



**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXIII. évfolyam
B U D A P E S T**

1982

5

HÍRADÁSTECHNIKA

XXXIII. ÉVFOLYAM 1982. 5. SZÁM

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

TARTALOM

GÁL MIHÁLY:	Gondolatok a csillapításról és a hullámparamétereiről	193
	A külföldi szakfolyóiratokból	198, 202, 216
HALÁSZ FERENC:	Nagy teljesítményű gyorskapcsoló tranzisztorok meghajtó és kapcsolási-vesztesség-csökkentő áramköreinek tervezése	199
BÉRES VILMOS:	Mikrohullámú PSK-modulátorok S-paraméteres vizsgálata	203
	BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK	
MAKAY ATTILA:	A TPV-telefonközpontok hívásfeldolgozó rendszerének funkcionális specifikációja	217
DR. KERPÁN ISTVÁN:	A hírközlő csatorna kapacitása	225
SZABÓ ZOLTÁN:	TV IV. sávi lemezantenna	230
	Hírek üzeminkből	236
	Tartalmi ismertetők	239

A SZÁM SZERZŐI:

GÁL MIHÁLY okl. villamos mérnök, okl. adat és távközlési szakmérnök, a Postavezérigazgatóság csoportvezetője, HALÁSZ FERENC okl. vill. mérnök, a HIKI tud. munkatársa, BÉRES VILMOS okl. vill. mérnök, a TKI tud. munkatársa, MAKAY ATTILA okl. vill. mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet osztályvezetője, SZABÓ ZOLTÁN vill. üzemmérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

A szerkesztő bizottság tagjai:

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

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 138,— Ft, egész évre 276,— Ft. Egyes szám ára 23,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1839 Budapest, Postafiók 149.

HU ISSN 0018—2028



Egyetemi Nyomda — 82.7893 Budapest, 1982. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

Gondolatok a csillapításról és a hullámparaméterekről

G Á L M I H Á L Y
Postavezérigazgatóság

1. Bevezetés

A vezetékes átviteltechnikában a csillapítás több évtizede általánosan használt fogalom. Bizonyos esetekben előnyösen alkalmazható akár elosztott, akár koncentrált paraméterű hálózatok jellemzésére, elsősorban akkor, ha a jelteljesítmények csökkenésének mértékét kell kifejezni.

Annak ellenére, hogy a csillapítás nem új átviteltechnikai fogalom, egyes esetekben mégis mutatkoznak bizonyos értelmezési problémák, főleg az alábbiakkal kapcsolatban:

- Hogyan kell értelmezni a különböző csillapításfajtákra vonatkozó — idegen szakmai irodalomban használt — idegen nyelvű elnevezéseket?
- Üzemi lezárások között, elsősorban komplex impedanciák esetén, milyen összefüggés van a csillapítás mérőszáma és a teljesítményviszonyok között?

E problémák egy része viszonylag új keletű, mivel a komplex impedanciákkal lezárt négypólusok átvitelének vizsgálata a komplex normalizálás és más módszerek segítségével nem túl régen ismeretes.

E cikk célja az, hogy rámutasson ezekre az értelmezési problémákra, és kísérletet tegyen bizonyos újabb magyar elnevezések meghonosítására.

2. A csillapítás általános definíciója

A Nemzetközi Távközlési Egyesület (továbbiakban: UIT) definíciója értelmében ([1] 04.13) az átviteli csillapítás általános kifejezéssel élve azt mutatja, hogy az átvitelben egy ponttól egy másikig a jel teljesítményének csökkenése mekkora. Az átviteli csillapítást általában átviteli egységekben fejezik ki.

Az átviteli egységek két azonos dimenziójú mennyiség logaritmikus viszonyai. Attól függően, hogy természetes alapú vagy tízes alapú logaritmust használunk, az átviteli egységet néperben vagy decibelben kifejezett egységben kapjuk. E cikkben az átviteli egységek a nemzetközi ajánlásoknak megfelelően — kevés kivételtől eltekintve — decibelben szerepelnek.

Különböző szakirodalmi forrásokban található egy másfajta általános definíció is, amely szerint a csillapítás az ún. átviteli mérték valós része. Másképpen:

az átviteli mérték a valós csillapításból és a képzetes forgatásból tevődik össze, azaz:

$$g = a + jb,$$

ahol g az átviteli mérték, a a csillapítás, b a fázisforgatás.

Ismert továbbá, hogy az átviteli mérték:

$$g = \ln \Gamma, \text{ ahol } \Gamma \text{ az átviteli tényező.}$$

A fenti két összefüggés alapján:

$$\Gamma = \exp(g) = \exp(a + jb).$$

Ebből:

$$|\Gamma| = \exp(a).$$

Így a csillapítás az átviteli tényező abszolút értékével kifejezve:

$$a = \ln |\Gamma| \text{ (néper), illetve } a = 20 \lg |\Gamma| \text{ (decibel).} \quad (1)$$

3. Az üzemi és hullámesillapítás

Az átviteli csillapítás általános definícióját közvetlenül csak ritkán használjuk. Ahhoz ugyanis, hogy a csillapítás nagyságát számszerűsíteni (számítani vagy mérni) tudjuk, ismernünk kell a teljesítményviszonyokkal definiált legfontosabb csillapításfajtákat. A félreértések elkerülése érdekében le kell szögezni, hogy nem többféle csillapításról, hanem csak többféle módon mérhető (vagy számítható) csillapításértékekről van szó, ezek tehát nem a csillapításfogalom, hanem a csillapítás-mérőszám definíciók egyes változatai. Mivel ezek egymásba átszámíthatók, nem függetlenek egymástól, és bevezetésük okának számítási és méréstechnikai okok látszanak.

Az egyes csillapításfajtákat a következőkben egy lényeges irodalmi forrás — az UIT által kiadott LIST OF DEFINITIONS OF ESSENTIAL TELECOMMUNICATION TERMS c. könyv — alapján tekintjük át ([1]).

A négypólusok csillapítása általában nemcsak magától a négypólustól függ, hanem annak lezárásaitól is. Ha a négypólus lezárásai nem egyeznek meg hullámimpedanciáival, akkor üzemi csillapításról szokás beszélni. Látni fogjuk, hogy az üzemi csillapítást az UIT kétféle módon is definiálja, ezért az üzemi csillapítás függését a különféle paraméterektől az alábbiak szerint szemléltetjük:

$$a_x = f(g_0; Z_0; Z_1; Z_2), \quad (2)$$

ahol a_x a valamilyen módon definiált üzemi csillapí-

tás, g_0 a hullámátviteli mérték, Z_0 a négy-pólus hullámimpedanciája (nem szimmetrikus négy-pólusoknál Z_0 helyett Z_{10} -t és Z_{20} -t kell szerepeltetni), Z_1 , Z_2 pedig a lezáró impedancia. Nonreciprok négy-pólus esetén a másik irányú hullámátviteli mértékkel is számolni kell. Az üzemi csillapítás tehát nemcsak a négy-pólustól függ. Ezzel szemben csak a négy-pólustól függ a hullámcsillapítás, amely:

$$a_0 = \operatorname{Re}(g_0),$$

azaz a hullámátviteli mérték valós része.

3.1 A hullámcsillapítás

Az UIT 05.08 definíciója szerint a hullámátviteli mérték (ang.: image transfer coefficient, fr.: exposant de transfert sur images) passzív lineáris négy-pólusokra:

$$g_0 = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} \right) \quad (3a)$$

vagy

$$g_0 = 10 \log \left(\frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} \right), \quad (3b)$$

ahol U_1 , U_2 , I_1 , I_2 a feszültséget és áramot reprezentáló komplex mennyiség a bemeneten, ill. a kimeneten, ha a négy-pólus hullámimpedanciáival van lezárva. A feszültségek és áramok iránya az 1. ábra jelöléseinek felel meg.

Jóllehet a (3b) összefüggést kellene előnyben részesíteni a tizes alapú logaritmus használata miatt, a hullámforgatás szempontjából azonban (3a) előnyösebb, mivel ez b_0 értékét közvetlenül radiánban adja meg.

Észre kell venni, hogy a (3a)-ban és (3b)-ben szereplő hányados — bár VA dimenziójú mennyiségek hányadosa — mégsem teljesítményviszony. Mégis szokás az átviteli mértéket (elsősorban az üzemi átviteli mértéket) úgy definiálni, mint teljesítményviszony logaritmusát (az, hogy ez milyen teljesítmények viszonyának logaritmus, külön kérdés). Ez a definíció nem látszik jogosnak, de az üzemi csillapításnál nem mindig zavaró.

A (3) összefüggésből kiindulva, a hullámcsillapítás:

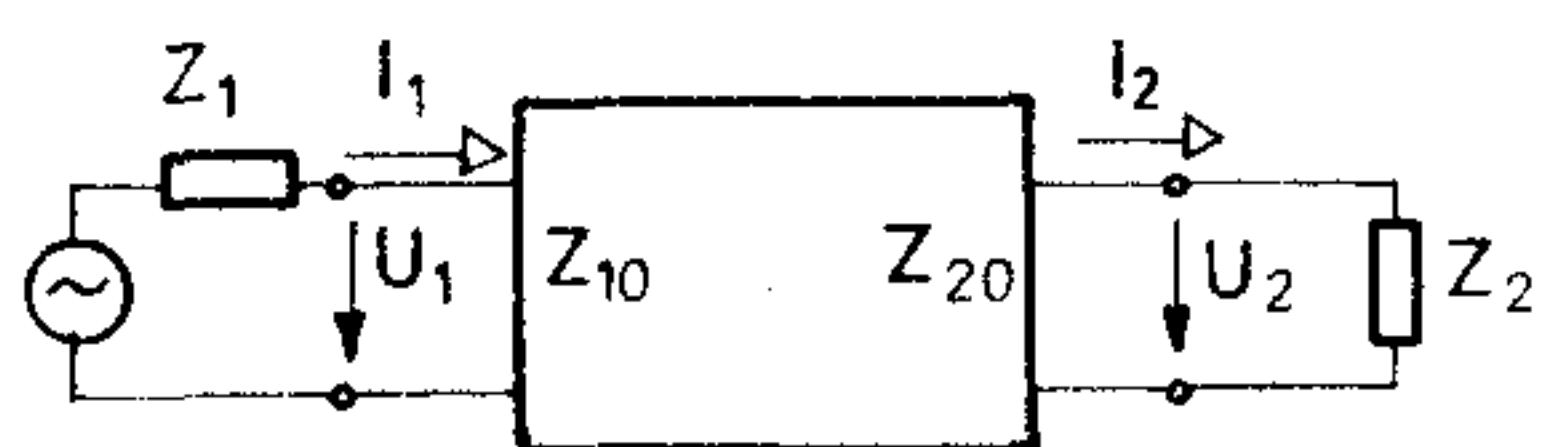
$$a_0 = \operatorname{Re}(g_0) = \operatorname{Re} \left(10 \log \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} \right) = 10 \log \left| \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} \right|.$$

Mivel $|U_1 I_1| = |U_1 I_1^*|$ (ahol I_1^* az I_1 áram konjugált komplexje), felírható, hogy:

$$|U_1 I_1| = |U_1 I_1^*| = |S_1|,$$

azaz a négy-pólus által felvett látszólagos teljesítmény, hasonlóképp:

$$|U_2 I_2| = |S_2|$$



1. ábra

azaz a négy-pólus által leadott látszólagos teljesítmény, így felírható, hogy a hullámcsillapítás:

$$a_0 = 10 \log \left| \frac{S_1}{S_2} \right|. \quad (4)$$

A hullámcsillapítást tehát a látszólagos teljesítmények viszonya, azaz a komplex teljesítmények abszolút értékének viszonya határozza meg.

(1) és (4) összevetésével definiálható az ún. hullámátviteli tényező abszolút értéke, amely:

$$|\Gamma_0| = \sqrt{\left| \frac{S_1}{S_2} \right|} = \left| \sqrt{\frac{S_1}{S_2}} \right|. \quad (5)$$

Itt kell rámutatni arra, hogy hiba az (5) összefüggésből azt a következtetést levonni, miszerint a hullámátviteli tényező komplex értéke egyszerűen az abszolút érték elhagyásával kapható, és ezzel:

$$\Gamma_0 = \sqrt{\frac{S_1}{S_2}}. \quad (6)$$

(3) alapján ugyanis a hullámátviteli tényező:

$$\Gamma_0 = \sqrt{\frac{U_1 I_1}{U_2 I_2}}, \quad (7)$$

márpedig általában:

$$\frac{S_1}{S_2} \neq \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2}$$

kivétel az az eset, ha S_1 és S_2 valós, ill. a hullámimpedanciák valósak.

A fentiek ellenére igen gyakori a (6) szerinti téves definíció alkalmazása, és annak analóg kiterjesztése az üzemi átviteli tényezőre. Ez önkényes, azonban igazán csak akkor vezet helytelen következtetésekre, ha az üzemi átviteli tényező speciális eseteként ($Z_1 = Z_{10}$, $Z_2 = Z_{20}$) vizsgáljuk a hullámátviteli tényezőt.

Figyelembe véve azt is, hogy az üzemi átviteli tényező komplex értékére nemzetközi definíció nincs is, e cikk szerzőjének az a véleménye, hogy a nem hullámimpedanciáival lezárt négy-pólusnál alig van értelme az üzemi átviteli tényező és az üzemi átviteli mérték definiálásának.

Térjünk vissza a hullámcsillapítás (4) szerinti összefüggésére! Speciális esetben, ha a négy-pólus hullámimpedanciái valósak, akkor a látszólagos teljesítmények abszolút értékei azonosak a felvett hatásos teljesítményekkel, és felírhatjuk, hogy a hullámcsillapítás:

$$a_0 = 10 \log \frac{P_1}{P_2},$$

ahol P_1 a négy-pólus által felvett, P_2 a leadott hatásos teljesítmény. Ez azonban valóban csak valós hullámimpedanciák esetén jogos.

A hullámcsillapítás mérése frekvenciafüggő hullámimpedanciájú négy-pólusok esetén igen nehézkes, hiszen a hullámimpedanciákat utánzó lezárásokat frekvenciáról frekvenciára változtatni kell. Egy másik módszer szerint a hullámcsillapítás-mérés

impedancia-mérésre is visszavezethető, mivel a négy-póluselméletből ismert, hogy reciprok négy-pólus esetén a hullámcsillapítás:

$$\alpha_0 = \operatorname{Re} \left(\operatorname{arth} \sqrt{\frac{Z_r}{Z_u}} \right),$$

ahol Z_r a szekunder kapcsain rövidre zárt, Z_u a szekunder kapcsain üresen hagyott négy-pólus primer oldali bemenőimpedanciája. E módszerrel azonban a hullámcsillapítás csak viszonylag kis csillapítású (kb. 13 dB-ig terjedő értékű) négy-pólusok esetén állapítható meg.

A nem hullámimpedanciáival lezárt négy-pólusoknál üzemi csillapításról szokás beszélni. Itt érdemes megemlíteni, hogy eredeti angol nyelvű publikációkban egyértelműen üzemi csillapításnak fordítható kifejezést nem találni. Az üzemi csillapítás elnevezés feltehetően a német „Betriebsdämpfung” szó szerinti fordításából származik.

Kétségtelen, hogy az üzemi csillapítás értéke nemcsak a négy-pólus paramétereitől függ, viszont mérése általában egyszerűbb, és értéke a jel teljesítményének csökkenésével szorosabb kapcsolatban van egy adott elrendezést figyelembe véve.

Az UIT meghatározásaira alapozva a 3.2 és 3.3 pontban az üzemi csillapítás két definíciója szerepel. E cikk egyúttal kísérletet tesz ezek magyar elnevezésének meghonosítására is, mivel megkülönböztető magyar kifejezésük még nincs.

3.2 Összetett csillapítás

(ang.: Composite loss, fr.: Affaiblissement composite)
Az UIT 05.20 meghatározása alapján:

Egy Z_1 impedanciájú generátor és egy Z_2 impedanciájú terhelés közé beiktatott négy-pólus összetett csillapítása:

$$\alpha_0 = 10 \lg \frac{|S_1|}{|S_2|} \text{ (dB)},$$

ahol $|S_1|$ az a látszólagos teljesítmény, amit a Z_1 impedanciájú generátor képes szállítani egy Z_1 impedanciájú fogyasztónak, $|S_2|$ pedig az a látszólagos teljesítmény, amit a Z_1 impedanciájú generátor képes szállítani egy Z_1 impedanciájú fogyasztónak, $|S_2|$ pedig az a látszólagos teljesítmény, amit a generátor a négy-póluson keresztül a Z_2 impedanciájú terhelésnek szállít. (Az UIT szerint ez a definíció nem használatos az Egyesült Királyságban és az Egyesült Államokban.)

A négy-pólus lezárásai között, valamint a viszonyítási elrendezést a 2. ábra mutatja.

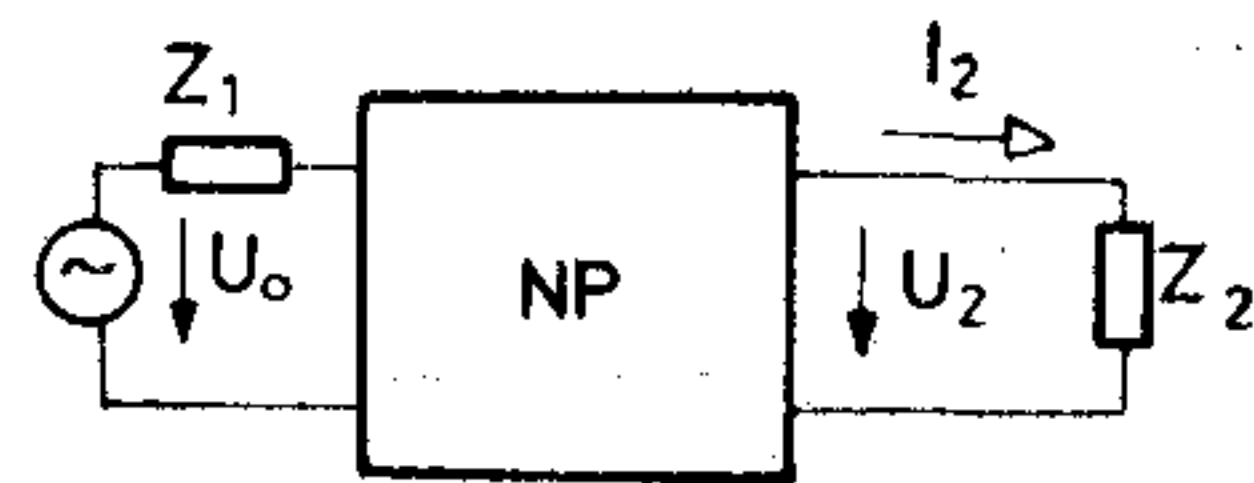
Az ábra alapján:

$$|S_1| = |U_1 I_1^*| = |U_1 I_1|.$$

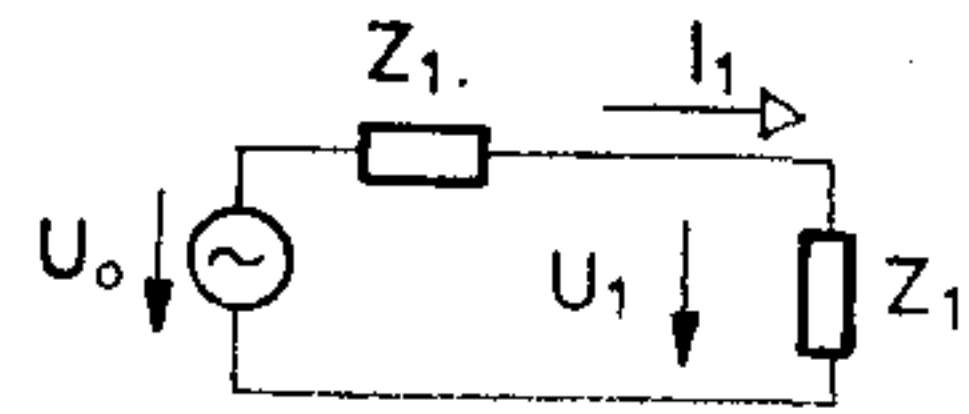
$$\text{Mivel } U_1 = \frac{U_0}{2}, I_1 = \frac{U_0}{2Z_1}, \text{ ezért } |S_1| = \left| \frac{U_0^2}{4Z_1} \right|.$$

Ugyancsak az ábra alapján:

$$|S_2| = |U_2 I_2| = \left| \frac{U_2^2}{Z_2} \right|.$$



a/ Négy-pólus a lezárásokkal



b/ Viszonyítási elrendezés

H806-2

2. ábra

A fentiek alapján az összetett csillapítás:

$$\alpha_0 = 20 \lg \left(\frac{|U_0|}{2|U_2|} \sqrt{\frac{|Z_2|}{|Z_1|}} \right) \text{ (dB)}. \quad (8)$$

A szakmai irodalomban több helyen (pl. [3] 30. old., [4] 61. old. stb.) éppen a fenti összefüggés és kizárólag ezen összefüggés alapján határozzák meg az üzemi csillapítást. Az üzemi csillapítások e fajtája hullámcsillapításba megy át, ha a lezárások a hullámimpedanciákkal azonosak.

3.3 Átalakítási csillapítás

(ang.: Transducer loss, fr.: Affaiblissement transductique)

Az UIT 05.21 meghatározása alapján:

Egy Z_1 impedanciájú generátor és egy Z_2 impedanciájú terhelés közé beiktatott négy-pólus átalakítási csillapítása:

$$\alpha_a = 10 \lg \frac{P_0}{P_2} \text{ (dB)},$$

ahol P_0 az a maximális hatásos teljesítmény, amit a Z_1 impedanciájú generátor a Z_2 impedanciájú terhelésnek egy ún. ideális átalakítón keresztül leadni képes, P_2 pedig az a hatásos teljesítmény, amit a generátor a négy-póluson keresztül a Z_2 impedanciájú terhelésnek lead.

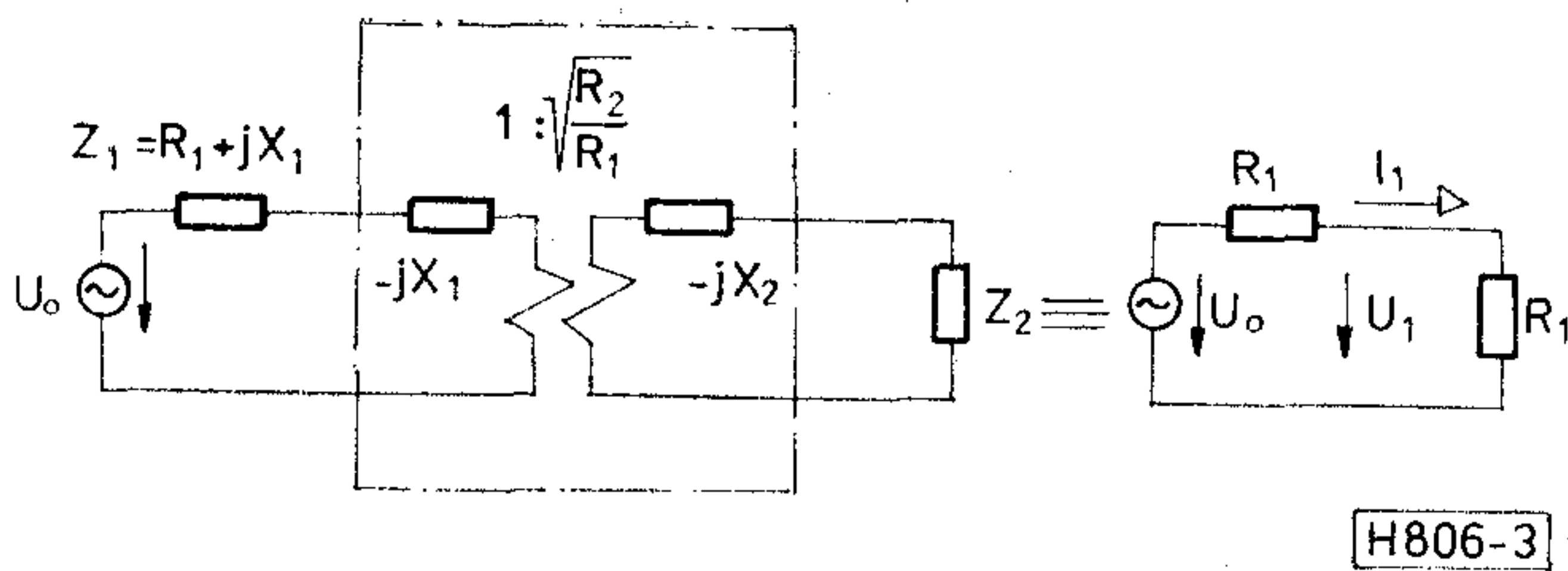
A definíciónak része az ideális átalakító meghatározása is, és ez valóban nagyon fontos. Eszerint az ideális átalakító a reaktanciákat mindkét irányban érvényteleníti, és tartalmaz még egy optimális áttételű ideális transzformátort is.

A fentiek alapján a viszonyítási elrendezést az ideális átalakítóval és annak ekvivalensét a 3. ábra mutatja.

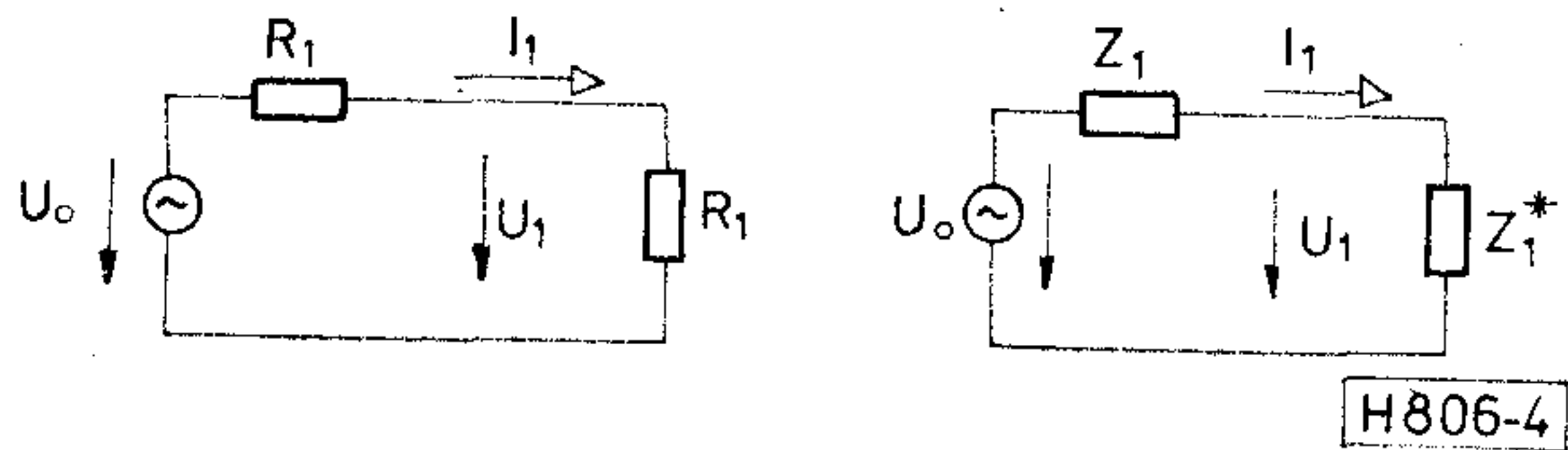
Fel kell ismernünk, hogy a viszonyítási elrendezés 3. ábra szerinti ekvivalense a 4. ábra szerint is ekvivalens, tehát P_0 lényegében a generátorból kivehető maximális hatásos teljesítmény.

Az ábra alapján:

$$P_0 = \operatorname{Re}(U_1 I_1^*) = \frac{|U_0^2|}{4R_1}.$$



3. ábra



4. ábra

A 2. ábra alapján:

$$P_2 = \operatorname{Re}(U_2 I_2^*) = \dots = \frac{|U_2|^2 R_2}{|Z_2|^2}.$$

Így az átalakítási csillapítás:

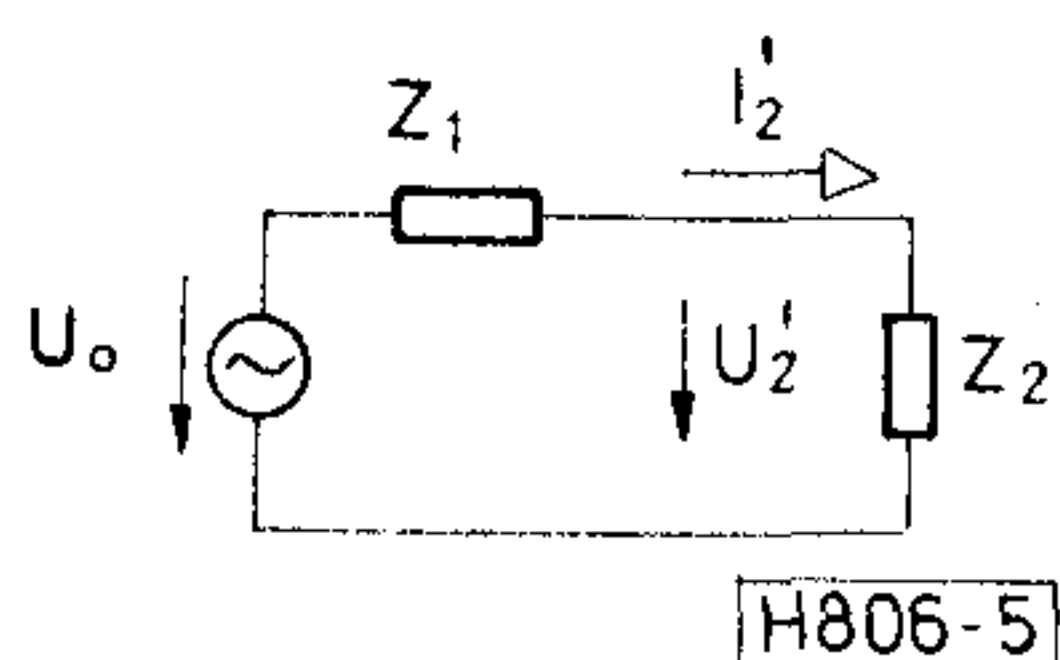
$$a_a = 20 \lg \left| \frac{U_0}{2U_2} \frac{Z_2}{\sqrt{R_1 R_2}} \right| \quad (\text{dB}). \quad (9)$$

(9) alapján belátható, hogy komplex hullámimpedanciáknál az átalakítási csillapítás hullámimpedanciákkal való lezárás esetén nem megy át hullámcsillapításba, ha a hullámcsillapítást a hullámátviteli mérték valós részeként értelmezzük, márpedig a hullámátviteli mérték definíciójának mindenkor a (3) összefüggést kell tekinteni.

Az eddigiekből látható, hogy az összetett és átalakítási csillapítás komplex impedanciák esetére is értelmezett. Abban az esetben viszont, ha a lezáró impedanciák reaktanciamentesek, akkor az összetett és az átalakítási csillapítást meghatározó összefüggések azonossá válnak és az alábbi alakot veszik fel:

$$a_b = a_a = 20 \lg \left(\left| \frac{U_0}{2U_2} \right| \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \right). \quad (10)$$

Meg kell említeni, hogy egyes szakirodalmi források éppen a (10) kifejezést tekintik a csillapítás definíciójának. Nem szabad elfelejteni azonban, hogy komplex lezárások közé beiktatott négypólusnál a (10) kifejezésnek egyszerűen nincs értelme, azaz



5. ábra

ebben a formában a csillapításdefiníció teljesen önkényes, mivel ez esetben (10)-nek semmi konkrét kapcsolata nincs a teljesítményviszonyokkal.

4. Néhány egyéb csillapításfajta

A lezárások között elhelyezkedő négypólus teljesítményviszonyaira üzemi körülmények között egyéb csillapításfajták is jellemzőek. Ezeket azonban talán tradicionális okok miatt nem soroljuk az üzemi csillapítások közé. Ezek egyike a beiktatási csillapítás. Jól ismert csillapításfajta, e cikk csupán azért tér ki rá, hogy most már konzekvensen bemutassa a teljesítményviszonyokkal való kapcsolatát, és a (8), (9) összefüggésekhez hasonló értelmezését tetszőleges komplex impedanciák esetén.

A másik csillapításfajta, ami említésre kerül, és éppencsak említésre, a hatékony csillapítás. Említésének oka a magyar nyelvű szakmai irodalomban való ismeretlen volta. Magyar elnevezését e formában először e cikk szerzője alkalmazta, mert úgy találta, hogy a csillapítás lényegét talán az elnevezés német nyelvű eredetije fejezi ki a legjobban.

4.1. Beiktatási csillapítás

(ang.: Insertion loss, fr.: Affaiblissement d'insertion)

Az UIT 05,22 meghatározása alapján:

Egy Z_1 impedanciájú generátor és egy Z_2 impedanciájú terhelés közé beiktatott négypólus beiktatási csillapítása:

$$a_b = 10 \lg \frac{|S_2'|}{|S_2|} \quad (\text{dB}),$$

ahol $|S_2'|$ az a látszólagos teljesítmény, amit a Z_1 impedanciájú generátor szállítana a Z_2 impedanciájú terhelésnek a négypólus beiktatása előtt, $|S_2|$ pedig az a látszólagos teljesítmény, amit a generátor a négypóluson keresztül a Z_2 impedanciájú terhelésnek szállít.

A referenciaelrendezést az 5. ábra mutatja.

Az 5. ábra valamint a 2. ábra alapján levezethető, hogy a beiktatási csillapítás:

$$a_b = 20 \lg \left| \frac{U_0}{2U_2} \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \right| \quad (\text{dB}). \quad (11)$$

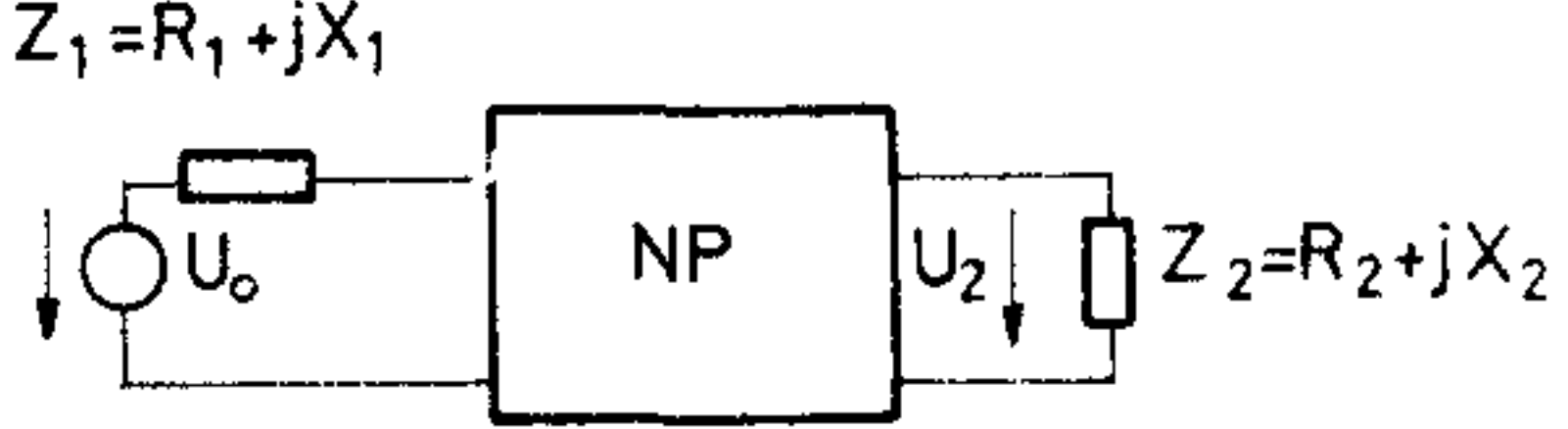
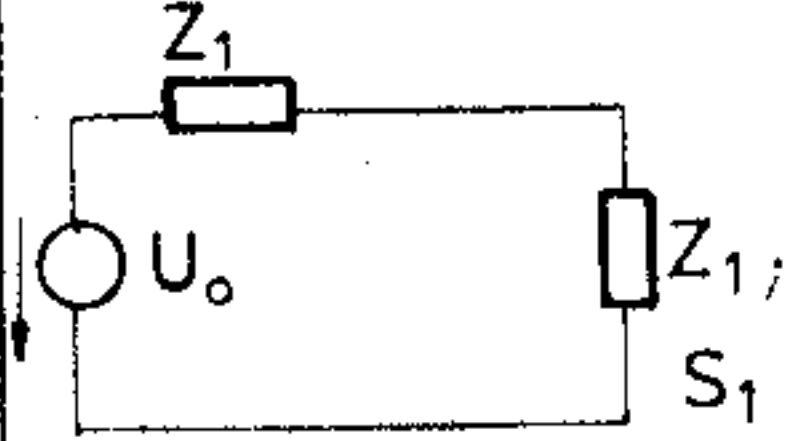
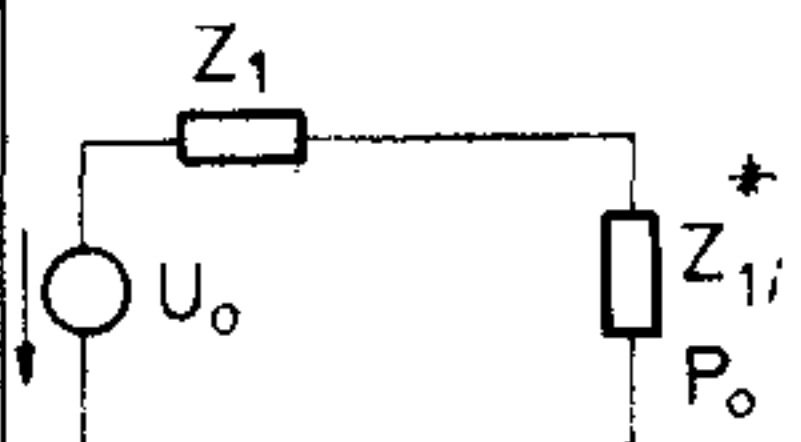
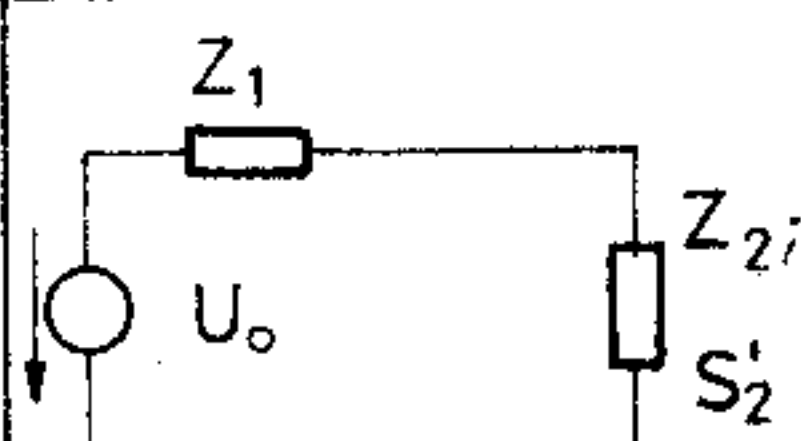
4.2 Hatékony csillapítás

(ang.: Overall loss, am.: Net loss, fr.: Équivalent d'un circuit, ném.: Wirksame Dämpfung)

A CCITT Narancs könyveiben szereplő újabb magyar kifejezés e csillapításfajta a tiszta csillapítás.

Ez a csillapításfajta a lineáris hálózatok elmélete szempontjából nem érdekes. Jelentősége a vezetékes távközlésben van, és az átviteli szintekkel összefüggésben megérdemelné egy külön publikációt (jelenleg megemlíthető forrás [1] mellett még [2]). A szerző

1. táblázat

$Z_1 = R_1 + jX_1$  $S_2 = U_2 I_2^*$ $P_2 = \text{Re}(S_2)$		
Elnevezés	Kifejezés	Viszonyítási elrendezés
Összetett csillapítás	$a_0 = \begin{cases} 10 \lg \frac{ S_1 }{ S_2 } \\ 20 \lg \frac{U_0}{2U_2} \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \end{cases}$	
Átalakítási csillapítás	$a_a = \begin{cases} 10 \lg \frac{P_0}{P_2} \\ 20 \lg \frac{U_0}{2U_2} \frac{Z_2}{\sqrt{R_1 R_2}} \end{cases}$	
Beiktatási csillapítás	$a_b = \begin{cases} 10 \lg \frac{ S'_2 }{ S_2 } \\ 20 \lg \frac{U_0}{2U_2} \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \end{cases}$	

H806-1T

e cikk keretében ezzel a csillapításfajttával nem kíván részletesebben foglalkozni, bár a hatékony csillapítás alkalmazásának gyakorlati jelentősége nem elhanyagolható.

5. A csillapításfajták összehasonlítása

A 3.2, 3.3 és 4.1 pontban felsorolt csillapításokat az 1. táblázat foglalja össze és teszi egyszerűen összehasonlíthatóvá.

6. Csillapítás mint a négypólus-paraméterek függvénye

A 2. pontban felidéztek az alábbi, általánosan használt összefüggést, miszerint:

$$a = 20 \lg |T|.$$

A lineáris hálózatok elméletében az átviteli tényezőt gyakran a négypólus-paraméterekkel fejezik ki. Például impedancia-paraméterek és valós lezárások esetén:

$$T = \frac{(Z_{11} + R_1)(Z_{22} + R_2) - Z_{12}Z_{21}}{2Z_{21}\sqrt{R_1R_2}}. \quad (12)$$

[5] választ ad arra a kérdésre, hogy ez a T miként van értelmezve a feszültségekkel és a lezáró ellenállásokkal. [5] szerint ugyanis (3.3.3 fejezet) a (12)-ben szereplő T :

$$T = \frac{U_0}{2U_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}.$$

(10) alapján világos, hogy az így értelmezett (12)-ből kiszámítható csillapítást akár összetett, akár átalakítási csillapításnak vagy egyszerűen üzemi csillapításnak is nevezhetjük. Fel kell azonban figyel-

nünk arra, hogy [5] alapján T kifejezését egyszerűen $|T|$ -ből az abszolút érték jelének elhagyásával kaptuk, ami egy lehetséges, de teljesen önkényes értelmezése T -nak. Megismétlődik ezért a kérdés, hogy T speciális esetének tekinthető-e T_0 . Erre a válasz csak az lehet, hogy

$$T \rightarrow T_0, \text{ ha } R_1 \rightarrow R_{10} \text{ és } R_2 \rightarrow R_{20}.$$

Ki kell hangsúlyozni tehát azt, hogy (12) szerint T -ből T_0 -t meghatározni csakis valós hullámimpedanciájú négypólusok esetén lehet, minden más esetben T (12) szerinti képlete önkényes, és nem konzekvens az UIT hullámátviteli mértékre vonatkozó definíciójával, tehát T -ből T_0 -at meghatározni, vagy fordítva, nem lehet.

A következő kérdés, amit érdemes megvizsgálni, hogy T (12) szerinti kifejezése milyen csillapítást definiál akkor, ha a szokásoknak megfelelően (12)-ben R_1 -et Z_1 -re, R_2 -t Z_2 -re cseréljük. A válasz (10) és (8) kifejezések összevetésével az, hogy az így kapott T -ből az összetett csillapítást kaphatjuk meg, ezért helyénvaló az önkényesen definiált üzemi átviteli tényezőt komplex lezáró impedanciák esetén összetett átviteli tényezőnek nevezni, ami így:

$$T_0 = \frac{(Z_{11} + Z_1)(Z_{22} + Z_2) - Z_{12}Z_{21}}{2Z_{21}\sqrt{Z_1Z_2}}.$$

Ismét megjegyzendő, hogy T_0 nem megy át T_0 -ba $Z_1 = Z_{10}$ és $Z_2 = Z_{20}$ helyettesítéssel, ellenben $|T_0| = |T_0|$ -ba megy át. A definíció pedig azt jelenti, hogy

$$T_0 = \sqrt{\frac{S_1}{S_2}}. \quad (13)$$

Ez a hullámátviteli mérték és hullámátviteli tényező definíciójával nem konzekvens és önkényes, de elterjedten használt definíció, tehát fizikai értelme is van, hiszen a komplex teljesítmények viszonyának gyökével azonos. Ha azonban T_a -t az átalakítási csillapítással szoros kapcsolatban levő $|T_a|$ -ból hasonlóképp, azaz az abszolút érték jelének elhagyásával kívánnánk definiálni, ennek aligha volna fizikai értelme, hiszen a 3.3 pont alapján:

$$|T_a| = \sqrt{\frac{P_0}{P_2}}$$

valós érték.

Igaz viszont, hogy (9) alapján felírhatnánk, hogy:

$$T_a = \frac{U_0}{2U_2} \frac{Z_2}{\sqrt{R_1R_2}},$$

ennek azonban aligha lenne értelme.

7. Néhány következtetés

Az eddigiek, de különösen (13) alapján e cikk szerzője úgy véli, hogy az üzemi átviteli tényezőre vagy üzemi átviteli mértékre vonatkozó meghatározásokat a magyar nyelvű szakmai irodalomban, de elsősorban a kézikönyvekben, a következő kiadások megjelenése előtt felül kellene vizsgálni, hogy azok valóban konzekvenssek és pontosak legyenek.

A lineáris hálózatok elméletével foglalkozó magyar szakkönyvekben, egyetemi jegyzetekben kissé zavarónak tűnik az, hogy az üzemi csillapítás kétféle lehetséges és használt értelmezése talán nem eléggé tűnik ki. Kétségtelen, hogy mindennek nem volt semmi fontossága mindaddig, amíg komplex lezáró impedanciákkal nem foglalkoztunk, de ma már a komplex normalizálás, egyéb más — komplex lezárások esetén használható — számítási módszer és ezek alkalmazása (pl. a szélessávú illesztés) igénylik a pontosításokat. Rá kell mutatni, hogy a négypólus-elmélet és alkalmazásai általánosságban a csillapítást látszólagos teljesítmények viszonyára alapozza, más helyeken azonban, ahol ez indokolt (pl. a reflexiós mátrix elemeinek és a hullámparamétereknek a kapcsolatában), a csillapítást valós teljesítmények viszonyára alapozva használjuk.

Azok a valóságos és látszólagos anomáliák, amelyek a csillapítások és hullámparaméterek definíciói körül ma a magyar nyelven megjelenő könyvekben fellelhetők, nem teljesen új keletűek és nem is egye-

dülállóak. A forrásmunkák között feltüntetett könyveken kívül számos újabban és régebben megjelent könyvben és cikkben találkozhatunk velük. Ha a cikk szerzőjének véleménye vitatható is, akkor is tény, hogy a szakmai irodalomban bizonyos csillapítás- és egyéb fogalmak használata nem egységes, itt-ott egymásnak ellentmondó.

I R O D A L O M

- [1] List of definition of essential telecommunication terms. UIT Genf, 2nd impression — 1961.
- [2] Gál M.: Relatív szint és hatékony csillapítás jelentése és alkalmazása a vezetékes távközlésben. Posta, 30. évf. 10–11. sz.
- [3] Lehrbuch der Fernmeldetechnik. Fachverlag Schiele & Schön GmbH. Berlin, 1970.
- [4] Dr. Izsák M. főszerk.: Távközléstechnikai kézikönyv. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1966.
- [5] Dr. Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979. (Negyedik, javított kiadás.)
- [6] Henyey Z.: Lineáris áramkörök elmélete. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1958.

A külföldi szakfolyóiratokból

Összeállította: BALOGH PÁL

Üzembe helyezték az első szovjet üvegszálkábeles távbeszélő-összeköttetést Leningrádban. A leningrádi szakértők számításai alapján az új vezetékek alkalmazásával a lehetséges telefonösszeköttetések száma legalább megháromszorozódik. (*Am Abend*, 1980. okt. 21. [862])

*

A francia Unitel cég (NSZK forgalmazó: EMT-Franz) Scriptel néven egy írásgenerátor sorozatot fejlesztett ki, mely címek, alcímek, időadatok stb. tv-adásba keverésére szolgál. A Scriptel V kompakt készülék kis stúdiók, közvetítő kocsik céljaira alkalmas. Négy különböző jelméretet állít elő fekete-fehérben, melyet vagy statikusan, vagy dinamikusan lehet az adáshoz keverve átvinni. Beépített időgenerátora különösen sportközvetítéseknel alkalmazható előnyösen. Sokoldalú szövegszerkesztési lehetőségei az írásblokk összeállításában jelentenek nagy segítséget: lehetőség van betűk/sorok cseréjére, a sorokat automatikusan a kép közepére ülteti.

Belső memóriája 16 db 12 sort tartalmazó oldalt tárolhat. Ez a tár 96 db kétsoros alcímet is felvehet, melyeket billentyűlenyomásra ad hozzá a képhez. A Scriptel P univerzális rendszer modulárisan kialakított, nagy tv és filmstúdiók összes feladatait ellátni képes berendezés. Négy különböző betűméretre 8 különböző színben jelenhet meg, választhatóan színes háttérrel, de minden betű más-más színű is lehet. Opcióként alkalmazott floppy-diszk tára a memória kapacitást lemezekként 250 oldalra bővíti. Az alcímek előállítását a Subtel kiegészítő berendezés könnyíti meg. A Graphtel kiegészítéssel tetszésszerű jelforma rajzolható meg elektronikusan. (*Funkschau*, 1981. febr. [865])

Válogatás a Kohó- és Gépipari Tudományos Informatikai és Ipargazdasági Központ tájékoztató anyagából.

A gallium-arzenid integrált áramkörök várhatóan ez év végén piacra kerülnek — egy amerikai piackutató cég, a Strategic Business Services tanulmánya szerint. Először fog előfordulni, hogy az új piacon nem USA gyártóké lesz a vezető szerep. Először analóg áramkörök, erősítők, modulátorok és multiplexerek jelennek meg, a digitális IC-k valószínűleg 1988-ban kerülnek forgalomba. A fő felhasználók a távközlés, adatfeldolgozás, katonai és műszeripar lesznek. Az USA cégek a kevésbé gyümölcsöző katonai piacot célozták meg, míg Európa és Japán a sokkal nagyobb volumenű kómersz alkalmazásokat, pl. a műholdas televíziót. A piacon Európa és Japán fog a vezető helyért versenyezni. Angliában a GEC cég reméli, hogy hamarosan megjelenhet a piacon gallium-arzenid technológiájú áramköreivel. A kutatást és fejlesztést a Hirst Research Centre végzi. A jelentés szerint a világpiac 1990-re az 1,5 milliárd dollárt is elérheti, ha előre nem látható technológiai problémák nem lépnek fel. Erre az időre a szilícium technológiájú áramkörök a 100 milliárd dolláros értéket érhetik el.

Becslések szerint a világon 1979-ben 4,671 milliárd dollár értékben adtak el integrált áramköröket. (*Computer Weekly*, 1981. febr. 12. [864])

*

A Wandel und Goltermann cég két új jelforrást fejlesztett ki telefon- és hangfrekvenciás átviteli berendezések méréséhez. A beszédcsatornához a PS-10 szintadót dolgozták ki 200 Hz...4 kHz frekvencia átfogással, egyenáramú tartóáramkörrel, tíz fix frekvenciával és vobblerezhető adófrekvenciával (200 Hz...3,5 kHz). A készülék kompatibilis a távközlési igazgatásoknál már bevezetett más készülékekkel. A hangcsatornához a PS-20 szintadót dolgozták ki, 20 Hz...20 kHz frekvenciaátfogással, 30 fix frekvenciával. Az adásszint 10 és 0,1 dB fix lépésekben állítható be.

(Folytatás a 202. oldalon)

Nagyteljesítményű gyorskapcsoló tranzisztorok meghajtó és kapcsolásivesztés-csökkentő áramköreinek tervezése

HALÁSZ FERENC
HIKI

A cikk célja, hogy rövid betekintést adjon a korszerű teljesítményátalakítók működését alapvetően befolyásoló, úgynevezett kiegészítő áramkörök működésébe.

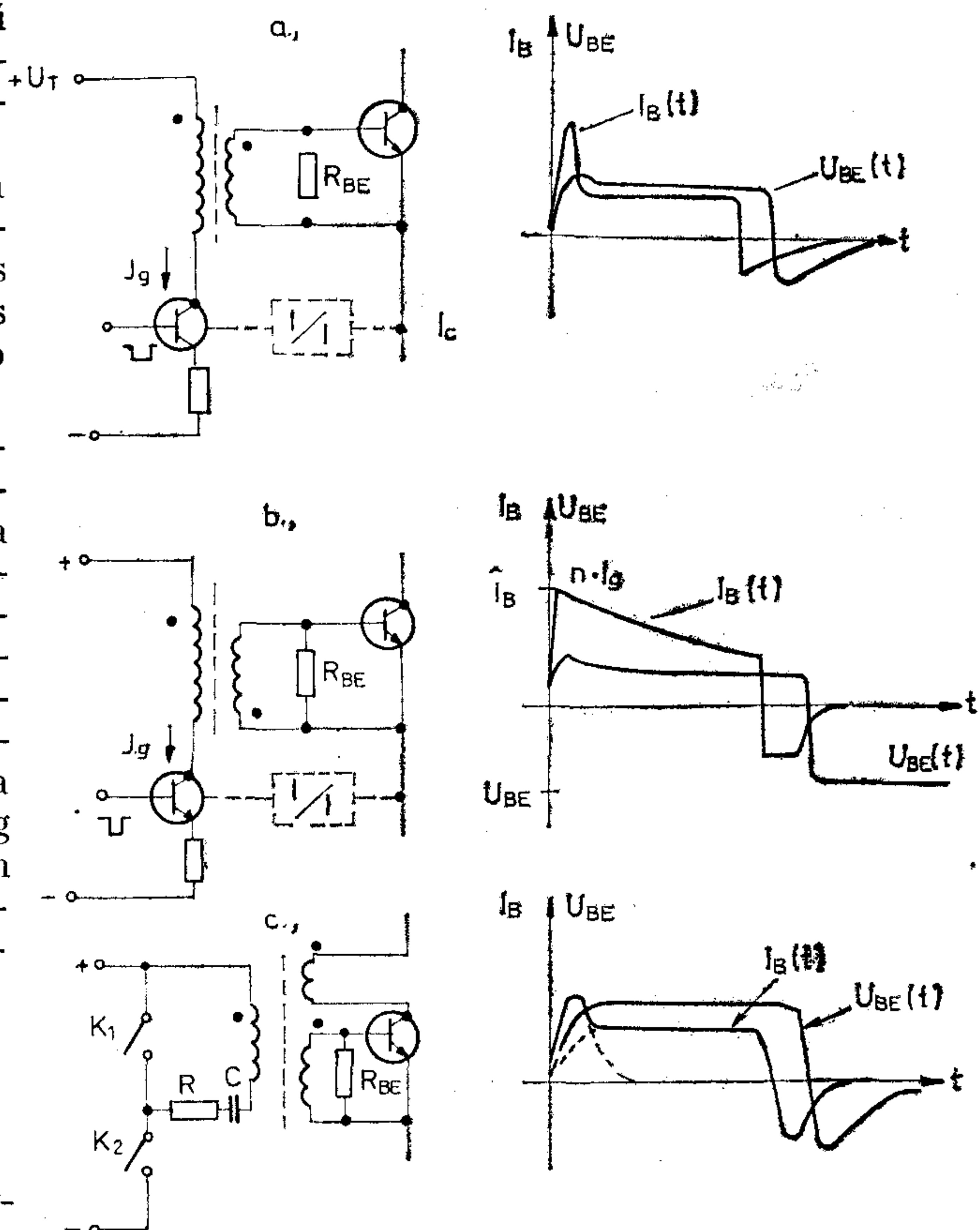
Ezen áramkörök helyes méretezése és alkalmazása esetén a teljesítményátalakító üzeme szélsőséges esetekben is (magas környezeti hőmérséklet, áram- és feszültségtranziensek együttes fellépése) biztonságos marad. Nem következnek be „rejtélyesnek” látszó meghibásodások.

Az üzembiztonság növekedését több tényező javításával tudjuk elérni. Némely ezek közül önmagában is jelentős előnnyel jár azon túlmenően, hogy a megbízhatóságot is növeli. Így például, ha csökkentjük az átkapcsolási veszteségeket, akkor nő a hatásfok, csökken a kapcsoló elem hőmérséklete, „egyszerűbb”, olcsóbb kapcsoló tranzisztorokat alkalmazhatunk. Ezen előnyök következtében kisebb hűtőfelületet lehet alkalmazni, a készülék konstrukciója egyszerűsödik. A felsorolt előnyöket nem mindig a bonyolultabb megoldások alkalmazásával, hanem az egyébként is szükséges elemek (pl. transzformátorok) optimális kivitelével vagy megfelelő méretezésével (pl. RC tagok) tudjuk elérni.

1. A gyakorlatban elterjedt meghajtó áramkörök

A legtöbb esetben a kapcsoló üzemi teljesítményátalakítók galvanikus kapcsolatban vannak a hálózattal. A teljesítményátalakítót vezérlő áramkörök viszont a szabályozott jellemzővel (U_{ki} , I_{ki}) kapcsolatosak, amelyre gyakran kíváncsi a hálózattól való galvanikus elválasztás. Így a szabályozási körben leválasztást kell alkalmazni, amely legtöbbször a meghajtó áramkörben valósul meg. Ennek a megoldásnak számos előnye van, így mi is csak ilyen meghajtó áramkörökkel foglalkozunk. Mielőtt azonban rátérnénk tárgyalásukra, felhívjuk a figyelmet két irodalomra, amely a kapcsoló üzemi működés ideális vezérlő jelalakjait is tárgyalja [1, 2].

A meghajtó áramkörök működési elvük szerint három csoportba sorolhatók. E megoldásokat szemlélteti az 1. ábra.



H782-1

1. ábra. Meghajtó áramköri változatok a jellemző áram-feszültség jelalakokkal

Az első (1a) megoldásban a tranzisztor bekapcsolása a meghajtó tranzisztorral egyszerre történik. A bázisáram értékét egy visszacsatolás segítségével módosíthatjuk. A kezdeti, bekapcsolási áramlökés az áramgenerátor vezérlésével megoldható.

Kikapcsoláskor a kihúzó bázisáramot a transzformátor mágnesező árama, valamint a B—E ellenállás biztosítja. A szünetidő alatt a transzformátor le-mágnesezését a B—E ellenállás segítségével végezzük.

Látszólag teljesen azonos megoldást tüntettünk fel az 1b ábrán. A lényeges különbség azonban a működés időbeni leírásából tűnik ki.

A meghajtó transzformátor primer oldali áramgenerátora a transzformátor mágneses energiáját növeli. A szekunder oldal bekötése olyan irányú, hogy a növekvő mágnesező áram által indukált feszültség a kapcsoló tranzisztort lezárja, negatív B—E feszültséget hoz létre.

Ha a primer oldali áramot megszakítjuk, az áram megfordul a szekunder körben, mivel az ellentétes irányú indukált feszültség nyitja a B—E átmenetet. Ennek hatására a tranzisztor vezetni kezd. A kollektoráram figyelésével itt is módosíthatjuk a bázisáramot, de annak csak a kezdeti értékét. A bekapcsolási szakaszban a bázisáram nem befolyásolható a primer oldalról.

A harmadik megoldás (1c) érdekes ötleten alapul [3, 4]. A bázisáramot nem a meghajtó transzformátor primer oldaláról kapjuk, hanem a kollektorkör áramát transzformáljuk a B—E körbe. Energiára csupán a bekapcsoláskor és a kikapcsoláskor van szükség.

A bekapcsolás a K2 kapcsoló bekapcsolásával kezdődik. A primer oldali soros RC tag töltő árama áttranszformálódik a szekunder oldalra és nyitja a B—E diódát. A meginduló kollektoráram a vezetés további részében az áramváltón keresztül fenntartja (mindig arányosan!) a bázisáramot. Kikapcsolásakor a pozitív visszacsatolást kell „legyőznünk” a vezérlő tekercs ellenkező irányú előfeszítésével. Ezt K1 kapcsoló bekapcsolásával érjük el.

A szünetidőben a C kondenzátor kisül, a transzformátor lemágneseződése változó negatív feszültséget kényszerít a B—E diódára.

A három variáció közül egyszerűségét és kedvező nyitó, illetve záró irányú tulajdonságait figyelembe véve az 1b megoldást tartjuk optimálisnak olyan alkalmazásokban, ahol a kollektoráram burkológörbéjének változása a bekapcsolási időtartam alatt elhanyagolható (pl. egyes tápegységekben).

Az alapkapcsolást telítésgátló diódákkal kiegészítve elhagyhatjuk a kollektoráramot figyelő részt. Meg kell említeni viszont, hogy az áramkör ilyenkor fogyaszt a legtöbbet, hiszen a maximális üzemi kollektoráramhoz is elegendő bázisáramot kell a primer oldalról biztosítani.

A telítésgátlás hatására lecsökken a tárolási idő, amely a gyors védelmek hatásosságát növeli. A tárolási idő alatt ugyanis semmiféle védelem nincs, hiszen a kikapcsolásra irányuló vezérlő jel ez alatt az idő alatt fejti ki hatását. Kedvezőtlen esetben a tárolási idő a periódusidőnek 10—20%-át is kiteheti, tehát a működés 10—20%-ában semmiféle védelem nincs. Ez viszont megengedhetetlen egy nagy megbízhatóságú berendezésben.

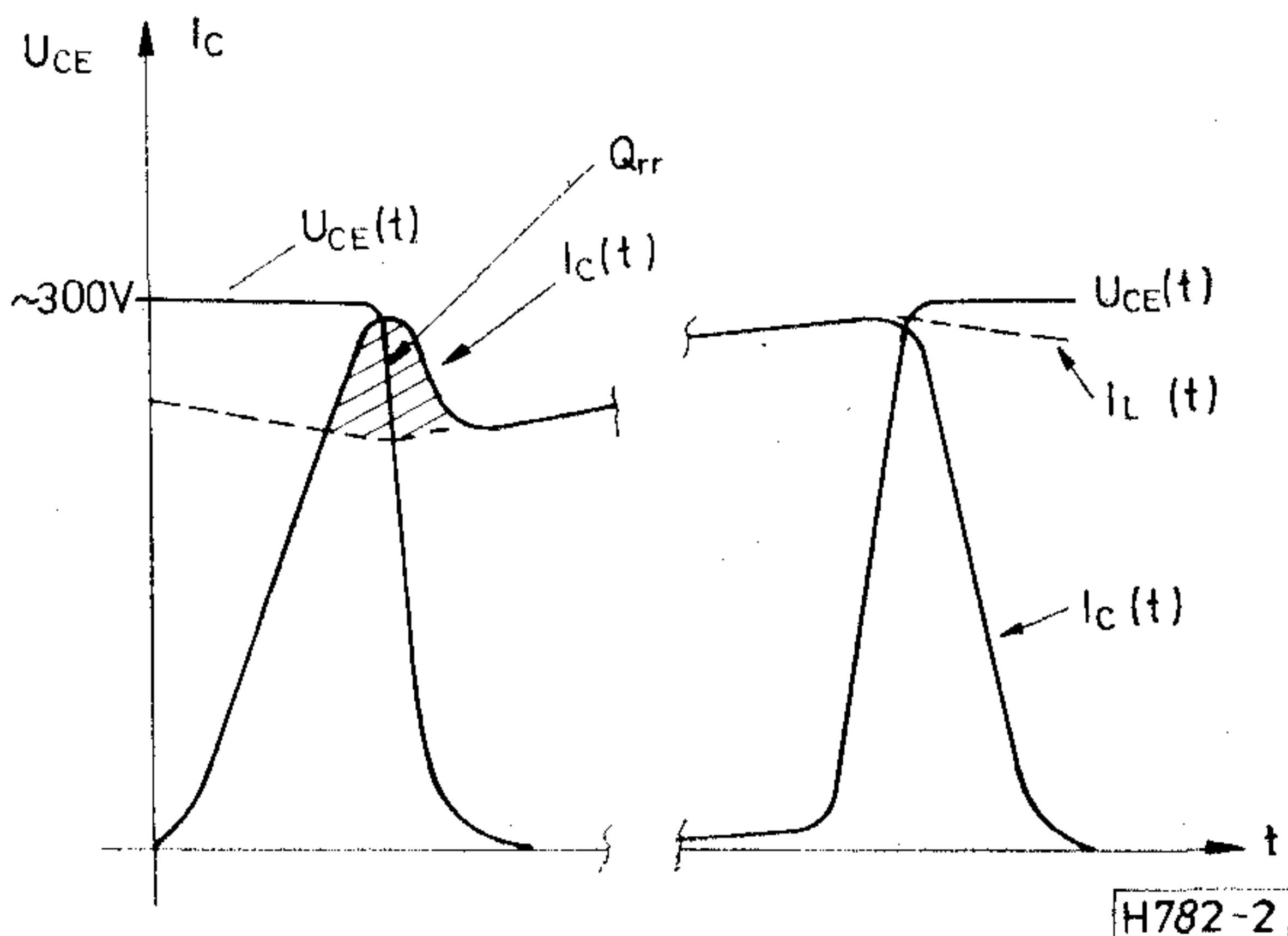
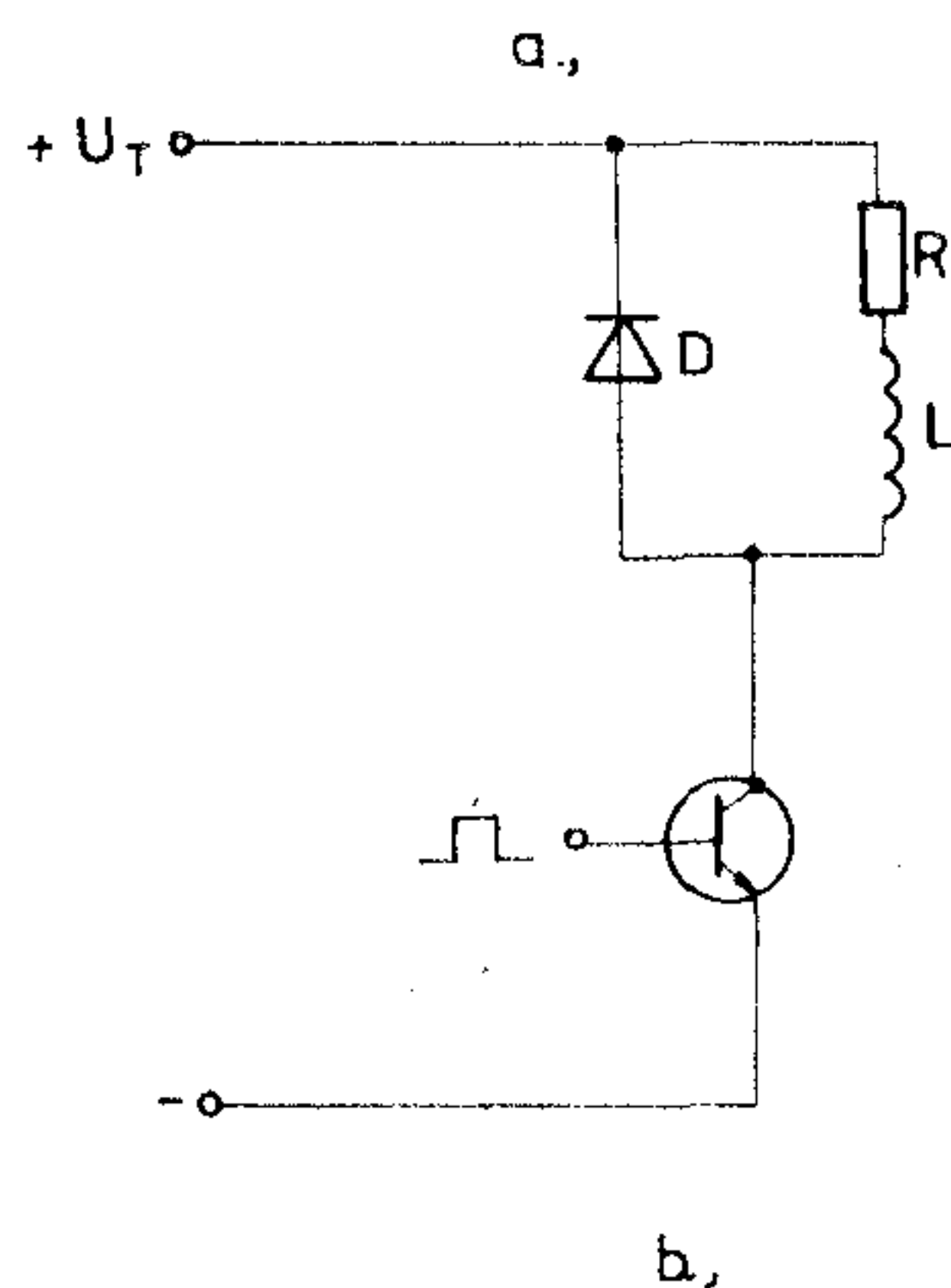
A transzformátor méretezésénél figyelembe veendő szempontok:

— a maximális gerjesztésnél a vasmag ne telítődjön, vagyis:

$$N_{\text{sek}} \cdot I_B < \frac{B_{\text{max}} \cdot A_q}{A_L},$$

— a bekapcsolási idő végén is biztosítani kell a tranzisztor telítésbe vezérléséhez szükséges bázisáramot

$$I_B - \frac{U_{\text{sek}} \cdot t_{\text{be max}}}{L_{\text{sek}}} \geq \frac{I_C}{B_{\text{min}}}.$$



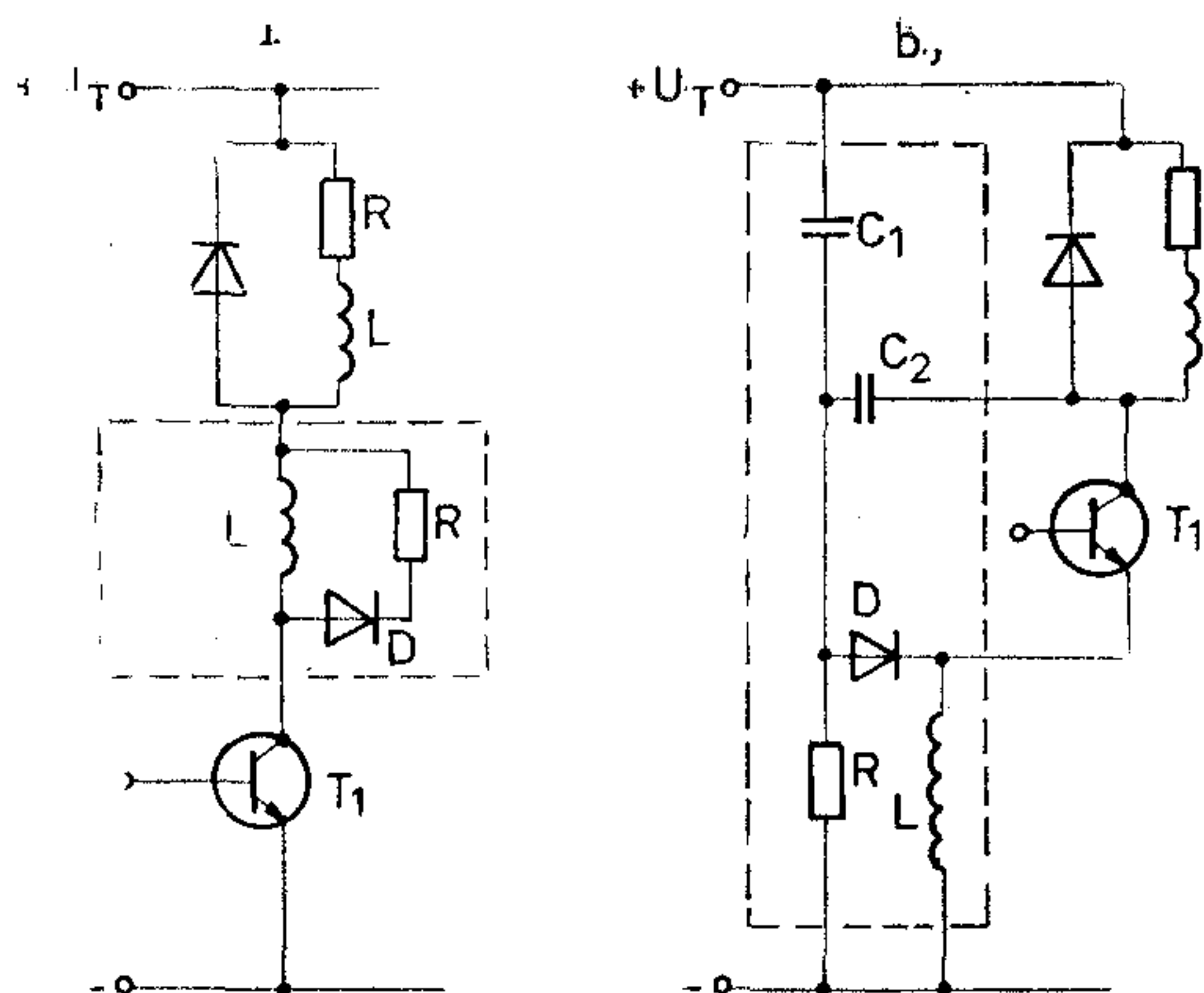
2. ábra. Kapcsoló üzemi teljesítmény átalakítók egyszerűsített kapcsolási rajza és jellemző jelalakjai

2. Kapcsoló tranzisztorok biztonságos működési tartománya, a kapcsolási veszteség-csökkentő áramkörök hatása

Egyes félvezetőgyártók a kifejezetten kapcsoló üzemi működésre szánt tranzisztorokra megadják a nyitó és záró irányú előfeszítés mellett a biztonságos működési tartományt. Ezek a tartományok a maximális áram, feszültség, disszipáció és a „második letörési” tartomány által határoltak. Impulzus üzemi igénybevétellel általában nagyobb területet használhatunk ki.

Üzem közben a legrövidebb időtartamra sem szabad az előbbi tartományokból kilépni. Ezt megfelelő tranzisztortípus kiválasztásával és átkapcsolási veszteség-csökkentő áramkörök felhasználásával érhetjük el.

A teljesítményátalakító kapcsolások nagy része visszavezethető a 2. ábrán látható kapcsolásra. Rövid elemzés után láthatjuk, hogy a veszteségek jelentős része az átkapcsolások idején keletkezik. Ez önmagában még nem okoz gondot, ha megfelelő lehűtést alkalmazunk. A nagyobb baj az, hogy a kapcsoló tranzisztor igen nagy pillanatnyi disszipációnak van kitéve, ez pedig csökkenti a megbízhatóságot, különösen magas környezeti hőmérséklet esetén. A kapcsolási veszteség-csökkentő áramkörök alkalmazásával a kapcsoló elemen az áram- és feszültségváltozás éleit időben úgy eltoljuk, hogy lényegesen lecsökken a disszipáció. Az összes veszteség eset-



$$\frac{U_T}{L} \geq t_r(T_1)$$

$$3 \frac{L}{R} < t_{off}$$

$$\Delta \hat{U}_{off} = \hat{I}_c R$$

$$t_{onmin} \geq \pi \sqrt{LC_e}$$

$$t_{offmin} \geq 3 \frac{L}{R}$$

H782-3

3. ábra. Bekapcsolásiveszteség-csökkentő áramkörök

leg még növekszik is, de a hő most már nem a félvezetőt, hanem pl. egy ellenállást melegít. Ez már lényeges előny, és az alkalmazás mellett szól.

Az átkapcsolási veszteségek csökkentésének másik módja az időtartam csökkentése, amit a meghajtással érhetünk el [2]. A 3. ábrán két bekapcsolási veszteségcsökkentő kapcsolást mutatunk be, amelyek közül a *b* változat a kikapcsolásnál is előnyösen viselkedik.

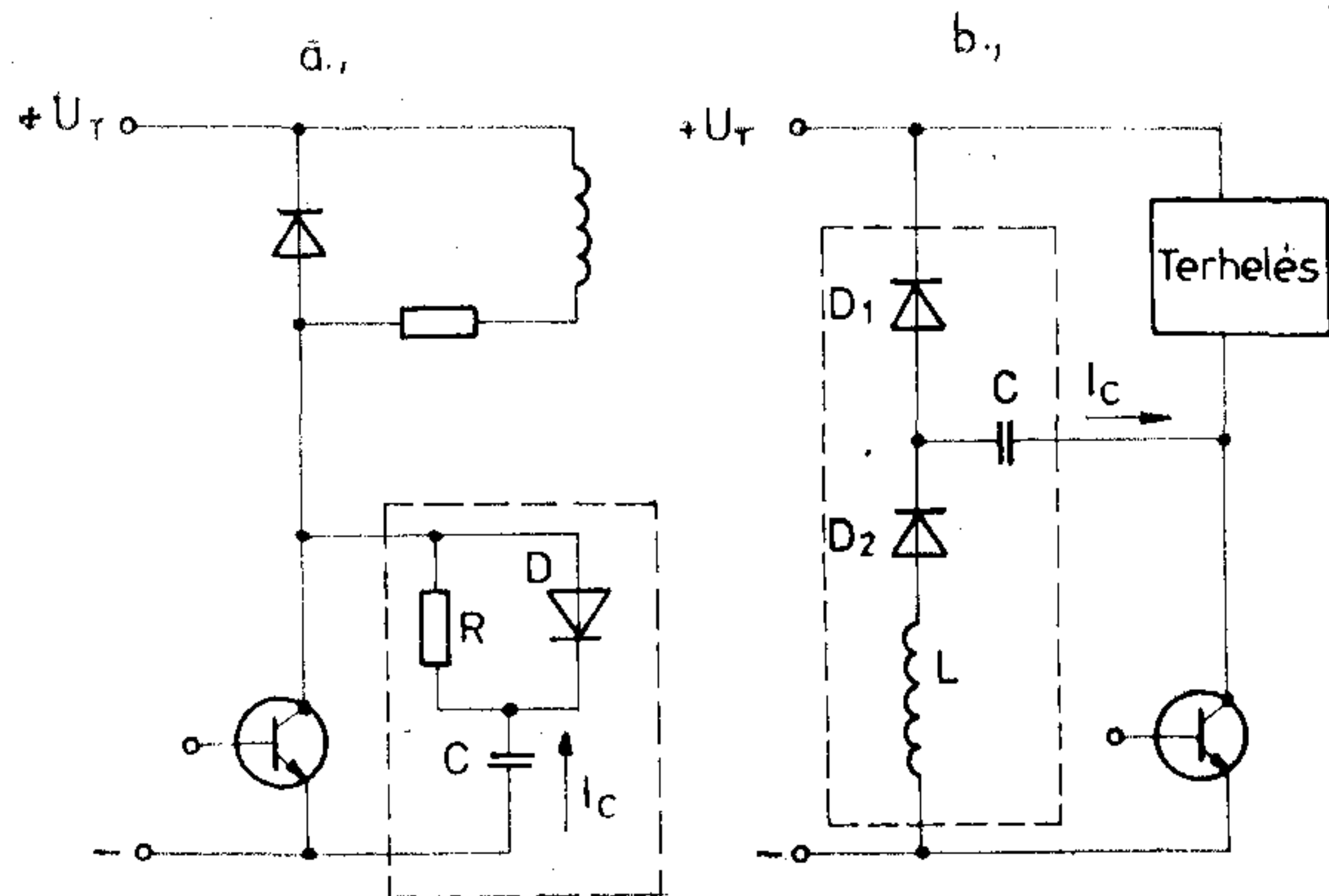
Fő jellemzőjük, és ez minden hasonló jellegű megoldásra igaz, hogy hatásos működésük egy bizonyos korlátot szab a kikapcsolási, illetve a bekapcsolási időre. Ha a működés folyamán ezen időhatárokat túllépjük, akkor nem számíthatunk biztonságos működésre. A legtöbb esetben azonban könnyen teljesíthetjük ezeket a feltételeket. A vázolt bekapcsolásiveszteség-csökkentő áramkörök egy alkalmas nagyságú energiamentes induktivitás bekapcsolásával a kezdeti szakaszban felveszik a feszültséget, majd az áram névleges értékre növekedésével egyre kisebb feszültség esik rajtuk. A mágneses energiát a szünetidőben egy ellenálláson hővé alakítják.

Ezek a kapcsolások főleg olyan alkalmazásokban hasznosak, ahol a teljesítménykör szórt induktivitása kicsi, vagy ha a terhelésnek jelentős kapacitív összetevője van.

Előnyösebbek azok a teljesítményátalakító kapcsolások, amelyek a beépített vagy a szórt induktivitások mágneses energiáját nem hővé alakítják, hanem visszatáplálják. E kialakítások főleg a nagy teljesítményű (500 W–2 kW) átalakítóknál elkerülhetetlenek.

A 4. ábrán két kikapcsolásiveszteség-csökkentő megoldást láthatunk.

Az egyik (4a) változat hagyományosnak mondható, egy kondenzátor töltőárama veszi át a kapcsoló kikapcsolásakor az áramot. A feszültségváltozás meredekségét a kondenzátor nagyságával tudjuk befolyásolni. A tranzisztor bekapcsolásakor az előzőek-



$$t_{on} \geq 3RC$$

$$f(I_c) \text{ exp. jellegű}$$

$$P_R = \frac{1}{2} C \hat{U}_c^2 \cdot f$$

$$P_R \gg R_{knöll}$$

$$t_{on} \geq \pi \sqrt{LC}$$

$$t_{off} \geq \pi \sqrt{LC}$$

$$f(I_c) \text{ -sin. jellegű}$$

$$R_{knöll} = \frac{1}{T} (U_{CEsat} + U_0) \sqrt{I_c^2} dt$$

H782-4

4. ábra. Kikapcsolásiveszteség-csökkentő áramkörök

ben feltöltött kondenzátor az *R* ellenálláson keresztül kisül.

A Knöll-féle megoldásban (4b) szintén a bekapcsolási szakasszal kezdődik a folyamat. A kondenzátor az *L* induktitásnak teljesen átadja energiáját, majd ismét átveszi, de most már fordított irányú feszültség formájában. Így a kezdetben tápfeszültségre feltöltött kondenzátor fél periódusidő alatt elvileg veszteségmentesen átpolarizálódik. A kikapcsoláskor ez az energia a terhelésre jut, így a teljes energiát hasznosítjuk. Ez a megoldás rendkívül előnyös ott, ahol nagy áramokat kell a tranzisztornak kapcsolnia, emiatt az átkapcsolásiveszteségcsökkentő áramkörben nagy kapacitású kondenzátorokra van szükség. Több kiviteli alakja szabadalmaztatott megoldás.

Összefoglalva, a kapcsolási veszteségek csökkentése a megbízhatóságot növeli. Többféle megoldást választhatunk, de mindenképp tanácsos a teljesítményátalakítót ezekkel az áramkörökkel együtt kialakítani. Kisebb teljesítmények esetén (100 W–500 W) általában elegendő a veszteséges megoldások alkalmazása. E teljesítményszint felett azonban fontos szempont, hogy a teljesítményátalakító típusa olyan legyen, hogy kizárja a káros feszültségtranziensek keletkezésének lehetőségét, az átkapcsolási-veszteség-csökkentő áramkörök pedig valamilyen módon visszaadják a felhalmozott energiát. A vezérlés alkalmas kialakításával tegyünk eleget a be- és kikapcsolási idő minimumára előírt feltételnek. A tranzisztort igyekezzünk a lehető legalacsonyabb hőmérsékleten tartani, mert magas réteghőmérsékleten a nehézségek hatványozottan jelentkeznek.

I R O D A L O M

- [1] Kocsis M.: Félvezetős impulzustechnika. Műszaki Könyvkiadó, 1973. Budapest
- [2] W. Hettterscheid: Base Circuit Design for High-

Voltage Switching Transistors in Power Converters. Mullard Tech. Comm. No. 124. 1974

[3] MBLE: Switched mode Power Supplies (katalógus)

[4] Pollak Mercer: Switching transistor drive apparatus. U. K. Pat. No.: 1.516.695

[5] K. Rischmüller: Hochvolttransistoren als Chopper am 380/420 V Netz. Powerconversion. '79 PC. 79.8.3.

[6] H. Knöll: Schaltbetrieb von Leistungstransistoren. Technische Akademie, Esslingen, 1978. szept.

(Folytatás a 198. oldalról)

Az egységek kis súlya, a kompakt felépítés és a hálózat-tól független működés (telepről) a készülékeket a korábban kidolgozott PM-10, PM-20 és PMP-20 szintvevőkkel együtt különösen alkalmassá teszik alacsonyfrekvenciás átviteli berendezések üzemeltetése és karbantartása céljára mobil alkalmazásban. A cég az adó- és vevőkészüléket, a hálózati töltőegységet, tartalék telepeket, mérőkábeleket egy lapos irattáskába téve hozza forgalomba. (*Technische Rundschau*, 1981. jan. 27. [866])

*

A Kontron Elektronik (Eching, NSZK) terméke a számítástechnikában a maga 10 000 DM-es árával és rendkívüli intelligenciájával tűnik ki. Alkalmazását csak az fogja megnehezíteni, hogy csupán szakképzett felhasználók lesznek képesek a 16 kByte-os átmeneti és 16 kByte-os ROM-mal rendelkező, a Z 80 A mikroszámítógép köré felépülő „Micronet” rendszert felhasználni. A software rendszere biztosítja egyszerre több munka végzését, és az egyes, csatlakozó állomások önálló vezérlését is. Ezek a csatlakozó állomások azonban további önálló mikroszámítógépek is lehetnek, vagy biztosíthatják a csatlakozást egy-egy nagy (pl. IBM 370-es vagy Siemens 7000-es) számítógéphez. A micronet hardware-je 64 kbit/s sebességű információ vételt, ill. továbbítást tesz lehetővé. Mind vevő, mind adótárolóval felszerelték, így az adás és vétel azonos időben is történhet. A micronetet az egyik fejlesztő laboratórium arra használja, hogy két számítógépnek biztosítsa a közös perifériák használatát. (*Online Nachrichten*, 1980. 9. sz. [870])

*

A Hewlett Packard cég üvegszálvezetékekhez egy adó modul fejlesztett ki, mely 1000 m távolságra adhat adatokat a garantált specifikáció szerint. A gyártó cég az új adón kívül a rendszerinstalláláshoz kész üvegszál kábeleket is kínál tetszés szerinti hosszban az adómodulhoz illeszkedő csavaros végű kialakításban. A HFBR-1002 jelű digitális adómodul integrált elektromos/optikai átalakító, mely üvegszálon történő egysatornás adatátvitelre alkalmas. Bipoláris integrált áramkör és nagy teljesítményű, az infravörös tartományban működő GaAlAs dióda alakítja át a TTL jeleket optikai impulzusokká a 0–10 Mbit/s adatsebességek tartományában. Az emitter egy, a gyártó által speciálisan üvegszál átvitelre kifejlesztett Buruss-dióda. Ennek speciális struktúrája nagy kimenő teljesítményt biztosít a 820 nm hullámhosszon. Az elem megbízhatóságát átfogó élettartam vizsgálatok garantálják. A vizsgálatok során maximális terhelés mellett 500 000 óra MTBF adódott. (*Technische Rundschau*, 1981. febr. 17. [871])

*

A nyugat-berlini Postaigazgatóság 1980. december 5-én üzembe helyezett egy üvegszál kísérleti rend-

szert az optikai szélessávú átvitel üzemszerű körülmények közötti kipróbálására. A kísérleti rendszerben 24 lakást kötnek össze kb. 100 km üvegszál-fényvezetővel. A rendszeren a telefon előfizetők két helyi tv műsort és az URH sztereó-adást választhatják. A telefonbeszélgetéssel egyidejűleg az AEG-Telefunken által kidolgozott alapelv szerint Videotext és Bildschirmtext vétel is folyhat. Lehetőséget ad a rendszer képtelefon alkalmazásra is, feltéve, ha az előfizető a tv készülék mellett videokamerával is rendelkezik. A kísérleti rendszer egy központ köré épül csillag elrendezésben. A lakásokat 2–2 vezeték köti be a központba. Az előfizető meglevő készülékei (telefon, tv, rádió) változtatás nélkül használhatók, de ezeket egy csatornaválasztó kiegészítő készülékhez kell csatlakoztatni. A kapcsolatfelépítés/lebontás az infravörös távvezérlővel történik. A rendszer célja mérési eredmények, tapasztalatok gyűjtése. Minden háztartás bekötése egy ilyen rendszerbe műszaki okokból a közeljövőben még nem várható. (*Nachrichten Elektronik*, 1981. 1. sz. [872])

*

Sok esetben fordul elő, hogy a képernyőt le kell fényképezni. Ehhez speciális lencserendszerre van szükség, ha a hagyományos fényképezést választjuk. Ezt elkerülendő, a foszforos bevonatú szabad képernyő helyett olyan képernyőt lehet használni, amelynél a „bevonat” sok millió, mikroszkopikus nagyságú fényvezető szálát tartalmaz. A foszforeszkáló réteg fénye a fényvezető szálakon megy át. A fénykihasználás ezzel a módszerrel a 30-szorosára javítható, azaz viszonylag érzéketlen filmekkel is jó felvételeket lehet készíteni. A fényvezetőszálak átmérője 7 μm , a foszforeszkáló réteg egyes pontjainak átmérője rendszerint nagyobb 25 μm -nél. A fényvezetőszálak külső köpenyből és belső érből állnak. A fényvezető-optikának és a katód-sugárcső hőtágulási együtthatójának azonosnak kell lennie, ez erősen korlátozza a felhasználható üvegfajták körét. A rendkívül kis átmérőjű fényvezetőszálak közötti területeket sötét anyaggal „optikai szigetelővel” töltik ki. Az eddigi legnagyobb fényvezető-optika 25,4 $\times$ 279,4 mm (1 $\times$ 11 inch). (*Nachrichten technische Zeitschrift*, 1980. okt. [873])

*

A Bell System is fejleszti és alkalmazza az igen nagy integráltságú (VLSI) áramköröket. Az LSI és a VLSI áramkörök között nem húzható pontos határvonal, ez a megvalósított elemnek nemcsak a számától, hanem méretétől, funkciójától is függ. A morzsáknént egyre több funkció megvalósítására az egyre jobb gyártástechnológia (kisebb hibaszázalék) nyújt módot és az elemek árának relatív csökkenése teszi szükségesé. További előnyök: a gyorsaság, a megbízhatóság növekedése és a fogyasztás csökkenése. A VLSI áramkörök alkalmazásának egyik legfontosabb területe a különböző memóriák, mert nagyon sok azonos áram-

(Folytatás a 216. oldalon)

Mikrohullámú PSK modulátorok S-paraméteres vizsgálata

BÉRES VILMOS
Távközlési Kutató Intézet

1. Bevezetés

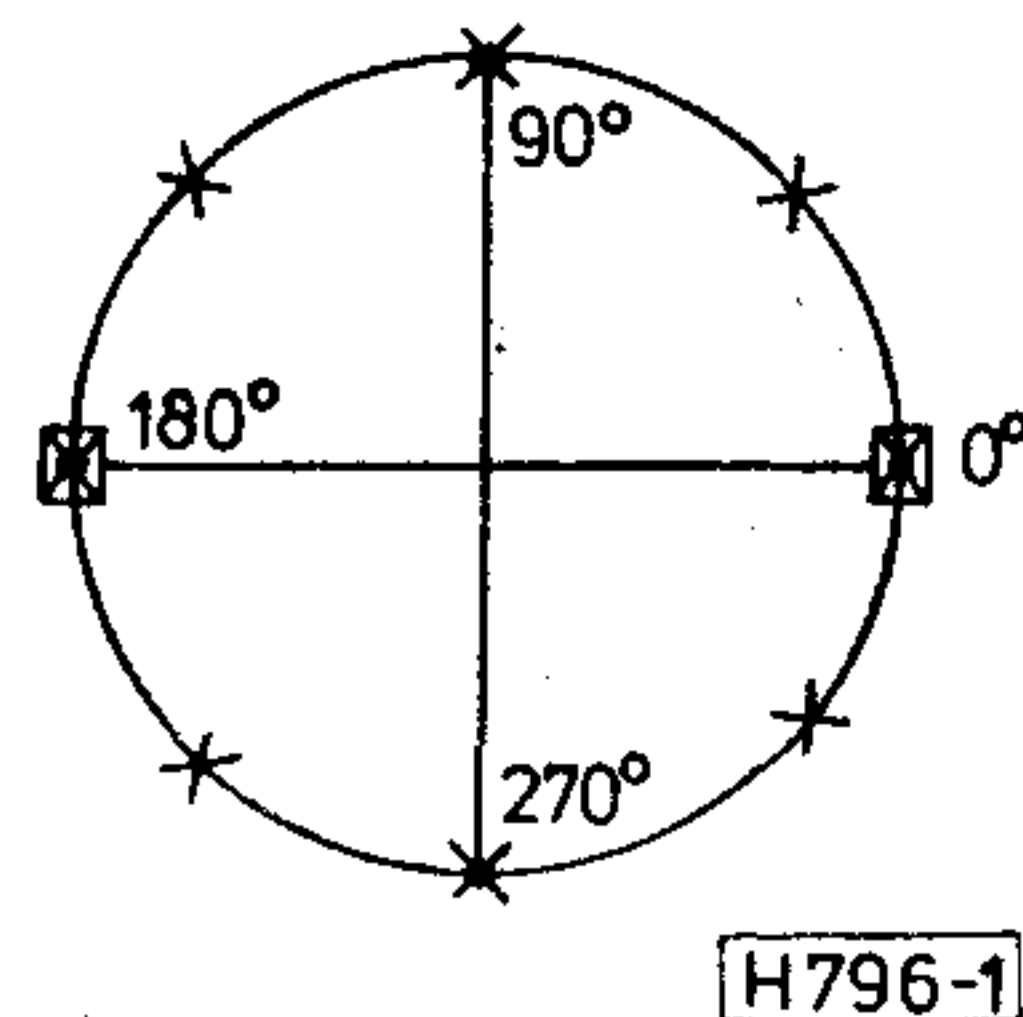
A mikrohullámú hírközlő rendszerek fejlesztése és gyártása terén napjainkban világszerte a digitális technika térhódítása figyelhető meg [1]. Az ilyen berendezésekben az egyik leggyakrabban alkalmazott modulációs mód a digitális fázismoduláció, a PSK (Phase Shift Keying), amikor is a kisugárzott, állandó frekvenciájú és amplitúdójú RF jel fázisa néhány előre meghatározott állapot között ugrásszerűen változik. A lehetséges fázisállapotok a 360° -os tartományt egyenletesen töltik ki (1. ábra), számuk $n=2^N$. A modulációt ekkor N bitesnek, illetve n állapotúnak hívjuk (leggyakrabban $N=2$). A rendszer minőségét az e modulációt létrehozó — gyakran közvetlenül vivőfrekvencián működő — áramkör döntően befolyásolja. Az alábbiakban ilyen mikrohullámú PSK modulátorokkal foglalkozunk.

A fázishelyzetek egyenletes eloszlása lehetővé teszi, hogy a modulátort N darab, olyan kétállapotú modulátor kaszkád kapcsolásaként építsük fel, amelyek rendre a legkisebb fázislépcső $1, 2, \dots, N$ -szerezését szolgáltatják [3]. Az alábbiakban e kétállapotú modulátorokat analizáljuk, a teljes modulátor főbb paraméterei (például csillapításai) ezek jellemzőiből egyszerű algebrai műveletekkel meghatározhatók.

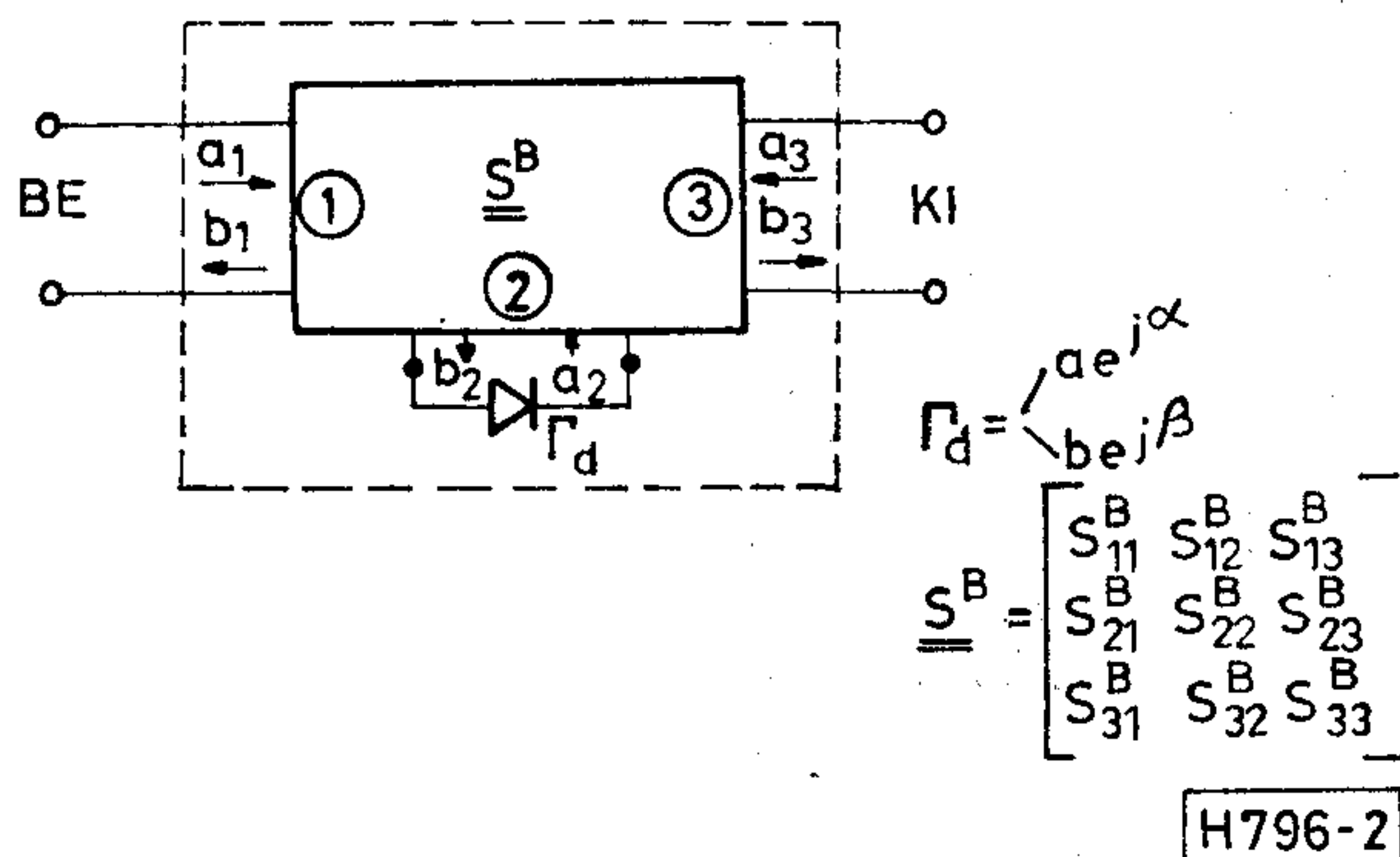
Az egyes számításokban a modulátort a témához kapcsolódóan korábban megjelent irodalmi közleményekkel (pl. [2, 3, 4]) ellentétben, S reflexiós mátrixával jellemezzük. Az S -paramétereknek fizikai tartalmuk van, a velük történő leírás a feszültség — áram kapcsolási jellemzőkhöz kapcsolódó mátrixokkal való leírásnál sokkal kedvezőbb, a paraméterek a vizsgált hálózatjellemzőkhöz közvetlenül kapcsolódnak, az eredmények szemléletesebbé, könnyebben kiértékelhetővé válnak, az analízis alapján történő tervezés egyszerűbb, áttekinthetőbb lesz.

2. A kétállapotú reflexiós modulátor működési elve

A két különböző fázisállapot létrehozására két meghatározott állapotú mikrohullámú félvezető eszközt (általában pin-diódát) használunk, amelyet valamilyen időinvariáns hálózatba ágyazunk be (2. ábra). A diódát nyitó, illetve záró állapotába megfelelő se-



1. ábra. Fázisállapotok PSK moduláció esetén,
□ = 2PSK ($N=1$)
● = 4PSK ($N=2$)
× = 8PSK ($N=3$)



2. ábra. Kétállapotú modulátor elvi felépítése

bességgel vezérlő meghajtó áramkörrel itt nem foglalkozunk.

A diódát a szokásos, ideális rövidzárt és szakadást szolgáltató kapcsolóként történő modellezése helyett — a valóságnak megfelelően — csak két különböző impedanciát, illetve reflexiót mutató elemként kezeljük; a két reflexió-tényezőt $\Gamma_{da} = a e^{j\alpha}$ és $\Gamma_{db} = b e^{j\beta}$ -val jelöljük.

A modulátor-előírás ezek után az alábbi: Az S^B hálózat be- és kimenetét illesztetten lezárva a dióda két különböző állapotához tartozó kimeneti jel azonos (és minél nagyobb) amplitúdójú, valamint az előírt Δ fáziskülönbségű legyen, a bemeneten jel ne reflektálódjon.

Belátható, hogy ilyenkor a beágyazó hálózat nem lehet reciprok. Ugyanis a

$$b = S^B a \quad (1)$$

mátrixegyenletben az illesztettség

$$b_1 = a_3 = 0 \quad (2)$$

feltételét felhasználva, egyszerű átalakítások után:

$$S_{11}^B + \frac{S_{12}^B S_{21}^B \Gamma_d}{1 - S_{22}^B \Gamma_d} = 0, \quad (3)$$

$$b_3 = S_{31}^B + \frac{S_{32}^B S_{21}^B \Gamma_d}{1 - S_{22}^B \Gamma_d} \quad (4)$$

adódik. Ha $S_{12}^B \neq 0$, a (3) összefüggést a (4) egyenletbe helyettesítve:

$$b_3 = S_{31}^B - S_{32}^B \frac{S_{11}^B}{S_{12}^B}, \quad (5)$$

vagyis a kimeneti jel csak az időinvariáns hálózat időfüggetlen paramétereitől függene, így nem jöhet létre modulátor. Ha viszont (3)-ban $S_{12}^B = 0$ (és így persze S_{11}^B is zérus), akkor reciprok hálózat esetén S_{21}^B is 0 lenne, ezért

$$b_3 = S_{31}^B \quad (6)$$

adódna, ami megintcsak Γ_d -től független kimeneti jelet eredményez. A modulátor létrejöttének tehát egy olyan nonreciprok hálózat a szükséges feltétele, amelyre:

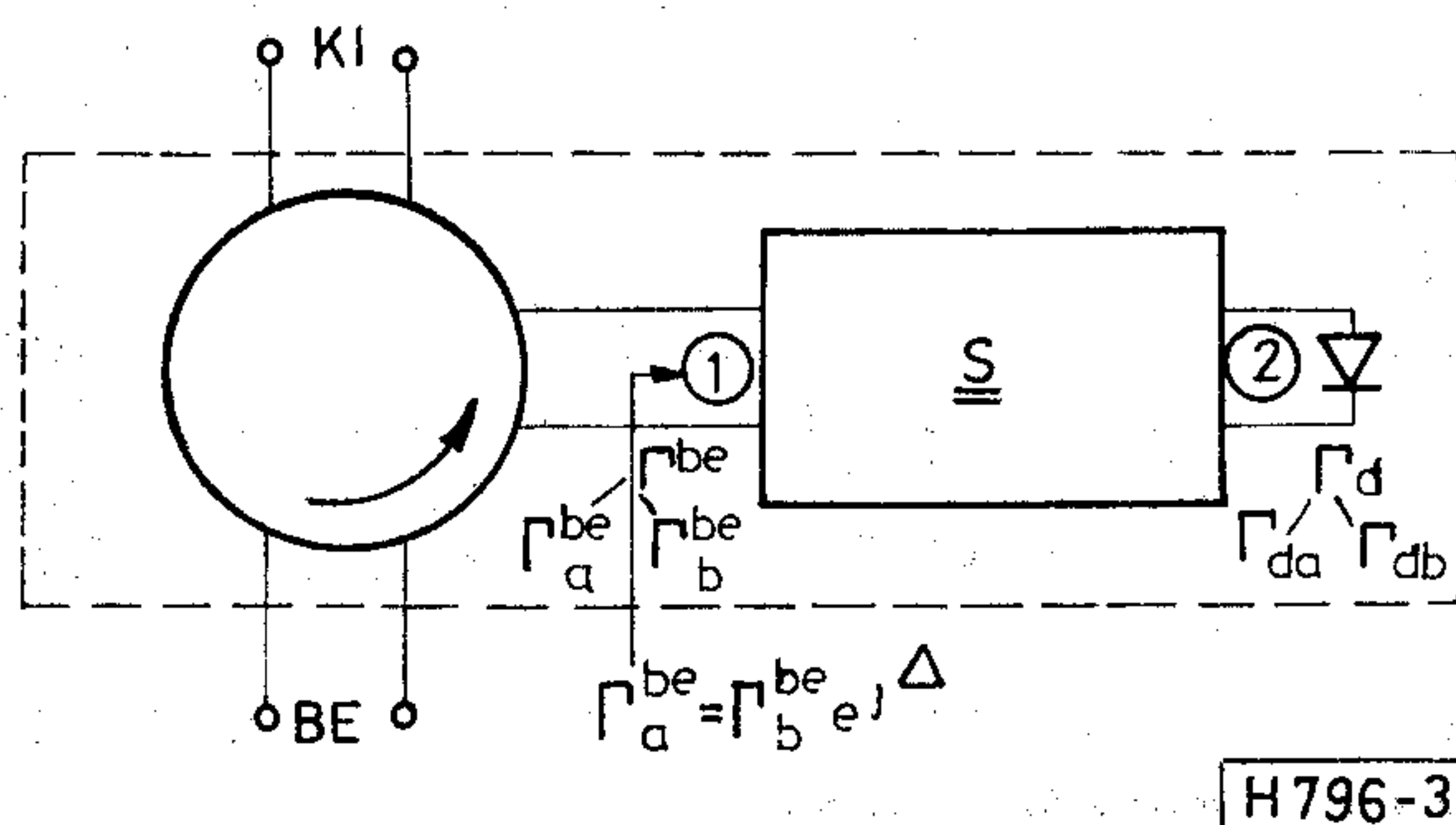
$$S_{11}^B = S_{12}^B = 0 \neq S_{21}^B. \quad (7)$$

Ekkor már b_3 , azaz a kimeneti jel az előírást teljesítheti.

Megjegyezzük, hogy a gondolatmenet akkor is alkalmazható, ha a bemeneten valamilyen mértékű, a vezérléstől független reflexió megengedett. Hasonlóan egyszerűen látható be, hogy ha a kimeneti modulált jelet a bemenettel azonos helyen írjuk elő, reciprok beágyazó hálózat már használható. Ilyenkor azonban a két különböző irányban haladó jel szétválasztására cirkulátor szükséges. Ez, illetve (7) kielégítése vezet a 3. ábra szerinti felépítéshez. Az S^B beágyazó hálózat részét jelentő, most már reciprok S négypólus feladata a diódaimpedanciáknak az 1 kapura olyan, azonos abszolút értékű reflexiótényezőbe való transzformálása, amelyek fázisa között az előírt Δ különbség van.

További vizsgálataink tárgyát ezen S hálózat képezi, amelyet ezek után passzív, lineáris, reaktáns négypólusnak tételezünk fel. A következő fejezetekben az alábbi kérdésekre keressük a válaszokat:

- Az S-hálózatot mennyiben határozzák meg a diódaadatok és a modulátor-előírás, mely



3. ábra. Reflexiós fázismodulátor cirkulátorral

elemei számíthatók? Ezekre explicit formulákat keresünk.

- Hogyan alakulnak a veszteségek, található-e optimális csillapítású hálózat? (Ha ugyanis S nem egyértelműen adott, célszerű erre optimalizálni.)
- Milyen kapcsolat van a fent megfogalmazott transzformációs feladat és a hagyományos illesztési probléma között? (Ez utóbbi szerint egy általános impedanciát reflexiómentes lezárásba kell transzformálnunk.) Ez a kérdés azért fontos, mert a reflexiómentes illesztés jól kidolgozott irodalmából (pl. [5]-ből) célszerű minél többet felhasználni.
- S milyen konkrét hálózatokkal realizálható, ezek hogyan tervezhetők?

3. A transzformáló négypólus analízise

A 3. ábra S illesztő hálózata feltételünk értelmében lineáris, passzív, reciprok, reaktáns, így S elemeire:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad S_{ij} = |S_{ij}| e^{j\varphi_{ij}} \quad i, j = 1, 2, \quad (8)$$

$$|S_{11}| = |S_{22}|, \quad |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1, \quad (9)$$

$$\varphi_{12} = \frac{\varphi_{11} + \varphi_{22} + \pi}{2}. \quad (10)$$

A 2. kapuján $\Gamma_d = |\Gamma_d| e^{j\varphi_d}$ reflexiótényezőjű impedanciával lezárt négypólus 1. bemenetére a reflexiótényezőt számolva és a (8)...(10) feltételeket felhasználva:

$$\Gamma^{be} = e^{j\varphi_{11}} \frac{|S_{11}| - |\Gamma_d| e^{j(\varphi_{22} + \varphi_d)}}{1 - |\Gamma_d| |S_{11}| e^{j(\varphi_{22} + \varphi_d)}} \quad (11)$$

alakba írható. Így a fázismodulátor feltételi egyenlete az $|S_{11}| = x$, $\varphi_{22} = \varphi$ egyszerűsítő jelöléseket bevezetve az alábbi lesz:

$$\frac{x - a e^{j(\varphi + \alpha)}}{1 - x a e^{j(\varphi + \alpha)}} = e^{j\Delta} \frac{x - b e^{j(\varphi + \beta)}}{1 - x b e^{j(\varphi + \beta)}}. \quad (12)$$

Itt az $e^{j\varphi}$ mennyiséggel egyszerűsíthettünk, vagyis φ_{11} -et előírásunk nem határozza meg. Ez fizikailag a bemeneti referenciasík szabad eltolhatóságát jelenti, ami érthető, hisz a cirkulátor és az S hálózat közti „távolság” a működést valóban nem befolyásolja (egyszerűség okából célszerű a $\varphi_{11} = 0$ választás).

A komplex volta miatt két feltételt jelentő (12) egyenlethől a két ismeretlen, x és φ általában meghatározható, vagyis a hálózat S mátrixa — a bemeneti referenciasík szabad választásától eltekintve — általában kötött.

S elemeinek explicit kifejezése érdekében (12)-t az állandók és változók értelmezési tartományában megengedett átalakításokkal az alábbi alakra hozhatjuk:

$$x^2 A_1 + 2xj \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) [e^{-j(\varphi + \gamma_1)} + a b e^{j(\varphi + \alpha + \beta - \gamma_1)}] + A_2 e^{j(\gamma_2 - \gamma_1)} = 0. \quad (13)$$

A 3. fejezetben bevezetett állandók értelmezése

A_1	$+\sqrt{a^2+b^2-2ab\cos [-(\alpha-\beta)-\Delta]}$
A_2	$+\sqrt{a^2+b^2-2ab\cos [(\alpha-\beta)-\Delta]}$
A_3	$+\sqrt{1+a^2b^2+2ab\cos [(\alpha+\beta)-2\gamma_1]}$
A_4	$+\sqrt{1+a^2b^2-2ab\cos [(\alpha+\beta)-2\gamma_1]}$
A_5	$+\sqrt{A_3^2\cos^2(\gamma_2-\gamma_1)+A_4^2\sin^2(\gamma_2-\gamma_1)-A_3A_4\sin[2(\gamma_2-\gamma_1)]\cos\left(\gamma_3-\gamma_4+\frac{\pi}{2}\right)}$
γ_1	ha $D_i > 0$ $\text{Arc tg } \frac{N_i}{D_i}$ $i = 1, \dots, 5$ ha $D_i = 0$ $\gamma_i = \frac{\pi}{2}$ $N_i > 0$ esetén $-\frac{\pi}{2}$ $N_i < 0$ esetén ha $D_i < 0$ $\text{Arc tg } \frac{N_i}{D_i} \pm \pi$ $i = 1, \dots, 5$ 0 $N_i = 0$ esetén
N_1	$b \sin\left(\beta - \frac{\Delta}{2}\right) - a \sin\left(\alpha + \frac{\Delta}{2}\right)$
N_2	$-b \sin\left(\beta + \frac{\Delta}{2}\right) + a \sin\left(\alpha - \frac{\Delta}{2}\right)$
N_3	$\sin \gamma_1 + ab \cdot \sin(\alpha + \beta - \gamma_1)$
N_4	$\sin \gamma_1 - ab \sin(\alpha + \beta - \gamma_1)$
N_5	$A_3 \cos(\gamma_2 - \gamma_1) \sin(2\gamma_3) - A_4 \sin(\gamma_2 - \gamma_1) \sin\left(\gamma_3 + \gamma_4 - \frac{\pi}{2}\right)$
D_1	$b \cos\left(\beta - \frac{\Delta}{2}\right) - a \cos\left(\alpha + \frac{\Delta}{2}\right)$
D_2	$-b \cos\left(\beta + \frac{\Delta}{2}\right) + a \cos\left(\alpha - \frac{\Delta}{2}\right)$
D_3	$\cos \gamma_1 + ab \cos(\alpha + \beta - \gamma_1)$
D_4	$\cos \gamma_1 - ab \cos(\alpha + \beta - \gamma_1)$
D_5	$A_3 \cos(\gamma_2 - \gamma_1) \cos(2\gamma_3) - A_4 \sin(\gamma_2 - \gamma_1) \cos\left(\gamma_3 + \gamma_4 - \frac{\pi}{2}\right)$
B	$2A_4 \sin \frac{\Delta}{2} \sin\left(\gamma_4 - \gamma_3 \pm \frac{\pi}{2}\right)$
C	$A_2 \cos(\gamma_2 - \gamma_1)$
C_1	$-A_2 \sin(\gamma_2 - \gamma_1) / 2A_3 \sin \frac{\Delta}{2}$
C_2	$A_4 \sin(\gamma_2 - \gamma_1) \sin(\gamma_4 - \gamma_3) - A_3 \cos(\gamma_2 - \gamma_1) - 2C_1^2 A_1 A_3 / A_2$

Itt és a későbbiekben az újonnan bevezetett jelölések az ismert adatokból (diódareflexiók, fáziselőírás) meghatározható mennyiségeket, a probléma szempontjából konstansokat jelentenek, összefoglalóan az 1. táblázat adja értelmezésüket. A (13) komplex egyenletet valós és képzetes részre bontva, néhány trigonometrikus azonosság felhasználásával:

$$x^2 A_1 + 2x \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot A_4 \cdot \sin(\varphi + \gamma_4) + A_2 \cos(\gamma_2 - \gamma_1) = 0, \quad (14)$$

$$2x \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot A_3 \cos(\varphi + \gamma_3) = -A_2 \sin(\gamma_2 - \gamma_1). \quad (15)$$

Ha (15) nem $0=0$ alakú, abból:

$$x = \frac{-A_2 \sin(\gamma_2 - \gamma_1)}{2A_3 \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cos(\varphi + \gamma_3)} = \frac{C_1}{\cos(\varphi + \gamma_3)}, \quad (16)$$

amit (14)-be behelyettesítve, és onnan a másik ismeretlent, φ -t néhány átalakítás után kifejezve:

$$\varphi = \frac{\arccos\left(\frac{C_2}{A_5}\right) - \gamma_5}{2}.$$

Így általában $\varphi = \varphi_{22}$ és $x = |S_{11}| = |S_{22}|$ (16) és (17) segítségével kapható. A

$$\frac{|C_2|}{A_5} \leq 1 \quad (18)$$

és a

$$0 < x < 1 \quad (19)$$

egyenlőtlenségek a feladat megoldhatóságának kritériumát adják, ezek adott diódaparaméterek mellett Δ -ra jelenthetnek implicit korlátot.

Amennyiben (15) $0=0$ alakú, a megoldás másképp adódik. Ez az alábbi esetekben fordulhat elő:

- $a=b$ és $\alpha-\beta=\Delta$. Ekkor $x=0$ és φ tetszőleges értékű. A dióda transzformáló hálózat nélkül is teljesíti az előírást, a négypólust így egyszerű átkötés helyettesítheti.
- $a=b=1$ és $\alpha-\beta$ tetszőleges értékű. Ekkor (15) x és φ minden értéke mellett teljesül, így $|S_{22}|$ -re és φ_{22} -re végtelen sok, a (14) által előírt egyetlen feltételt kielégítő megoldás van. Fizikailag ez azt jelenti, hogy a reaktáns diódaimpedanciák és a veszteségmentes transzformáló négypólus miatt a bemeneti reflexiók azonos abszolút értékére vonatkozó követelmény mindig teljesül (és ennek az értéke egységnyi), csak az előírt fázist kell beállítani; ez az egy feltétel a hálózat S mátrixát nem határozza meg.
- Általában, ha $a=b$ és α, β, Δ tetszőleges értékű, vagy ha $\Delta=180^\circ$ és a, b, α, β tetszőleges, (15) jobb oldala zérus, bal oldalának konstansai nem. Ilyenkor $x=0$ nem választható, mert az ilyen hálózat a diódareflexiókat nem módosíthatja. Ezért ebben az esetben:

$$\cos(\varphi + \gamma_3) = 0, \quad (20)$$

amiből:

$$\varphi = -\gamma_3 \pm \frac{\pi}{2}. \quad (21)$$

Ezt (14)-be helyettesítve x egy másodfokú egyenlet gyökeként kapható:

$$x = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4A_1C}}{2A_1}. \quad (22)$$

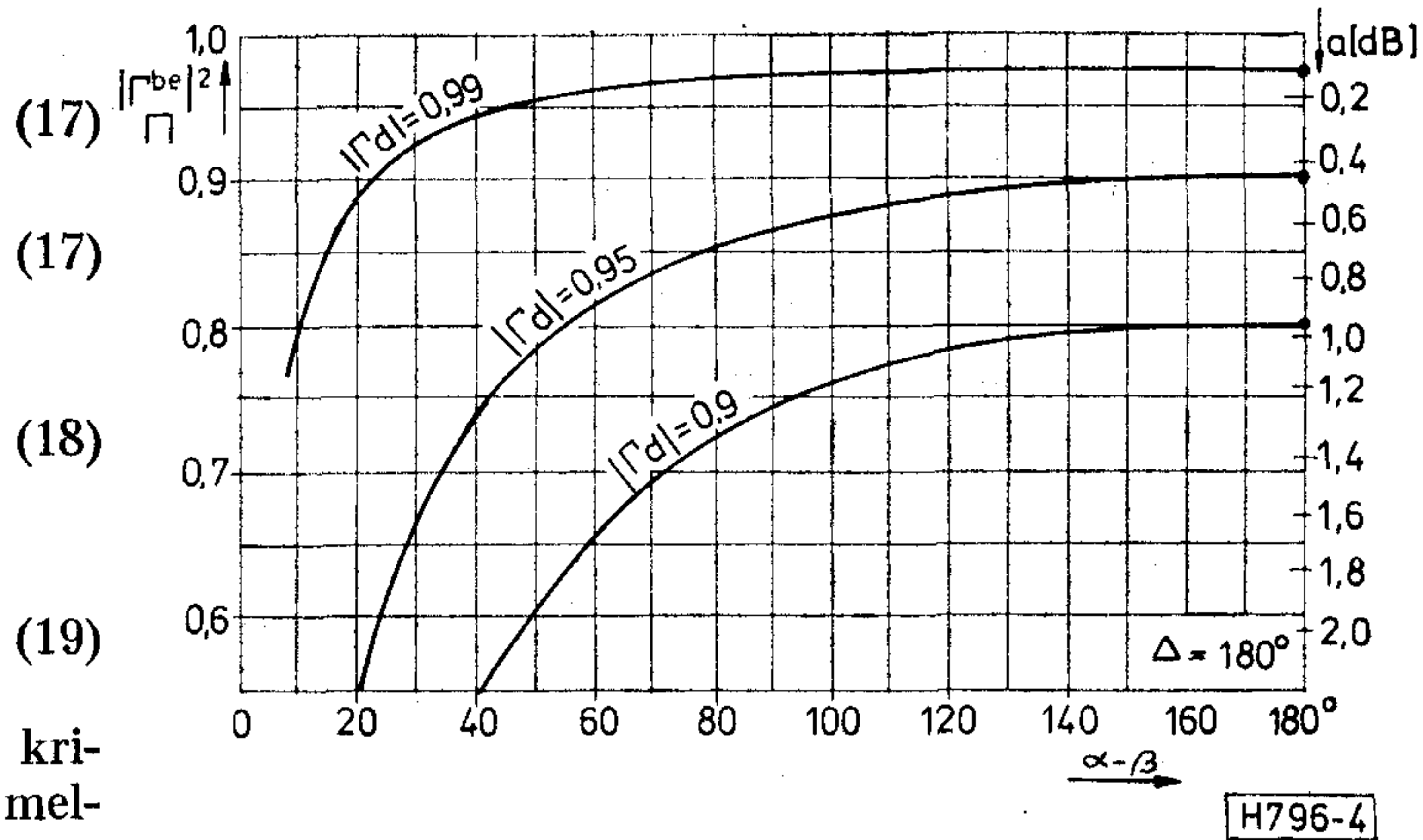
Megoldhatósági kritériumként ekkor

$$D = B^2 - 4A_1C \geq 0, \quad (23)$$

$$0 < x < 1 \quad (24)$$

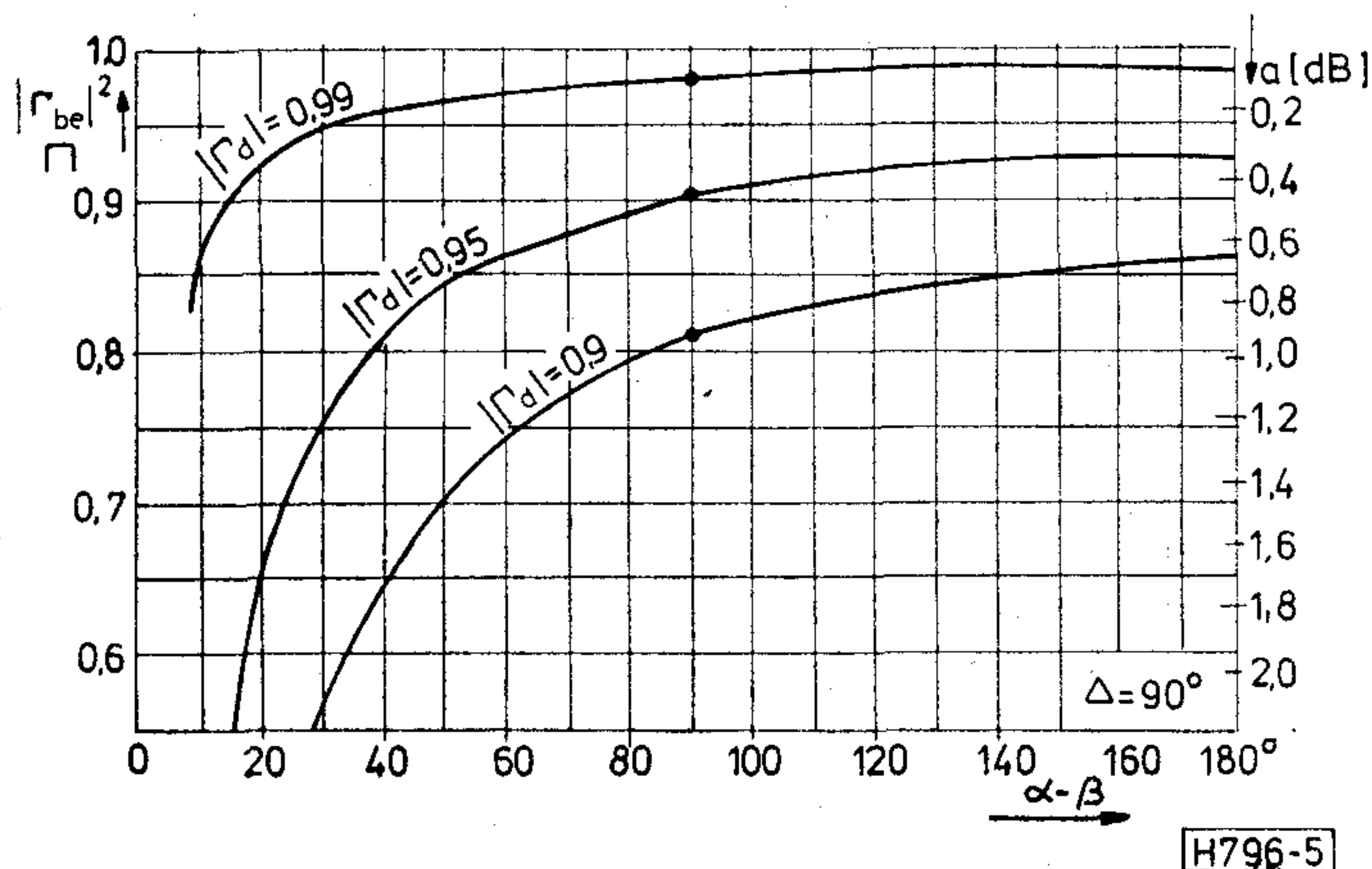
írható fel, ami az eredményt egyértelművé teszi.

A veszteségekre jellemző $|I^{be}|^2$ eredményeinknek a (11) összefüggésbe való helyettesítésével határozható meg. A hosszabb formulák részletezése helyett néhány fontosnak tartott megjegyzés:



4. ábra. A veszteség alakulása azonos abszolút értékű diódareflexiók esetén azok fáziskülönbségének függvényében, 180° -os modulátorra.

● = transzformáló négypólus nélküli eset



5. ábra. A veszteség alakulása azonos abszolút értékű diódareflexiók esetén azok fáziskülönbségének függvényében, 90° -os modulátorra.

● = transzformáló négypólus nélküli eset

— Mivel S -t (illetve annak lényeges elemeit) a feladat általában egyértelműen meghatározza, $|I^{be}|^2$ is számolható a konkrét hálózat ismerete nélkül. Reaktáns diódaimpedanciák esetén ugyan S nem kötött, de ilyenkor $|I^{be}|$ mindig egységnyi, „optimális veszteségű” hálózat tehát ekkor sem található.

— $|I^{be}|$ nem szükségszerűen $|I_a|$ és $|I_b|$ valamilyen átlaga, azoknál a fázisviszonyoktól függően kisebb és nagyobb egyaránt lehet. Példaként a 4. és 5. ábrán azonos abszolút értékű reflexiót adó diódára tüntettük fel $|I^{be}|^2$ -t a diódareflexiók fáziseltérésének függvényében $\Delta=180^\circ$ -os és $\Delta=90^\circ$ -os modulátorra. Ebben a speciális esetben ugyanis a diódareflexiók fázisa külön-külön érdektelen, csak különbségük marad képleteinkben. Látható, hogy az előírtnál kisebb fázisdifferencia rontja, a nagyobb javítja a veszteségeket. Ha a négypólusnak nagyon erős „fázis-széthúzást” kell biztosítania, a veszteség drasztikusan romlik, határértékben, azonos diódaimpedanciákhoz — érthetően — nulla átvitel tartozik.

4. A reflexiómentes illesztés és a PSK modulátor

Az S paraméterek alkalmazásával igen egyszerűen kimutatható a reflexiómentes illesztést és a modulátor-előírást biztosító négy-pólusok közötti kapcsolat. A $\Gamma_t = |\Gamma_t| e^{j\varphi_t}$ terhelést reflexiómentes lezárásba transzformáló passzív, lineáris, reciprok, reaktáns S hálózatra vonatkozó előírás:

$$\Gamma^{bc}(\Gamma_2 = \Gamma_t) = \frac{|S_{22}| - |\Gamma_t| e^{j(\varphi_{22} + \varphi_t)}}{1 - |S_{22}| |\Gamma_t| e^{j(\varphi_{22} + \varphi_t)}} = 0, \quad (25)$$

amiből:

$$\Gamma_t = S_{22}^*. \quad (26)$$

Itt a $*$ konjugálást jelöl. Ha az S -hálózat fázis-modulátort hoz létre, S_{22} az előírásból meghatározható (ld. (16)–(17) és (21)–(22)), így ha a feladat megoldható, mindig található olyan látszólagos lezárás is, aminek reflexiómentes illesztése ekvivalens a fázismodulátor létrehozásával. Vagyis ha a négy-pólus Γ_t -t reflexiómentesen illeszt, teljesül a fázis-modulátor előírás is, és fordítva, ennek teljesítése a látszólagos Γ_t illesztését is maga után vonja. Így a feladat visszavezethető egyetlen impedancia reflexiómentes illesztésére annak ellenére, hogy a hálózatot leíró mátrixok egyik esetben sem teljes mértékben meghatározottak. Ezen ekvivalencia lehetőségét a tekintett négy-pólusok jellemzőire érvényes, erősen korlátozó jellegű (8)–(10) összefüggések teremtik meg, valamint a két feladat azon fizikai hasonlatossága, hogy a bemeneti referenciasík felvételére mindkettő érzéketlen.

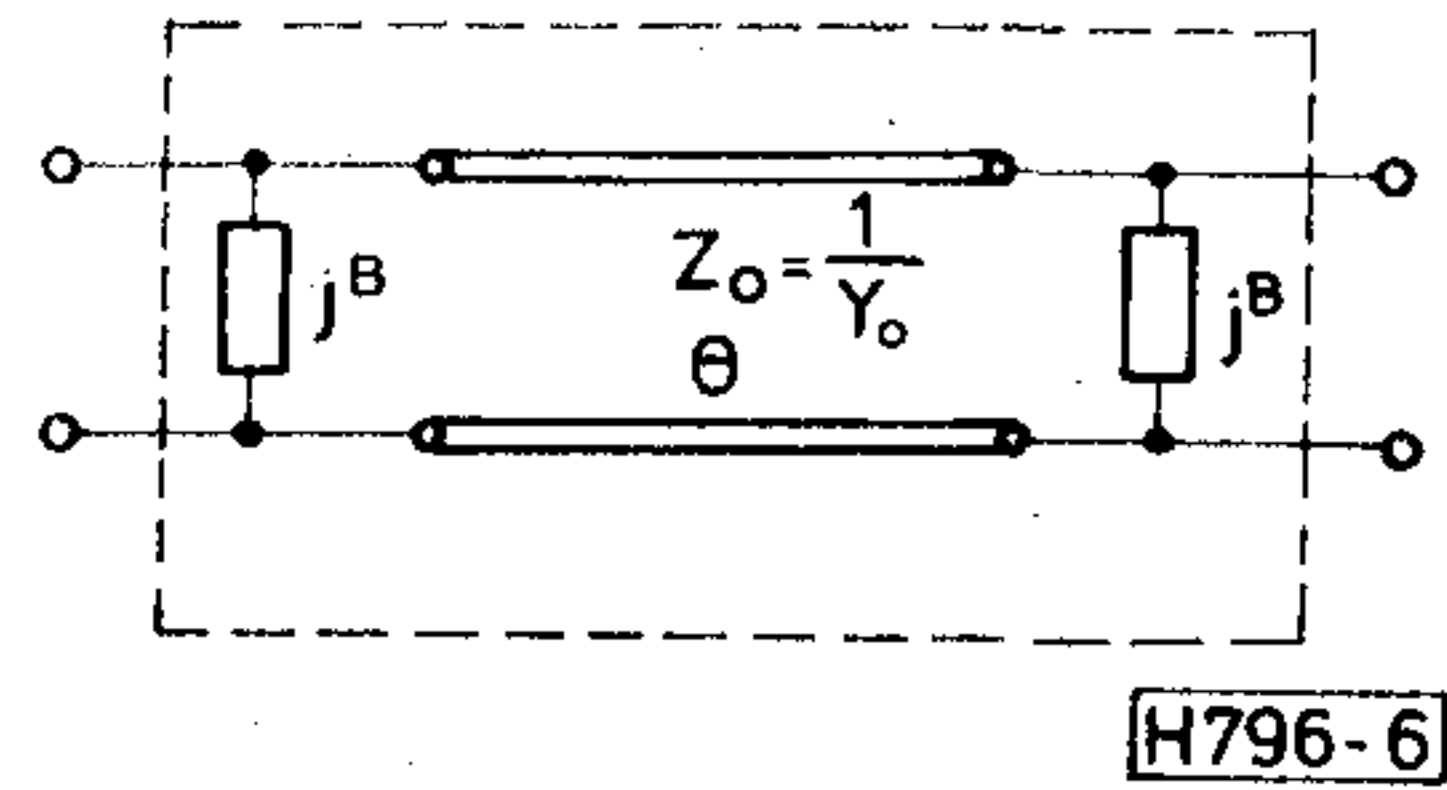
Ez az ekvivalencia azért is igen nagy jelentőségű, mert a dióda-reflexiókból és a fáziselőírásból meghatározott egyetlen Γ_t látszólagos terhelés illesztésére különböző módszerek már ismeretesek. Más kérdés persze az, hogy a származtatott Γ_t frekvenciafüggése olyan is lehet, amire széles-sávú illesztést nehéz találni, ezzel a kérdéssel itt részletesen nem foglalkozunk.

5. Illesztő hálózatok

Mint láttuk, a fázismodulátor előírás, illetve ami ezzel ekvivalens, egy látszólagos terhelés reflexiómentes illesztésének előírása az illesztő négy-pólus S mátrixát — a bemeneti referenciasík bizonytalanságától eltekintve — egyértelműen meghatározza. Ez azonban nem jelenti a konkrét realizáció megkötöttségét, a feltételt kielégítő ekvivalens kapcsolások száma, még ha csak különböző hosszúságú és hullám-ellenállású távvezetéseket engedünk meg építőelemként, akkor is végtelen. Az egyszerű (keskeny sávú) tervezési gyakorlat szerint két szabad paraméterű elrendezést választunk, és ennek változóit az előírások szerint határozzuk meg.

Az alábbi kapcsolatokat már csak mint reflexiómentes illesztést szolgáltató négy-pólusokat vizsgáljuk, feltételezve, hogy az illesztendő látszólagos Γ_t -t a korábban közölt összefüggésekkel már meghatároztuk.

A legegyszerűbb ilyen elrendezés a mikrohullámú gyakorlatban egyetlen távvezetékszakas, amelynek



6. ábra. A javasolt transzformáló hálózat

Z_0 hullámellenállására és Θ elektromos hosszára, annak S mátrixát feltételeinkkel összehasonlítva:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}\{\Gamma_t^{-1}\} + 1}{\operatorname{Re}\{\Gamma_t^{-1}\} - 1}}, \quad (27)$$

$$\Theta = \arctg \frac{\sqrt{\operatorname{Re}\{\Gamma_t^{-1}\} - 1}}{\operatorname{Im}\{\Gamma_t^{-1}\}} \quad (28)$$

adódik. (Itt és a továbbiakban a cirkulátor, azaz a bemenet hullámimpedanciájára normalizált relatív impedanciákkal számolunk.) Ezen elrendezés hibája nemcsak az, hogy a számított hullámimpedanciák megvalósíthatatlanul kicsiny vagy nagy értékek lehetnek, hanem az is, hogy a lehetséges Γ_t -k egy széles tartományára elvileg sem ad megoldást, azaz adott dióda-paraméterek mellett a reaktáns hálózattal egyébként létrehozható Δ fáziskülönbség korlátozott. Ahhoz ugyanis, hogy Z_0 és Θ valós legyen, a

$$|\cos \varphi_t| > |\Gamma_t| \quad (29)$$

feltétel betartása szükséges. Ettől a hibától más publikált elrendezések sem mentesek [2]. Ezért itt egy egyébként gyakran előforduló kapcsolást javasolunk általános fázismodulátor létrehozására. A 6. ábrán bemutatott elrendezés csőtápvonalas, koaxiális vagy akár szalagvonalas technikával egyszerűen megvalósítható áramköri elemekből áll, a sönt susceptancia csőtápvonalas iriszt vagy botot, koaxiális tárcsát vagy elágazó, extrém lezárású szalagvonalat egyaránt képviselhet. Az elrendezés mindhárom paramétere szabad, így jól realizálható értékek állíthatók be. A két előírás egyszerű levezetés után:

$$B - Y_0 \operatorname{ctg} \Theta = \frac{\operatorname{Im}\{\Gamma_t\}}{|\Gamma_t|^2 + \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}}, \quad (30)$$

$$B^2 - Y_0^2 - 2B Y_0 \operatorname{ctg} \Theta = \frac{|\Gamma_t|^2 - \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}}{|\Gamma_t|^2 + \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}} \quad (31)$$

Ha a távvezetékszakas hosszára például $\Theta = 90^\circ$ -ot választunk:

$$B = \frac{\operatorname{Im}\{\Gamma_t\}}{|\Gamma_t|^2 + \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}}, \quad (32)$$

$$Y_0 = \frac{|\Gamma_t| \sqrt{1 - |\Gamma_t|^2}}{|\Gamma_t|^2 + \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}}. \quad (33)$$

Ez minden lehetséges (azaz 0 és 1 közti abszolút értékű) Γ_t esetén valós megoldást ad.

A fenti eljárások egyfrekvenciás tervezést tesznek lehetővé, ami néhány RF-csatorna sáv szélességben kielégítően működő modulátort eredményez. Széles

sávú eszköz tervezéséhez bonyolultabb, több elemes illesztő hálózat válhat szükségessé. Ilyen hálózat nyerhető például azáltal, ha a 6. ábra vagy aszimmetrikus változata kapcsolásából m elemet kaszkádba kapcsolunk. Ezen szintézisfeladat megoldására a TKI-ben kidolgozás alatt van egy EMG-666 típusú asztali számítógépen működő, tervezőorientált program [6]. Ennek eredményes felhasználásáról remélhetőleg már a közeljövőben beszámolhatunk.

6. Tervezési példa

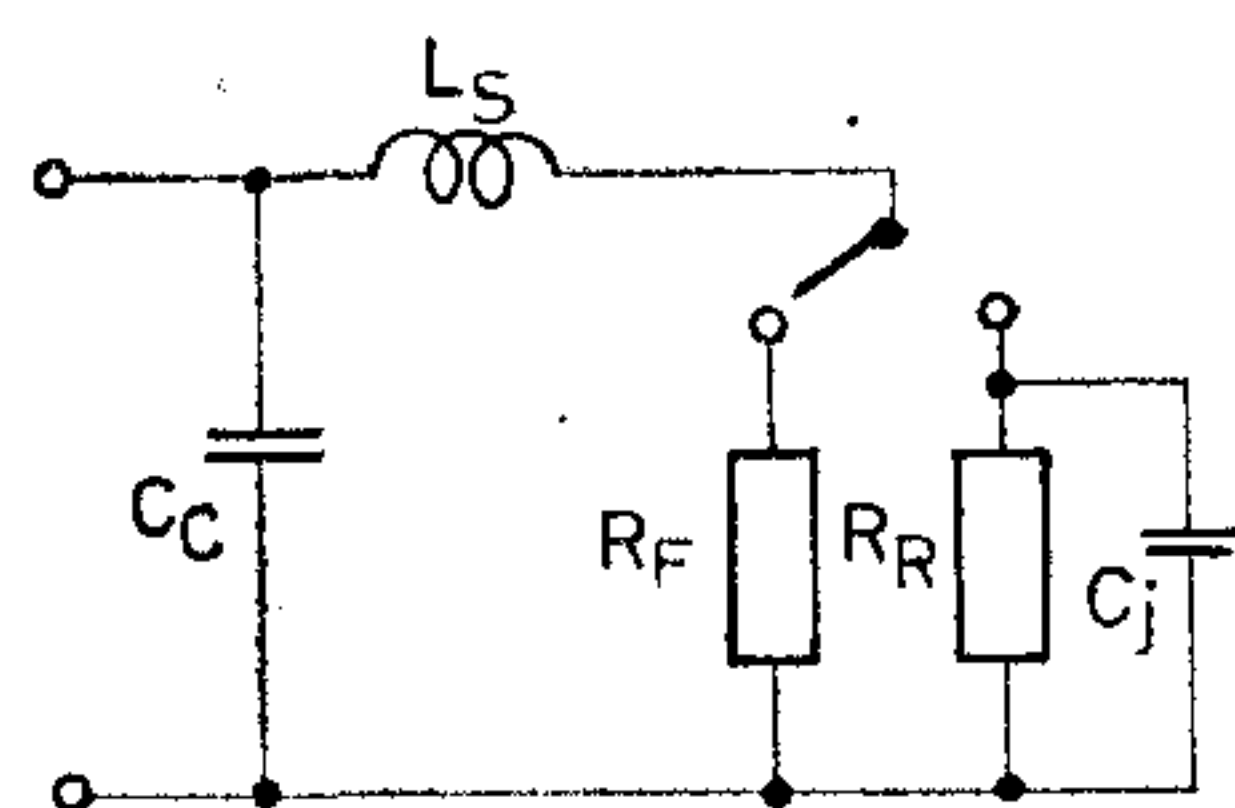
A konkrét tervezés a félvezető helyettesítő kapcsolása alapján végezhető. Egy pin-dióda ekvivalens kapcsolása a vezető és a lezárt állapot tökéletlenségét reprezentáló ellenállások mellett a lezárt átmenet rétegkapacitását, valamint a kivezetés és a tokozás parazitáit kell, hogy tartalmazza. Egy ilyen általános helyettesítő képet, gyors működésű ($t_k = 1-10$ ns), LID tokozású diódára vonatkozó tipikus adatokkal a 7. ábra mutat. Ennek alapján $f = 8$ GHz-re $\Delta = 180^\circ$ -os és $\Delta = 90^\circ$ -os modulátort ($Z_c = 50$ ohm) terveztünk. A 2. táblázat mutatja az általános analízis eredményei alapján a 6. ábra elemeire meghatározott értékeket. A reflexiókat visszaszámolva ellenőrizhető, hogy a kívánt modulátort a kapcsolat valóban létrehozza.

A helyettesítő kép alapján történő tervezésnek a valóságban több hátránya van. A helyettesítő kép elemei általában csak nagy szórással ismertek, egyes adatok sokszor hiányoznak a katalógusokból. Célszerűbb ezért a dióda mért paramétereit alapján tör-

2. táblázat

A 6. ábra transzformáló hálózatára a 7. ábra adataival számolt értékek

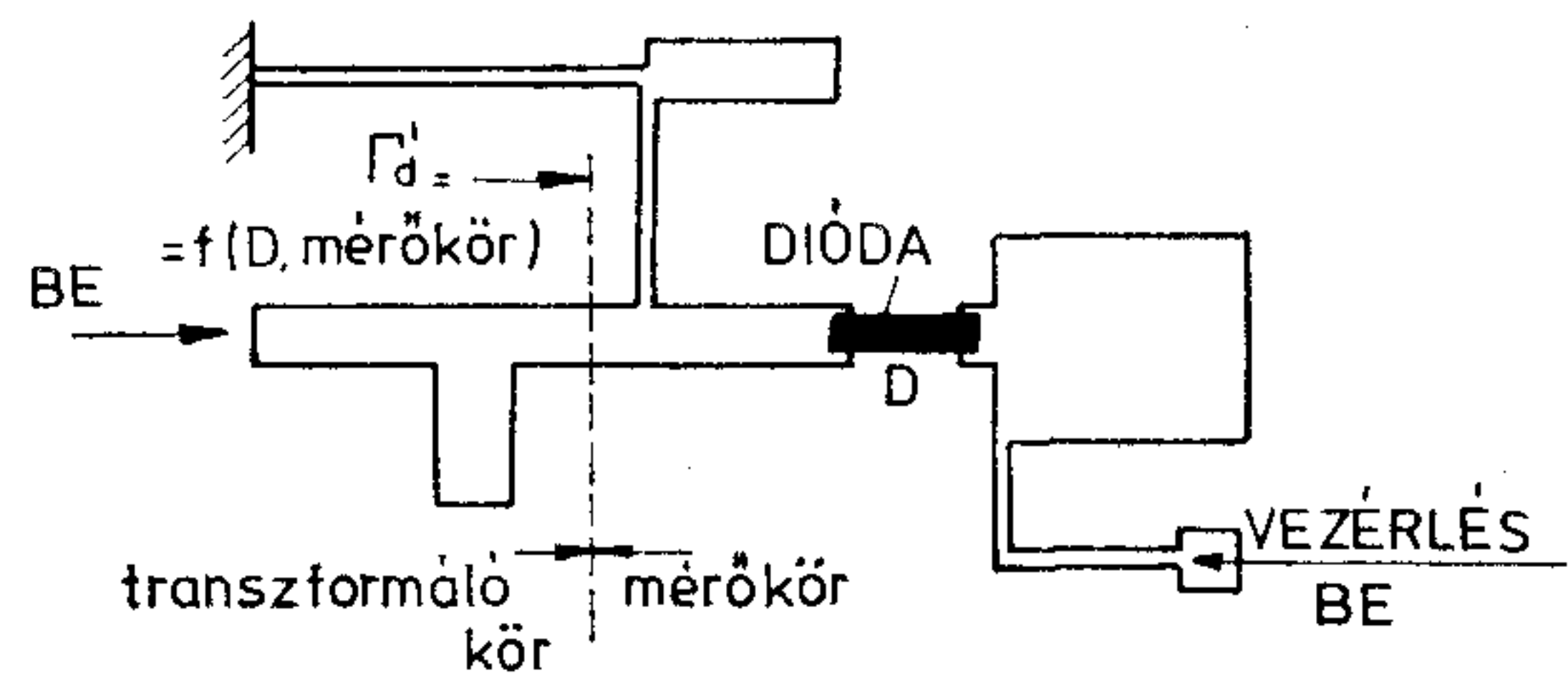
	$\Delta = 90^\circ$	$\Delta = 180^\circ$
$\Gamma_{dR} = \Gamma_{da}$	$-0,1238 - j0,9916 = 0,9993 \cdot e^{j262,88^\circ}$	
$\Gamma_{dF} = \Gamma_{db}$	$-0,5715 + j0,7722 = 0,9607 \cdot e^{j126,51^\circ}$	
Γ_t	$0,8292 \cdot e^{-j87,03^\circ}$	$0,7825 \cdot e^{-j97,81^\circ}$
Z_0	$1,5763 = 78,8 \Omega$	$1,0385 = 51,9 \Omega$
Θ	90°	90°
B	$-1,1334$	$-1,5322$
Γ_R^{be}	$0,996 \cdot e^{j93,2^\circ}$	$0,994 \cdot e^{j185,68^\circ}$
Γ_F^{be}	$0,996 \cdot e^{j3,2^\circ}$	$0,994 \cdot e^{j5,68^\circ}$



$$\begin{aligned} R_F &\sim 0,8 \Omega \\ C_J &\sim 0,2 \text{ rF} \\ R_R &\sim 100 \text{ k}\Omega \\ L_S &\sim 0,4 \text{ nH} \\ C_C &\sim 0,2 \text{ rF} \end{aligned}$$

H796-7

7. ábra. Pin-dióda helyettesítő képe tipikus elemértékekkel



H796-8

8. ábra. Reflexiós fázismodulátor mikroszalag vonalon

ténő tervezés; ekkor persze a mért adatok a félvezető mellett a mérőkör jellemzőit is magukba foglalják. Ezért ilyenkor a diódát a véglegeshez hasonló beültetésben mérjük, és a tervezésben már ezt az eredő impedanciát használjuk fel. Erre az elvre a 8. ábra mikroszalagvonalas elrendezése mutat példát.

Mintafeladatként a Thomson CSF DH 532 típusú diódájával kerámia hordozón egy 90° -os modulátort készítettünk a 8. ábra elrendezése szerinti illesztő hálózattal. Diódacsere esetén kis mértékű utána-hangolás szükséges, ami az elágazó vonalra helyezett dielektrikummal történhet. Válogatott diódák esetén ez a hangolás el is maradhat. A fontosabb mérési eredmények ($f = 8$ GHz):

A reciprok rész csillapítás-hozzájárulása: $\leq 0,75$ dB,

Fázispontosság ($\Delta f = \pm 100$ MHz): $\leq \pm 2^\circ$,

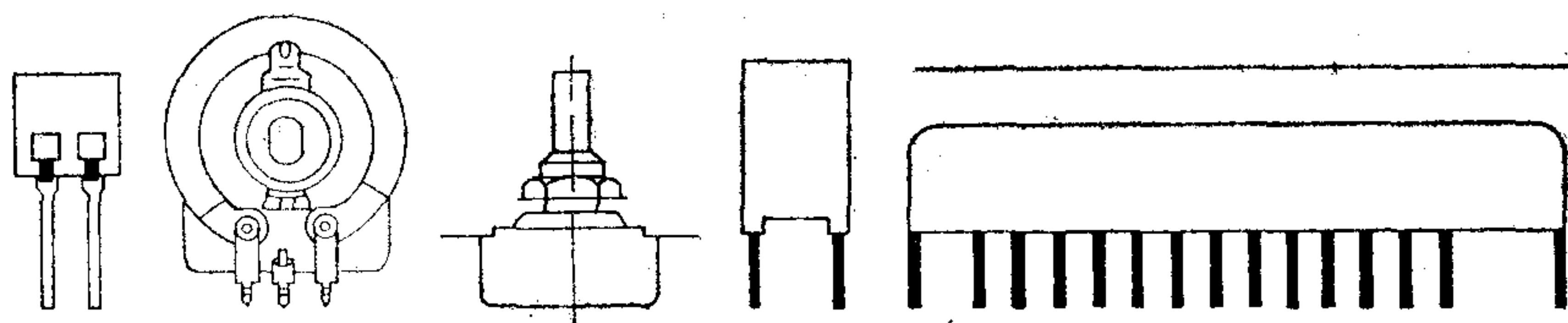
Amplitúdóhiba: $\leq 0,2$ dB.

7. Összefoglalás

A közleményben a kétállapotú reflexiós PSK modulátor S-paraméteres vizsgálatával foglalkoztunk. Megmutattuk, hogy a feladat visszavezethető egyetlen, látszólagos terhelés reflexiómentes illesztésére, erre a diódaadatokból és a fáziselőírásból számolható terhelésre explicit formulákat adtunk. Konkrét illesztő hálózatként olyan elrendezést javasoltunk, ami tetszőleges terhelés illesztésére, illetve modulátor létrehozására alkalmas. Ennek tervezésére konkrét példát mutattunk, illetve egy elkészült áramkör mérési eredményeit ismertettük.

I R O D A L O M

- [1] Frigyes I. — Szabó Z. — Ványai P.: Digitális mikro-hullámú átviteltechnika. Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1980.
- [2] H. A. Atwater: Reflection Coefficient Transformations for Phase-Shift Circuits. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-28, no. 6. pp. 563—568 (1980. jún.)
- [3] Béres V.: Digitális mikro-hullámú rádiórelé-berendezések modulátorai. Előadás az 1. „Hírközlő rendszerek és berendezések” Ifjúsági Szakmai Konferencián. Budapest, 1980. nov. 17.
- [4] T. Dorschner: Characterisation of Reflexion Phase Modulators Using Hyperbolic Geometry. 3. European Microwave Conference, 1973. Brüsszel, A. 9. 1.
- [5] R. M. Fano: Theoretical Limitations of the Broadband Matching of Arbitrary Impedances. Journal of the Franklin Inst. Vol. 249. pp. 57—84 (1950. jan.)
- [6] Hammer G.: Szóbeli információ



MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

1932-1982

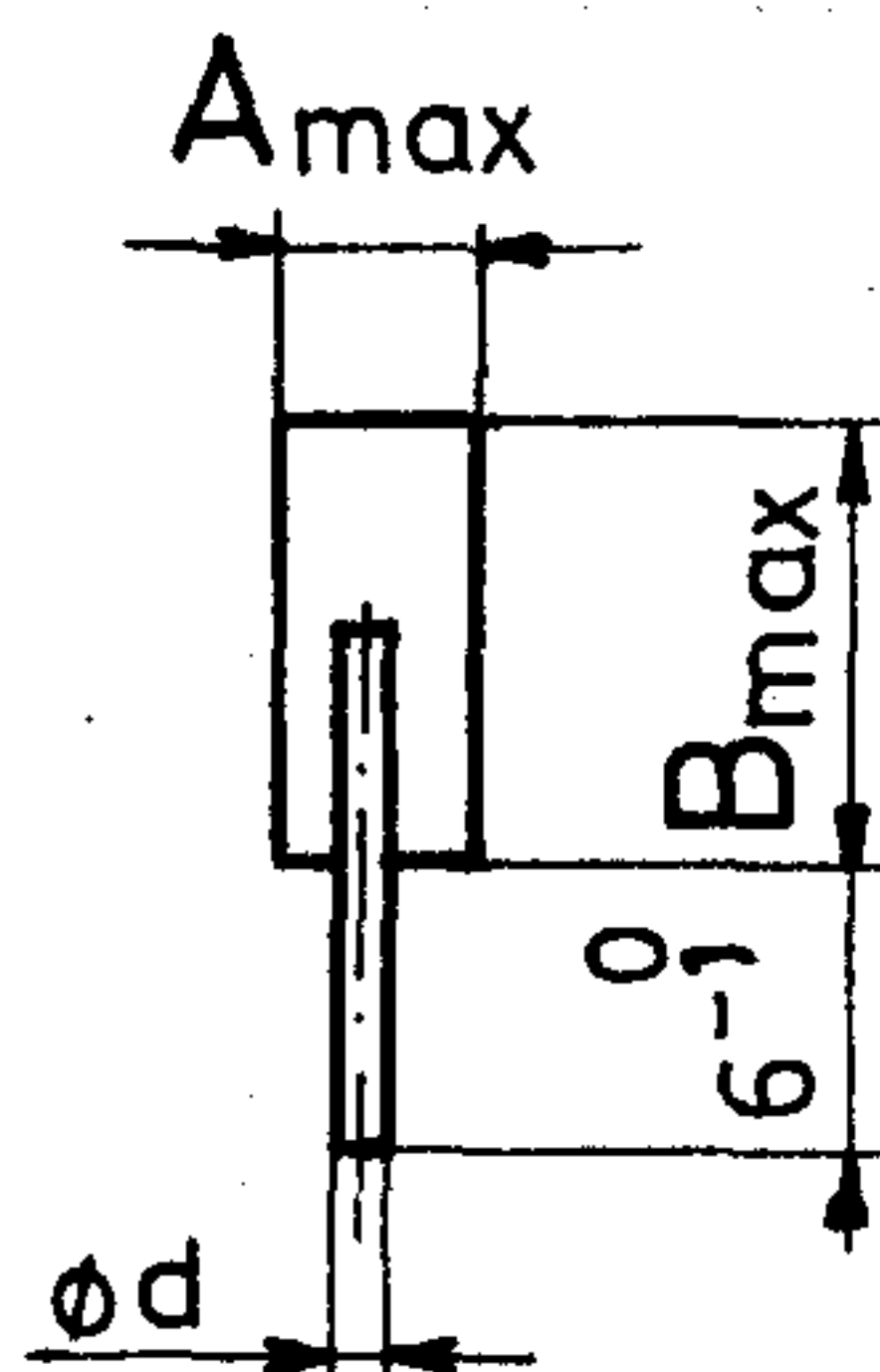
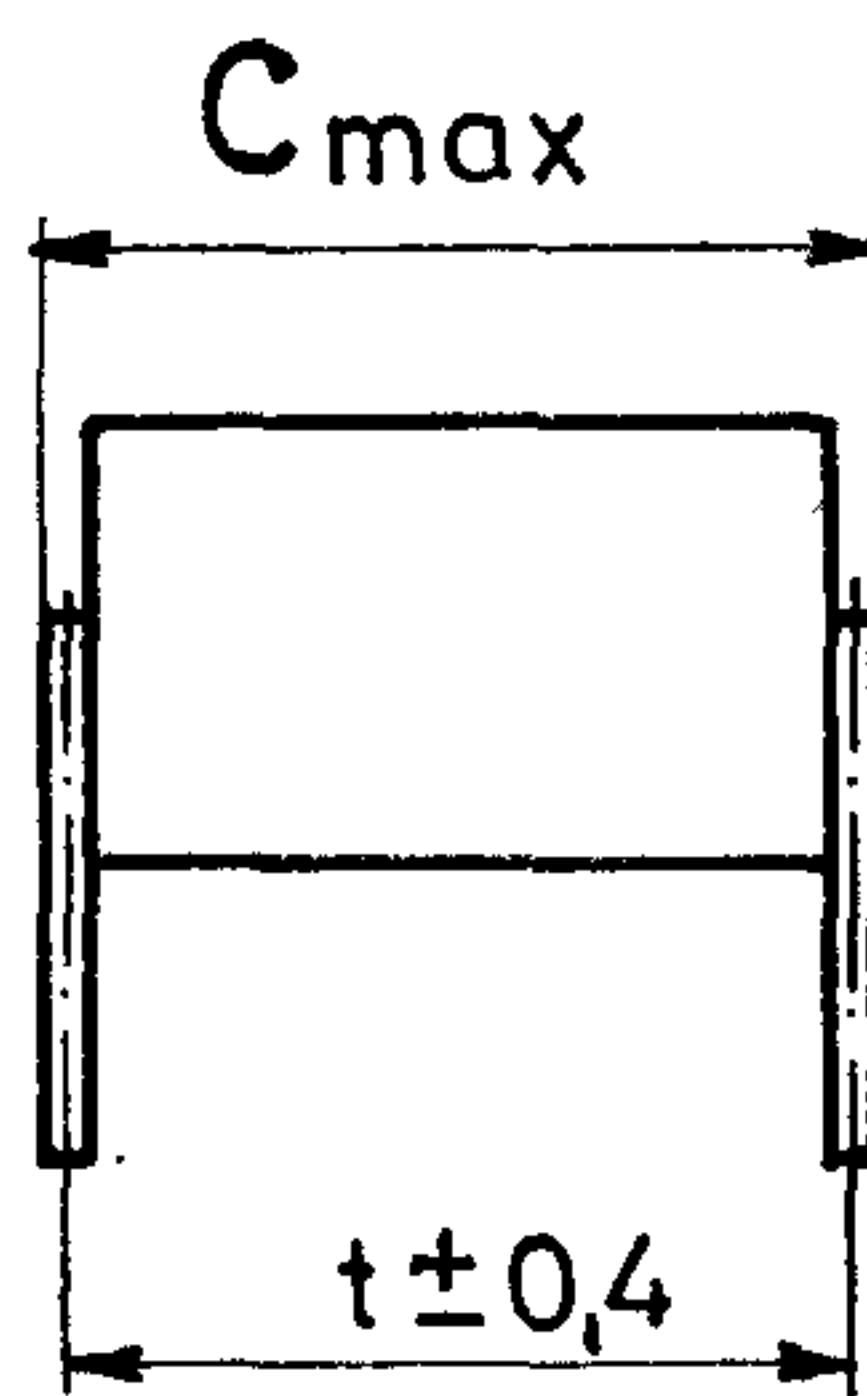
C233x

Méreték mm-ben

Fémezett poliészter rétegkondenzátor

(PETP) SIEMENS licenc

Katalógus jel	C _{max}	t ±0,4 [mm]	Kivezető huzal	φd [mm]
C2332	9,0	7,5	általában	0,6
C2333	11,5	10,0	C2334-nél ahol B > 8mm	0,8
C2334	16,5	15,0		



Névleges kapacitás	Tűrés	Katalógusjel															
		C2332	C2333	C2334	C2332	C2333	C2334	C2332	C2333	C2334	C2332	C2333	C2334	C2332	C2333	C2334	
		Névleges feszültség Un [V-]															
		100				250				400							
		Kategória feszültség Uc [V-]															
		63				160				250							
		Max méretek [mm]															
A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
1 nF												2,4					
1,5												8,2					
2,2												2,3					
3,3																	
4,7																	
6,8												2,4					
10,0												7,3					
15,0								2,3	7,3			2,7			3,2	6,6	
22,0								2,3	7,3	3,2							
33,0								2,5	7,3	3,3	6,6				3,3		
47,0								2,9	7,4	3,1					3,9	7,2	
68,0																	
100								3,6	8,1	3,1	6,6					3,8	6,2
150								4,0	10,1	3,6	7,4					4,5	7,1
220										4,3	8,5					5,5	8,2
330																	
470																	
680																	
100																	
150																	
220																	
330																	
470																	
680																	
1 μF																	
1,5																	
2,2																	

A táblázatban bekeretezett részek képezik a törzsválasztékot. A törzsválasztékon kívüli kapacitások csak külön megállapodásra rendelhetők.

Ajánlott felhasználás

Közzükségleti, félprofesszionális és professzionális berendezésekbe egyaránt.

Szerkezeti felépítés

DIELEKTRIKUM
polietiléntereftalát (PETP)
FEGYVERZET
fém vékonyréteg
KONDEZÁTOR
indukciószegegy, öngyógyuló
BURKOLAT
szigetelő lapok
KIVEZETŐK
ónozott huzalok, különösen
nyomtatott huzalozású
szereléshez

Villamos jellemzők

NÉVLEGES KAPACITÁS

(C)	táblázat szerint
KAPACITÁSSOR	E6
KAPACITÁSTŰRÉS	táblázat szerint
NÉVLEGES FESZÜLTSEG (U_n)	táblázat szerint
+85 °C-ig	

Veszteségi tényező ($\tan \delta$) +20°C-on

	max/átlag $\cdot 10^{-3}$		
	$C < 100 \text{ nF}$	$C > 100 \text{ nF}$	$C > 1 \mu\text{F}$
1 kHz	8/5	8/5	10/6
10 kHz	15/12	15/12	—
100 kHz	30/18	—	—

Impulzusüzem

U_n [V]	"t" rasztértávolság [mm]		
	7,5	10	15
100	50 V/ μs	25 V/ μs	15 V/ μs
250	100 V/ μs	50 V/ μs	25 V/ μs
400	125 V/ μs	63 V/ μs	30 V/ μs

Tiszta váltakozó feszültségű terhelhetőség ($U_{\sim}$) +85°C-ig

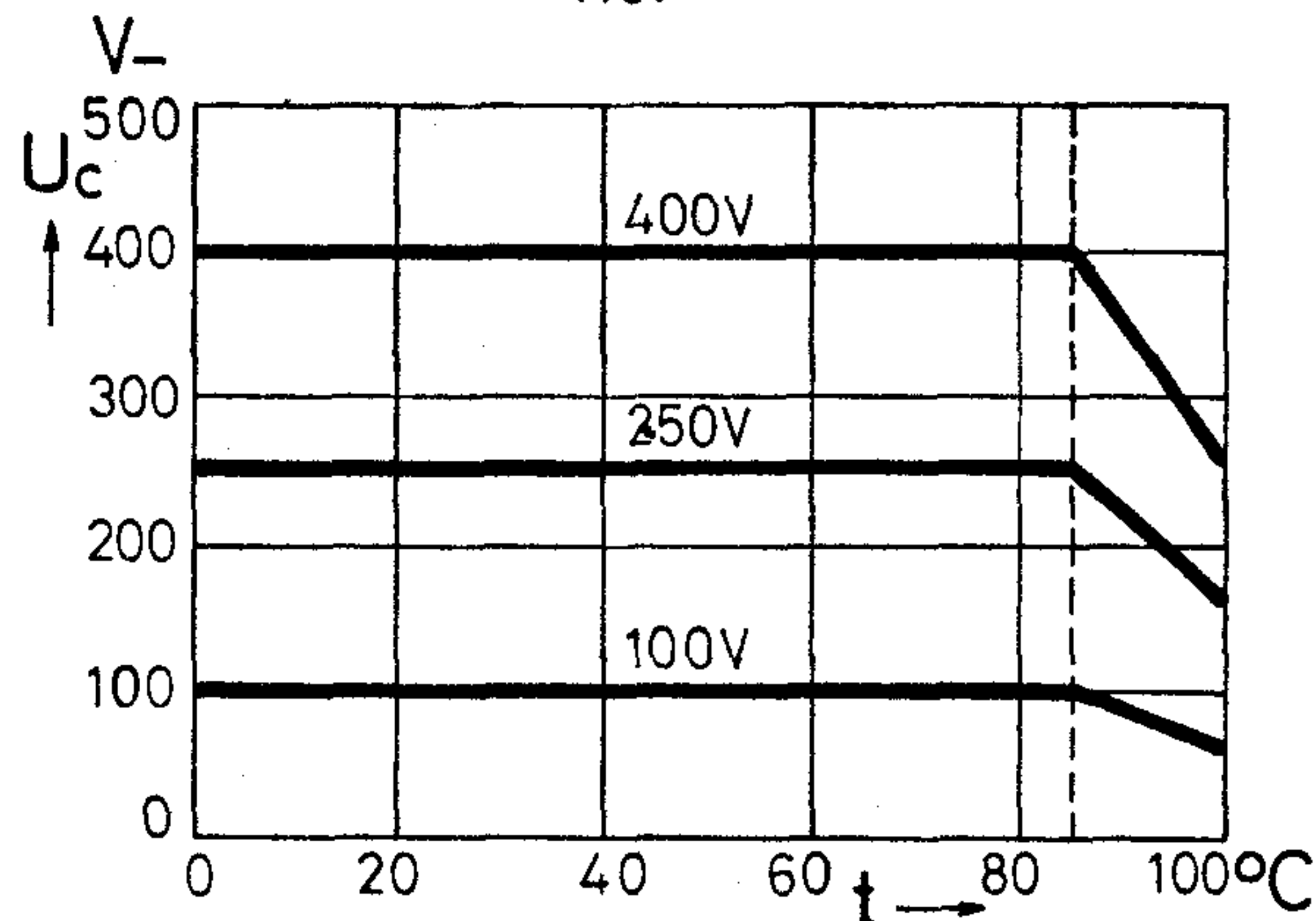
U_n [V]	$U_{\sim} 50 \text{ Hz}$ [V]
100	55
250	100
400	160

KATEGÓRIA-FESZÜLTSEG (U_c)

+100 °C-on

táblázat szerint

Kategóriafeszültség (U_c) a hőmérséklet függvényében egyenfeszültségű üzemenél



max. 2000 h

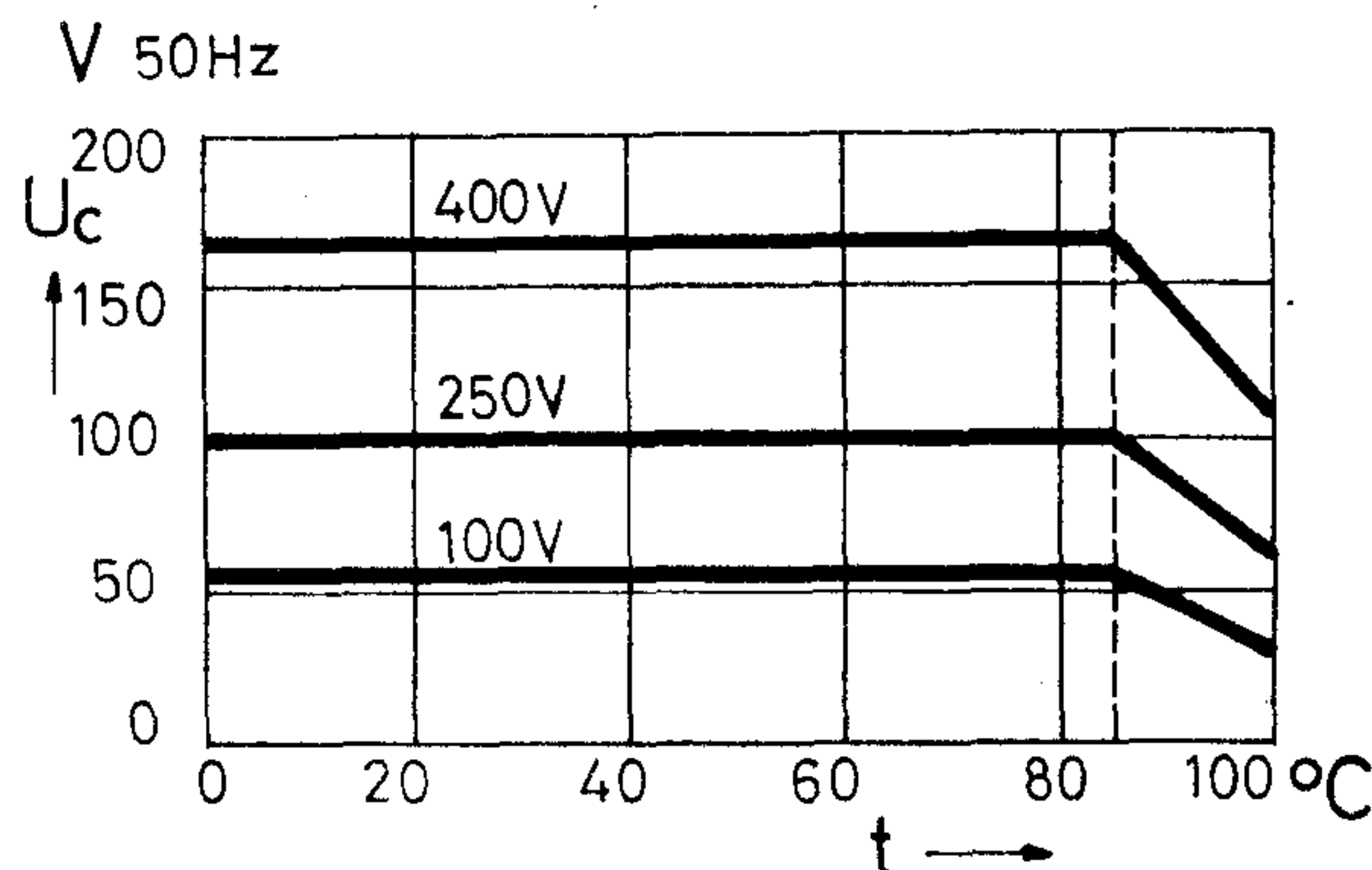
$1,25 \cdot U_c$

néhány ms

(pl.: kapcsolások)

$1,50 \cdot U_c$

Kategóriafeszültség (U_c) a hőmérséklet függvényében 50Hz váltakozó feszültségű üzemenél



max. 2000 h

$1,25 \cdot U_c$

(Az egyenfeszültség és a szuperponált váltakozó feszültség csúcserőértékének összege nem lehet nagyobb, mint U_n)

FESZÜLTSEGVIZSGÁLAT (U_v)

a)

$1,4 \cdot U_n$

b)

$1,5 \cdot U_n$ vagy 300 V, amelyik nagyobb

[a) kivezetők között; b) összekötött kivezetők és a vágott felületek között]

Önindukció

t	rasztértávolság [mm]		
	7,5	10	15
kb. [nH]	5	6	7

Szigetelési ellenállás (R_{sz})

a)	U_n	R_{sz} átlag	R_{sz} min
	100V ₋	30G Ω vagy 10ks amelyik kisebb	3G Ω vagy 1 ks amelyik kisebb
	$\geq 250V_{-}$	75G Ω vagy 25 ks amelyik kisebb	7,5G Ω vagy 2,5ks amelyik kisebb

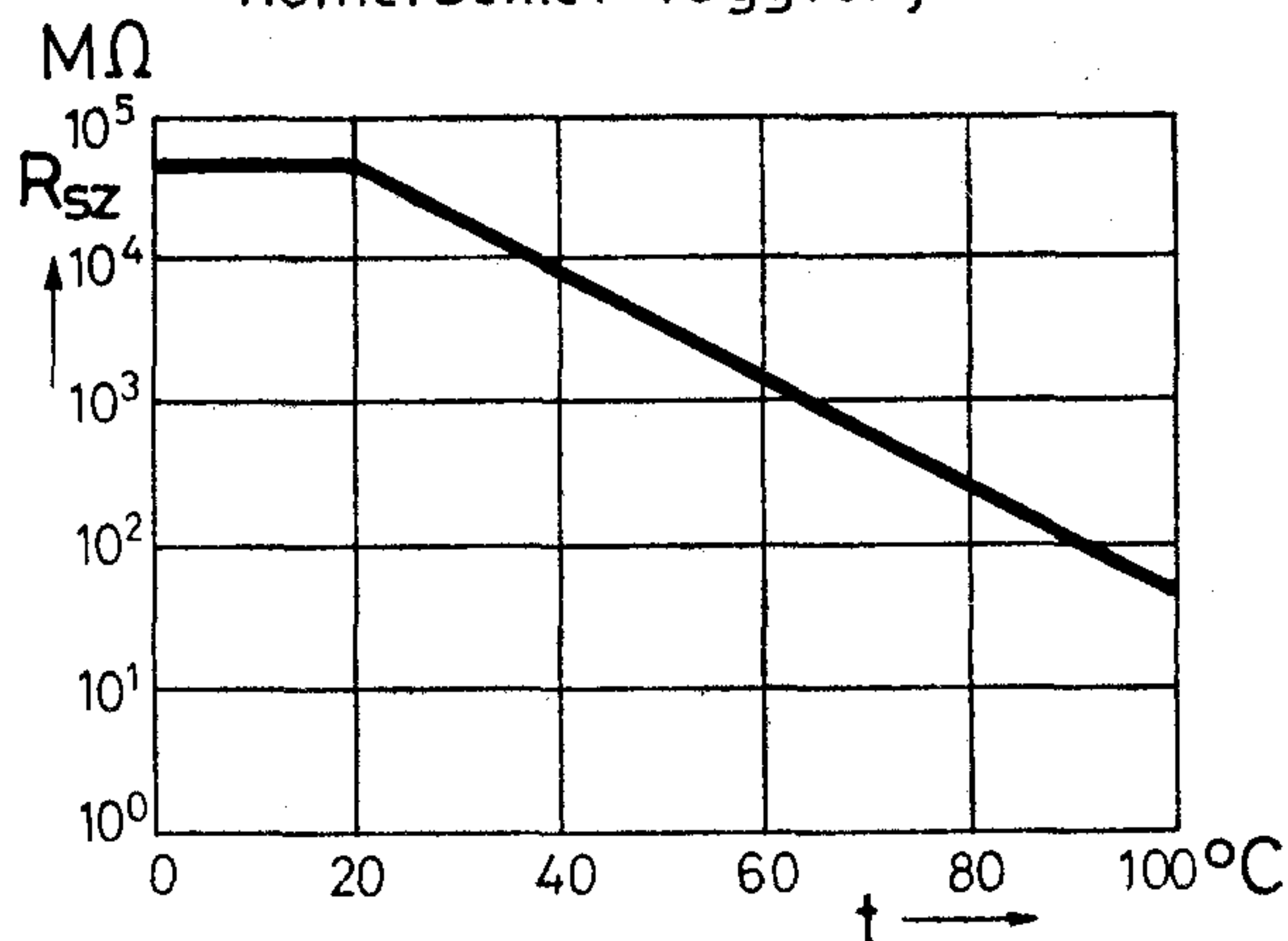
b) min 30G Ω

[a) kivezetők között; b) összekötött kivezetők és a burkolat között]

A fenti szigetelési ellenállás (R_{sz}) értékek a szállítás időpontjában érvényesek.

Működtetés közben a szigetelés rövid időre a szállítási érték kb. 10%-ára lecsökkenhet, különösen, ha a megengedett max. 95%-os rel. légnedvességtartalom hosszú ideig fennáll, vagy, ha a kondenzátor a max. határhőmérséklet közelében üzemel.

Szigetelési ellenállás (R_{sz}) a hőmérséklet függvényében



FELHASZNÁLÁSI OSZTÁLY

DIN 40040 szerint

alsó hőmérséklet határ **F**

felső hőmérséklet határ **M**

nedvesítési osztály **E**

relatív légnedvesség

éves átlag

évente 30 napig

egyébként

FME

-55 °C

+100 °C

ritka és enyhe párale-
csapódás megengedett

max. 75%

max. 95%

max. 85%

KULCSSZÁM

55/100/21

TARTÓS NEDVES MELEG

napok száma

21

igénybevétel után U_v

(kivezetők között)

dC/C

U_n

max. $\pm 5\%$

dtg δ 1 kHz

max. $3 \cdot 10^{-3}$

10 kHz

max. $5 \cdot 10^{-3}$

R_{sz}

$U_n = 100 V_{-}$

(kivezetők között)

$U_n \geq 250 V_{-}$

min. 1,5 G Ω vagy 500 s
amelyik kisebb

min. 3,7 G Ω vagy 1200s
amelyik kisebb

Megbízhatóság

élettartam

100 000 h

(szállítás + raktározás
+ üzemelés)

kiesési hányados

max. $300 \cdot 10^{-9}/h$

a kiesés feltételei:

— teljes meghibásodás

rövidzárlat, vagy sza-
kadás

— részleges meghibásodás

dC/C $> \pm 10\%$

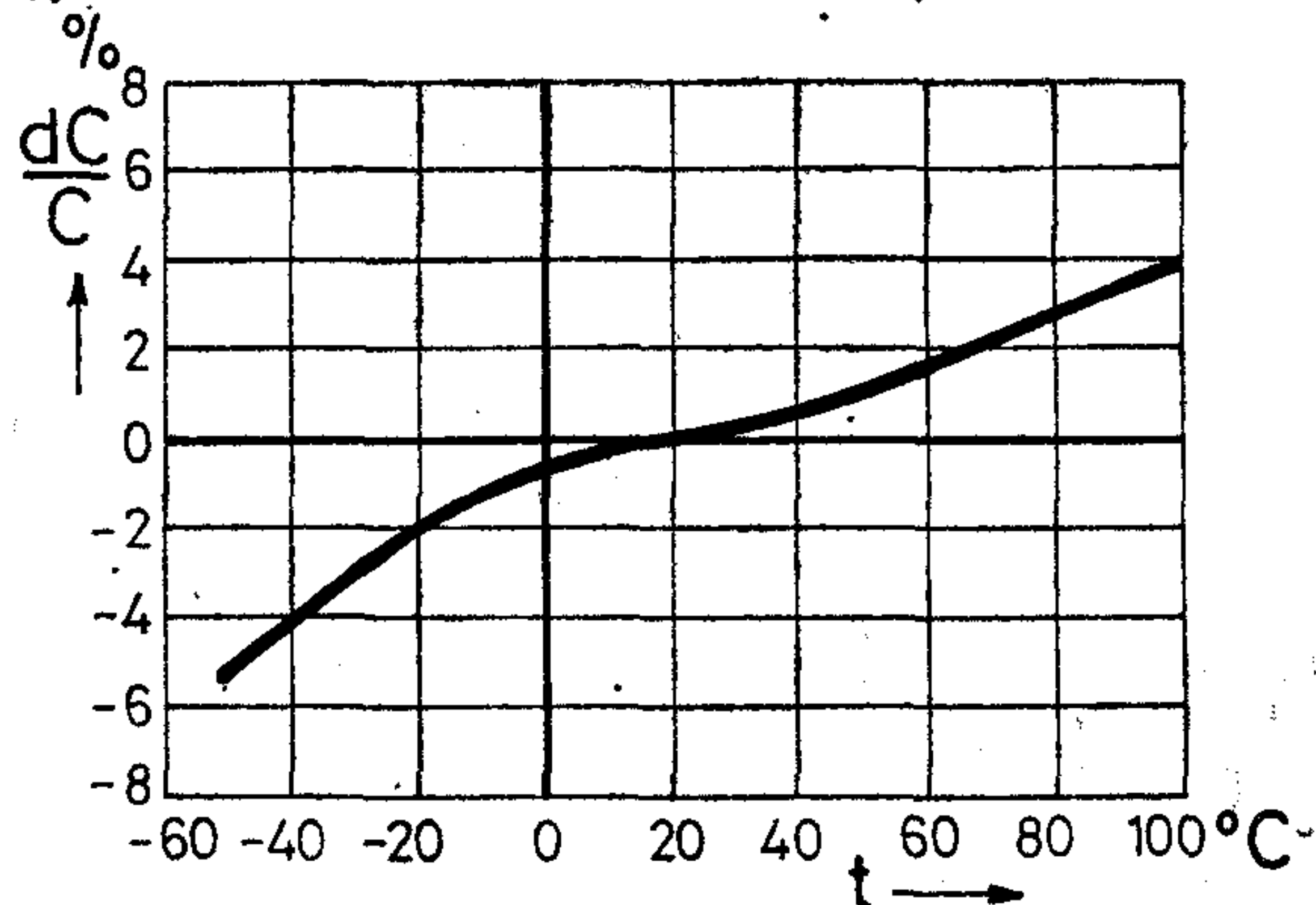
tg $\delta > 2 \times$ max.

határérték

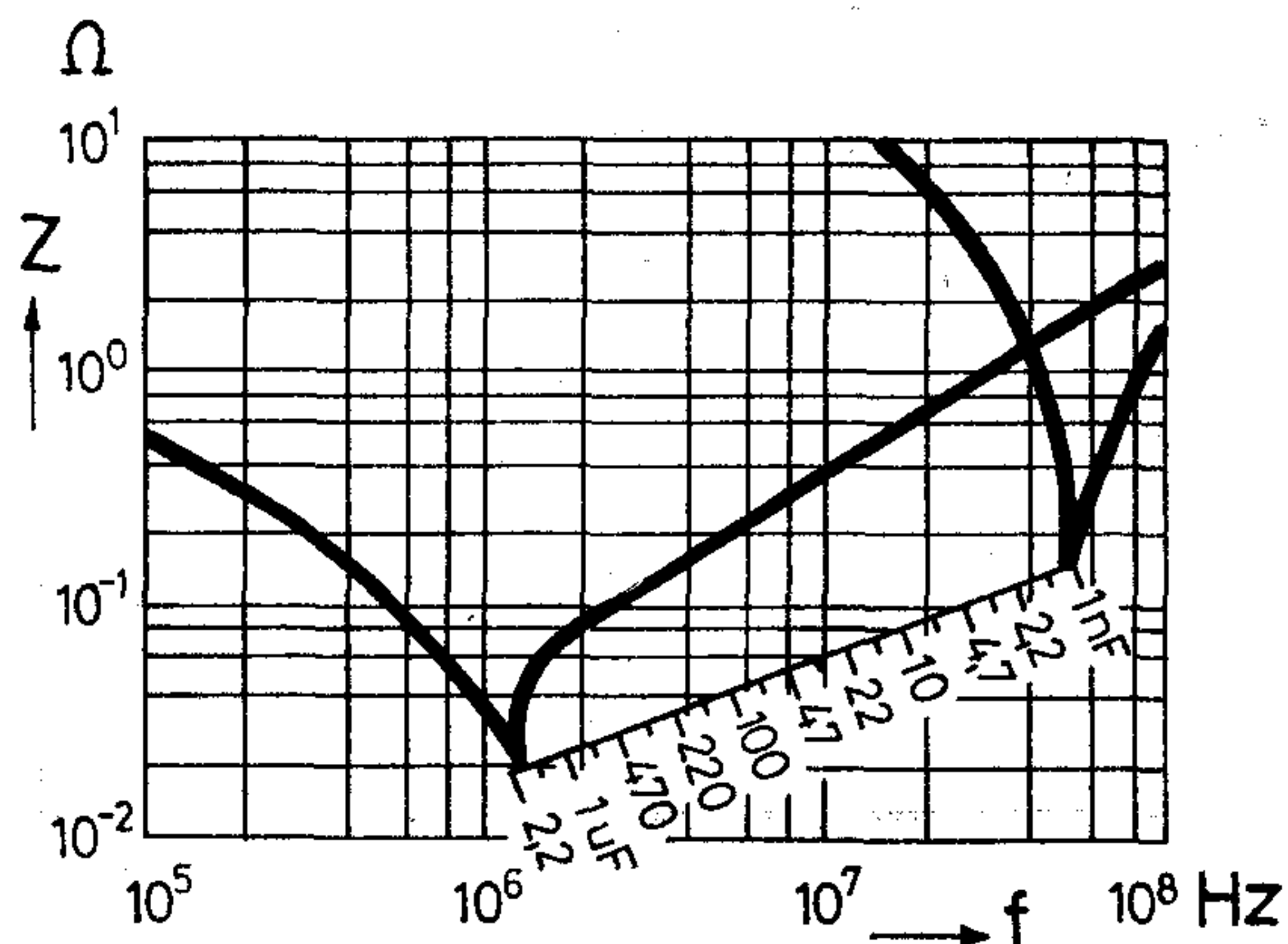
$R_{sz} < 150 M\Omega$ vagy 50 s
amelyik kisebb

Reverzibilis kapacitásváltozás (dC/C) a hőmérséklet függvényében.

(jellemző értékek 1kHz-en mérve)

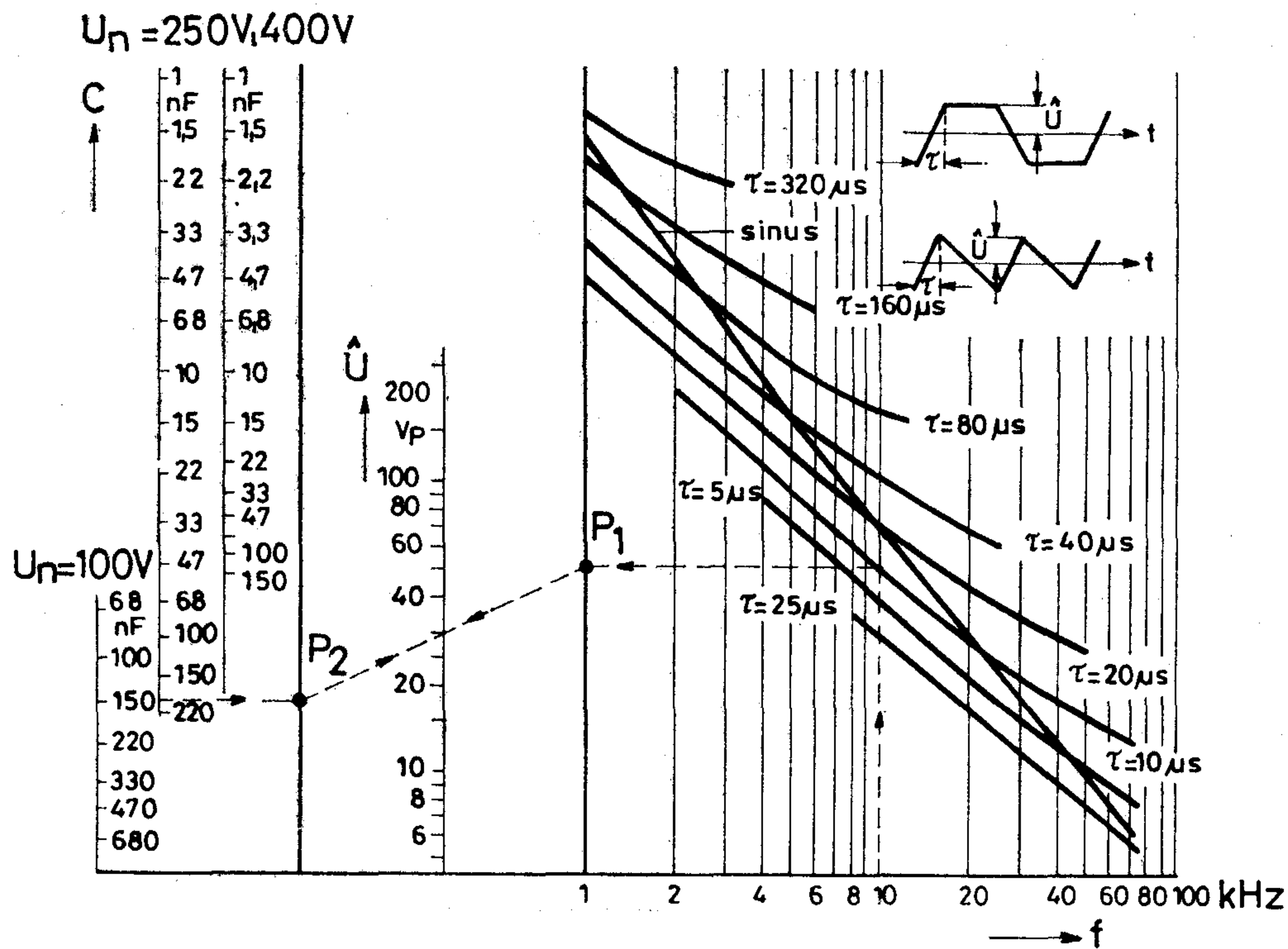


Impedancia (Z) a frekvencia függvényében. (Jellemző értékek)



C2332 rasztertavolság: $t=7,5\text{mm}$

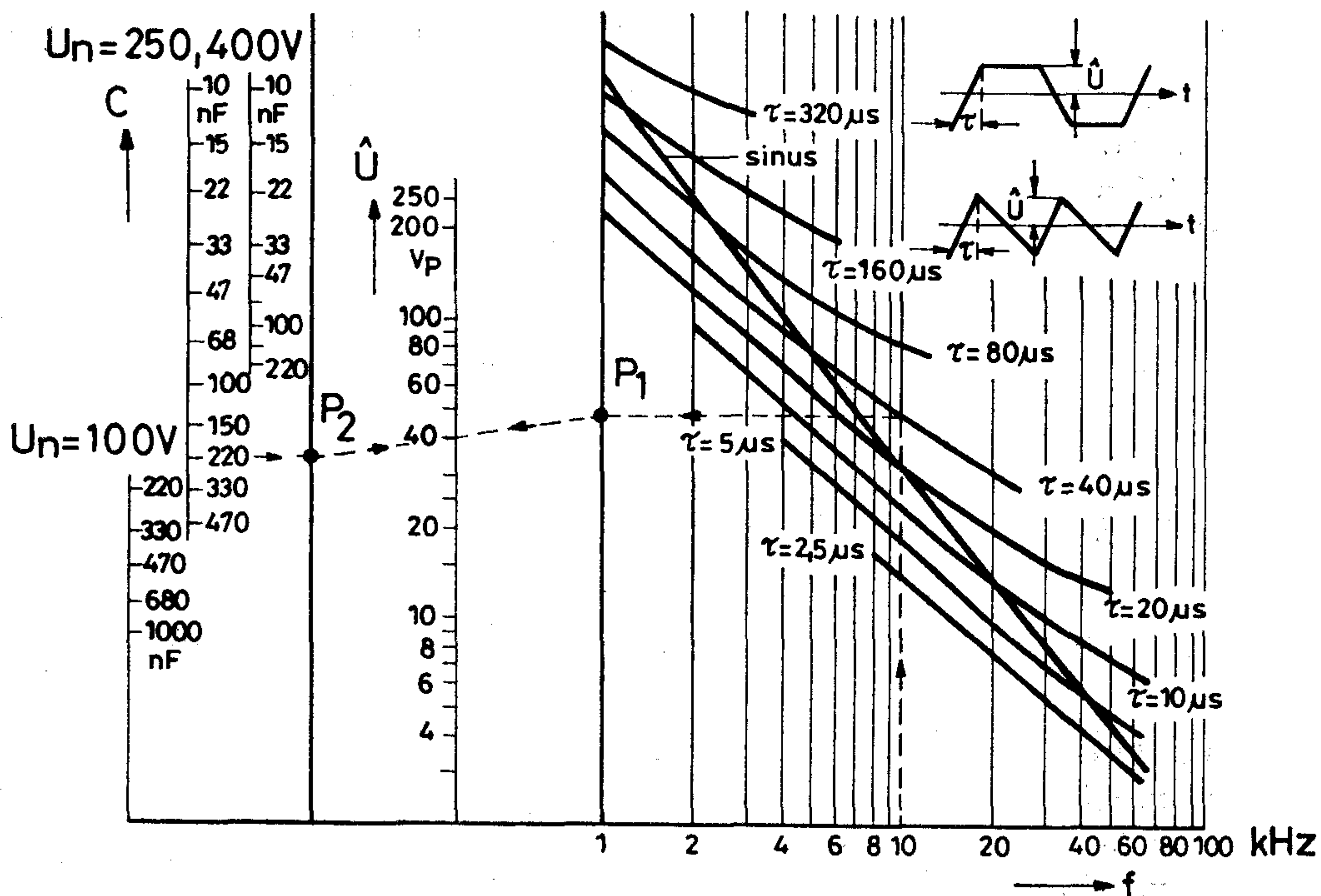
Nomogram a megengedett csúcs-
feszültség ($\hat{U}$) meghatározásához



1. nomogram

C2333 rasztertavolság: $t=10\text{mm}$

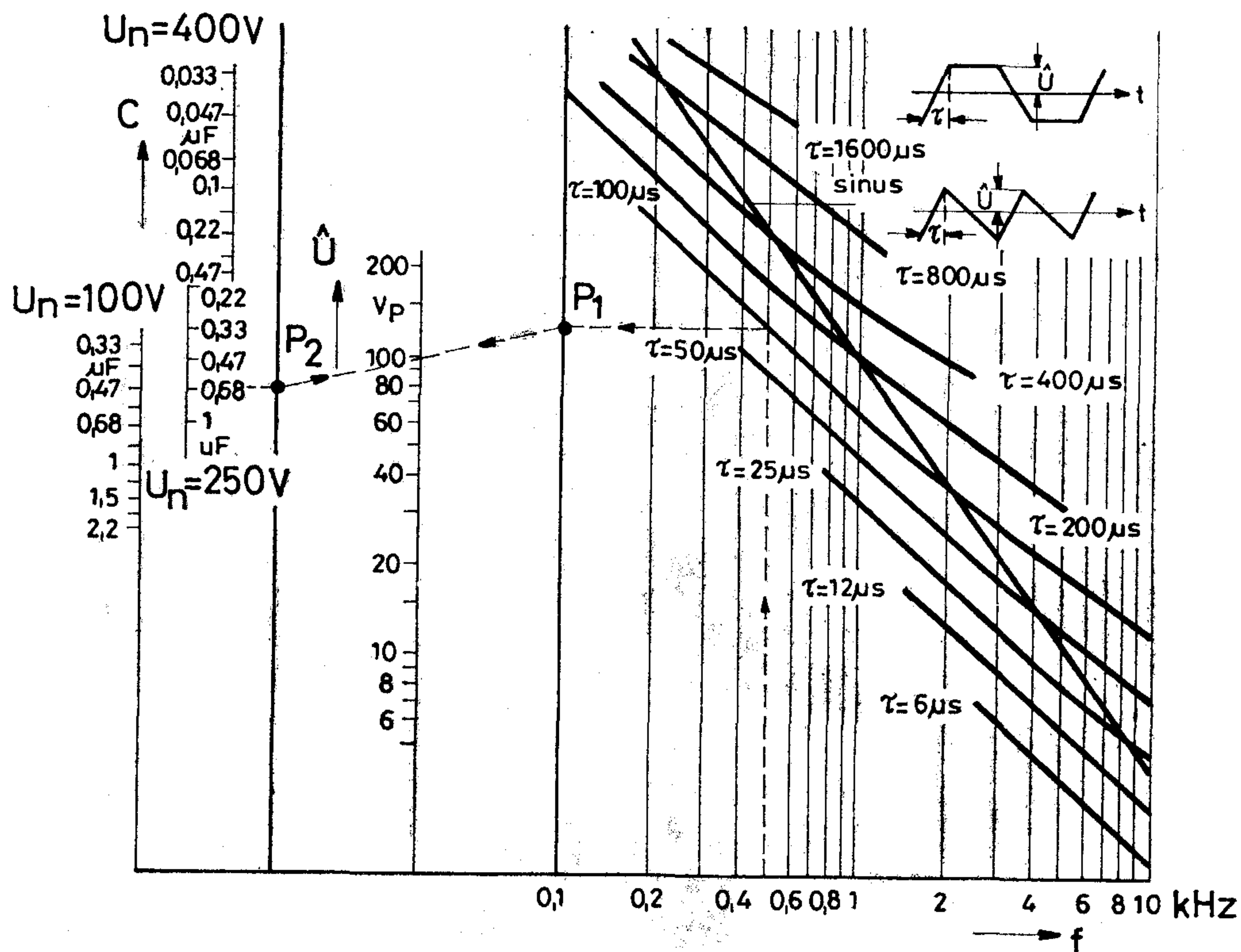
Nomogram a megengedett csúcs-
feszültség ($\hat{U}$) meghatározásához
(Lásd még az 1. nomogramot is)



2. nomogram

C2334 rasztertávolság: $t=15\text{mm}$

Nomogram a megengedett csúcsfeszültség ($\hat{U}$) meghatározásához
(Lásd még az 1. nomogramot is)



3. nomogram

Változó feszültségű terhelhetőség nagyobb frekvenciákon

A max. megengedett csúcsfeszültség sinusos és nem sinusos feszültségű (impulzus-, fűrés- és trapézfeszültségek) terhelés esetében a nomogramokból nyerhető.

A nomogramok a kondenzátorok terhelésekor bekövetkező 10°C hőmérséklet emelkedésén alapulnak; ezt a megengedett max. hőmérséklet megállapításakor figyelembe kell venni.

A következő határértékek nem léphetők túl:

U_n	100V ₋	250V ₋	400V ₋
$\hat{U}_h$	85V	140V	224V

Határozza meg a P_1 és P_2 metszéspontokat a megadott példák alapján. P_1 és P_2 pontok összekötésével a megengedett max. csúcsfeszültség kiadódik.

Olyan trapézfeszültség-terhelésnél, ahol a jelnek két meredek oldala van, a második harmonikus frekvenciát kell figyelembe venni. Sinusos feszültségű terhelésnél a „sinus”-vonalat kell figyelembe venni.

Példa: (1. nomogramhoz)

$f = 10\text{ kHz}$ (ismétlődési frekvencia) } P_1 keresztezési pont
 $\tau = 10\text{ }\mu\text{s}$ (emelkedési idő)

$C = 150\text{ nF}$ (kapacitás) } P_2 keresztezési pont
 $U_n = 100\text{ V}$ (névl. fesz.)

A szaggatott vonalak mentén haladva leolvasható a kb. 30 V max. csúcsfeszültség.

Példa: (2. nomogramhoz)

$f = 10\text{ kHz}$ (ismétlődési frekvencia) } P_1 keresztezési pont
 $\tau = 40\text{ }\mu\text{s}$ (emelkedési idő)

$C = 220\text{ nF}$ (kapacitás) } P_2 keresztezési pont
 $U_n = 250\text{ V}$ (névl. fesz.)

A szaggatott vonalak mentén haladva leolvasható a kb. 40 V max. csúcsfeszültség.

Példa: (3. nomogramhoz)

$f = 0,5\text{ kHz}$ (ismétlődési frekvencia) } P_1 keresztezési pont
 $\tau = 100\text{ }\mu\text{s}$ (emelkedési idő)

$C = 680\text{ nF}$ (kapacitás) } P_2 keresztezési pont
 $U_n = 250\text{ V}$ (névl. fesz.)

A szaggatott vonalak mentén haladva leolvasható a kb. 100 V max. csúcsfeszültség.

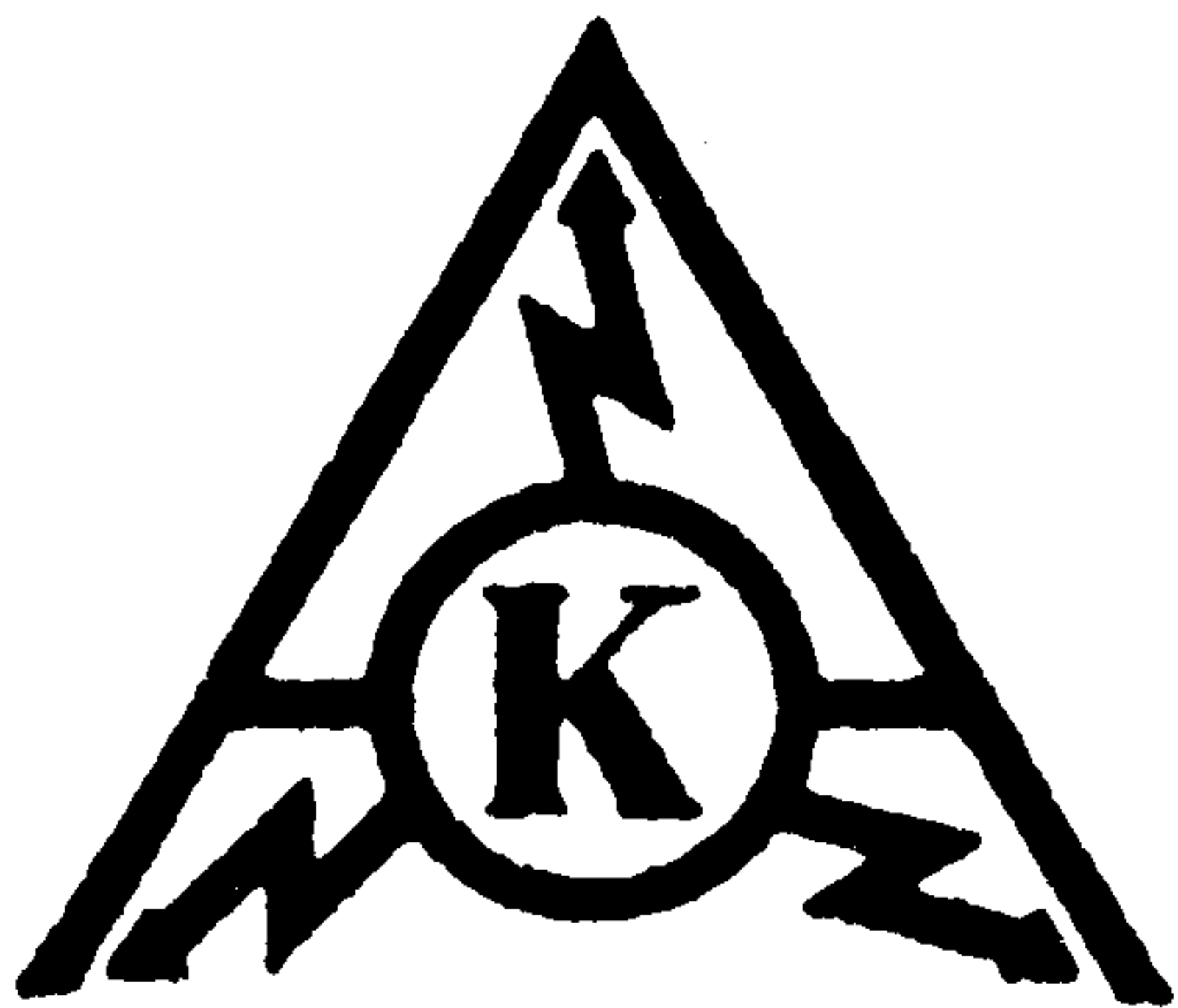
Mosószer- és kiöntőgyanta-állóság

A szerelt nyomtatott huzalozásokhoz általában használatos mosószereknek, valamint az elektrotechnikában alkalmazott kiöntőanyagoknak a kondenzátorok ellenállnak. Kikeményítéskor a hőmérséklet nem haladhatja meg a felső határhőmérsékletet.

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.



KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR

1725 Budapest, Pf. 16. Telefon: 279-200
Telex: 22-4399

Szenzoros fényerőszabályzó

A **KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR** mintegy 3800 dolgozója a vállalat budapesti, szentesi és mezőtúri gyáraiban másfél milliárd forint értéket meghaladó terméket állít elő.

Gyártmányaink a következő három alapvető cikkcsoportba tartoznak:

- elektromechanikus alkatrészek
- Kontaset vázszerkezetrendszer
- villamosszerelési és ipari termékek.

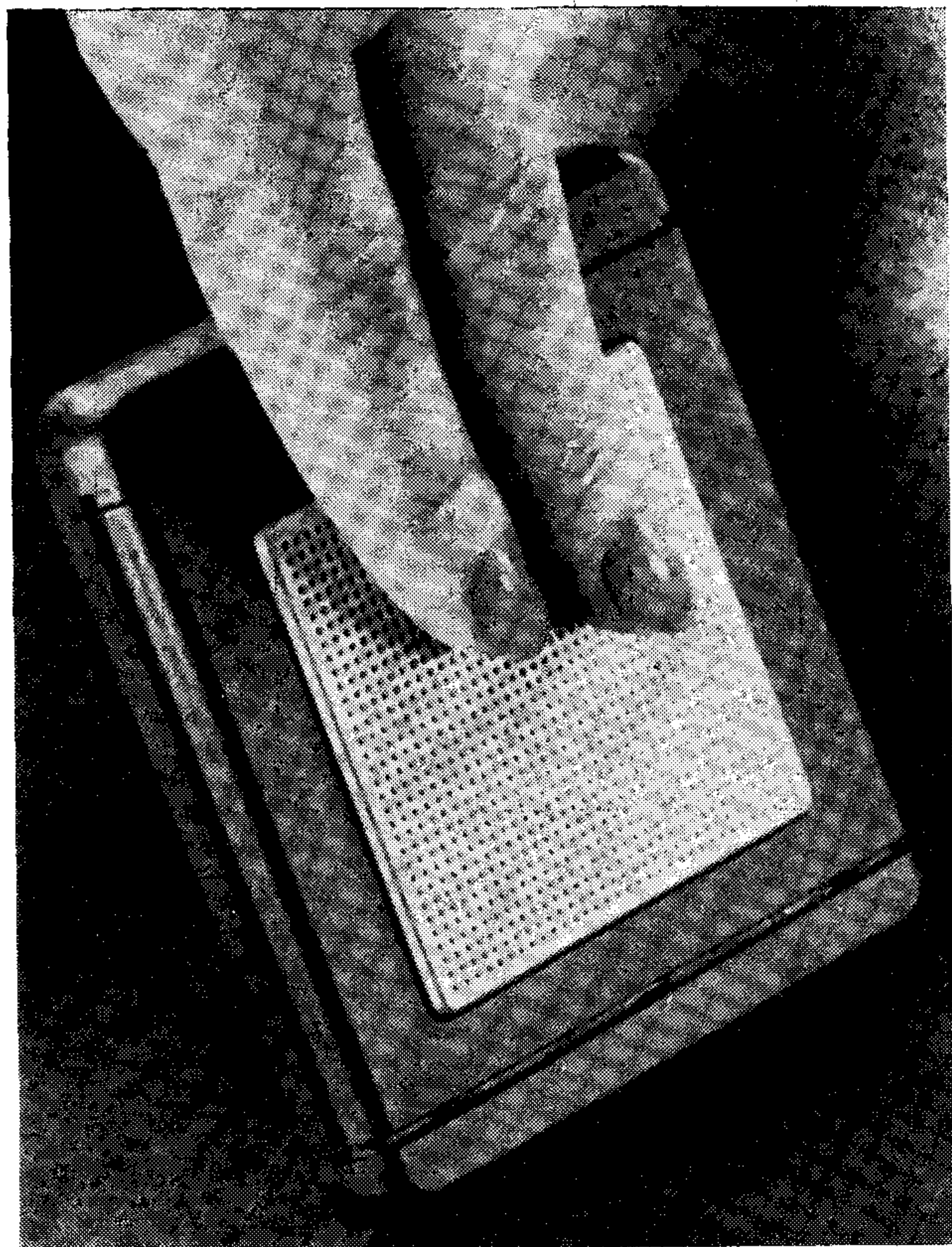
A VI. ötéves tervidőszakban jelentős mértékű gyártmány- és gyártásfejlesztést tervezünk az elektromechanikus alkatrész és KONTASET cikksorokban az **EKFP** (Elektronikai alkatrész-gyártás Központi Fejlesztési Program) keretén belül. Ugyanakkor természetesen megfelelő színvonalon kívánjuk tartani a villamosszerelési és ipari gyártmányainkat is.

Vállalatunk alapvető célkitűzése a belföldi felhasználói igények teljes körű kielégítése mindazon termékekből, melyek gazdaságos gyártási feltételei fennállnak, vagy biztosíthatók. Emellett a konvertálható technológiai bázison olyan versenyképes termékek előállítását, melyek export útján jól értékesíthetők. A belföldi és külföldi piaci igények megkövetelik, hogy hagyományos termékvalasztékunkat fokozatosan kibővítsük az ezeket kiegészítő, vagy kiváltó elektronikus elven működő alkatrészekkel, részegységekkel is.

E törekvésünk első eredményeként fejlesztettük ki a Villamosipari Kutató Intézet együttműködésével szenzoros fényerőszabályzó típusunkat, mely a már gyártásban levő KONTÁLLUX kapcsoló és csatlakozó aljzat család első elektronikus elven működő tagja. A kísérleti gyártásból származó első kisebb mennyiség 1981. végén belföldi forgalomba került.

Vállalatunk a villamosszerelési termékek gyártásának teljessé tétele érdekében már több éve foglalkozik a fényerőszabályzók (dimerek) gyártásának előkészítésével. Ismeretes, hogy a legjelentősebb külföldi gyártók programjában évek óta szerepelnek potencióméteres fényerőszabályzók, melyek egyes típusai a hazai kereskedelemben megtalálhatók. Ezek hazai gyártása a magas alkatrészárak és a viszonylag kis sorozatnagyság miatt gazdaságosan ma még nem valósítható meg.

Az utóbbi években azonban megjelentek már olyan triac vezérlő integrált áramkörök, melyek — néhány elemmel kiegészítve — az eddigieknél igényesebb fényerőszabályzó megoldásokat is lehetővé tesznek. Ilyen integrált áramkörre épül a KONTAKTA



1. ábra. SR—03/1 típusú szenzoros fényerőszabályzó

SR—03/1 típusú szenzoros fényerőszabályzója is, melynek kiviteli formáját az 1. ábra szemlélteti.

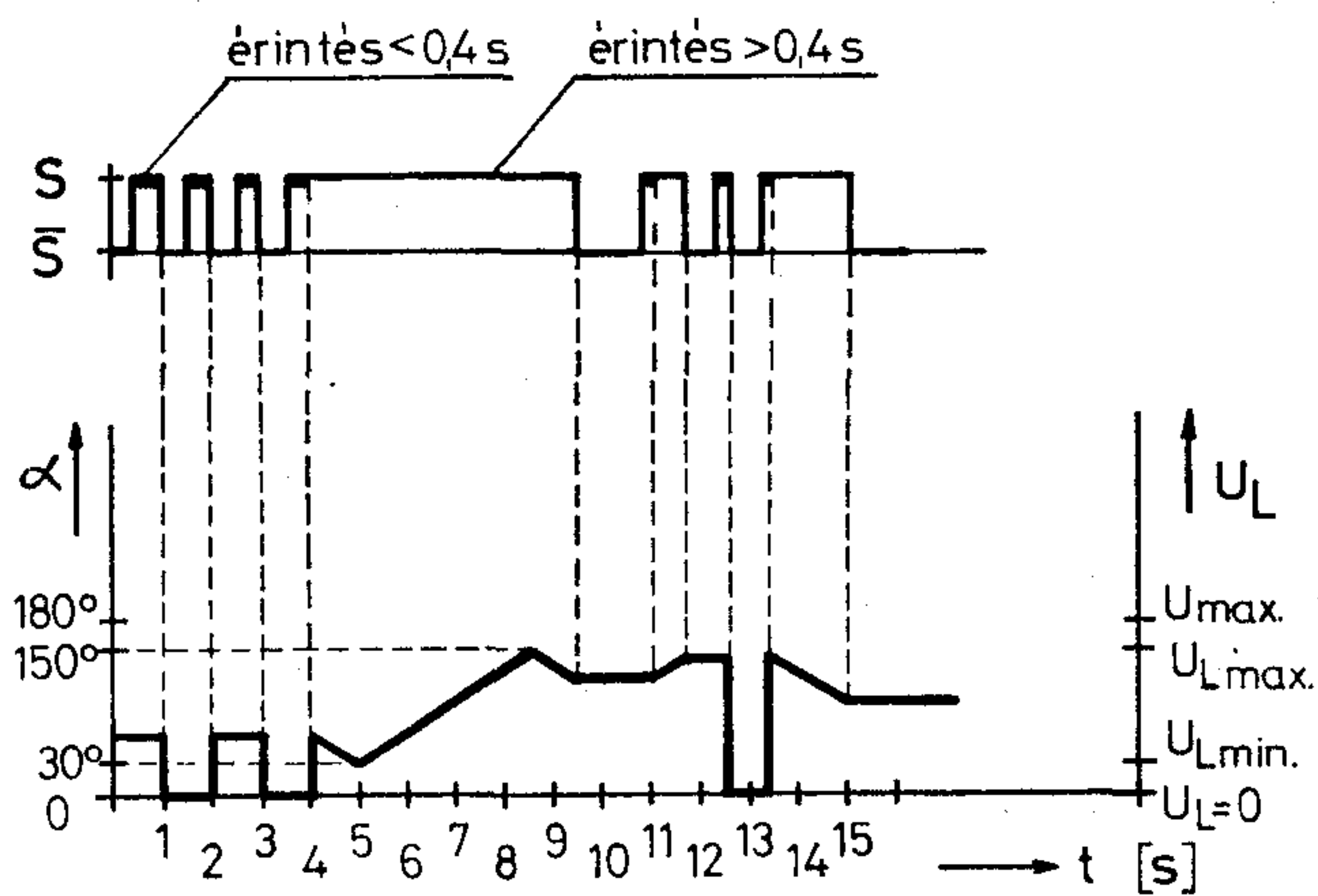
Az ebben alkalmazott, PMOS technikával készült, lényegében digitális működésű, 12 mW teljesítmény felvételű integrált áramköröket kifejezetten a hagyományos kapcsolók helyettesítésére fejlesztették ki. A be- és kikapcsolást és a fényerőszabályozást a szenzor bemenet megérintésével lehet vezérelni. E kétféle művelet szétválasztása, valamint a zavarjelek elnyomása érdekében az érintési időt megfelelő határok között különbözőképpen „értékeli” az áramkör. Így

- ha az érintés időtartama 60 ms-nál rövidebb, akkor a felépített kapcsolásban változás nem történik;
- 60 ms és 400 ms közötti ideig történő megérintésével be- vagy kikapcsolás jön létre az előző állapottól függően;
- ennél hosszabb idejű megérintésre a fényerő változni kezd, mintegy 7 s-os periódusban a változás ismétlődik. Ha az érintést megszüntetjük, ezzel

a változást is leállítjuk, a pillanatnyi fényerő állandósul;

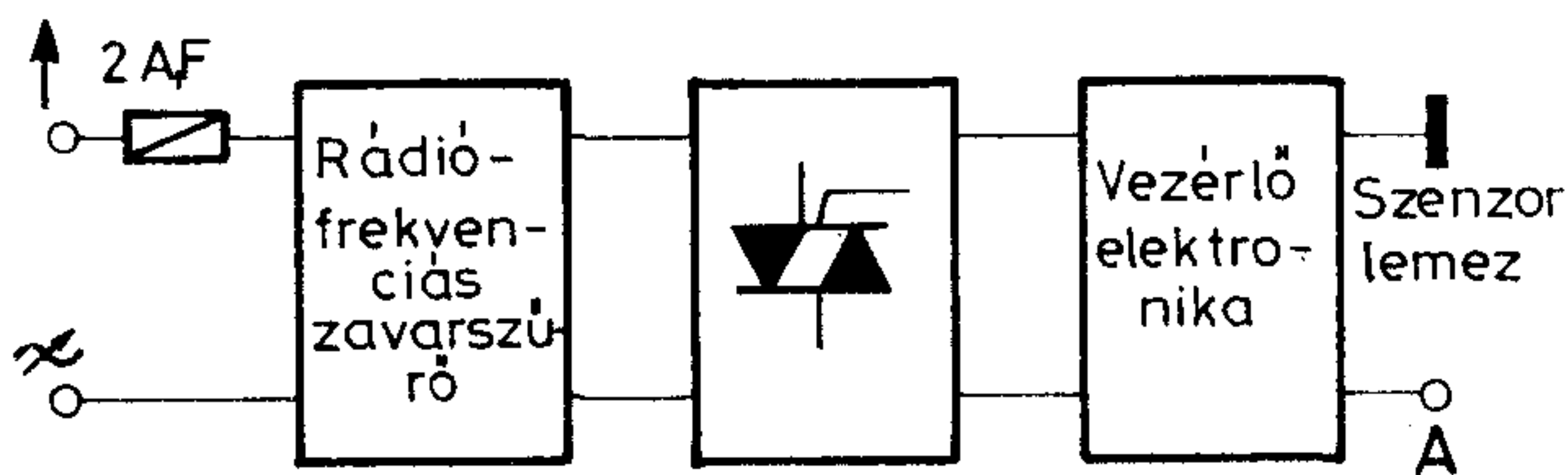
- újraérintésnél az érintés időtartama a meghatározó. Bekapcsoláskor az előzőleg beállított fényerő „visszatér”. Hálózat kimaradás után, ha az 1 ms-nál hosszabb, az újbóli bekapcsolásnál maximális fényerőt kapunk, ennél rövidebb kimaradás esetén érvényesül az IC memorizáló képessége.

A vezérlési viszonyokat a 2. ábra szemlélteti.



2. ábra. Vezérlési diagram (folyási szög változása az érintőlemez érintési idejének függvényében).

S: szenzorlemez érintve; $\bar{S}$: szenzorlemez vezérlés nélkül; U_L : a terhelésre jutó feszültség



3. ábra.

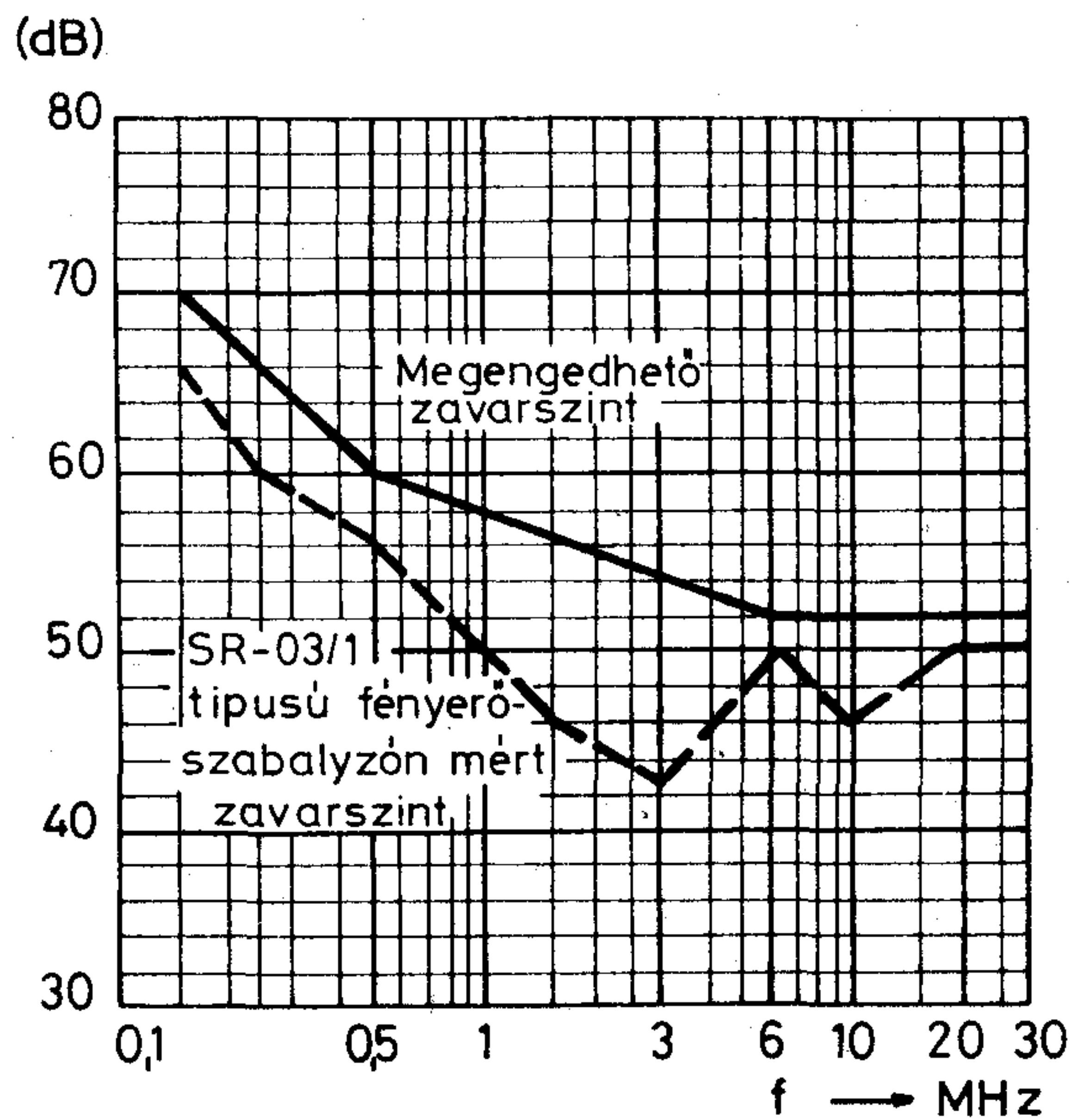
A gyártásban levő fényerőszabályzó blokkjelemez rajza a 3. ábrán látható.

A fejlesztési munka egyik fő törekvése volt a fényerőszabályzó hazai alkatrészekkel történő megvalósítása. Ennek eredményeként az SR-03/1 típus csak három import alkatrészt tartalmaz. Ugyanakkor a Kontakta szenzoros fényerőszabályzó ellentétben egyes hazai kereskedelemben is fellelhető import típusokkal, a Posta zavarvédelmi előírásainak is megfelel (KPMSZ, P263.6-71) (lásd 4. ábra).

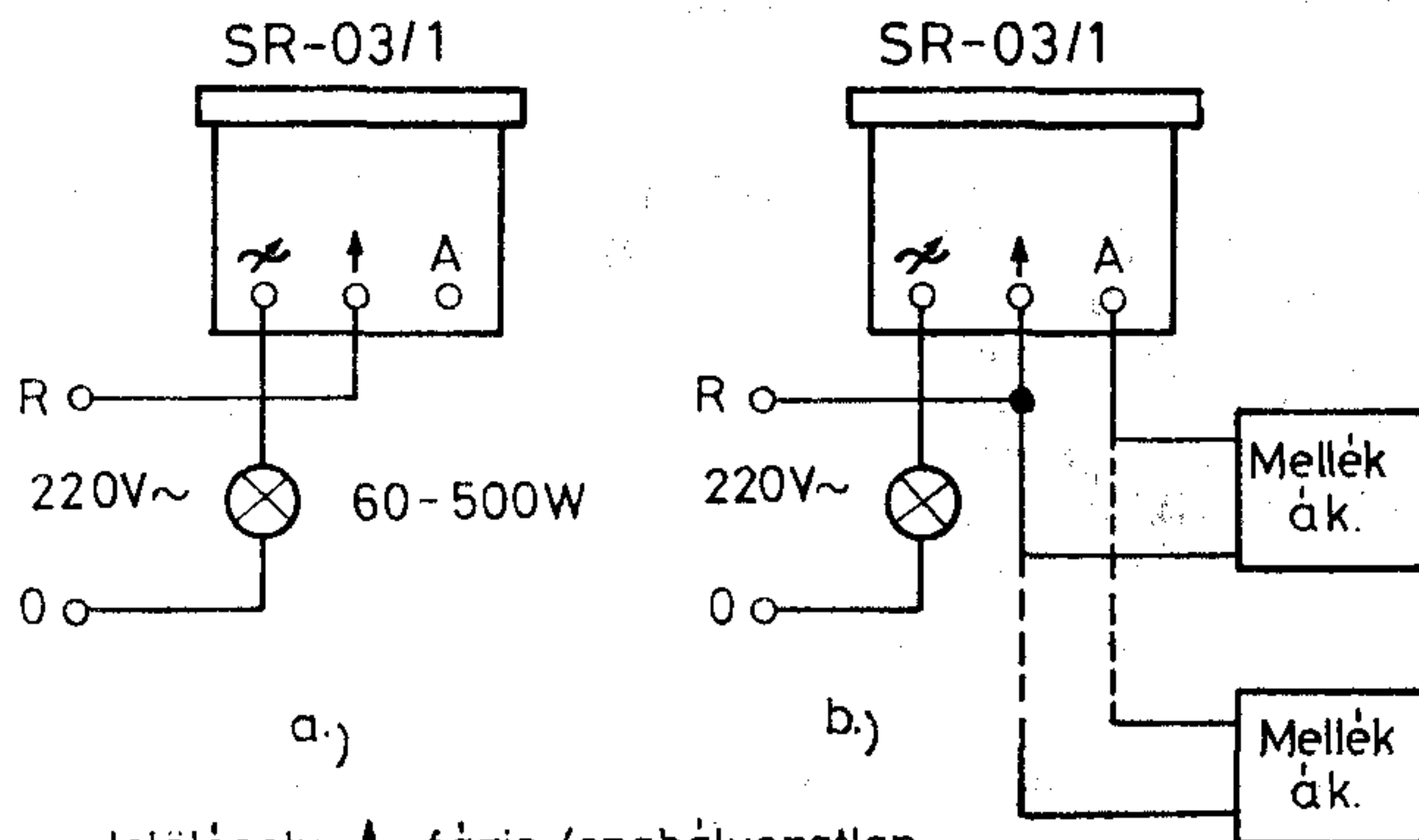
A szenzoros fényerőszabályzó jellemző műszaki adatai:

Üzemi feszültség: 220 V $\pm$ 10%, 50 Hz
Kapcsolható és szabályozható teljesítmény: 60-500 W

Alkalmazott biztosító betét G5/20 homoktöltésű, gyorsműködésű (2A, F)



4. ábra. Zavarfeszültség a hálózati kapesokon mérve



Jelölések: ↑ fázis (szabályozatlan bemenet)

⌘ fogyasztó (szabályozott kimenet)

A mellékáramkör bemenet

5. ábra. Szenzoros fényerőszabályzó bekötése.

a) ki-bekapcsoló és fényerőszabályzóként; b) alternatív kapcsolásban

Az SR-03/1 típusú fényerőszabályzó induktív és kapacitív (pl. motorok), továbbá fénycsöves világítás működtetésére nem alkalmas. Lehetőséget nyújt azonban a későbbiekben gyártásba kerülő szenzoros mellékállomással, vagy hálózati feszültség megszakítására alkalmas csengő-nyomógombbal kiegészítve alternatív működés megvalósítására is (lásd 5/b. ábra). A szenzoros fényerőszabályzó a KONTALLUX család első elektronikus elven működő tagja. Terveink között szerepel a család további tagokkal való kiegészítése (pl. fényeső fényerőszabályzó). A megvalósítást a piaci igények analízise mellett befolyásolják a gazdaságosság követelményei is.

Merkli Gábor

Forgalmazó: RAVILL Kereskedelmi Vállalat, 1091. Budapest, Üllői út 47/49. Telex: 22-5925.

További információkat a RAVILL, illetve a KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR Kereskedelmi Főosztályán lehet beszerezni.



KONTAKTA ALKATRÉSZGYÁR

(Folytatás a 202. oldalról)

köri elemre és nagyon sok azonos áramkörre van szükség, így a fejlesztés nem bonyolult és nagyok a sorozatok. Ezeknél az elemeknél mutathatók ki az előnyök a legkönnyebben, pl. 1 évtized alatt a morzsánként megvalósított kapacitás 4 k-ról 256 k-ra nőtt, míg a fogyasztás állandó maradt, azaz a tároló elemenkénti fogyasztás az 1/64-ed részére csökkent. (*Bell Laboratories Record*, 1980. dec. [874])

*

Az Intel Corp. arra számít, hogy az elemek méreteinek további csökkentésével olyan ponthoz jut el, amely a további miniaturizálást már elektronikai okokból teszi lehetetlenné. Ez azonban még 2–3 új generációt jelent. Az eredeti MOS technológiát már 5 éve alkalmazzák. Az Intel 1977-ben a méretek 30%-os csökkentésével a H—MOS és 1979-ben az eredeti méretek 60%-os csökkentésével a H—MOS II. elemeket kezdte gyártani. Jelenleg olyan elemeken dolgoznak, amelyeknél az oxid-réteg vastagsága 30 nm, a csatorna hossza 1,5 μm . Kísérleteket folytattak még kisebb méretű elemek gyártására is, az eredményekmeglehetősen érdekesek. Úgy tűnik, hogy a méreteket bizonyos határ alá csökkentve az elem erősítése ismét csökkenni kezd, azaz az elektromos tulajdonságok fognak célszerű határt szabni a miniaturizálásnak. Ez a határ 1...0,5 μm -es csatornahossz és 10...20 nm oxid-vastagság körül alakul ki, amely több Mbit-es memóriák és 32 bites mikroprocesszorok gyártását fogja biztosítani. (*Electronics*, 1980. okt. 23. [875])

*

Az Egyenlítő felett 36 000 km magasságban levő műholdról a Föld felület közel harmada látható be. Így az Atlanti-, a Csendes- és az Indiai-óceán felett elhelyezett egy-egy műholddal szinte a Föld bármely két pontja között létesíthető kapcsolat. A műholdas hírközlés gazdája az INTELSAT nemzetközi szervezet, melyhez 103 ország csatlakozott. A szervezet üzemelteti a műholdakat, a földi állomások az egyes tagországok tulajdonában vannak. (A rendszerhez jelenleg 10 műhold, 139 földi állomás és 176 antenna tartozik.) A megbízhatóság és a nagyobb áteresztő kapacitás érdekében fokozatosan térnek át a két-holdas rendszerre.

Svájc földi állomása Leukban van, ahonnan mind az Atlanti-, mind az Indiai-óceán feletti holdak elérhetők, de jelenleg a forgalmat csak az Atlanti-óceán feletti holdak bonyolítják le. Az első antennát 1974-ben helyezték üzembe, a másodikat — a kétholdas rendszerre történő áttérés miatt — 1980-ban.

A hírközlés fokozatos korszerűsítése során a műholdas hírközlés területére a digitális technika bevezetése 1984–85-re várható. Az Indiai-óceán felé történő közvetlen kapcsolathoz új antenna építése 1983–86 között esedékes. Már megalakult az EUTELSAT is, mely az európai Postaigazgatóságok szervezete. Ennek első műholdja 1981-ben, a második 1982-ben kerül fellövésre. (*Technische Rundschau*, 1981. jan. 13. [876])

*

A Venture Development Corp. szerint a következő öt évben a mágnesbuborék-memóriák piaca évi 68%-kal fog emelkedni. Ezt elsősorban az alkalmazási területek gyors bővülésével magyarázzák. Az első alkalmazási területeket (gépezérlés, folyamatirányítás, hordozható adatvégállomások) gyorsan követik az újak (stacioner számítógép- és szövegfeldolgozási alkalmazások).

Az elmúlt három évben a buborékmemória piac viszonylag lassú fejlődése annak tudható be, hogy áruk nem csökkent, mint ahogy várták. A jövőben azonban, mivel megteremtődtek a tömeggyártás feltételei, áruk már csökkenni fog. (*Electronics of America*, 1981. jan. 16. [877])

*

A Sinclair Research cég lapos ernyőjű tv-képcsövet fejlesztett ki, mellyel 50 fontba kerülő tv-készüléket fognak gyártani. A Dundeeben építés alatt álló gyárat évi 1 millió készülék kapacitására tervezik 1982 végéig. A tervek szerint a termelés 1985-ig emelkedni fog, amikor is kb. 1000 alkalmazott lesz a gyárban. A katód-sugárcső tökéletesítése és automatizált gyártásának kidolgozása több mint 1 millió font sterling kutatási-fejlesztési költséget igényelt, melyen a Sinclair Research és az angol nemzeti fejlesztési bizottság (National Research and Development Council) osztozott. A Sinclair részesedését a ZX80 100 font sterlingbe kerülő mikroszámítógép hasznából fedezték. Ezt a gépet 12 hónappal ezelőtt vezették be a piacra, jelenleg havi 10 000 darabot gyártanak belőle, 70%-át exportra. (*Computer Weekly*, 1981. febr. 26. [878])

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Főszerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG

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

ORION

Jakubik Béla
Csernoch János
Froemel Károly
Sass Károly
Szabó Károly
Szász Gerő

TERTA

Bánsághi Pál
Baján Tibor
Benedek Elek
Halmi Gábor
Hutter Mihály

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXVIII. évfolyam

1982

5. szám

TPV-telefonközpontok hívásfeldolgozó rendszerének funkcionális specifikációja

MAKAY ATTILA

BHG

1. Bevezetés

Jelen dolgozat címében a „specifikáció” helyett alkalmazhattuk volna a „leírás” vagy az „identifikálás” kifejezést is, mint ahogy ezt pl. Horváth Gyula tette hasonló témájú tanulmányában [2]. Hogy mégis a fenti címet választottuk, annak az az oka, hogy a témát kifejezetten a tervezés szemszögéből kívánjuk megközelíteni, és a tervezéshez szükséges input adatok, vagyis a specifikációk megadásának, a vezérlési feladatok pontos leírásának szükségessége a TPV-központok esetén sokkal hangsúlyozottabban kerül előtérbe, mint eddig bármikor. A számítógépekre egyre bonyolultabb feladatokat bízunk és az ezekhez szükséges programrendszerek tervezése és működésük ellenőrzése, közben tartása nem lehetséges pontos, jól áttekinthető specifikációk nélkül. Ezért világszerte jelentős erőfoglalkoznak általában is programrendszerek specifikálására alkalmas módszerek, nyelvek kidolgozásával.

Az előzmények, a problémakör felvetése és a telefonközpontok speciális viszonyaira való megfogalmazása a már idézett [2] alatti irodalomban, valamint a szerző egyéb munkáiban [3] megtalálható. Az ezekben lefektetett meghatározások, alapelvek képezik jelen dolgozat alapját is. A bemutatandó módszer azonban alkalmazkodik az azóta megszületett CCITT ajánlásokhoz [1], valamint tükrözi a TPV-központok software tervezésében a BHG-ban eddig szerzett tapasztalatokat. Egyformán alkalmazható a rendszertervezés kezdeti, specifikációs szakaszában, valamint a már realizált rendszer működési leírásában. Rögtön hangsúlyozni kívánjuk, hogy működési specifikációról lesz szó, vagyis a megvalósítandó telefonos szolgáltatásoknak már egy bizonyos mértékig adott rendszer keretein belüli specifikálását tűztük ki célul. Azaz, a specifikációs határterületet nem a telefonközpont vonalai és a központ között vontuk meg, hanem a központon belül. A TPV-rendszer specifikációjának első lépése éppen annak meghatározása, hogy a belső határfelületeket hol és hogyan vonjuk meg. Mivel a TPV-központok

hardware architektúrája a telefonos szolgáltatásokból csak a legalapvetőbbeket tükrözi (mikrofon-áram adása, csengetés, hangok, információgyűjtés stb.), a hívások lebonyolításával járó minden funkció egyértelműen a vezérlő számítógép(ek) memóriájában realizálódik, amelyen belül már nehezebb szemléletes határfelületeket vonni. A vonalak és a központ közötti határfelület specifikációjával, vagyis a telefonos szolgáltatások berendezésfüggetlen specifikációjával itt nem kívánunk bővebben foglalkozni. Ezeket a berendezésfüggetlen specifikációkat röviden külső specifikációknak nevezhetjük, amelyek természetesen minden újonnan kifejlesztendő rendszer kiinduló pontját képezik, úgy is mondhatnánk, hogy a rendszerspecifikáció legfelső szintjét képviselik. A hívásfeldolgozást tekintve ilyenek például a vonalakról igénybevehető szolgáltatások és ezek lebonyolítási módjainak „algoritmusai” (a készülékek és egyéb perifériális berendezések használati utasításai), a megvalósítandó számozási, irányítási, csillapítás-vezérlési stb. rendszerek specifikációi. Ezek konkrét kiviteli formája az eddigi gyakorlatban többnyire a verbális, szöveges leírás. Az említett CCITT ajánlások elterjedése még csak ezután várható postai körökben. Ezek alkalmazásba vétele pedig igen fontos lenne, mivel az említett verbális módszerek egyszerűen nem teszik lehetővé pl. az előfizetői szolgáltatások precíz, minden normális és abnormális viselkedésre kiterjedő megadását. Ez pedig a fejlesztésnek kifejezetten akadálya, mivel a hiányos specifikáció „pótlása” a tervezés alacsonyabb szintjén sokkal nehezebb és az esetleges hibás döntés hatása nehezebben ellenőrizhető.

2. Alapelvek

A következőkben röviden összefoglaljuk a TPV-központok hívásfeldolgozó programrendszerének tervezése során a BHG-ban eddig alkalmazott alapelveket.

A feladatok megosztására a *hívásosztás* elvét választottuk. Ez, mint ismeretes, [5] azt jelenti, hogy a feldolgozás során minden egyes hívás külön önálló jobot vagy összetartozó jobokat képvisel, és a szükséges adatok tárolására a többi hívásától elkülönített tárolók, az ún. *hívástárak* szolgálnak. A hívástár nem feltétlenül egyetlen összefüggő memóriaterületen helyezkedik el, hanem pl. multiprocesszoros vezérlés esetén általában különböző processzorok memóriájában, több részből tevődik össze. Az egyes részek méretére és felépítésére célszerű tipizált egységeket választani. Ezeket a tipizált, a hívástárak felépítésére szolgáló elemi egységeket a következőkben röviden *erőforrásoknak* nevezzük. Az előzőekből következik, hogy egy hívástár mérete nem szükségképpen mindig ugyanaz; a hívásfajtától függően pl. mindig a szükségletnek megfelelő számú erőforrásból fűzhetjük őket össze.

A másik általánosan ismert, általunk is alkalmazott elv az *eseményvezérlés*. Ez röviden a következőket jelenti. A hívásokhoz rendelt jobok a hívás idejének döntő többségében inaktívak. Az operációs rendszer akkor aktivizálja őket, ha a hívásban résztvevő valamelyik külső végződésről (vonalról) valamilyen esemény vagy tevékenység folytán jelzés, üzenet érkezik. Az esemény hatására a job állapota általában megváltozik, az állapotmenet során meghatározott műveletek kerülnek elvégzésre, majd ezek után a job az új állapotában újra inaktív lesz, és itt várja meg a következő eseményt. Ez így megy a hívás, vagyis a job keletkezésétől megszűnéséig.

Ezek után önként adódik, hogy a legfelső, berendezésfüggetlen specifikációs szintet követő szinten a hívásfeldolgozás további specifikációjának magára a hívásra, annak belső eseményeire kell irányulnia. Az előzőek értelmében a hívások különböző belső állapotait és állapotátmeneteit kell úgy megállapítani, hogy azokkal az adott konkrét szolgáltatások megvalósulása leírható legyen. Más szóval a hívásokat állapotátmeneteik segítségével kívánjuk specifikálni. Ezt a specifikációs szintet más néven *modellezési fázisnak* nevezzük, melyben absztrakció útján létrehozott logikai modellek segítségével írjuk le a ténylegesen megvalósuló folyamatok belső, strukturális részleteit. Mint ismeretes [2], [6], az információfeldolgozó rendszerek esetében — amilyenek egy TPV-telefonközpont vezérlője is tekinthető — e modellek céljára legalkalmasabbak a véges automaták. A specifikáció ezek után a következő lépésekből áll:

- a modellalkotás, vagyis az alkalmas automaták kiválasztása
- a választott automaták állapotainak és állapotátmeneteinek meghatározása. Ezek segítségével határozzuk meg, vagyis specifikáljuk a real-time operációs rendszer keretein belül végrehajtandó jobokat. Az ezen specifikációk alapján írt különféle programok képviselik a hívásfeldolgozó rendszernek a fizikailag is létező, a végrehajtó számítógépek memóriájában, valamint a programlistákon „megfogható” részét, a hivatkozott automaták csupán a modellalkotás eszközei, a valóságban nem léteznek.

3. A hívásfeldolgozás automatái

Az eddigieknek megfelelően tehát a telefonközpontban lezajló hívások logikai modelljéül a véges automatákat (Mealy automata) választottuk. Az egyszerű hívásosztás elvéből az „egy hívás — egy automata” választás adódna. Azonban ez, mint a tapasztalat mutatta [4] igen nagyszámú állapot felvételéhez vezet, ami a gyakorlatban az áttekinthetőséget erősen rontja, ezért használata igen nehézkes. Az egyes hívások leírására ezért általában nem egy, hanem funkcionális osztás révén több, egymással együttműködő automatát használunk. Ilyen módon a hívásosztás elvét megtartva, a funkcionális osztásból származó előnyöket is kihasználjuk. Ennek eredményeképpen egy-egy automata típusra valóban „véges” számú, jól deklaráható állapot adódik, melyekkel a hívások különböző szituációi szemléletesen, jól követhetően írhatók le.

Az alábbiakban a BHG legújabb nagy kapacitású, elosztott vezérlésű telefon alközpontja számára kifejlesztett hívásfeldolgozó rendszer példáján mutatjuk be a módszer gyakorlati alkalmazását.

Az automaták megválasztásához az előző, közepes kapacitású központ fejlesztési tapasztalatai nyújtottak kiindulási alapot. Ezen tapasztalatok lényege, hogy a [4]-ben tárgyalt hívásautomata számára végül is még mindig igen sok állapotot kellett felvenni. Ez egyrészt abból adódott, hogy a „vonali” automata funkcióinak körét igen szűkre választottuk, vagyis az elvégzendő feladatokból több hárult a hívásautomatára, valamint a hívásautomatát két végpont — a hívó és a hívott — együttes viselkedésének leírására alkalmaztuk, ami ugyancsak a lehetséges állapotok számát növelte. Ennek alapján a tervezendő rendszer számára a következő automaták felvétele látszott célszerűnek — amit a konkrét multiprocesszoros, elosztott vezérlésű hardware architektúra is indokolt.

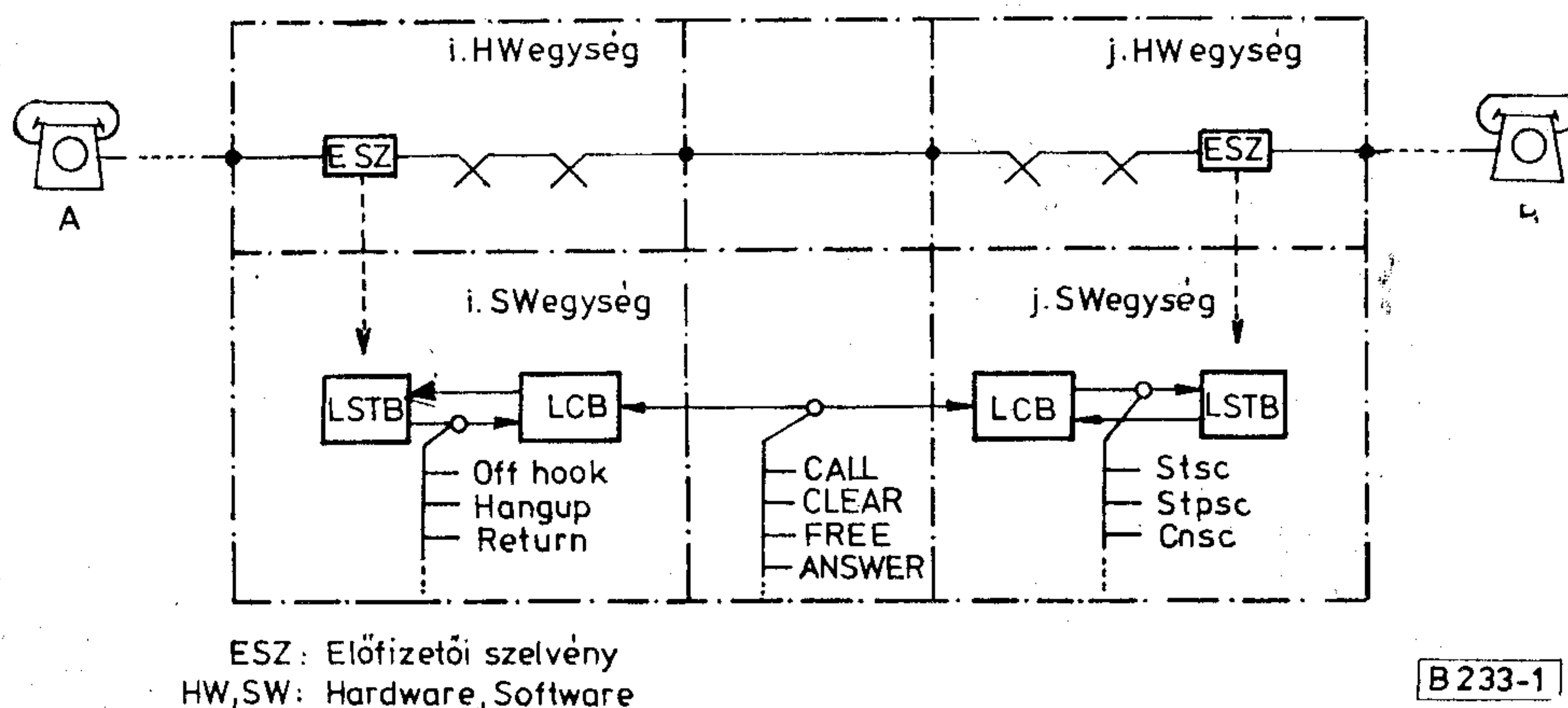
3.1. Jeltevő automaták (LSTB, TRSB, ASTB stb.)

Funkcionálisan a [4]-ben tárgyalt vonali automatának felelnek meg. A különböző végzódések felől (vonalak, trunkök, kezelő asztal stb.) érkező külső, fizikai jelzéseket veszik és továbbítják egységesen megválasztott és értelmezett belső jelekként a többi automata felé.

Így pl. a vonalak felől érkező jelekből (hurok zár és nyit) az LSTB automata előállítja a „hívás” (Call), a „számjegy” (Digit), „bontás” (Hangup), „hívott jelentkezik” (Offhook), „földelőgomb nyomás” (Return) jelzéseket (lásd 1, 2. ábra.)

3.2 Vonali automata (LCB)

Egyetlen végpont közvetlen vezérlését végzi a hívás ideje alatt. Hatáskörébe tartozik a hangok, csengetések kiadása, a kapcsolóút felépítése, bontása. Működése által valósul meg a jeltevő automata vezérlése, valamint a hívásban résztvevő másik végpontot vezérlő automatával való együttműködés. (Egy normál beszédkapcsolatban két LCB automata vesz részt, lásd. 1. ábra)



1. ábra. Normál beszédkapcsolatokban résztvevő automaták; tipikus jelek és jelutak

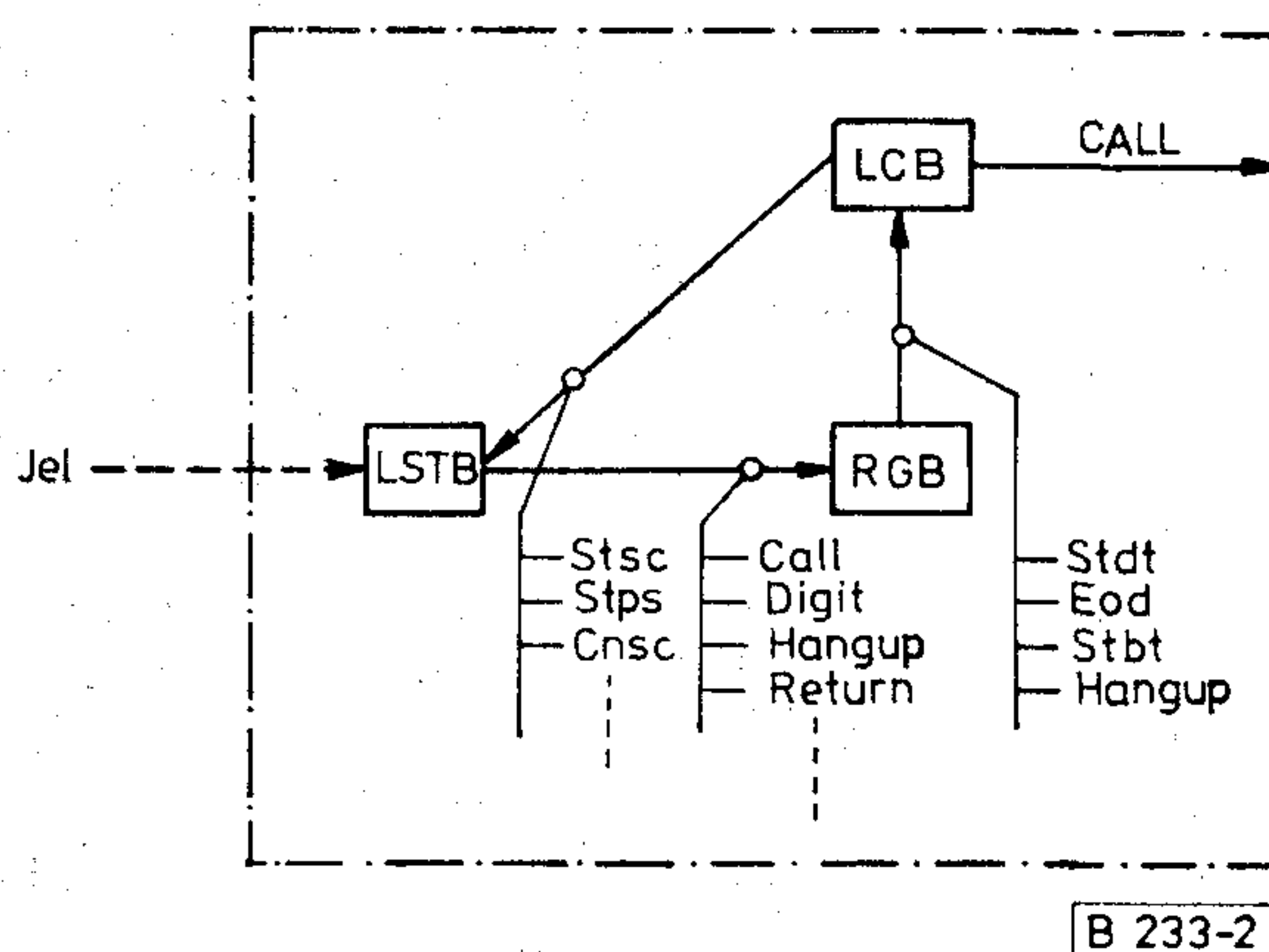
3.3 Regisztrar automata (RGB)

A hívásfelépítés alatt a hívószámokkal kapcsolatos logikai és vezérlési feladatokat látja el. Funkciója a hagyományos központok regisztereivel analóg. A hívásfelépítés során normál esetben egy LCB automatával működik együtt (lásd 2. ábra).

3.4 Szervező automata (COMB)

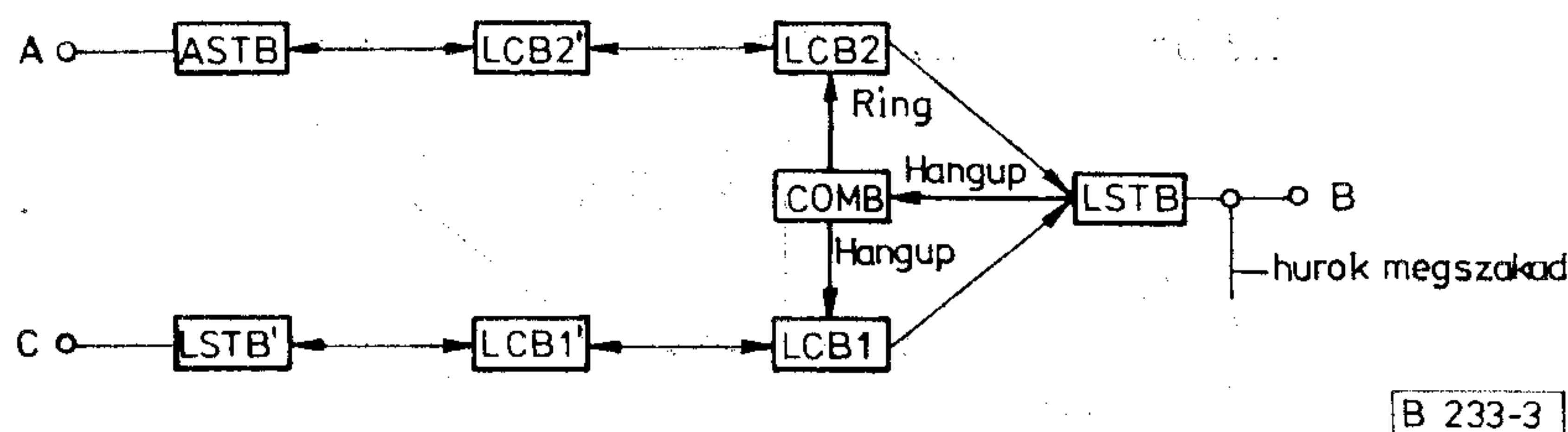
Az alapvető, hívó—hívott kapcsolatot vezérlő LCB—LCB, vagy a kezdeti hívásfelépítést vezérlő LCB—RGB automata konfigurációkon kívül bonyolultabb forgalmi helyzetek modellezéséhez nyilván bonyolultabb konfigurációkra is szükség van. Ezen bonyolultabb forgalmi helyzeteket formailag általában az jellemzi, hogy egyrészt kettőnél több végpont tartozik valamilyen módon egy híváshoz, vagy két hívás között kell valamilyen kapcsolatot teremteni. Ezekben az esetekben a szóbanforgó forgalmi helyzet vezérlésében tehát több LCB vagy RGB automata is részt vesz, melyek együttműködésének irányítására, a szükséges információk továbbítására hivatott a COMB automata (innen a neve, *communication block*).

Szervező funkcióját a COMB olyan módon kell ellátni, hogy fel tudja használni az egyszerű alapeseteket realizáló LCB és RGB automaták „tudományát”, és a bonyolult forgalmi helyzetek lebonyolításához szükséges algoritmusokból az egyszerű esetekhez képesti „többlet” lehetőleg a saját működése révén realizálódjon. Ez azt jelenti, hogy egy bonyo-



2. ábra. Hívásfelépítés konfigurációja a hívó oldalon

lultabb konfigurációban részt vevő LCB vagy RGB nem is tudja, hogy milyen hívásfajtában működik közre, a hozzákapcsolódó COMB automata révén ő mindig csak az egyszerű eseteknek megfelelő együttműködő partnerét látja. Így pl. a 3. ábrán egy befigyelő hívásban résztvevő automatákat láthatunk (A—B: kezelő-mellékállomás, B—C: mellék-mellékapcsolat), ahol a keresett fél, a B pont által küldött jeleket a COMB automata közvetíti az LSTB helyett a két kapcsolat megfelelő LCB automatáinak, persze a kívánt működésnek megfelelően módosítva azokat.



3. ábra. Kezelő (A) befigyel foglalt mellékállomás (B) beszélgetésébe, aki elfogadja a felajánlott hívást és letesz

4. Az automaták együttműködési mechanizmusa

A hívások lebonyolításának menetét az előzőekben definiált automaták együttműködésével tudjuk leírni. Az automaták állapotátmeneteik során — melyek természetesen mindig valamilyen input jel hatására következnek be — output jeleket is generálhatnak, melyek egy másik automata számára input jelként jelentkeznek. A központon belül egyidejűleg sok hívás élhet, azaz az LCB, RGB ... stb. automatáknak egyidejűleg sok implementációja létezhet. Amikor tehát egy adott hívás viselkedését írjuk le az automaták közötti jelzésváltások segítségével, hallgatólagosan feltételezzük, hogy az adott híváshoz tartozó automaták ismerik egymást, vagyis az output jelzések „célba” találnak. Az automaták híváspecifikus implementációja a 2. alatt említett erőforrások segítségével valósul meg. Minden egyes automatahoz, deklarációja pillanatában konkrét memória allokáció révén egy-egy erőforrást rendelünk, melyek az automata állapotátmeneteit végrehajtó reentrant programok híváspecifikus adatbázisát képviselik. Ezen erőforrások területén elhelyezett mutatók (pointerek) segítségével láncoljuk össze az egy hívásban résztvevő automatákat (illetve ezek adatbázisait). Az állapotátmenetek során kiadott jelzések tehát ezen pointerek segítségével jutnak el együttműködő partnereikhez.

Egy adott hívásban résztvevő minden automata azonban közvetlenül nem ismerheti összes társát. Ehhez egyrészt nagyobb memóriaigény (sok pointer!), valamint bonyolult mechanizmus tartozna. Célszerű volt az automatákat kapcsolataik-számát és típusát illetőleg is tipizálni. A már említett multiprocesszoros konfigurációt alapul véve a mutatók maguk is kétfélék lehetnek, úgymint belső (processzoron belüli erőforrást jelölő) és külső (más processzor memóriaterületén levő erőforrást jelölő) mutatók. Ezek után a 3. alatti automatákat kapcsolataik szerint az alábbi módon jellemezhetjük:

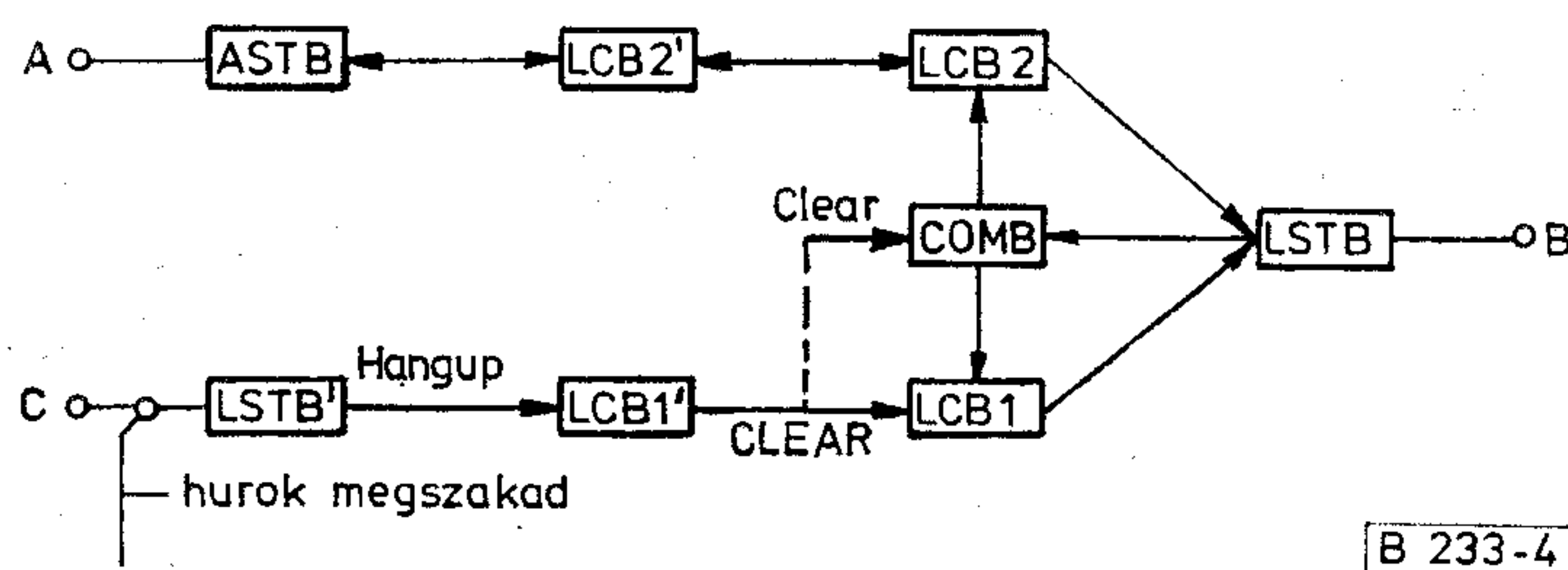
- A jellevő automatának egy belső kapcsolata lehet, vagyis egyetlen belső mutatója van, amivel a hívás során LCB, RGB vagy COMB automata erőforrására mutathat.
- A vonali automata egy belső és egy külső kapcsolatot létesíthet; a belső mutatója mindig egy jellevő automatára (a hozzá tartozó végpontra) mutat, a külső pedig egy másik vonali automatára.

- A regiszternek két belső mutatója lehet, melyekkel LCB vagy COMB automatákra mutathat.
- A COMB automata kapcsolatainak számát elvileg nem korlátoztuk, az eddig kialakult mechanizmusok szerint egy LCB-vel azonos szerepű külső-belső mutató páron kívül még maximum három belső mutatója lehet, melyekkel RGB, LCB és COMB típusú automatákra mutathat.

Ha már a modellezési rendszerünk alapját képező automata típusokat a 3. pont példái szerint meghatároztuk, akkor a további specifikáció előtti első lépés az együttműködési mechanizmus alapjainak tisztázása, ami pl. az előzőekben elmondottak szerinti döntésekben nyilvánul meg. Ezután meg kell vizsgálni néhány tipikus esetet, aminek elemzéséből a jelzésátviteli mechanizmussal szembeni esetleges különleges követelményeinket kell levezetni. Ha ez túl bonyolult rendszert eredményezne, akkor célszerű az alapmodellen változtatni. Pl. azt, hogy az az egyszerű, magától értetődő mechanizmus, hogy a kiadandó jeleket a vonatkozó pointer által kijelölt automatának kell továbbítani, nem elegendő, azt az alábbi egyszerű példán mutatjuk meg:

Tekintsük ismét a 3. ábrát, mely a befigyelő hívásban résztvevő automatákat mutatja. Ha a C oldal bont, akkor a 4. ábra szerinti jelzések továbbítása következik be. A COMB automata erről nem értesül, mivel LCB1 őt nem ismeri, és csak a normál hívásban szükséges tennivalókat végzi (B foglaltsági hangot kapna). Viszont erre a jelzésre COMB-nak szüksége van, ha az ilyenkor megkívánt szolgáltatást — vagyis a kezelő és a keresett mellék normál beszédkapcsolatba való összekapcsolását — biztosítani akarjuk. Tehát olyan jelzésátviteli mechanizmusra lenne szükség, mely a CLEAR jelzést a COMB automatának is eljuttatja. Hogy egy ilyen jelzésismétlésre mikor van szükség, azt aránylag egyszerű módon el lehet dönteni, csak a címzett LCB1-hez tartozó végpont (LSTB) mutatóját kell megvizsgálni. Ha az nem magára az LCB1-re mutat, akkor a jelzést továbbítani kell az általa kijelölt erőforrás automatájának is, vagyis ebben az esetben a COMB-nak.

Az eddig feldolgozott szolgáltatások során a jelzés-átviteli rendszerrel szemben ennél bonyolultabb követelmény nem adódott, sőt ezt is csak a processzorok közötti, vagyis a külső mutatók által kijelölt kapcsolatokban elküldött jelzésekre kellett előírni. Ezért az



4. ábra. Befigyelési állásban a keresett fél (B) partnere (C) bont

eddig és az ezután ábráinkon a belső illetve külső jelzéseket meg is különböztetjük (kis-, illetve nagybetűvel írjuk a neveiket).

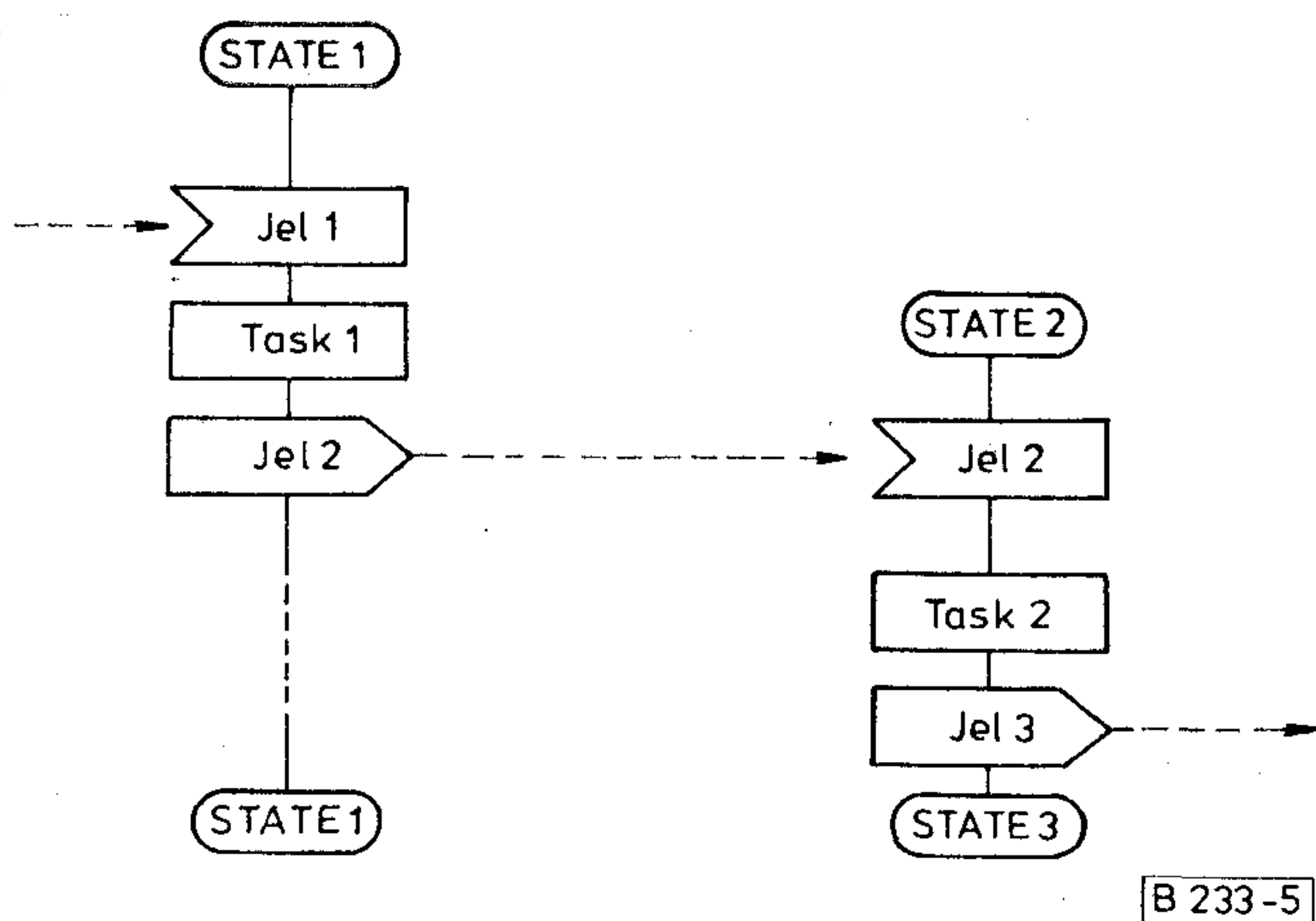
5. A hívások lebonyolításának specifikációja

Az egyes hívásfajták lebonyolításának menetét, a normális és különleges forgalmi eseteket az előző pontban definiált automata együttműködésének leírásával adjuk meg. Ehhez szükségünk van bizonyos formai eszközökre, hiszen itt a verbális módszerek nem elég szemléletesek és főleg igen terjedelmesek.

Maguknak az automataknak leírására a CCITT által ajánlott SDL nyelvet alkalmazzuk [1]. Azonban a gyakorlat azt mutatta, hogy szükség van olyan eszközre is, amely az automata együttműködésének ábrázolására helyezi a hangsúlyt. Az együttműködés ábrázolása bizonyos mértékig az SDL-ábrák segítségével is lehetséges — nevezetesen az input és output jelek grafikusan jelölt összekapcsolásával (lásd 5. ábra) — de ez bonyolultabb esetekben terjedelmes rajzokat eredményez. Tömörebb, áttekinthetőbb ábrázolásra van szükség. Ilyet a telefonteknika szakemberei már régen kitaláltak, — létra diagramnak hívják —, ami egy kis formai módosítással választott modelljeink, a véges automata együttműködésének ábrázolására is kiválóan alkalmasnak bizonyult. A kíváncsi itt is, akárcsak a jelfogós áramkörök esetén az, hogy a külső és belső jelek, állapotváltozások ok-okozati, tehát sorrendi viszonyait egyértelműen ábrázoló rajzok szülessenek, mivel a rendszer működését legtöbbször ezek határozzák meg (a jelek sorrendisége a legtöbbször önmagában döntést eredményez a működésekben, kombinációs alternatívák ritkábban fordulnak elő, lásd [2]-ben is). A jelfogós áramkörök esetén a létra, mint leíró eszköz, alkalmas arra, hogy követni lehessen egy változás, esemény hatásának terjedését a rendszeren belül. Aki pedig már tervezett bonyolult jelfogós áramkört, az tudja, hogy a létra mint tervezési segédeszköz is kiváló, egy jó tervező ugyanis először a tervezendő áramkör létráját rajzolja meg, és ehhez tervez jelfogót és kontaktushálózatot. Mi is mint tervezési segédeszközt vezettük be a létrát, amit a bemutatásra kerülő formában *flowgrammnak* kereszteltünk el, utalva arra, hogy az események folyamatának ábrázolására hivatottak.

A flowgrammokon függőlegesen, felülről lefelé az egyes automataknak a vízszintesen feltüntetett jelzések hatására végbemenő állapotátmeneteit láthatjuk. A tervezőnek ilyen módon kell megadnia, hogy milyen állapotokból milyen jelzés hatására milyen másik állapotba kívánja hozni a tárgyalt automatait. Emellett egyszerűen feltüntetheti azt is, hogy az egyes állapotmenetekben melyik, a szolgáltatást igénybevevő végződésről is észlelhető telefonos tevékenység indítását, illetve leállítását (pl. csengetés, hang, időzítés) kívánja elvégeztetni.

A hívásfeldolgozó rendszert akkor tekintjük specifikáltnak, ha minden elképzelhető forgalmi szituációra megszülettek a flowgrammok. Ez egyúttal azt



5. ábra. Input és output jelek grafikusan jelölt összekapcsolásai SDL diagramokon

jelenti, hogy minden állapotot és jelzést definiálunk. Az ezután következő lépés a flowgrammok szintézise SDL diagramokká, vagyis az egyes automata-állapotokban előforduló átmenetek összesítése és megtervezése. A tervezés alatt az átmenetekben elvégzendő „task”-ok specifikációjának elkészítését értjük. (Az SDL diagramokon ezen task-ok nevei szerepelnek csupán).

Példaképpen a 6–10. ábrákon az egyszerű hívásfelépítés alapeseteit, a 11. ábrán pedig a bonyolultabb forgalmi szituációk közül a már említett befigyelő hívásszituációt ábrázoljuk.

Az ábrák önmagukért beszélnek, különösebb magyarázatot nem igényelnek. Az egyes automata állapotok és jelzések rövid jellemzését a melléklet tartalmazza.

A flowgrammok után elkészített SDL diagramok (12, 13. ábra) és az azokban definiált taskok képezik a tényleges programozói munka kiinduló pontját. Erről, vagyis az „automaták” programozásáról azonban már egy következő cikkben fogunk beszámolni.

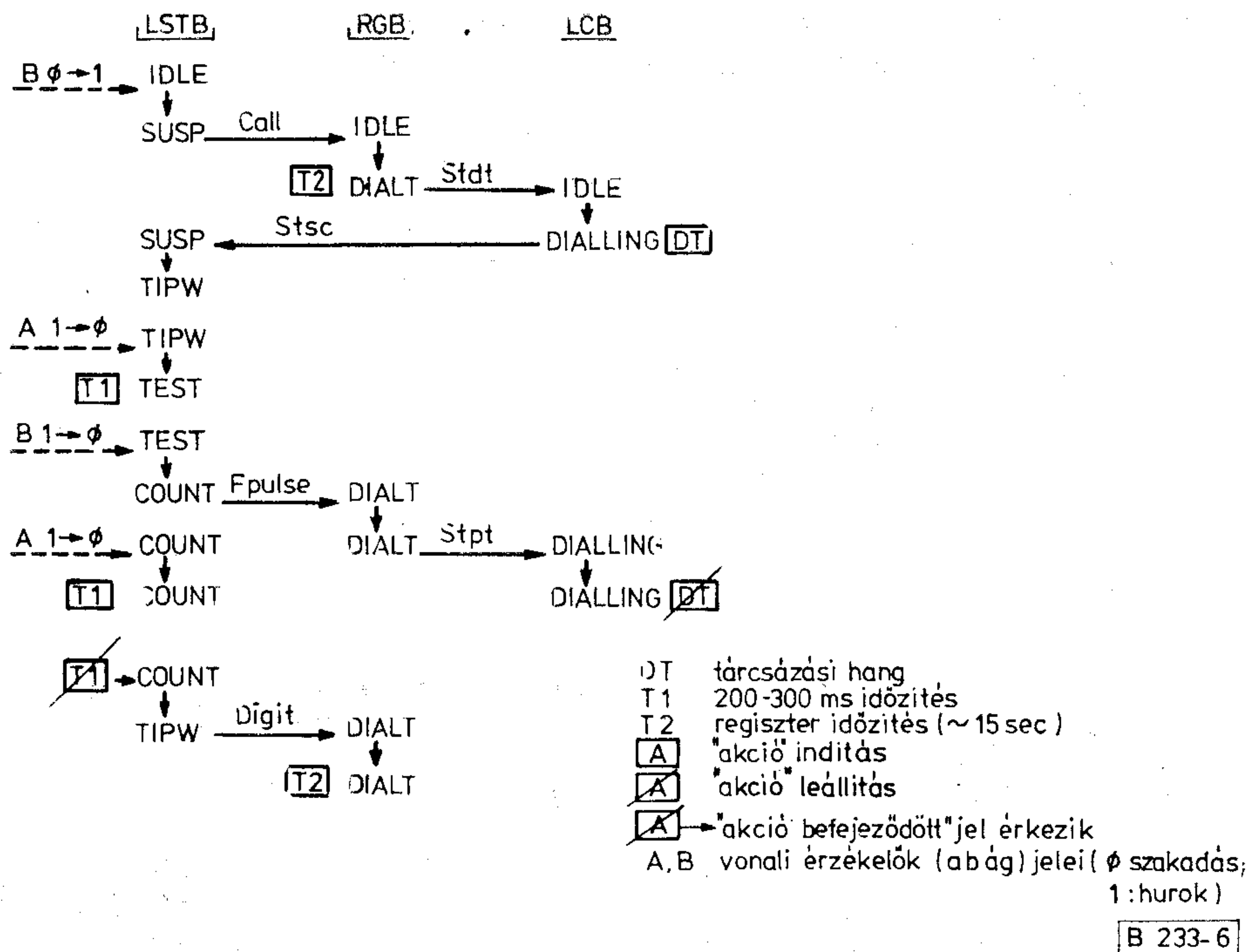
Melléklet

1. Jelvevő automata állapotai:

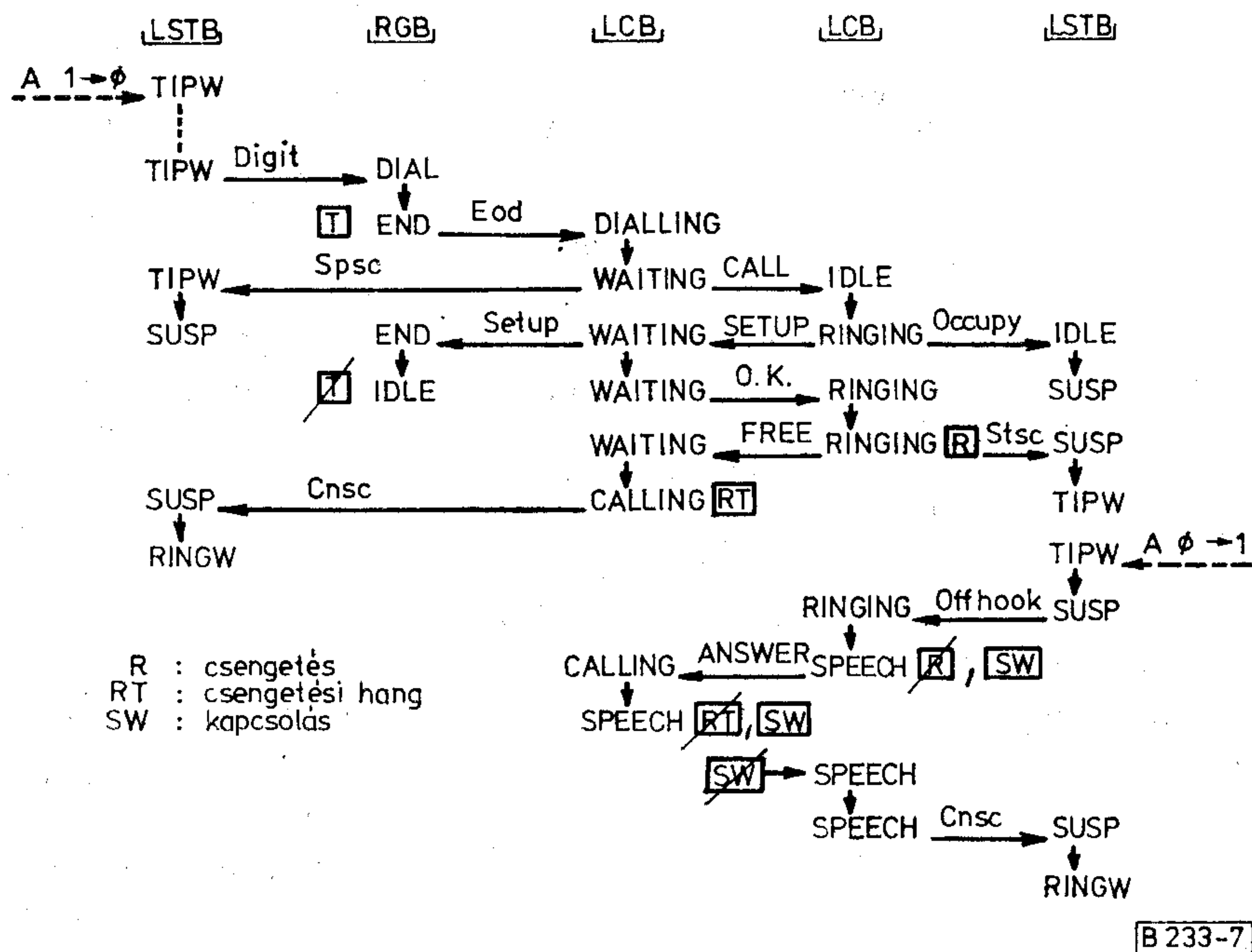
IDLE	Nyugalmi állapot, híváskeresés folyik
SUSP	Bejövő jelek érzékelése felfüggesztve
TIPW	Jelek érzékelése mindkét ágon folyik
TEST	A vonali állapot megváltozása után létrejövő állapot: itt kell eldönteni, hogy milyen jelzés indult (szakadás vagy földelőgomb)
COUNT	Számbevételezés folyik
RINGW	Bontásfigyelés folyik

2. Vonali automata állapotai:

IDLE	Szabad, nincs deklarálna
DIALLING	Az RGB működése alatti állapot, funkciója a tárcsázási hang vezérlése



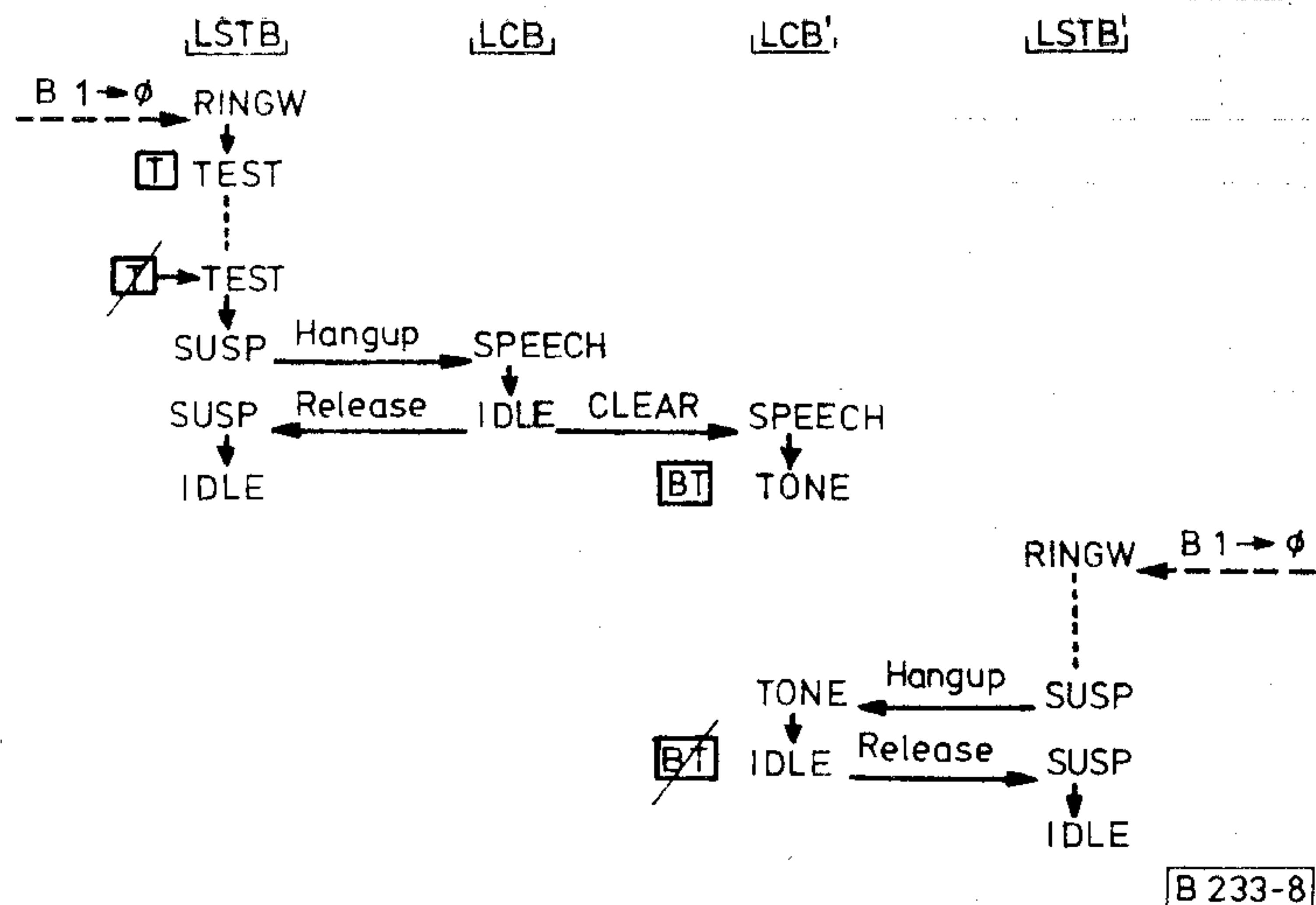
6. ábra. Előfizető hív, első számjegy (2-es) beadása



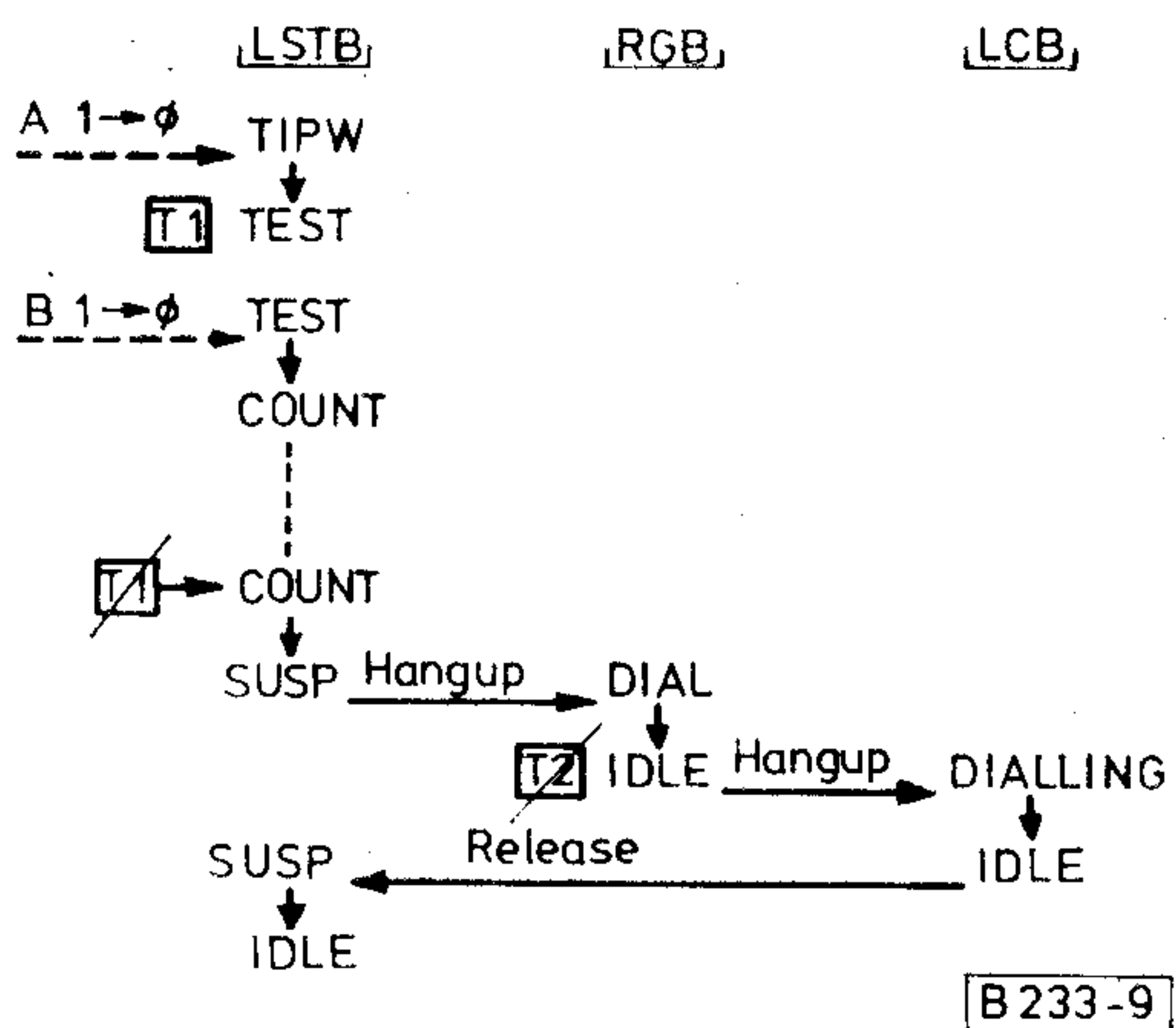
7. ábra. Helyi hívás: utolsó számjegy beadása, hívott csengetése, hívott jelentkezik

WAITING A szabadútkeresés alatti átmeneti állapot
CALLING Csengetési hang adása folyik
RINGING Csengetés, hívott oldali útkeresés
SPEECH Beszédállapot

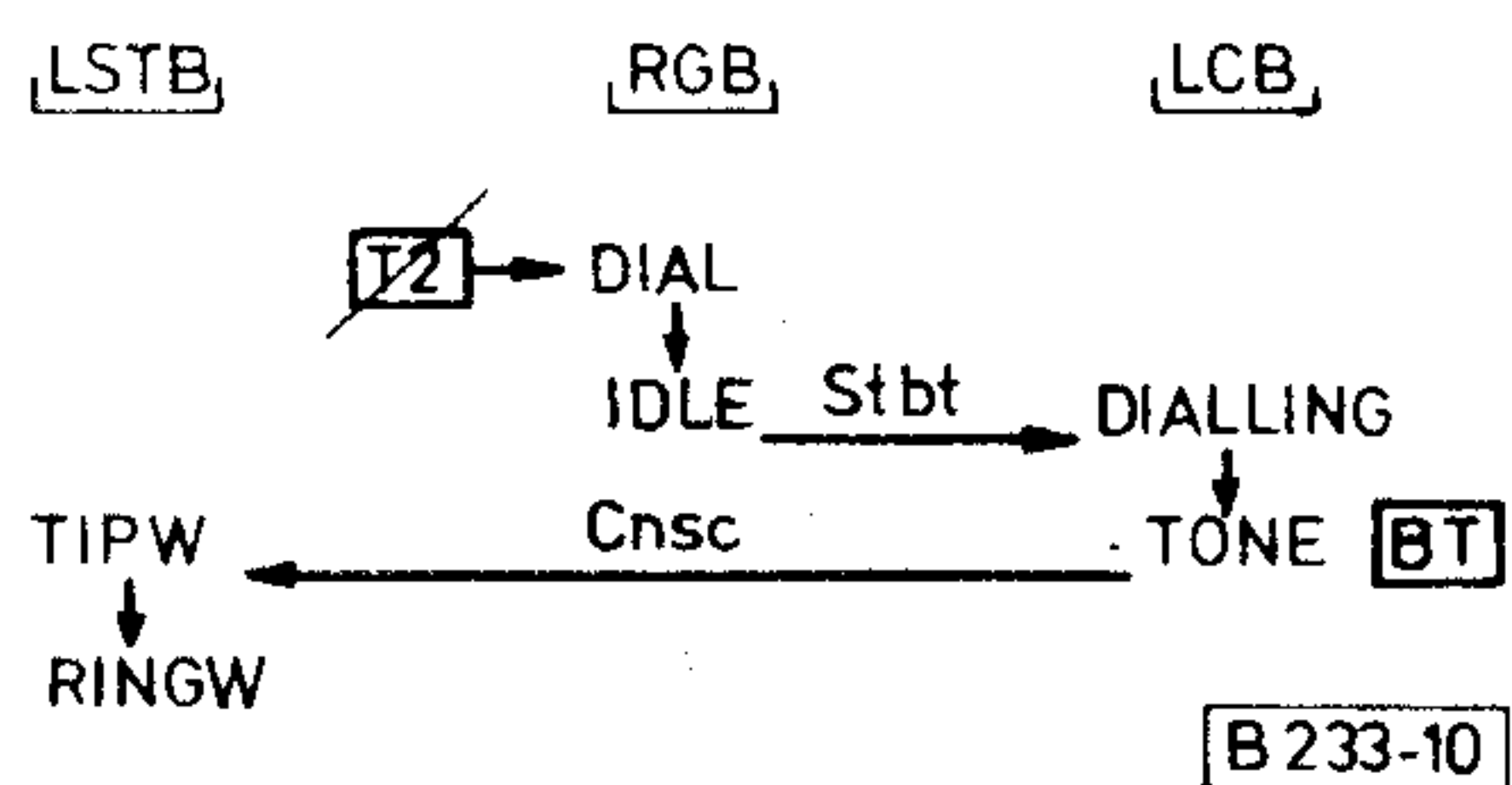
TONE Foglaltsági hang adása
PATH Közvetítő állás
OVERRIDE Befigyelési állapot, hívó oldal (Figyelmeztető hang adás)



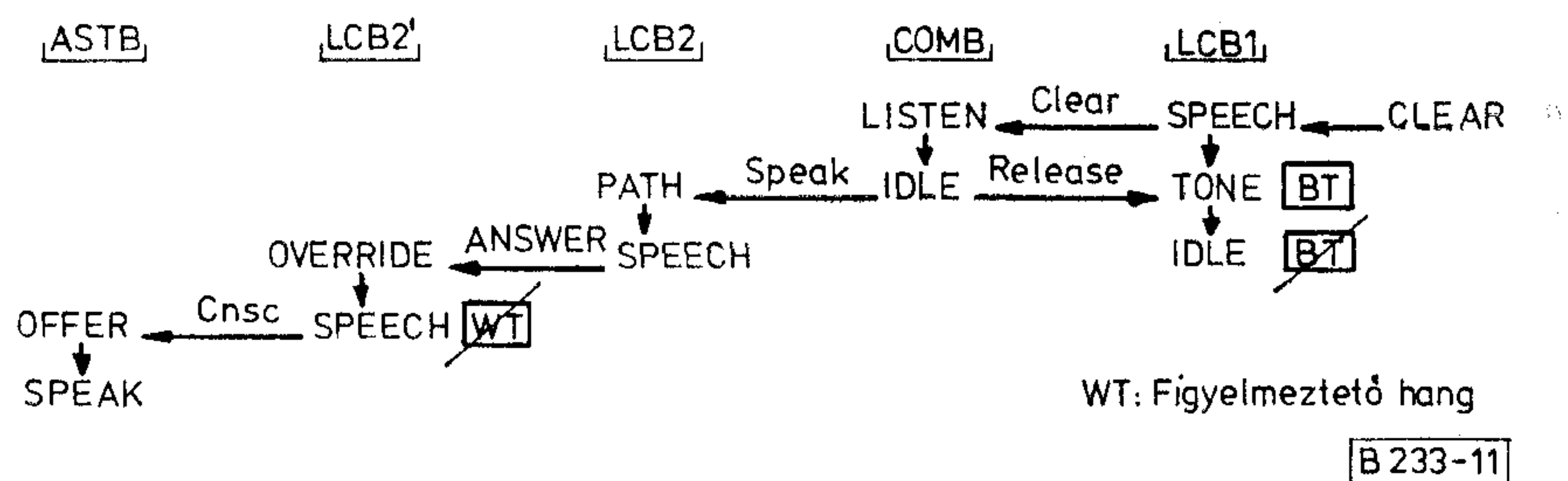
8. ábra. Helyi beszélgetés bontása



9. ábra. Korai bontás



10. ábra. Regiszter „leidőzít”



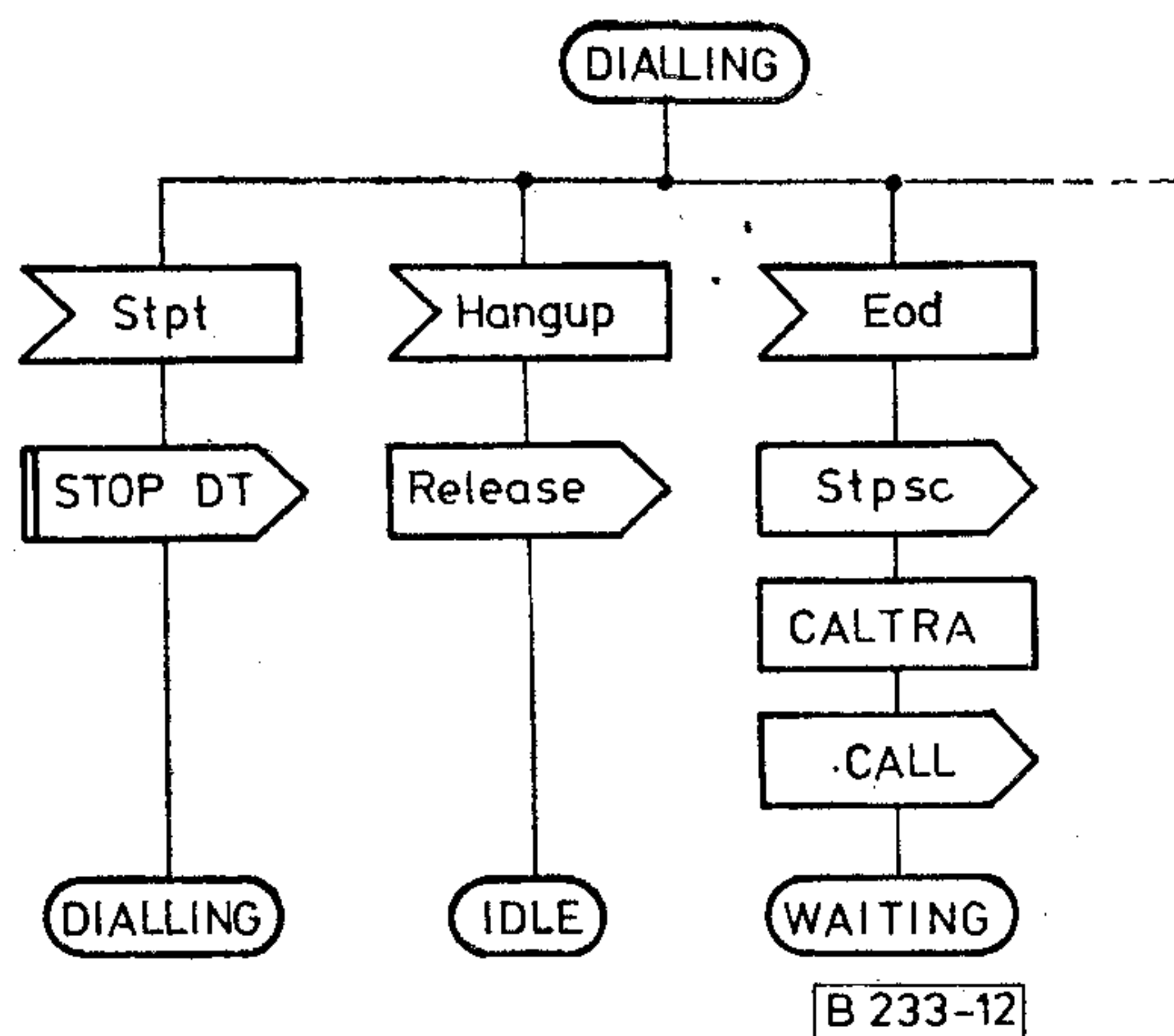
11. ábra. Befigyelési állásban hívott m. a. partnere bont

3. Regiszter automata állapotai:

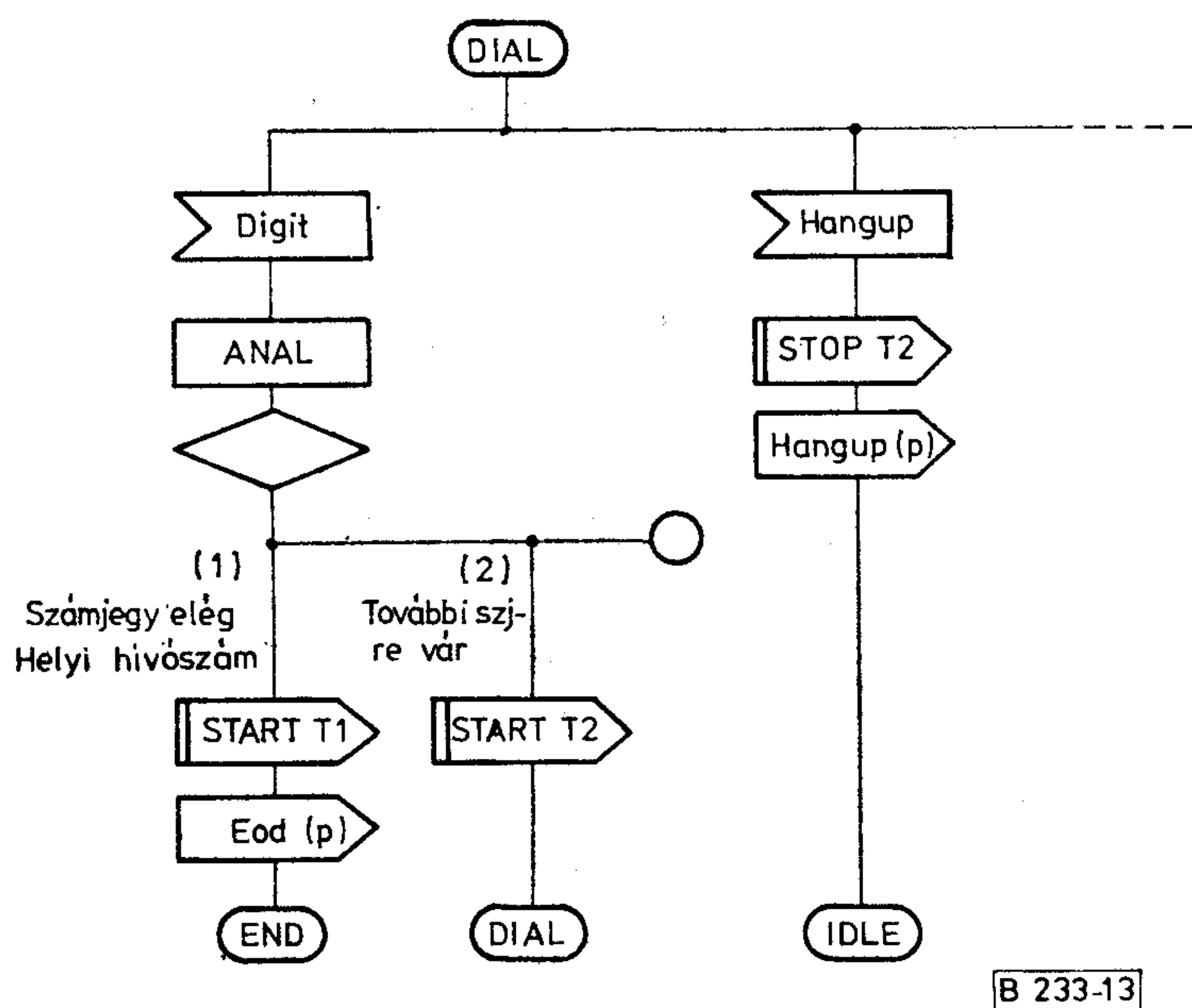
DIALT	Az első számjegy érkezését várja
DIAL	Számjegybevételezés. Időzítés számjegyenként indul
END	Választási információ rendelkezésre áll

4. A külső kapcsolatokban alkalmazott jelzések (üzenetek)

CALL	A hívott és hívó adatait tartalmazó üzenet, a hívott oldali tevékenység indítását kéri
SETUP	A hívott oldali szabad kapcsolóút információt ajánlja fel a hívónak választás céljára
O. K.	A hívó oldal tudott választani, és a kiválasztott útszakaszt közli hívott oldallal
FREE	Hívott oldali csengetés indul, a hívó oldali választást hívott oldal elfogadja
ANSWER	Hívott jelentkezik, beszédállapot létrejött
CLEAR	Bontás (hívó vagy hívott oldal)



12. ábra. LCB „DIALLING” átmeneteinek SDL diagramja



13. ábra. RGB „DIAL” átmeneteinek SDL diagramja

5. Belső kapcsolatok jelzései:

Call	Hívás keletkezett
Stdt	Tárcsázási hang indítása (Start dial-tone)
Stsc	Számbevételezés indítása (Start scanning)
Fpulse	Első hurokmegszakítás (First pulse)
Stpt	Hang adás leállítás (Stop tone)
Hangup	Végpont bontott
Release	Végpont-felszabadítás
Cnsc	Bontásfigyelés indul (Continue scanning)
Speak	Beszédállásba kapcsol
Stbt	Foglaltsághang-adás indul (Start busy tone)
Stpsc	Jelérzékelés felfüggesztése (Stop scanning)
Eod	Számjegybevételezés vége (End of dialling)
Ring	Csengetés indul

I R O D A L O M

- [1] CCITT-ajánlások; Orange Book, Vol. VI./4. Z101—104
- [2] Horváth Gyula: Távbeszélő központ identifikálása (BHG tanulmány; 1973)
- [3] Horváth Gyula: Telefonközponti ismereteink tudományos feldolgozásának problémái Híradástechnika 20. évf. (1969), (197—202.)
- [4] Makay A.: QA96 programvezérlő rendszere BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények. 1980. 11. szám
- [5] M. T. Hills, S. Kano: Programming electronic switching systems 1976. Published by Peter Peregrinu Ltd.
- [6] N. E. Kobrinszkij; B. A. Trakhtenbrot: Introduction to the theory of Finite Automata North-Holland Publishing Company, Amsterdam, 1965.
- [7] Horváth Gyula: Kapcsoló központok identifikálása. Mérés és Automatika 24. évf. (1976) 12. szám. (454—458.)
- [8] Horváth Gyula: Távbeszélő központok folyamatábrái Híradástechnika 29. évf. (1978), (39—46. o.)

A hírközlő csatorna kapacitása

DR. KERPÁN ISTVÁN
KKVMF

1. Bevezetés

A hírközlő csatorna teljesítőképessége jellemezhető analóg paraméterekkel. Elsősorban a teljesítmény (S) és a zajteljesítmény (N) hányadosával a zajtényezővel (S/N), valamint a (B) sáv szélességgel (ill. a csillapításnak és a csoportfutási időnek — ha azok a B sávban nem konstansok — frekvenciafüggésével). Digitális csatornák teljesítőképességét elsősorban a jelsebességgel (elemei jelek száma/sec = v_j , Baud), vagy a bitsebességgel (bináris elemi jelek száma/sec = v_b , bit/s) és a hibaarányal, ill. (ha az stabil) az azzal megegyező hibavalószínűséggel (p = hibás jelek/összes jel) szokás jellemezni.

A C. E. Shannon alapvető munkájával [1] megalapozott és az elmúlt jó harminc évben kiegészített információelmélet a csatornkapacitásnak (C) nevezett, shannon/sec (sh/s) egységben kifejezhető egzakt mértéket dolgozott ki a szakma a hírközlő csatorna teljesítőképességének jellemzésére. Ez és a vele összefüggő további fogalmak már régen bekerültek a CCITT Ajánlásaiba (l. pl. 2 Vol. III-2, Rec. G. 702, 2007 s Vol. VIII. LIST OF DEF. 53.04), és megjelentek a híradástechnikai szakszótárakban (l. pl. [4] és [5]).

Elsősorban az alábbi fogalmakról van szó (a definíciókat [3]-ból idézzük):

Információ

Közlemény, üzenet, hír, mennyiségileg kifejezhető formában.

Az információ mennyiségének egysége a *shannon* (sh). Az az információ, amelyet két, teljes eseményrendszert alkotó, egymást kizáró, azonos valószínűségű esemény egyikének bekövetkezése ad.

Információsebesség

Az időegység alatt áthaladó információ mennyisége (sh/s).

Csatornkapacitás

A csatornán időegység alatt maximálisan átvihető információ mennyisége (sh/s).

Az információmennyiség, az információsebesség, a csatornkapacitás (és a velük összefüggő paraméterek) számszerűen megadható mennyiségi jellemzők. Az üzenetforrás és az üzenetátvivő csatorna statisztikus jellemzőiből (az egyes üzenetek kibocsátásának,

és jó vagy hibás vételének a valószínűségeiből) származtathatók. Gyakorlati jelentőségük — legalábbis a hírközlés szempontjából abban van, hogy kifejezik az üzenetek kódolásához és kódolási eszközökkel való védelméhez, megbízható átviteléhez minimálisan szükséges jelölők (pl., számjegyek ill. az azokat reprezentáló villamos impulzusok számát.)

Az információelméletnek a kódolással való szoros kapcsolatára mindig rámutattak (l. pl. [2] 161. old.). Amire mi itt kísérletet teszünk: az a tárgyalt fogalmak felépítésében kiemelt és következetes érvényesítése annak, hogy az információmennyiséget az üzenetek kódolásához minimálisan szükséges átlagos bináris jelölőszámként, a zajos csatornán fellépő veszteséget pedig a megbízható átvitelhez szükséges bináris többlet-jelölők átlagos számának minimumaként értelmezzük (ez az értelmezés a matematikai követelményeket korrekten teljesíti, ha — mint azt a továbbiakban feltételezzük — a rendszer statisztikus jellemzői stacionáriusak, azaz időben stabilak, és ez a stabilitás a rendszer előéletétől függetlenül érvényesül, azaz a rendszernek nincs memóriája).

Ebben a (célunknak megfelelően erősen leszűkített) megközelítésben az egy darab, a kódolás során a leggazdaságosabban kihasznált, megbízhatóan kezelt bináris elemi jelnek (magyarán, egy „hasznos bitnek”) egy shannon információ a megfelelője.

Ez a megközelítés adalékul szolgálhat az információelméleti fogalmak objektív tartalma értelmezéséhez is. Célunk azonban most nem több, mint előmozdítani a tárgyalt fogalmak tudatos használatának terjedését.

2. Forrásjellemzők

Tegyük fel, hogy ismerjük egy üzenetforrás (jele: X) üzeneteinek ($x_1, x_2, \dots, x_N$) számát (N), és az üzenetek stabil relatív gyakoriságait azaz $P(x_1), P(x_2), \dots, P(x_N)$ előfordulási valószínűségeit és feladatunk egy gazdaságos bináris kód megszerkesztése (azaz x_i üzenetek mindegyikéhez a 0 és az 1 szimbólumokból álló n_i bithosszúságú variációk hozzárendelése).

Kérdés: mennyi az ($n_1, n_2, \dots, n_N$) hosszúságú kódszavak (valószínűségeikkel súlyozott) átlagának elérendő (vagy legalább megközelítendő) $n_{\min}$ alsó határa?

Nézzünk két példát.

1. példa:

$$\begin{aligned} P(x_1) &= 0,25 & x_1: 00 \\ P(x_2) &= 0,25 & x_2: 01 \\ P(x_3) &= 0,25 & x_3: 10 \\ P(x_4) &= 0,25 & x_4: 11 \end{aligned}$$

(Az egyszerűség kedvéért a forrás i -edik üzenetét és annak binárisan kódolt alakját egyaránt x_i -vel jelöljük.)

$$\text{E példában } N=4; \quad P(x_i) = \frac{1}{N} = \text{konst.} = 0,25$$

$$\bar{n}_i = \text{konst.} = \log_2 N = 2.$$

Mivel minden szó egyforma hosszú (zárt kód), nincs szükség a szóelválasztó jelekre (pillanat-kód). Két szót választhatnánk rövidebbre (pl. $x_1=0$, $x_2=1$), de akkor mindegyik szó után szóelválasztó jelre lenne szükség.

$$\bar{n} = 0,25 \cdot 2 \cdot 4 = 2 \text{ [bit/üzenet].}$$

2. példa:

$$\begin{aligned} P(x_1) &= 0,5 & x_1: 0 \\ P(x_2) &= 0,25 & x_2: 10 \\ P(x_3) &= 0,125 & x_3: 110 \\ P(x_4) &= 0,125 & x_4: 111 \end{aligned}$$

Ez is pillanatkód (szóvég van, ha 0 vagy a 3. 1-es érkezik).

$$\bar{n}_i = 0,5 + 0,25 \cdot 2 + 0,125 \cdot 3 \cdot 2 = 1,75 \text{ [bit/üzenet].}$$

Tanulság: az a célszerű, ha

$$n_i = \log_2 \frac{1}{P(x_i)} \text{ [bit].}$$

(Ez csak abban a kedvező esetben érhető el, ha n_i egész számnak adódik.)

S ezzel

$$\begin{aligned} \bar{n}_{\min} &= P(x_1) \cdot \log_2 \frac{1}{P(x_1)} + P(x_2) \log_2 \frac{1}{P(x_2)} + \dots \\ &\dots + P(x_N) \log_2 \frac{1}{P(x_N)} = \sum_{i=1}^N P(X_i) \log_2 \frac{1}{P(X_i)} = \\ &= H(X) \left[\frac{\text{sh}}{\text{üzenet}} \right]. \end{aligned} \quad (1)$$

$H(X)$ a forrás entrópiája, amit a kibocsátott üzenetek átlagos információ tartalmának is neveznek. Ez adja meg $\bar{n}_{\min}$ -ot, azaz a minimális átlagos bináris szóhosszúságot.

Ha $H(X)$ entrópiájú forrás kódolásához átlagosan $\bar{n} > \bar{n}_{\min}$ bitet használunk fel, akkor e kódolt forrás relatív entrópiája, azaz a jelölők kihasználási határfoka:

$$H_{\text{rel}} = \eta_X = \frac{H(X)}{\bar{n}} = \frac{H(X)}{H_{\max}(X)}. \quad (2)$$

(Az $\bar{n} = H_{\max}(X)$ helyettesítés azt fejezi ki, hogy $\bar{n}$ bittel max. ugyanannyi sh entrópiájú forrást lehet kódolni.)

A maximális hatásfok 1 (100%).

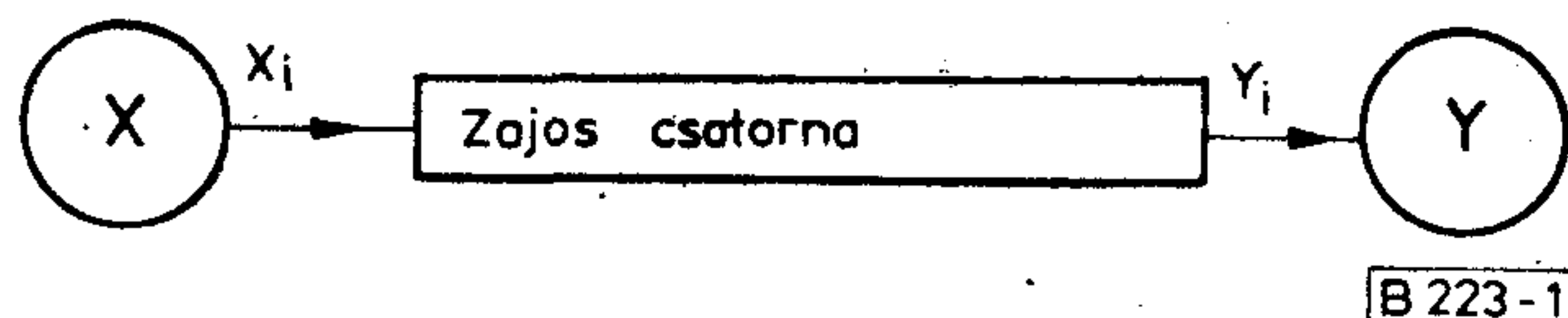
A hatásfok-csökkenés (ha $H/X < \bar{n}$):

$$R = 1 - \frac{H(X)}{H_{\max}(X)} = 1 - \frac{\bar{n}_{\min}}{\bar{n}}. \quad (3)$$

R neve: terjengősség (redundancia).

3. Digitális csatorna kapacitása

Abból indulunk ki, hogy az X üzenetforrás x_i üzeneteit digitálisan, mégpedig a leggazdaságosabban kódolt bináris alakban, $\bar{n} = \bar{n}_{\min} = H(X)$ átlagos szóhosszúsággal, egy zajos csatornán visszük át. Valamely x_i adásának ($i=1, 2, \dots, N$) eredményeként az Y rendeltetési helyre (nyelő) valamely y_j jelű ($j=1, 2, \dots, M$) kódszó érkezik (l. 1. ábra).



1. ábra. Zajos csatornát tartalmazó rendszer modellje

Jelentse a jó vételt $i=j$, a hibás vételt pedig az $i \neq j$.

Azt az eseményt, hogy egy már kiválasztott x_i adásának eredményeként éppen egy kiválasztott y_j -t veszünk, (y_j/x_i) jelű „feltételes eseménynek” fogjuk nevezni.

A vizsgált rendszer szempontjából az abban elhelyezett zajos csatornát statisztikus értelemben kielégítően jellemzik az (y_j/x_i) „feltételes eseményeknek” a kellően nagyszámú kísérletből megállapított, stabilitást mutató

$$\begin{aligned} P(y_j/x_i) &= \\ &= \frac{x_i \text{ és } y_j \text{ együttes előfordulásának a száma}}{x_i \text{ előfordulásának a száma}} = \\ &= \frac{P(x_i y_j)}{P(x_i)} \end{aligned} \quad (4)$$

feltételes valószínűségek. A teljes rendszert pedig a $P(y_j/x_i)$ és a $P(x_i)$ valószínűségek. Ezek ismeretében kiszámíthatók az y_j vett kódszavak $P(y_j)$ valószínűségei ($P(x_i y_j) = P(y_j/x_i) \cdot P(x_i)$; $P(y_j) = \sum_{i=1}^N P(x_i y_j)$). S kiszámíthatók az (x_i/y_j) események $P(x_i/y_j)$ valószínűségei is

$$\left(P(x_i/y_j) = \frac{P(x_i y_j)}{P(y_j)} \right).$$

Az (x_i/y_j) „feltételes eseményt” — fentiekkel összhangban jelentse a következő: y_j ismeretében meg tudjuk (pl. egy megbízható ellenőrző rendszer útján), hogy melyik x_i adása váltotta ki?

Zajmentes csatornán

$$P(x_i/y_j)=P(y_j/x_i)=\begin{cases} 1, & \text{ha } i=j, \\ 0, & \text{ha } i\neq j. \end{cases}$$

Zajos csatornán (bármely i -re és j -re)

$$0 \leq P(x_i/y_j) \leq 1.$$

Úgynevezett bináris szimmetrikus csatornán (BSC), ami gyakran jól használható modell:

$$P(1/0) = P(0/1) = p,$$

$$P(0/0) = P(1/1) = 1 - p.$$

(a p bithiba-valószínűség pl. távíró áramkörökön rendszerint 10^{-4} nagyságrendű).

Ismeretes, hogy zajos csatornán is lehetséges a megbízható (elhanyagolhatóan kicsiny tévesztési valószínűségű) üzenetátvitel. Ehhez többlet-jelölők alkalmazásával a hibák ellen védő (hibafelismerő vagy hibajavító) kódot kell alkalmazni. (Egy triviális példa: minden üzenetet többször adunk, s ha nem mindegyiket egyformán vesszük, akkor ismétlést kérünk. Ez azonban nagyon gazdaságtalan eljárás.)

Kérdés: az adott rendszer zajos csatornáján a megbízható átvitelhez üzenetenként átlagosan szükséges bináris többletjelölők számának mekkora az alsó határa, amely *alsó határnak a jele $H(x/y)$, a neve veszteség* lesz?

A veszteség megállapítására a zajos üzemi csatornát a 2. ábrán feltüntetett, megbízható üzenetátvitelt megvalósító rendszerben helyezzük el.

Működése: x_i üzenet adása és a zajos üzemi csatornán való átvitele nyomán vesszük y_j -t; y_j -t az arra szolgáló megbízható csatornán visszajelentjük a vevőoldaltól az adóoldalra; adóoldalon, y_j és x_i ismeretében, a lehető leggazdaságosabban kódoljuk az (x_i/y_j) „feltételes üzeneteket”, és átvisszük azokat a megbízható korrigáló csatornán. A vevőben y_j és (x_i/y_j) ismeretében előállítható x_i .

Az (x_i/y_j) feltételes üzenet x_i közlését jelenti egy olyan címmel, amelyik y_j -t már ismeri. Az (X/Y) jelű forrás (x_i/y_j) üzenetei a már értelmezett $P(x_i/y_j)$ feltételes valószínűségekkal fordulnak elő.

A veszteség mértékének egy korrigáló csatornán üzenetenként átlagosan átvendő bináris jelölők számát tekintjük. Ezt — bármely kiválasztott y , mellett — az entrópia (1) összefüggésének az értelemszerű alkalmazásával a

$$\sum_{i=1}^N P(x_i/y_j) \cdot \log_2 \frac{1}{P(x_i/y_j)} \left[\frac{\text{sh}}{\text{üzenet}} \right] \quad (5)$$

adja meg.

Az (5) kifejezés az egyes y_j vett üzenetekre más és más értékű lehet. Az összes y_j -re vett (a $P(y_j)$ valószínűségekkel súlyozott) átlaga adja a keresett veszteségeket:

$$H(X/Y) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N P(y_j) P(x_i/y_j) \log_2 \frac{1}{P(x_i/y_j)} \left[\frac{\text{shannon}}{\text{üzenet}} \right]. \quad (6)$$

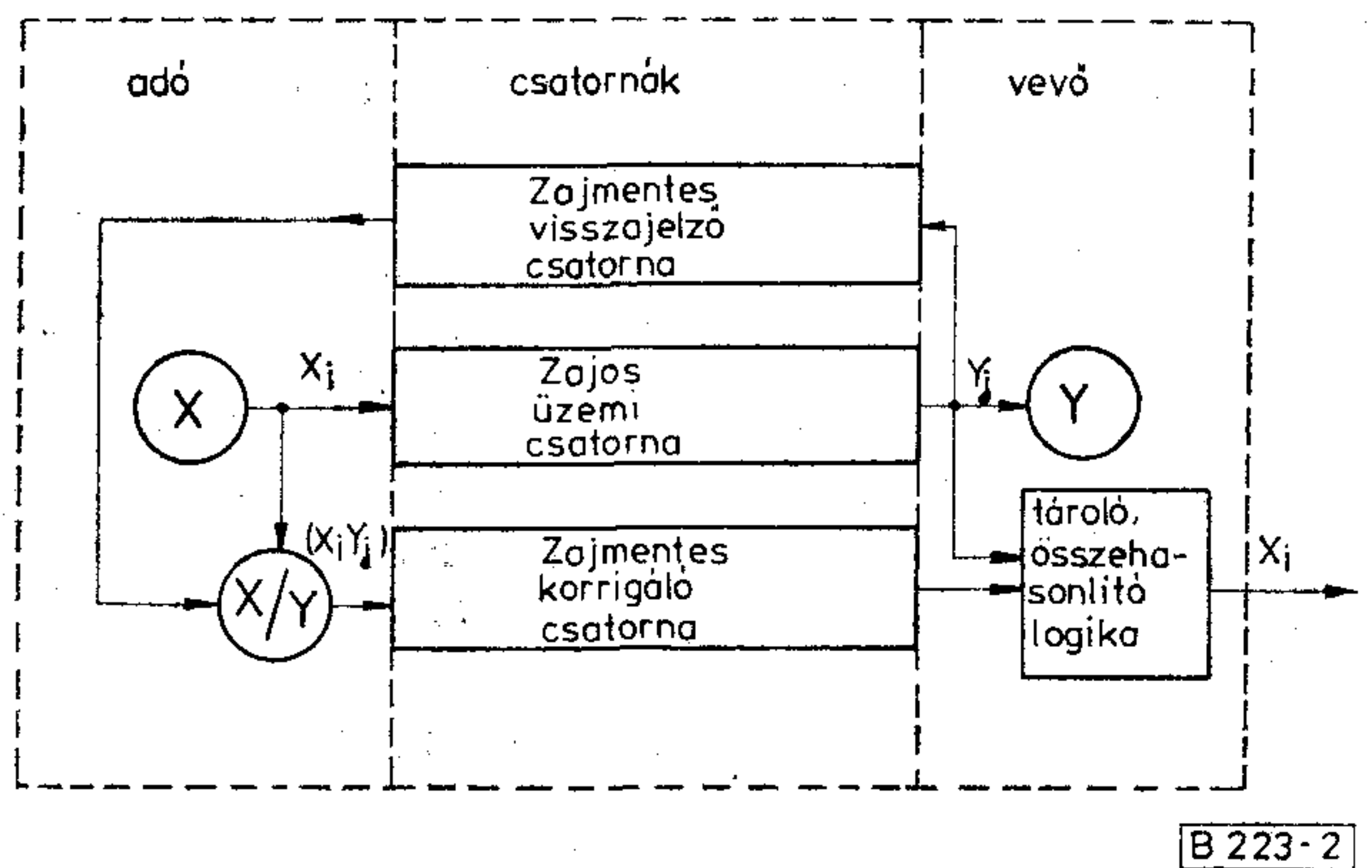
BSC-re, abban az (optimális) esetben, amikor $(y_1=0, y_2=1)$ jelöléssel $P(y_1)=P(y_2)=0,5$, (6) alkalmazásával:

$$H(X/X)_{BSC} = (1-p) \log_2 \frac{1}{1-p} + p \log_2 \frac{1}{p} \left[\frac{\text{sh}}{\text{bit}} \right] \quad (7)$$

($p=10^{-4}$ mellett $H(X/Y)_{\text{BSC}}=1,4\cdot 10^{-3}$.)

A veszteség nagyobb, mint a meghibásodott bitek hányada. Hiszen a hibák ellen védő rendszer nemcsak a hibás biteket kell, hogy kicserélje, hanem a hibahelyeket is fel kell fedezze.

Ha pl. kb. minden tízezredik bit lesz hibás, eljárhathatunk úgy, hogy a korrigáló csatornán a jó bitek sorozatának hosszát visszük át, azaz a zajos üzemi csatornán átvitt, kb. 10^4 darab bitenként egy tíz — vagy tizenegyjegyű bináris számot. Ez kb. 10^{-3} nagyságú veszteséget jelent. A jó bitsorozatok hosszának ingadozása a veszteséget növeli. Megjegyezzük még: a kódolási munka feladata és jelentősége az, hogy $H(X/Y)$ -hoz minél közelebb eső többletjelölő árán, de a 2. ábrán szereplő visszajelző és korrigáló csatornák nélkül csupán a kód hatékonyságára támaszkodva oldja meg a — megközelítőleg-megbízható átvitelt a megbízhatatlan, zajos csatornán.



2. ábra. Megbízható üzenetátvivő rendszer modellje a zajos csatorna vesztesége megállapításához

A csatornán üzenetenként (gazdaságos forráskódolást feltételezve) átlag $\bar{n} = \bar{n}_{opt} = H_{\max}(X)$ db bittel ugyanannyi sh-t kívánunk átvinni. Ehhez $H(X/Y)$ sh/üz nagyságú veszteség (minimális többletjelölő igény) tartozik. Az egy átvitt bitre jutó veszteség:

$$V = \frac{H(X/Y)}{H(X)} \left[\frac{\text{sh}}{\text{bit}} \right]. \quad (8)$$

Shannononként akkor szükséges (minimálisan) V darab többletjelölő, ha a többletjelölőket a zajmentes korrigáló csatornán viszik át. Ha azokat is a zajos üzemi csatornán kell átvinnünk, akkor a veszteségnek is lesz vesztesége, és így tovább.

Jelöljük a zajos üzemi csatornán (shannononként) átvihető többletjelölők számát W -vel. Ekkor, fentiek értelmében:

$$W = V + V^2 + \dots \quad (9)$$

A zajos csatornán egy sh (egy maximálisan kihasznált bit) átviteléhez ($V < 1/2$ kikötésével)

$$1+W=1+V+V^2+\dots=\frac{1}{1-V} \quad (10)$$

darab bináris jelölőt kell (a megbízható átvitelhez, minimálisan) felhasználni.

Ezzel a jelölők (információátvitelre való) kihasználásának maximális hatásfoka a zajos csatornán, amit C' -vel jelölünk és a csatorna szimbólumkapacitásának nevezünk, a (10) kifejezés reciproka. Felhasználva még (8)-at:

$$C' = \frac{1}{1-V} = 1 - V = 1 - \frac{H(X/Y)}{H_{\max}(X)} \left[\frac{\text{sh}}{\text{bit}} \right]. \quad (11)$$

Csatornakapacitásnak nevezzük (és C -vel jelöljük) a csatornán elérhető maximális információ sebességet, ami megegyezik az időegység alatt megbízhatóan átvihető hasznos bitek számával.

C értéke C' -ből és a csatorna v_b bitsebességéből adódik:

$$C = C' \cdot v_b = \frac{1 - \frac{H(X/Y)}{H_{\max}(X)}}{T} \left[\frac{\text{sh}}{\text{s}} \right]. \quad (12)$$

(T -vel a bináris jelölők átlagos időtartamát jelöltük, s felhasználtuk, hogy $v_b = 1/T$).

Olyan csatornák esetében, melyekre $p < 10^{-4}$, a bitsebesség és a csatornakapacitás között legfeljebb ezredrésnyi különbség van. Az e különbség alapját képező veszteség a hibák ellen védő kódolás gazdaságos voltának a megítéléséhez szükséges. Ha p a 0,5-höz, akkor C' és vele C is a 0-hoz, C csökkenése v_p -hez képest a 100%-hoz tart! [Ez (7) és (11), ill. (12) alapján, $H_{\max}(X) = 1$ figyelembevételével könnyen ellenőrizhető]. A felhasznált elsősorban a csatornakapacitás érdekelheti.

4. Analóg csatorna kapacitása

A forrás entrópiája és a zajos csatorna kapacitása analóg jellel használt rendszerre is értelmezhető.

Analóg esetben a forrás x_i üzenete helyébe az az esemény lép, hogy a jelnek ez i -edik mintavételi időpontban felvett x_i értéke az $(x; x+dx)$, vagy — durvább pillanatérték lépcsőkkel — az $(x; x+\Delta x)$ intervallumba esik. (dx ill. Δx az alkalmazott kvantálási lépcsők.)

A $P(x_i)$ eseményvalószínűségek helyett most az

$$f(x)dx = P(x < x_i \leq x + dx) \cong P(x < x_i \leq x + \Delta x) = f(x_i) \cdot \Delta x$$

valószínűséggel dolgozhatunk. ($i = 0, \pm 1, \pm \dots \pm$).

Ezzel az entrópia (1) kifejezése így írható fel:

$$H(X) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[f(x) \log_2 \frac{1}{f(x)} \right] dx \cong \sum_{i=-\infty}^{\infty} f(x_i) \cdot \Delta x \log_2 \frac{1}{f(x_i) \cdot \Delta x}. \quad (13)$$

Ha az analóg jel normál eloszlású váltójel, akkor

$$f(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}} \quad (14)$$

és

$$\log_2 \frac{1}{f(x)} = \log_2 \frac{\sigma_x \sqrt{2\pi}}{dx} + \frac{x^2}{2\sigma_x^2} \log_2 e. \quad (15)$$

(Shannon kimutatta, hogy σ_x^2 nagyságú, kötött effektív érték négyzettel, de a pillanatértéket nagyságára való további megkötés nélkül (13) normál eloszlású jellel ad maximumot.) (14) és (15)-öt (13)-ban felhasználva nyerjük:

$$H(X) = \log_2 \frac{\sigma_x \sqrt{2\pi}}{dx} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx + \frac{\log_2 e}{2\sigma_x^2} \int_{-\infty}^{\infty} x^2 f(x) dx. \quad (16)$$

A jobb oldal első integrálja bármely valószínűségi sűrűség-függvénnyel 1-et ad, a második integrál pedig a négyzetes várható értékkel $\bar{x}^2$ -tel egyenlő. Váltójelről lévén szó a várható érték ($\bar{x}$) nulla, s így

a szórásnégyzet: $\sigma_x^2 = \bar{x}^2 - \bar{x}^2 = \bar{x}^2$. $\frac{\log_2 e}{2} = \log_2 \sqrt{e}$.

A logaritmusok összege az argumentumok szorzata logaritmusaként írható. Mindezekkel:

$$H(X) = \log_2 \frac{\sqrt{2\pi \cdot e \cdot x_{eff}^2}}{dx} \left[\frac{\text{sh}}{\text{minta}} \right]. \quad (17)$$

Jelentse ezek után x az adott hasznos jelet, z a csatornán hozzá keveredő zajt,

$$y = x + z$$

pedig a hasznos jel és a zaj keverékéből álló vett jelet. A (17) alkalmas $H(Z)$ és $H(Y)$ előállítására is, ha x_{eff}^2 helyett z_{eff}^2 -vel ill. $y_{eff}^2 = x_{eff}^2 + z_{eff}^2$ -tel dolgozunk (hasznos jelet és zajt egymástól statisztikusan függetlennek feltételezve).

A csatorna zaj nélkül mintánként átlag $H(Y)$ optimálisan kihasznált bitnek (shannonnak) megfelelő üzenetet lenne képes átvinni.

A zaj miatt fellépő veszteség mértékét most is a 2. ábrán bemutatott rendszerrel határozzuk meg: a vett jelet visszajelentjük, az adóban összevetjük az adott jellel, a különbségi jelet (tehát a zajt) a korrigáló csatornán közöljük a címzettel, amelyik a vett jelet és a zaj különbségét képezve előállítja az adott jelet.

A korrigáló csatornán tehát most magát a zajt kell átvinni, ami mintánként $H(Z)$ shannon átvitelével egyenértékű. Mintánként tehát $H(Z)$ nagyságú a veszteség.

A szimbólum-kapacitás (11) alkalmazásával:

$$C' = 1 - \frac{H(Z)}{H(Y)}.$$

A $H(Y)$ darab átvitt bitre (tehát egy mintára) jutó szimbólum-kapacitás:

$$C' H(Y) = H(Y) - H(Z).$$

$H(Y)$ és $H(Z)$ -t (17) alkalmazásával kifejezve, átalakítás és egyszerűsítés után:

$$C'H(Y) = 1/2 \log_2 \left(1 + \frac{x_{eff}^2}{z_{eff}^2} \right). \quad (18)$$

$$\frac{x_{eff}^2}{z_{eff}^2} = \frac{S}{N}, \text{ azaz a jel/zaj viszony!}$$

Az idő szerinti mintavételi tételből ismert: egy B [Hz] sávszélességű analóg jelet a belőle $T_m = \frac{1}{2B}$ időközönként vett minták sorozata, azaz másodpercenként $1/T_m = 2B$ darab minta teljesen meghatároz. Ezért a csatorna-kapacitást (18)-ból $2B$ -vel való szorzással nyerjük.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \left[\frac{\text{sh}}{\text{sec}} \right]. \quad (19)$$

(B az átvitt jelnek a csatornáéval megegyező sávszélessége. Egy 3100 Hz széles távbeszélő csatorna kapacitása 40 dB jel/zaj mellett mintegy 40 000 sh/sec. Ez több mint 10 000 db decimális számjegy — közel 10 gépelt oldalnyi! — megbízható átvitelének lehetősége másodpercenként.)

A (19)-cel adott csatorna kapacitás (igen nagy technikai nehézséget támasztó) teljes kihasználásának a módjával nem foglalkozunk. Az összefüggés általá-

nos jelentősége egyrészt annak a megmutatása, hogy a csatorna kapacitás arányos a sávszélességgel és arányos a jel/zaj viszony logaritmusával. (Ha pl. ugyanazt a teljesítőképességet fele sávszélességgel kell elérnünk, a jel/zaj viszonyt legalább a négyszerezésére kell emelnünk.) Másrészt a (19) összefüggés reálisan megítélhetővé teszi, hogy egy adott hírközlési eljárással mennyire használjuk ki a csatorna adta lehetőségeket. (Pl. számadatoknak távbeszélgetés útján való közlése — másodpercenként 3-4 db decimális számjegy beolvasását feltételezve — a csatorna kapacitás egy ezrelékét sem aknázzuk ki. Viszont ha ugyanezen a csatornán másodpercenként 2400 db 16 állapotú — pl. fázismodulált — impulzust viszünk át, akkor a csatorna-kapacitás mintegy 25%-át kihasználjuk.)

I R O D A L O M

- [1] C. E. Shannon — W. Weaver: The Mathematical Theory of Communication. (THE UNIVERSITY OF ILLINOIS PRESS, URBANA 1949.)
- [2] CCITT GREEN BOOK 1972.
- [3] Fazlollah M. Reza: Bevezetés az információelméletbe. (Műszaki Könyvkiadó 1966.)
- [4] Hétnyelvű PCM szótár (A szerk. biz. vez. Dr. Lajka György. Kiadta a Közlekedéstudományi Egyesület 1972.)
- [5] R. A. Bones: Dictionary of Telecommunications (NEWNES — BUTTERWORTHS, London 1970.)

TV IV. sávi lemezzantenna

SZABÓ ZOLTÁN
BHG

Bevezetés

A TV IV. sávi átjátszóprogram kiépítése szükségessé tette egy az ebben a sávban működő antennapanel kifejlesztését, amely úgy adó-, mint vevőantennaként egyaránt alkalmazható.

Több antennapanel megfelelő összekapcsolásával tetszőleges tulajdonságokkal rendelkező irány vagy körsugárzó karakterisztikák valósíthatók meg. Telepítésükre a nagy adók által nem kellően besugárzott területeken kerül sor. A műszaki követelmények teljesítése mellett a kis súly a könnyű és gyors szerelhetőség döntő szempont. A kis súly a dipólok és összekötő tápvonalak lemezből történő kialakításának, a rövidített alakú zárőreges balun alkalmazásának, valamint a reflektorfal fémfólia kiképzésének köszönhető.

Sugárzó panel felépítése

TV IV. sávi lemezzantenna-panel összefüggő reflektorfal előtt elhelyezett négy darab azonos fázisban azonos amplitúdóval táplált közel egész hullámú dipólból és a dipólok táplálását biztosító elosztó, illetve balun rendszerből áll.

Zúzmara és jegesedés ellen nagyszilárdságú üvegszálas poliészterburkolat nyújt védelmet.

Műszaki adatok

Frekvenciatartomány	470—640 MHz
Bemeneti impedancia	50 Ohm aszimmetrikus
Bemeneti állóhullámarány	$r \leq 1,15$
Nyereség (sávközépen)	10,5 dB
Előre-hátra sugárzási viszony	17 dB
Teljesítményterhelhetőség	1 kW
Polarizáció	horizontális
Súly	kb. 20 kg
Csatlakozó	7/16
Méret	1130×475×256 mm
Szélterhelés szemben	138 kp/220 km/ó
oldalt	75 kp/220 km/ó
Torlónyomás	110 kp/m ²

Lemezzantenna fejlesztése, és a fejlesztés folyamatából levonható tapasztalatok

Kézenfekvő gondolat volt, hogy az antennát reflektorfal és dipól kombinációjából hoztuk létre. Megfelelő reflektorfal és elegendő számú dipól alkalmazásával mind a kívánt nyereség, mind az előre-hátra sugárzási viszony előírt értéke biztosíthatónak látszott az adott állóhullámarány mellett.

Négy kettős dipólból (antirezonáns dipól) és egy reflektorfalból álló dipólcsoport méretezéséhez egész sor olyan tapasztalati eredmény állt rendelkezésre, amely az optimális sáv szélesség kihasználásának és a horizontális diagram legkedvezőbb félérték szélességének irányába mutatott. A kettős dipól impedancia menetét az egymás fölött levő sugárzók közti távolság (dipól—dipól távolság), a dipólnak a reflektortól való távolsága (dipól—reflektor távolság), a kettős dipól hossza és karcsúsági tényezője határozza meg.

Paramétereknek az elektromos jellemzőkre gyakorolt hatásáról elmondható, hogy:

a) $\lambda/4$ -es dipól—reflektor távolság esetén legnagyobb a tápponti impedancia. A reflektor távolság legkedvezőbb értéke a nyereség szempontjából 0,1—0,15 λ , ekkor azonban nagyon szorossá válik a sugárzási csatolás, aminek következtében lényegesen lecsökken az egyes dipólok sugárzási ellenállása. Így az antenna nagyon frekvenciafüggővé válik. A gyakorlatban 0,2—0,25 λ a reflektorfal és dipól távolság. A széles átviteli sáv elérése érdekében kb. 0,3—0,35 λ a legkedvezőbb érték. Esetünkben ez 0,31 λ . Ha a dipólokat távolítjuk 0,35 λ -ig a tápponti impedancia csökken. Ez a távolság kritikus a vízszintes diagram szempontjából is. $\lambda/4$ -es távolság esetén a főnyaláb szélessége a félteljesítményű pontok között kb. 60°, a hátsó nyalábok szintje a főnyalábhoz képest kb. -20 dB.

b) A dipól—dipól emelettávolság az antirezonanciához tartozó impedancia $\lambda/2$ esetén a legkisebb. A dipól—dipól távolság növelésével kb. 0,8 λ -ig nő az impedancia és javul a szelektivitás is. A függőleges karakterisztika is ennek a távolságnak a függvénye. A távolság növelésével nő az antenna nyereség, de csökken a sáv szélesség.

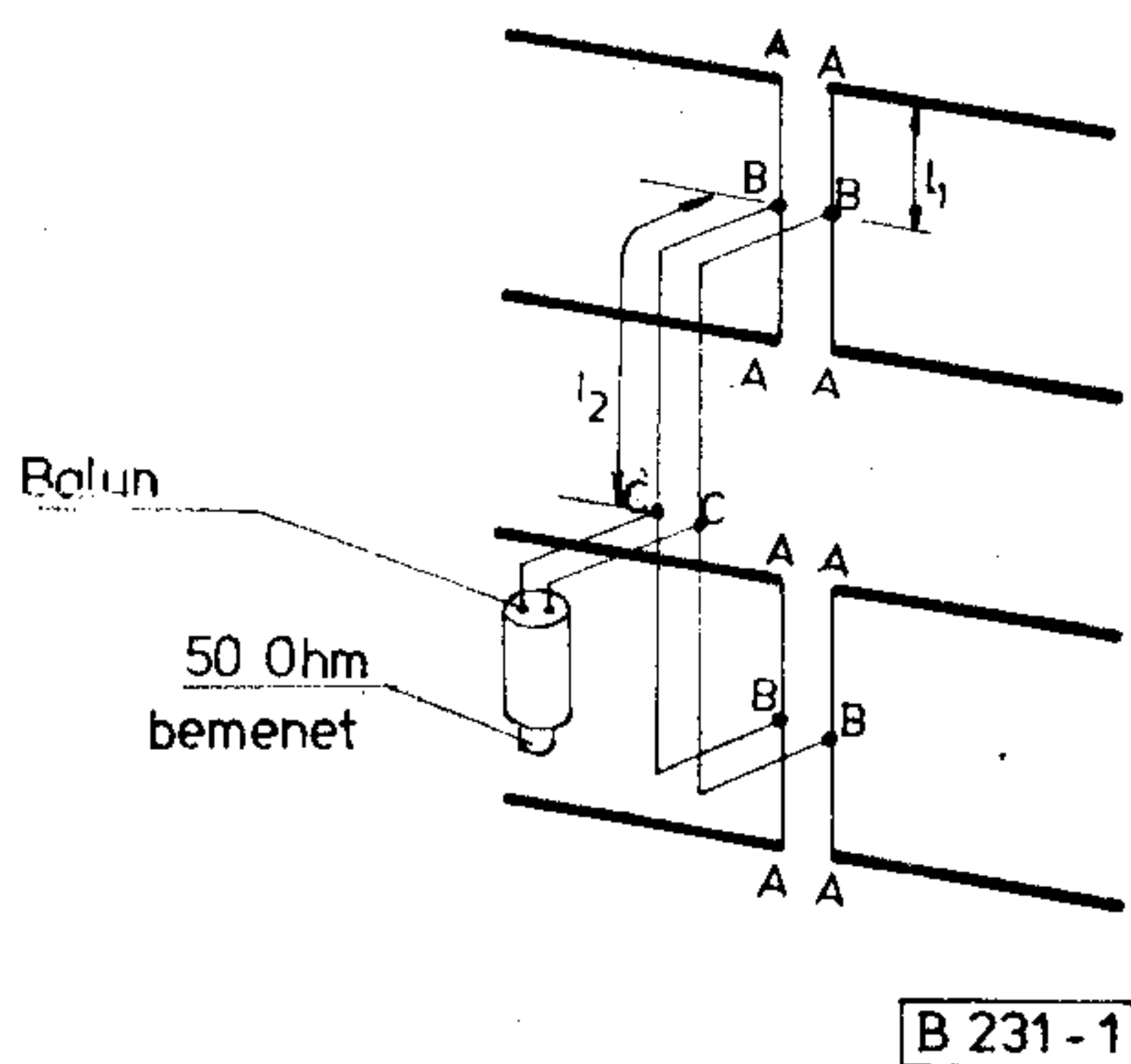
A főnyaláb nyílásszöge a félteljesítményű pontok között kb. 28° -ra szorítható le, ekkor a másodlagos nyalábok szintje 12 dB.

A karakterisztika-mérések jól mutatták, hogy az antennapanel sugárzási diagramja a sávon belül igen keveset változik. A dipólusok tápponti impedanciájának alakulását erősen befolyásolja a táplálási pontok kialakítása.

Figyelembe véve, hogy a nyereségnek a megadott sávon belül nagyobbak kell lennie 10 dB-nél 4 párkettősdipól alkalmazására van szükség.

A dipólok táplálása — mind azt az ábra mutatja — szimmetrikus légtápvonalakkal szélessávú módon van megoldva. Mindegyik dipólt középen gerjesztjük az l_1 szimmetrikus vezetékkel.

Az $A-A$ táplálási pontok impedanciája, $Z_A = 200$ Ohm. A $B-B$ pontokban az impedanciák párhuzamos kapcsolása révén előálló 100 Ohmot az $l_2 Z_0 = 100$ Ohm hullámellenállású szimmetrikus vezetékkel a $C-C$ pontban közösítjük és ide csatlakozik a balun, a szimmetrikus-aszimmetrikus átalakítás eszköze (1. ábra).



1. ábra. TV IV. sávi antenna elvi táplálási vázlata

Mindezen paraméterek egymásrahatása, egyik követkevése a másiktól, ismertek henger alakú, vagy azt jól megközelítő dipólok esetén.

Lemezből kialakított dipólok esetén azonban változik a helyzet. Ez elsősorban a dipól impedancia menetét vizsgálva és mérve vált szembetűnővé.

Fentieket ismerve elmondhatjuk, hogy a fejlesztés két fő problémakörre bontható. Nevezetesen

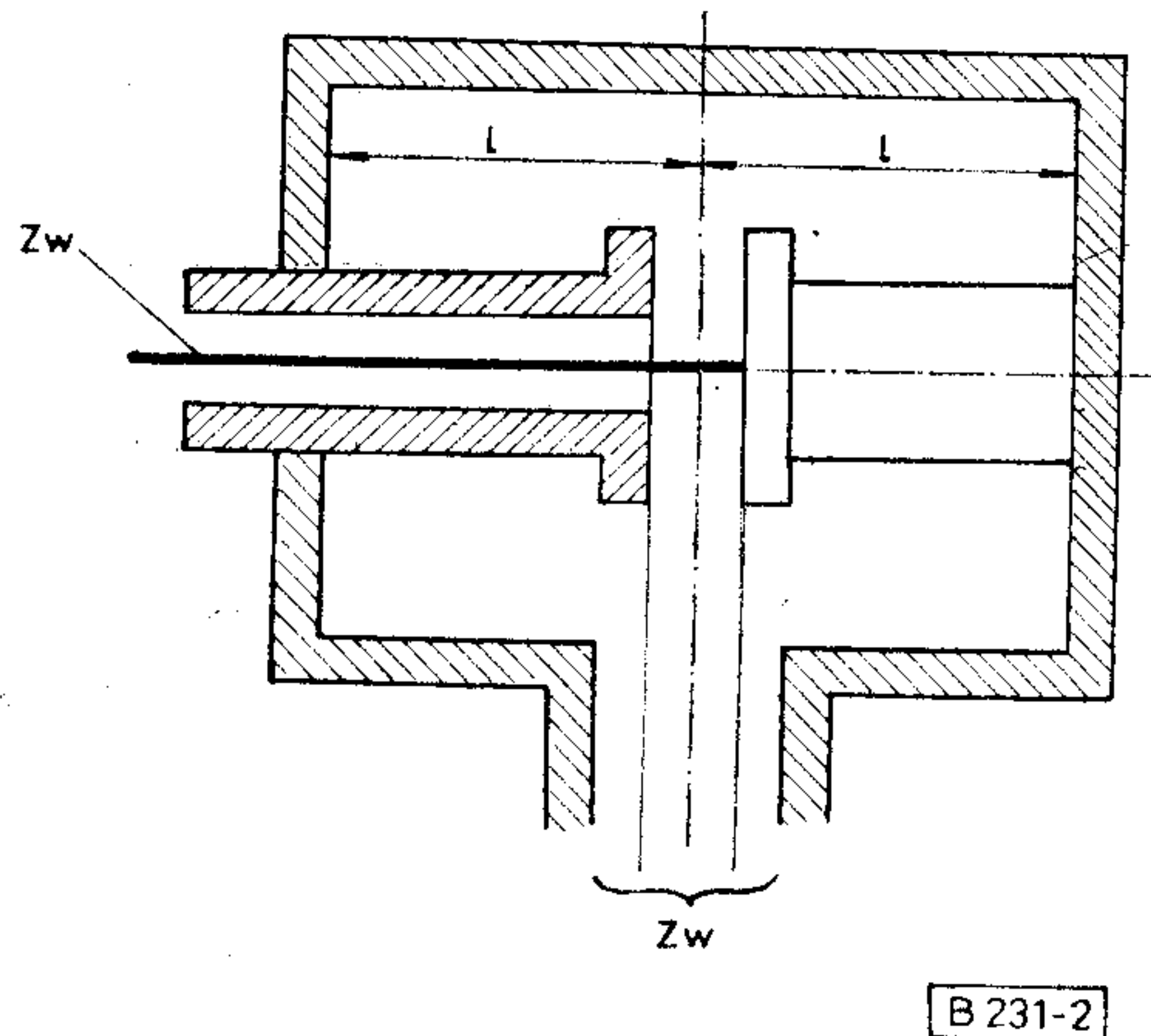
- a dipól alakjának meghatározására,
- a balun helyes szerkezeti kialakítására.

Vizsgálatainkat kezdjük a balunnal

a) Balun kialakítása

A balun a szimmetrikus-aszimmetrikus átalakítás eszköze. Sok megoldás létezik, melyek közül a $\lambda/4$ -es záróüreg alkalmazása a legelterjedtebb. Nehezebb szerelhetősége és nagyobb mérete miatt azonban ez nem alkalmazható, ugyanis a balun a dipól és a

reflektorfal között helyezkedik el. Célravezető megoldásnak a szimmetrikus záróüreg, illetve ennek rövidített változata látszott. A rövidítést, azaz méretcsökkentést az üreg belső vezetői közötti kapacitás teszi lehetővé (2. ábra).



2. ábra. Szimmetrizáló üreg rövidített alakban

A szimmetrizáló üregben a pontos illesztésnek megfelelő rezonanciát (l -hossz meghatározása) a csomópontok eltolása alapján lehet ellenőrizni. Ezt a problémát két balun szembekapcsolásával oldottuk meg és az így végzett mérések elég jó közelítésben megadják a működési sávbán (IV. sáv) az l hosszát.

További finomítás, illetve véglegesítés a dipól csoporttal való együttméréskor történik. A végső kialakítás során l hosszát beállító „rövidzártuskók” egyben mechanikai felerősítésül is szolgálnak. A szakirodalom említést tesz a szélessávú kiegyenlítés néhány változatáról, itt azonban erre nem volt szükség.

b) Dipól alakjának és méretének meghatározása, dipólcsoport kialakítása

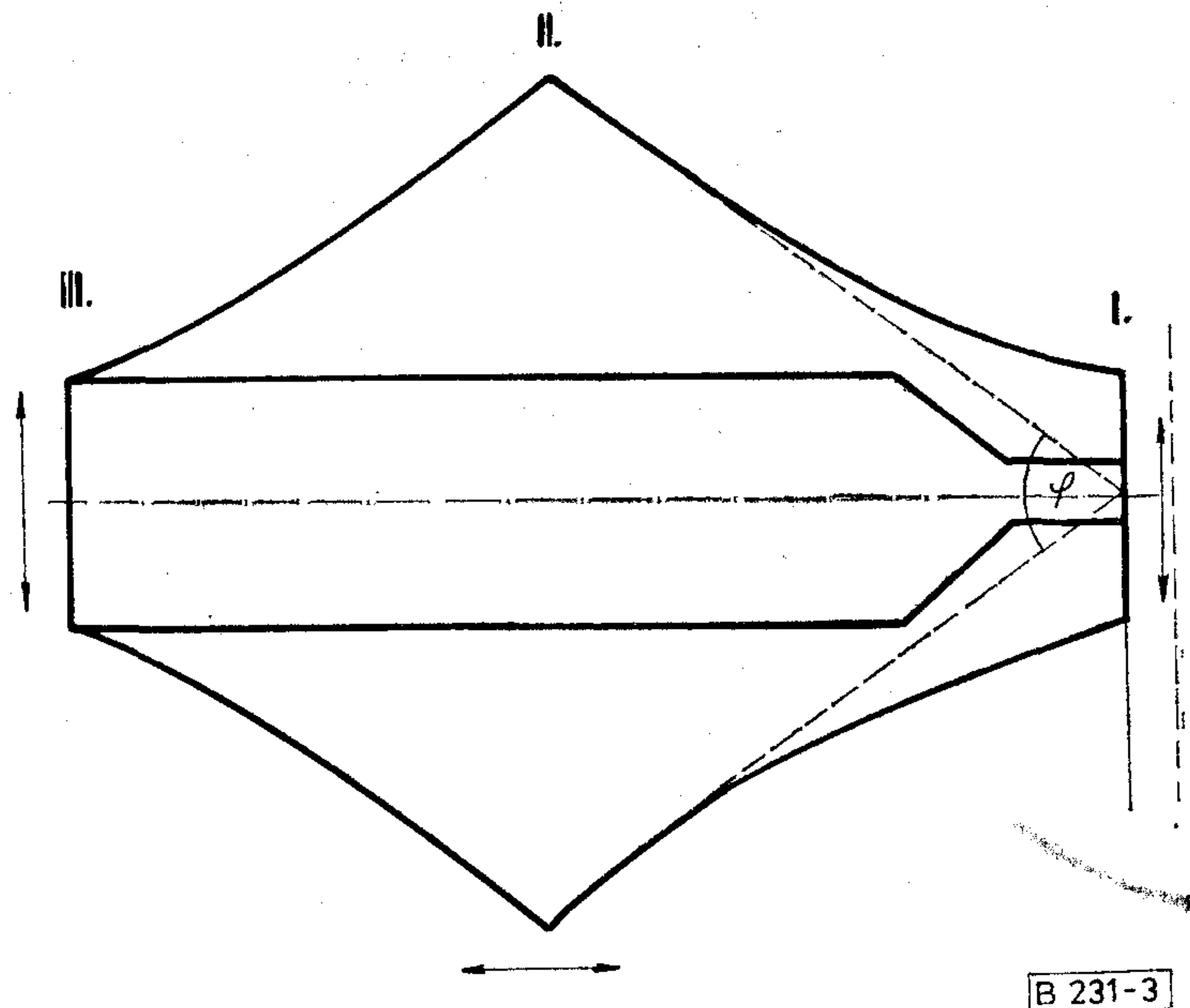
Ez a fejlesztés döntő jelentőségű és a legtöbb időt igénylő problémája. Kiindulásként egyenesvonalú lemezdipólt alkalmazva a hengeres dipól első közelítéséhez jutunk (hosszmentén a középvonal körül megforgatva). Ezzel a problémával egy korábbi, az úgynevezett keskenysávú lemezentenna panelfejlesztés során már foglalkoztunk.

Egyetlen lemezdipól összefüggő reflektorfal előtt elhelyezve jó sugárzási tulajdonságokkal rendelkező szerkezetet adott. Ez már biztos támpont volt a négy dipól megfelelő összekapcsolásával nyert komplett panel tekintetében. Levontuk a tapasztalatokat és első lépésben nem történt más, mint a korábbi keskenysávú táplálást szélessávúra változtattuk.

Adatok

Dipól hossz	$0,76 \lambda$,
Dipól—dipól távolság	$0,52 \lambda$,
Dipól—reflektor távolság	$0,31 \lambda$.

Az impedanciamenet $r \sim 1,3$ -as ÁHA (állóhullám arány) értékre való beállítása utáni közvetlen karak-



3. ábra. A módosított dipól

terisztika mérések jó eredményt adtak a teljes sávban.

Az antenna sugárzás tekintetében megfelelt az elvárásoknak. Az impedanciamenet további mérése a dipól alakjának jelentős módosítását eredményezte.

A nehézségek az állóhullámarány értékének ($r = 1,3 \rightarrow 1,15$) csökkentése során adódtak. Nevezetesen az egyedi dipól talpponti impedanciája (impedancia menete) nem megfelelő, miáltal a 4 dipól párhuzamos kapcsolásának eredő értéke sem elfogadható.

Itt jutunk el a korábban említett problémakörhöz. A dipól alakjának kialakítása olyan műszer alkalmazását tette szükségessé, aminek képernyőjén az impedancia menet a teljes sávban megjelenik, így minden beavatkozás azonnal regisztrálható.

A módosított dipól bemutatására az alábbi szemléltető ábra szolgál (3. ábra).

Jól látható az „exponenciális” közelítésű dipólfél tagozódása. Erre a felosztásra szükség van a mérések során, mert változtatásuk jelentős befolyással van az antenna impedanciamenetére, jóllehet egymásra hatásuk nem elhanyagolható.

A dipól alakjában az I. rész hatása

φ -vel jelölt kúpszög a sáv szélességet befolyásolja, a nyílásszög növelésével az átviteli sáv egyre szélesebb lesz. A legkedvezőbb értéket 50° körül kapjuk. Esetünkben sávhatárokon belüli jó illesztés a lényeg. A dipólfélnek az összekötő tápvonal felőli szélessége kiegyenlítő hatású. Ez szélesebb változatban kapacitív, keskenyebb esetben induktív jellegű. Az természetesen visszaszámolás során derül ki, hogy milyen beavatkozásra van szükség.

II. rész hatása

Az úgynevezett „csúcsok” helyzete a dipól hullámellenállását, s egyben a dipól impedanciamenétét

elsődlegesen meghatározó tényező. Ennek bizonyítására az 1. Smith-diagram görbeseregének (impedanciamenet) alakulása szolgál. Jól érzékelhető a közeledés az 50 Ohm felé. A felrajzolt görbék természetesen amplitúdó, illetve fázishelyesek a beavatkozás helyének és nagyságának pontos meghatározása. A csúcsok helyzetének változtatásával mintegy a valós tengely mentén lehet „eltolni” a görbét, ami lényegében transzformáló hatás.

III. rész hatása

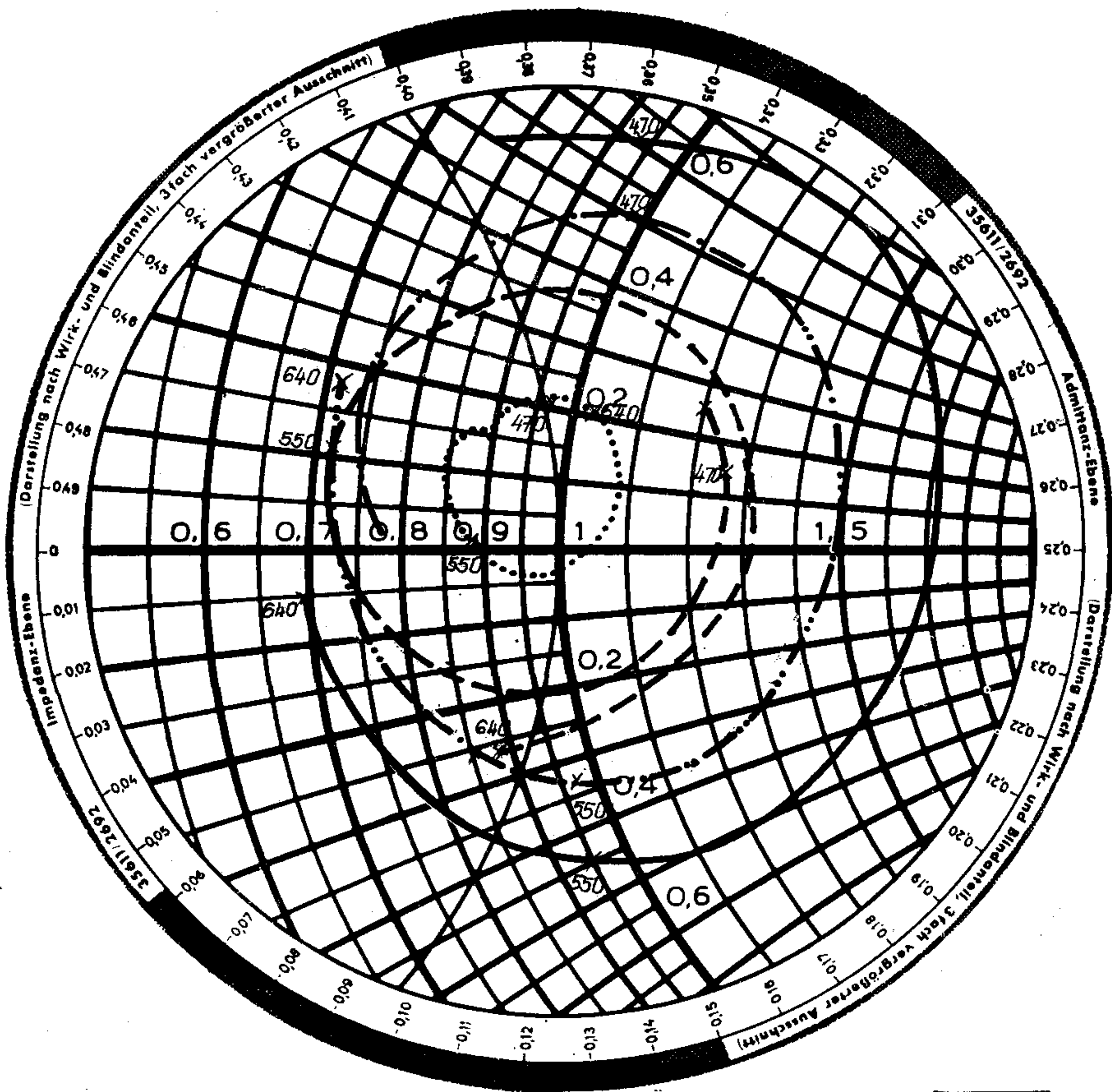
Kevésbé jelentős, csupán reaktáns jellege számít.

Az impedanciamenet kiegyenlítésének további lényeges javítása a dipólok fölött a zúzmara-védőteknő belső felületén elhelyezett (ragasztott) fémfólia alkalmazásával érhető el.

További karakterisztikákat mutatunk a panel horizontális és vertikális jellemzői három frekvencián mérve (4., 5., 6., 7. ábrák).

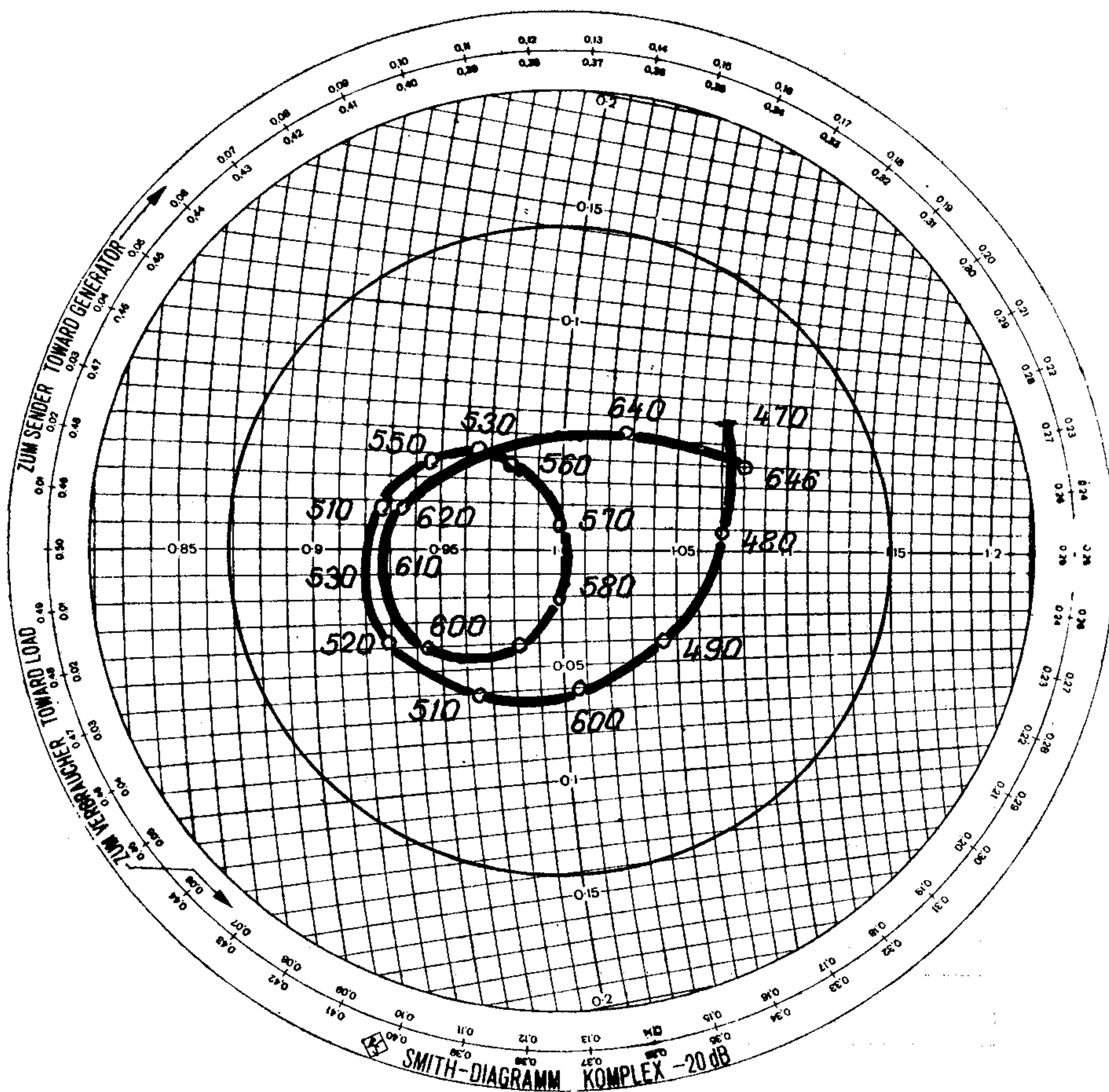
Az antennapanel mechanikai felépítése

Az antenna tetszőleges méretű oszlopra, konzolra rögzíthető. Erre a reflektorral hátoldalán a felerősítésre szolgáló fémtuskók furatai szolgálnak. A könnyű súly többek között a reflektorral újszerű kialakításnak köszönhető, ahol a fémlamezt az üvegszálaspoliészterre felvitt fémfólia helyettesíti. A mérés szerint tökéletesen. Ahhoz, hogy megfelelő mechanikai szilárdságú legyen, bordás merevítést kell alkalmazni. Ez a lemez mechanikailag az egész szerkezet alapját képezi. A dipólok $d=10$ mm átmérőjű, villamos szempontból szigetelő rúd segítségével szerelhetők fel. Súlycsökkentés miatt használtunk szigetelőanyagot. A dipól anyaga 1 mm-es vörösrézlemez (tökéletesen öntartó) az összekötő tápvonalak, illetve a ba-



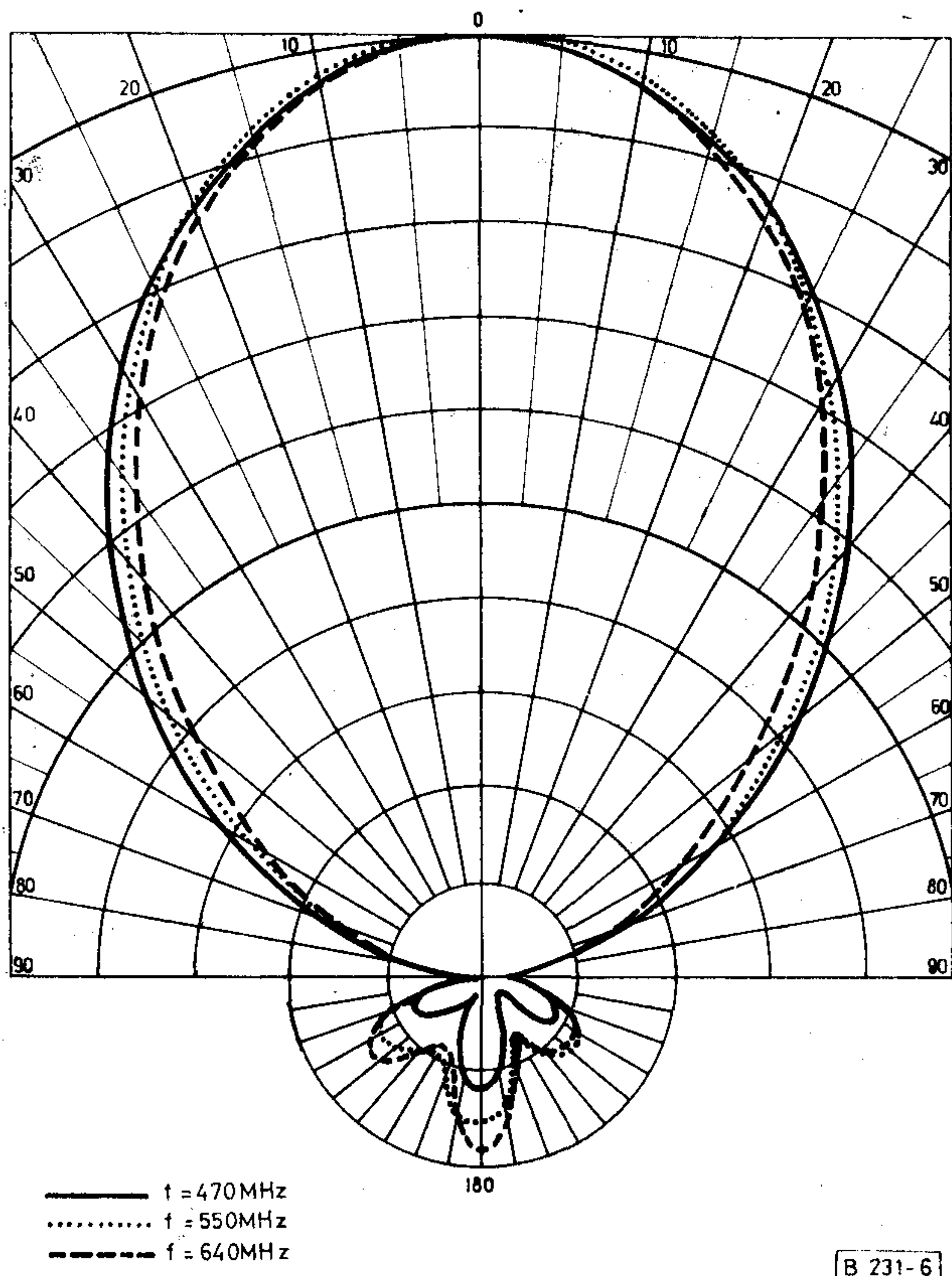
4. ábra. Az impedanciamenet alakulása a dipólalak változtatásának függvényében

B 231-4

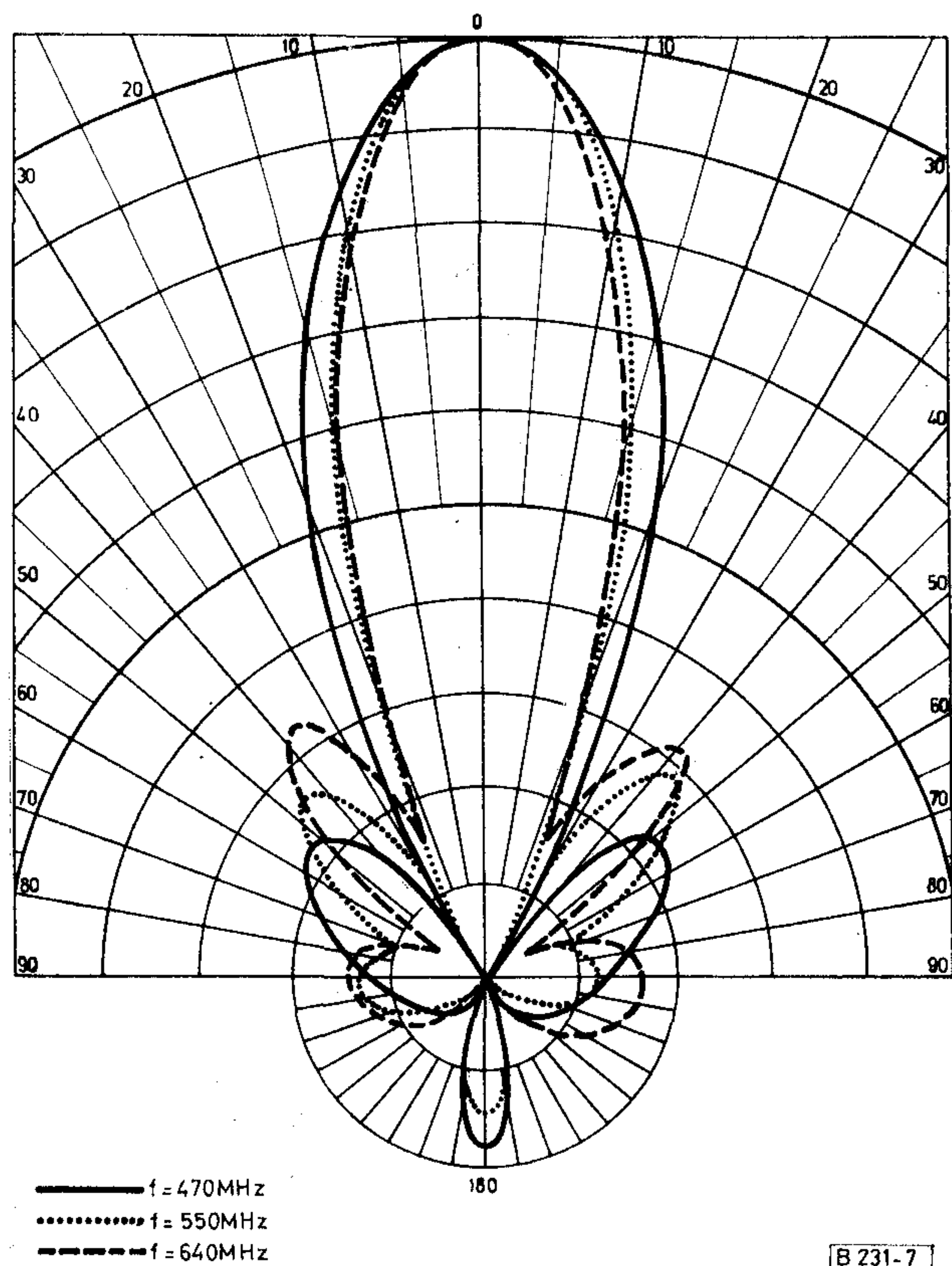


5. ábra. TV IV. sávi lemezantenna impedancia menete

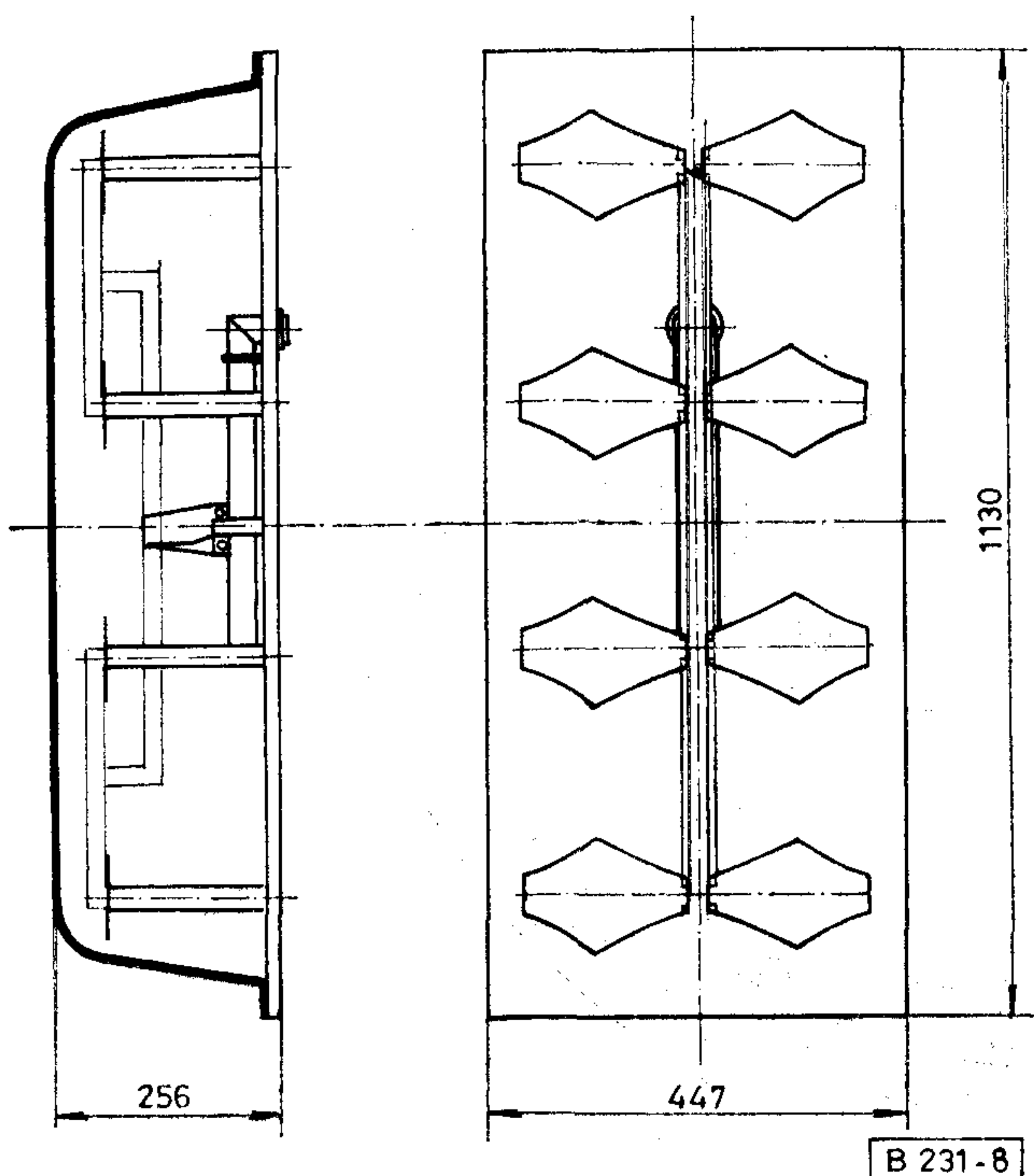
B 231-5



6. ábra. TV. IV. sávi lemezantenna horizontális sugárzási karakterisztikája

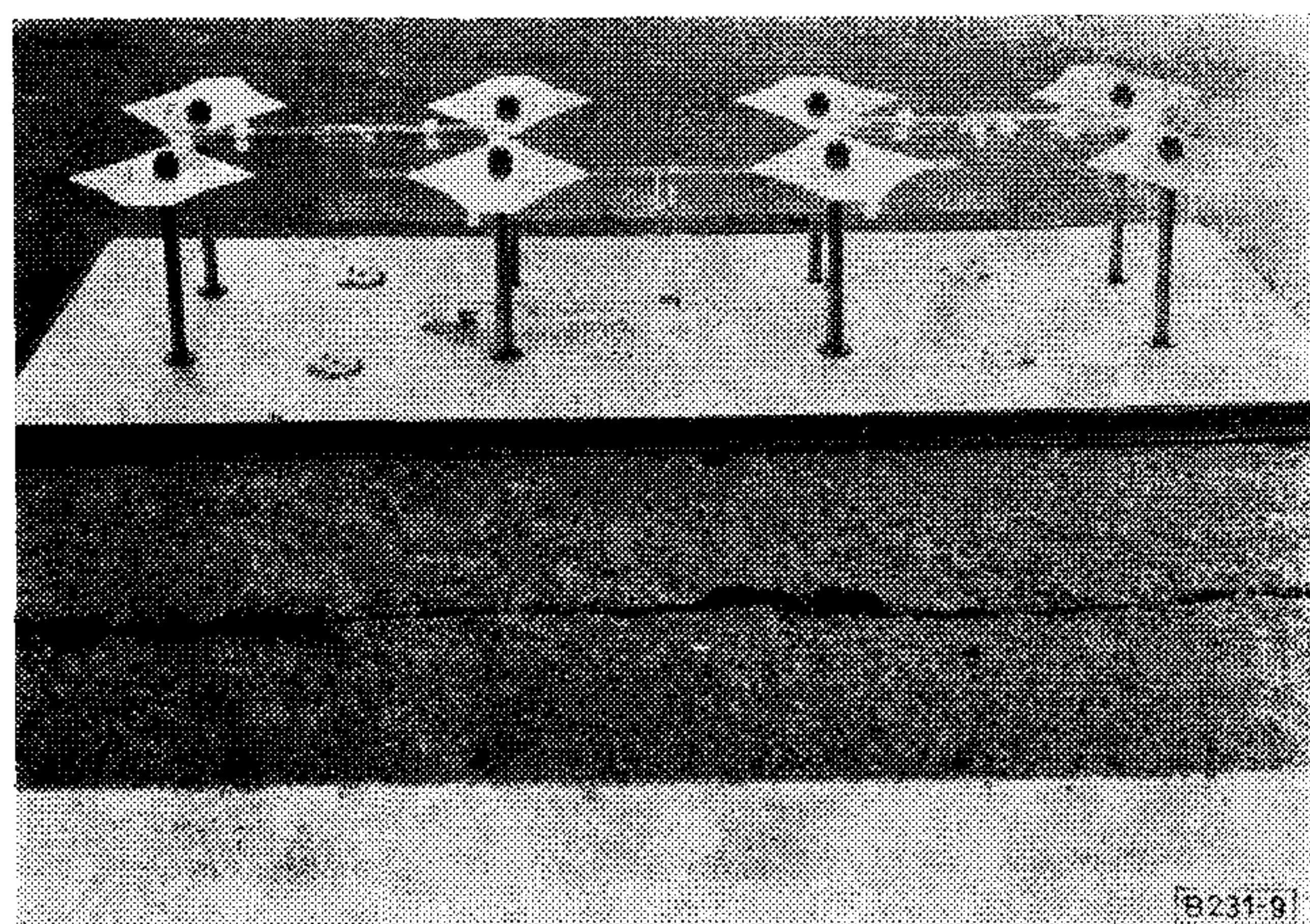


7. ábra. TV IV. sávi lemezantenna vertikális sugárzási karakterisztikája

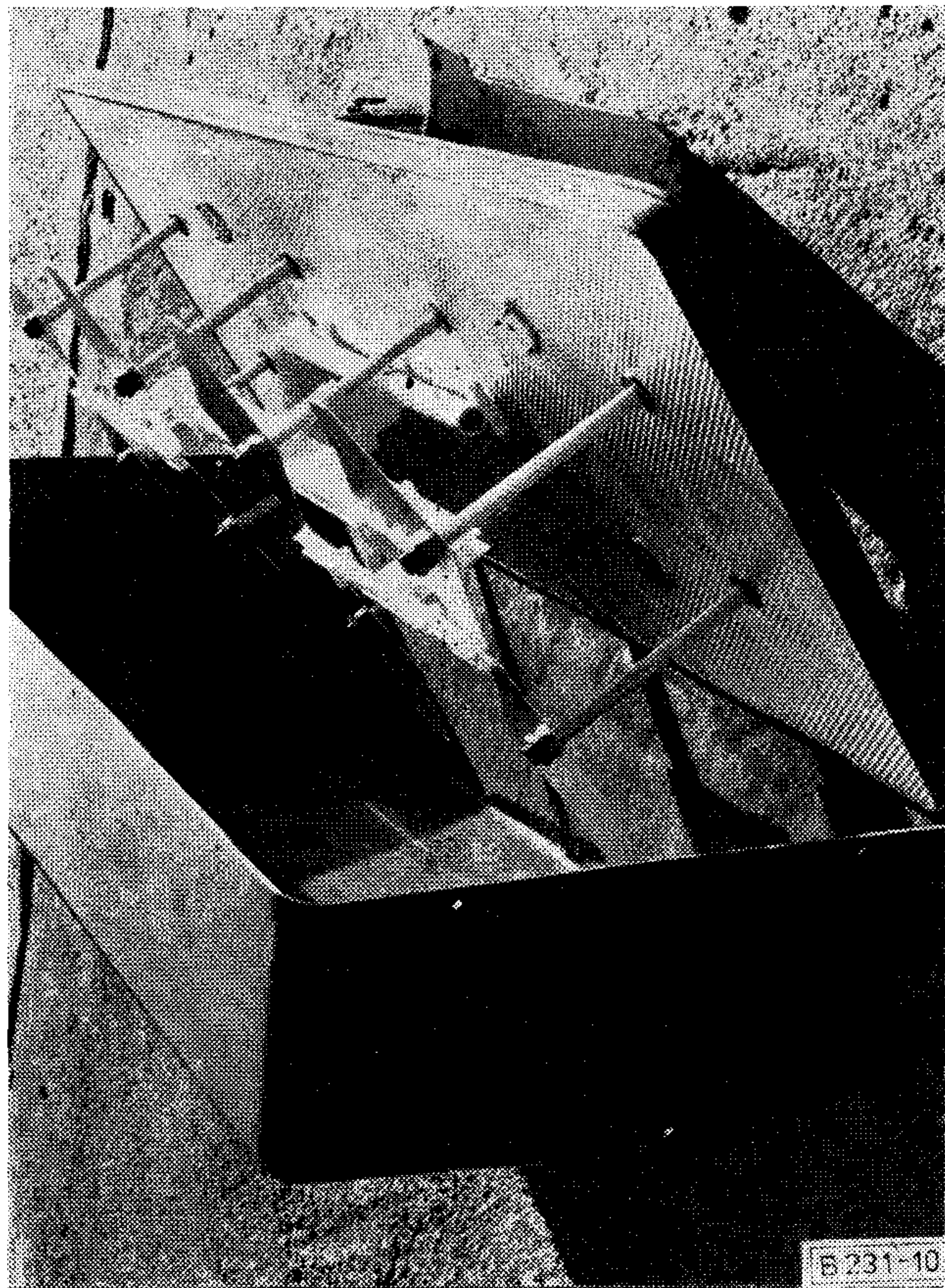


8. ábra. TV IV. sávi lemezantenna sematikus rajza

lun szimmetrikus részére csatlakozó felvezető tápvonal anyaga 2 mm-es vörösrézlemez. A lemeztápvonalak távtartását az impedanciamenet kiegyenlítésére szolgáló teflon kockák oldják meg. Ezek elektromos szempontból kapacitást visznek a rendszerbe, mechanikailag pedig rendkívül stabilak. A balun anyaga szintén vörösréz az „l” elektromos



9. ábra. TV IV. sávi antenna zúzmara védő teknő nélkül



10. ábra. TV IV. sávi antenna zúzmara védő teknővel

hossz beállítására szolgáló „rövidzártuskók” egyben mechanikai rögzítésre is szolgálnak. A bemenet természetesen a reflektorfal külső felén van, ami kö-

nyök alkalmazását tette szükségessé. Itt újabb mechanikai rögzítést alkalmaztunk karimás kivitelben. A csavarkötésektől eltekintve valamennyi csatlakozási pont (dipól-összekötő tápvonal-felvezetőtápvonal, balun szimmetrikus oldal) keményforrasztással van összekötve.

Itt kell megjegyezni, hogy a méretek pontos betartása (dipólméret, tápvonalak egymástól való távolsága stb.) és a stabil mechanikai szerkezet elsődleges szempontok.

Végül az egész szerkezetet az úgynevezett zúzmarateknő borítja, kellő védelmet nyújtva a szélsőséges időjárási változásoknak kitett panel számára. A fénykép mellett még egy sematikus rajz is bemutatja az antennapanelt.

A zúzmaravédő-teknő anyaga üvegszálaspoliészter, hatása elektromos szempontból elhanyagolható.

Figyelembe véve, hogy az antennapanelnek 220 km/ó szélsébséget is el kell viselnie, indokolt a panel teljes borítása. Erre szolgál az úgynevezett zúzmaravédő-teknő. Kiképzésénél az éles sarkok, kiszögellő élek alkalmazását elkerültük és áramlástechnikai szempontból kedvező formát biztosítottunk.

A panel áramlástechnikai vizsgálata megtörtént a BME Áramlástechnikai Tanszékének szélcsatornájában. A legnagyobb beállítható érték 220 km/ó szélsébség volt.

A mérés szerint a fedélre ható terhelés ennél a szélsébségnél 138 kp, míg oldalirányban 75 kp. A szélcsatornás vizsgálat eredménye pozitív, a panel megfelel a vele szemben támasztott mechanikai követelményeknek.

Végezetül közöljük az elkészült panel fényképét a sematikus rajz egyidejű bemutatásával (8., 9., 10. ábra).

HÍREK ÜZEMEINKBŐL

Új termékek, bővülő kooperációs kapcsolatok

Az ORION vezetői sajtótájékoztatót tartottak 1981. szeptember 15-én, a Magyar Sajtó Házában. Az országos lapok, a rádió, televízió hosszabban-, rövidebben adtak erről tudósítást, mi az alábbiakban részletesen beszámolunk.

Az élre kívánczó döntés: színes tv-készülékeink jótállási idejét az eddigi két évről háromra emeltük. Ez vonatkozik az eddig eladott összes Orion színes televízióra.

Hét éve gyártunk színes készüléket. Ebből az első öt év termelése kizárólag tőkés exportra került, mintegy két éve sikerült megvalósítanunk a belföldi forgalomba hozatalt. Tapasztalatunk tehát már bőven van, és az állandóan, egyenletesen javuló alkatrész-, részegységminőség, valamint a gyártási, technológiai fegyelem együttesen biztosítja azt a stabil minőséget, mely lehetővé teszi, hogy a garanciális időt három évre emeljük. Vizsgálataink azt mutatják, hogy az alkalmazott nagy értékű alkatrészek és kiemelten a színes képcsövek tartóssága eléri a nemzetközi normát, mely alapján ezt vállalhatjuk. Döntésünket elősegítette, hogy a Colorion Electronic készülékünk minden nemzetközi vizsgálatot kiállt, tehát biztosak vagyunk abban, hogy ezzel a vásárlóközönségünk nyerni fog és vállalatunk sem fizet rá.

Vezetőink tájékoztattak arról, hogyan alakult exportunk tőkés piacokra, milyen kapcsolataink vannak nyugati cégekkel és mik vannak kialakulóban.

Néhány évvel ezelőtt még csak igen minimális mennyiségben szállítottunk professzionális berendezést tőkés rendelésre. 1980-ban a tőkés exportunk már 25 százalékát képviselte termelésünknek.

A korábbi egyetlen piacunk, Irak mellett ma már Peruba, Algériába, Indiába is szállítunk.

Közfogyasztási termékeink részére a meglévők mellett új piacokat (pl. Dél-Amerika) keresünk, s ennek érdekében jelentős erőfeszítéseket teszünk.

Kooperációs kapcsolatainkat igyekszünk erőteljesen bővíteni, a közfogyasztási cikkek mellett bevonni ebbe a körbe professzionális termékeinket is.

Az ITT-vel lebonyolított kooperációnk kapcsán hozzájutottunk olyan korszerű termelőeszközökhöz, melyek vállalatunknál lehetővé tették a modern színes tv gyártását, a lehető legújabb technikával.

Az USA és az NSZK után Magyarországon működött először olyan folyamatosan mozgó gyártó szalag, mely folyamatos tápfeszültség-ellátás mellett a nagyfrekvenciás jelet is biztosította a gyártáshoz. Így tv-készülékeink úgy készülhetnek, hogy azokat semmilyen okból nem kell levenni a szalagról. Alapvető az idő- és energiamegtakarítás, ugyanis nem kell minden alkalommal újra felfűteni a készüléket a különböző gyártási lépésekben.

Egy műszakban 42 ezer színes tv-t tudunk előállítani évente.

Az ITT-vel fennálló műszaki-tudományos együttműködésünk keretében egymás laboratóriumait korlátlanul látogathatjuk, a fejlesztési eredményeket kölcsönösen kicseréljük és készülékeinket kölcsönösen bevizsgáljuk. Az ITT ugyanúgy kb. 300 oldalas jegyzőkönyvet készít az ORION készülék vizsgálatainak eredményéről, mint sajátjáról. Az együttműködés legutóbbi eredménye, hogy saját fejlesztésű infravörös távvezérlőnk — tapasztalataink révén — maximálisan megfelelő és átgondolt kezelői kényelmet szolgáltat, annak ellenére, hogy a fogyasztói ár mindössze 6–7%-kal növekedett.

A Grundig céggel egy oktatásügyi program keretében kerültünk kapcsolatba. Legfrissebb hírünk, hogy készülékünket változatlan formában jóváhagyták és vásárolni akarják. A készülék 22"-os — később távirányítással is megjelenő — Colorion Electric már kapható az üzletekben, árát nem emeltük a 20"-oshoz képest. Kooperációs tárgyalásaink a Grundiggal — most, hogy készülékünk jóváhagyásra került — gyorsabb ütemben folyik.

Hi-Fi-programunk kiterjesztését szolgálhatja a Tandberg-kooperáció. A világhírű norvég cég azzal keresett meg bennünket, hogy vállalnánk-e egyik jelenleg általuk gyártott receiver (erősítővel egybeépített sztereó rádiókészülék, hangszóró nélkül) gyártását. Ehhez átadnák a gyártási dokumentációt, a technológiát, valamint az ehhez szükséges célszerveket és célműszereket. Ezeknek értékét az általunk gyártott áruval fizetnénk vissza. Ugyanakkor azt is felajánlották, hogy évente néhány ezer darabot visszavásárolnak — az említett értéken felül — és jogot adnak az Orionnak megállapodott piacokon történő értékesítésre. A gyártás lehetőségét vizsgáljuk.

Röviden azokról a termékekről, melyek még a laboratóriumban vannak. Legjobban várt cikkünk — és a legközelebbi — a távirányítású színes tv-készülék. 1982 első negyedében tervezzük gyártásba venni Héliosz márkanévű új típusunkat.

A készülékek árának csökkentése — a minőség javítása — érdekében megvalósítjuk a monochassis készülékgyártást. Ezt az az elvünk diktálja, hogy ma már tart ott az alkatrészgyártás fejlettsége, minősége, hogy megvalósíthassuk jelszavunkat: Nem könnyen javítható, hanem hibátlanul működő készüléket kell gyártani! (A Grundig eszerint vizsgálta és hagyta jóvá készülékünket.)

A híradástechnika fejlődése új távlatokat nyit a hírközlés előtt. Ilyen például a teletext (a televízióban már hallhattunk erről), melynek lényege, hogy az eddigi tv-programok mellett különböző információkat — ki-ki válogathat közülük ízlése szerint — sugároz. (Pontos idő, meteorológiai jelentés, nemzetközi hírek

stb.) Kifejlesztettük az erre a célra szolgáló tv-készüléket, az adás megindítása esetén indulhat a gyártás is. Jelenleg a kísérleti adások vételére szolgáló készülék sorozatgyártása folyik.

Sok szó esik napjainkban a szatelittel továbbított műsorokról. Ez hazánkban valószínűleg távolabbi program a meglehetősen drága, különleges antenna miatt. Mindenesetre fejlesztőink már dolgoznak a laboratóriumi mintapéldányokon.

A növekvő igényeknek megfelelően — a színes tv-jótállási idejének növelése — szervizszolgáltatásunkat is igyekszünk bővíteni. Ennek érdekében az eddigi általános szerződéseinket konkréttá tesszük, melynek betartását megerősített vevőszolgálatunk segíti, ellenőrzi. Márkaservizünk tevékenységét is szélesítjük, például az ország összes áruházának vevőszolgálatát mi fogjuk ellátni.

Az új kisüzemek létrehozására szóló rendelet adta lehetőséggel élve egy sor olyan kis szolgáltató egységgel fogunk szerződést kötni, melyeknek rugalmassága — remélhetőleg — javítja a lakosság kiszolgálását. Ezeken a területeken tervezzük a technikai feltételek megteremtését, a dolgozók szakmai továbbképzését, a legfrissebb információkkal történő ellátásukat.

Mikrohullámú lánc átadása Csehszlovákiában

1981-ben Prágában járt Kovács Ottó az ORION személyzeti- és szociális igazgatója és Tamási Sándor a műszaki-kereskedelmi főosztály vezetője. Kovács Ottót kértük meg, nyilatkozzék útjuk céljáról.

— Mintegy két éve csehszlovák partnereink kérésére szocialista szerződést írtunk alá — a XII. pártkongresszus és a párt megalakulásának 60. évfordulója tiszteletére —, hogy a Brünn és Gottwaldov közti mikrohullámú láncot határidőre, jó minőségben legyártjuk és átadjuk. Az összeköttetés 960 csatornás távbeszélő és televízió átvitelére alkalmas. A Kowo külkereskedelmi vállalat és a prágai Rádió nagy fontosságot tulajdonított ennek a vonalnak.

— Június 30-án a mikrohullámú lánc átadására utaztunk ki Csehszlovákiába. Értékeltek a szocialista szerződést, a Kowo igazgatójának, több vezető munkatársának, a Rádió igazgatójának, munkatársainak részvételével, ott volt a kint dolgozó ORION gyáriak vezetője, Virágos Imre is. A megbeszélés során mind a külkereskedelmi vállalat, mind a Rádió igazgatója elismeréssel szólt arról a munkáról, amit az ORION végzett. Az elégedettség jelét két tény is igazolja: Az egyik, hogy elismerő oklevelet kaptunk a munkáért. A másik, hogy kifejezték kívánságukat — amennyiben a Budavox vállalja — további megrendelésekről tárgyalhatunk gerinchálózat korszerűsítésére, továbbfejlesztésére. E területeken jelenleg olaszok és japánok dolgoznak, de szeretnének kooperálni magyarokkal is. A beszélgetésen szóba kerültek a további tartós együttműködés lehetőségei.

— Úgy ítélem meg, hogy megrendelőink munkáinkal minden tekintetben elégedettek, amely egyik biztosítéka lehet kapcsolataink szélesítésének.

Ezt erősítette meg látogatásomkor Kovács Béla nagykövet is, aki olyan értelemben nyilatkozott, hogy mind a csehszlovák, mind a magyar párt- és állami vezetés kívánatosnak tartja a két ország együttműködését, különösen elsőrendű szerepe van az elektronikai iparban való együttműködésnek.

Híradástechnika '81 kiállítás Moszkvában

Az ORDAS és az AM-12 TD képviselte az ORION-t

Japán miniatűrök, amerikai számítógépcsodák, szovjet szputnyikberendezések és nem utolsósorban magyar adatátviteli rendszerek: sok egyében kívül ezek voltak érdekességei annak a látványos nemzetközi kiállításnak, amelyet Híradástechnika '81 címmel 1981 szeptember 2-a és 13-a között tartottak meg a szovjet főváros Szokolnyiki parkjában. A világ 23 országának 400-nál több cége vonultatta fel legkorszerűbb híradástechnikai berendezéseit.

A műszaki világtalálkozót immár harmadízben rendezték meg Moszkvában. Az 1975. és az 1977. évi kiállítás legfőbb hasznát nemcsak az üzletkötések jelentették, hanem mindenekelőtt azok a tapasztalatok, amelyeket a világ híradástechnikai szakemberei egymástól nyertek. Ezen a tudományos együttműködési lehetőségen felbuzdulva a kiállításon az idén tudományos szimpoziumot is rendeztek, amelyen 58 előadás hangzott el. A jól bevált hagyományok szerint nemzeti napot tartott a Szovjetunió, az NDK, Finnország, Franciaország, Japán, Jugoszlávia, Magyarország, Nagy-Britannia és Olaszország. Ezeken a napokon elsősorban a szakemberek kíváncsiságát igyekeztek kielégíteni a bemutatkozó cégek.

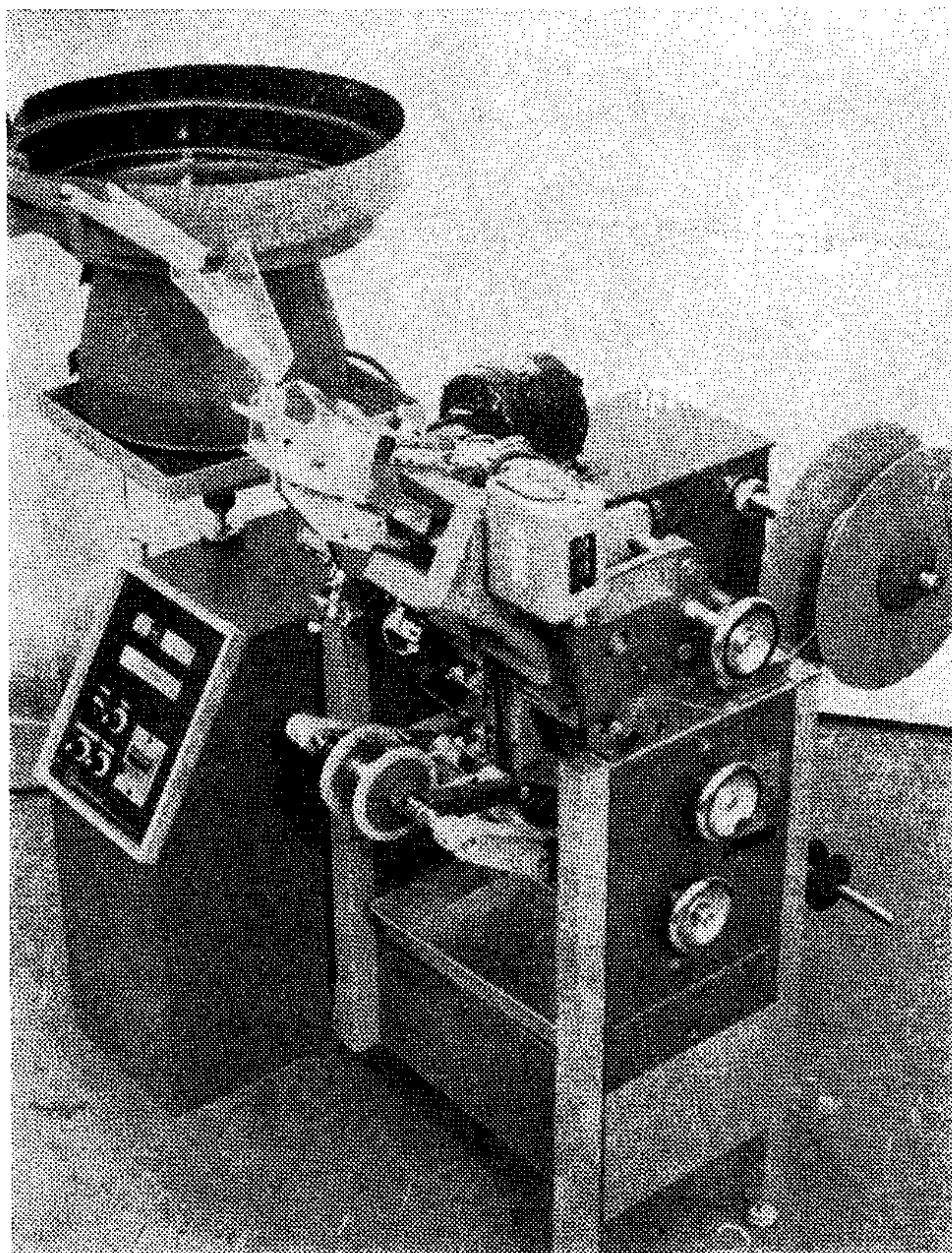
A magyar kiállítás a vásárváros négyszázötven négyzetméter alapterületű, 20. számú pavilonjában kapott helyet, ahol a Videoton, valamint a Budavox Külkereskedelmi Egyesülés legújabb adatátviteli rendszereket és mikrohullámú berendezéseket mutatott be. A Videoton az idén 60 millió rubel értékű számítástechnikai berendezést exportál a Szovjetunióba, és ezért a mostani kiállításon is az R-11 számítógéphez illeszthető legújabb adatátviteli egységeit állította ki.

A Budavox öt gyár és egy tudományos kutatóintézet híradástechnikai újdonságaival jelent meg Moszkvában. A Távközlési Kutató Intézet mikrohullámú berendezése már a műholdas tévéműsor szórásához igazodik. Nyolcvanvonalas, integráltáramkörös diszkrétközpontot hozott ki a BHG, rádiótelefonokat, vezeték nélküli tanyai telefonokat a Budapesti Rádiótechnikai Gyár.

Kétmillió forint értékű bér munka

A Telefongyár nagykáti gyáregysége elektrotechnikai alkatrészekből 12 százalékkal gyártott többet 1981-ben, mint az előző évben.

A kapacitás kihasználására közel kétmillió forint értékben vállalt a gyáregység bér munkát a Bakony Művektől és a Videontól. Emellett mintegy 15 ezer normaórát tett ki a társgyáregységektől és a külső kooperációs partnerektől átvett munka.



A Telefongyár legmodernebb részlege a nyáklap-üzem. A géppark egyik gépe, a szalagosító berendezés az automata gépcsalád egyik tagja. Ezt a gépet kell ugyanakkor legintenzívebben használni, így komoly gondot okoz a gép jövőbeni üzemeltetésének biztosítása. 1982. február 1-én kezdték meg a szalagosító konstrukciójának módosítását.

Csillámlemezhasító-gép

A Telefongyár célgépműhelyének dolgozói Barát József csoportvezető irányításával csillámlemezhasító-gépet szerkesztettek.

Az új, szellemes készülék az elektromos alkatrészek hőelvezető csillámlemezének a darabolását, pontosabban a milliméternél vékonyabb, rideg, törekeny lemezecskék hasítását végzi.

Hétmillió rubeles csehszlovák szerződés

A Telefongyár a BUDAVOX Külkereskedelmi Rt-n keresztül a Csehszlovák KOVÓ külkereskedelmi vállalattal több mint 7 millió rubeles üzletet kötött. A szerződés értelmében 1982 folyamán a Telefongyár átviteltechnikai berendezéseket fog szállítani a csehszlovák partnernek.

A TAP—34 approbációja

A TAP—34 intelligens terminál — a Telefongyár legújabb számítástechnikai berendezése nemzetközi bevizsgálása, approbációja 1981 december 2-a és 8-a között történt meg.

Az approbáció során nemzetközi, az ESZR-ben érdekelt országok képviselőiből álló zsüri vizsgálta meg az új berendezést, hogy megfelel-e az ESZR követelményeknek.

A TAP—34 berendezés vezérlőegységből, klaviatúrából és floppy-egységből áll, kiegészítve DZM—180 nyomtatóval. A berendezéseket az OSZV-nél levő R—55 és R—22 számítógéppel működtették kapcsolt, illetve bérelt telefonvonalon.

A nemzetközi zsüriben szovjet, bolgár és cseh szakemberek vettek részt.

A bizottság teljes megaláddal fejezte be munkáját és célszerűnek találta a TAP—34 alkalmazását az ESZR távadatfeldolgozó rendszerekben.

Eredményes újítási év

A Telefongyár az előző év 8—10 milliós forintos megtakarításával szemben 1981-ben 14,5 millió forintos megtakarítást ért el az újítómozgalom segítségével. Ebből a tőkés import 1 millió 600 ezer forint.

Az elfogadott újításokért 350 ezer forintot fizettek ki az újítóknak 1981-ben.

Szovjet kereskedelmi küldöttség

A Telefongyár 1981-ben 18 millió rubel értékű átviteltechnikai berendezést és közel 16 millió rubel értékű számítástechnikai berendezést szállított a Szovjetuniónak. Hasonló mértékű az 1982. évi kapacitáslekötés is.

A szállításokkal kapcsolatban december 14-én a Szovjet Kereskedelmi Kirendeltség küldöttsége meglátogatta a Telefongyárat. A küldöttséget V. A. Rizsov, a kirendeltség vezetőhelyettese vezette. Rajta kívül még heten vettek részt a küldöttségben, amely részletesen megtárgyalta a szállításokkal kapcsolatos kérdéseket.

Alkatrész-szeminárium

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Alkatrész és Alapanyag szakosztálya 1981 október 26—28-a között Siófokon rendezte meg az alkatrész-szemináriumot.

A szemináriumon 350 szakember jelent meg, köztük öten a Telefongyárból.

A szeminárium címe: „Az elektronikai alkatrész jelene és műszaki perspektívái” volt.

A Telefongyár részéről „Elemhordozó — új IC tok-típus a mikroelektronikában” címmel Dávid Béla tartott előadást dr. Laczkó Géza docenssel közösen készített anyaguk alapján.

ETO 621.3.091.1

Gál M.:

Gondolatok a csillapításról és a hullámparaméterekről

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. 5. sz.

A szerző egy sor régebben és újabban megjelent szakkönyv és szakcikk tanulmányozása után úgy találta, hogy bizonyos csillapítás- és hullámparaméter fogalmak terén a magyar (és német) nyelvű szakmai irodalomban a kifejezések és definíciók használata nem egységes, néhol egymásnak ellentmondó, és nincs összhangban a vonatkozó nemzetközi definíciókkal. A cikk célja az, hogy a csillapítás mérőszám definíciók terén a gyakori félreértéseket eloszlassa, az ellentmondásokra rávilágítson. Ugyanakkor kísérletet tesz arra, hogy egyes mérőszámfogalmakra magyar kifejezéseket honosítson meg a komplex impedenciákkal lezárt négypólusok csillapításának egységes értelmezése érdekében.

ETO 621.311.6:621.382.3:621.318.57

Halász F.:

Nagy teljesítményű gyorskapcsoló-tranzisztorok meghajtó és kapcsolásivesztés- és csökkenítő áramköreinek tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA, 1982. 5. sz.

A cikk először ismerteti és összehasonlítja a kapcsoló üzemi tápegységek meghajtó áramköreinek főbb kiviteli alakjait. Ezután analizálja a kapcsolási veszteségeket és ezek csökkentésének lehetőségeit a különböző teljesítménytartományokban.

ETO 621.372.51.029.6:621.376.4:621.372.8

Béres V.:

Mikrohullámú PSK modulátorok S-paraméteres vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 5. sz.

A cikkben a szerző kétállapotú, reflexiós PSK modulátorok S-paraméteres vizsgálatával foglalkozik. Megmutatja, hogy a reaktánsnak feltételezett hálózat mely paraméterei számíthatók, ezekre explicit formulákat ad. Az S mátrix alkalmazása egyszerűvé teszi a fázis-modulátor és a reflexiómentes illesztési feladat közötti rokonság bizonyítását is. Az általános analízis után konkrét illesztő hálózatként olyan elrendezést javasol, ami tetszőleges modulátor létrehozására alkalmas és a különböző mikrohullámú technikákkal jól realizálható. Ennek tervezésére példát mutat be, majd egy elkészült áramkör mérési eredményeit ismerteti.

ETO 621.395.63:621.395.722

Makay A.:

TPV-telefonközpontok hívásfeldolgozó rendszerének funkcionális specifikációja

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 5. sz.

A dolgozat TPV-telefonközpontok hívásfeldolgozó rendszerének specifikációs problémáival és egy gyakorlatban jól bevált módszer ismertetésével foglalkozik. A hívások lebonyolításának modellezésére a véges automatákat használja. Rámutat, hogy az automaták cél-szerű megválasztásával az egyébként komplex hívás-lebonyolítási folyamatok logikailag egyszerű, egymástól világosan elhatárolható részekre tagolhatók. Az egymáshoz szemléletes és jól definiált interface-n keresztül kapcsolódó részfolyamatok egyszerű állapotátmenetel már jól kézben tarthatók és egymástól függetlenül specifikálhatók, illetve programozhatók.

ETO 621.391.018.42:654.1.011.4

Dr. Kerpán I.:

A hírközlő csatorna kapacitása

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 5. sz.

Az információmennyiség — az egyik, alapvető interpretáció szerint — az üzenetek kódolásához szükséges bináris jelölők minimális száma. Kizárólag és következetesen erre a szemléletes értelmezésre támaszkodva is felépíthetők az információelmélet további fogalmai, ide értve a csatornkapacitást is. Ennek egy lehetőségét mutatja be a cikk. A tárgyalt fogalmak ilyen bemutatása elősegítheti ezek szélesebbkörű használatát a műszaki gyakorlatban.

ETO 621.396.67:621.397.6

Dr. Szabó Z.:

TV IV. sávi lemezentenna

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 5. sz.

A cikk ismerteti a lemezkonstrukciós antennapanel fejlesztését, szerkezeti megoldását. Megindokolja a konstrukcióból eredő változtatások szükségességét mind elektromos, mind mechanikai szempontból, különös tekintettel a szélessávú megoldásra.

*

ДК 621.3.091.1

ГАЛ, М.:

Размышления о затуханиях и параметрах волн

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт), 1982. г. за № 5.

Автор статьи после изучения ряда опубликованных в недалеком прошлом и в настоящее время технических изданий и статей считает, что в терминологии некоторых затуханий и параметрах волн в венгерской и немецкой технической литературе применение выражений и определений не представляется единым, в некоторых случаях противоречат друг другу, не соответствует международным определениям. Цель данной статьи заключается в выяснении часто возникающих недорозумений в определении единицы измерения затухания. В связи с этим пытается внедрить венгерские выражения в отношении некоторых теорий единицы измерения в интересах единого толкования затуханий 4-х полюсников, зашунтированных комплексными импедансами.

ДК 621.311.6:621.382.3:621.318.57

Халас, Ф.:

Проектирование схемы уменьшения потери привода и коммутации быстродействующих транзисторных ключей большой мощности

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982 г. за № 5.

Статья в начале излагает и сопоставляет основные формы исполнения схем привода блоков питания в ключевом режиме. После чего, дает анализ потери в коммутации и возможность их уменьшения в различном диапазоне мощности.

ДК 621.376.51.029.6:621.376.4:621.372.8

Береш, В.:

Испытание параметров S микровольновых модуляторов PSK

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. г. за № 5.

В статье автор рассматривает параметры S отражающие PSK модуляторов двух состояний. Показывает на то, что какие параметры являются расчитываемыми в произвольно реактантной сети, и предлагает эксплицитные формулы для вычисления. Использование матрицы S упрощает доказательство соответствия между задачами согласования фазового модулятора и подключением без отражения. После общего анализа в качестве конкретной согласующей цепи предлагает такое расположение, которое пригодно для создания любого модулятора и хорошо реализуемой при помощи различной микроэлектроники. Приводит пример для реализации и результат измерения изготовленной схемы.

ДК 621.395.63:621.375.722

Макаи, А.:

Функциональная спецификация системы обработки вызовов АТС с записанным программным управлением

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. г. № 5.

Статья занимается проблемой спецификации системы обработки вызовов АТС с записанным программным управлением и приводит пример подходящий для применения в практике. Для моделирования обслуживания вызовов применяет конечные автоматы. Показывает на то, что целесообразным выбором автоматов процессы обслуживания комплексных вызовов могут быть разделены на логически простые, явно отделенные части. Частичные процессы присоединяющие между собой через достаточной мере определенной интерфейс, простые переходы состояния их могут быть хорошо обработаны и специфицированы т. е. запрограммированы независимо друг от друга.

ETO 621.391.018.42:654.1.011.4

Др. Керпан И.:

Ёмкость канала связи

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982 г. №. 5.

Количество информации — по одной из основной интерпретации: количество минимального числа бинарных показателей необходимых для кодировки сообщений. Исключительно и логично базируясь на данное изобразительное толкование, также возможно построить дальнейшие принципы теории информации, включая и ёмкость канала. Статья излагает одну возможность такого решения. Такое изложение рассматриваемых принципов может способствовать их обширному применению в практической технике.

ДК 621.396.67:621.397.6

Сабо, З.:

Панельная антенна телевизионного диапазона IV.

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982 г. № 5.

Статья излагает разработку конструкции панельных антенн и их конструктивное решение. Обосновывает необходимость изменений вследствие конструкции с электрической и механической точки зрения, обращая особое внимание на широкополосные решения.

*

ДК 621.3.091.1

Гál, М.:

Гedanken über Dämpfung und Wellenparameter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 5.

Der Verfasser dieses Artikels behauptet nach der Prüfung einer Reihe von früher oder neulich erschienenen Fachbüchern und Fachartikeln, dass die Anwendung der Ausdrücke und Definitionen auf dem Gebiet von gewissen Dämpfungen und Wellenparametern in der ungarischen (und deutschsprachigen) Fachliteratur nicht einheitlich ist. Man kann sogar Widersprüche in der Anwendung der Definitionen und Ausdrücke entdecken und behaupten, dass dieselben nicht mit der diesbezüglichen internationalen Definitionen in Übereinstimmung sind. Die Zielsetzung des Artikels ist die Beseitigung der auf dem Gebiet der Definitionen von Dämpfungsmesszahlen oft vorkommenden Missverständnisse und die Klärung der Gegensprüche. Der Verfasser versucht gleichzeitig — im Interesse der einheitlichen Deutung der Dämpfung von mit komplexen Impedanzen abgeschlossenen vierpoligen Systemen — ungarische Ausdrücke für gewisse Messzahlbegriffe einzubürgern.

ДК 621.311.6:621.382.3:621.318.57

Halász, F.:

Planung von Stromkreisen für Betätigung und Schaltverlustminderung der Schnellschalttransistoren mit hoher Leistung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 5.

Der Artikel erörtert und vergleicht die wichtigsten Ausführungsformen der Betätigungsstromkreise für Netzgeräte mit Schaltbetrieb. Nach dieser Erörterung werden die verschiedenen Schaltverluste, sowie die Verminderungsmöglichkeiten derer, in verschiedenen Leistungsgebieten analysiert.

ДК 621.372.51.029.6:621.376.4:621.372.8

Béres, V.:

Prüfung auf S Parameter Basis der PSK Mikrowellen-Modulatoren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr 5.

Im Artikel erörtert der Verfasser die Prüfung auf S Parameter Basis der zwei-zuständigen PSK Reflexionsmodulatoren. Es wird gezeigt, welche Parameter des als reaktant vermuteten Netzes gerechnet werden können. Für diese werden Explizitformeln angegeben. Die Verwendung des S Matrix vereinfacht auch die Beweisung der Verwandtschaft zwischen dem Phasenmodulator und der Aufgabe hinsichtlich der Passung ohne Reflexion. Nach der allgemeinen Analyse schlägt der Artikel als Passungsnetz so eine konkrete Anordnung vor, die zum Zustandekommen eines beliebigen Modulators geeignet ist und welche man mit den verschiedenen Mikrowellentechniken gut realisieren kann. Zur Planung dessen wird ein Beispiel vorgeführt und danach werden die Messergebnisse eines fertigen Stromkreises bekanntgemacht.

ДК 621.395.63:621.395.722

Makay, A.:

Funktionsspezifikation des Systems für Anrufsbearbeitung von Fernsprechanlagen mit gespeicherter Programmsteuerung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 5.

Der Artikel befasst sich mit den Spezifikationsproblemen des Systems für Anrufsbearbeitung von Fernsprechanlagen mit gespeicherter Programmsteuerung, sowie mit einer Methode, die sich in der Praxis sehr gut bewährt hat. Zur Modellisierung der Vorgänge, welche sich bei der Anrufsabwicklung abspielen, werden Endautomaten verwendet. Der Verfasser weist darauf hin, dass mit einer zweckmässigen Auswahl der Automaten können die sonst komplexen Vorgänge der Anrufsabwicklungen in logisch einfachen und voneinander eindeutig trennbaren Teile aufgegliedert werden. Die einfachen Zustandsverläufe der zueinander über anschauliche und gut definierbare Interface-Geräte anschliessenden Teilvorgänge können mit dieser Methode gut beherrscht und voneinander unabhängig spezifiziert, beziehungsweise programmiert werden.

ДК 621.391.018.42.654.1.011.4

Dr. Kerpán I.:

Kapazität des Kanals für Nachrichtenübermittlung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 5.

Die Informationsmenge ist — laut einer grundlegenden Interpretation die Minimalanzahl der zur Kodierung der Meldungen benötigten binären Bezeichnungsziffern. Auf dieser anschaulichen Interpretation ausschliesslich und konsequent basierend können auch die weiteren Begriffe der Informationstheorie aufgebaut werden, einschliesslich auch die Kanalkapazität. Der Artikel stellt uns eine dieser Möglichkeiten vor. Eine derartige Vorführung der erörterten Begriffe kann auch die Verwendung deren in der technischen Praxis begünstigen.

ДК 621.396.67:621.397.6

Dr. Szabó, Z.:

Blechantenne für TV IV Band

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 5.

Der Artikel berichtet über die Entwicklung eines Antennenblocks, der laut des Prinzips der Blechkonstruktion hergestellt wurde. Der Artikel befasst sich ebenfalls mit der Lösung des Aufbaus der Antenne. Der Verfasser begründet die Notwendigkeit der von der Konstruktion stammenden Veränderungen, aus elektrischem und aus mechanischem Standpunkt, mit besonderer Rücksicht auf die Breitbandlösung.

*

UDC 621.3.091.1

Gál, M.:

On damping and wave parameters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 5.

After studying a lot of previously and recently issued books and papers, the author found in the field of certain damping and wave parameter ideas the use of terms and definitions in Hungarian and German technical literature is not uniform, sometimes are contradictory to each other and are out of international definitions. The paper targets to clear up the misunderstanding in the field of the definitions of damping measuring numbers and to point out the contradictions. At the same time he attempts to naturalize Hungarian terms for the sake of uniform interpretation of the damping of complex impedance terminated four terminal networks.

UDC 621.311.6:621.382.3:621.318.57

Halász, F.:

Design of driving and switching loss reductive circuits for high power fast switching transistors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 5.

First the paper introduces and compares the main realizations for the driving circuits of switched mode power supplies, then the switching losses and the possibilities for reducing them are analysed in various power ranges.

UDC 621.372.51.029.6:621.376.4:621.372.8

Béres, V.:

S parameter test of microwave PSK modulators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 5.

The author deals with the S parameter test of two-state, reflection modulators. He shows which parameters of the network presumed to be reactant can be computed, for them an explicit formula is given. The use of S matrix makes easy the proving of relationship between the phase modulator and the reflectionsless matching task. After general analysis such an arrangement is suggested as an actual matching network, which can be used for producing arbitrary modulators and can well be realized by various microwave technics. A design example is demonstrated and the measuring test results of a realized circuit is published.

UDC 621.39563:621.395.722

Makay, A.:

SPC telephone exchanges call processing system functional specification

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 5.

The paper deals with the specification problems of the call processing system in SPC telephone exchanges and introduces a well proven method. For modelling of the call handling finite automata are used. It is pointed out, that with practical selection of the automata, the complex call processing can be sectioned into logically simple, well definable parts. The simple changes of state of the partial

processes, which are connected to each other by well defined interfaces can be held in hand, independently specified, and programmed, respectively.

UDC 621.391.018.42:654.1.011.4

Dr. Kerpán, I.:

The capacity of communication channel

HÍRADÁSTECHNIKA, (Budapest) 1982. No. .5

The information quantity—according to a principal interpretation—is the minimum number of binary signals needed for coding messages. Based on this demonstrative interpretation only, consequently, the further concepts of informations theory can be built up, channel capacity also involved. A way of it is shown by the article. Such an introduction of the discussed concepts can help to spread their application in technical practice.

UDC 621.396.67:621.397.6

Dr. Szabó, Z.:

Disc antenna for the TV IV. band

HÍRADÁSTECHNIKA (BUDAPEST) 1982. No. 5.

The paper introduces the development and construction of disc constructed antenna panel. For the need of changes in construction are given reasons both in electrical and mechanical respects, with special regard of wide band solutions.

PARTY-LINE

Centralizált társasvonalai elektronikus távbeszélő rendszer



Szolgáltatások:

Központ:

A mellékállomások szelektív hívása a központ kezelőkészletén elhelyezett nyomógombokkal

- egyéni hívás
- konferenciahívás
- programozott konferenciahívás lehet.

A központkezelő konferenciakapcsolatot is létesíthet. A konferencia program-mátrixban 6 program tárolható. A kezelőkészlethez tetszés szerinti megosztásban max. 6 db helyi vonal is csatlakoztatható. (CB-készülék, CB aut. központ és LB)

Napjainkban a korszerű hírközlési technika olyan távbeszélő rendszereket is igényel, amelyek információcserét biztosítanak egy üzem vagy telephely területén belül vagy adott esetben nagyobb távolságokra, esetleg országos méretekben is.

Ezek a rendszerek általában munka- vagy folyamatirányítás célját szolgálják, egy központi hely irányításával működnek oly módon, hogy az ottlevő személy a mellékállomásokról érkező információk ismeretében intézkedik, illetve lehetősége van a mellékállomásokkal a közvetlen gyors kapcsolat létesítésére. Lényeges szolgáltatása ezen telefonrendszereknek a konferenciabeszélgetés lehetősége, a hangos üzemmód (hangszóró-mikrofon), továbbá a beszélgetések magnetofonos rögzítése.

Ez a távbeszélőrendszer nagy távolságú társasvonalai hálózatok kialakítását teszi lehetővé.

A távbeszélőrendszer minden olyan hírközlési hálózaton telepíthető, ahol átviteli útként kábel, légvezeték, vagy egy vivőfrekvenciás távbeszélő-csatorna rendelkezésre áll.

A beszéd- és jelzésátvitel a hangfrekvenciás sávban történik, a leágaztatások száma nincs korlátozva, ami rendkívül rugalmas hálózat kialakítást tesz lehetővé.

Műszaki adatok:

mellékállomások száma
átviteli út:
központ-leágazó-alállomás
és hangos mellékállomás között
alállomás és mellékállomás között
hangfrekvenciás átviteli sáv
csatlakozási impedanciák
Tápfeszültség:
hálózatról
telepről
Üzemi környezeti hőmérséklet
Méretetek (mm-ben)

központ berendezés
kezelőkészlet
alállomás berendezés
leágazó berendezés
hangos mellékállomás
mellékállomás

max. 40, ill. 80

4 huzalos
2 huzalos
300—3400 Hz
600 Ohm

220 V $\pm 10\%$ 50 Hz
24 V $\pm 10\%$
+5 °C ... +45 °C

széles- ség	magas- ság	mély- ség
460	415	320
500	170	370
530	160	355
260	160	355
233	170	370

asztali távbeszélő-
készülék

BHG Híradástechnikai Vállalat
1509 Budapest Pf. 2.

Telefon: 453-390

Exportálja BUDAVOX H—1392

Budapest P.O.B. 267.

