 41612 szabvány és az IEC Publ. 130-14 előírás egyértelműen meghatározza.

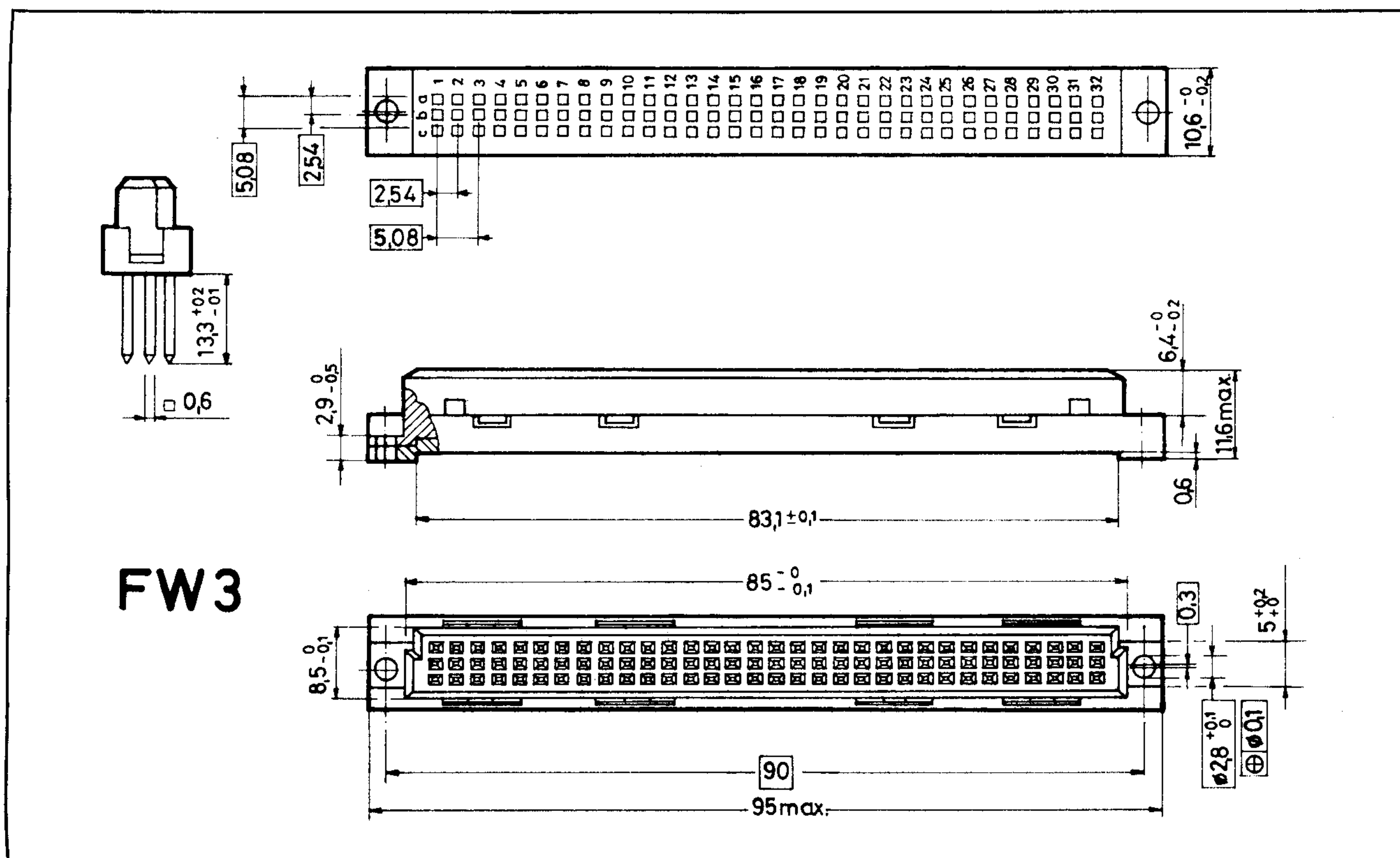
Az inverz változat nemzetközi szabványjavaslata köröztetésre került.

A DIN 41612 szerinti csatlakozó geometriai méretei:

Normál változat



1. ábra. Dugósáv MYC érintkezővel szerelve



FW3

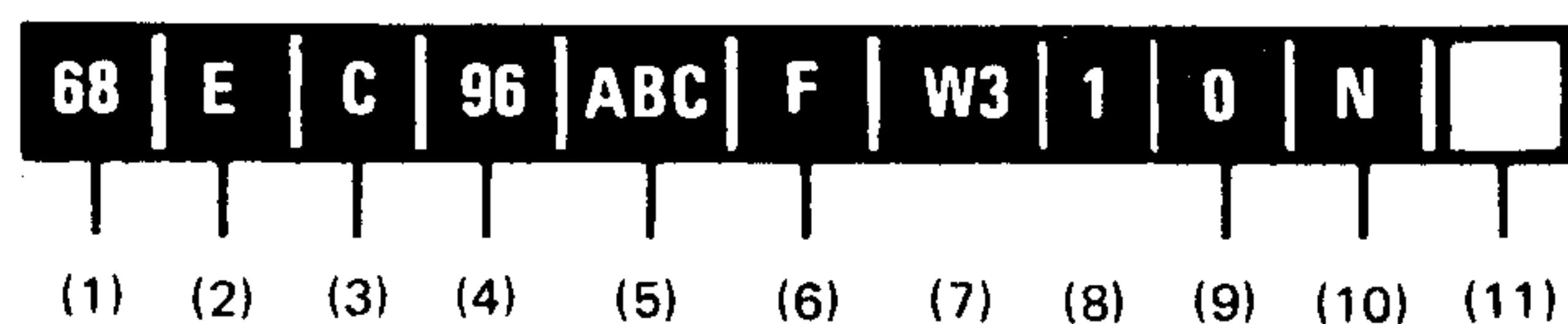
2. ábra. Hüvelysáv FW3 érintkezővel szerelve

A DIN 41612 szerinti közvetett nyomtatott áramköri csatlakozó műszaki adatai:

Átmeneti ellenállás:	max. 20 mohm
Szigetelési ellenállás:	min. 10 ⁶ Mohm
Csatlakoztatási erő érintkezőpáronként:	max. 0,94 N
Bontási erő érintkezőpáronként:	min. 0,20 N
Klímaállósági kulcsszám:	55/125/56
Próbafeszültség:	1000 V _{eff}
Mechanikai élettartam:	200 csatlakoztatás

A „C” típusú csatlakozó 96 férőhelyes műanyagteste lehetőséget biztosít — igénytől függően — a maximális 96 érintkező beszerelése mellett 32 és 48 érintkezős változat kialakítására is.

A komplett csatlakozó tipusszámképzését az alábbi általános formulán mutatjuk be:



(1) Sorozat: 68

(2) Csatlakozótípus:

E: hüvelysáv

F: dugósáv

(3) Forma:

osztás

B: 2 soros, egyenként 32 pólushellyel, 2,54 mm

C: 3 soros, egyenként 32 pólushellyel, 2,54 mm

D: 2 soros, egyenként 16 pólushellyel, 5,08 mm

E: 3 soros, egyenként 16 pólushellyel, 5,08 mm

F: 3 soros, egyenként 16 pólushellyel, 5,08 mm

Z: 3 soros, egyenként 16 pólushellyel, 2,54 mm

A „B”-től „F” formáknál a sorok közepes távolsága 3,81 mm

(4) Pólusszám: 96-48-64-32-16

(5) A beszerelt érintkezősorok jellemzése.

Az érintkezőkkel ellátott sorokat betűvel jelzik, ami a csatlakozón van. Ha egy sort nem szerelnek be érintkezővel, a mindenkor betűt „0” helyettesít.

Például: A0C: az A és C sor be van szerelve, a B sor nincs.

(6) Érintkező:

(7) Érintkező:

— HÜVELYÉRINTKEZŐ

FYC: 90°-ban meghajlított kivezetéssel, nyomtatott áramköri lapba forrasztáshoz

FW*: egyenes kivezetés szabványos 3 huzalrácsavarásos kötéshez

FW3*: egyenes kivezetés miniatűr 3 huzalrácsavarásos kötéshez

FYD*: egyenes kivezetés

FZ: forrasztásos kivezetés, szabványos elrendezés

FG1: IDC csatlakozás szalagkábelhez

FD1: IDC csatlakozás szigetelt vezetékhez

*: Az érintkezők a homlokoldalon cserélhetők

— DUGÓÉRINTKEZŐ

MYC: 90°-ban meghajlított kivezetéssel, nyomtatott áramköri lapba forrasztáshoz

MW2C: 90°-ban meghajlított kivezetés, 2 miniatűr huzalrácsavarásos kötéshez

MW3A: egyenes kivezetés, 3 miniatűr huzalrácsavarásos kötéshez

MYD: egyenes kivezetés

MZ: forrasztásos kivezetés, szabvány elrendezés

(8) Érintkező felület:

1: szabványos aranyozás

2: megerősített aranyozás

(9) Érintkezők osztástávolsága:

0: 2,54 mm

1: 5,08 mm, nem egyenes érintkezővel szerelve

2: 5,08 mm, egyenes érintkezővel szerelve

(10) Változatok:

N: szabvány csatlakozó

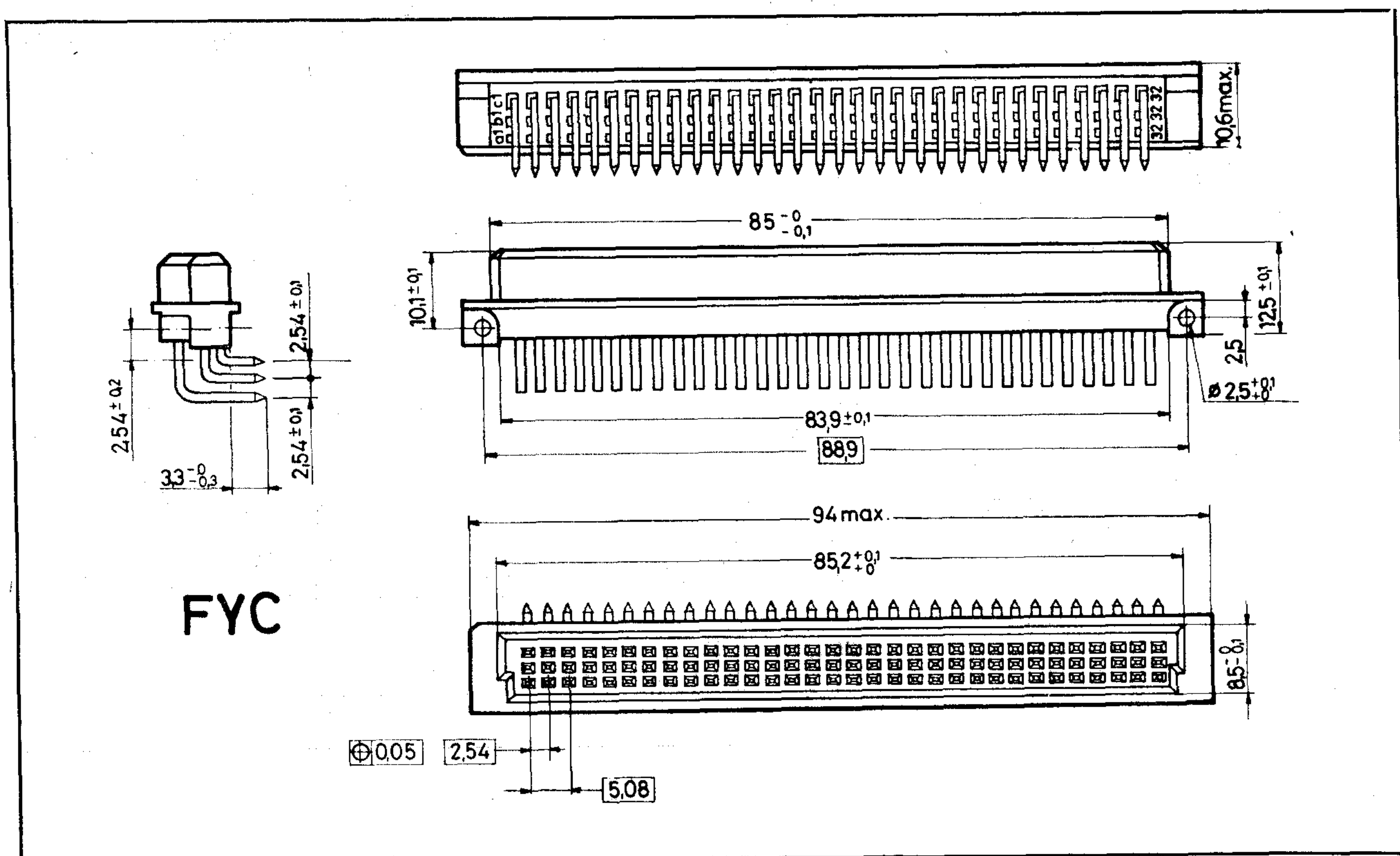
A: C formájú hüvelysor kódolással

G: C formájú dugósor retesszel

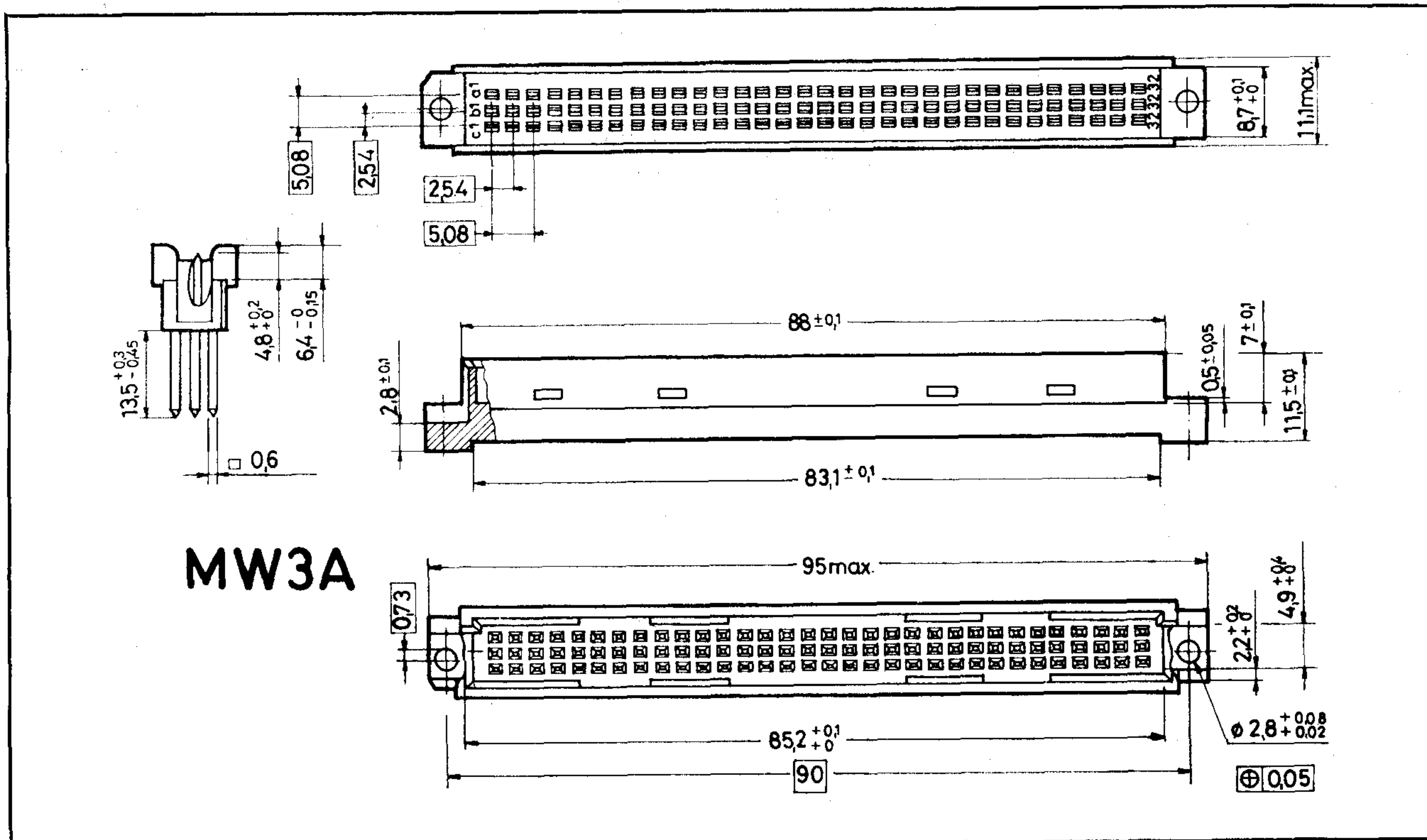
P: E formájú dugósor: szabvány szigetelőtest 3 soros érintkezőkkel, 2,54 mm-es osztástávolsággal, 5,08 mm-es érintkező távolsággal.

A DIN 41612 szerinti csatlakozó geometriai méretei:

Inverz változat



3. ábra. Hüvelysáv FYC érintkezővel szerelve



4. ábra. Dugósáv MW3A érintkezővel szerelve

IDC bekötésű szalagkábel csatlakozó

Előzetes műszaki tájékoztató

Az IDC (Insulation Displacement Connection) szigetelést átvágó bekötésű szalagkábel csatlakozók hazai alkalmazása még nincs széleskörűen elterjedve. Ezzel a módszerrel az elektronikus készülékek belső (funkcionális egységek, nyomtatott áramköri kártyák) csatlakoztatása korszerűen, gyorsan, megbízható módon végezhető el.

A KONTAKTA Alkatrészgyár — Socapex licenc alapján — tervezi ennek az új, korszerű, sokrétű alkalmazástechnikai lehetőséget kínáló szalagkábel-csatlakozónak a gyártását. A gyártás beindítása a hatósági engedélyezési eljárás befejezését követően kezdődik.

A tervező és felhasználó szakemberek tájékoztatása céljából ismertetjük a gyártandó IDC bekötésű szalagkábel csatlakozó főbb műszaki és geometriai paramétereit.

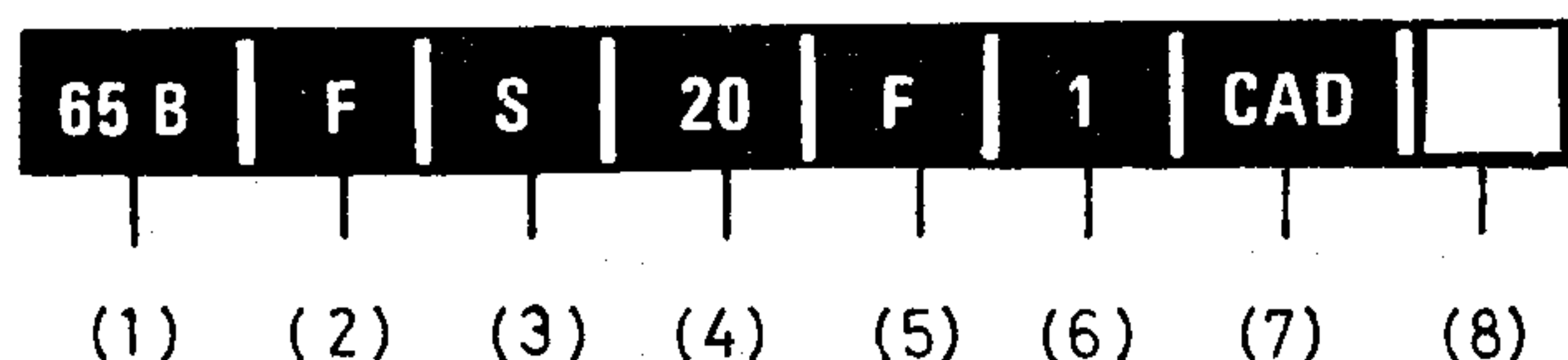
A szalagkábelcsatlakozókba kör keresztmetszetű erekkel készített, 1,27 mm vezetőér távolságú lapos kábelek köthetők be szigetelést átvágó eljárással. Ennek lényege, hogy az egyenesre vágott, a csatlakozó bekötő nyílásába illesztett szigetelt kábelt megfelelő készülék, vagy bekötő fogó segítségével egyetlen művelettel lehet bekötni oly módon, hogy a bekötési művelet során a csatlakozó érintkezőinek kivezetései a szalagkábel szigetelését átvágják és a vezető erek a villaszerű kivezetésekbe szorúlnak. Ez az eljárás megbízható elektromos kötést biztosít a csatlakozó érintkezői és a szalagkábel erei között. Ugyancsak előnyös a felhasználók számára, hogy a módszer jelentős élömunka megtakarítást is eredményez.

Műszaki adatok:

Névleges feszültség (50 Hz):	250 V _{eff}
Áramerősség:	1 A
Próbafeszültség norm. nyomásnál:	1000 V _{eff}
Átmeneti ellenállás:	max. 15 mohm
Szigetelési ellenállás (500 V-nál):	min. 10 ⁹ mohm
Érintkezőpáronkénti csatlakoztatási és bontási erő:	0,15 és 2,7 N között
Húzási igénybevétel a kábelben (a hüvelyszor húzási tehermentesítéssel):	min. 50 N
Élettartam:	100 csatl. ciklus
Klímaállósági kulcsszám:	55/100/56

A csatlakozók 6 féle változatban (10, 20, 26, 34, 40 és 50 pólusszámmal) fognak készülni.

Az IDC bekötésű szalagkábel csatlakozó típusszámának kialakítását egyértelművé teszi az alábbi jelölési rendszer:



(1) Sorozat: 65 B

(2) Csatlakozó típus:

F: hüvelyszor E: dugósor

(3) Csatlakozási lehetőség:

HÜVELYSOR

S: húzás tehermentesítővel

N: húzás tehermentesítő nélkül

DUGÓSOR (lásd 4. ábra)

V: csatlakoztatást és bontást segítő karral

N: csatlakoztatást és bontást segítő kar nélkül

(4) Érintkezők száma: 10; 20; 26; 34; 40; 50

(5) Érintkező forma:

F: hüvelyérintkező

M: dugóérintkező

(6) 1. osztály

(7) Érintkező típus:

HÜVELYSORVÁL

CAD: önállóan érintkező csatlakozások

DUGÓSORVÁL

Y: egyenes, hegyes érintkező, négyzetes keresztmetszettel

YC: hajlított, hegyes érintkező, négyzetes keresztmetszettel

W3: egyenes érintkező 3 miniatűr huzalrácsavaras kötéshez

W2C: hajlított érintkező 2 miniatűr huzalrácsavaras kötéshez

(8) Variációk:

Adat nélkül: egyszerű oldalfalú dugósor minden érintkező típushoz, rögzítőcsavar nélkül

1: egyszerű oldalfalú dugósor egyenes érintkezőkkel és rögzítőcsavarokkal

2: kettős oldalfalú dugósor minden érintkező-típushoz, rögzítőcsavar nélkül

3: kettős oldalfalú dugósor egyenes érintkezőkkel és rögzítőcsavarokkal.

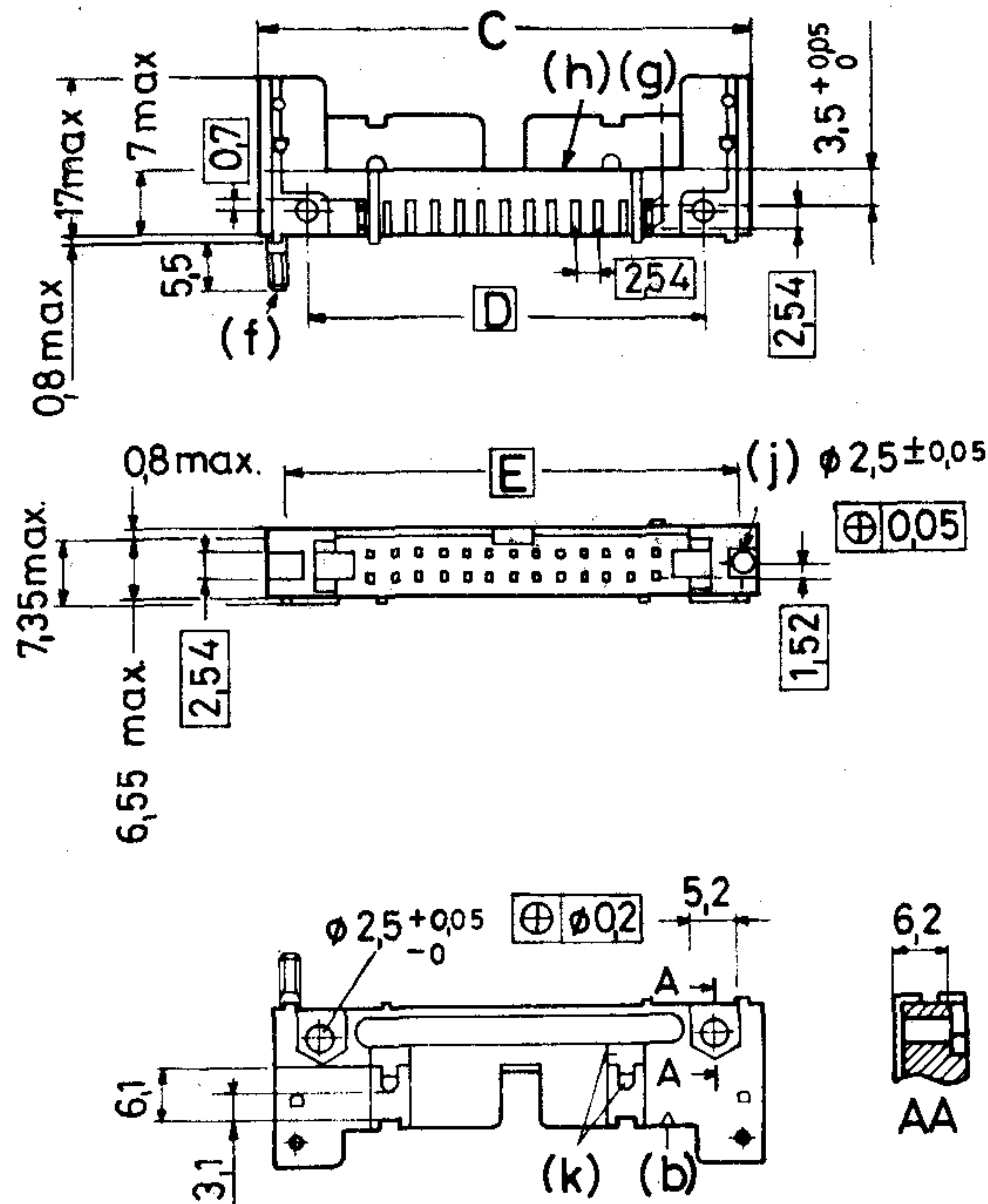
Geometriai méretek:

Az ábrákon betűvel jelölt méreteket a kontaktusok számától függően az alábbi táblázatban adjuk meg:

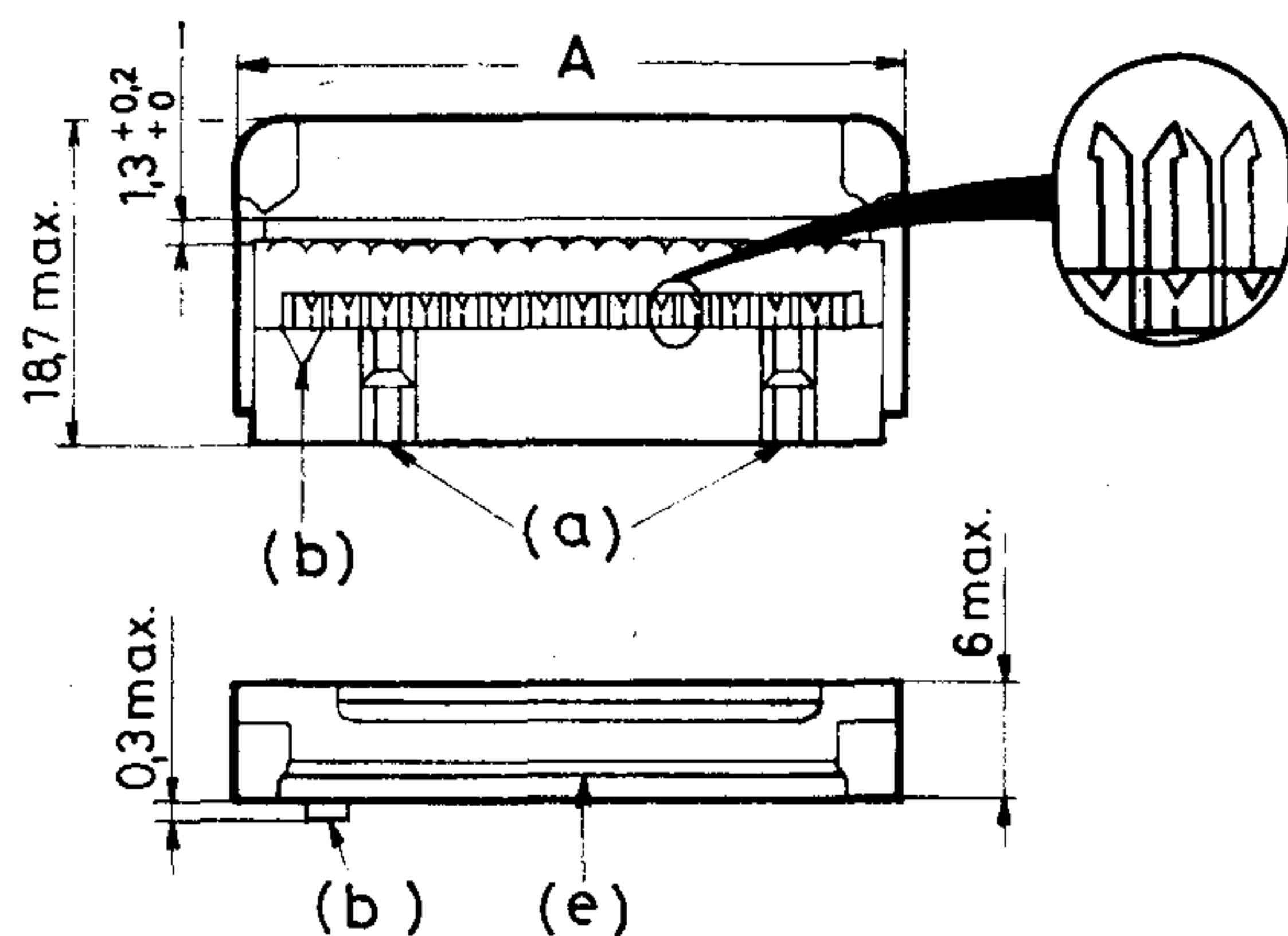
Kontaktusok száma	A max.	B max.	C max.	D	E	F max.
10	17,20	17,20	32	21,84	27,94	61
20	29,90	29,90	44,70	34,54	40,64	74
26	37,52	37,52	52,32	42,16	48,26	81
34	47,68	47,68	62,48	52,32	58,42	92
40	55,30	55,30	70,10	59,94	66,04	99
50	68	68	82,80	72,64	78,74	112

Az ábrák jelöléseinek jelentése:

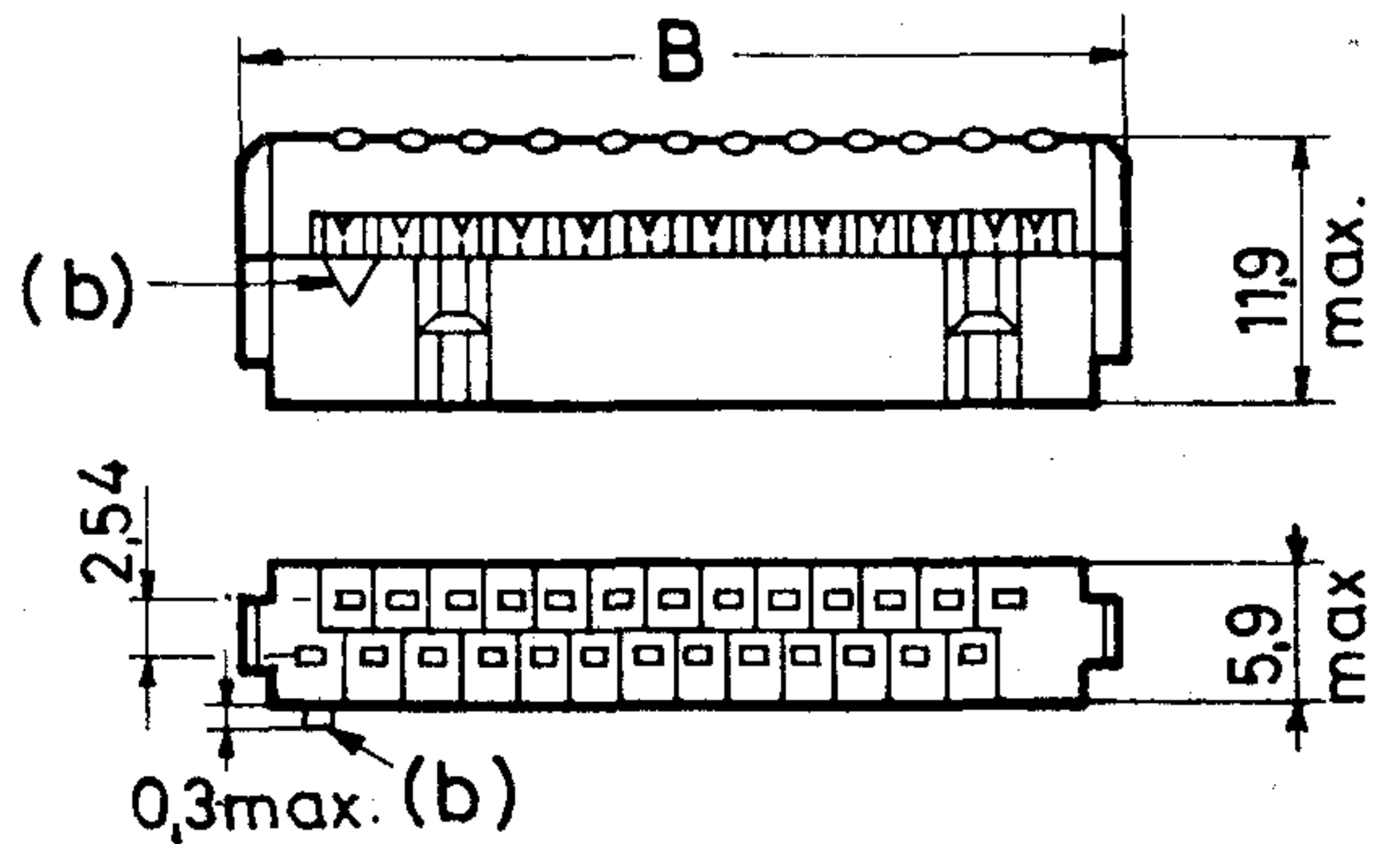
- (a) kódolónyílás
- (b) az első érintkező azonosító jele
- (e) kábel átvezetés
- (f) M2-es csavar a dugósáv egyenes csatlakoztatásának rögzítéséhez
- (g) a lekerekített érintkező csatlakozások beépítési helyzete
- (h) hüvelysor ütközési felülete
- (j) rögzítőcsavarok átmenő furata
- (k) a kódolócsap rögzítési helye
- (m) min. 0,8 mm átmérőjű furathoz érintkezővég



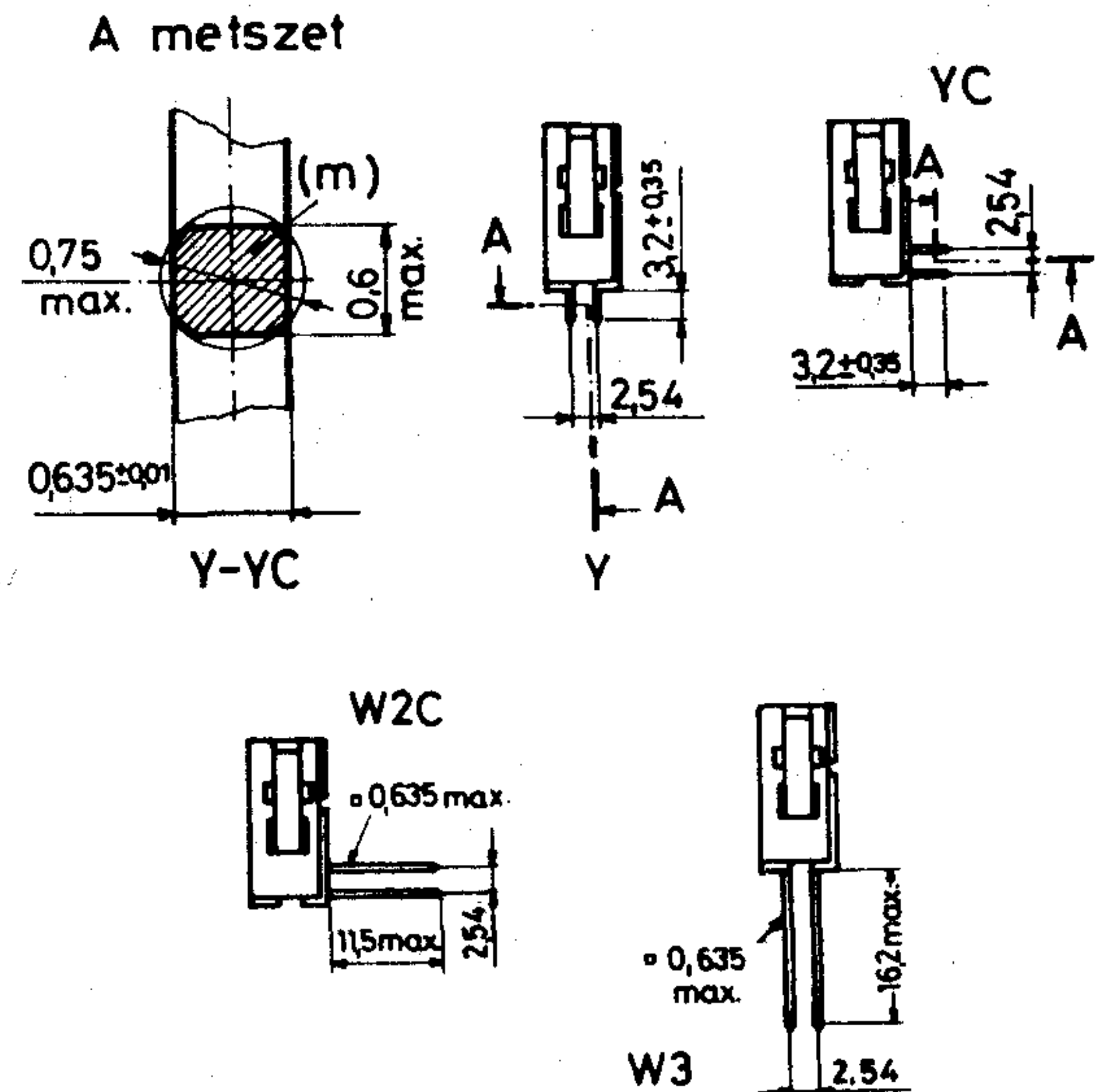
1. ábra. Dugósáv egyszerű (szimpla) oldalfallal



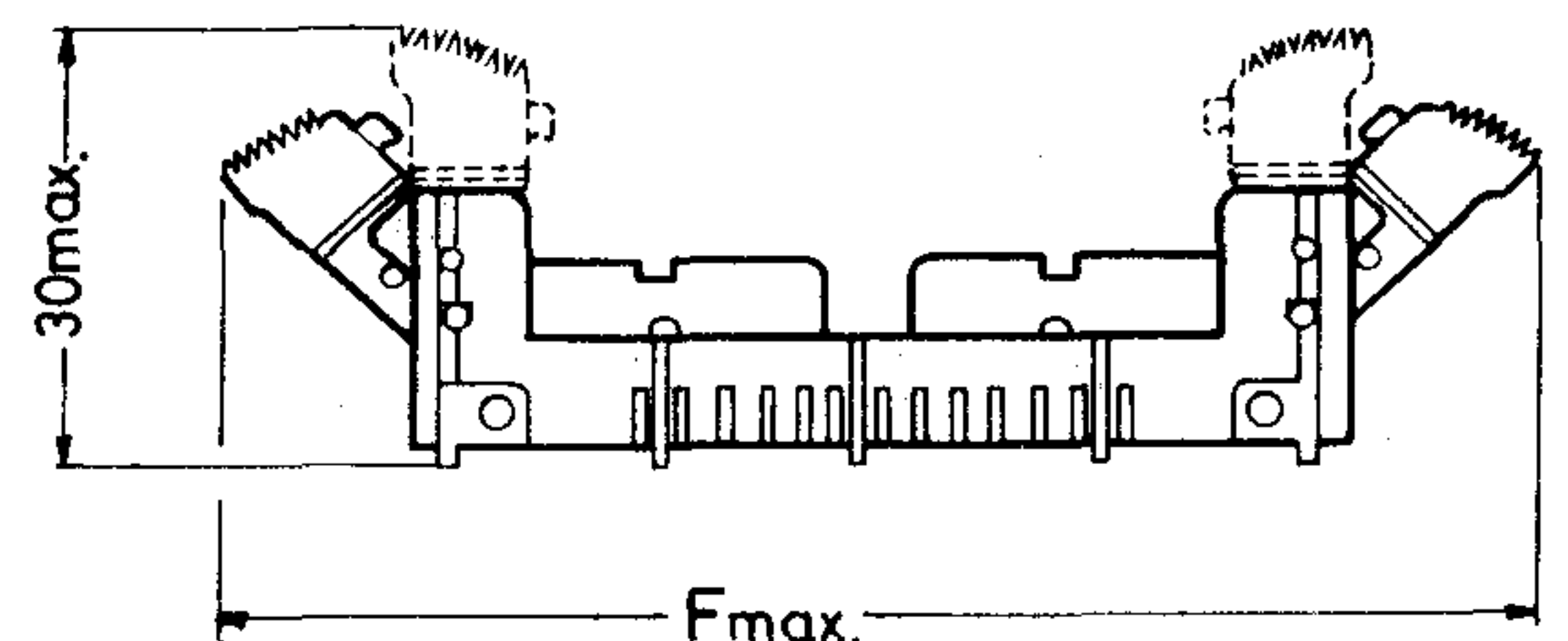
2a. ábra. Hüvelysáv húzási tehermentesítővel



2b. ábra. Hüvelysáv húzási tehermentesítő nélkül



3. ábra. Különböző típusú érintkezővel ellátott szigetelőtest csatlakozási lehetőségei



4. ábra. Dugósáv szigetelőteste csatlakozást és kihúzást segítő karral

Az előzőekben ismertetett DIN 41612 szerinti közvetett nyomtatott áramköri csatlakozóval, valamint az IDC bekötésű szalagkábel csatlakozóval kapcsolatban felhívjuk a vállalatok, intézmények érdeklődő szakembereinek a figyelmét arra, hogy a gyártás beindulásáról, a termékek megrendelésének módjáról és a típusválasztékról e folyóirat hasábjain időben tájékoztatást fogunk adni.

Bodnár László



KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG

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

ORION

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

TERTA

Bánsághi Pál
Baján Tibor
Benedek Elek
Egerszegi Béla
Hutter Mihály

BHG ORION TERTA

**MŰSZAKI
KÖZLEMÉNYEK**

XXVII. évfolyam

1981

12. szám

**BK-300/N típusú 300 csatornás
vivőfrekvenciás rendszer
szimmetrikus kábeles vonalakra**

P O R P Á C Z Y
E L E M É R
T E R T A

BEVEZETÉS

A telefonvonalak iránt állandóan növekvő igény, — valamint a törekvés a beruházási költségek csökkentésére — vezetett a már régebben lefektetett hangfrekvenciás vagy 108 kHz-ig terjedő frekvenciatartományban üzemeltetett szimmetrikus kábelek kihasználásának gondolatához szélesebb frekvenciatartományban.

A vizsgálatok azt mutatták, hogy ezeknek a kábelnek a csillapítás-frekvencia, valamint csillapításhőmérséklet karakterisztikája 108 kHz fölött is szabályos és kihasználhatók mintegy 5 MHz frekvenciáig.

A távtáplálási technika, a berendezések méretének csökkenése, az áramkörök megbízhatóságának nagymértékű javulása ugyanakkor lehetővé teszi viszonylag rövid erősítőmezők alkalmazását, szélesebb frekvenciasáv kihasználását, következésképpen nagyobb információmennyiség továbbítását a kábelben.

A fenti megfontolások vezettek a BK-300/N típusú 300 csatornás négyhuzalos, különfrekvenciás, egykábeles rendszer vonalszakaszának kifejlesztéséhez. A rendszer alkalmazása még további előnyökkel is jár. Az alkalmazott üzemmód következtében nincs szükség kábelkiegyenlítési munkák végzésére. A kábelben folyó üzem átszervezése nem szükséges, a rendszer működtetése lehetséges az azonos kábelben üzemelő 12-csatornás rendszerekkel együtt.

A BK-300/N RENDSZER FŐ JELLEMZŐI

- A BK-300/N rendszer 300 távbeszélőcsatorna átvitelére alkalmas négyhuzalos, különfrekvenciás üzemmódban egy kábelben.
- A felhasznált alapáramkör: 0,9 mm érátmérőjű, Cu, 38,5 nF/km üzemi kapacitású DM kábel. Az átvitel két érpáron, két külön érnégyesen történik. Az érnégyesek másik két érpárját szolgálati összeköttetésre használjuk. Természetesen más szimmetrikus távkábelek is számításba vehetők.
- Az alapcsoport- és főcsoport képzés a nagy csatornaszámú berendezésekben alkalmazott módon történik, ennek következtében a rend-

szer multiplex berendezései a főcsoportig bezárólag azonosak a nagy csatornaszámú koaxiális rendszerben (300; 960; 2700 csatornás) alkalmazott berendezésekkel.

- A rendszer vonali frekvenciasávja 5 főcsoportból épül fel a 312—1548 kHz-es sávból.
- A vonalszakaszi berendezések három fő csoportból állnak: KEK-300/N típusjelű kombinált erősítő keret, amely kiépítéstől függően lehet vég- vagy sávfordítósos felügyeletes leágazó állomási típus; NBK-300/N távtáplált, távfelügyelt erősítő, amely lehet szabályozatlan vagy két pilottal szabályozott. Segédberendezések (hordozható tápegység és telefon, valamint áthallás csökkentő tekercs) is rendelkezésre állnak.
- A végállomások lehetnek „A” vagy „B” típusúak. Az „A” típusú végállomás adásirányban az alsó frekvenciasávot adja ki (312—1548 kHz), vételirányban a felsőt veszi (1923—3159 kHz). Erről az állomástípusról indíthatók a távtáplált állomások hibahelybehatároló oszcillátorai az alsó frekvenciasávban és vehetők az oszcillátorok jelei a felső frekvenciasávban. A „B” típusú végállomás adásirányban a felső frekvenciasávot adja ki, vételirányban az alsót veszi. A sávfordítást végző középerősítő állomások szintén lehetnek „A”, vagy „B” típusúak. „A” típusú középállomásról mindkét végállomás irányában végezhető távfelügyelet. „B” típusú középállomás lehet személyzet nélküli. Ez esetben ez az állomás bevonható a távfelügyeleti rendszerbe.
- A távtáplálás a vivőfrekvenciás áramkörök fantomáramkörén keresztül történik. A távtáplált szakaszban maximálisan 38 távtáplált középerősítő lehet.
- Az erősítőállomások közötti névleges távolság 1830 méter 0,9 mm átmérőjű papírkordel-szigetelésű DM kábel esetén. A vonalszakasz felépítése az 1. ábrán látható. Az átlaghőmérséklethez képest $\pm 10^\circ\text{C}$ kábelhőmérséklet változás esetén az alsó sávban leg-

litése, rövidített erősítőszakasz esetén annak névleges hossza történő kiegészítése;

- a teljes szabályozott vonalszakasz kiegyenlítése;
- a pre- és deemfázis megvalósítása a felső átviteli frekvenciasávban;
- két-pilotos vonali automatikus erősítésszabályozás;
- frekvencia összehasonlító pilot adása és vétele és továbbkapcsolása (szétosztása);
- rendszervivő- és pilotfrekvenciák előállítása.

A fenti feladatok ellátására a betét a rendszermodulátor és demodulátor áramköröket, az áttevéshez szükséges vivőfrekvencia előállító egységeket, adóerősítőt, vételirányú szabályozó erősítőt, kiegyenlítő, kábeltoldalékot, pilotelőállító és pilotbetápláló áramköröket, pilotvevőket és elnyomó szűrőket tartalmaz.

Jeláramkör adásirányában az „A” típusú betétben (3. ábra) az 5 főcsoportból felépülő 300 csatornás 312–1548 kHz-es alapjel szélessávú erősítőn és 300–1548 kHz-es sávszűrőn keresztül a pilotbetápláló hibridre kerül, ahol a két vonali pilotjel (267 és 1602 kHz) betáplálása történik. Ezután az adóerősítőn keresztül kerül a jel a vonaltranszformátor betétbe.

A „B” típusú betét (4. ábra) adásirányában a pilotbetápláló hibrid után rendszermodulátor egység következik, amely a 3471 kHz-es rendszervivővel előállítja az 1923–3159 kHz-es vonali sávot. A jel ezután 1811–3204 kHz-es sávszűrőn, preemfázison és adóerősítőn keresztül kerül a vonaltranszformátor betétbe.

Az „A” típusú betét vételirányában az első áramkör a szűrő és kábeltoldalék egység. Ezután a szabályozó erősítő következik, mely egyenes és ferde szabályozást végez. Ez az egység tartalmazza a deemfázis áramkört is. A következő egység a fix kiegyenlítő, mellyel a teljes szabályozott vonalszakasz finom kiegyenlítése végezhető el. A jel ezután az 1811–3204 kHz-es sávszűrőn keresztül a demodulátorba kerül, amelyben a 3471 kHz-es rendszervivő segítségével

visszaállítjuk a 312–1548 kHz-es sávot. A demodulátort szélessávú erősítő követi, amelynek kimenetéről választjuk le a szabályozást végző két vonali pilotjelet. A vonali pilotjelek a pilotszűrőkön és pilotvevőkön keresztül erősítés és egyenirányítás után a szabályozó és riasztó áramköröket vezérlik. A szélessávú erősítő kimenetéről választjuk le a 300 kHz-es frekvencia-összehasonlító pilot jelet. A jel a szélessávú erősítő után a 300 kHz-es elnyomó szűrőn, a 300–1548 kHz-es vonalpilot elnyomást is végző sávszűrőn, valamint egy erősítőn keresztül hagyja el a betétet.

A „B” típusú betét vételirányából kimarad az 1811–3204 kHz-es sávszűrő és a demodulátor áramkör.

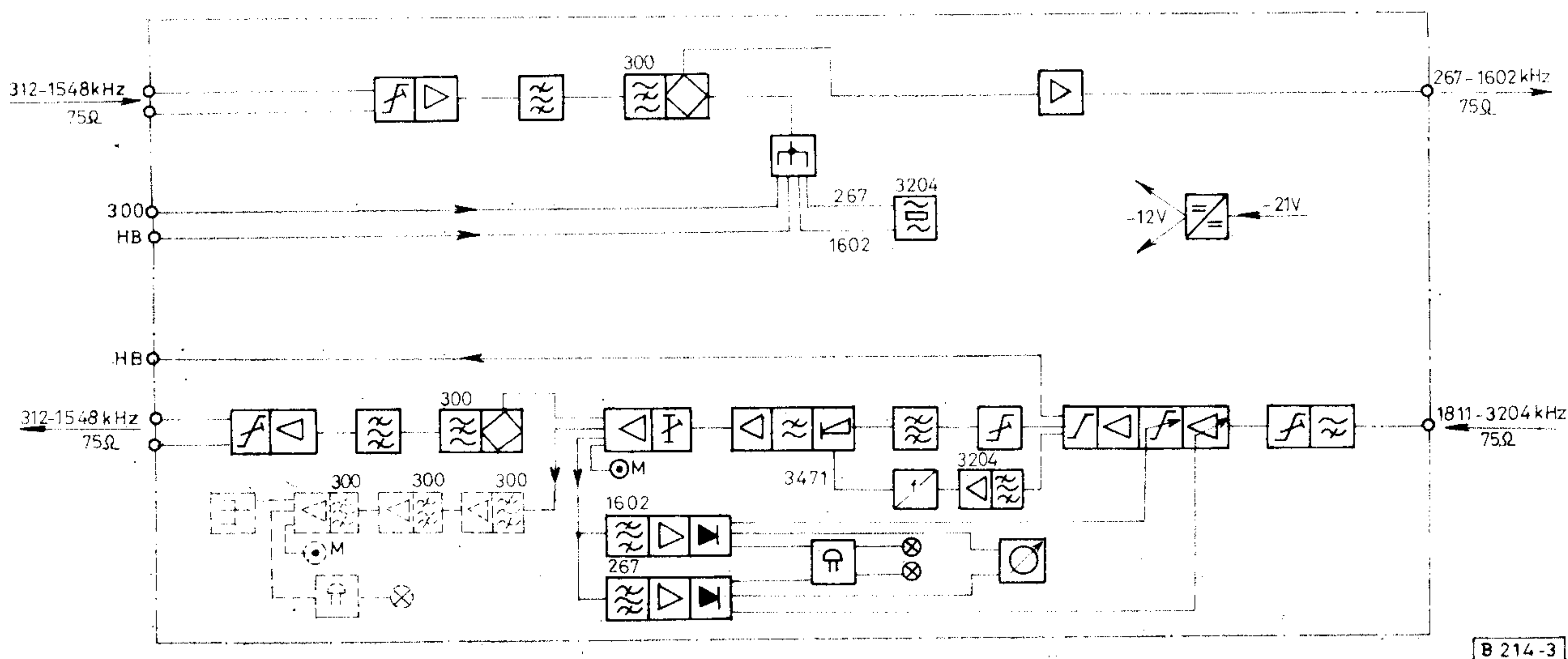
A vonali pilotokat és a rendszerdemodulációhoz szükséges vivőfrekvenciát a betétben levő 3204 kHz-es oszcillátorból nyerjük. Az „A” típusú betét vételirányában a vett 3204 kHz-es vonali pilotból állítjuk elő a demodulációhoz a 3471 kHz-es rendszervivő frekvenciát. Ennek a megoldásnak az előnye, hogy a rendszermodulációból nem jön létre frekvenciahiba.

VONALTRANSZFORMÁTOR BETÉT (VTB)

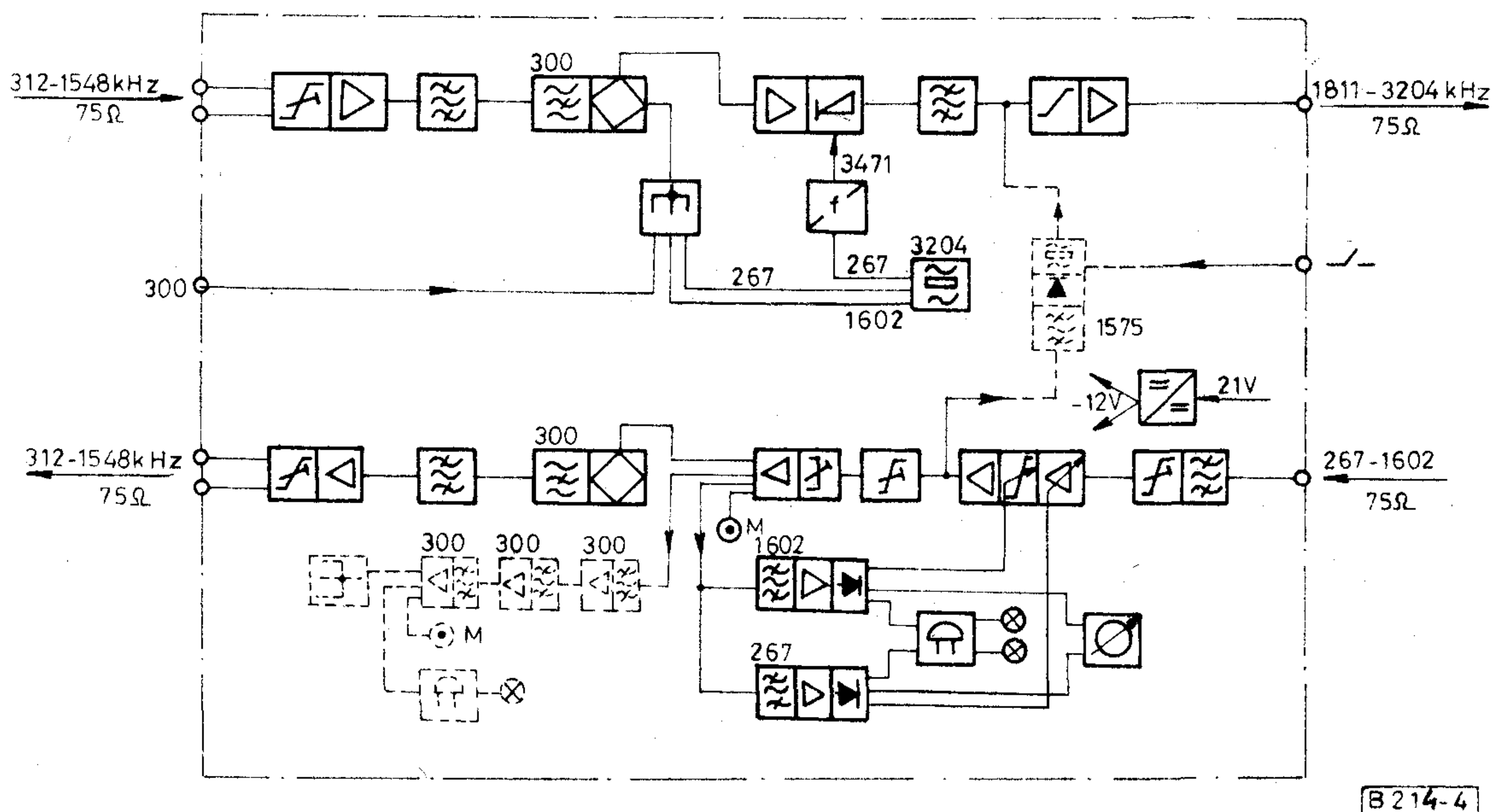
A vonaltranszformátor betét maximális kiépítésben két vonaltranszformátor egységet tartalmaz. Az egységekben a berendezés és kábel közötti galvanikus elválasztást és impedanciaillesztést végző vonaltranszformátok (adás- és vételirány), valamint szükség esetén túlfeszültségevezetők helyezkednek el. Az egységben történik a távtápláló áram becsatlakoztatása.

HIBAHELYBEHATÁROLÓ BETÉT (HB-4)

A betét a vonalszakaszon fellépő esetleges meghibásodások helyének behatárolását teszi lehetővé. Tápáramköri szakadás esetén a betétbe épített műszerrel (szakadás vizsgáló egység) a szakadás helye határozható meg. A távtáplált erősítőkben (NBK-300/N) erre a célra ellenállás dióda lánc szolgál, amelynek



3. ábra. „A” típusú vonalvégző betét



4. ábra. „B” típusú vonalvégző betét

a diódái normál tápfeszültség esetén záróirányú feszültséget kapnak. Tápáramkör szakadáskor a távtápláló feszültség polaritásával ellenkező polaritású 200 V-os mérőfeszültség kapcsolható a távtáplálási pontokra. A szakadási pont előtt levő ellenállásoknak a nyitott diódák következtében előálló párhuzamos eredője határozza meg az áram nagyságát és az állomásszámban kalibrált műszerről leolvasható, hogy mely távtáplált erősítők között történt a szakadás.

A táphurok szakadás behatárolásának elvét az 5. ábra mutatja.

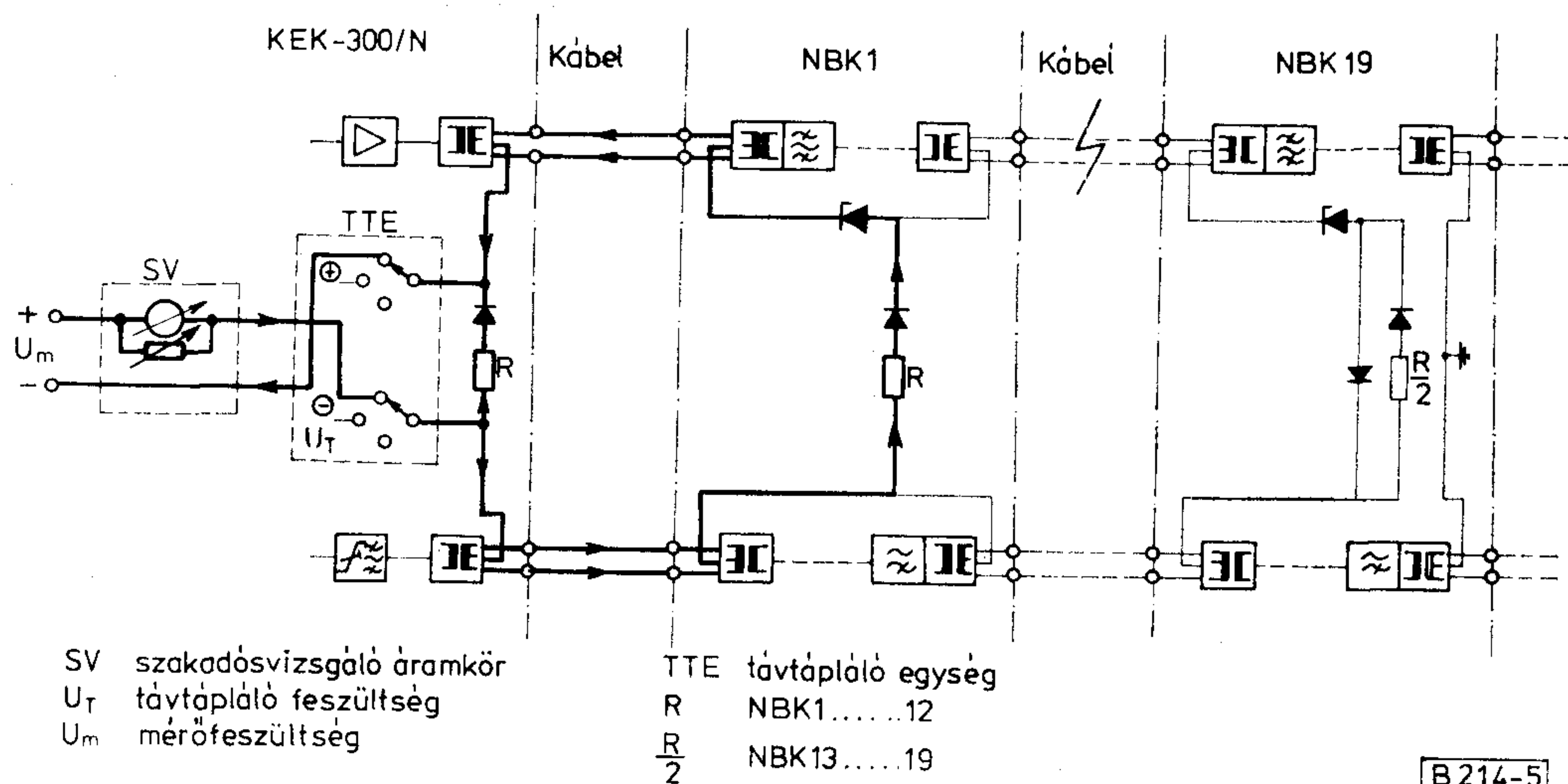
A jeláramkör folytonosságának ellenőrzésére az alsó átviteli frekvenciasávban 1575 kHz-es indító jel adható a távfelügyelt állomások felé a HB-4 betétből. Az indító jel hatására a távfelügyelt állomásokba beépített hibahelybehatózó oszcillátorok jeleit (1811–1849 kHz) veszi a betét a felső átviteli

sávban és 1800 kHz-es vivőfrekvenciával átranzponálja a 11–49 kHz-es frekvenciasávba. Az oszcillátorok jelei külső szelektív műszerrel mérhetők. A vett frekvenciákból megállapítható a hibás vonalerősítő helye.

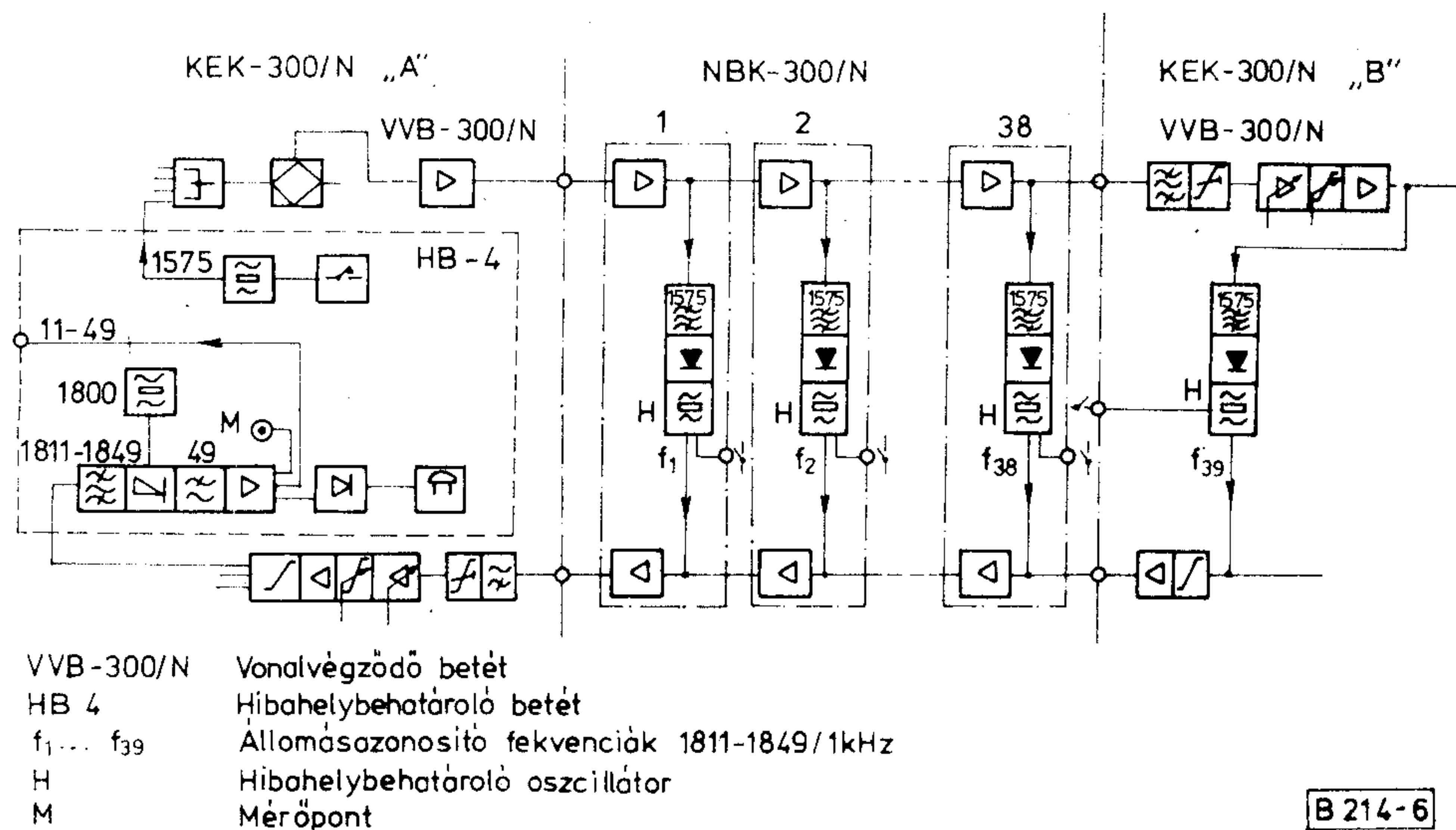
Az NBK-300/N erősítő tartály fedelének felnyitásakor a hibahelybehatózó oszcillátor működni kezd és az „A” típusú végállomáson riasztás jön létre. A tartály oszcillátorának jele külső szelektív műszerrel mérhető és a fedélnyitás helye megállapítható. A hibahelybehatózó rendszer elvét a 6. ábra mutatja.

SZOLGÁLATI BETÉT (SB-3)

Az üzembehelyezési, fenntartási és hibaelhárítási munkák megkönnyítéséhez a rendszer szolgálati



5. ábra. Táphurok-szakadás behatárolása



6. ábra. BK-300/N rendszer hibahelybehatoló áramköre

áramkörrel rendelkeznek. A betét lehetővé teszi négyhuzalos pupinizált áramkörön a szolgálati beszélgetést, beépített távbeszélő egység segítségével.

A távfelügyelt, valamint a felügyeletes állomások hívása beszédsávon belüli jelzőfrekvenciával történik. A szolgálati összeköttetés a felügyeletes állomásokon erősített, az adó- és vevőerősítőt a szolgálati betét tartalmazza.

A távtáplált erősítőállomásokon az erősítőtartályok kinyitása után hordozható telefonnal lehet a szolgálati vonalra csatlakozni (7. ábra).

A csatlakozás után hívás kezdeményezhető mind a felügyelt állomásról, mind a távtáplált erősítőállomásról.

TÁVTÁPLÁLÓ EGYSEG (TTE-300/N)

A távtápláló egység a vonalszakasz távtáplált erősítőinek táplálását végzi. Táplálás szempontjából a távtáplált erősítők sorosan kapcsolódnak egymáshoz. A táplálás 150 mA-es állandó egyenárammal történik a vivőfrekvenciás áramkörökből képzett fantomáramkörön keresztül. A távtápláló feszültség értéke a távtáplált állomások számától függ, maximális értéke 500 V. A távtápláló egység által táplálható erősítők száma max. 19.

A távtápláló egység kapcsolóüzemű, impulzus-szélesség szabályozással működő feszültségátalakítója segítségével 21 V-os tápfeszültségből állandó, a terhelő ellenállástól közel független kimenő áramot állít elő.

A távtápláló egység földzárlat-ellenőrző áramkört is tartalmaz, mely a tápáramkör egyenáramú aszimmetriát okozó földzárlata esetén a távtápláló egység kimenetére közel rövidzárat kapcsol, ezzel megakadályozza az emberi szervezetre veszélyes áram kialakulását.

A távtápláló egység előállítja az erősítők távtápláló áramán kívül a vonalszakadás helyének behatárolásához szükséges mérőfeszültséget.

LEÁGAZÓ BETÉT (LEB-3)

A nagycsatornaszámú rendszerekben univerzálisan alkalmazott LEB-3 típusjelű betét a BK-300/N típusú rendszerben az alábbi leágazási változatokat biztosítja:

- az SG2 főcsoport leágaztatása és visszatáplálása csatornaveszteség nélkül;
- az SG2 és SG3 főcsoportok leágaztatása és visszatáplálása az SG4 főcsoportban max. egy alapszoport veszteséggel;
- tetszőleges főcsoport párhuzamos leágaztatása a leágaztatott csatornák visszatáplálása nélkül.

A leágaztatott és továbbkapcsolt csoportok az eredeti frekvenciafekvésben maradnak, moduláció nem történik.

A betét mindössze háromféle egységből épül fel: szélessávú, illesztést végző, kettős be- és kimenetű erősítőkből, leágazó szűrőkből és tápellátást végző konverterből.

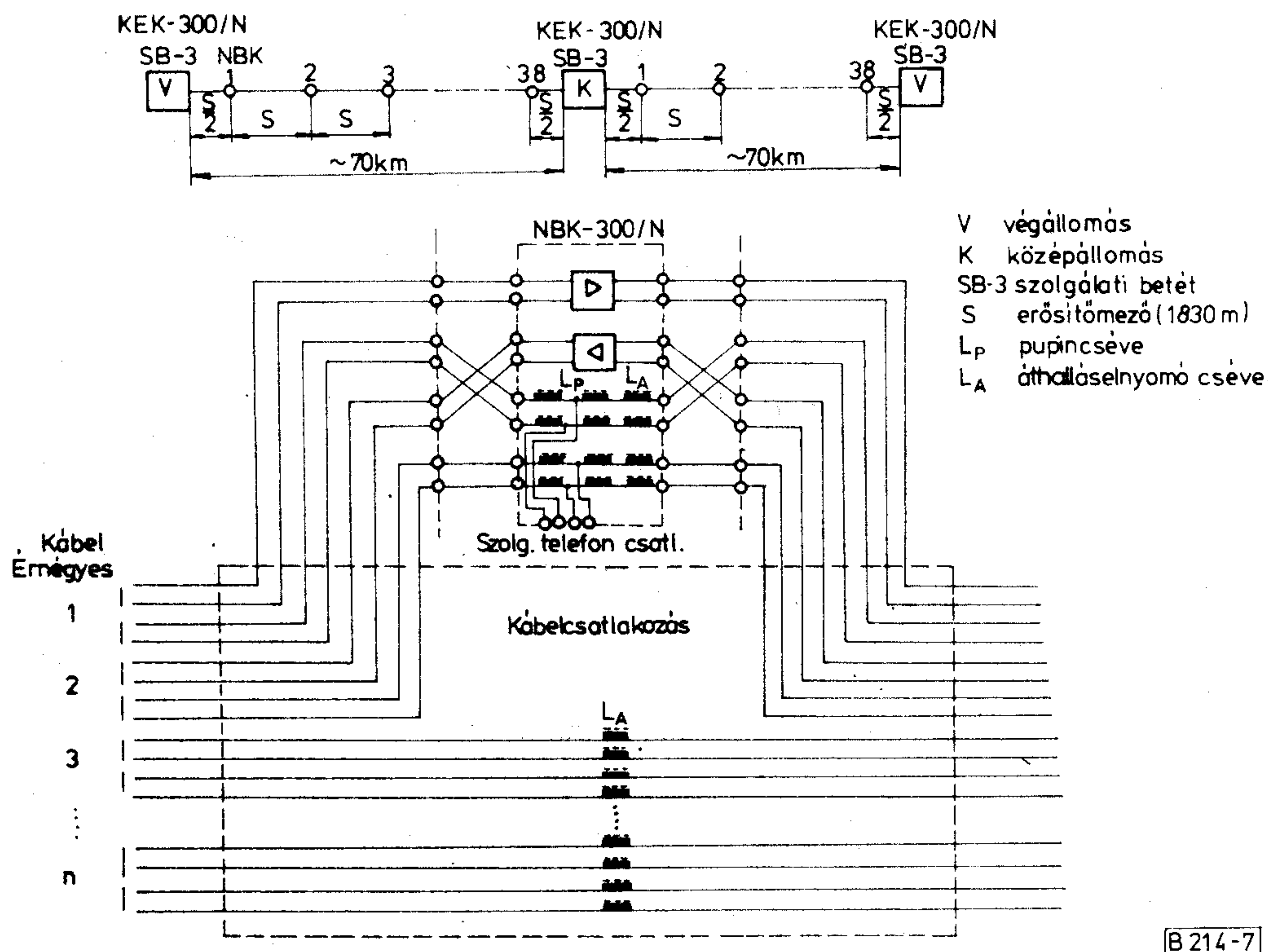
A leágazó szűrők meredek csillapításkarakterisztikájú alul- és felüláteresztő tagot tartalmazó váltószűrők. Soros leágazásnál mindig két szűrő kapcsolódik kaszkádba, amelyek együttesen 85 dB zárócsillapítást biztosítanak.

A betét kiépíthető, mind egyoldali, mind kétoldali párhuzamos vagy soros leágaztatásra.

TÁVTÁPLÁLT, TÁVFELÜGYELT ERŐSÍTŐ (NBK-300/N)

A távtáplált erősítő fő feladatai:

- a csatlakozó erősítő szakasz csillapítástorzításának kiegyenlítése, beleértve a telepítésből adódó toleranciát, valamint a kábelcsillapítás szórásából adódó eltéréseket (0,9 Cu kábel esetén ± 30 m és $\pm 6\%$);
- a felhalmozódó csillapítástorzítások kiegyenlítése szabályozatlan erősítőknél;



7. ábra. BK-300/N rendszer szolgálati áramköre és áthallás-elnyomó csévek elhelyezési vázlata

- rövidebb csatlakozó erősítő szakasz esetén annak névleges hosszra történő kiegészítése, kábeltoldalék beiktatásával;
- hőmérsékletokozta csillapításváltozás kiegyenlítése két vonali pilottal vezérelt erősítésszabályozással;
- távkiszolgálás biztosítása (hibahely behatárolás és szolgálati összeköttetés) a hozzátartozó felügyeleti állomásokkal.

Ezeket a feladatokat a három változatban készülő erősítő készülékek látják el.

Alsó sávban szabályozott erősítőkészlet (8. ábra)

A készülék két önálló mechanikai egységből áll. Az egyik egység egy alsó sávú szabályozott erősítőt és egy felső sávú szabályozatlan erősítőt tartalmaz. A másik egység egy magisztrális kiegyenlítő a felső sáv részére.

Az alsó sávú átviteli irány impedanciaillesztést végző 124 ohm szimm./75 ohm aszimm. vonaltranszformátorral és bemeneti sávszűrővel kezdődik, majd szükség esetén kábeltoldalék iktatható a jelútba. Ezután előkiegyenlítő áramkör következik, majd előerősítő. Az előerősítő frekvenciafüggő visszacsatolással beállított erősítése az előkiegyenlítővel együtt kiegyenlíti a névleges kábelszakasz frekvenciafüggő csillapítását. Az előerősítőben a 267 kHz-es pilot vezérli a frekvenciafüggetlen automatikus erősítés-szabályozást végző termisztort. Az előerősítőt követő, termisztorral vezérelt Bode-típusú kiegyenlítővel végezzük a frekvenciafüggő (ferde) szabályozást.

A termisztor fűtőáramát az 1602 kHz-es pilot vezérli. A Bode-kiegyenlítőt frekvenciafüggetlen erő-

sítésű végerősítő követi, majd a vonaltranszformátor következik. A 267 kHz-es és 1602 kHz-es pilotjelek vételét, erősítését és egyenirányítását pilotvevők végzik.

A felső sávú átviteli irány vonaltranszformátorral és bemeneti felületeresztő szűrővel kezdődik, majd szükség esetén itt is kábeltoldalék iktatható a jelútba. Ezután frekvenciafüggő visszacsatolással ellátott előerősítő van. Ezt követően a jel az önálló mechanikai egységet képező magisztrális kiegyenlítőbe jut. Ezzel a kiegyenlítővel végezhető el a kábelcsillapítás és kábelhossz szórásának kompenzálása, valamint a felhalmozódó csillapítástorzítások kiegyenlítése.

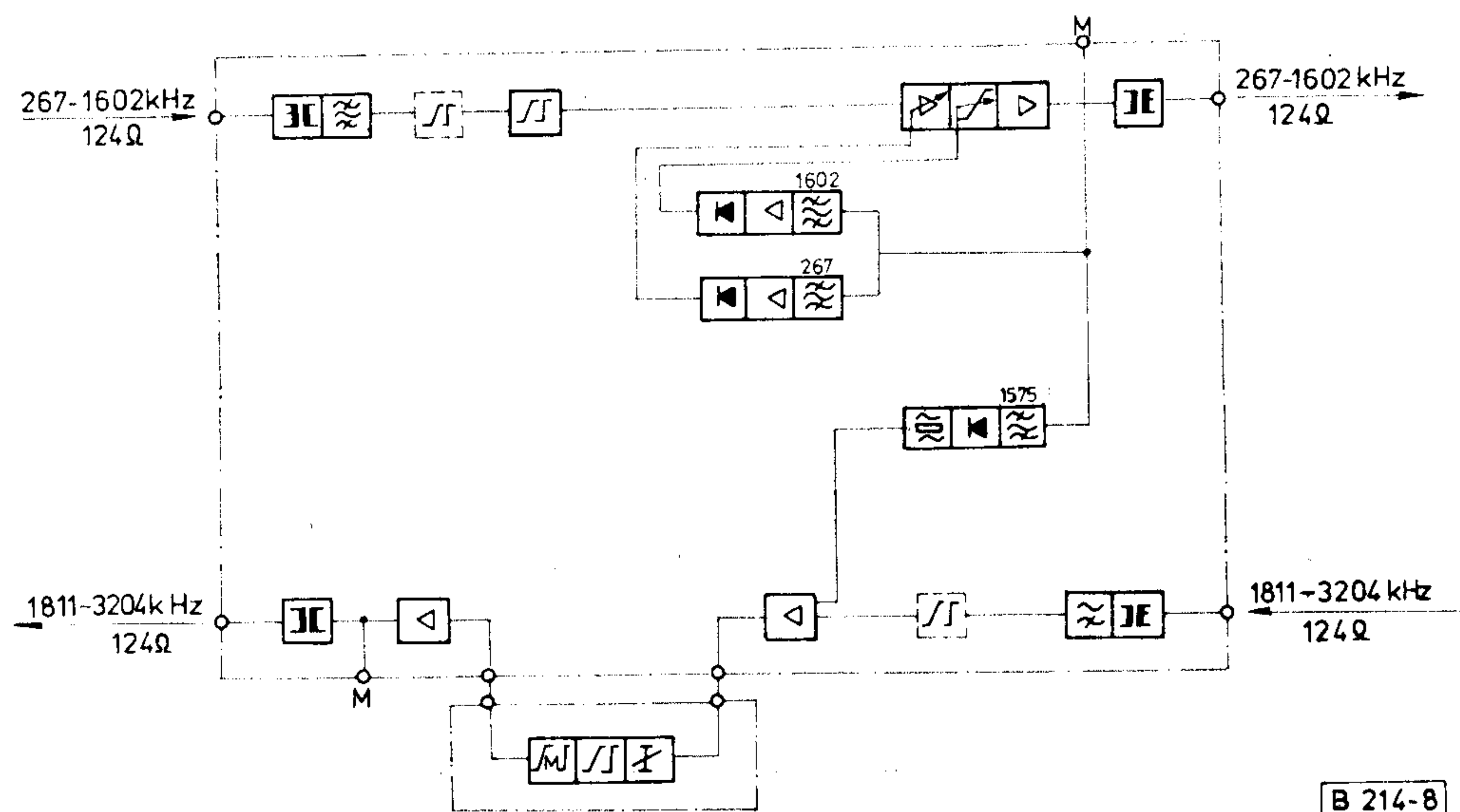
Ezután az erősítő egységben levő frekvenciafüggő visszacsatolással rendelkező végerősítő következik. Az előerősítő és végerősítő együttes frekvenciafüggő erősítése kompenzálja a névleges kábelszakasz teljes csillapítástorzítását. A végerősítő kimenetéhez vonaltranszformátor csatlakozik.

A távtáplált erősítőben a tápáram kivétele a be- és kimeneti vonaltranszformátor középleágazásain történik. Az erősítők részére a tápfeszültséget 15 V-os zener diódáról vesszük.

A táphurok szakadás helyének behatárolására ellenállás-dióda lánc kapcsolódik a táphurok két ága közé (5. ábra). A hibás vonalerősítő helyének megállapítására az erősítőben az erősítőre jellemző frekvenciájú, az „A” végállomásról 1575 kHz-es jellel indítható hibahelybehatároló oszcillátor szolgál (6–10. ábra).

Felső sávban szabályozott erősítőkészlet (9. ábra)

Ez az erősítő készülék a fentiekben ismertetett alsó sávú erősítőkészlethez hasonló feladatokat lát el.



8. ábra. NBK-300/N távfelügyelt, távtáplált erősítő, két-pilotos szabályozású az alsó frekvenciasávban

A lényeges különbség az, hogy itt az alsó sávú erősítő szabályozatlan — ehhez csatlakozik a magisztrális kiegyenlítő —, míg a felső sávú erősítő a szabályozott.

A frekvenciafüggetlen erősítésszabályozást az 1869 kHz-es pilot, a ferde szabályozást a 3204 kHz-es pilot végzi.

Szabályozatlan erősítőkészlet (10. ábra)

Ennek az erősítő készletnek mind az alsó-, mind a felső sávú átviteli útja szabályozatlan és magisztrális kiegyenlítővel rendelkezik a fent említett feladatok ellátására.

Műszaki adatok

Távbeszélő csatornák száma 300
Alapáramkör szimmetrikus földkábel

Üzem mód

négyhuzalos, különfrekvenciás

Multiplex oldal

Adásirányú bemenő és vételirányú kimenő frekvenciasáv

312—1548 kHz

Adásirányú névleges bemeneti és vételirányú névleges kimeneti szint

— 33 dBr

Be- és kimeneti impedancia

75 ohm, aszim.

Kábel oldal

Kimenő frekvenciasáv

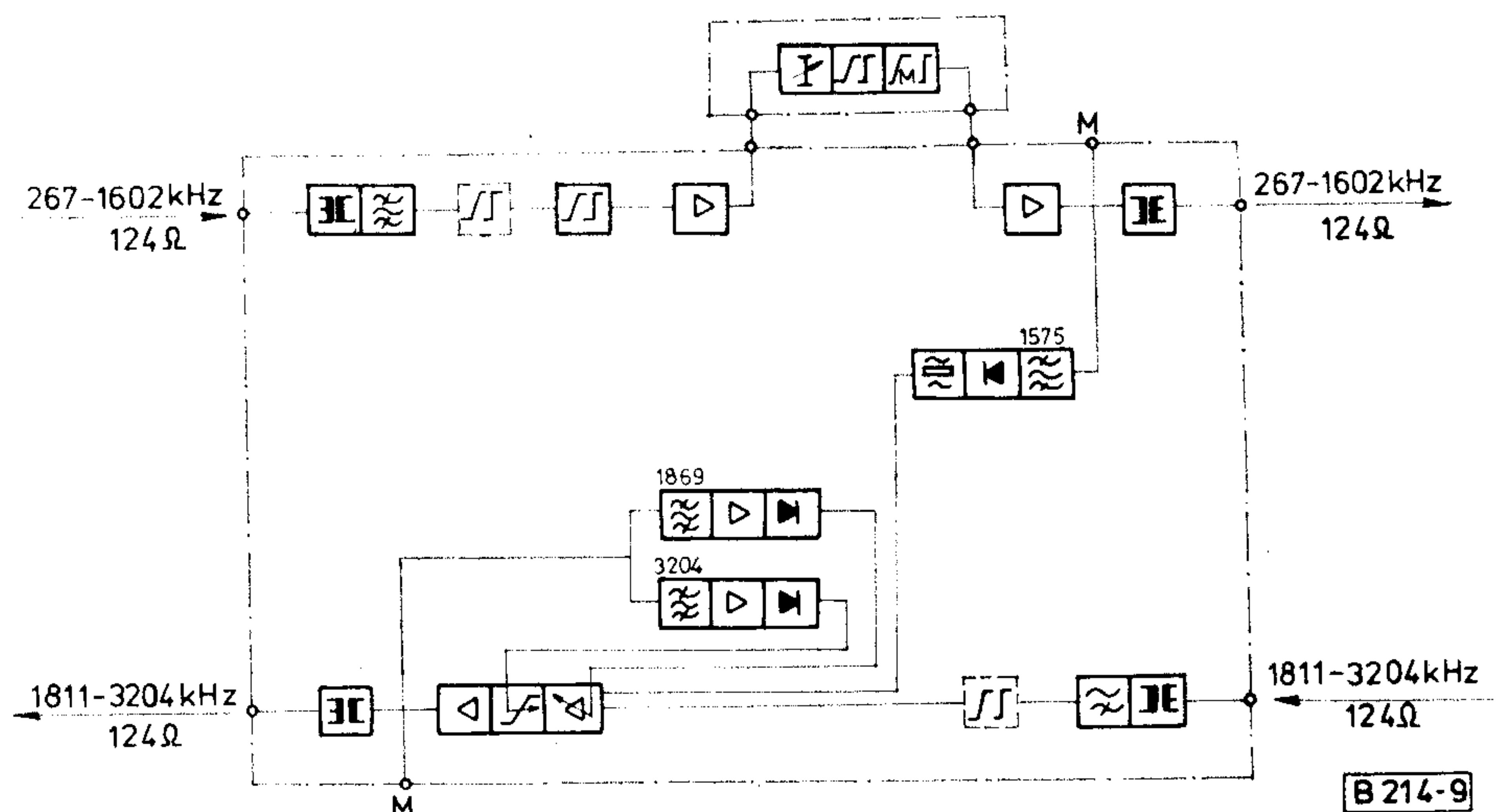
— alsó
— felső

312—1548 kHz
1923—3159 kHz

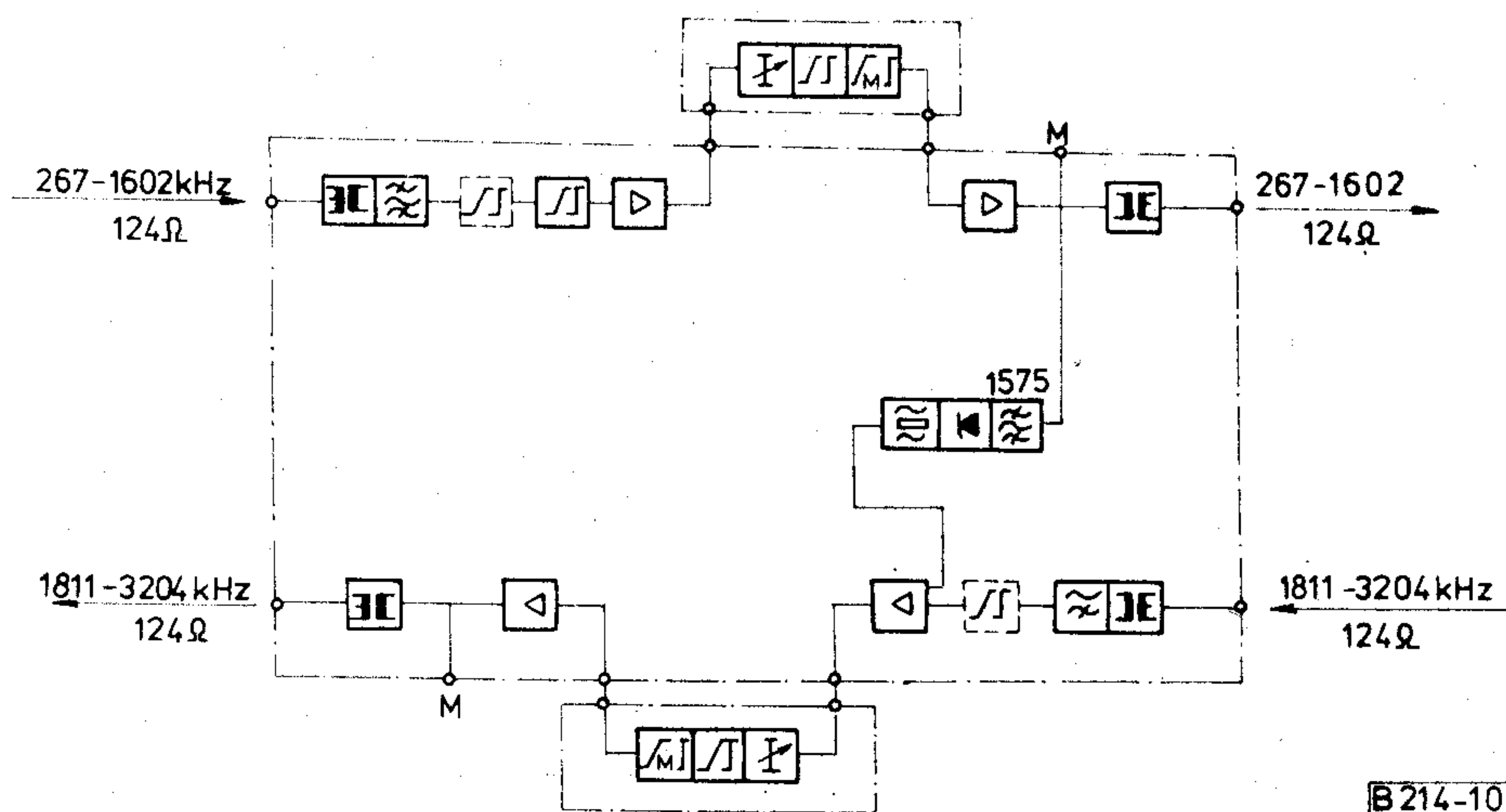
Adásirányú kimeneti szint

— alsó teljes frekvenciasávban
— felső frekvenciasávban, 3204 kHz-en

— 15 dBr
— 5 dBr



9. ábra. NBK-300/N távfelügyelt, távtáplált erősítő, két-pilotos szabályozású a felső frekvenciasávban



10. ábra. NBK—300/N távfelügyelt távtáplált erősítő, fix erősítésű mindkét sávban

— preemfázis (a frekvencia függvényében lineáris)	6,5 dB	A vonalszakaszi végállomás adó- és vevő-részének össz zaja (alap- és intermodulációs zaj), — 15 dBmO/csatorna terheléskor	max. 30 pWOp
Adásirányú kimeneti, ill. vétel- irányú bemeneti impedancia (kábelfüggetl., szimmetrikus)	124 ohm	A frekvencia-sávfordító állomások össz zaja, átviteli irányonként	max. 30 pWOp
Pilotjelek frekvenciái		A vonalerősítők alap- és intermodulációs zaja névleges erősítés mellett	max. 5 pWOp
— alsó sáv	267 és 1602 kHz		
— felső sáv	1869 és 3204 kHz		
A pilotjelek vonali szintje	— 10 dBmO	Távtáplálás	
Erősítés a pilotfrekvenciákon	267 kHz-en 9,6 dB 1602 kHz-en 26,8 dB 1869 kHz-en 29,4 dB 3204 kHz-en 41,5 dB	Távtápláló áram	150 mA
		Távtápláló feszültség	max. 500 V
A pilotszabályozással kiegyenlíthető szinteltérés		Szolgálati vonal	
— egyenes szabályozás		Legnagyobb áthidalható vonalcsillapítás két felügyeletes állomás között 800 Hz-en	40 dB
alsó sáv	min. ± 3 dB	Frekvenciasáv	0,3—3,4 kHz
felső sáv	min. ± 5 dB	A szolgálati távbeszélő készülék csatlakozási impedanciája	nagyohmos
— ferde szabályozás		Hívójel frekvenciája	2280 Hz
alsó sáv	min. ± 3,5 dB		
felső sáv	min. ± 3 dB		

Mérési algoritmus ellenállás-létra-hálózatok mérésére

PIRET ENDRE
ORION

A feladat

A digitális-analóg (D/A) konverterek egy fajtája a konvertáláshoz ellenállás-létra-hálózatot használ (1. sz. ábra). Ez a hálózat többnyire vastagfilm-technikával készül hazánkban is. A D/A átalakítás pontossága egyaránt függ a hálózat pontosságától és az elektronika többi részének (kapcsolók, műveleti erősítő) működésétől. D/A konverterek gyártásánál célszerű a létra-hálózatokat még beépítés előtt ellenőrizni. Az ellenőrzés hagyományos módja az, hogy a vizsgálandó létra-hálózatot egy már felépített D/A konverter létra-hálózatának helyébe tesszük, és vizsgáljuk az így létrejött konverter pontosságát. Ez az eljárás hosszadalmas, pontos digitális voltmérőt (A/D konvertert) és numerikus számítást igényel. A mérést szakképzetlen személy nehezen végzi el.

A cél egy olyan mérési eljárás (jelen esetben inkább mérési algoritmus) kidolgozása, és ennek birtokában egy olyan mérőberendezés létrehozása volt, mely jó—nem jó alakban kiértékelve közvetlen eredményt ad.

A mérési algoritmus

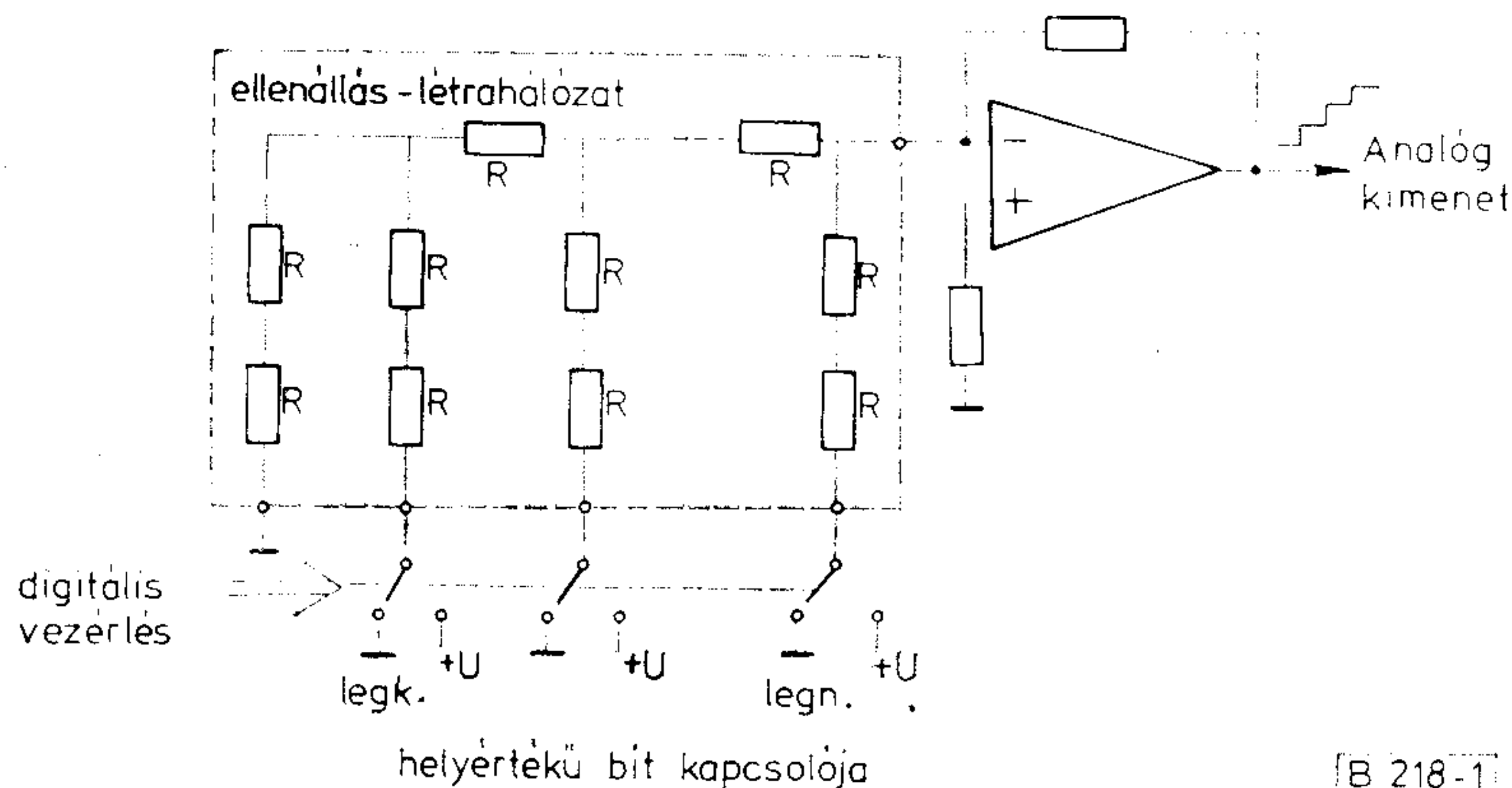
Egy, a vizsgálandó ellenállás-létra-hálózattal felépített digitál-analóg átalakító vázlatos kapcsolása látható az 1. ábrán. A valóságban a digitek kapcsolását elektronikus eszközök végzik. A működésből következik, hogy a létra-hálózatot alkotó ellenállások abszolút értéke a pontosság szempontjából közömbös, a lényeges az, hogy értékük egymáshoz képest (vagyis az egyes ellenállások aránya) megfelelő legyen.

A méréshez tekintsük csak a létra-hálózatot magát és a kapcsolókat. Először vizsgáljuk azt az esetet, amikor a hálózat a legnagyobb helyértékű bitjét „be” állásba, a többi bitjét „ki” állásba kapcsoljuk. A 2a. ábrán ezt a helyzetet tüntettük fel, azzal az egyszerűsítéssel, hogy csak a két legkisebb helyértékű és a legnagyobb helyértékű bitet rajzoltuk ki. A hálózat hossza egyébként tetszőleges lehet. Függőleges szaggatott osztásvonalakkal a hálózatot gondolatban részekre bontottuk. Minden osztásvonal mellett feltüntettük, hogy az osztásvonaltól balra lévő hálózat-rész mekkora ellenállást képvisel a „0” potenciálú pont felé, névleges R ellenállásokat feltételezve. Belátható, hogy a 2a. ábra szerint kapcsolt ellenálláshálózat kimenetén a bemenő U feszültség fele jelenik meg.

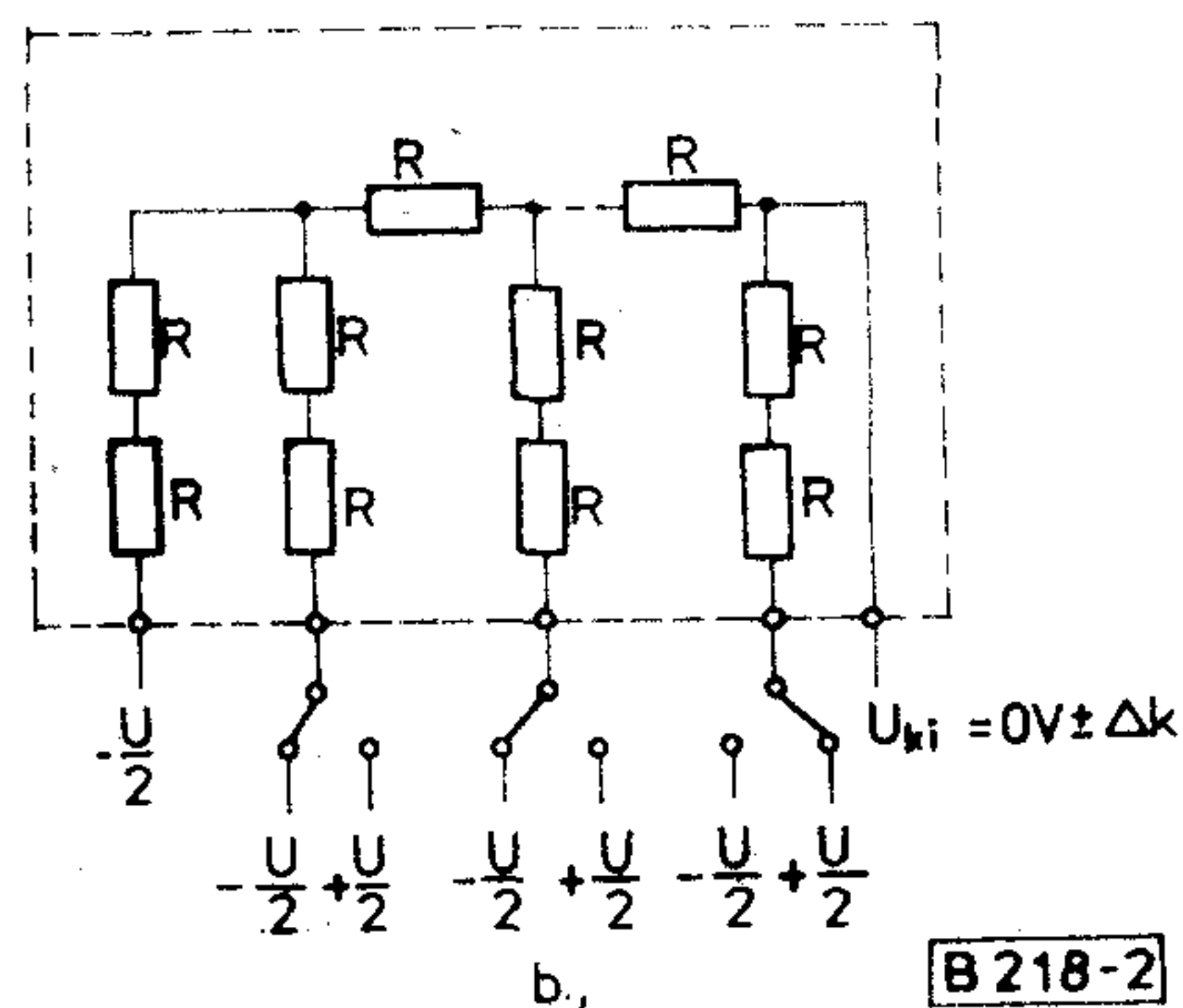
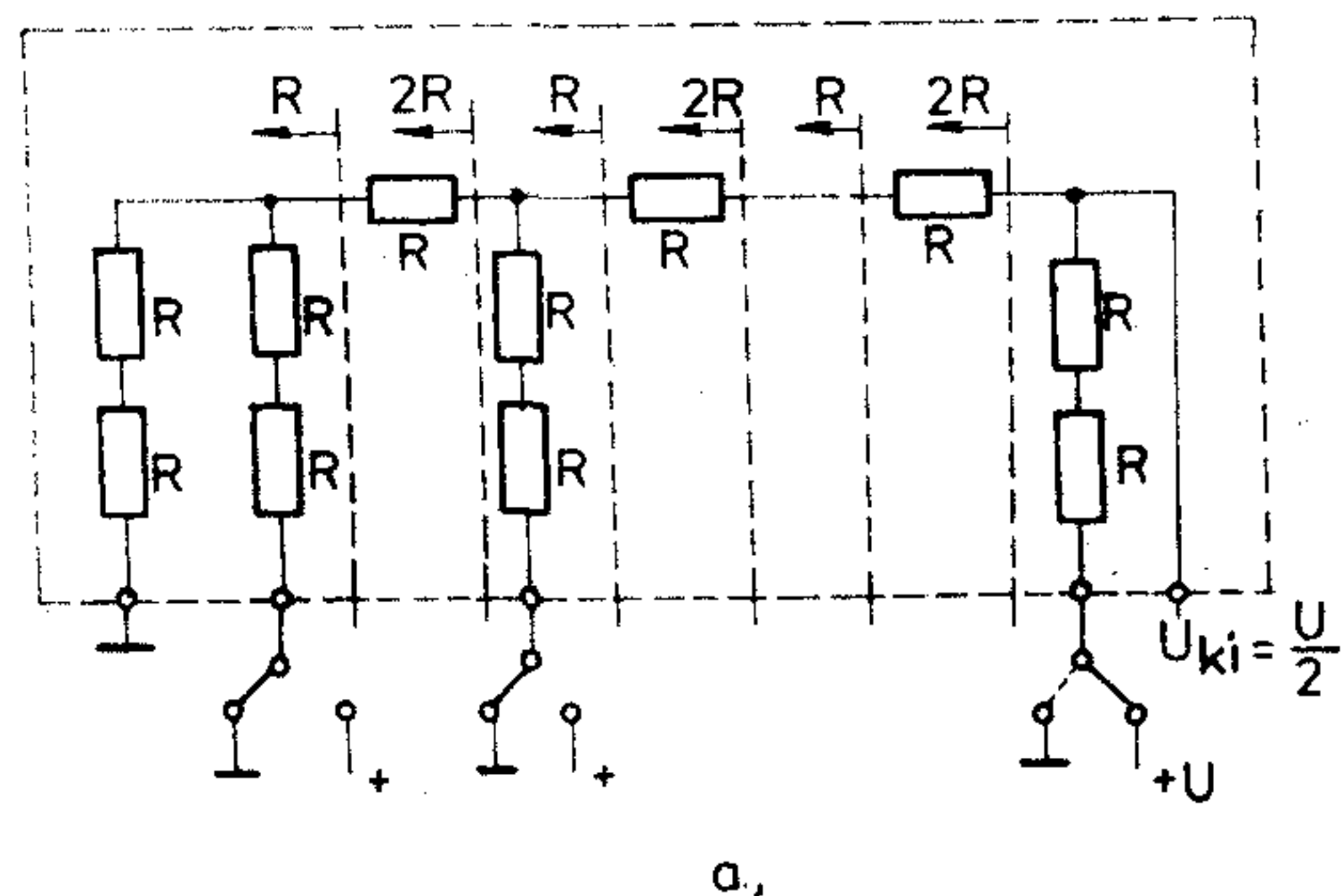
Az elmondottakból következik, hogy ha a létra-hálózat nem $+U$ és 0 potenciálú pontok közé, hanem $+U/2$ és $-U/2$ potenciálú pontok közé kötjük, akkor a létra-hálózat kimeneti pontján 0 kimenőfeszültséget kapunk. Amennyiben a létra-hálózat feszültségosztása nem pontos, úgy a kimeneten nem nulla feszültség jelenik meg, hanem a pontatlansággal arányos $\pm \Delta U$ feszültség (2b. ábra).

Az eddigiek a legnagyobb helyértékű bit mérésére vonatkoztak. A kisebb helyértékű bit-ek mérésénél az a probléma, hogy a bit-ek-et alkotó ellenállások közvetlenül nincsenek kivezetve, a hibafeszültséget (ΔU) szolgáltató ponthoz csak a magasabb helyértékű bit-eket alkotó ellenállásokon keresztül lehet hozzáférni.

Alakítsunk ki olyan mérési algoritmust, melynél az egyes bit-ek mérését előírt sorrendben végezzük, nevezetesen a nagyobb helyértéktől a kisebb helyérték felé haladunk. A legnagyobb helyértékű bit-et



1. ábra. Egy ellenállás-létra-hálózattal megvalósított D/A konverter vázlatos kapcsolása



2. ábra. A létrahálózat legnagyobb helyértékű bit-jének mérése

vizsgáljuk meg a már említett módon (2b. ábra). A kisebb helyértékű bit-re áttérve a már megmért bit keresztellenállásait nem $+U/2$ vagy $-U/2$ feszültségre, hanem „0” potenciálra kötjük. A mérési elrendezés a 3. ábra szerint alakul. Az ábráról látható, hogy a létrahálózat kimenetén a hibafeszültség fele, $\frac{\Delta U}{2}$ jelenik meg. Gondolatban tovább ha-

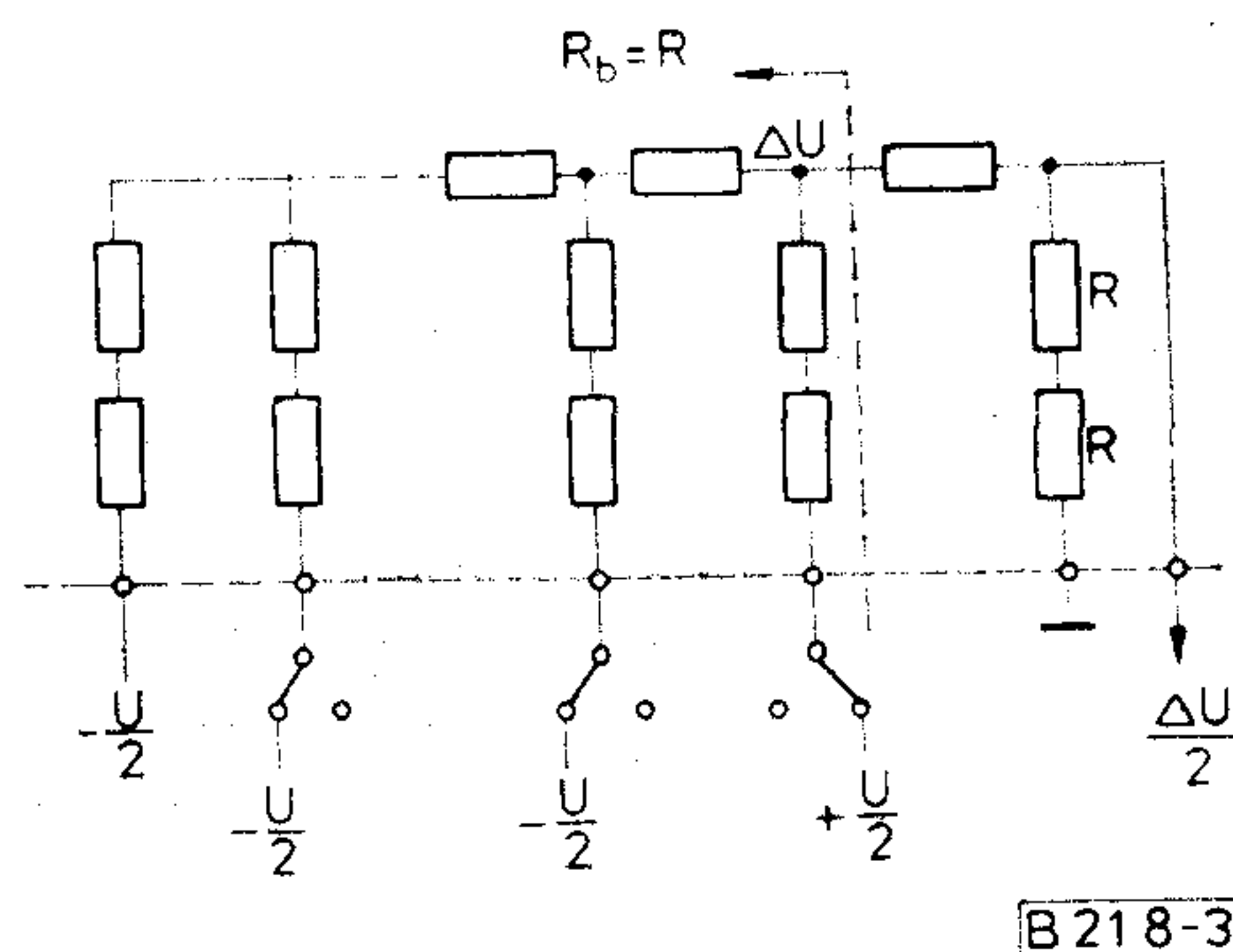
ladva az ábra szerint balra, a már megmért (és jó-nak talált) bit-ek keresztellenállásait rendre „0” potenciálra kötve a mindenkor hibafeszültség negye-de, nyolcada, tizenhatoda, stb. jelenik meg a ki-meneten. A hibafeszültség e bináris súlyozására szükségünk is van, hisz a kisebb helyértékű bit-ek a D/A átalakításban kisebb súllyal vesznek részt, így hibájuk is megfelelően nagyobb lehet. A mérőmű-szer így egyszerűbb lehet, nincs szükség a tolerancia-határok bit-enkénti átkapcsolására. A hiba bináris súlyozásán kívül itt halmozott hibát mérünk, de ez is megfelel az üzemi körülményeknek.

A mérési sorrendet betartva a már megmért bit-ek keresztellenállásait rendre „0” potenciálra kötve tehát a létrahálózat kimenetén a szükséges bináris súlyozású hibafeszültség jelenik meg, melyet fel-erősítve és kiértékelve a létrahálózat bit-jeinek fe-szültségosztása egyszerűen ellenőrizhető.

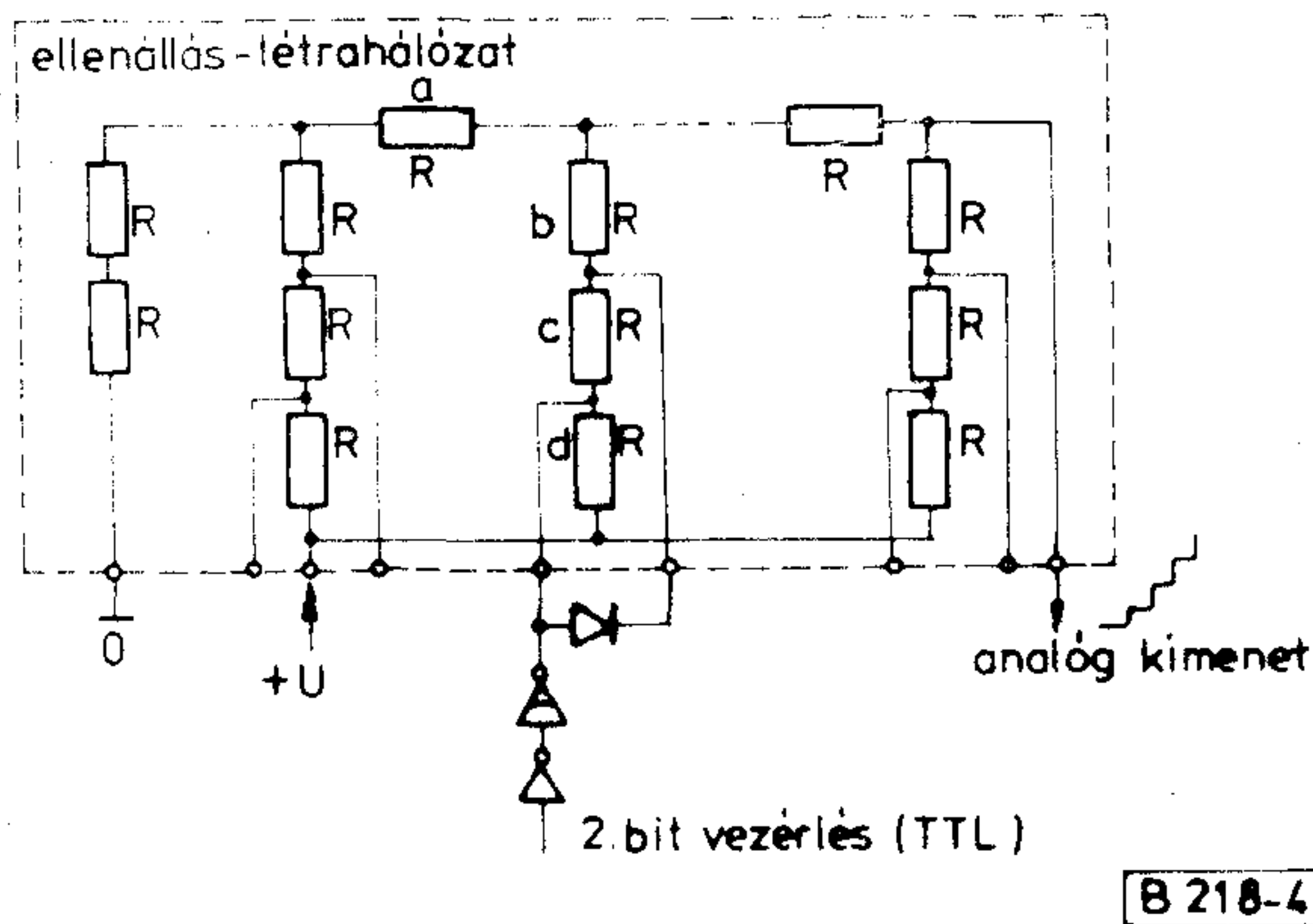
Az előbbieken vázolt mérési algoritmus minden további nélkül alkalmazható olyan ellenállás-létrahálózatok mérésére is, melyeknél a keresztágban há-rom ellenállás van. Ilyen létrahálózatot az elektro-nikus vezérlés miatt készítenek, a vezérlés módja a 4. ábrán látható egyetlen bit-re. Ebben az esetben a bit „igen” szintjét a b és d ellenállások, a „nem” szintet a b és c ellenállások határozzák meg. A mé-rési algoritmust most kétszer kell lefolytatni, a két mérés közt az 5. ábrán látható „bit szint” kapcsolót (minden bitnél) át kell kapcsolni.

A mérőberendezés

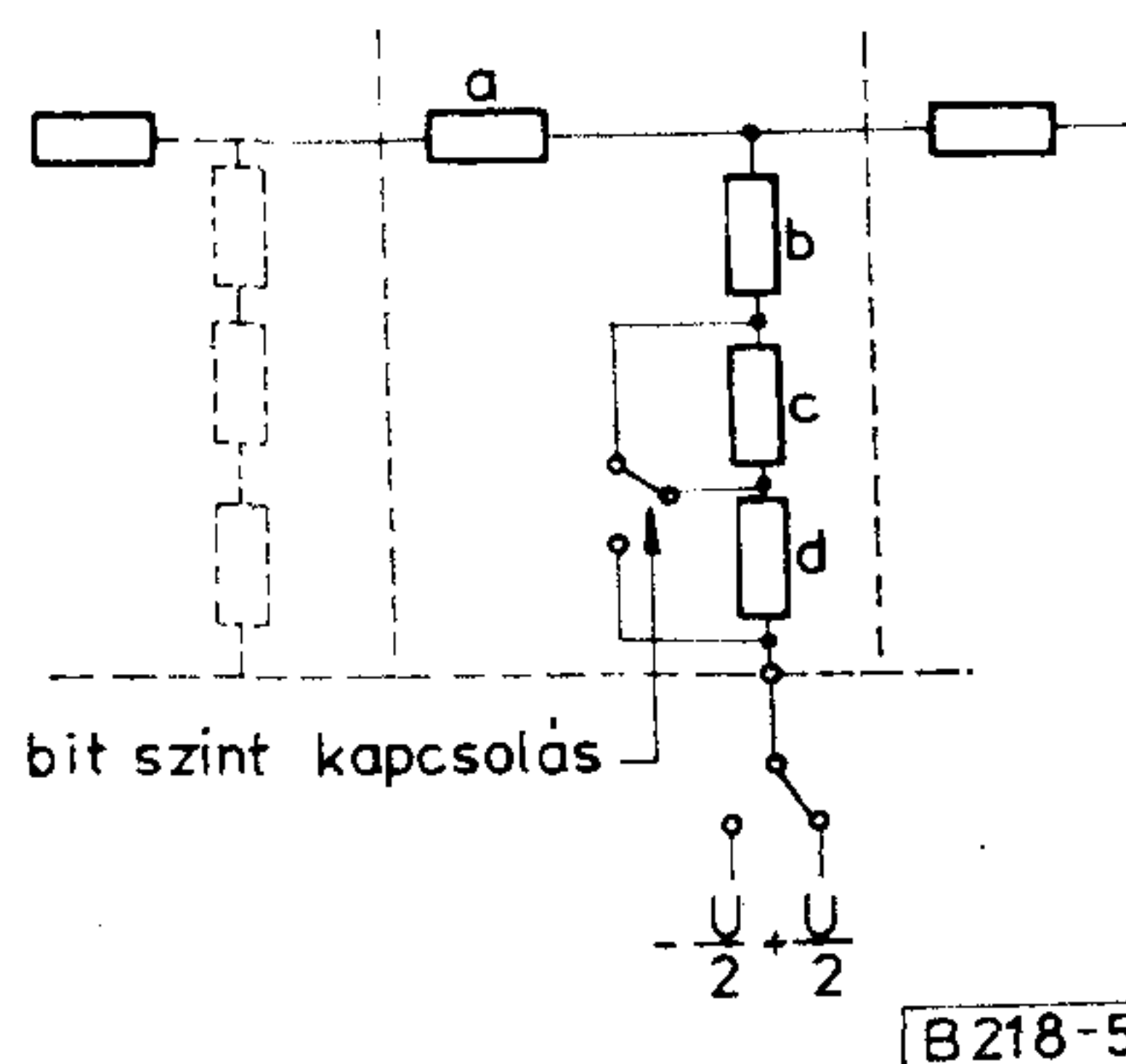
A mérési algoritmus birtokában a mérőberendezés igen egyszerűen építhető fel. A mérési sorrendet biztosítva csak azt kell minden egyes bit-nél figyelni, hogy a létrahálózat kimenetén a hibafeszültség egy adott értéket nem lép-e túl. Az ellenálláshálózatot tápláló $+U$, $-U$ feszültségforrások pontosságától függ elsősorban a mérés pontossága. A mérési hiba



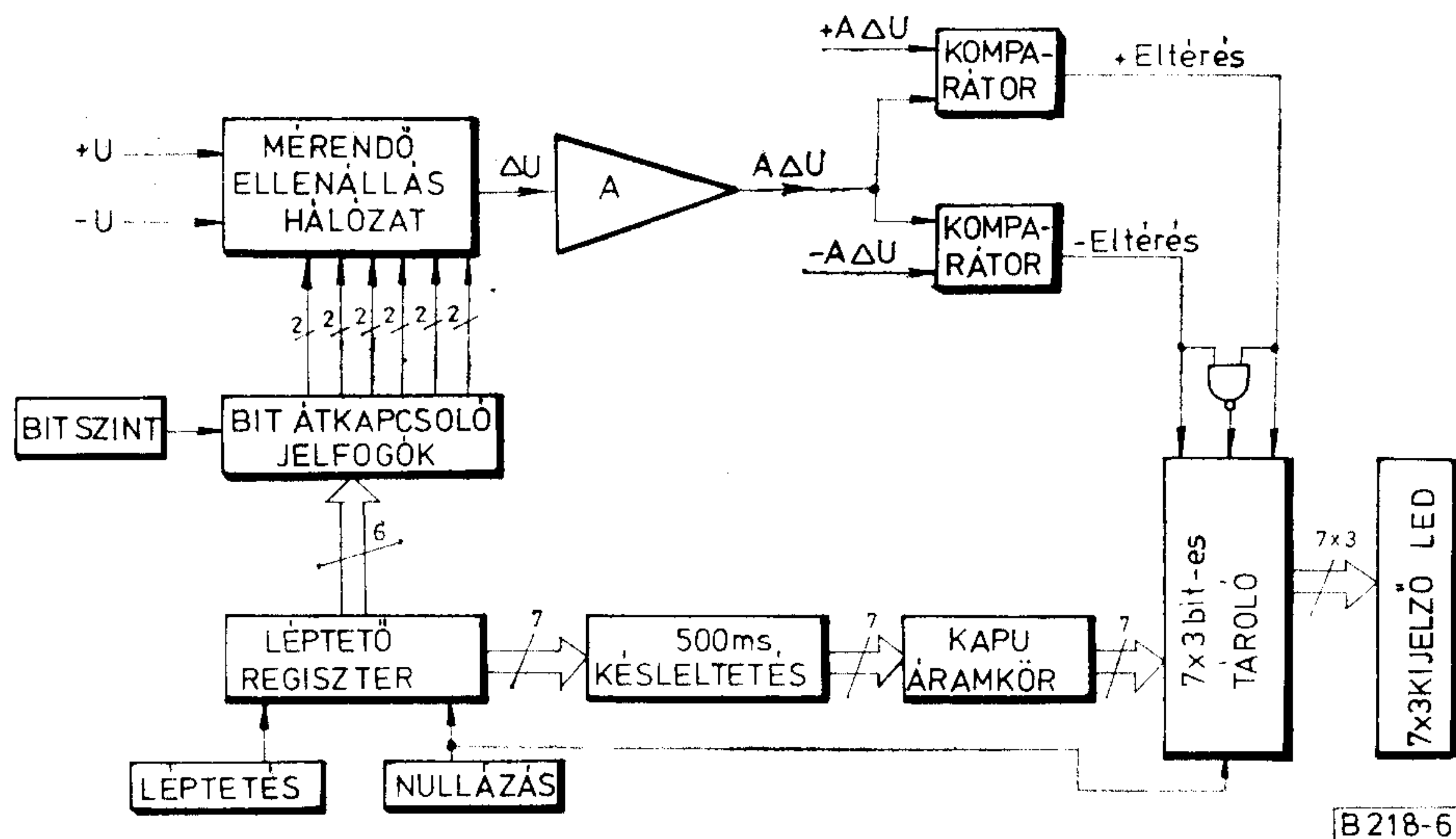
3. ábra. A legnagyobb helyértékű bit előtti bit mérése



4. ábra. Az ellenálláshálózat elektronikus vezérlése



5. ábra. A „bit-szint” kapcsoló működési elve



6. ábra. A mérőberendezés tömbvázlata

nagyságát első közelítésben nem a két feszültség nagysága, hanem egymáshoz viszonyított eltérése adja. Ezt az eltérést igen kis értéken lehet tartani egy 1:2 arányú feszültségosztó és egy invertáló erősítő segítségével. A feszültségosztó pontos osztás-viszonyát két azonos — viszonylag jóminőségű — ellenállás hőhíddal történt összekötésével könnyen sikerült realizálni.

A 6. ábrán egy 7 bit-es ellenállás-létrahálózat félautomata ellenőrzését végző berendezés tömbvázlata látható. A mérési algoritmus betartásáért a léptető regiszter a felelős, melyet az előlapról csak egy irányba léptethetünk. Az egész mérés vezérlését ez a léptető regiszter végzi, melyet egyesekkel töltünk fel, és a bit átkapcsoló jelfogók sorban behúznak. A jelfogók alapállásában a legnagyobb helyértékű bit mérésére kapcsolnak, így hét bit mérésére hat vezérlőjelre van szükség.

A mérendő kimenetén megjelenik a hibafeszültség ΔU , melyet az erősítő erősít $A \cdot \Delta U$ -ra. Úgy a pozitív, mint a negatív toleranciahatár túllépést a komparátorok TTL „0”-szinttel jelzik. Ezt a jelet vezetjük a tárolóba mint adatjelet. Előállítunk azonban egy olyan harmadik adatjelet is, mely a névleges (toleranciahatáron belüli) állapot tárolását teszi lehetővé.

A tároló tehát minden bit-nél: a „névleges”, a „- eltérés”, a „+ eltérés” állapotot tárolhat. A tároló mindenkor tartalmát az előlapon elhelyezett 3×7 LED jelzi ki.

A létrahálózat bit-jeinek átkapcsolásával párhuzamosan a tárolót is vezérelni kell. Gondoskodni kell azonban arról, hogy az átkapcsolás után a berendezés újból nyugalomba tudjon jutni. Ezt a célt szolgálja a 500 ms-os késleltetés. A léptető regiszter késleltetett jele közvetlen nem használható fel a tároló vezérlésére. A léptető regisztert ugyanis egyesekkel töltöttük fel. Ez azt jelenti, hogy a már megmért bit-ek helyén is ad vezérlést, így a már megmért bit-ek tárolt állapotát újból átírnánk. A tárolót vezérlő kapuáramkörök biztosítják azt, hogy mindig csak a soronkövetkező mérés tárolói kapjanak vezérlő impulzust.

A tárolt adatok törlése és a berendezés alapállapotba állítása (új mérés kezdése) a „Reset” utasítással (nyomógomb) történik.

A mérőberendezést üzemi körülmények között sorozatmérésekre használták. A több éves tapasztalat szerint mind kezelhetőség, mind megbízhatóság szempontjából teljesítette a hozzá fűzött reményeket. Teljesen automata üzemre történő kiegészítésére nem került sor.

A televíziógyártás negyedszázada az ORION-ban

SIMON JÓZSEF
JAKABIK BÉLA
ORION

25 évvel ezelőtt, 1956-ban indult az ORION-ban az első magyar televízió vevőkészülék, az AT 501-es típus sorozatgyártása.

Ebből az alkalomból érdemes röviden áttekinteni a televíziótechnika történetét.

A képátvitel gondolata már akkor foglalkoztatta az embereket, amikor azt technikailag — eszközök hiányában — még nem lehetett megvalósítani.

Nipkow pl. az erre vonatkozó szabadalmát még a múlt században jelentette be, de az első ilyen kezdetleges, az ún. Nipkow tárcsás készülék bemutatására csak 1928-ban kerülhetett sor. A mindössze 3×4 cm-es méretű, gyenge fényerejű kép csupán 30 sorból tevődött össze, ami nem is adhat élvezhető képet.

A felbontást a későbbiekben sikerült megnövelni. 1936-ban a televízió már 180 soros bontással közvetítette a berlini olimpiát. A továbblépést azonban a mechanikus képfelbontás helyett az elektronikus megoldás alkalmazása jelentette. Angliában és a Szovjetunióban megindították a rendszeres adásokat, de akkor még nagyon kevés vevőkészülék működött. A második világháború idején a fejlődés stagnált, de a háború befejezését követő években jelentős ráfordításokkal folytatták a fejlesztést. 1946-ban a világon összesen még csak 40 000 db televízió vevőkészülék volt, de az ötvenes évek közepe felé ez a mennyiség már három nagyságrenddel megnőtt: 1954-ben a földkerekségen már 37 millió db TV vevő működött!

Hazánkban is történtek lépések a televízió bevezetése érdekében még a 30-as években. 1935-ben megalakult a Magyar Televízió RT, de a terveiket nem valósították meg. Az Egyesült Izzó a katódsugárcsövek fejlesztésében ért el ugyan eredményeket, de a vevőkészülék gyártására abban az időben a magyar híradástechnikai ipar nem készült fel.

A vevőkészülék fejlesztési munkái az ORION-ban az ötvenes évek elején indultak el. Az első labor-minta még kerek, kisméretű képcsővel működött, de nem ez, hanem az akkori technikai fejlettségnek megfelelően egy modern, nagy érzékenységű, 43 cm-es átlójú képcsővel működő készülék, az AT 501 típus került gyártásba. A prototípus és a „0” széria elkészülése idején egy kisteljesítményű, mindössze 100 wattos kísérleti adóberendezés működött Budapesten, de a készülékek a kis térerősség ellenére megfelelő képminőséget nyújtottak.

A tömeggyártásra való felkészülés sok nehézséggel járt, de a gyár lelkes műszaki gárdája sikerrel oldotta meg ezt a nehéz, de szép feladatot. Tekintettel az akkori gazdasági helyzetre, a gyártáshoz szükséges berendezések, mérőműszerek importjára nem volt lehetőség, ezért ezeket is itthon kellett megtervezni és a gyártáshoz, valamint a szervizhez szükséges meny-

nyiségben legyártani. A gyár műszaki szakemberei — nagyrészt a gyártmányfejlesztés mérnökei — elkészítették a központi műadót, a készülék csatornaváltója, valamint a kép és hangközépfrekvenciás fokozatai behangolásához szükséges vobbulátorokat és más célműszereket. Tanfolyamokon készítették fel a rádióműszerészeket az új technikára, így a gyártás már megfelelő eszközökkel és szakemberekkel indulhatott meg.

Az első kétszatornás konstrukciót hamarosan újabb változatok követték. A készülékbe bekerült a 12 csatornás dobváltó és a gyártás indítása utáni évben, 1957-ben már az első exportszállítmány is elindult Lengyelországba.

Az NDK-ból importált 30 kW-os nagyteljesítményű TV adó üzembehelyezése lehetővé tette egy egyszerűbb, olcsóbb készüléktípus kidolgozását és gyártását. Így született meg az egyenes rendszerű, egy csatorna vételére alkalmas készülék az AT 301-es típus, amelynek volt egy rádiókészülékkel egybeépített változata is. Ezt követően nagyrészt az AT 301 áramkörü megoldásai felhasználásával, de 12 csatornás dobváltóval és megfelelő középfrekvenciás fokozattal került piacra az AT 401 A típusú készülék.

Továbblépést jelentett az addigi 70°-os eltérítőszögű képcsövek helyett a 90°-os képcsövek megjelenése, amely lehetővé tette a készülék mélységi méretének csökkentését és a nagyobb, 53 cm-es átlójú képcsövek alkalmazását. A 90°-os képcsövekkel hat új típus került gyártásba, köztük a népszerű „Tisza” és „Duna” típusok.

A fejlődés nem állt meg. A 110°-os képcsővel tovább lehetett növelni a képméretet, csökkenő mélységmért mellett. Ebben a kategóriában már 59 és 61 cm-es átlójú képcsövekkel, a hagyományos huzalozás helyett nyomtatott áramkörökkel jelentek meg az újabb készülékek, köztük a népszerű „Delta” típus is. Megjelent az első tranzisztorizált vevő is, és tőkés exportra már olyan készülékeket is gyártottunk, amely az UHF sáv vételére is alkalmas volt.

Az 1967-es esztendőben hozta forgalomba a kereskedelem az Orion gyár nagymértékben tranzisztorizált vevőkészülékét, az AT 848-as típust. Ebbe a készülékbe már kombinált UHF—VHF tuner került beépítésre, így az alkalmassá vált az UHF sáv vételére is. A készülék további érdekessége a kávéba sülyeszthető hordfűl volt, amely megkönnyítette a készülék áthelyezését, másodkészülékként is jól használható volt.

Az új mechanizmus induló évében, 1968-ban készült el az egymilliomodik Orion televízió vevőkészülék, majd a következő évben az UHF sávban megkezdte a második műsor sugárzását a Magyar Televízió. Ugyanebben az évben indult a Victoria típusú új konstrukció gyártása, amelynek „Victoria Super” ne-

vű változata alkalmas volt a második program vételére. Az Orion az UE 100-as konverter kidolgozásával és gyártásával azok számára is lehetővé tette a második műsor vételét, akik régebbi, csak a VHF sávban működő vevővel rendelkeztek, s készüléküket még nem akarták újabbra cserélni.

Merész formatervezésű, a korábbi hagyományoktól erősen eltérő külsejű műanyagkávás „Vénusz” nevű 51 cm-es képcsöves készülék jelent meg 1971-ben a következő típuscsalád alapkészülékeként az üzletekben. Programozható állomásválasztó, műszeres állomás indikálás, a színes adások zavaró hatását kiküszöbölő színsegédvívó szűrő jelentették az újdonságot ennél a készüléktípusnál, amelyben az elektroncsövek és a tranzistorok mellett már az integrált áramkör is megtalálható. Az osztrák Kapsch céggel együttműködve dolgozták ki az Orion fejlesztői e típus továbbfejlesztését és Ausztriába exportált változatát. A hazai piacon az Orion gyár fennállásának 60. évében, 1973-ban az „Orion 60” névvel került az AT 5561 típus forgalomba, majd ezt követően több változat, köztük a szenzoros programváltóval ellátott kivitel gyarapította e készülékcsaládban a választékot.

Jelentős esemény volt a teljesen félvezetőkkel működő, modulrendszerű felépítésű AT 961-es típus gyártásbavétele. Ebben a készülékben a kép és hangközépfrekvenciás erősítő, a szinkronleválasztó és a soroszcillátor valamint a függőleges eltérítés funkcióit már integrált áramkörök látják el. A teljes félvezetősítés valamint a kapcsolóüzemű tápegység alkalmazásával a készülék fogyasztása a korábbi készülékek 140–180 watt teljesítményfelvételével szemben 60–65 wattal lecsökkent. A félvezetők alkalmazása, a kis fogyasztással járó kisebb belső hőmérséklet hatására a megbízhatóság nagymértékben nö-

vekedett. Ezt az új típust — ma már több változatban — az Orion 1977 óta gyártja.

Ugyancsak jelentős esemény volt a színes televízió vevőkészülékek gyártásbavétele. Bár az Orion már 1968-ban kidolgozott egy színes vevőkészülék konstrukciót, ez akkor nem került gyártásba. 1975-ben viszont a nyugatnémet SEL céggel kötött együttműködési megállapodás alapján átvett egy SEL által kidolgozott színes vevő konstrukciót, és a cégtől vásárolt gyártó szalagon — SEL technológia alkalmazásával — elindult az export rendeltetésű színes vevőkészülék gyártása. Ez a készülék részben még elektroncsövekkel működött, majd később gyártásba került a teljesen félvezetős változat is.

A hazai piacon Orion színes vevőkészülék először 1979-ben jelent meg, eddig 3 változatban, 51 és 56 cm-es képcsövel. A gyár fejlesztése új típusokat is dolgozott ki, így 56 és 67 cm-es képcsöves változatokat, amelyek távvezérléssel is kezelhetők. Készült olyan konstrukció is, amely alkalmas a Teletext rendszerű képűrség megjelenítésére is. Ezeket a készülékeket az Orion az idei őszi BNV alkalomával be is mutatta.

Az elmúlt 25 esztendőben az Orion gyárban 11 készülékcsalád több mint 40 változatából csaknem 3 millió db televízió vevőkészülék készült el. Ezek nagyobb részét a kereskedelem a hazai piacon hozta forgalomba, de jelentős mennyiségű készülék került exportra is. Első exportpiacunk Lengyelország volt, majd az NDK, Csehszlovákia és Románia is vásárolt Orion készülékeket. Nem sokkal később a fejlett tőkésországok közül NSZK, Hollandia, Svédország, Finnország és Norvégia üzleteiben is ismertté váltak az Orion márkájú televíziók. A közelkeleti országokban, így Egyiptomban, Irakban, Jordániában és Libanonban is sok készülékünk talált gazdára, öregbítve ezzel az Orion gyár hírnevét.

A HTE megemlékezése Szerkesztő Bizottságunk 20 éves jubileumáról

Az 1981-es évben a „BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények” folyóirat jelenlegi Szerkesztő Bizottsága munkálkodásának 20 éves jubileumát ünnepli.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Végrehajtó Bizottsága ez alkalomból értékelte a Szerkesztő Bizottság munkáját és az alábbiakat állapította meg:

1. A „BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények” szerkesztő bizottságainak tevékenysége az elmúlt évtizedekben szorosan összefonódott a HTE munkásságával.
2. A jelenlegi szerkesztő bizottság 1961-ben kezdte meg működését és az eltelt két évtizedben a három nagyvállalat szerkesztő bizottsági tagjai kiváló munkát végeztek. Örömről szolgált, hogy ők egyben a HTE munkájában is aktívan tevékenykedtek.
3. Az eredményesen tevékenykedő kollektíva elérte, hogy a lap tartalmában és külső megjelenésben gyors és töretlen fejlődésen ment ke-

resztül, melynek során az országos megjelenésű szaklapokkal azonos nivójú, kiemelkedően jó üzemi lappá fejlődött.

1980-ban a „BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények” és a HTE lapja, a „Híradástechnika” egyesült. Az 1980-as év volt a közös megjelenés premierje, és az elért eredmények azt mutatták, hogy az egyre nehezebb külső körülmények ellenére az új kollektíva biztosította, hogy a közös lap helyzete előnyösen alakuljon. Az új lapot a műszaki közvélemény kedvezően fogadta, mivel az színesebb lett és olvasótábora is sokrétűbbé vált.

Mindezek alapján, a jubileum alkalmából a HTE Végrehajtó Bizottsága köszönetét és elismerését fejezi ki a Szerkesztő Bizottság tagjainak.

A BHG, az ORION és a TERTA vállalatvezetőségei — csatlakozva a HTE értékeléséhez — az évforduló alkalmából a Szerkesztő Bizottság tagjait „Kiváló dolgozó”-i, illetve „Vezérigazgatói elismerés”-ben és pénzjutalomban részesítették.

HÍREK ÜZEMEINKBŐL

A Telefongyár moszkvai kiállítása után

A Telefongyár június 8-a és 12-e között számítástechnikai berendezéseinek, rendszerének nagyszabású bemutatóját rendezte meg Moszkvában a BUDAVOX segítségével.

A bemutatót, — amelyen működés közben tekinthették meg az érdeklődők a TAP-34 intelligens terminállal kiépített rendszereket — kiegészítette a felhasználás, az alkalmazás lehetőségeit ismertető előadássorozat. A gyár szakembereinek küldöttségét dr. Koncz Károly vezérigazgató vezette.

A megnyitón képviselte magát a Szovjetunió több minisztériuma, Tervhivatala, Állami Bankja, Műszaki Fejlesztési Bizottsága, külkereskedelmi vállalkozásai és egyéb jelentős testületek és vállalatok képviselői. A kiállítás házigazdája a Szovjet Összszövetségi Tudományos Információs Központ igazgatója volt.

A szovjet szakemberek működés közben ismerkedhettek meg a kiállított termékekkel. A bemutató helyszínén 4 darab komplett (vezérlő egység, billentyűzet, hajlékony-mágneslemezes adattároló) TAP-34-es berendezés dolgozott, kiegészítve a DZM-180, illetve Concul 2111 nyomtatóval. Ezen kívül a kiállítás területén kívül, Moszkvában a Szovjetunió Minisztertanácsa Tudományos és Műszaki Állami Bizottsága (GKNT) épületében is telepítettek egy TAP 34-es berendezést. Bemutatásra került még az új vonalcsatlakozó-család: TBA-1, TEM-9600 és TAM-1200, amelyek egy része a bemutatott rendszerek elemeiként is működött. A TAP 34-es intelligens terminálokból, TAM-1200 vonali, TETA-1250 csoportos vonali csatlakozóból, TMX-2410 multiplexorból álló rendszer a kiállítás épületében lévő R-40-es számítógéppel dolgozott együtt kapcsolt, illetve bérelt telefonvonalon és fizikai érpáron.

A bemutatott programok közül nagy érdeklődést váltott ki a pénzügyi számlanyilvántartási rendszer. Siker kísérte a vasúti vagonnyilvántartási, vonatrendezési programot is, amely megfelelően összeállítja a vonatszerelvényt, a vonatkísérő dokumentumot megszerkeszti, képernyőn megjeleníti és kinyomtatja.

A demonstrációs programok közül az osztott képernyős — újságszerkesztői, tördelői célra is felhasználható — program keltett érdeklődést.

A kiállítást megtekintette Littvai István ipari miniszterhelyettes által vezetett KGST-REÁB ülésen résztvevő küldöttség is.

A kiállítás után megállapítható, hogy az elérte célját, mert közel 1 millió rubeles szállítási szerződés aláírására került sor még ez évi szállításra.

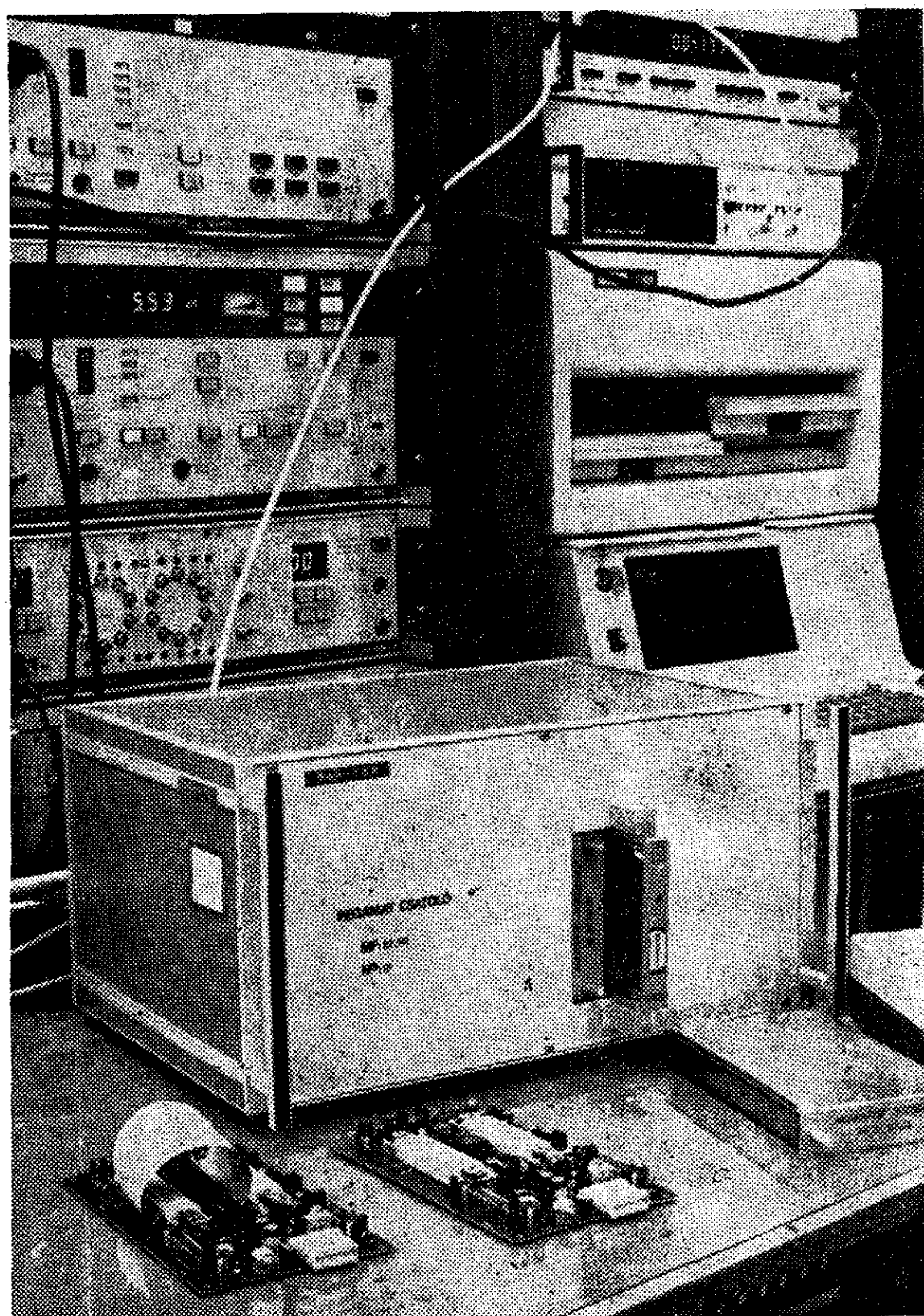
Egy hasznos, takarékos készülék

Hódi László fejlesztőmérnök a telefongyári Alkotó Ifjúság pályázatra két társával, Galambos Jenőné fejlesztőmérnökkel, és Kósa Endre fejlesztő műszerrel egy Pegamat csatolóberendezést készített.

A pályázaton csak a készülék leírása szerepelt, mert ezzel jelenleg az A-I gyáregység területén fontos, technológiailag is indokolt mérési feladatokat végeznek az LC-szűrős csatornaegységek mérésénél.

A készülék szűkített önköltsége kb. 150 ezer forint volt. Ha ugyanezt a gyár külső félnél rendeli meg, akkor több millió forintba került volna.

A készülék biztosítja az LC-szűrős gyártmány kapcsolatát a mérőautomatához, segíti a mérések pontosságát, szolgálja a mérőautomaták jobb kihasználását, s nem utolsósorban rugalmasan követi a gyártmány, illetve az alkalmazott méréstechnológia megváltozását.



Az Alkotó Ifjúság pályázat egyik díjnyertes berendezése, amely bizonyos rajzszámú sávon belüli jelzésátvitellel rendelkező csatornaegységek automatikus méréséhez készült a Pegamat-III mérőautomatára

Szovjet szakemberek a Telefongyárban

A közelmúltban tartották meg Tihanyban a Számítástechnikai Kormányközi Bizottság ülését, ahol a magyar fél mellett magasrangú szovjet szakemberek vettek részt.

A bizottság tagjai május közepén látogatást tettek a Telefongyárban is, ahol megismerkedtek a gyár profiljával, a vállalat legkorszerűbb üzeimivel, így a nyáklap-szerelővel is. K. Rjabov, a szovjet országos tervhivatal első elnökhelyettese vezette a küldöttséget.



Az igazgatási épület tanácstermében dr. Koncz Károly vezérigazgató adott tájékoztatást a küldöttség résztvevőinek



Benedek Elek főtechnológus bemutatta a nyáklapbeültetőgépet. A szovjet küldöttség kíséretében Fischer János műszaki igazgató és Danajka László gyártmányfejlesztési főmérnök

A bahreini olajipari kiállításon

A Telefongyár március 9-e és 12-e között résztvett a bahreini olajipari kiállításon, ahol egy speciális hírközlő rendszert mutatott be. A rendszer már eredményesen üzemel a Szovjetunióban.

A Perzsa-öbölben lévő, olajban gazdag kis sziget olajipari kiállításán szocialista országok közül egyedül Magyarország vett részt a Telefongyár rendszerével. Emellett bemutattak más berendezéseket is. Érdeklődés mutatkozott a BK 12, és BK 300/N és a PD 30 PCM rendszert iránt is.

Ötvennyolc megvalósított újítás

A Telefongyárban minden évben kiadják az újítási feladattervet, hogy segítsék az újítókat.

Részben az újítási feladatterv alapján, részben ettől függetlenül 96 újítás érkezett be 1980-ban az újítási irodához.

A 96 újításból negyvenegyet fogadtak el. Viszont az év során megvalósított újítások száma ennél magasabb, összesen 58, figyelembe véve az előző évről áthúzódó újításokat is.

Az újítások 15 millió forint megtakarítást eredményeztek, az újítóknak pedig 344 ezer forint újítási díjat fizettek ki.

Az újítások 2,5 millió forint tőkés import megtakarítást tett lehetővé. Az újításokból adódó normaóra megtakarítás is jelentős, összesen 4 ezer 400 óra.

Kilenevenegy millió forint munkavédelemre

Értékelték a Telefongyárban az V. ötéves terv munkavédelmi beruházásait. Az elmúlt öt év alatt a munkahelyek mintegy 76 százalékát sikerült korszerűsíteni és tovább javítani a munkavédelmi helyzetet.

A gyár 17 millió forintos beruházást tervezett. Ezzel szemben 21 millió forint a tényszám, de ehhez hozzá kell számítani a technológiai rekonstrukció során végrehajtott mintegy 70 millió forintos ilyen jellegű beruházást is.

A Telefongyár termékei Moszkvában

Ez év június 8-a és 12-e között a Telefongyár önálló kiállítást rendezett Moszkvában. A kiállítás célja az, hogy az intelligens terminálokkal felépített távadatfeldolgozó alrendszereket bemutassák.

A kiállítást az Összszövetségi Tudományos Információs Központban rendezték meg.

Hat—tíz százalékkal kevesebb normaidő alatt

Január közepén került le a tervezőasztalról a Telefongyárban a TBA—1 és a TEM—9600 formailag is korszerű két új termék rajza.

Január végén fejeződött be a húsz darabos prototípus nullszéria gyártása.

A gyártmány szakított a régi gyakorlattal, nem vas- és csavarcentrikus, hanem könnyen gyártható, egyszerűen szerelhető termék. Előállításuk 6—10 százalékkal kevesebb normaidőt igényel.

A termékek bemérése is kevesebb időt igényel, mint a korábbi gyártmányoké.

Szállítások a Magyar Postának és a MÁV-nak

A Telefongyár folytatja a Magyar Posta számára a gerinchálózat kiépítését, ezenkívül a körzetfejlesztést is végez, így Budapest és a Balaton környékének PCM-berendezésekkel való ellátását és szerelését. A BK 300 N berendezések szerelése is fontos feladat, valamint a helyi előfizetői hálózat korszerűsítése, bővítése PCM-rendszerekkel. A MÁV-val a hírközlőrendszerek korszerűsítésére, valamint a 60 és 300 csatornás rendszerek telepítésére kötöttek szerződést.

A Telefongyár külföldi munkái

A Telefongyár egyik legrégebbi rendelője Algéria, ahová az elmúlt évek során mintegy 5 millió dollár értékű berendezést szállítottak. Ide most gyári képviselőt küld a vállalat és tervezik egy szerviz kialakítását is.

Líbiába légvezetékes rendszereket szállít és szerel fel a gyár. Ezelőtt itt komolyabb mennyiségű szállítás nem volt.

Újabb piac Irak is. Ide is légvezetékes rendszereket ad el a Telefongyár, amellett, hogy egyéves kiküldetéssel bíztak meg egy szaktanácsadót. Peruba BM 24-es berendezéseket szállítanak és háromhónapos szaktanácsadást biztosítanak.

A moszkvai szerviz eddig csak adatátvitellel foglalkozott, most belép az átviteltechnika is. A TAF-rendszerek szerelése is feladatként jelentkezik.

A gyár vezetői tervezik a prágai szerviz fejlesztését is. A létszámemelés elsősorban a koaxiális rendszerek szaktanácsadását szolgálja.

Eredményes Alkotó Ifjúság pályázat a Telefongyárban

Nyolcadik alkalommal osztották ki a Telefongyárban április elején az Alkotó Ifjúság pályázati díjait. A pályázatra beérkezett mintegy 40 pályamű, amelyet 66 szakember készített.

Néhány érdekesebb téma a pályázatok közül: új típusú távriasztásvevő a KES—60 csatornás berendezéshez; új fejlesztésű vonalcsatlakozó család formatervi és konstrukciós leírása; TAP—X intelligens terminál; kábelvizsgáló célműszer; TBA—1 automatikus hívóberendezés; jelzésbitvizsgáló célműszer a 30/32 csatornás PCM rendszerekhez; posztprocesszor a DIALOG vezérlésű ERI—250 esztergagépre; Pegamat csatolókészülék és mérőprogramozók.

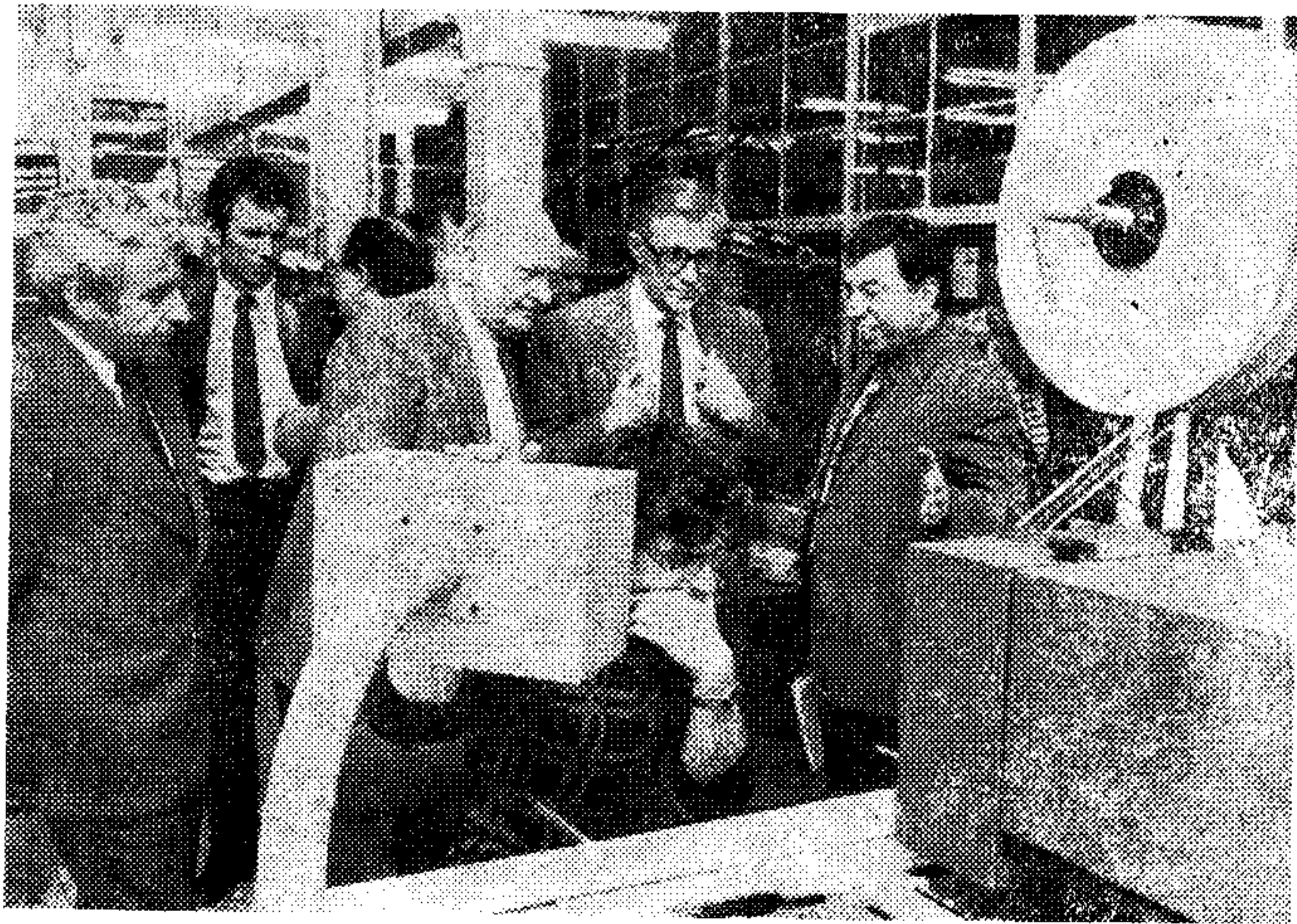
MTA—OMFB számítástechnikai alkalmazási bizottság

Április 23-án a Telefongyár adott otthont az MTA —OMFB számítástechnikai-alkalmazási közös bizottság kihelyezett ülésének.

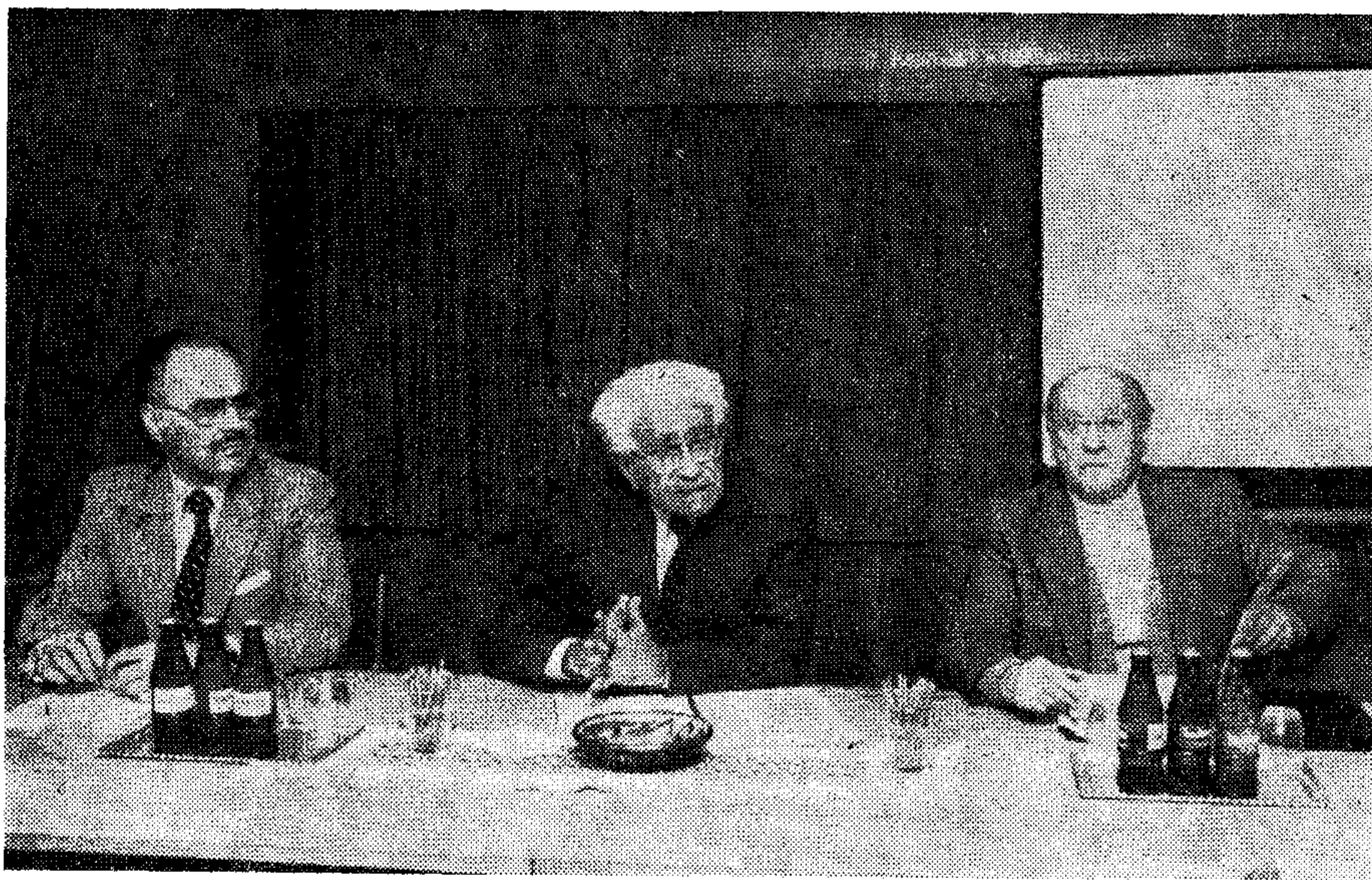
Az ülés elnöke volt Sebestyén János az OMFB általános elnökhelyettese, Kurucz György, az OMFB főosztályvezetője, a bizottság titkára. Az elnökségben foglalt helyet dr. Koncz Károly, a Telefongyár vezérigazgatója is.

A vendégek részére előadás hangzott el a TGE rendszerről, majd egyórás üzemlátogatáson ismerkedtek a gyár korszerű munkahelyeivel. Ezt követően Fischer János műszaki igazgató értékelte a telefongyári Tervező-Gyártó-Ellenőrző rendszer eredményeit.

A látogatók elismerően szóltak a TGE rendszerről és külön kiemelték a tervező részt, a műszaki munka számítógéppel történő kiváltását, az automata elembeültetőt és a végbemérő automatáknál a fizikai munka számítógéppel történő kiváltását.



A tanácskozás résztvevői ellátogattak a tervezőrendszer-laborba, a lapszereldébe és megtekintették az analóg mérőautomatát. Képünkön az MTA—OMFB számítástechnikai alkalmazási közös bizottság a nyáklapbeültető automata működését tekinti meg.



Az MTA—OMFB számítástechnikai-alkalmazási közös bizottság április 23-i kihelyezett telefongyári ülésének elnöksége. Balról jobbra: dr. Koncz Károly, a Telefongyár vezérigazgatója, Sebestyén János, az OMFB általános elnökhelyettese és Kurucz György, az OMFB főosztályvezetője, a bizottság titkára.

Átadták az új jászberényi telefonközpontot

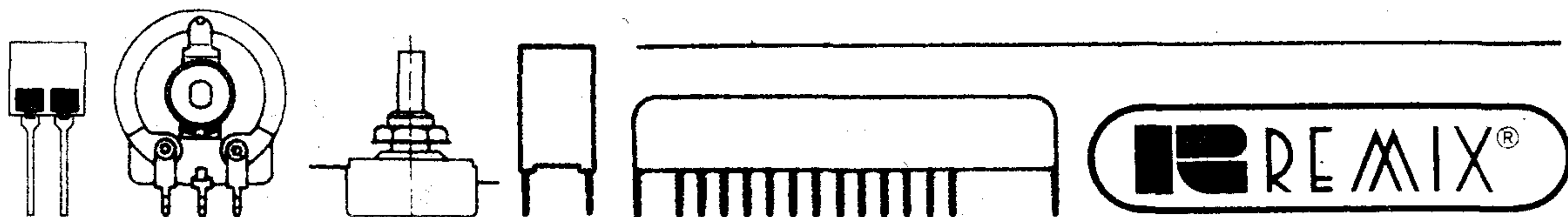
Május 15-én délután kettőkor adták át a jászberényi Vidék 1 típusú 1800 vonalas mobil központot. Ezzel huszonkettőre emelkedett az üzemelő központok száma.

Dr. Szilágyi Gábor, a debreceni posta igazgatója avatóbeszédében köszönetet mondott a megvalósításban közreműködőknek. A meghívott városi és megyei párt- és tanácsi vezetők megtekintették a

létesítményt és rögtön ki is próbálták a korszerű központot.

Az üzembehelyezéskor 747 előfizetőt kapcsoltak be. A továbbiakra a hálózatépítés bővítésével folyamatosan kerül sor.

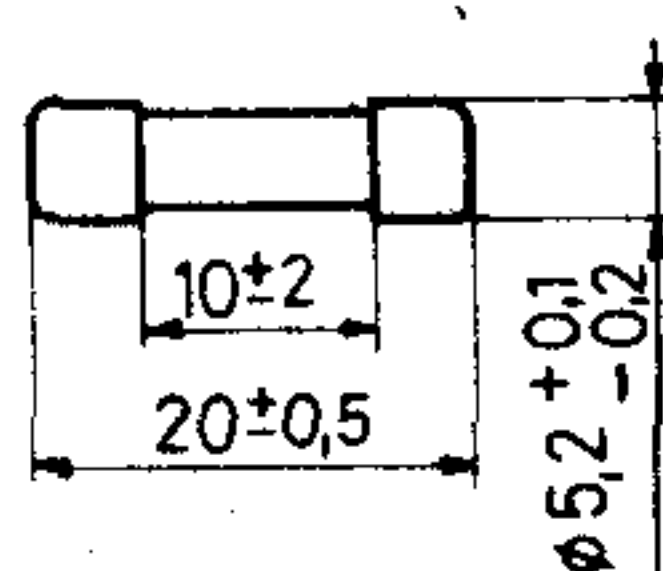
Öt nyilvános állomást telepítenek a városban az új központ üzembehelyezésével egyidejűleg, ezek csak helyi hívásra lesznek alkalmasak. Az előfizetők helyben tárcsázhatják egymást, automatikusan kapcsol a központ.



MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

Olvadóbetétek G0205

Kis megszakítóképességű gyors (F) és késleltetett (T) kiolvadásiúak



Betét névleges árama	Megengedett legna- gyobb feszültség- esés (U _e)		Betét névleges árama	Megengedett legna- gyobb feszültség- esés (U _e)		
	Gyors (F)	Késlelte- tett (T)		Gyors (F)	Késlelte- tett (T)	
	Kiolvadásnál			Kiolvadásnál		
I _n	mV		I _n	mV		
32mA	*	*	500 mA	1000	*	
40	8000		630	650	250	
50	7000		800	240		
63	5000		1 A	200		
80	4000		1,25	190		150
100	3500		1,6	170		
125	2000		2	150	120	
160	1700		2,5	130		
200	1400		3,15	100		
250	1300		4	100		
315	1200		5			
400	1200		6,3			

Ajánlott felhasználás

Kisfeszültségű villamos készülékek, vagy készülékrészek védelmét szolgálják, melyek zárlat, vagy meghatározott időtartamú túláram fellépése esetén a veszélyeztetett áramkört megszakítják.

Szerkezeti felépítés

OLVADÓSZÁL

különleges fém-, vagy fémötvözet-szálak

BURKOLAT

különleges átlátszó üvegső, ragasztott fémsapkák

KIVEZETÉSEK

olvadósál a fémsapkákhoz lágyforrasztva

Villamos jellemzők

NÉVLEGES FESZÜLTSG	250 V
NÉVLEGES ÁRAM (I_n)	táblázat szerint
NÉVLEGES MEGSZAKÍTÓKÉPESSÉG	35 A, vagy $10 \cdot I_n$ (amelyik nagyobb)
FESZÜLTSGESÉS (U_e)	táblázat szerint
KIOLVADÁSI IDŐ	táblázatok szerint

Kiolvadási idő késleltetett (T) kiolvadási betéteknél

Betét név- leges árama I_n	$2,1 \cdot I_n$	$2,75 \cdot I_n$		$4 \cdot I_n$		$10 \cdot I_n$	
	max	min	max	min	max	min	max
32mA...100mA	2min	200ms	10s	40ms	3s	10ms	300ms
125mA...6,3A		600ms		150ms		20ms	

Kiolvadási idő gyors (F) kiolvadási betéteknél

Betét névleges árama I_n	$2,1 \cdot I_n$	$2,75 \cdot I_n$		$4 \cdot I_n$		$10 \cdot I_n$
	max	min	max	min	max	max
32mA...100mA	30min	10ms	500ms	3ms	100ms	20ms
125mA... 6,3mA		50ms	2ms	10ms	300ms	

A késleltetett (T) kiolvadási betéteknél $T = \max$. 70 ± 2 °C és $1,1 \cdot I_n$ esetén a kiolvadási idő min. 1 h.

Tartósság

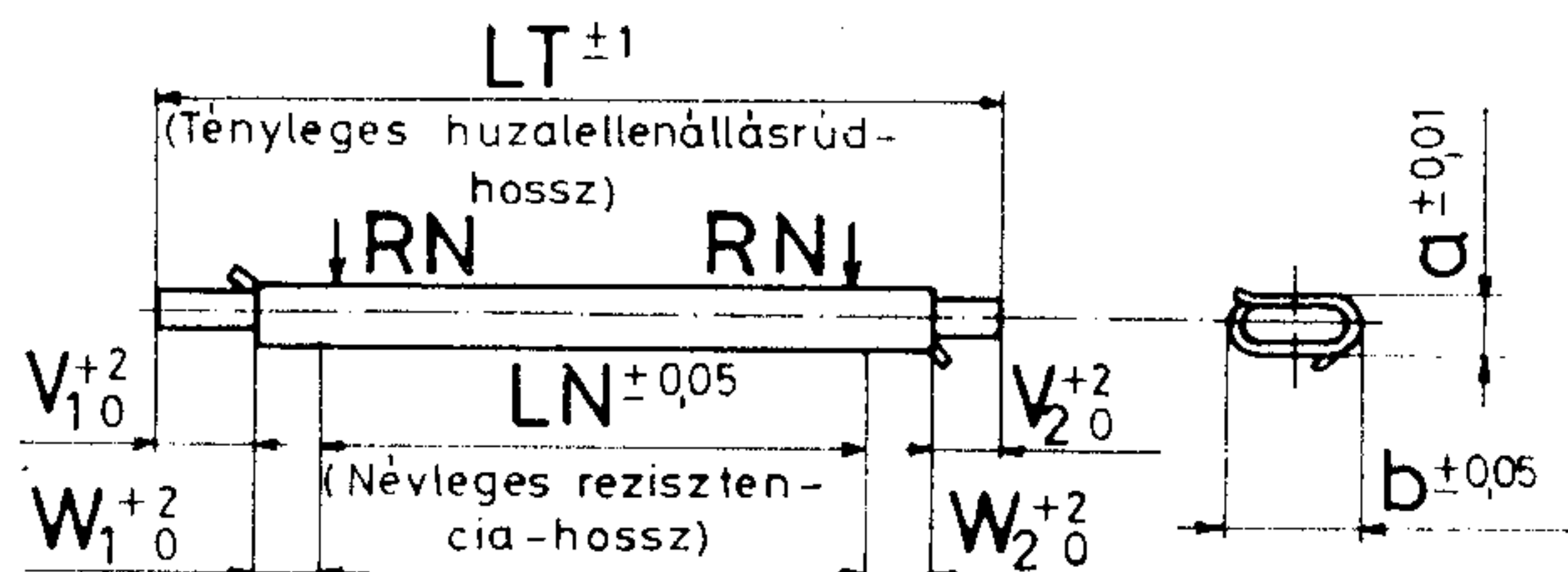
terhelés	$1,2 \cdot I_n$
ciklusszám	100, majd
terhelés	$1,5 \cdot I_n$
időtartam	1 h
dU_e/U_e	max. 10%

Szabvány

IEC 127-nek megfelel

Lineáris huzellenállás rúd R623-xxv

Méreték mm-ben



LT (1)	LN (1)	V ₁	V ₂	W ₁	W ₂	a (2)	b (3)
20...1000	20...1000	5	5	5	5	0,4...2,0	0,5...2,5

- (1) rendeltől függő méretek,
- (2) rendeltől és a rezisztencia tűréstől függő méret,
- (3) az a mérettől függ; általában $\frac{b}{a} \approx \frac{1,5}{1}$ arány a jellemző.
- V_1, V_2, W_1 és W_2 névleges méretei — ha a rendelés mást nem ír elő — a táblázat szerinti.
- Szélső esetben bármelyik lehet nulla is.
- RN a névleges rezisztencia mérőpontjai.

Ajánlott felhasználás

Jó linearitást, finom felbontóképességet, könnyű kezelhetőséget igénylő berendezésekbe, egyenes formában, hajlítva vagy helikalizálva:

- precíziós potenciométerekhez,
- referencia potenciométerekhez,
- miniatűr potenciométerekhez,
- lineáris ellenállás-elemként út-adókhöz,
- beállítható előtét, vagy Shunt ellenállásként

(az ellenálláshuzal a menetek károsodása nélkül bontható).

Szerkezeti felépítés

HORDOZÓ

magas hőállóságú lakkal bevont vörösréz huzal

ELLENÁLLÁS

Cr-Ni, valamint ISA-ohm és Isotan márkanevű, hegeszthető, dezoxidáló szerrel lágyforrasztható huzal

LESZEDŐ KONTAKTUS

palládium-ezüst ötvözet használata ajánlott.

Villamos jellemzők

NÉVLEGES

REZISZTENCIA (R) 100...200 000 Ω /1 m

REZISZTENCIA TŰRÉS $\pm 10, \pm 5\%$

NÉVLEGES

TERHELHETŐSÉG (P_n)

+40 °C-ig 0,3 Wcm
(max. 250 V 50 Hz)

+125 °C-on 0 Wcm

HATÁRFESZÜLTSG

a hordozó és az ellenállás-huzal között 250 V —

HŐMÉRSEKLETI TÉNYEZŐ

—25...+125 °C max. $100 \cdot 10^{-6}/K$
jellemzően max. $40 \cdot 10^{-6}/K$

SZIGETELÉSI ELLENÁLLÁS

a hordozó és az ellenállás-huzal között min. 100 M Ω /1 m

LINEARITÁSI HIBA max. $\pm 0,05\%/1$ m
 ± 1 menetugrás

Tájékoztató a rendeléshez

Tervezésnél, ajánlatkérésnél és rendeléskor is első sorban az LN hosszon kívánt névleges rezisztenciát kell meghatározni.

Felhasználói szempontból lényeges lehet az a vagy b méret névleges értékének előírása a mérethatárokon belül. Az a vagy b méret a rezisztencia tűréstől nagy mértékben függ, ezért pl. $\pm 5\%$ tűrésű ellenállásra a és b méret nem írható elő. Meghatározott a vagy b méretnél a rezisztencia tűrés általában $\pm 20\%$.

Célszerű a kívánt méretek és tulajdonságok, valamint a műszaki adatokat összefoglaló teljes katalógusjel megbeszélésére a REMIX Rádiótechnikai Vállalat illetékes Potenciometer Főosztályát felkeresni.

Ezen alkatrészeinket az ELEKTROMODUL forgalmazza. Megkeresésükre küldünk katalógust. Kereskedelmi Főosztályunk (telefon: 573-033) várja érdeklődésüket és készséggel áll rendelkezésükre.



Rádiótechnikai Vállalat Budapest, X. Pataki tér 20.

TARTALOM

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

ETO 621.372.54.037.37

Osváth L.:

Hullámdigitális szűrők

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 12. sz.

A cikk összefoglalja a hullámdigitális szűrők szintézisével foglalkozó publikációkat, elsősorban a létra- és rácskapcsolású hálózatokra koncentrálva. A standard zajmodell alkalmazásával megvizsgálja a véges szóhosszúság hatását fixpontos aritmetikájú hullámdigitális szűrőkben. Bebizonyítja, hogy bizonyos, gyakran használt struktúrák építőeleméhez zajtényezők rendelkeznek, amelyek segítségével a szűrő kimeneti zaja a megszokott körülményes számítások nélkül meghatározható. Közöl továbbá egy becslést a szóban forgó struktúrák tolerancia-érzékenységének meghatározására.

ETO 621.317.353.1:621.317.757

Kovács P.:

A szűrő nélküli torzításmérés újabb eredményei

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 12. sz.

A cikk egy olyan mérőműszer megvalósításáról számol be, mely új elven határozza meg a kvázilineáris — lineárisra tervezett, de kissé nemlineárisra sikerült — rendszerek nemlinearitásának jellemzésére használatos harmonikus torzítási tényezőket. Röviden ismerteti a mérési módszer elvét, mely az amplitúdó eloszlásfüggvények nemlineáris transzformációján alapul. Összefüggéseket határoz meg a mért amplitúdóeloszlási értékek és a harmonikus torzítási tényezők között és ismerteti a megvalósított mérőműszer működését.

ETO 621.395.44:621.395.64

Porpácz E.:

BK — 300N típusú 300 csatornás vivőfrekvenciás rendszer szimmetrikus kábeles vonalakra

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 12. sz.

A cikk a Telefongyár N+N típusú berendezései közül az új, 300 csatornás szimmetrikus kábeles rendszert ismerteti. Bevezetőben áttekinti a rendszer kifejlesztéséhez vezető okokat és az alkalmazásával járó előnyöket. A fő jellemzők tárgyalása után részletesen bemutatja a vonalszakasz felépítéséhez szükséges új fejlesztési, E2 konstrukció-jú végállomási és felügyeleti középállomási betéteket, valamint a speciális konstrukciójú távtáplált erősítőket.

ETO 621.316.8.062:621.372.5.08

Piret E.:

Mérési algoritmus ellenállás-létrahálózatok mérésére

HÍRADÁSTECHNIKA, 1981. 12. sz.

A cikkben ismertetett algoritmus D/A konverterekben alkalmazott ellenállás-létrahálózatok egyszerű ellenőrzését teszi lehetővé. A mérési algoritmus felhasználásával realizált vizsgáló műszer kezelése egyszerű, és a tömeggyártás igényeit figyelembe véve a mérést tanulatlan személy is végezheti. Az üzemi tapasztalatok kedvezőek voltak.

ДК 621.372.54.037.37

Ошват Л.:

Волно — цифровые фильтры

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 г. № 12.

Статья обобщает публикации занимающиеся синтезом волно-цифровых фильтров, в первую очередь концентрирует свое описание на сети каскадной и сеточной схемы. С применением стандартной модели помех рассматривает влияние слов конечной длины в волно-цифровых фильтрах с арифметической неподвижной точкой. Автор доказывает, что для составных элементов часто применяемых структур могут применяться коэффициенты помех, при помощи которых исходящие помехи фильтра без обычных сложных вычислений могут быть определены. Далее автор описывает метод оценки определения чувствительности к допускам вышесказанной структуры.

ДК 621.317.353.1:621.317.757

Ковач Р.:

Новейшие результаты измерения искажения без фильтров

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА) Будапешт, 1981 г. № 12.

Статья информирует об исполнении такого измерительного прибора, который на основании нового принципа определяет коэффициенты гармонических искажений, применяемых для снятия характеристики нелинейности систем проектированных квазилинейными — линейными, но полученными менее линейными. Статья кратко знакомит с принципом метода измерения, который основан на нелинейной трансформации функции распределения амплитуды. Определяет зависимость между измеряемыми значениями распределения амплитуды и коэффициентом гармонических искажений, а также знакомит с работой осуществленного измерительного прибора.

ДК 621.395.44:621.395.64

Порпаци Е.:

Высокочастотная 300 канальная система типа ВК 300 для уплотнения симметричных кабельных линий

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 г. № 12.

Статья из типов оборудования N+N з-да Телефондяр описывает новую высокочастотную систему 300 канальной системы для уплотнения симметричных кабельных линий. Введение перечисляет причины приводящие к разработке системы. После рассмотрения основных показателей детально продемонстрирует оконечные аппаратуры конструкции E2 новой разработки, необходимых для построения участка линий, а также дистанционно питаемых усилителей специальной конструкции.

ДК 621.316.8.062:621.372.5.08

Пирет Е.:

Измерение ступенчатой сети сопротивления измерительного алгоритма

HÍRADÁSTECHNIKA, (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981, № 12.

Излагаемой в данной статье измерительный алгоритм обеспечивает простое измерение сопротивления ступенчатой сети, применяемой в конвертерах Д/А. Обслуживание испытательной аппаратуры реализуемой при помощи измерительного алгоритма простое, и с учетом запросов массового производства измерение может быть произведено необученным лицом. Опыты эксплуатации были благоприятны.

DK 621.372.54.037.37

Osváth, L.:

Wellendigitale Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 12.

Der Artikel fasst die mit der Synthese der wellendigitalen Filtern sich befassende Publikation zusammen, in erster Reihe auf die Leiter und glitterschalteten Netze konzentrierend. Mit der Anwendung des standarden Geräuschmodells prüft er die Wirkung der endlichen Wortlänge in den wellendigitalen Filtern von fixpunktiger Arithmetik. Beweist, dass zur Bauelemente der bestimmten, oft gebrauchten Strukturen Geräuschfaktoren zugeordnet werden können, mit deren Hilfe der abgehende Geräusch der Filtern ohne der gewohnten Rechnungen zu bestimmen ist. Weiterhin teilt der Artikel eine Schätzung mit zur Bestimmung der Toleranzempfindlichkeit der bezüglichen Strukturen.

DK 621.317.353.1:621.317.757

Kovács, P.:

Die neuesten Ergebnisse der Verzerrungsmessungen ohne Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 12.

Der Artikel berichtet über die Verwirklichung eines Messgeräts, das auf der Basis von neuen Prinzipien, diejenigen harmonischen Verzerrungsfaktoren bestimmt, welche zur Charakterisierung der Nichtlinearität der für quasilinear-linear geplanten, aber ein wenig als nichtlinear gelungenen Systeme gebraucht werden. Es wird kurz das Messungsprinzip bekanntgegeben, welches auf der nichtlinearen Transformation der Verteilungsfunktionen für Amplitudo beruht. Der Verfasser des Artikels bestimmt verschiedene Zusammenhänge zwischen den gemessenen Werten der Amplitudoverteilung und den harmonischen Verzerrungsfaktoren, und beschreibt das Funktionsprinzip des verwirklichten Messgeräts.

DK 621.395.44:621.395.64

Porpáczy, E.:

300-Kanal-Trägerfrequenzsystem, Typ BK—300N, für symmetrische Kabelverbindungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981 Nr. 12.

Der Artikel berichtet über das neue symmetrische 300-Kanal-Kabelsystem, welches zur Typenreihe N+N der Budapester Telefonfabrik gehört. In der Einleitung wird ein Überblick der zur Entwicklung des Systems führenden Ursachen gegeben, und die Anwendungsvorteile werden ebenfalls erörtert. Nach der Beschreibung der Hauptcharakteristiken gibt der Artikel einen ausführlichen Bericht über die zur Aufbau der Linienstrecke benötigten, neu-entwickelten, nach Methode E2 konstruierten Einsätze für Endstationen und für überwachte Zwischenstationen. Der Artikel gibt ebenfalls Informationen über die ferngespeisten Verstärker spezieller Konstruktion.

DK 621.316.8.062:621.372.5.08

Piret, E.:

Messalgorithmus für die Messung von leiterförmigen Widerstandnetzwerken

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 12.

Der im Artikel dargelegte Messalgorithmus ermöglicht die einfache Kontrolle der in D/A Konvertern verwendeten leiterförmigen Widerstandnetzwerke. Die Bedienung des mit der Verwendung des Messalgorithmus realisierten Prüfgeräts ist sehr einfach und die Messung kann mit Berücksichtigung der Massenproduktionsansprüche auch von ganz ungelerten Personen durchgeführt werden. Die Betriebserfahrungen waren sehr günstig.

UDC 621.372.54.037.37

Osváth, L.:

Wave digital filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 12.

The paper summarizes the publications dealing with the synthesis of wave digital filters, focusing on ladder and grid structures. The influence of finite word length in fixed point arithmetic wave digital filters is examined by applying standard noise model. It is proven that noise factors can be ordered to the elements of certain, often used structures, by the help of which the output noise of the filters can be gained without the conventional complicated computations. In addition, an estimation for the determination of tolerance-sensitivity of said structures is published.

UDC 621.317.353.1:621.317.757

Kovács, P.:

Latest results of distortion measuring without filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 12.

The paper reports on the realisation of such a measuring instrument, which determines the harmonic distortion factors used for characterizing the nonlinearity of quasilinear systems on a new principle. (Quasilinear is designed linear, but resulted nonlinear to some extent.) The principle of the measuring method is briefly introduced, it is based on the nonlinear transformation of amplitude distribution functions. Relations are determined between the measured amplitude distribution values and the harmonic distortion factors, and the operation of the realized measuring instrument is introduced.

UDC 621.395.44:621.395.64

Porpáczy, E.:

BK—300 N Typ 300 channel carrier frequency system for symmetrical cable lines

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 12.

The paper introduces the new 300 channel symmetrical cable system of the N+N type equipments of Telefongyár. In the preface the causes of the development of the system and the advantages of its using are reviewed.

After discussing the main characteristics the newly developed E2 constructed inserts of terminal stations and supervised line stations needed for building up the line section are introduced. The specially constructed remote supplied amplifiers are introduced, too.

UDC 621.316.8.062:621.372.5.08

Piret, E.:

Measuring algorithm for testing resistor ladder networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 12.

The measuring algorithm introduced in the article provides for the easy testing of resistor ladder networks used in D/A converters. The handling of the test instrument realized by the use of the measuring algorithm is simple and taking into consideration the claims of mass production, the test can be performed even by unskilled persons. The fabric experiences were favourable.

TELEFONGYÁR

**BNV-díjas terméke 1981-ben:
a számítástechnikai
TAF-alrendszerek**



1981-ben BNV-díjjal tüntették ki a Telefongyár számítástechnikai TAF-alrendszereit, melyek alkalmazásával komplex számítástechnikai szolgáltatások valósíthatók meg.

A rendszer legújabb fejlesztésű tagja a TAP-34 intelligens terminál, mely a kapcsolt és bérelt távbeszélő hálózaton felépített TAP rendszerekben alkalmazható.

A terminál mikroprocesszor vezérelt, LSI elemekből felépített berendezés, mely biztosítja a számítógép vagy a távoli terminál felé a hatékony adattovábbítást, és ezen berendezések által adott adatok hibamentes vételét.

A berendezés fő alkalmazási területe a számítógéppel való on-line összeköttetésben batch vagy dialog üzemmód megvalósítása, valamint helyi üzemmódban programozási lehetőséggel biztosított helyi adatfeldolgozás.

TERTA-Telefongyár 1956 Budapest Pf.: 16

Telefon: 634-240

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