

HÍRADÁS- TECHNIKA

11



HÍRADÁS- TECHNIKA

1972. november, XXIII. évfolyam 11. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

SOLYMOS LÁSZLÓ: Távközlő hálózatok gazdasági tervezése	321
Egyesületi hírek	330
DR. JACHIMOVITS LÁSZLÓ: Mikrohullámú reciprok és reaktáns kétkapus passzív szerkezet grafikus mátrixanalízise	331
DR. HERENDI MIKLÓS: Általános paraméterű LC szűrőket tervező program	338
A Híradástechnikai Tudományos Egyesület kapcsolata a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karával és annak hallgatóival (Dr. Komarik József)	343
A szóbeli információ jelentősége (Búza Péter)	344
DÁLNOKI GÁBOR—WALTON GUSZTÁV: Szigetelő alapú hibrid integrált áramkörök	346
Tartalmi összefoglalások	350
Обобщения	351
Zusammenfassungen	351
Summaries	352
Résumés	352

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest II., Mártírok útja 85. II. em. 231. Telefon: 154-859 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest V., Szabadság tér 17. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, Budapest VII., Lenin körút 9—11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest V., József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 Budapest, 62.

72.8305 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

SOLYMOS LÁSZLÓ
Posta Kísérleti Intézet

Távközlő hálózatok gazdasági tervezése

ETO 621.394.74:654.02.001.2

A hírközlési hálózatoknak időben folyamatosan növekvő igényeket kell kielégíteni, így a hálózatok kiépítésénél a gyakorlatban két szélső eset lehetséges. Az első szerint, az igények növekedése alapján, a hálózatot évenként bővítik, vagyis évenkénti lépcsőzéssel építik ki. A másik módszer esetében egy nagyobb, pl. 20 éves időszak (tervezési periódus — T) végére várható igény alapján, egy lépcsőben építik ki (a hálózatnak a fizikai élettartamon belül ki kell elégíteni az igényeket). Leggyakrabban egyik szélső eset sem ad optimumot. Az első megoldás esetében az alapberuházás a lehető legkisebb költséggel valósítható meg, viszont a bővítések költségesek. A bővítés majdnem ugyanakkora beruházási összeget igényel, mint az eredeti beruházás. A fokozatos fejlesztés, vagy bővítés sok esetben költségesebb, mintha ugyanazt a végeredményt egy lépésben érték volna el. Távközlőközpontoknál, erősítő állomásoknál különösen az épület, áramellátás, szolgálati helyiségek bővítése nehézkes, érdemes ezeket hosszabb időre előre tervezni annak ellenére, hogy a kezdeti időszakban a létesítmény nincs teljesen kihasználva. A második megoldás viszont pénzügyi szempontból különösen kezdetben hátrányos, mivel egyszerre igen nagy pénzüsségeket kötne le, és a létesítmény utolsó kapacitásegységei csak a fizikai elavulás közelében kerülnének üzembe. A feladat annak meghatározása, hogy milyen mértékben kell túlméretezni a hírközlési hálózatot, a gazdaságos kiépítés érdekében [1].

A gazdasági optimumot tehát a két szélső eset között kell keresni. Megfelelő módszer kidolgozásával egzakt alapokon kell vizsgálni azokat a tényezőket, amelyek meghatározzák az adott esetre gazdaságos kiépítést.

Az alapelvek rövid áttekintését a költségek felosztásának és az igények növekedésének kérdésével kezdjük. Ezután a jelenérték fogalmának összefoglaló ismertetése következik, majd rátérünk a tervezési táblázatok összeállítására.

A költségek felosztása

A hálózat költségeinek egyik része független az áramkörök számától (kapacitástól független költségek) — ilyen pl. az épületköltség, kábelvonalnál a földmunka költsége stb.; míg a költségek másik része függ az áramkörök számától (kapacitástól függő költségek) — pl. a kábelek, központberendezések stb. ára. Ha pl. egy kábelvonal kapacitástól független költségét C_0 -al, az áramköregységre eső költséget C_n -el jelöljük, akkor az n kapacitású vonal költsége felírható, mint:

$$C_0 + C_n \cdot n. \quad (1)$$

A kapacitástól független költségek dimenziója tehát Ft, vagy valamilyen más pénzegység, míg a kapacitástól függő költségek dimenziója pénzegység/áramkörszám, pl. Ft/db. Az eddigiek alapján megállapítható, hogy a kapacitástól függő költségek arányának növelése a lépcsőzetes kiépítés irányában hat, míg a kapacitástól független költségek arányának hatása ezzel ellentétes.

Az igények növekedése

Az igények időbeni növekedése, a hazai és külföldi statisztikai adatok vizsgálata alapján, logisztikus görbével jellemezhető. A hazai hálózat jelenlegi fejlődése a görbe viszonylag lineáris szakaszára esik. Az igények növekedése ezen a szakaszon az évi fejlődési állandóval (b) jellemezhető, amely azt mondja, hogy az igények növekedése alapján a hálózatot, vagy a hálózat valamely adott részét évente hány vonallal, berendezéssel kell bővíteni.

1. A jelenérték

Az 1. ábra lépcsőzetes hálózatépítést szemléltet. Az ábrából látható, hogy valamely t időközönként

egyenlő nagyságú, úgynevezett részberuházásokat hajtunk végre. A részberuházások nagysága meghaladja a pillanatnyi forgalmi igényt, ezért, többletberuházásoknak is tekinthetők, melyek t időn át kielégítik a forgalmi igényeket. Így tehát egy részberuházás alkalmával $b \cdot t$ áramkörmennyiséget létesítünk. Ennek alapján az (1) képlet a következőképpen írható át:

$$C_0 + C_n \cdot b \cdot t. \quad (2)$$

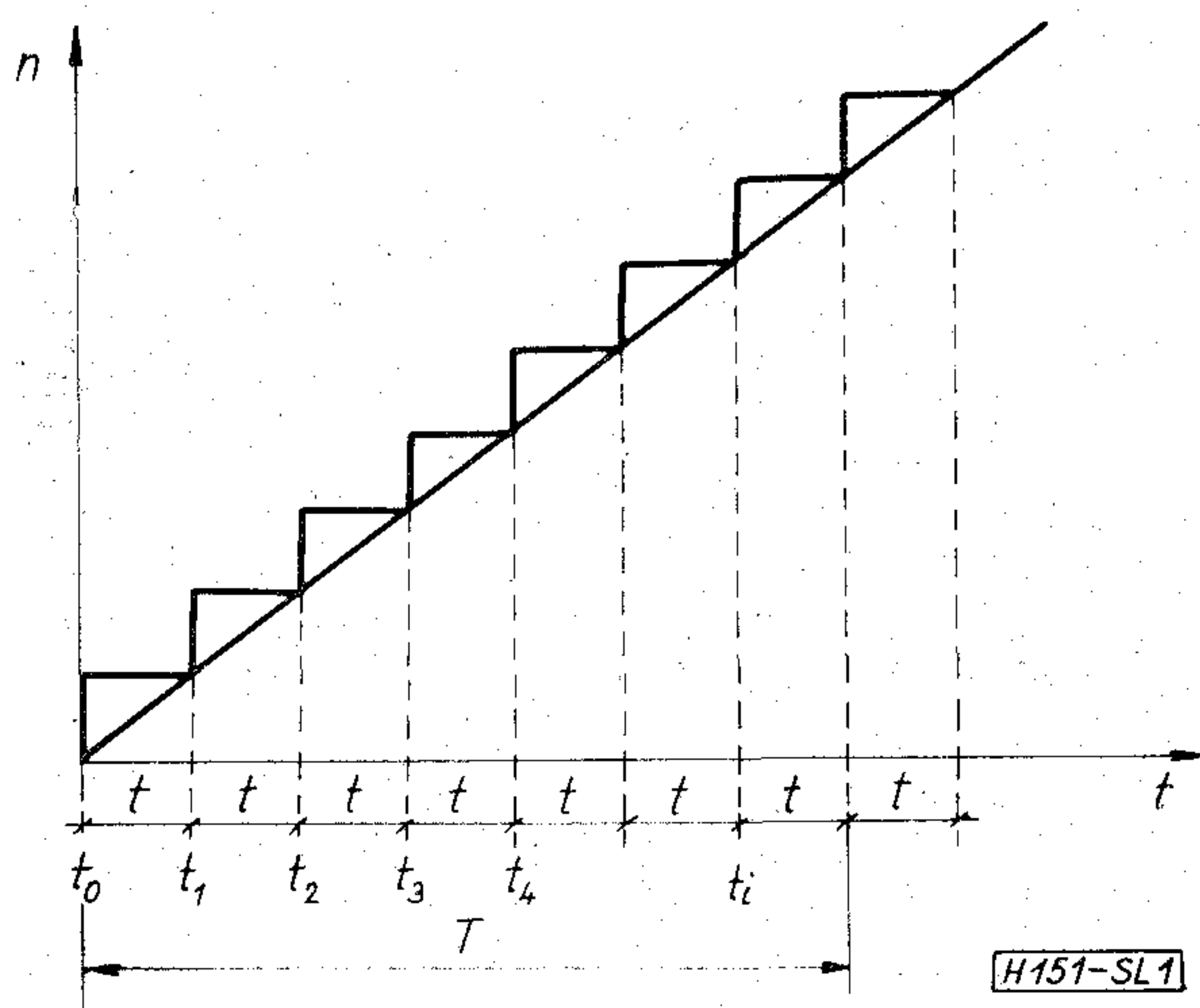
Ha valamely beruházást pl. t_i idő múlva hajtunk végre, akkor annak a jelen időpontra vonatkoztatott költsége, vagyis a beruházás jelenértéke a következőképpen számítható ki, a diszkonttényező segítségével:

$$K = [C_0 + C_n \cdot b \cdot t] \frac{1}{(1+r)^t}. \quad (3)$$

A diszkonttényező tulajdonképpen a kamatos kamat reciproka. A benne szereplő kamatlábat (r) a konkrét körülmények számításbavételével kell meghatározni. A CCITT Economic Studies-ben pl. 8%-os kamatláb szerepel, melyet a fejlődő országok számára gazdasági tervezési célra ajánlanak [2].

Ha pl. egy beruházáshoz 10 év múlva 1 millió Ft szükséges, akkor $r=8\%$ -os kamatláb esetén az 1 millió Ft-nak megfelelő jelenérték 0,558 millió Ft. Nagyobb kamatláb esetén valamely meghatározott időpontban végrehajtandó beruházás jelenértéke kisebb lesz. Ugyanígy minél távolabbi időpontban megvalósítandó beruházásról van szó, annál kisebb annak jelenértéke. Ha $t_i=0$, vagyis a beruházást most valósítjuk meg, akkor annak jelenértéke a tényleges beruházási költséggel egyenlő.

A jelenértékszámítási módszer kidolgozásának célja az, hogy a mindenkor igények kielégítését szem előtt tartva, a különböző jellegű költségcsoportok hatásának figyelembevételével meghatározzuk a leggazdaságosabb hálózatkiépítést, vagyis azt, hogy milyen gyakori, következőképpen milyen nagyságú lépcsőzéseket kell alkalmazni.



1. ábra

2. Beruházási költségek jelenértéke

Költségképlet meghatározása

Az 1. ábrán látható esetben egyenlő időközönként egyenlő nagyságú részberuházásokat valósítunk meg. Egy részberuházás költsége az időtényező elhanyagolásával a (2) szerint határozható meg. A részberuházások jelenértékének az összege pedig a következőképpen írható fel:

$$K_1 = [C_0 + C_n \cdot b \cdot t] \cdot \left[\frac{1}{(1+r)^0} + \frac{1}{(1+r)^t} + \frac{1}{(1+r)^{2t}} + \dots \right] \quad (4)$$

A (4) képlet második tényezője egy végtelen mértani sor, melynek összege:

$$A = \frac{a_1}{1-q} \quad (5)$$

ahol esetünkben $a_1=1$ és $q=(1+r)^{-t}$. Ezeket behelyettesítve az összegképletbe:

$$A = \frac{1}{1-(1+r)^{-t}} = \frac{(1+r)^t}{(1+r)^t - 1} \quad (6)$$

Ezután megkíséreljük a (6) összefüggést úgy átalakítani, a megadott pontossági határok közt, hogy az átalakítás eredményeképpen kapott képletből A értéke és t között egyszerű kapcsolat legyen kiolvasható. Bevezetve a következő jelölést, és a sorbafejtést elvégezve [3]:

$$B = (1+r)^t = 1 + t[\ln(1+r)] + \frac{t^2}{2} [\ln(1+r)]^2 + \frac{t^3}{6} [\ln(1+r)]^3 + \dots \quad (7)$$

Taylor képletével meghatározzuk, hogy milyen hibát eredményez, ha először a harmadfokútól kezdődően a (7) sorozat magasabbfokú tagjait elhanyagoljuk. A hiba mértékét nyilvánvalóan befolyásolja az is, hogy milyen t értékkel számolunk. Gyakorlati megfontolásból világos, hogy a kisebb t értékek pontos meghatározása a kritikusabb. Ugyanis $t=3$ esetén pl. az 1 évvel való tévedés nagyobb hibát eredményez, mint ha $t=20$ helyett 19-et számolunk. Azonkívül a sorbafejtés feltételei is kisebb t értékek esetén teljesülnek. Ilyen megfontolások alapján Taylor hibaképletét $t=5$ esetre oldjuk meg:

$$R_n = \frac{h^{n+1}}{(n+1)!} f^{(n+1)} = \frac{5^3}{3!} \{(1+0,08)^5\}^{(3)} = 0,0139. \quad (8)$$

Figyelembe véve, hogy $t=5$ esetén, a kamatos kamattáblázatból kiolvasható, $B=1,469$, a hiba százalékos értékét kiszámítva, eredményül 0,9%-ot kapunk.

A magasabbfokú tagok elhanyagolása tehát a B meghatározásában ($t=5$ -ig) jelentéktelen hibát ered-

ményez. Figyelembe véve, hogy a (6) és a (7) alapján:

$$A = \frac{B}{B-1}. \quad (9)$$

és fenáll, hogy

$$\left| \frac{B-\Delta B}{B-\Delta B-1} - \frac{B}{B-1} \right| < |\Delta B|. \quad (10)$$

ezért az A értékének meghatározásában még kisebb hiba jelentkezik.

A (7) sorozat első és másodfokú tagjának felhasználásával tehát az A értéke felírható, mint:

$$A = \frac{1+t \cdot [\ln(1+r)] + \frac{t^2}{2} [\ln(1+r)]^2}{t \cdot [\ln(1+r)] + \frac{t^2}{2} [\ln(1+r)]^2}. \quad (11)$$

A másodfokú tag elhanyagolása azonban már nem engedhető meg, mivel átlagosan mintegy 10%-os hibát eredményezne. Viszont, ha csak az elsőfokú tagot vennénk figyelembe, akkor A képlete lényegesen leegyszerűsödne, de csak közelítően lenne érvényes:

$$A \approx 1 + \frac{1}{t[\ln(1+r)]}. \quad (12)$$

Képezzük a (11) és (12) különbségét:

$$\Delta = -\frac{1}{2+t[\ln(1+r)]}. \quad (13)$$

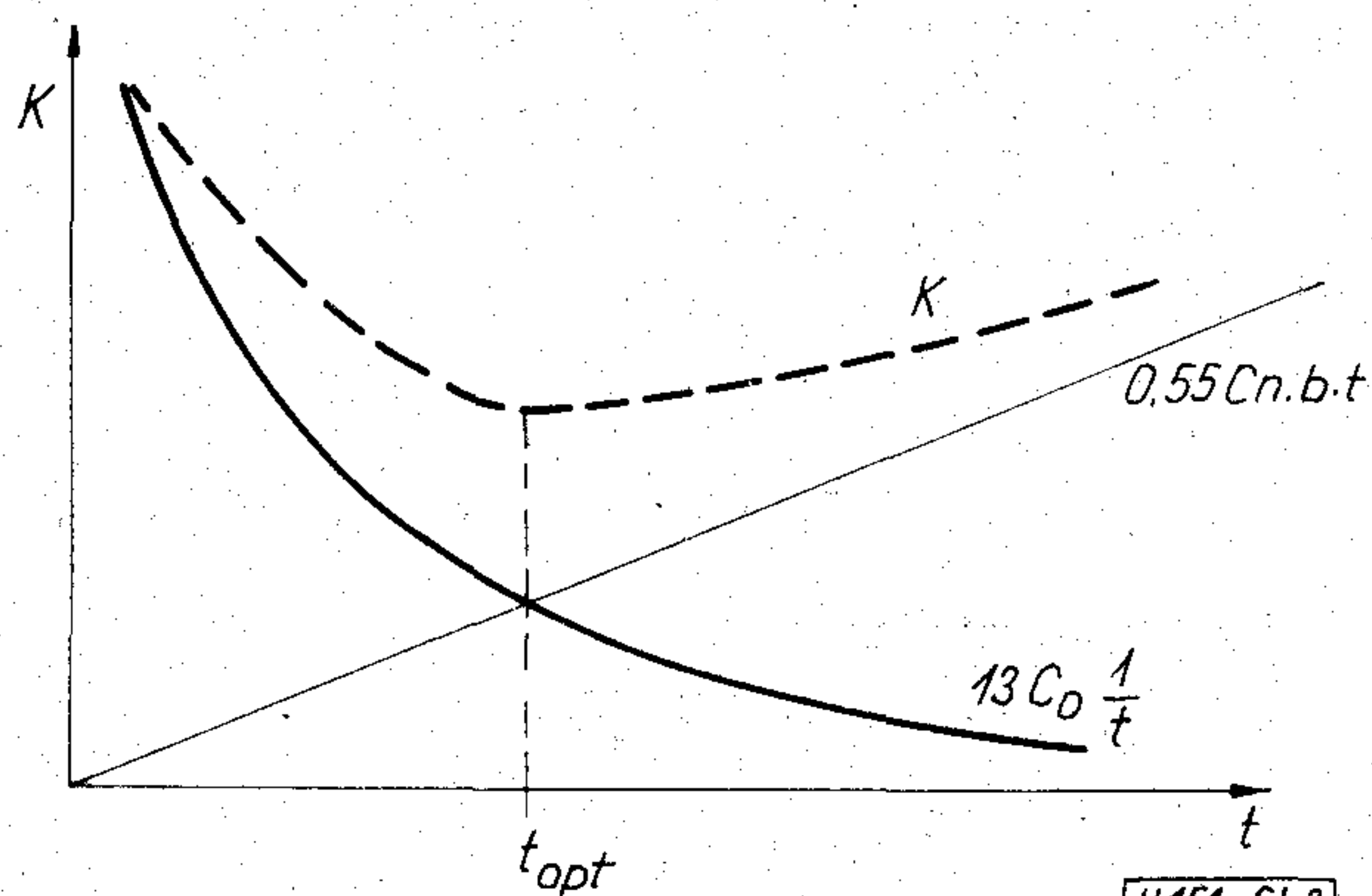
1. táblázat

t	1	2	3	4	5
Δ	-0,48	-0,46	-0,45	-0,43	-0,42

A különböző t értékekre kiszámított Δ értékeket az 1. táblázat foglalja össze, $r=8\%$ esetén. Korrigáljuk ezután a (12) kifejezést Δ középértékével ($-0,44$ -el) és végezzük el a számítást:

$$A \approx 1 + \frac{1}{t \cdot [\ln(1+r)]} - 0,44 = 0,56 + 13 \frac{1}{t}. \quad (14)$$

Ha ezt követően az A -nak a (6) szerint kiszámított értékeit összevetjük a (14) szerinti értékekkel, akkor



2. ábra

azt tapasztaljuk, hogy közöttük az eltérés még $t=20$ esetén sem haladja meg a megengedhető 5%-ot. Tehát A képletét sikerült felírni egyszerű alakban, ki-elégítő pontossággal.

Más kamatláb esetén is hasonlóképpen vezethető le az A képlete. Általános alakban felírható:

$$A = D + E \frac{1}{t}. \quad (15)$$

D és E értékeit különböző kamatláb esetén a 2. táblázat tartalmazza. Behelyettesítve a (15)-öt a (4)-be, a beruházási költségek jelenértékének képlete általános alakban felírható:

$$K_1 = E \cdot C_0 \cdot \frac{1}{t} + D \cdot C_n \cdot b \cdot t + D \cdot C_0 + E \cdot C_n \cdot b. \quad (16)$$

2. táblázat

$r[\%]$	5	8	10	15
D	0,54	0,55	0,56	0,57
E	20	13	10,6	7,2
R	6	5	4,4	3,6
L	416	175	106,6	55,4
P	11,2	7,5	6,16	4,4
Q	21	13,5	10	7,7

A 2. táblázat adataiból (D és E) látható, amit a 2. pontban is említettünk, hogy egyéb adatok azonosága esetén nagyobb kamatlábhoz kisebb jelenérték tartozik.

A jelenérték képletekből megállapítható, hogy a kapacitástól független költségek szempontjából a jelenérték annál kisebb, minél nagyobb időközönként, minél nagyobb előretartással (tehát minél kevesebbszer) lépcsőzünk, míg a kapacitástól függő költségek a lépcsőzések közötti időtartam csökkentése esetén (vagyis gyakoribb lépcsőzéssel) minimalizálják a jelenértéket. A 2. ábra a költségek menetét szemlélteti a t függvényében.

t_{opt} értékének meghatározása

A minimális jelenértéket biztosító optimális t meghatározásához deriváljuk például a (16) egyenlet t szerint,

$$\frac{dK_1}{dt} = -E \cdot C_0 \cdot \frac{1}{t^2} + D \cdot C_n \cdot b. \quad (17)$$

majd a deriváltat 0-val téve egyenlővé, akkor t_{opt} felírható:

$$t_{opt} = R \sqrt{\frac{1}{b} \frac{C_0}{C_n}}. \quad (18)$$

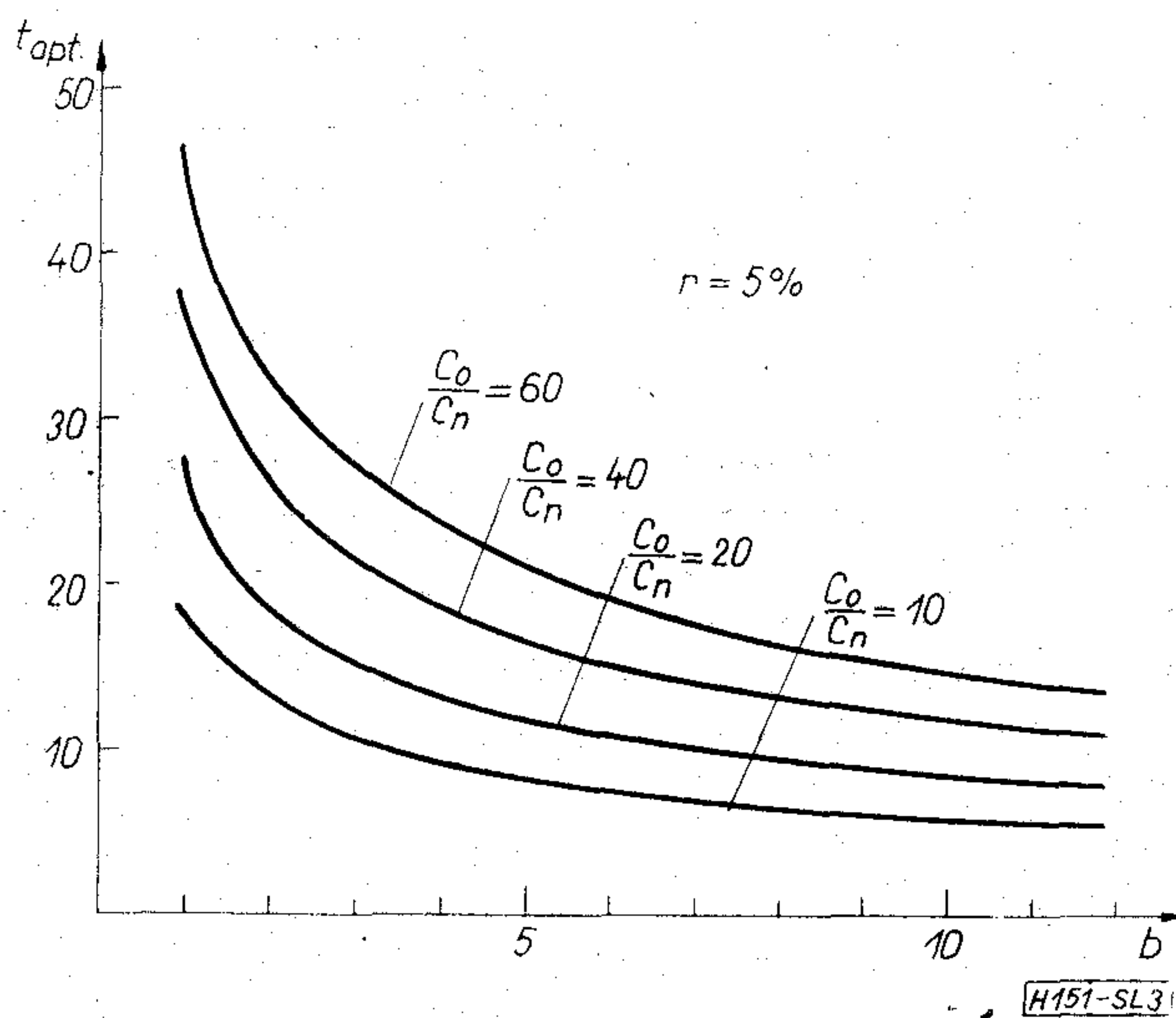
R értékeit különböző kamatlábak esetén a 2. táblázat tartalmazza.

A (18) képlet és a 2. táblázat R adatai alapján az alábbi következtetések vonhatók le:

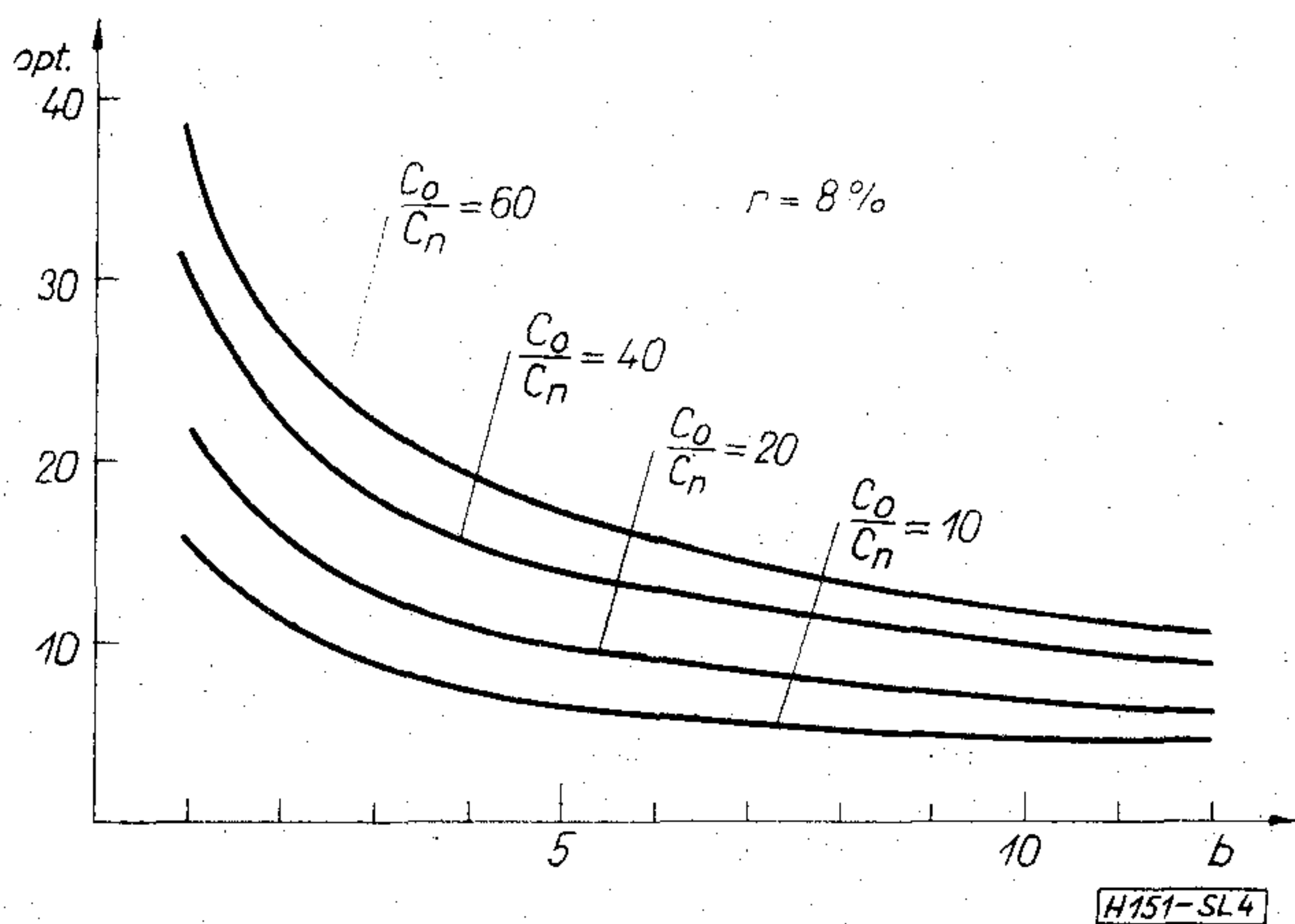
— A kamatláb növelése esetén t_{opt} csökken, vagyis gyakoribb lépcsőzéssel, a bevételt jelenleg még

nem biztosító, kihasználatlan berendezések mennyiségének fokozottabb csökkentésével érhető el a gazdasági optimum. A kihasználatlan berendezések helyett a pénzeszközöket más, a jelen időpontban, vagy a közeljövőben kihasználásra kerülő, így rövid időn belül bevételt biztosító berendezések létesítésére kell fordítani. Ez a tendencia a kamatláb növelésével fokozódik, mivel ebben az esetben a kihasználatlan berendezés következtében elmaradó bevétel is nagyobb.

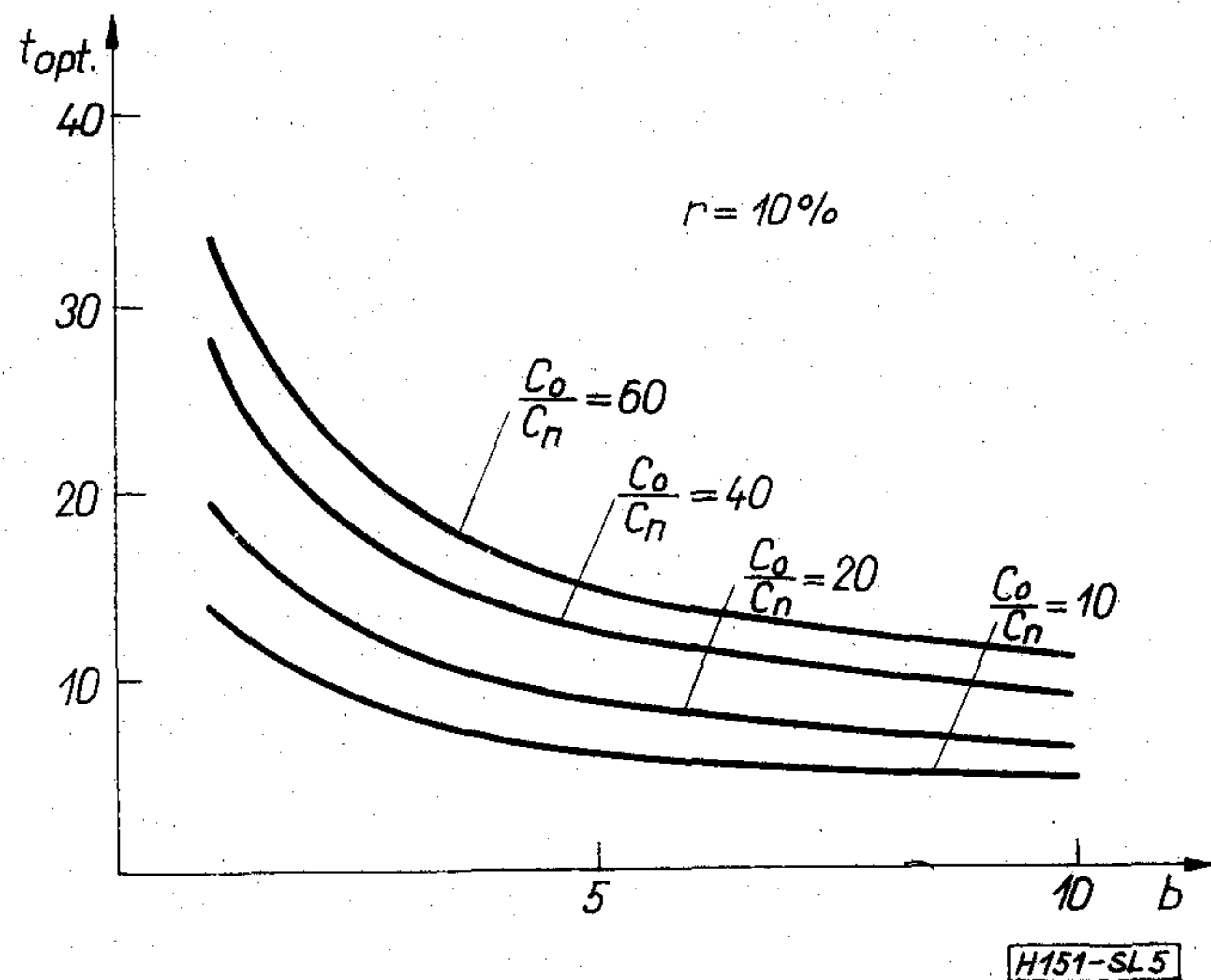
- Nagyobb fejlődési állandó, vagyis gyorsabb fejlődés esetén rövidebb időre, azaz kisebb előretartással kell tervezni. Kiseb fejlődési állandó esetén pedig fordított a helyzet.
- Ha C_0 csökken, akkor t_{opt} is monoton csökken, vagyis kis kapacitástól független költség esetén rövid időre kell előre tervezni.
- Ha C_0 nő, akkor t_{opt} is nő, vagyis nagy kapacitástól független költségek esetén hosszú időre kell előre tervezni, azaz kevés számú lépcsőben kell kiépíteni a hálózatot. Például földbe helyezett kábelhálózat építésénél, mivel nagy és költséges földmunkával jár, kevés lépcsőt alkalmazunk.
- Igen lényeges, hogy a berendezés típusa önmagában, egyértelműen nem határozza meg az optimális előretartási időt. Ugyanezt a berendezéstí-



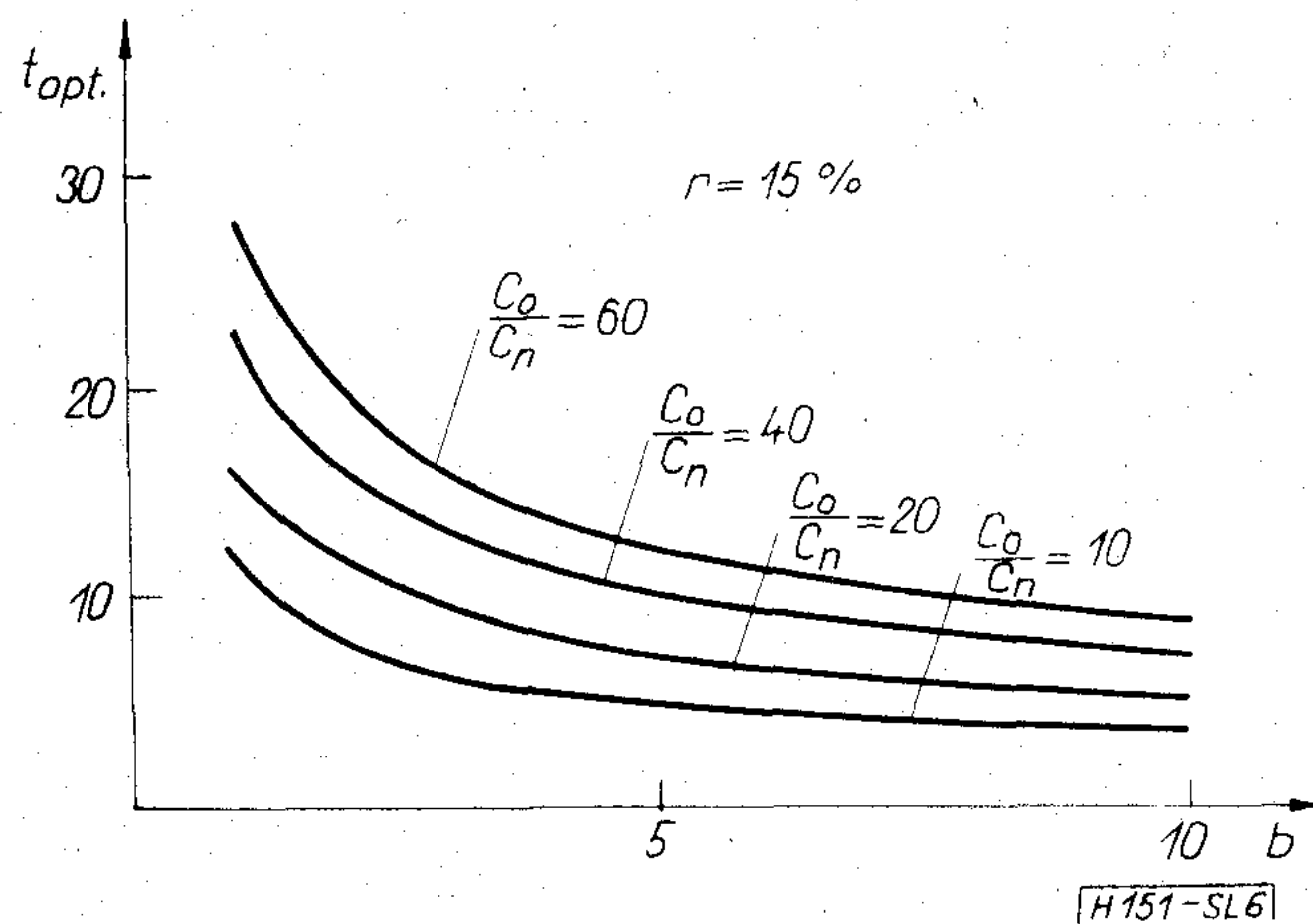
3. ábra



4. ábra



5. ábra



6. ábra

pust hosszabb, vagy rövidebb időre kell előre tervezni, a fejlődés gyorsaságától függően. Tehát a fejlődés mértékének és a berendezés típusának egyidejű mérlegelésével kell dönteni az optimális előretartási idő kérdésében.

Táblázatok és grafikonok t_{opt} meghatározására

A 3. táblázat t_{opt} értékeit tünteti fel a különböző berendezésekre, különböző nagyságú kamatláb esetén, a fejlődési állandó függvényében.

A 3—6. ábra grafikonjai pedig t_{opt} értékeit adják meg a fejlődési állandó függvényében, különböző C_0/C_n értékekre.

3. táblázat

b		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Önhordó légkabel terheletlen $\frac{C_0}{C_n} = 15$	r	5	23	16	13	12	10	9	9	8	7
	8	19	14	11	10	9	8	7	7	7	6
	10	17	12	10	9	8	7	6	6	6	5
	15	14	10	8	7	6	6	5	5	5	4

3. táblázat folytatása

b			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
04 mm-es páncélos kábel 3×4–26×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=133$	r%	5	66	46	38	33	30	27	25	23	22	21
		8	55	39	32	28	25	22	21	19	18	18
		10	48	34	28	24	22	19	18	17	16	15
		15	40	28	23	20	18	16	15	14	13	13
06 mm-es páncélos kábel 3×4–26×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=80$	r%	5	54	38	31	27	24	22	21	19	18	17
		8	45	32	26	23	20	18	17	16	15	14
		10	40	28	23	20	18	16	15	14	13	13
		15	32	23	18	16	14	13	12	11	11	10
08 mm-es páncélos kábel 3×4–26×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=36$	r%	5	36	25	21	18	16	14	14	13	12	12
		8	30	21	17	15	14	12	11	11	10	10
		10	26	18	15	13	12	11	10	9	9	8
		15	22	15	13	11	10	9	8	8	7	7
04 mm-es terhelt páncélos kábel 3×4–26×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=108$	r%	5	62	43	35	31	28	25	24	22	21	20
		8	52	36	30	26	23	21	20	18	17	17
		10	46	32	26	23	21	18	17	16	15	15
		15	37	26	21	19	17	15	14	13	12	12
06 mm-es terhelt páncélos kábel 3×4–26×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=72$	r%	5	51	36	29	26	23	20	19	18	17	16
		8	43	30	25	22	19	17	16	15	14	14
		10	37	26	20	19	17	15	14	13	12	12
		15	31	22	18	16	14	12	12	11	10	10
08 mm-es terhelt páncélos kábel 3×4–26×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=34$	r%	5	35	25	20	18	16	14	13	12	11	11
		8	29	20	17	15	13	12	11	10	10	9
		10	26	18	15	13	12	10	10	9	9	8
		15	21	15	12	11	9	8	8	8	7	7

06 mm-es terhelt páncélos kábel 26×4–208×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=74$	$r\%$	5	37	26	23	21	18	16	15	13	12	11
		8	30	22	19	18	15	13	12	11	10	10
		10	27	19	17	15	13	12	11	10	9	8
		15	22	16	14	13	11	10	9	8	7	7
08 mm-es terhelt páncélos kábel 26×4–208×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=48$	$r\%$	5	29	21	19	17	15	13	12	11	10	9
		8	25	17	16	14	12	11	10	9	9	8
		10	22	15	14	12	11	10	9	8	7	7
		15	18	14	11	10	9	8	7	6	6	6

b		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
TRT–VBK–12 $\frac{C_0}{C_n}=6,6$	$r\%$	5	16	11	9	8	7	6	6	5	5	5	4
		8	13	9	8	7	6	5	5	4	4	4	3
		10	11	8	7	6	5	5	4	4	4	3	3
		15	9	6	5	5	4	4	4	3	3	3	3

b			2	4	5	10	15	20	25	30	40	50	60
TRT—VBK—60 $\frac{C_0}{C_n}=36$	r [%]	5	25	18	16	12	9	8	7	7	6	5	5
		8	21	15	13	10	8	7	6	6	5	4	4
		10	18	13	12	8	7	6	5	5	4	4	3
		15	15	11	10	7	6	5	4	4	3	3	3

b			5	10	20	30	40	50	60	80
TRT—VBK—120 $\frac{C_0}{C_n}=20$	r [%]	5	12	8	6	5	4	4	3	3
		8	10	7	5	4	4	3	3	3
		10	9	6	4	4	3	3	2	2
		15	7	5	4	3	3	2	2	2

b		5 6 7 8 9 10 11 12 15 20 24											
TRT—FBK—12 $\frac{C_o}{C_n}=64$	r [%]	5	22	20	18	17	15	15	16	14	12	11	9
		8	18	16	15	14	14	13	12	12	10	9	8
		10	16	14	13	12	12	11	11	10	9	8	7
		15	13	12	11	10	10	9	9	8	7	6	6

<i>b</i>			10	20	40	60	80	100	120
Philips–60 végállomás $\frac{C_0}{C_n}=80$	<i>r</i> [%]	5	17	12	9	7	6	5	4
		8	14	10	7	6	5	4	3
		10	12	9	6	5	4	4	3
		15	10	7	5	4	4	3	2

b			10	20	40	60	80	100	120
Philips—120 végállomás $\frac{C_e}{C_n}=93$	r [%]	5	18	13	9	7	7	6	5
		8	15	11	8	6	5	5	4
		10	13	10	7	5	5	4	4
		15	11	8	6	5	4	4	3

δ			2	4	5	6	8	10	12	15	18	20
04 mm-es páncélos kábel 26×4–208×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=180$	$r\%$	5	57	40	36	33	27	25	23	21	19	18
		8	48	33	30	27	24	21	20	17	16	15
		10	42	29	26	24	21	19	17	15	14	13
		15	34	24	22	20	17	15	14	12	11	11
06 mm-es páncélos kábel 26×4–208×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=85$	$r\%$	5	39	28	25	24	20	18	16	14	13	12
		8	32	23	21	20	16	15	13	12	11	10
		10	28	20	18	18	14	13	12	10	10	9
		15	23	17	15	14	12	11	10	9	8	8
08 mm-es páncélos kábel 26×4–208×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=53$	$r\%$	5	31	22	20	18	15	14	13	11	10	10
		8	26	18	16	15	13	12	10	9	9	8
		10	23	16	14	13	11	10	9	8	8	7
		15	19	13	12	11	9	8	8	7	6	6
04 mm-es terhelt páncélos kábel 26×4–208×4 ig külterületen $\frac{C_0}{C_n}=140$	$r\%$	5	50	36	32	29	25	22	21	18	17	16
		8	42	30	26	24	21	19	17	15	14	13
		10	37	26	23	21	19	16	15	13	12	12
		15	30	22	19	17	15	13	12	11	10	10

3. táblázat folytatása

b			5	10	20	30	40	50	60
ARK $\frac{C_0}{C_n}=45$	r [%]	5	18	13	9	7	6	6	5
		8	15	11	8	6	5	5	4
		10	13	9	7	5	5	4	4
		15	11	8	5	4	4	3	3

b			20	40	60	80	100	150	200	300	400	500
ARF $\frac{C_0}{C_n}=185$	r [%]	5	18	13	10	9	8	7	6	5	4	4
		8	15	11	9	8	7	6	5	4	3	3
		10	13	10	8	7	6	5	5	4	3	3
		15	11	8	6	6	5	4	4	3	2	2

3. Fenntartási költségek jelenértéke

Ebben a pontban külön tárgyaljuk a fenntartási költségek jelenértékét, melynek szükségességét az indokolja, hogy valamely adott kapacitású berendezés, vagy vonal létesítéskor felmerülő beruházási költség egyszeri ráfordításként szerepel, míg a berendezés üzemeltetésével kapcsolatos költségek folyamatos ráfordítások. A két költségtípus tehát egyszerűen nem összegezzhető. Ehhez előbb a folyamatos költségeket megfelelő módon egyszeri ráfordításokká alakítjuk át. Tehát ez a tárgyalásmód csak formai, a fenntartási költségek külön történő elemzésének, vizsgálatának nincs értelme, mivel azok mindig egy konkrét létesítményhez kapcsolódnak, és ezért hatásukat a beruházási költségekkel együtt kell tárgyalni. A továbbiakban ezért képezzük a beruházási és fenntartási költségek jelenértékének az összegét és az összegüket elemezzük.

Gazdasági tervezésnél a berendezések egy évre számított fenntartási költségeiből indulunk ki. A fenntartási költségek is feloszthatók kapacitástól független és kapacitástól függő költségekre. A kapacitástól független költségeket jelöljük F_0 -al, dimenziójuk pénzegység/év pl. Ft/év. A kapacitástól függő költségrészt, vagyis a berendezés áramköregységére vonatkoztatott fenntartási költségét jelöljük F_n -el, dimenziója pénzegység/áramkörszám·év, pl. Ft/db·év. Az említett költségcsoportosítást felhasználva, valamely adott kapacitású létesítmény fenntartási költsége a (2)-vel analóg írható fel:

$$F_0 + F_n \cdot b \cdot t. \quad (19)$$

Valamely t_0 időpontban beruházott létesítményt bizonyos költségráfordítással évenként üzemeltetni kell. Feltételezzük, hogy évenként egyenlő nagyságú fenntartási költségek ismétlődnek. Mivel a t_0 időpont a jelen időpontot jelöli, így a fenntartási költségeknek a t_0 időpontra diszkontált összege egyben a t_0 időpontban megvalósított beruházás (vagy részberuházás) fenntartási költségei jelenértékének az összegét fejezi ki, vagyis:

$$K'_2 = [F_0 + F_n \cdot b \cdot t] \left[\frac{1}{(1+r)^0} + \frac{1}{(1+r)^1} + \frac{1}{(1+r)^2} + \dots + \frac{1}{(1+r)^t} \right] \quad (20)$$

A (20) kifejezés második tényezője végtelen mértani sort képvisel.

A t_1 időpontban létesített berendezés fenntartási költségeinek fenntartási összege is a (20)-al azonos struktúrájú kifejezéssel írható fel. Mivel a t_1 időpont nem a jelen időpontot fejezi ki, így az összegzés eredményeképpen nem a t_1 időpontban létesített berendezés fenntartási költségeinek jelenértékét, hanem a fenntartási költségeknek a t_1 időpontra diszkontált értékét kapjuk, jöllehet a számítás eredménye ez esetben is a (20)-al azonos. Ugyanez lesz a t_2, t_3 , stb. időpontban létesített berendezések fenntartási költségeinek is az összege. (A t_0, t_1, t_2, t_3 , stb. időpontok között egyformán t időköz van, 1. ábra).

Ahhoz, hogy a különböző időpontokban létesített berendezések fenntartási költségeinek jelenérték összegét meghatározzuk, a fenntartási költségeknek a létesítés időpontjára diszkontált összegeit (K'_2) a jelen időpontra kell diszkontálni, vagyis:

$$K_2 = K'_2 \left[\frac{1}{(1+r)^0} + \frac{1}{(1+r)^1} + \frac{1}{(1+r)^2} + \dots \right] \quad (21)$$

Figyelembe véve, hogy a (21) egyenlet zárójeles tényezője a (15)-el helyettesíthető, a különböző időpontokban létesített berendezések fenntartási költségeinek jelenérték összege általános alakban felírható:

$$K_2 = L \cdot F_0 \cdot \frac{1}{t} + P \cdot F_n \cdot b \cdot t + P \cdot F_0 + L \cdot F_n \cdot b. \quad (22)$$

A (22) egyenlet tényezőinek számszerű értékét különböző kamatláb esetén a 2. táblázat tartalmazza.

Fenntartási költségek jelenértékének hatása t_{opt} értékére

Megvizsgáljuk, hogy a fenntartási költségek figyelembevétele következtében a beruházási költségek alapján meghatározott t_{opt} érték hogyan változik. Ehhez összegezzük a beruházási és fenntartási költségek jelenértékét, majd a t_{opt} felírható:

$$t_{opt} = R \sqrt{\frac{1}{b}} \sqrt{\frac{C_0 + Q \cdot F_0}{C_n + Q \cdot F_n}}, \quad (23)$$

ill.

$$t_{opt} = R \sqrt{\frac{1}{b}} \sqrt{\frac{p_1 + Q \cdot p_2}{1 + Q \cdot p_3}}, \quad (24)$$

ahol $p_1 = C_0/C_n$, $p_2 = F_0/C_n$ és $p_3 = F_n/C_n$. Az előző pontban, t_{opt} meghatározásánál, már felhasználtuk a C_0/C_n hányadosnak a különböző típusú berendezésekre kiszámított értékeit. Célszerű megállapítani a különböző berendezéstípusokra a p_2 és p_3 értékeket is, és tervezési alapadatok minőségében a beruházási költségek alapján kiszámított t_{opt} értékek korrigálásánál alkalmazni. A gyakorlatban a hálózatokra általában érvényes, hogy $p_2, p_3 < 1$, míg az előző pontban közöltek alapján sok esetben $p_1 \gg 1$. A távbeszélő készülék esetében azonban $p_1 = 0$, mivel $C_0 = 0$.

A fenntartási költségek tehát várhatóan nem módosítják lényegesen a beruházási költségek alapján kiszámított t_{opt} értékeket annál is inkább, mert a kis fenntartási költségigényű berendezések alkalmazása a cél. Mindezek ellenére, az egyes esetekben, különösen akkor, ha viszonylag nagyobb fenntartási költségek merülnek fel, ezt a kérdést pontosan meg kell vizsgálni.

Különböző kamatláb esetén Q értékeit a 2. táblázat tartalmazza.

4. Maradéérték hatásának a figyelembe vétele

Az előző pontokban meghatároztuk az optimális előretartási időt. Feltételeztük, hogy a t_0 időponttól (jelen időpont) kezdve t_{opt} időközönként folyamatosan bővítjük a hálózatot, mintegy a részberuházások hosszú sora jön létre. Nem vettük azonban figyelembe, hogy a hálózat különböző elemei az időben különböző mértékben avulnak el, vagyis egy bizonyos időpontra az értékük (maradéérték) az eredeti értékhez képest különböző mértékben csökken le, egyesek teljesen elhasználódnak, cserélni kell őket. A továbbiakban meg kell vizsgálni, hogy a maradéérték figyelembe vétele következtében az eredetileg megállapított t_{opt} hogyan változik meg.

A gyakorlatban t_{opt} idő eltelte után két lehetőség van:

- lecseréljük a jelenlegi berendezést,
- jelenlegi berendezést meghagyva — bővítjük.

A döntéshez ismerni kell a berendezés maradéértékét, t_{opt} idő múlva. Tételezzük fel — és általában ez az eset —, hogy bővítünk, és akkor az avulási idő után termeljük ki a maradék értéket. Ez pedig berendezéstípustól függően 15–40 év, így vezessünk be egy átlagos értéket, legyen $T=20$.

Azoknál a berendezéseknél, amelyek T időnél hosszabb ideig használhatók, még T év múlva is kimutathatunk maradék értéket. A berendezések értékének csökkenése, mint minden öregedési folyamat, exponenciális jellegű. A t_i időpontban üzembehelyezett berendezésnél a t_i -től a T időpontig bekövetkező értékcsökkenéssel, vagyis a $T-t_i$ idő alatt értékcsökkenéssel kell számolni. Ha valamely berendezést a jelen időpontban helyezünk üzembe, akkor T éven át történő értékcsökkenéssel kell számolni, mivel $t_i=0$. Ha általában a részberuházásokat pl. t időközönként valósítjuk meg, akkor T időszak alatt $S = \frac{T}{t}$ részberuházást eszközölünk. Az i -dik részberuházás időpontja t_i pedig a következőképpen írható fel:

$$t_i = (i-1) \frac{T}{S}. \quad (25)$$

Ezek alapján az i -dik részberuházás maradék értéke felírható, mint:

$$M_i = \left[C'_0 + C_n \cdot b \cdot \frac{T}{S} \right] \cdot e^{-\alpha T \left[1 - \left[i-1 \right] \frac{1}{S} \right]}. \quad (26)$$

ahol α — a berendezés elévülésére jellemző szám, amely azt fejezi ki, hogy a berendezés évente hány százalékot veszít eredeti értékéből. A maradéérték vizsgálatánál nagy körültekintéssel kell eljárni. Pl. kábel esetén, a kapacitástól független résznél a kábel árának idetartozó részét figyelembe kell venni, de az építéssel járó földmunka költségét természetesen nem. Ezért vezettük be a C'_0 jelölést, amely a C_0 -nál kisebb értéket jelent.

Ha valamely berendezés maradék értéke a T időszak végén M_i , akkor a maradéérték jelenértéke felírható, mint

$$K_3 = \frac{M_i}{[1+r]^T}. \quad (27)$$

A hálózat teljes jelenértéke meghatározható, ha a beruházási és fenntartási költségek jelenértékének összegéből kivonjuk a maradéérték jelenértékét, vagyis:

$$K = K_1 + K_2 - K_3. \quad (28)$$

Célunk, hogy a teljes jelenérték minél kisebb legyen. Ezért a maradéérték és annak jelenértéke legyen minél nagyobb. Nem nehéz belátni, hogy a maradéérték azáltal növelhető, ha a berendezéseket minél később helyezzük üzembe, vagyis gyakoribb lépcsőzéssel építjük ki a hálózatot. Ez a megállapítás egyaránt vonatkozik a kapacitástól független és a kapacitástól függő költségekre. A lépcsőszám növelését viszont a beruházási és fenntartási költségek kapacitástól független része korlátozza. Nem nehéz belátni, hogy a beruházási és fenntartási költségek, valamint a maradéérték együttes figyelembevételével megállapított optimális lépcsőszám nagyobb, mint a maradéérték figyelembe vétele nélkül megállapított optimális lépcsőszám.

A maradéérték jelenértékének meghatározásához, többlépcsős beruházás esetén, először a (26) összefüggéssel megadott i -edik részberuházás maradéérték képletét hozzuk egyszerűbb alakra. Mivel a gyakorlatban általában $\alpha < 0,1$, ezért érvényes az

$$e^{\alpha T} \cong 1 + \alpha T, \quad (29)$$

és a

$$[1 + \alpha]^T \cong 1 + \alpha T.$$

összefüggés. Ezek felhasználásával a (26) felírható, mint:

$$M_i = \left[C'_0 + C_n \cdot b \cdot \frac{T}{S} \right] \cdot [1 - \alpha]^T \left[1 - \left[i-1 \right] \frac{1}{S} \right]. \quad (30)$$

Ha a T tervezési időszak alatt S részberuházást valósítunk meg, akkor a részberuházások maradéértékének jelenértéke általános alakban a következőképpen írható fel:

$$K_3 = \left[C'_0 + C_n \cdot b \cdot \frac{T}{S} \right] \frac{1}{(1+r)^T} \left[(1-\alpha)^T + (1-\alpha)^{(S-1) \frac{T}{S}} + (1-\alpha)^2 \frac{T}{S} + (1-\alpha) \frac{T}{S} \right]. \quad (31)$$

Megállapítható, hogy a (31) kifejezés harmadik tényezője egy mértani sort képvisel, melynek kvóciense:

$$q = [1 - \alpha]^{-\frac{T}{S}},$$

tagjainak száma pedig S . A mértani sor összegképletének felhasználásával a (31) felírható:

$$K_3 = \left[C'_0 + C_n \cdot b \cdot \frac{T}{S} \right] \frac{1}{[1+r]^T} [1-\alpha]^T \frac{1 - [1-\alpha]^{-\frac{T}{S}}}{1 - [1-\alpha]^{-\frac{T}{S}}} \quad (32)$$

A maradékérték jelenértékére kapott kifejezésből igazolható az a korábbi megállapítás, miszerint a kapacitástól független és a kapacitástól függő költségek szempontjából egyaránt a lépcsőszám növelésével növelhető a maradékérték jelenértéke.

Teljes jelenérték

A teljes jelenérték meghatározásához a beruházási és fenntartási költségek jelenértékének összegéből ki kell vonni a maradékérték jelenértékét. Ehhez először a t függvényében felírt (33) egyenletet a $t = \frac{T}{S}$ összefüggés alapján felírjuk S függvényében, $T=20$ esetén, majd levezetés nélkül az optimális lépcsőszám:

$$S_{\text{opt}} = d\sqrt{b} \sqrt{\frac{1+f \cdot p_3}{p_1 - g \cdot p'_1 + h \cdot p_2}} \quad (33)$$

Itt nem részletezett gyakorlati számítások igazolják, hogy a teljes jelenértékképlet alapján meghatározott S_{opt} nagyobb, mint a maradékérték figyelembe vétele nélkül meghatározott S_{opt} .

5. Hibaelemzés

A hibaelemzést kettős vonatkozásban végezzük. Egyrészt megvizsgáljuk azt, hogy a kiszámított t_{opt} értéktől való eltérés a jelenérték milyen mértékű növekedéséhez vezet. (Szemléletesebb, ha az elemzést a lépcsőszám alapján végezzük.) Másrészt megvizsgáljuk, hogy a fejlődési állandó és az árak meghatározásának pontossága hogyan befolyásolja az optimalizálást.

Az előzőekben megállapítottuk, hogyha az adott hálózatképzés az optimális lépcsőszám szerint történik, akkor a hálózat jelenértéke minimális. Ha a hálózatot nem az optimális számú lépcsőben, hanem pl. annál eggyel több („felfelé” való eltérés) vagy eggyel kevesebb („lefelé” való eltérés) számú lépcsőben építjük ki, akkor a jelenérték nagyobb lesz, vagyis a hálózat költségesebbé válik.

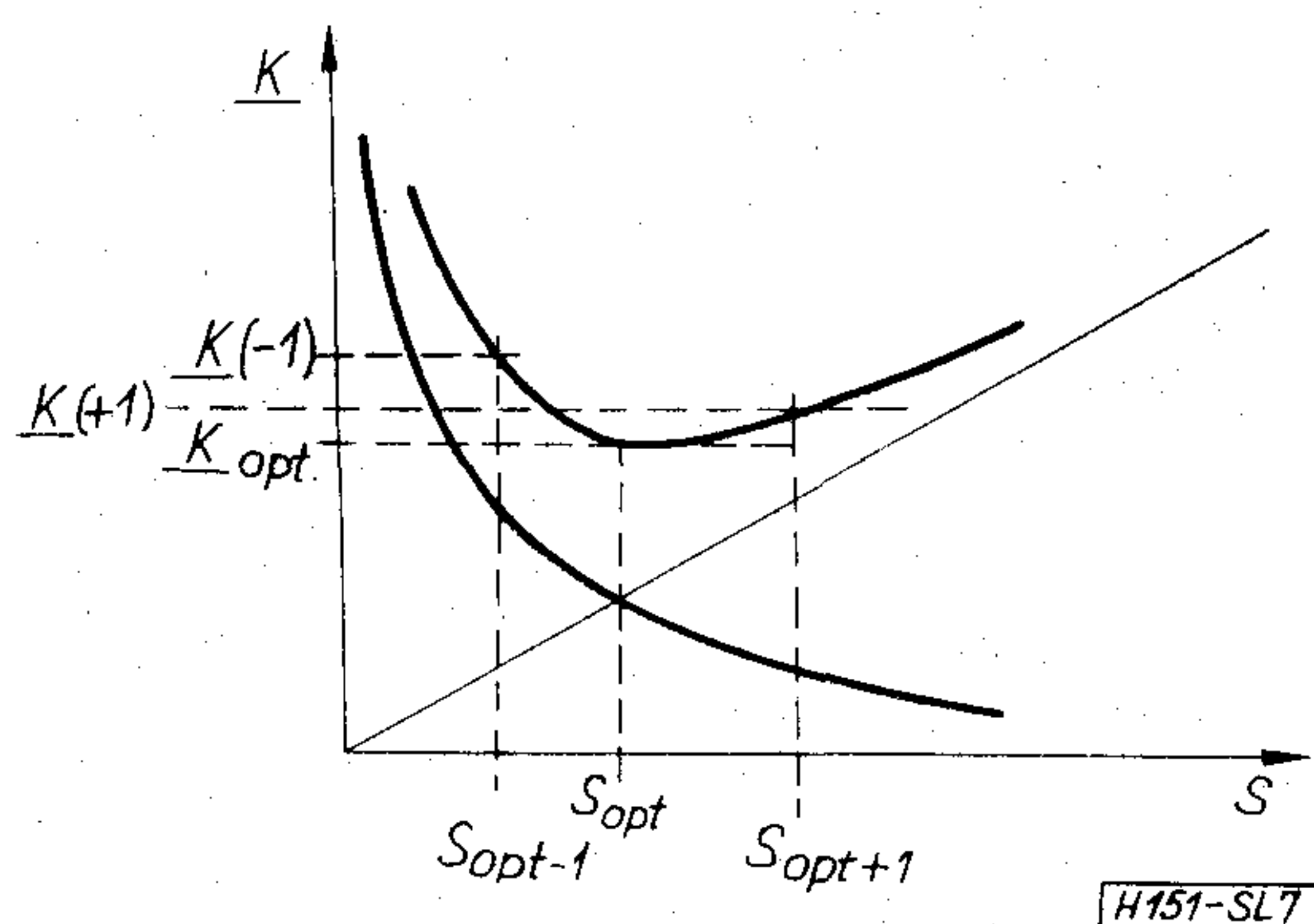
Még költségesebb a hálózat akkor, ha az optimális lépcsőszámtól nem eggyel, hanem még nagyobb mértékben térünk el. Az elemzés során arra az esetre korlátozódunk, amikor a hálózatok kiépítésénél az optimális lépcsőszámtól eggyel több (+1 lépcső), ill. eggyel kevesebb (-1 lépcső) lépcsővel térünk el. Ez ugyanis elegendő a hálózat drágulása kb.-i nagyságának és tendenciájának a megállapításához.

A számításoknál feltételezzük, hogy kis fenntartási igényű és gyorsan öregedő hálózattal állunk szemben.

(Ez megfelel a híradástechnikai berendezések terén jelenleg érvényesülő tendenciának.) Így a fenntartási költségek és a maradékérték jelenértéke elhanyagolható, és a hálózat jelenértéke a beruházási költségek jelenértékképlete (16) alapján határozható meg.

A (16) egyenlet t helyett az S függvényében írjuk át, és mindkét oldalát elosztjuk C_n -nel, ezáltal megkapjuk a relatív jelenértéket ($r=8\%$ esetén):

$$K = 11 \frac{b}{S} + 0,65 \frac{C_0}{C_n} S + 0,55 \frac{C_0}{C_n} + 13 \cdot b. \quad (34)$$



7. ábra

Az optimális lépcsőszám pedig:

$$S_{\text{opt}} = 4\sqrt{b} \sqrt{\frac{1}{\frac{C_0}{C_n}}} \quad (35)$$

A 7. ábra a relatív jelenértéket tünteti fel a lépcsőszám függvényében, és bemutatja az egyes mennyiségek közötti kapcsolatot. Az ábra szerint az optimális lépcsőszámhoz tartozó relatív jelenérték jele K_{opt} , a plusz egy lépcsőhöz tartozó jelenérték jele $K_{(+1)}$, a mínusz egy lépcsőhöz tartozó jele pedig $K_{(-1)}$. A $K_{(+1)}$ és a K_{opt} különbségét Δ' -vel, a $K_{(-1)}$ és a K_{opt} különbségét pedig Δ'' -vel jelöljük.

Ha a (34)-ben S helyébe behelyettesítjük S_{opt} képletét, akkor megkapjuk K_{opt} kifejezését, amely átalakítások után a következő alakban írható fel:

$$K_{\text{opt}} = 5,4\sqrt{b} \sqrt{\frac{C_0}{C_n}} + 0,55 \frac{C_0}{C_n} + 13 \cdot b. \quad (36)$$

A $K_{(+1)}$ képletének felírásához előbb meghatározzuk az $(S_{\text{opt}}+1)$ képletét, majd behelyettesítjük a (34)-be S helyébe:

$$(S_{\text{opt}}+1) = \frac{4\sqrt{b}}{\sqrt{\frac{C_0}{C_n}}} + 1 = \frac{4\sqrt{b} + \sqrt{\frac{C_0}{C_n}}}{\sqrt{\frac{C_0}{C_n}}}, \quad (37)$$

$$K_{(+1)} = \frac{10 \cdot b \sqrt{\frac{C_0}{C_n}}}{4\sqrt{b} + \sqrt{\frac{C_0}{C_n}}} + 2,6\sqrt{b} \sqrt{\frac{C_0}{C_n}} + 1,2 \frac{C_0}{C_n} + 13 \cdot b. \quad (38)$$

Ha a hálózatot az optimálisnál eggyel több lépcsőben

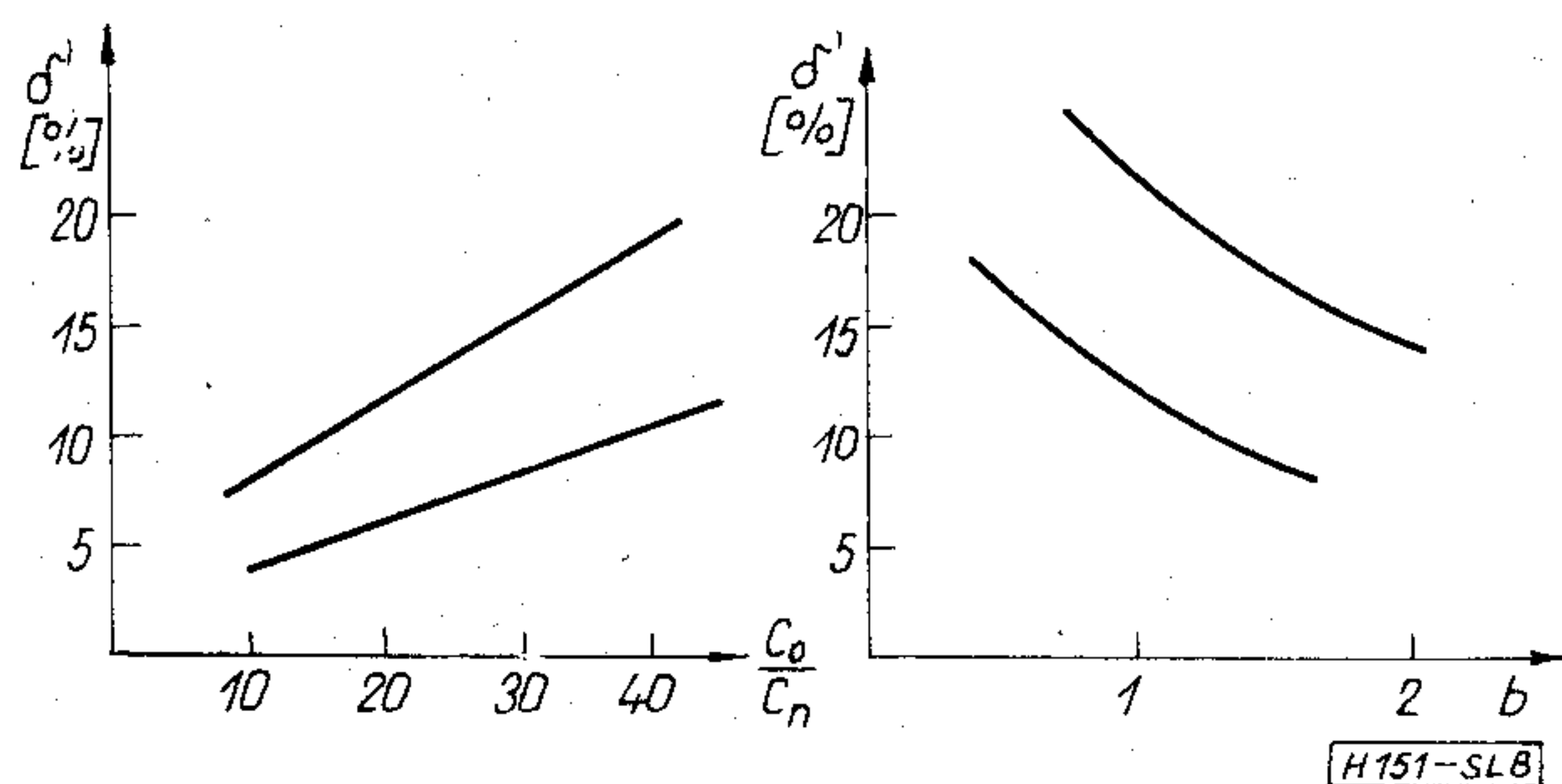
építjük ki, akkor az így bekövetkező jelenérték-növekedés abszolút nagysága meghatározható, mint:

$$\Delta' = K_{(+1)} - K_{\text{opt}} \quad (39)$$

Úgy is értelmezhetjük, hogy amennyiben a hálózatot optimális számú lépcsőben építjük ki, akkor az $(S_{\text{opt}} + 1)$ megoldáshoz képest ilyen nagyságú megtakarítás érhető el. Felírhatjuk a jelenérték növekedésének (ill. az elérhető megtakarításnak) a százalékos értékét:

$$\delta' = \frac{\Delta'}{K_{\text{opt}}} \cdot 100 \quad (40)$$

A (40) alapján különböző b és C_0/C_n értékek mellett elvégzett számítások eredményét a 4. táblázat foglalja össze, és a 8. ábra szemlélteti. A táblázat ada-



8. ábra

taiból és az ábrából látható, hogy nagyobb C_0/C_n arány mellett a δ' értéke is nagyobb, tehát a jelenérték nagysága magasabb C_0/C_n viszony esetén különösen érzékeny az optimális lépcsőszámtól való eltérésre. Ugyanakkor nagyobb fejlődési állandó, tehát dinamikusabb fejlődés esetén a kisebb.

4. táblázat

$\frac{C_0}{C_n}$	10	20	40	
$b=1$	8	12	20	δ' [%]
$b=2$	4	8	11	

Hasonlóképpen írható fel a $K_{(-1)}$ képlete, és végezhető el a δ'' kiszámítása. Egyébként a δ'' -vel kapcsolatban is ugyanazok a megállapítások érvényesek, mint a δ' -vel kapcsolatban, vagyis a C_0/C_n növekedése a δ'' növekedéséhez, a b növekedése pedig a δ'' csökkenéséhez vezet.

A 7. ábrából látható, hogy ugyanazon b és C_0/C_n esetén az optimális lépcsőszámtól lefelé történő eltérés a jelenérték nagyobb mértékű növekedéséhez vezet, mint a felfelé történő eltérés.

A számítási eredményekből látható, hogy az optimális lépcsőszámtól való eltérés a hálózat jelentős drágulásához vezet. Ez a többlet-költség elkerülhető, ha a hálózatot optimális számú lépcsőben építjük ki. Az így kiküszöbölt többlet költséget mint megtakarítást kell értelmezni, amely jelenérték módszeren alapuló tervezési eljárás alkalmazásával érhető el.

Ezután vizsgáljuk meg, hogy a fejlődési állandó és az árak meghatározásának a pontossága hogyan befolyásolja az optimalizálást. Mint a (35)-ből látható, az optimális lépcsőszám a b és $a C_0/C_n$ értékek behelyettesítésével határozható meg. A b és C_0/C_n értékeket nemcsak az adott időpontra kell pontosan meghatározni, hanem az is kérdés, hogy ezek az adatok a tervezési időszak folyamán állandók-e. Ezért meg kell vizsgálni, hogy a b és C_0/C_n értékek változása mennyiben befolyásolja a korábbi optimalizálási eredményeket, illetve ezek mennyit változhatnak ahhoz, hogy az optimumtól való eltérés a megadott százalékos határok között maradjon.

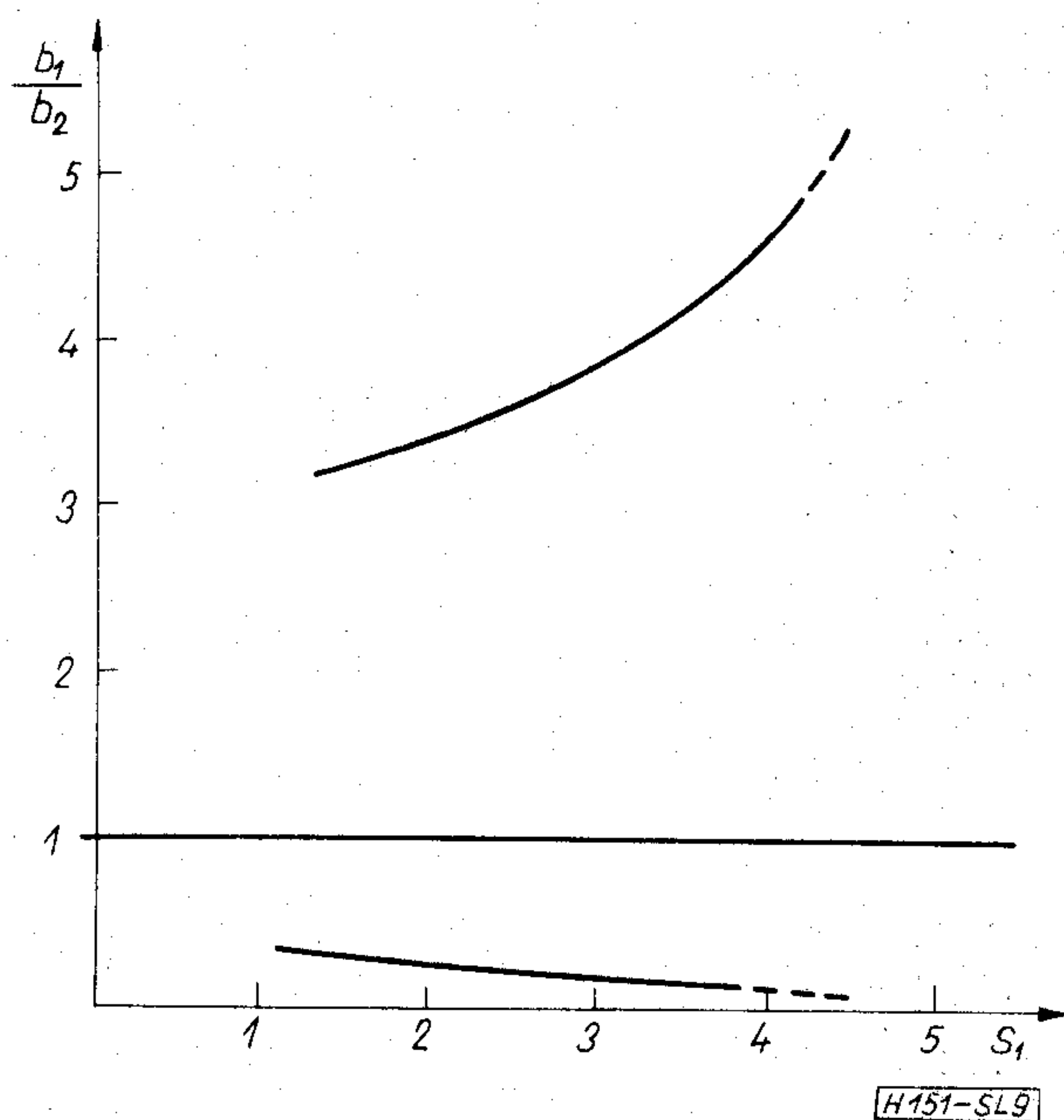
Először vizsgáljuk meg a fejlődési állandó (b) hatását, feltételezve, hogy az árakat (a C_0/C_n arányt) helyesen állapítottuk meg az egész tervezési időszakra. Tételezzük fel, hogy a fejlődési állandó értéke b_1 , melynek az S_1 optimális beruházási lépcsőszám felel meg, és erre végezzük el a tervezést. Aztán kiderül, hogy más követelményeket is figyelembe véve, a tényleges fejlődési állandó b_2 -vel egyenlő (kisebb- vagy nagyobb mint b_1). Az nyilvánvaló, hogy b_2 esetén más jelenértéket kapunk, de ez a jelenérték S_2 lépcsőszám esetén lesz minimális, melyet jelöljünk K -val, vagyis:

$$K = f(b_2, S_2). \quad (41)$$

Kérdés az, ha a korábbi tervet nem akarjuk módosítani, tehát továbbra is S_1 lépcsőben kívánjuk a beruházást megvalósítani (amely a b_1 és nem a tényleges b_2 fejlődési állandóra vonatkozik), akkor ez a K -hoz képest milyen eltérést jelent, vagyis konkrétan, a b_1 hányadosa, vagy hányad része lehet b_2 -nek ahhoz, hogy a b_1 alapján meghatározott S_1 lépcsőben, b_2 esetén megvalósítva a beruházást, a K -hoz képest pl. 10%-nál nagyobb eltérés ne lépjen fel, vagyis:

$$1,1 \cdot K = f(b_2, S_1). \quad (42)$$

Itt tehát a (41) és (42) függvény együttes megoldásáról van szó. A számítási eredményeket a 9. ábra



9. ábra

szemlélteti az S_1 függvényében. A görbékéből kiderül, hogy elég tág határok között ingadozhat a b értéke.

Hasonló módon kell eljárni a C_0/C_n hatásának a vizsgálatánál is. A kapott eredmények az előbbiekhöz hasonló jellegűek.

6. Összefoglalás

A tanulmány elkészítésének célja az volt, hogy különböző híradástechnikai berendezésekre (kábelek, vivőfrekvenciás berendezések, központok) meghatározzuk azokat a bővítési időértékeket, amelyek a leggazdaságosabb hálózat kiépítést biztosítják. Közöljük az optimális időértékeket a hálózat különböző mértékű bővítésének eseteire. A táblázatok adatainak kiszámításánál csak a beruházási költségeket vettük figyelembe, tehát csak a p_1 paramétert. Ez az egyszerűsítés akkor helyes, ha érvényes a híradástechnikai berendezések terén mutatkozó azon tendencia, hogy az üzemeltetési költségek a beruházási költségek 2–3%-át nem haladják meg. Ha az üzemeltetési költségek ennél nagyobbak, akkor az egyes berendezésekre meg kell határozni a tanulmányban p_2 és p_3 jelöléssel megadott paramétereket, és a pontos számításokat ezek figyelembevételével kell elvégezni. Az ilyen berendezéseknél tehát a p_2 és p_3 paramétereket mint tervezési alapadatokat kell szerepeltetni.

A táblázatban közölt optimális időértékek nagyságát az eszközlekötési járulék csak elhanyagolhatóan kis mértékben befolyásolja. Ez egyrészt az eszközlekötési járulék százalékos nagyságával, másrészt azzal magyarázható, hogy az optimális időértékre nem annyira az eszközlekötési járulék nagysága, mint inkább a benne szereplő kapacitástól függő és kapacitástól független költségek aránya hat. Ez pedig hasonló, mint a beruházási költségeknél.

A táblázatban közölt adatok tehát a gyakorlati tervezésekhez kielégítő pontossággal adják meg azokat az időértékeket, amelyek alapján a hálózat kialakítása a leggazdaságosabban végezhető el.

Befejezésül a tanulmány megállapítja, hogy a közölt módszer alkalmazása révén igen jelentős megtakarítások érhetők el. Ezért javasoljuk, hogy a tanulmányban a hálózatok bővítésére megadott optimális időérték adatokat a gyakorlati tervezők mint tervezési alapadatokat kapják meg.

IRODALOM

- [1] Dr. Lajtha György: Hálózatok létesítésének optimális lépéscsozása. PKI tanulmány, Budapest 1968.
- [2] C. C. I. T. T. Economic Studies (1964–1968)
- [3] Bronstejn, I. N.—Szemengyajev, K. A.: Matematikai zsebkönyv, Budapest, 1963.

EGYESÜLETI HÍREK

Színes TV előadás Debrecenben

Egyesületünk Rádió és Televízió Szakosztálya és a Debreceni MFETESZ Közlekedéstudományi Egyesülete közös rendezésben 1972. augusztus 18-án a METESZ Kossuth u. 8. szám alatti előadótermében előadást szervezett. Az előadás témája a Secam-rendszerű színes TV képátvitel volt. Az előadás elméleti jellegű volt, amelyen a színes TV képátvitel alapproblémái, a Secam színes TV rendszer, illetve a színes TV vevőkészülék felépítése került megtárgyalásra. Az előadást műszeres gyakorlati bemutató követte. A megjelenő debreceni szakemberek és kereskedelmi dolgozók nagy érdeklődést tanúsítottak az új technika iránt. Az előadás napjának estéjén a debreceni Gelka Szervizben a kékesi adó jelének felhasználásával színes TV bemutató volt.

Nevezett előadást és bemutatót S. Tóth Ferenc (GELKA) tartotta.

Mikroelektronikai Alkatrész Ankét 1972

Egyesületünk Alkatrész Szakosztálya az immár több mint 10 éve szokásos évi ankétját idén Kecskeméten tartotta, október 11-én, 12-én és 13-án. A közel 180 fő részvételével és igen gazdag programmal lezajlott rendezvényt Asztalos Lajos kohó- és gépipari miniszterhelyettes nyitotta meg. A megnyitón részt vett az ankétot vendégül látó Kecskemét város elnökhelyettese, és Lelkes Ivánné, a KGM Műszaki Főosztálya részéről Dr. Szita Jánosné a Magyar Híradástechnikai Egyesülés elnökét képviselte.

A résztvevőknek módjuk nyílt a BRG kecskeméti gyáregységét és a REMIX tiszakécskei üzemét megtekinteni. A REMIX üzemlátogatás után a Tiszakécskei Tanács előzékenysége folytán kisvasúttal kirándulás következett a Tisza-partra.

Az idei alkatrész ankét a mikroelektronika ipari bevezetésének jegyében zajlott le. Az elhangzott 18 előadásból 14 a hibrid mikroelektronikai alkatrészek gyártástechnológiájával, illetőleg áramköri tervezéssel foglalkozott. Az előadásokhoz

csatlakozó 7 korreferátum szerzői közül 5 ugyancsak az ankét címében is hangsúlyozott témakörrel foglalkozott.

Az ankét harmadik napján a jelenlevők vita során foglalták össze a tanulságokat. Az összes felszólalók egyetértettek abban, hogy mind az előadások, mind az ankét során folytatott személyes eszmecsere igen hasznosak voltak, hiszen iparunk a mikroelektronika bevezetésével egy olyan átmeneti szakaszba került, amelynek eredményes végrehajtásához kellő tapasztalattal nem rendelkezik. Fokozottan indokolt tehát a gyártók és a felhasználók igen szoros kooperációja és tapasztalatcsereje. A vita során felmerült kérdésekre Dr. Katona János, Bráda Ferenc és Wollitzer György a HIKI részéről, Bubik István a Kőbányai Porcelángyár nevében és Göblös János a REMIX részéről adta meg a szükséges válaszokat. Ezek az alkalmazástechnikai együttműködés, a fokozottabb műszaki propaganda és információs tevékenység, a hibrid mikroáramkörök megbízhatósága és a korszerűség kérdései köré csoportosultak. Sajnálatos, hogy a csatlakozók és kontaktusok témakörében eszmecsere nem nyílt lehetőség az illetékes gyár szakembereinek távolmaradása miatt. Ugyancsak nem képviseltette magát néhány nagyobb felhasználó gyár sem.

Az ankét házigazdái nevében Göblös János mondott köszönetet az Egyesület titkárságának, a titkárság belső és külső munkatársainak a jó és gördülékeny szervezésért, fáradságos munkájukért.

Dr. Katona János, az Alkatrész Szakosztály elnöke zárszavában egyetértett a felszólalók azon álláspontjával, hogy az ankét eredményes munkát végzett. Kiemelte, hogy a rendezőségnek igen nagy gondot okozott a sok előadásra jelentkező kiválogatása. Talán ezért volt az, hogy az idei rendezvény programja zsúfolt volt és viszonylag kevesebb idő maradt a nyilvános vitára.

Az 1973. évi ankét előreláthatólag a Mikronika 1973 kiállításához kapcsolódva Budapesten kerül megrendezésre.

Göblös János

Mikrohullámú reciprok és reaktáns kétkapus passzív szerkezet grafikus mátrixanalízise

ETO 512.831(083.57):621.372.5.029.6

A dolgozatban azokkal az esetekkel foglalkozunk, amikor a mikrohullámú reciprok és reaktáns kétkapus passzív szerkezet (a továbbiakban: „a vizsgált szerkezet” vagy „a szerkezet”) mátrixanalízisének célja:

- adott szerkezet S_{ij} szórési mátrixelemeinek meghatározása,
- az S_{ij} szórési mátrixelemekkel megadott szerkezet helyettesítő kapcsolásainak meghatározása,
- adott kapcsolat ekvivalens kapcsolásainak meghatározása.

A szerkezet mátrixanalízisének eredményeként adódó komplex függvények rögzített frekvencia esetén ábrázolhatók a poláris impedancia- (admittancia-) diagramon. Az ábrázolás eredménye egy jellegzetes vektorábra, „a szerkezet karakterisztikus vektorábrája”, amelynek segítségével az a) – c) típusú feladatok grafikus megoldhatók. A megoldásnak ezt az új módszerét „grafikus mátrixanalízis”-nek neveztük el.

A dolgozat bevezető részében felírjuk a szimmetrikus szerkezet S_{ij} szórési (vagy reflexiós) mátrixelemeit az egykapus reaktáns szerkezetek jellemző paramétereinek függvényében és viszont. Az adott függvényeket a poláris impedancia- (admittancia-) diagramon ábrázolva megszerkesztjük a szimmetrikus szerkezet karakterisztikus vektorábráját. Ennek birtokában a szimmetrikus szerkezet referenciasík-jainak nem szimmetrikus transzformációja bevezetésével ismertetjük a nem szimmetrikus szerkezetek grafikus mátrixanalízisének elvi menetét. Végül az elmélet gyakorlati felhasználásának bemutatására elvégezzük a leggyakrabban alkalmazott szimmetrikus helyettesítő kapcsolások grafikus mátrix analízisét.

A szimmetrikus szerkezet karakterisztikus vektorábrája

A vizsgált szerkezet (1a ábra) S szórési mátrixának $S_{ij} = |S_{ij}| \exp(j\varphi_{ij})$ mátrixelemei és $s_i = \exp(j\varphi_i)$ sajátértékei közötti kapcsolatot leíró egyenletek [1, 2, 3]:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{s_1 + s_2}{2}, \quad S_{12} = S_{21} = \frac{s_1 - s_2}{2} \quad (1)$$

$$s_1 = S_{11} + S_{12}, \quad s_2 = S_{11} - S_{12} \quad (2)$$

ahol

s_i az 1b–1c ábrakon feltüntetett egykapus reaktáns szerkezetek bemeneti feszültségi reflexió-tényezője.

Az adott egykapus szerkezetek

$$\boxed{z'_i = \frac{z'_i}{z_0} = jX'_i} \quad (3)$$

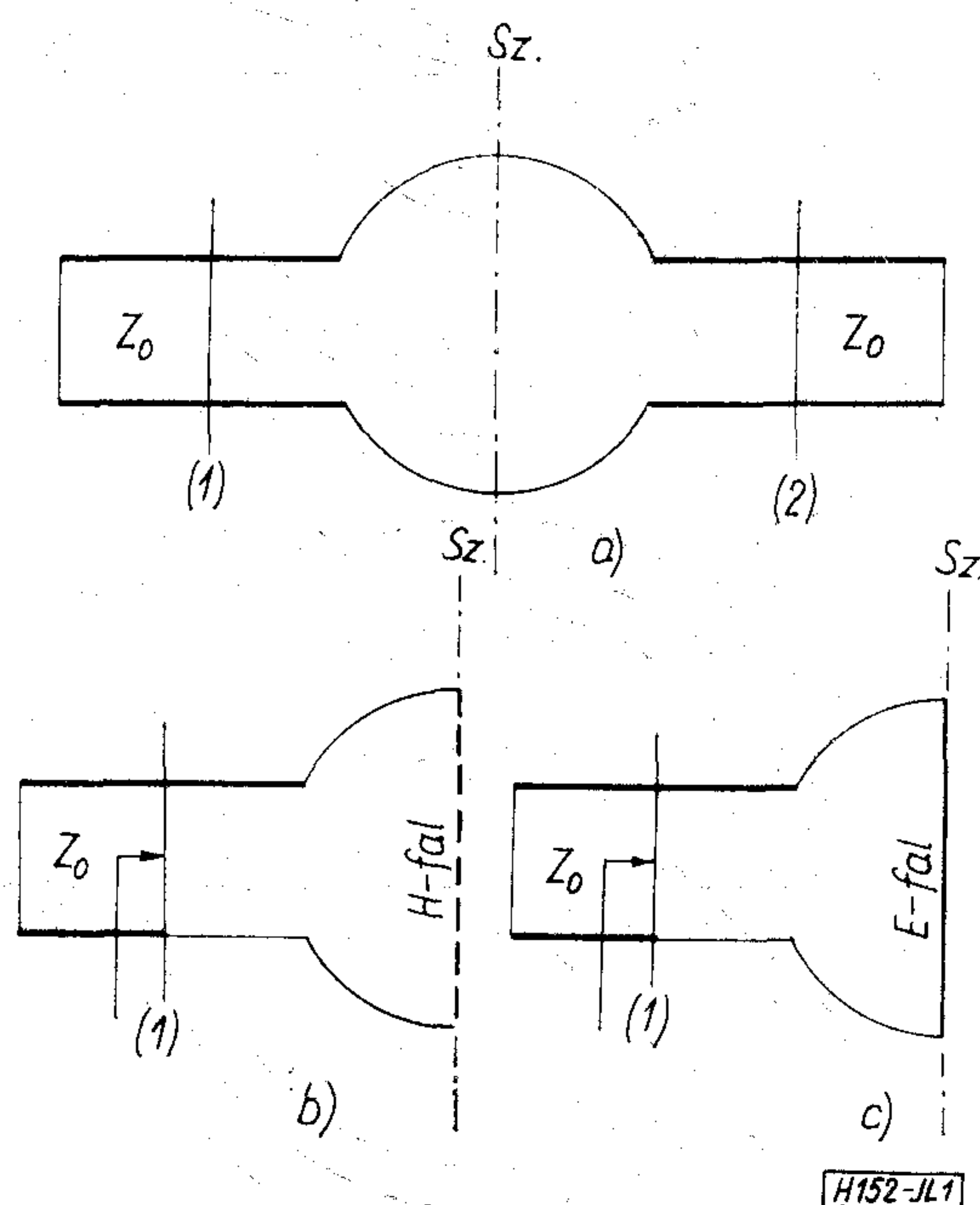
normált bemeneti impedanciájának, illetve

$$\boxed{y'_i = \frac{y_i}{y_0} = jB'_i = -j \frac{1}{X'_i}} \quad (4)$$

normált bemeneti admittanciájának függvényében:

$$\boxed{s_i = \frac{z'_i - 1}{z'_i + 1}}, \quad (5)$$

$$\boxed{s_i = \frac{1 - y'_i}{1 + y'_i}}. \quad (6)$$



1. ábra. a) Ideális homogén tápvonalakban végződő szimmetrikus, reciprok és reaktáns mikrohullámú kétkapus passzív szerkezet. b), c) A szerkezet S' , Z és Y' karakterisztikus mátrixainak sajátértékei

Az (1)–(6) egyenletek megoldásaként az $S_{ij}(z'_i)$, $S_{ij}(y'_i)$, $z'_i(S_{ij})$, $y'_i(S_{ij})$ komplex függvények:

$$S_{11} = \frac{1}{2} \left(\frac{jX'_1 - 1}{jX'_1 + 1} + \frac{jX'_2 - 1}{jX'_2 + 1} \right), \quad (7)$$

$$S_{12} = \frac{1}{2} \left(\frac{jX'_1 - 1}{jX'_1 + 1} - \frac{jX'_2 - 1}{jX'_2 + 1} \right), \quad (8)$$

$$S_{11} = \frac{1}{2} \left(\frac{1 - jB'_1}{1 + jB'_1} + \frac{1 - jB'_2}{1 + jB'_2} \right), \quad (9)$$

$$S_{12} = \frac{1}{2} \left(\frac{1 - jB'_1}{1 + jB'_1} - \frac{1 - jB'_2}{1 + jB'_2} \right), \quad (10)$$

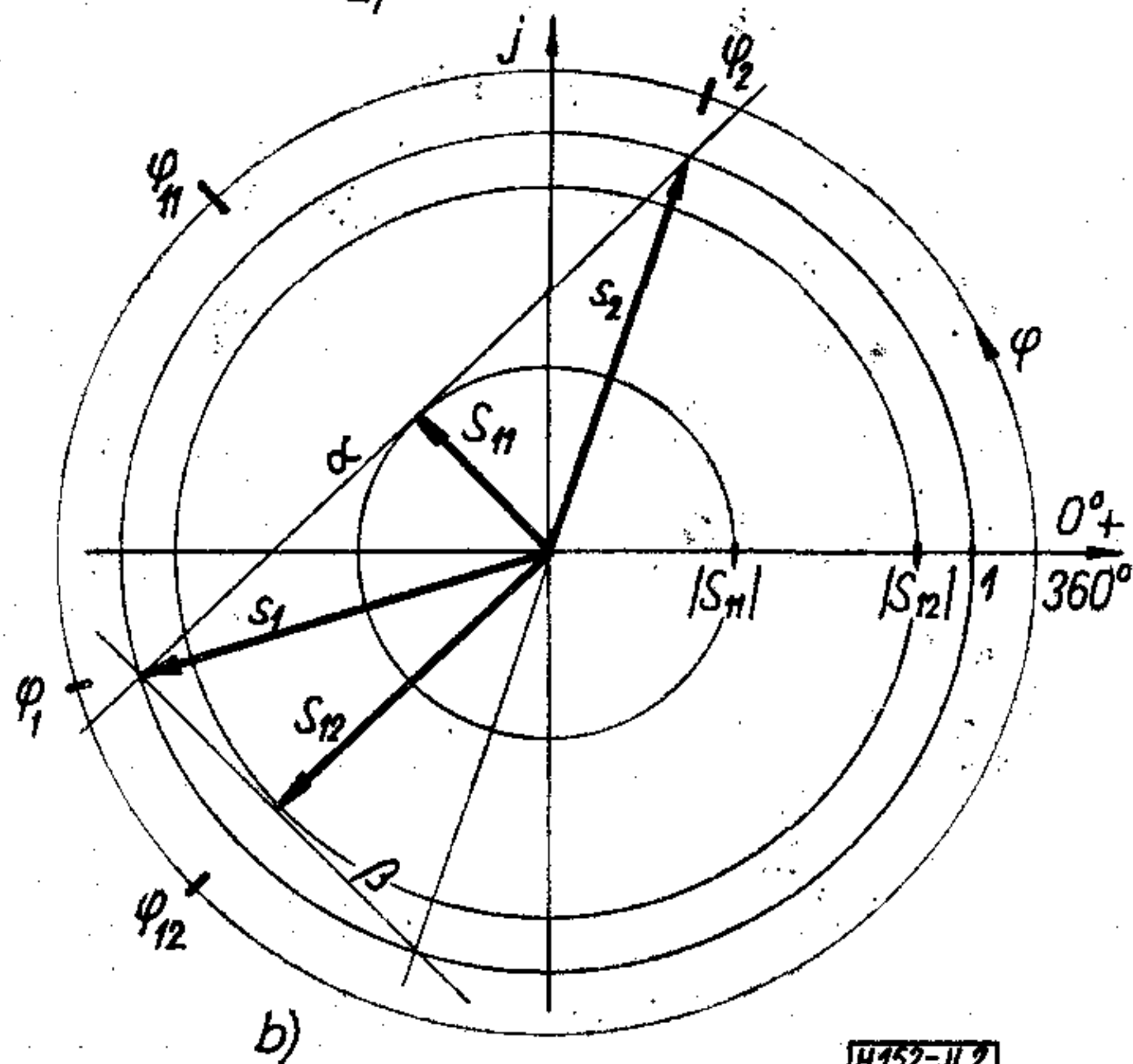
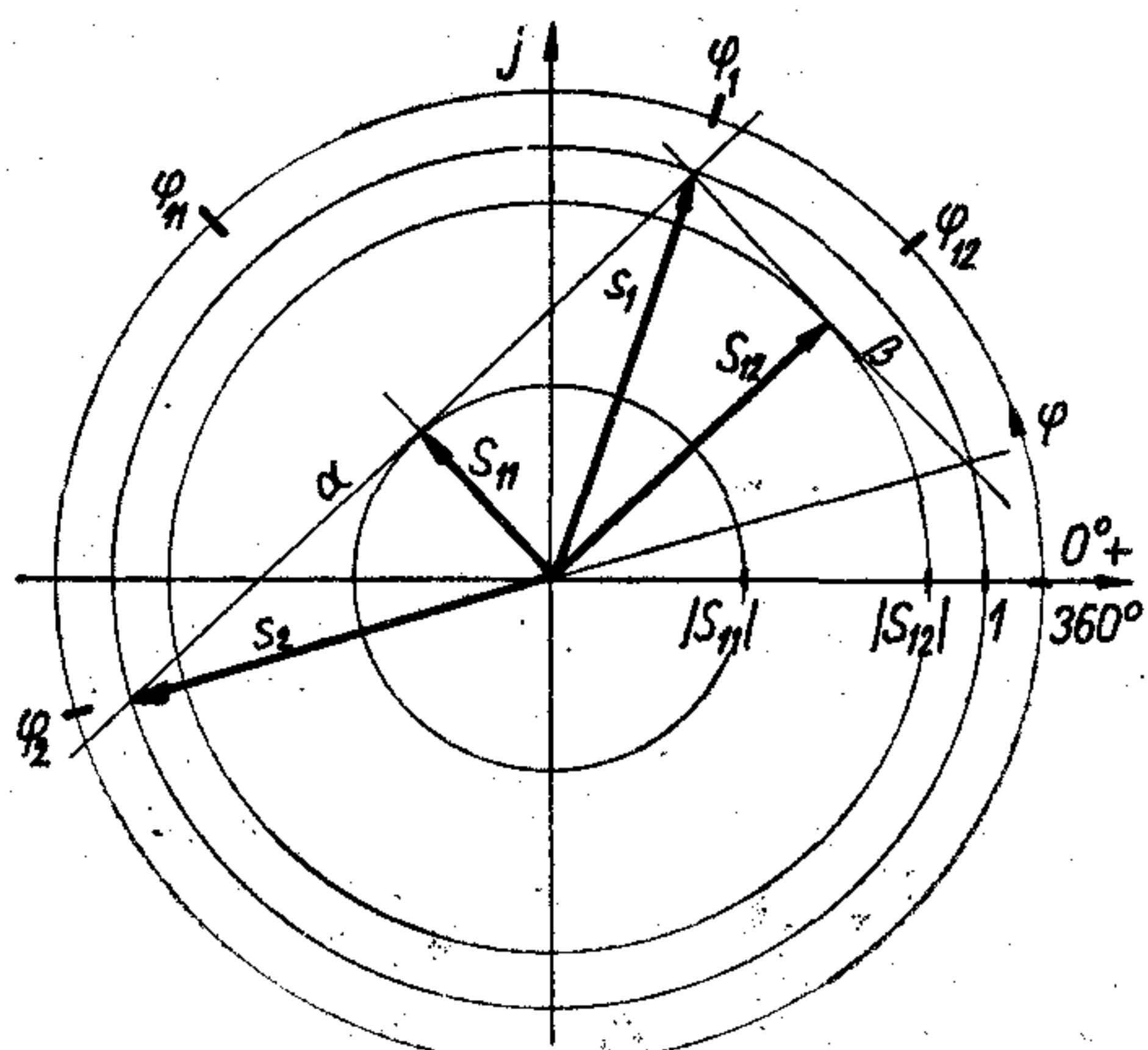
$$z'_1 = \frac{1 + (S_{11} + S_{12})}{1 - (S_{11} + S_{12})} = jX'_1, \quad (11)$$

$$z'_2 = \frac{1 + (S_{11} - S_{12})}{1 - (S_{11} - S_{12})} = jX'_2, \quad (12)$$

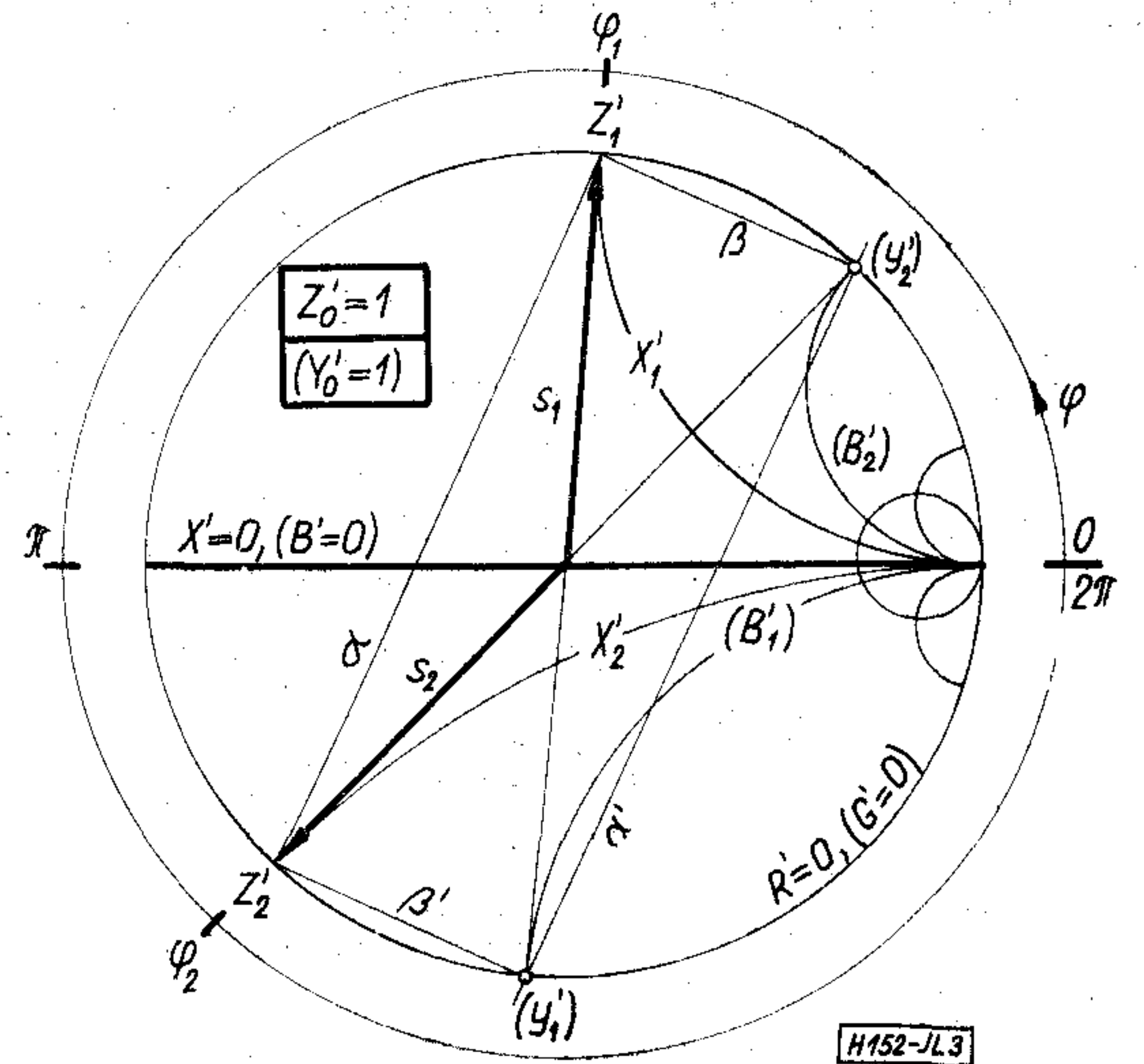
$$y'_1 = \frac{1 - (S_{11} + S_{12})}{1 + (S_{11} + S_{12})} = jB'_1, \quad (13)$$

$$y'_2 = \frac{1 - (S_{11} - S_{12})}{1 + (S_{11} - S_{12})} = jB'_2. \quad (14)$$

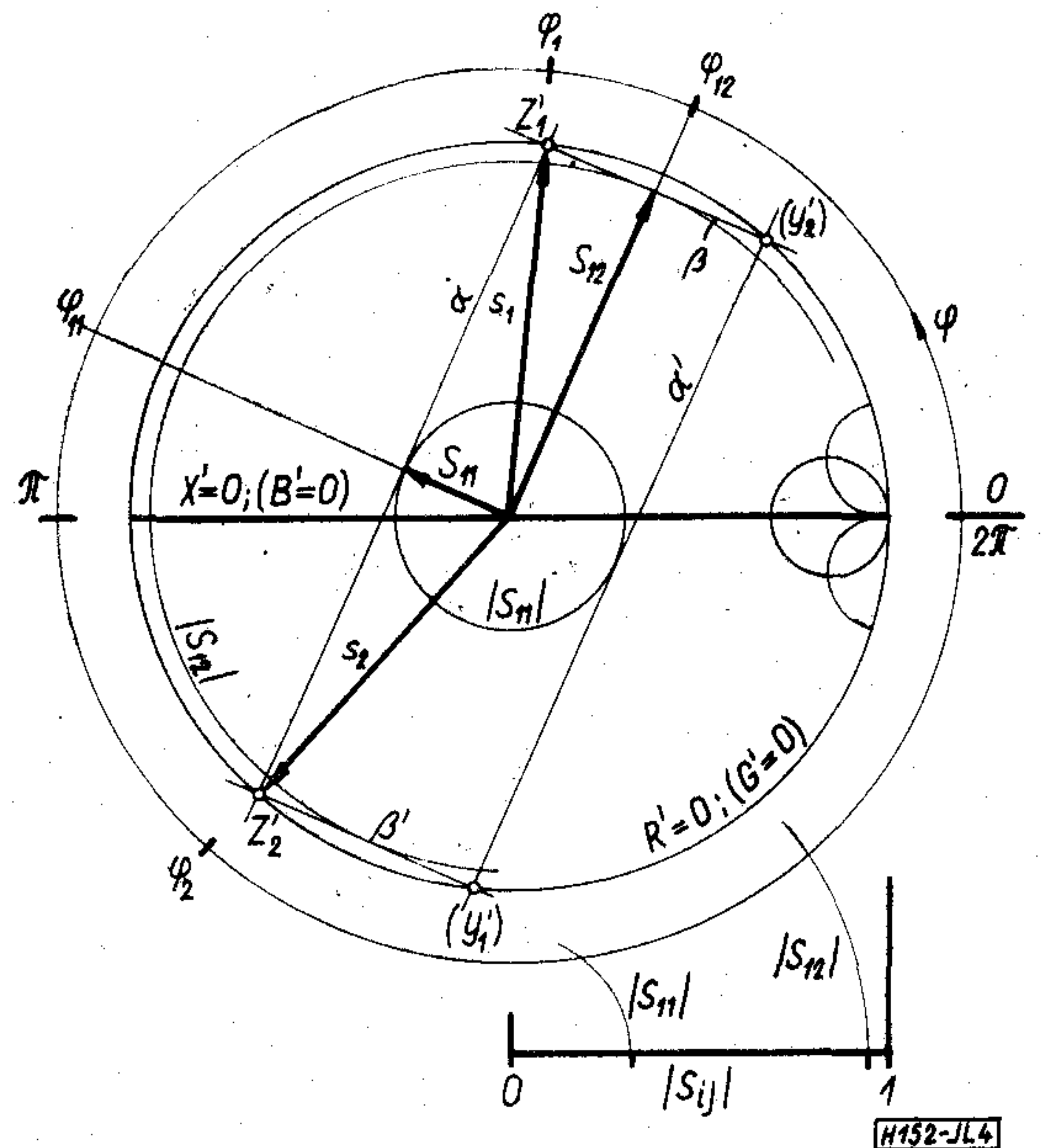
Ezzel a szimmetrikus szerkezetet leíró komplex függvényeket — az a)–c) típusú feladatok megoldásához — levezettük.



2. ábra. Az (1) és (2) komplex függvények ábrázolása a komplex számsíkon: a) $\varphi_2 > \varphi_1$, b) $\varphi_2 < \varphi_1$ esetén



3. ábra. A (3)–(6) komplex függvények ábrázolása a poláris impedancia- (admittancia-) diagramon, $\varphi_2 > \varphi_1$ esetén



4. ábra. Az (1)–(14) komplex függvények ábrázolása a poláris impedancia- (admittancia-) diagramon, $\varphi_2 > \varphi_1$ esetén

Az (1), (2) függvények ábrázolása a komplex számsíkon a 2. ábra szerinti. A továbbiak szempontjából lényeges annak megállapítása, hogy

- az egységsugarú kör α szelője merőleges a φ_{11} = állandó egyenesre és érintője az $|S_{11}|$ sugarú koncentrikus körnek,
- az egységsugarú kör β szelője merőleges a φ_{12} = állandó egyenesre és érintőjére az $|S_{12}|$ sugarú koncentrikus körnek.
- az α és β szelők az egységsugarú körön egymást merőlegesen metszik,
- az S_{ij} szórási mátrixelemek az alábbi kötéseknek tesznek eleget:

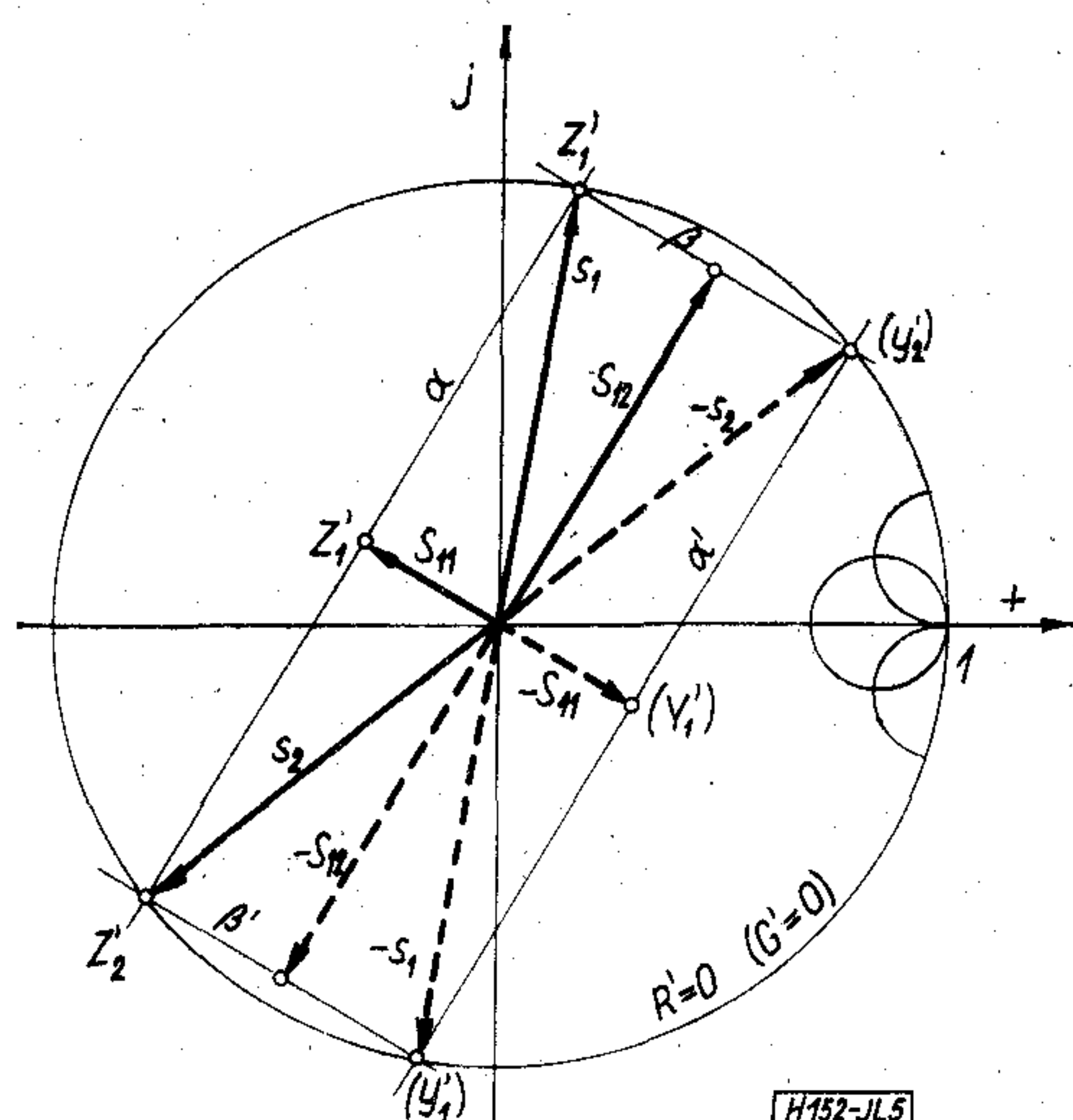
$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad (15)$$

$$\varphi_{12} = \varphi_{11} \pm \pi/2 \quad (16)$$

A (3)–(6) komplex függvények ábrázolása a poláris impedancia- (admittancia-) diagramon a 3. ábra szerinti.

Mivel a poláris impedancia- (admittancia-) diagram $R'=0$ ($G'=0$) paraméterű köre azonos a komplex számsík origó középpontú egységsugarú körével, a 2. és 3. ábrán feltüntetett diagramok egymással fedésbe hozhatók (4. ábra). Ezzel olyan diagramhoz jutottunk, amely az (1)–(6) függvények mellett a (7)–(14) függvények ábrázolását is tartalmazza.

Az (1)–(14) komplex függvényeknek egyetlen poláris impedancia- (admittancia-) diagramon való ábrázolása jellegzetes vektorábrához vezet (5. ábra), amelynek „a szerkezet karakterisztikus vektorábrája” – vagy röviden „karakterisztikus vektorára” elnevezést adtuk.



5. ábra. Az 1a ábrán feltüntetett szerkezet karakterisztikus vektorábrája $\varphi_{12} = (\varphi_{11} - \pi/2)$ esetén

A karakterisztikus vektorábrán célszerűen feltüntetjük a szerkezet illesztett lezárása esetén mért

$$Z'_1 = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (17)$$

normált bemeneti impedanciát és az

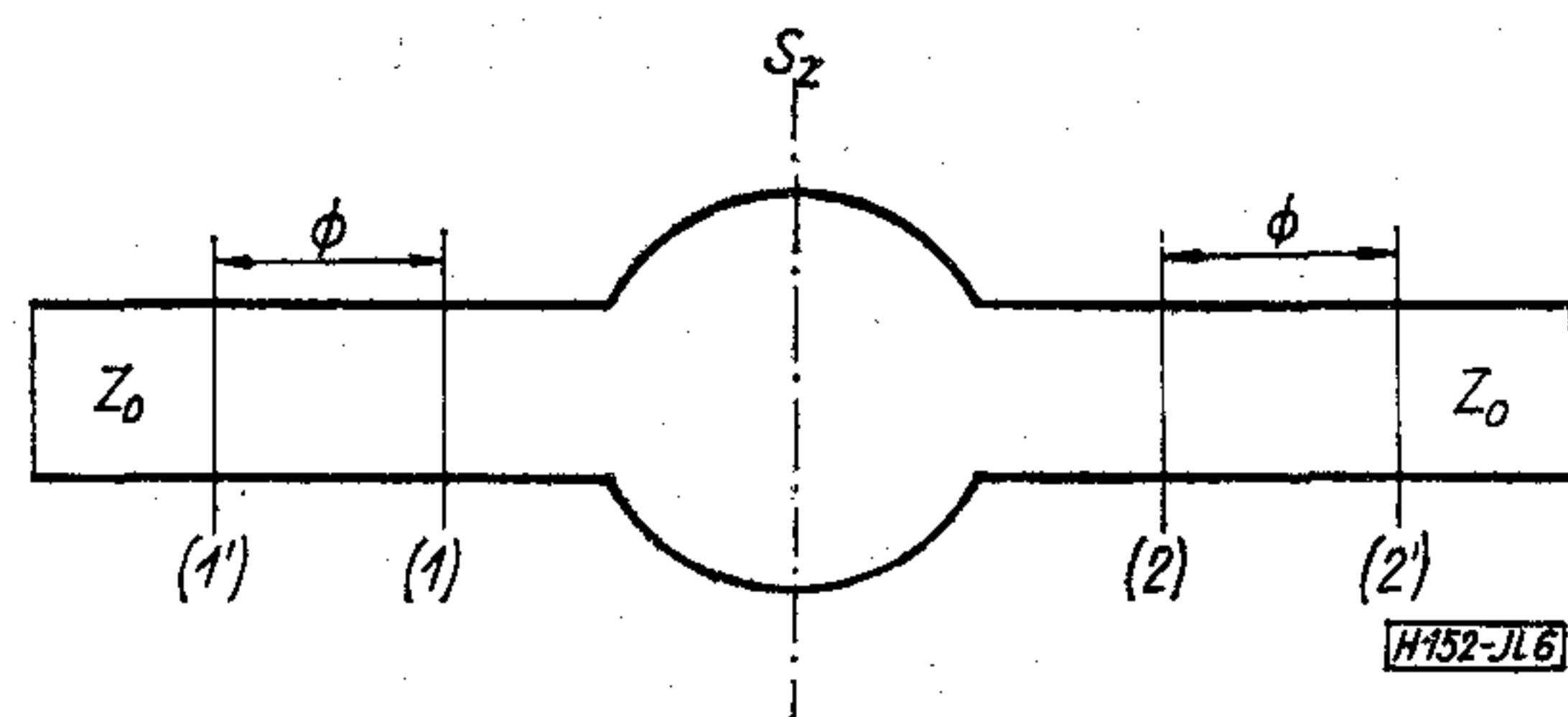
$$Y'_1 = \frac{1}{Z'_1} = \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \quad (18)$$

normált bemeneti admittanciát is.

Megfigyelhető, hogy a karakterisztikus vektorára egyértelműen megszerkeszthető, ha paraméterei ($z'_1, \dots, S_{ij}, \dots, Z'_1, \dots$ stb.) közül bármelyik két, egymástól lineárisan független paraméter adott. Ezért az a)–c) típusú feladatok a karakterisztikus vektorára alkalmazásával grafikusan megoldhatók.

A grafikus mátrixanalízis menete a referenciasíkok szimmetrikus transzformációja esetén

Vizsgáljuk azt az esetet, amikor az 1a ábra szerinti szerkezettel egy-egy Φ elektromos hosszúságú távvezetékszakaszt szimmetrikusan láncbakapcsolunk



6. ábra. Az 1a ábrán feltüntetett szerkezet bővítése egy-egy ϕ elektromos hosszúságú távvezetékszakkal

(6. ábra) vagy más szóval: a referencia síkokat Φ elektromos hosszúságú szakaszon szimmetrikusan transzformáljuk. Az így felépített szerkezethez két karakterisztikus vektorára tartozik: az egyik az 1a ábra szerinti szerkezet 5. ábrán feltüntetett karakterisztikus vektorábrája, a másik az adott eredő szerkezeté, amelynek paramétereit ellátjuk egy újabb e lábindexszel is.

Az S_{ij} és S_{ije} szórási mátrixelemek kapcsolatát leíró

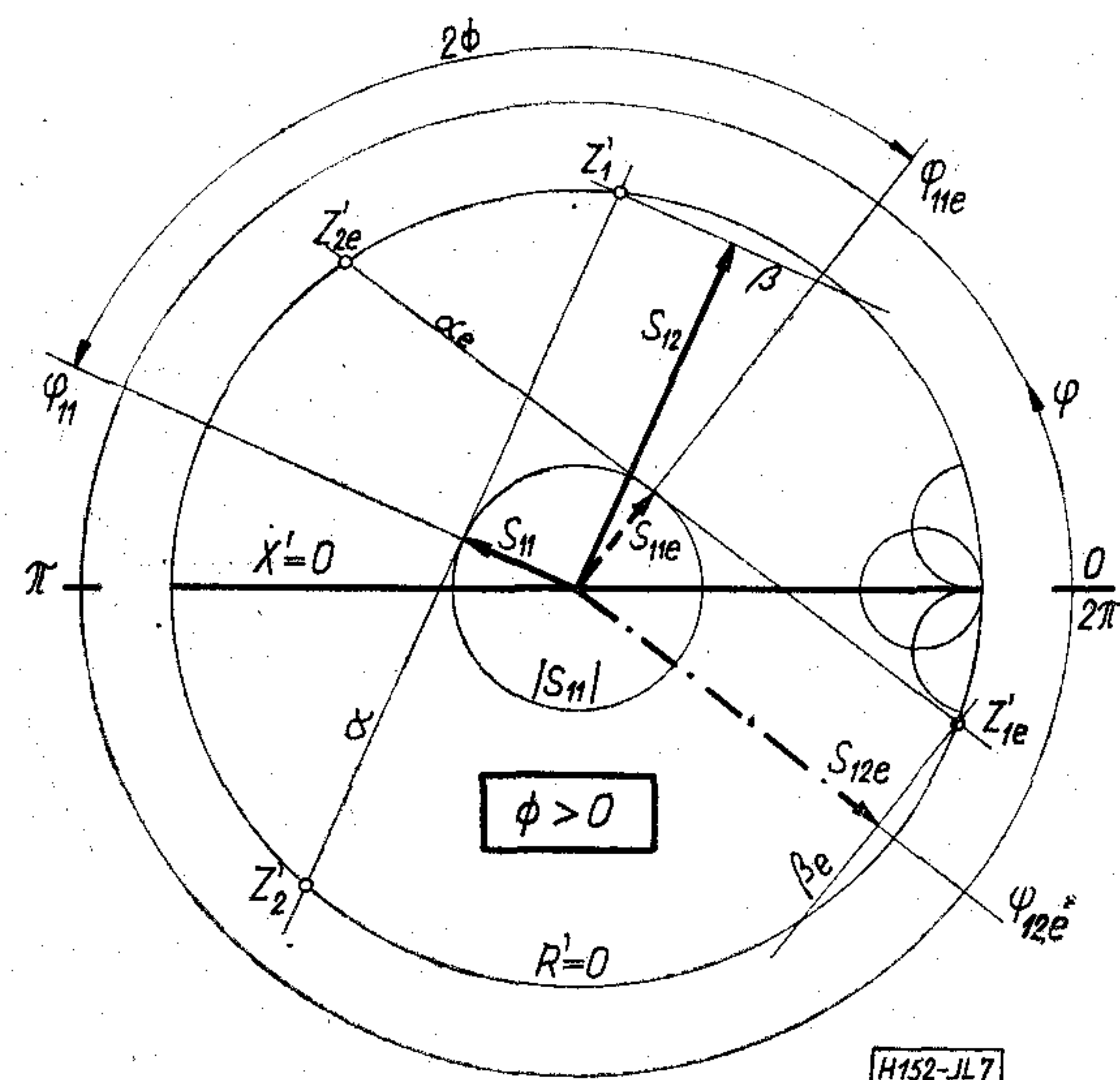
$$S_{ij2} = S_{ij} e^{-j2\Phi} = |S_{ij}| e^{j(\varphi_{ij} - 2\Phi)} \quad (19)$$

összefüggés ([2] 369 old., [3], 34–36 old.) alapján közvetlenül belátható, hogy az 5. ábrán feltüntetett karakterisztikus vektorábrának -2Φ szöggel való elforgatása az eredő szerkezet karakterisztikus vektorábráját adja (7. ábra). A könnyebb áttekinthetőség céljából a karakterisztikus vektorábrákat csak részben tüntettük fel.

Befejezésül megjegyezzük még, hogy a 7. ábrán feltüntetett karakterisztikus vektorábrák (kiegészítve a még hiányzó részekkel is) lényegében a vizsgált szerkezetet leíró egyenletrendszerek három csoportjának:

- az 1a ábrán feltüntetett szerkezetet leíró,
- az 5. ábrán feltüntetett, eredő szerkezetet leíró,
- a két karakterisztikus vektorára paramétereinek kapcsolatát leíró

egyenletrendszerek grafikus megoldását tartalmazzák. A távvezetékszakkal bővített szerkezet



7. ábra. Távvezetékszakkal bővített szerkezet karakterisztikus vektorábrái (részlet) $\varphi_{12} = (\varphi_{11} - \pi/2)$ és $\Phi > 0$ esetén

karakterisztikus vektorábrái tehát a grafikus mátrixanalízis módszereinek, lehetőségeinek és korlátaiknak mintegy összefoglalását adják szimmetrikus szerkezetek analízisének. Megállapítható, hogy a karakterisztikus vektorábrák birtokában az analízis a)–c) típusú feladatai grafikusán megoldhatók. A szerkezet grafikus mátrixanalízisének menete lényegében tehát nem más, mint a szerkezet karakterisztikus vektorábrájának megszerkesztése.

A grafikus mátrixanalízis menete a referenciasíkok nem szimmetrikus transzformációja esetén

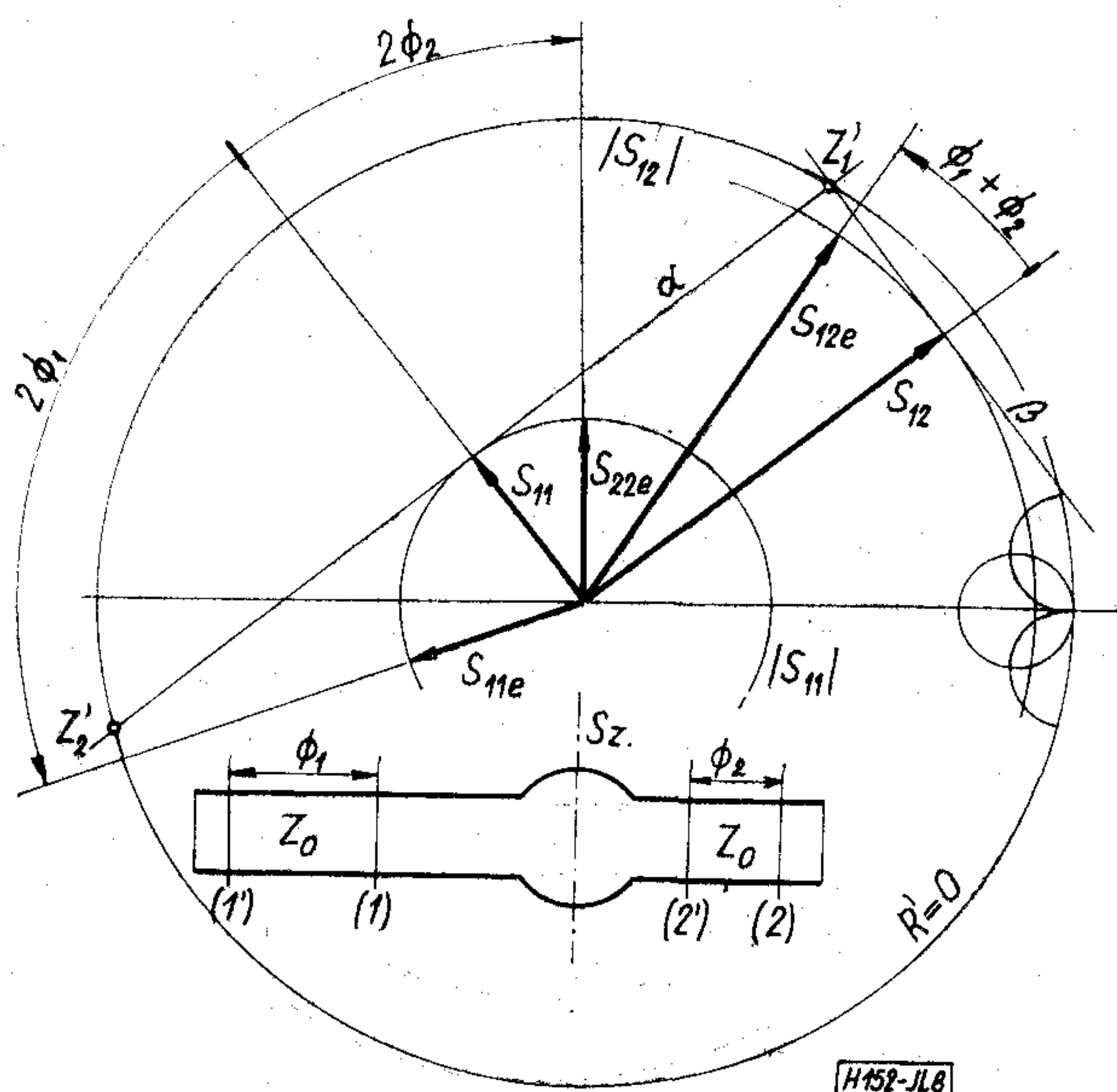
A grafikus mátrixanalízis módszerei alkalmazhatók azokban az esetekben is, amikor a szimmetrikus szerkezet referenciasíkjait nem szimmetrikusan transzformáljuk. Transzformálva ugyanis a referencia síkokat a bemeneti oldalon Φ_1 , a kimeneti oldalon $\Phi_2 \neq \Phi_1$ elektromos hosszúságú szakaszon, az eredő szerkezet S_{ije} szórás matrixelemei S_{ij} Φ_1 és Φ_2 függvényében, a következő formában írhatók fel [2, 3]:

$$S_{11e} = S_{11} e^{-j2\Phi_1} = |S_{11}| e^{j(\varphi_{11} - 2\Phi_1)}, \quad (20)$$

$$S_{22e} = S_{11} e^{-j2\Phi_2} = |S_{11}| e^{j(\varphi_{11} - 2\Phi_2)}, \quad (21)$$

$$S_{12e} = S_{21e} = S_{12} e^{-j(\Phi_1 + \Phi_2)} = |S_{12}| e^{j[\varphi_{12} - (\Phi_1 + \Phi_2)]}. \quad (22)$$

A fenti egyenletek alapján, kiindulva a szimmetrikus szerkezet karakterisztikus vektorábrájából, az eredő szerkezet S_{ije} szórás matrixelemei grafikus úton meghatározhatók (8. ábra). Mivel a szerkesztés menete megfordítható, a 8. ábrán feltüntetett elvi megoldás alkalmazásával nem szimmetrikus szerkezetek esetén is számos feladat megoldható a grafikus mátrixanalízis módszereivel.



8. ábra. A grafikus mátrixanalízis menete a referenciasíkok nem szimmetrikus transzformációja esetén

Alkalmazási példák

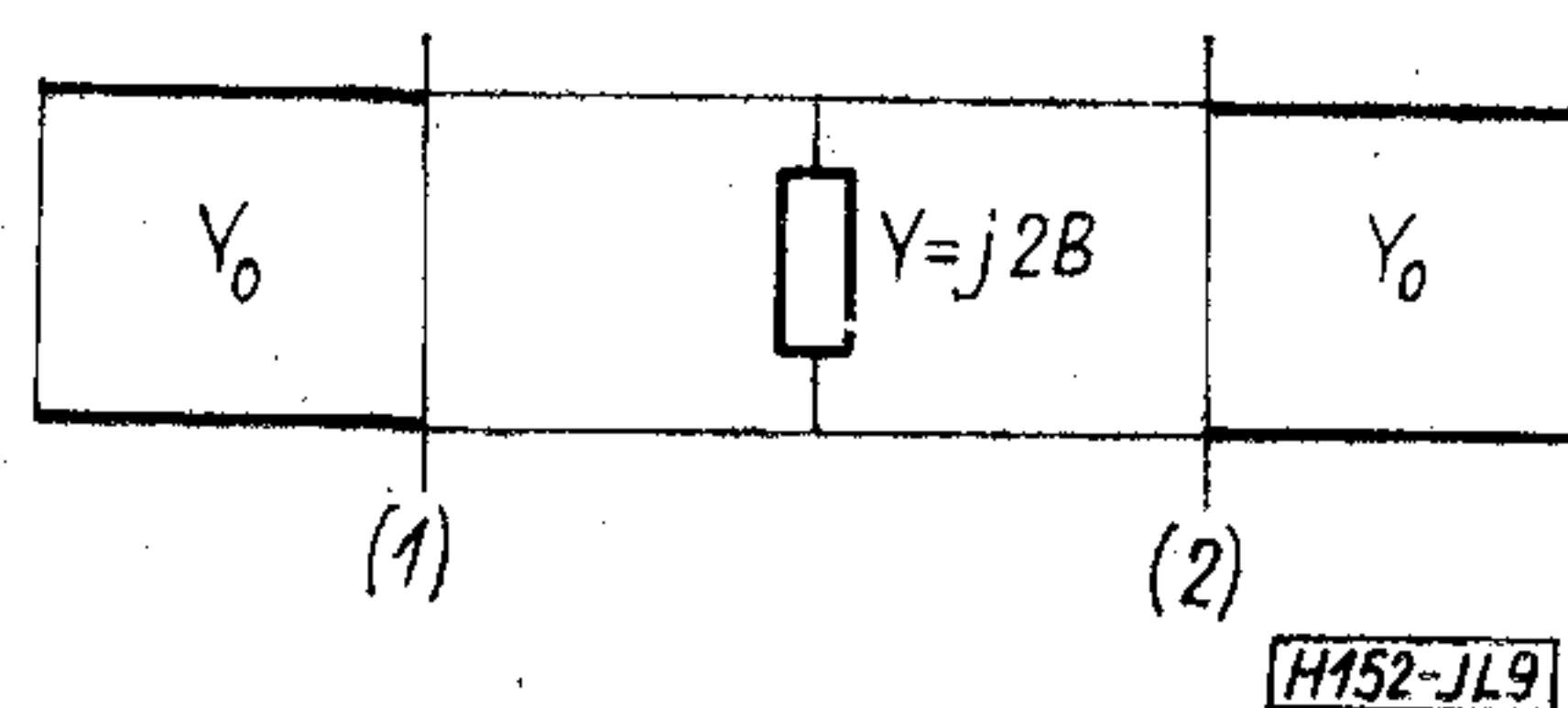
A mikrohullámú szerkezet analízisének általában a szerkezet helyettesítő kapcsolásával dolgozunk. Hasonló a helyzet valamely előírt mikrohullámú áramkör realizációinak meghatározásakor is. A leggyakrabban alkalmazott szimmetrikus helyettesítő kapcsolások:

1. sönt szuszceptancia négypólus,
2. soros reaktancia négypólus,
3. távvezetékszakaszokkal bővített sönt szuszceptancia,
4. távvezetékszakaszokkal bővített soros reaktancia,
5. szimmetrikus T-tag,
6. szimmetrikus π -tag,
7. távvezetékszakaszokkal bővített szimmetrikus T-tag,
8. távvezetékszakaszokkal bővített szimmetrikus π -tag.

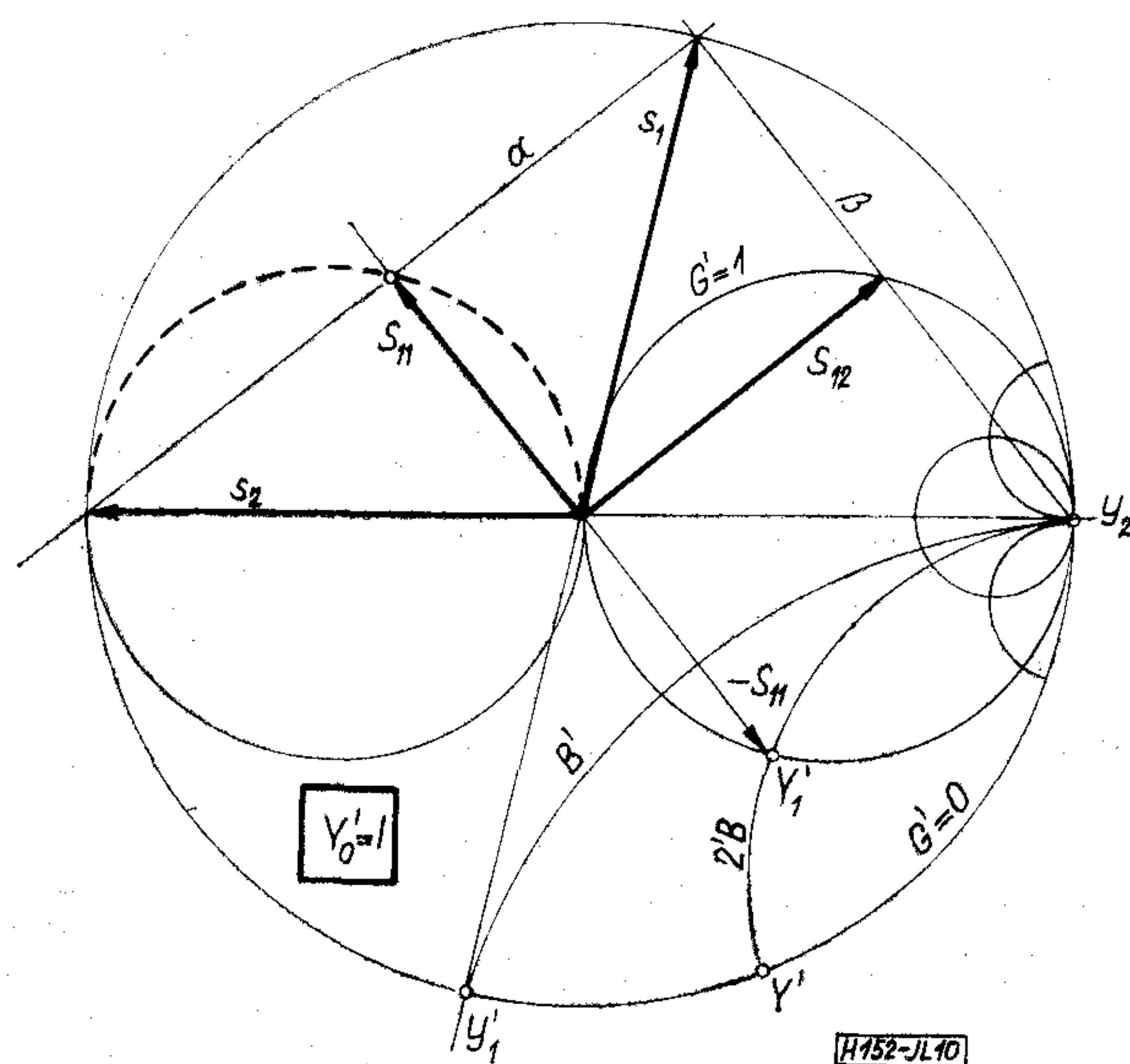
Az alábbiakban megszerkesztjük az 1.–7. kapcsolások karakterisztikus vektorábráját (illetve vektorábráit).

1. A sönt szuszceptancia négypólus (9. ábra) Y' normált admittancia-mátrixának saját értékei:

$$y'_1 = \frac{jB}{Y_0} = jB'; \quad y'_2 = \infty. \quad (23)$$



9. ábra. Sönt szuszceptancia négypólus



10. ábra. Sönt szuszceptancia négypólus karakterisztikus vektorábrája (részlet) — $-\infty < B \leq 0$ esetén

Az y'_i normált admittanciákat, a poláris admittanciadiagramon ábrázolva, a karakterisztikus vektorábra megszerkeszthető (10. ábra). A gyakorlati alkalmazáshoz lényeges annak rögzítése, hogy az

$$Y'_1 = 1 + j2B' \quad (24)$$

és az S_{ij} szórási mátrixelemekre vonatkozó (15), (16) kötések alapján:

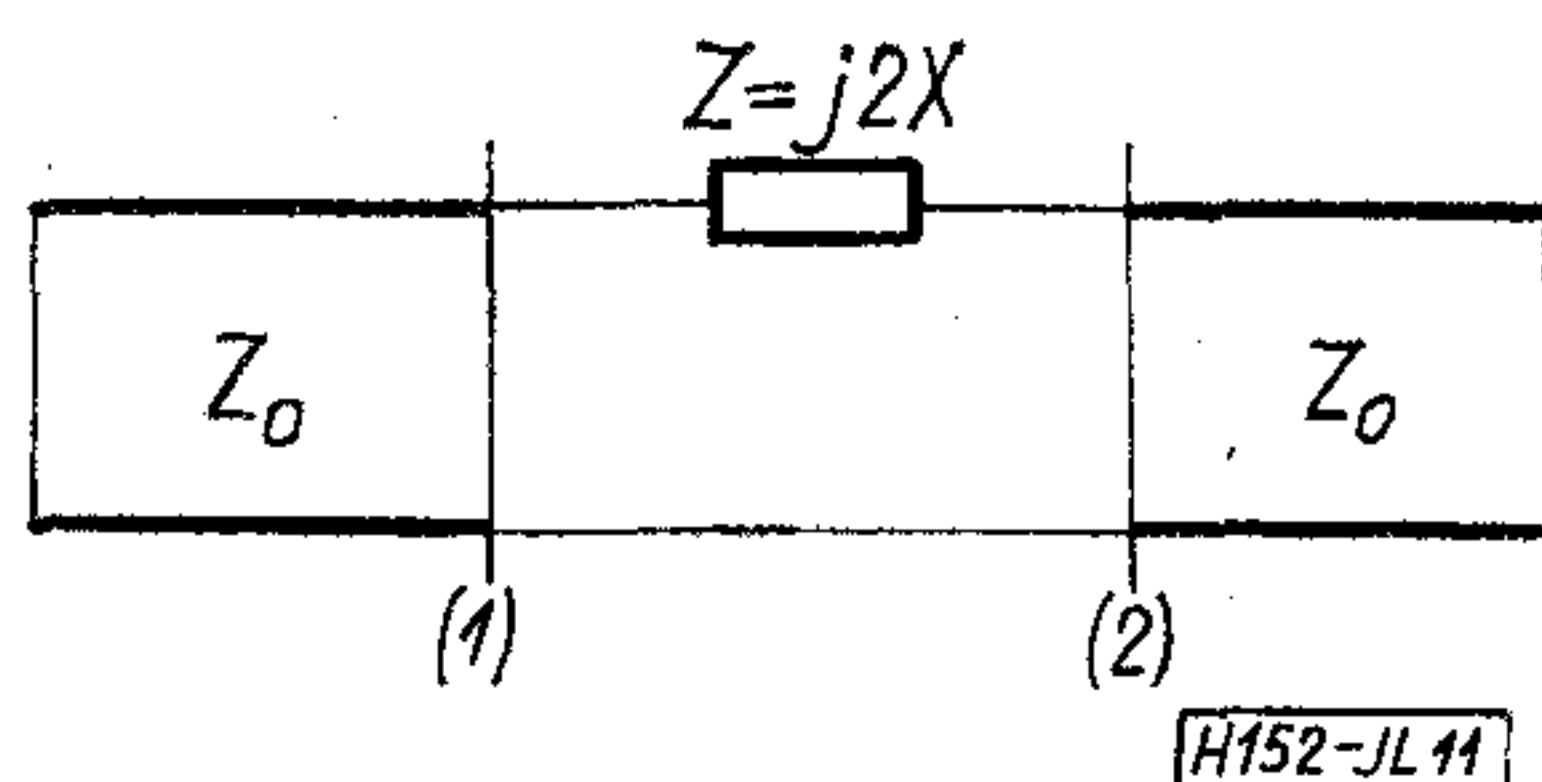
- az S_{12} mátrixelem végpontja elvileg a $G'=1$ paraméterű körre esik,
- az S_{11} mátrixelem végpontja elvileg a $G'=1$ paraméterű kör inverz körére esik.

Megjegyezzük még, hogy $0 < B < \infty$ esetén

$$3\pi/2 > \varphi_{11} > \pi \quad \text{és} \quad \varphi_{12} = \varphi_{11} + \pi/2.$$

2. A soros reaktancia négypólus (11. ábra) Z' normált impedanciamátrixának sajátértékei:

$$z'_1 = \infty, \quad z'_2 = \frac{jX}{Z_0} = jX'. \quad (25)$$



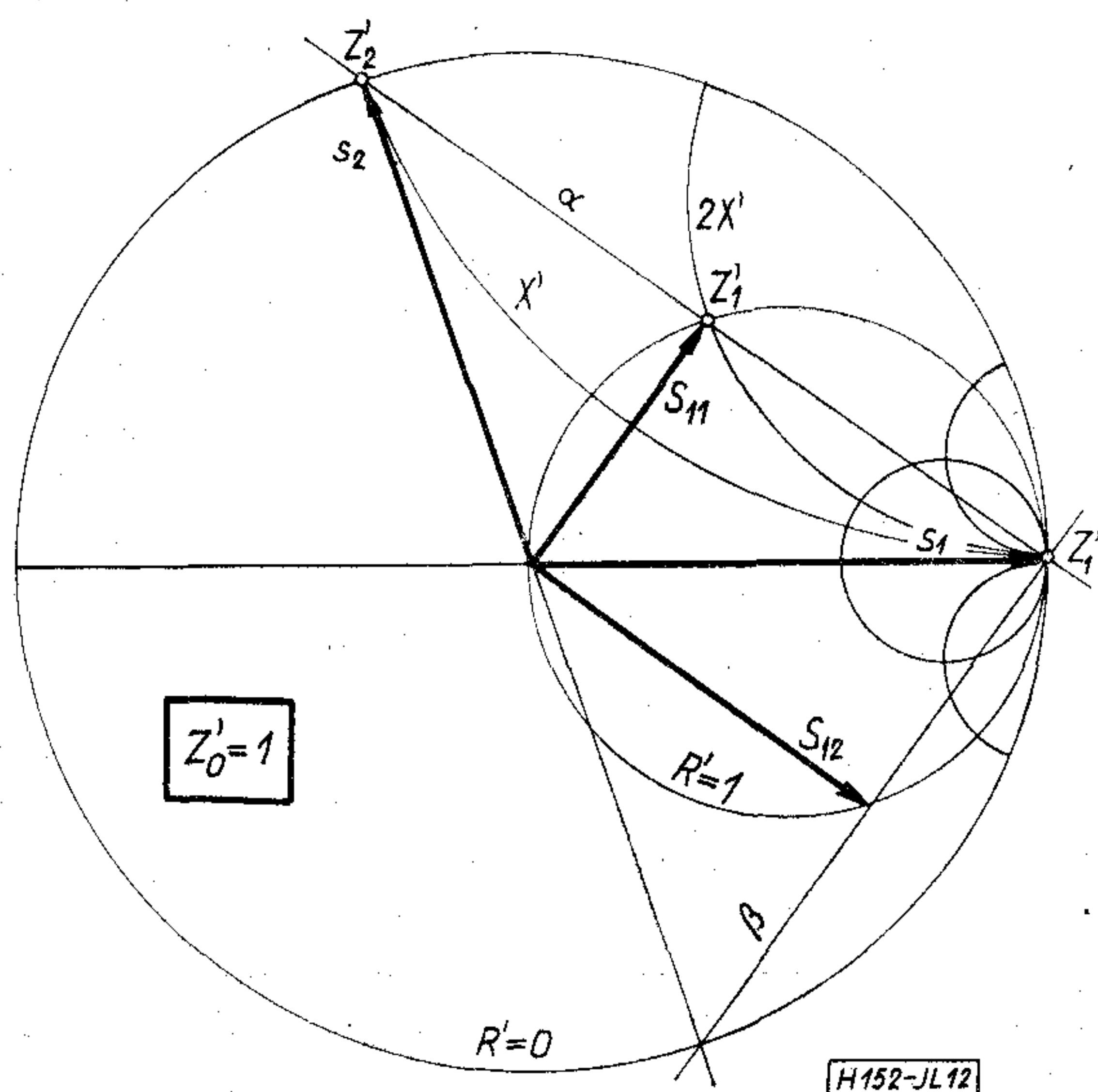
11. ábra. Soros reaktancia négypólus

Poláris impedanciadiagramon ábrázolva a z'_i normált impedanciákat, a karakterisztikus vektorábra megszerkeszthető (12. ábra). Adott esetben, mivel az illesztett lezárás esetén mért bemeneti impedancia normált értéke:

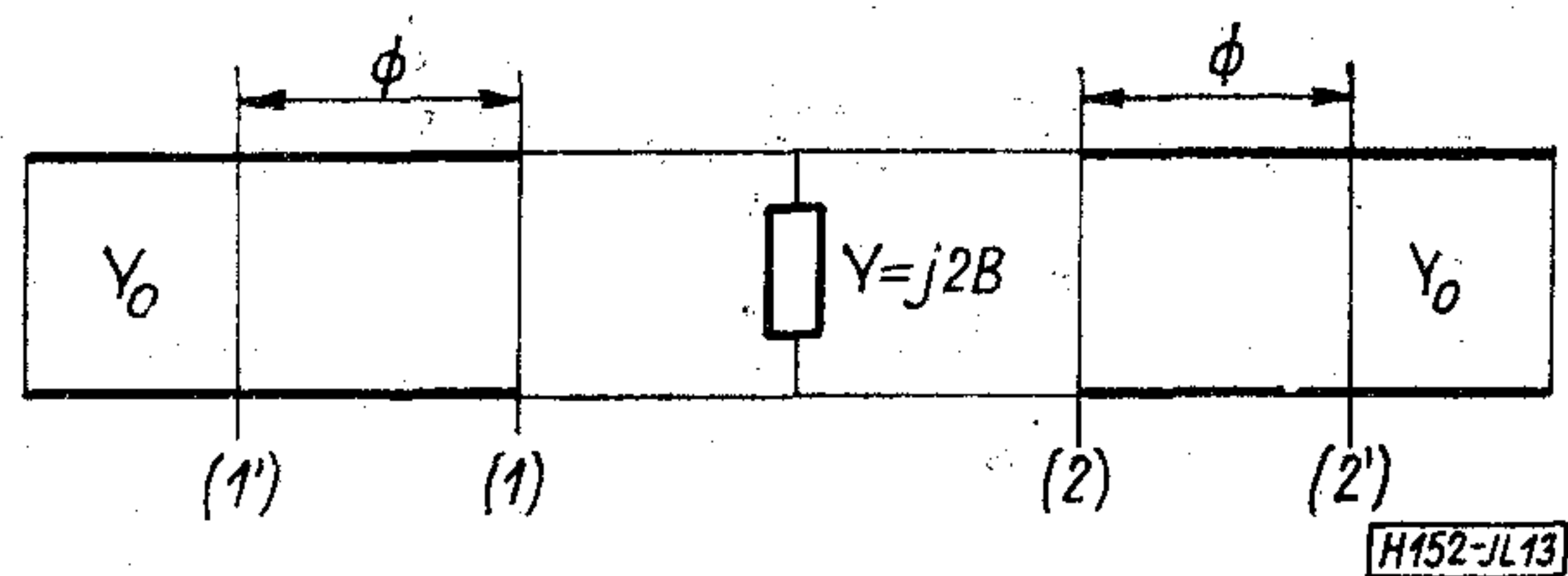
$$Z'_1 = 1 + j2X' \quad (26)$$

az S_{11} és S_{12} mátrixelemek végpontja elvileg az $R'=1$ paraméterű körre esik. Könnyen belátható, hogy

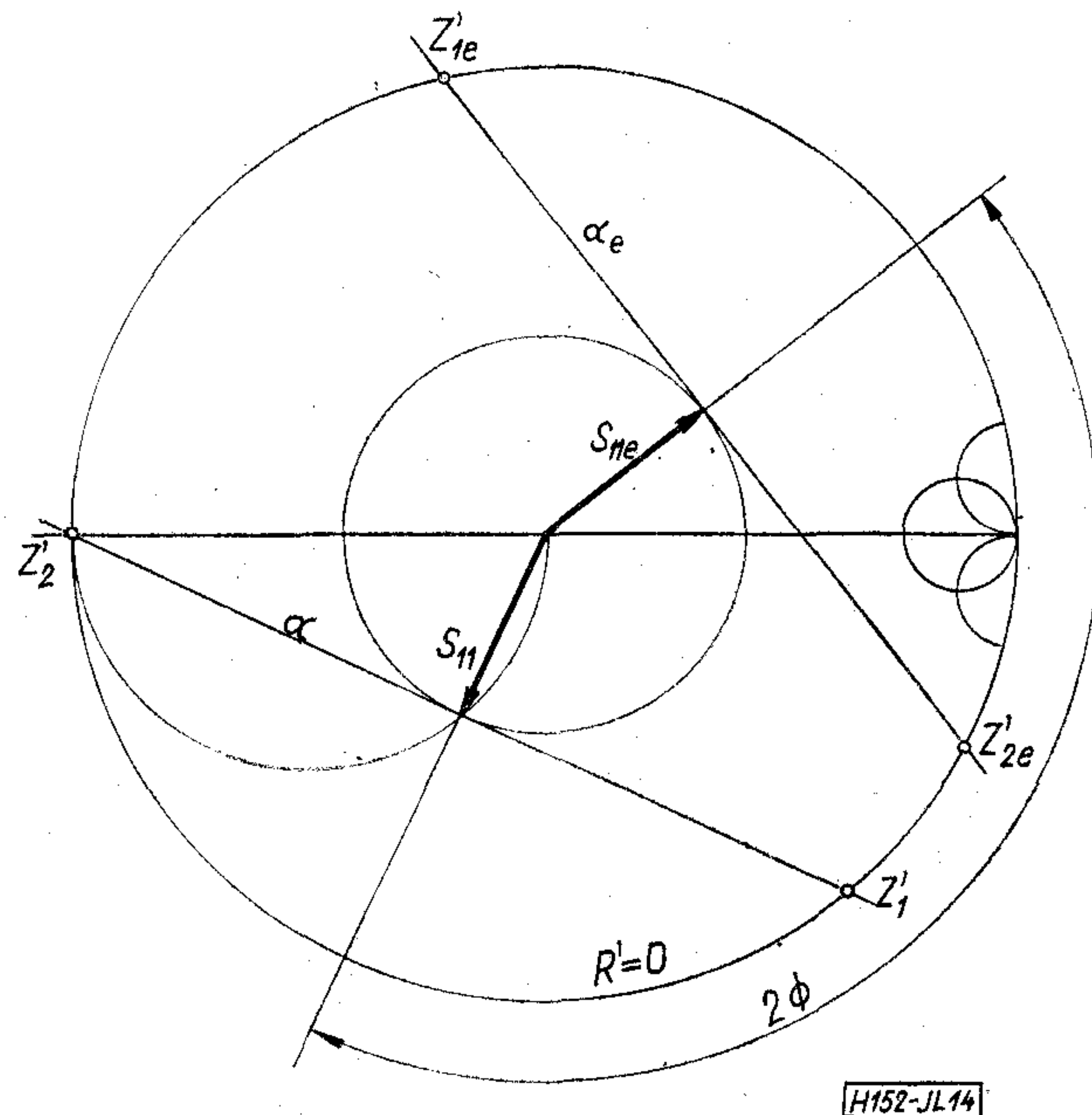
— $-\infty < X < 0$ esetén $0 > \varphi_{11} > -\pi$ és $\varphi_{12} = \varphi_{11} + \pi/2$.



12. ábra. Soros reaktancia négypólus karakterisztikus vektorábrája (részlet) $0 \leq X < \infty$ esetén



13. ábra. Távvezetékszakaszokkal bővített sönt szuszceptancia



14. ábra. A 13. ábrán feltüntetett kapcsolás karakterisztikus vektorábrái (részlet) $0 \leq B < \infty$ és $\Phi < 0$ esetén

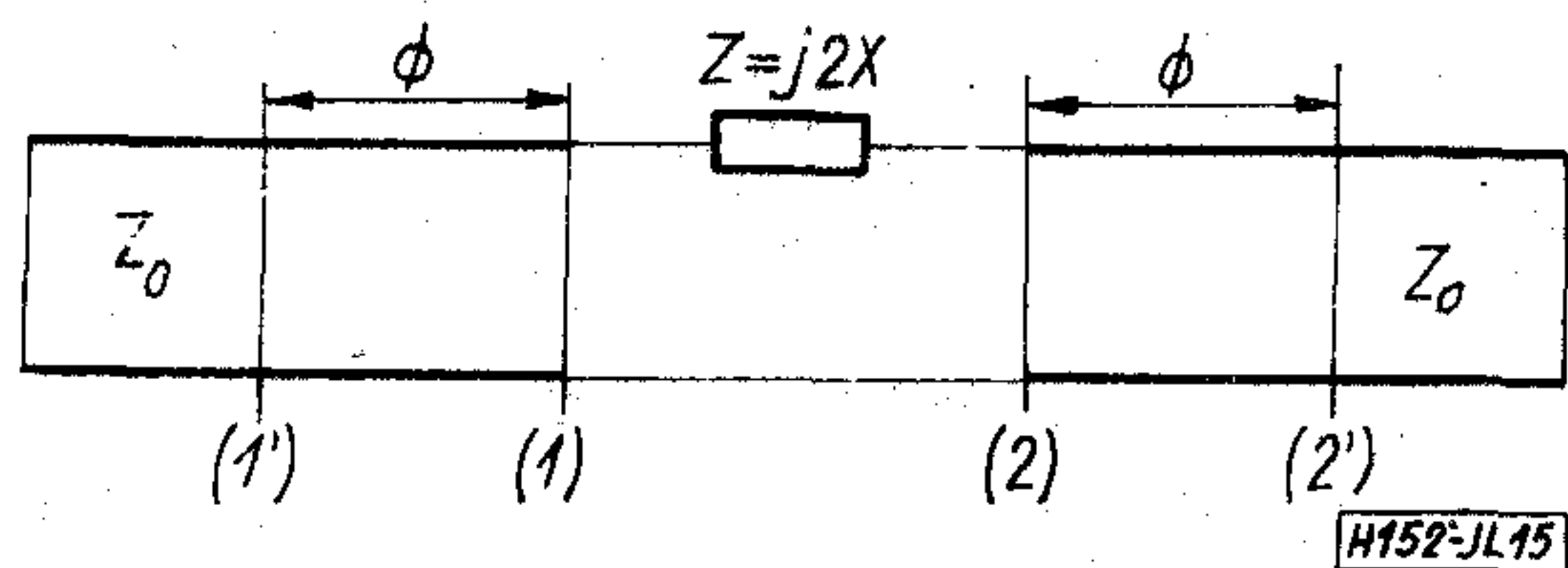
3. Alkalmazva az elvi megoldás 7. ábrán feltüntetett menetét és figyelembe véve a sönt szuszceptancia négypólus 10. ábrán feltüntetett karakterisztikus vektorábráját, a 13. ábra szerinti kapcsolás karakterisztikus vektorábrái egyszerű módon megszerkeszthetők. Mivel a kapcsolási paraméterek vizsgálandó értéke: $B \neq 0$; $\Phi \neq 0$, a feladathoz B és Φ előjelétől függően elvileg négy megoldás tartozik. Ezek egyikét a 14. ábrán tüntettük fel.

4. A távvezetékszakaszokkal bővített soros reaktancia (15. ábra) karakterisztikus vektorábrái a fentivel analóg módon szerkeszthetők meg. Az elvileg lehetséges négy eset egyikére a megoldást a 16. ábrán tüntettük fel.

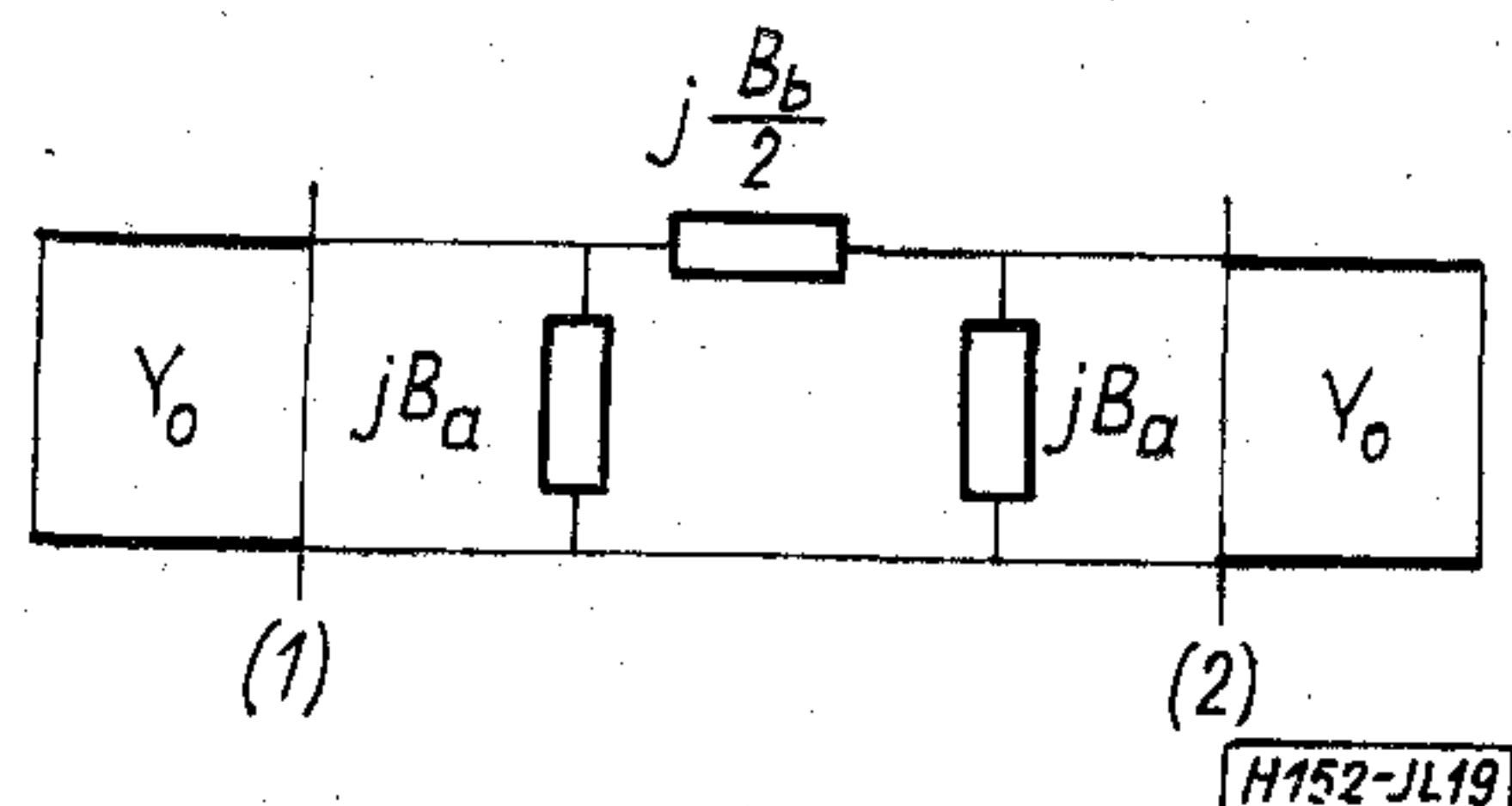
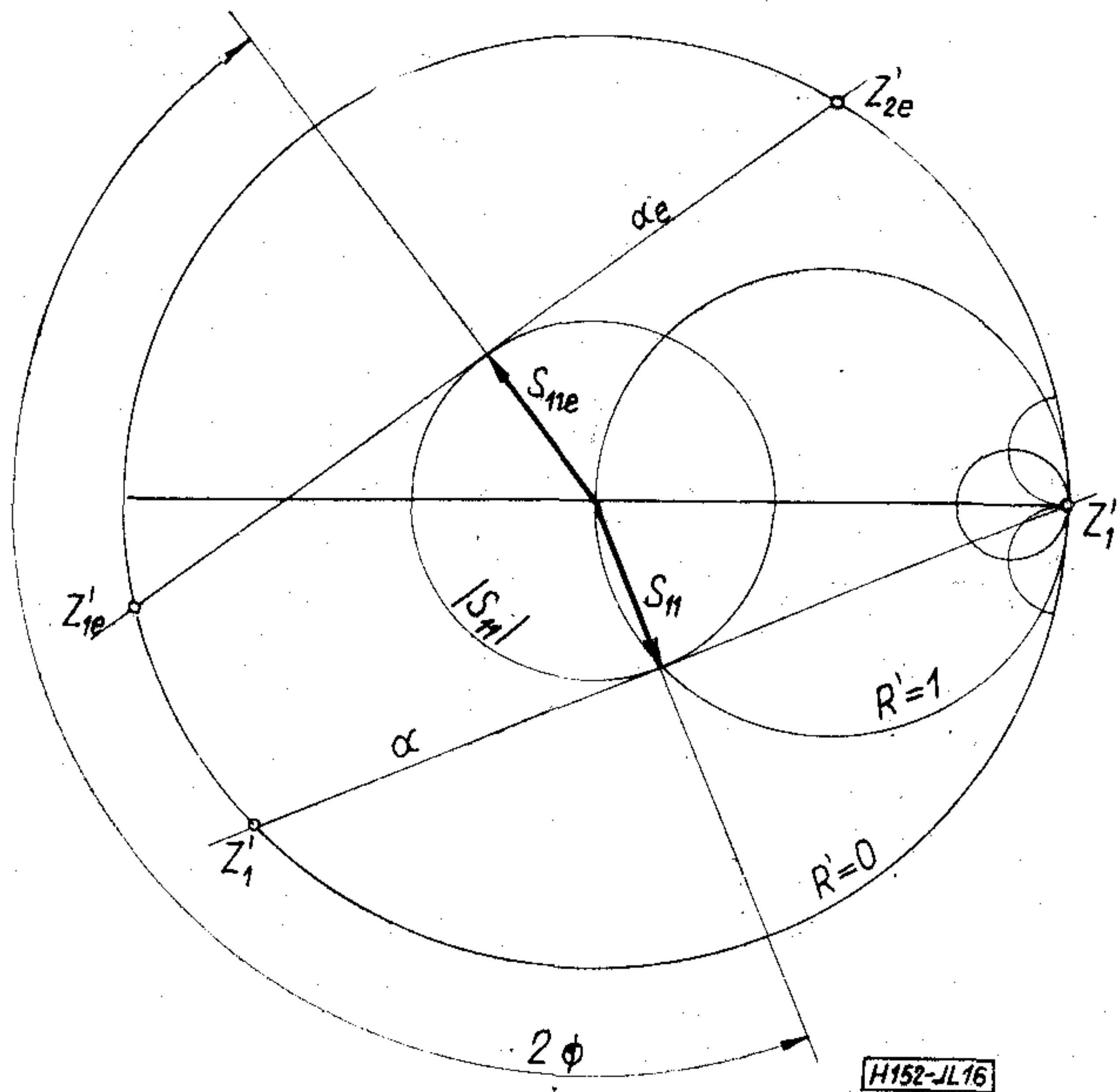
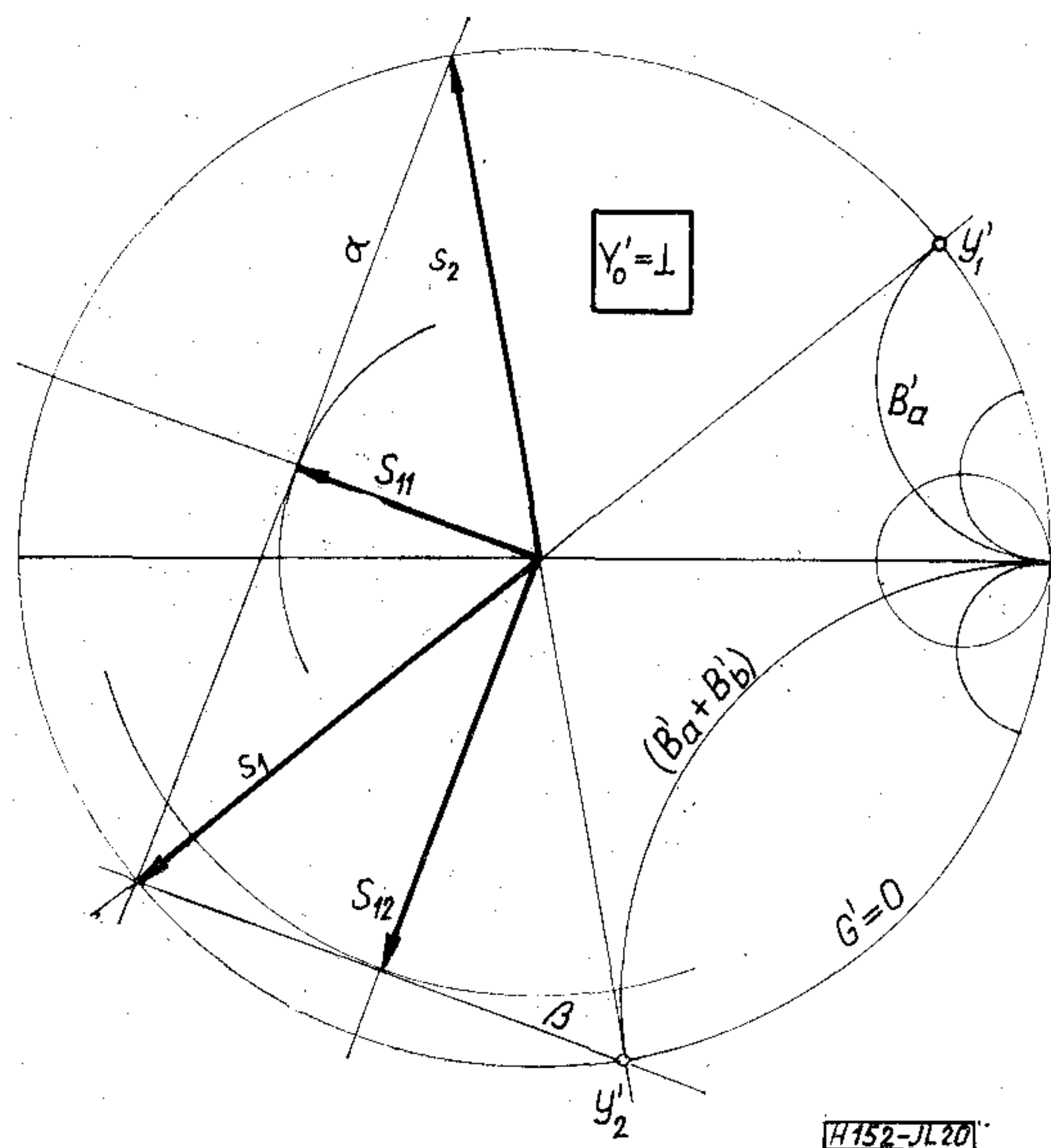
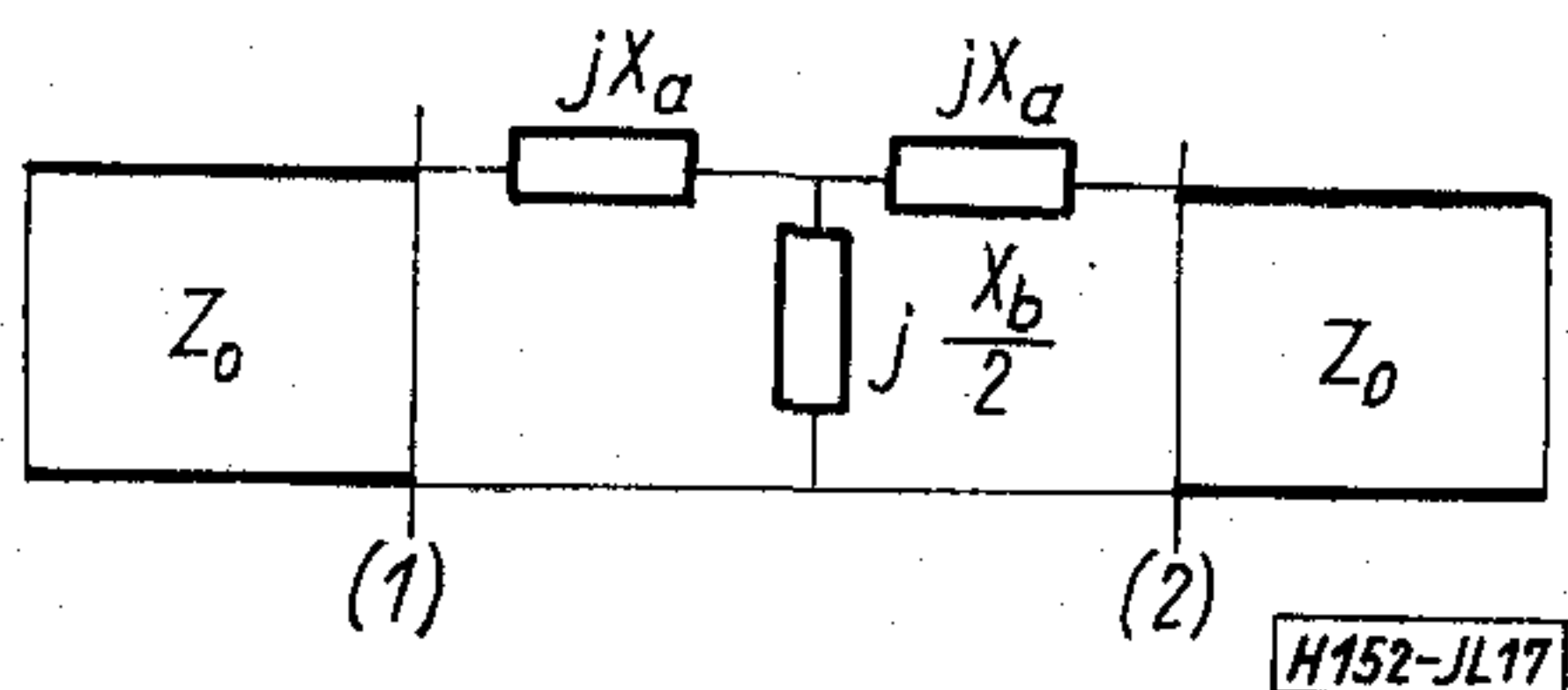
5. A szimmetrikus T-tag (17. ábra) Z' normált impedanciamátrixának sajátértékei:

$$\begin{aligned} z'_1 &= \frac{j(X_a + X_b)}{Y_0} = j(X'_a + X'_b) = jX'_1, \\ z'_2 &= \frac{jX_a}{Y_0} = jX'_a = jX'_2. \end{aligned} \quad (27)$$

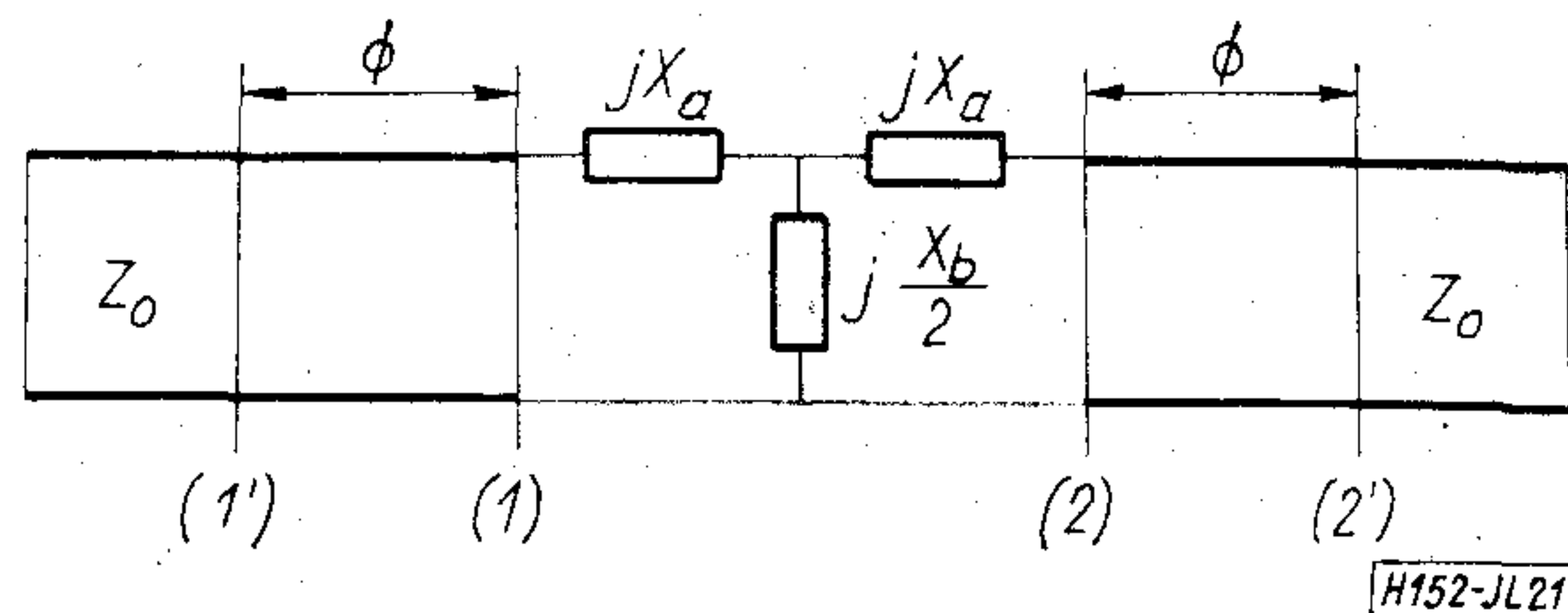
Poláris impedanciadiagramon ábrázolva a z'_i normált impedanciákat, a karakterisztikus vektorábra megszerkeszthető. Az elvileg lehetséges négy eset egyikére a megoldást a 18. ábrán tüntettük fel.



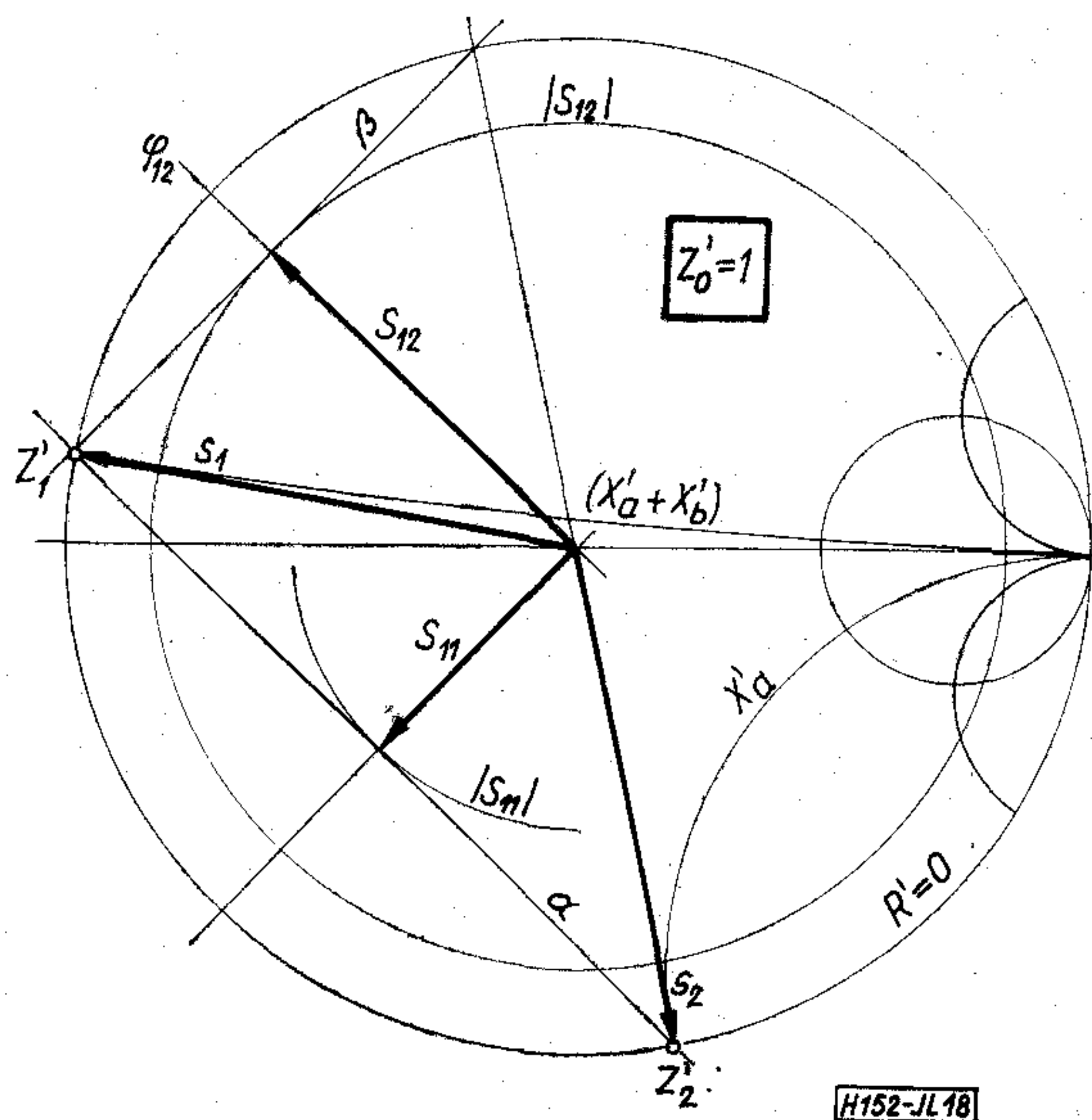
15. ábra. Távfúvvezetéksszakaszokkal bővített soros reaktancia

19. ábra. Szimmetrikus π -tag16. ábra. A 15. ábrán feltüntetett kapcsolás karakterisztikus vektorábrái (részlet) — $-\infty < X < 0$ és $\Phi > 0$ esetén20. ábra. Szimmetrikus π -tag karakterisztikus vektorábrája (részlet) $0 < B_a < \infty$, $B_b < 0$ esetén

17. ábra. Szimmetrikus T-tag



21. ábra. Távfúvvezetéksszakaszokkal bővített szimmetrikus T-tag

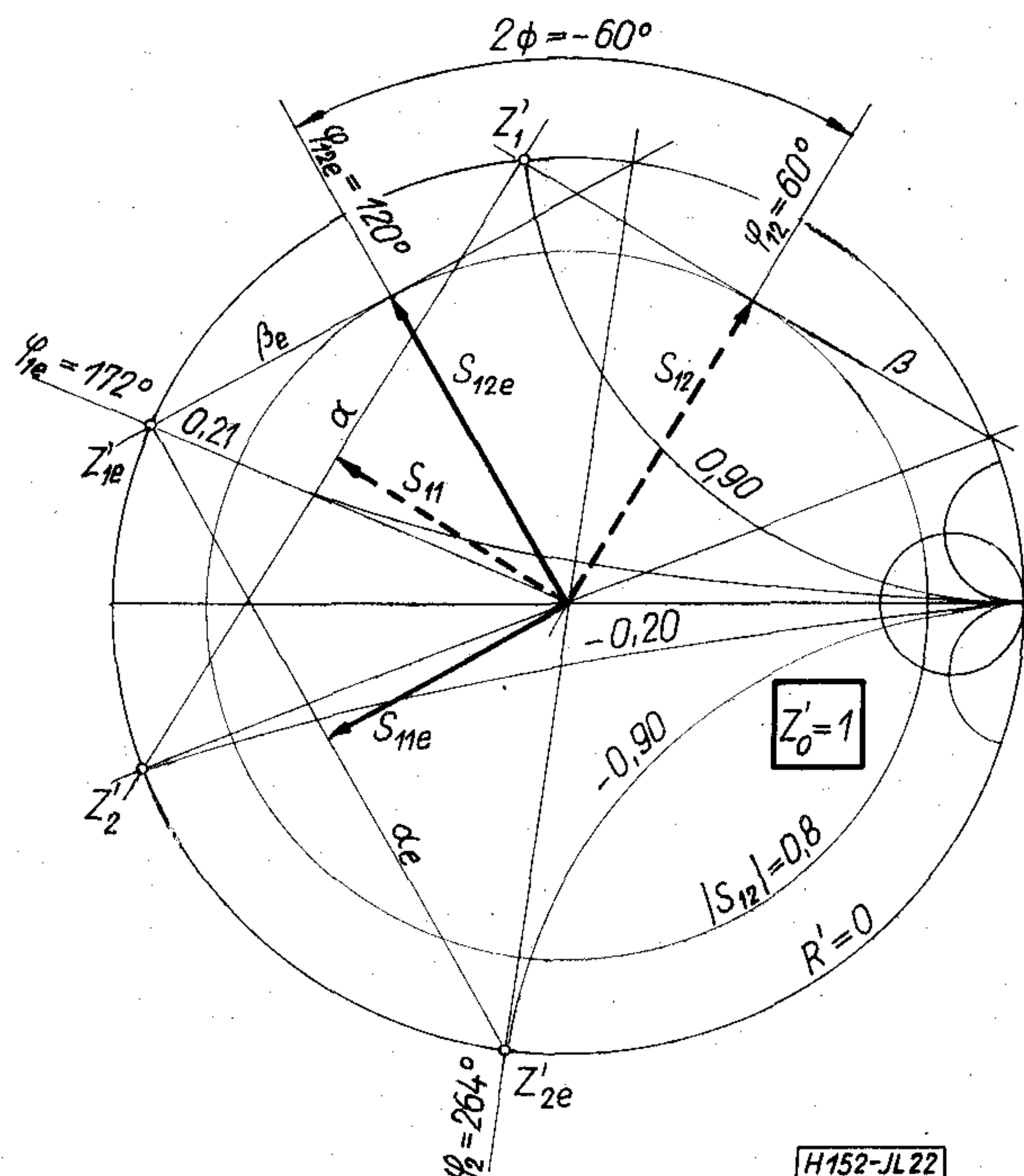
18. ábra. Szimmetrikus T-tag karakterisztikus vektorábrája (részlet) — $-\infty < X_a < 0$, $X_b > 0$ esetén

6. A szimmetrikus π -tag (19. ábra) Y' normált admittanciamátrixának sajátértékei:

$$\begin{aligned} y_1' &= \frac{jB_a}{Y_0} = jB'_a = jB'_1, \\ y_2' &= \frac{j(B_a + B_b)}{Y_0} = j(B'_a + B'_b) = jB'_2. \end{aligned} \quad (28)$$

Poláris admittanciadiagramon ábrázolva az y_i' normált admittanciákat, a karakterisztikus vektorára megszerkeszthető. Az elvileg lehetséges négy eset egyikére a megoldást a 20. ábrán tüntettük fel.

7. A távfúvvezetéksszakaszokkal bővített szimmetrikus T-tag (21. ábra) grafikus mátrixanalízisének tételünk fel, hogy az eredő szerkezet S_{ije} szórásimátrix-elemeinek értéke rögzített és a feladat az X_a , X_b és Φ kapcsolási paraméterek értékének meghatározása.



22. ábra. A 20 ábrán feltüntetett kapcsolás karakterisztikus vektorábrái (részlet) $|S_{12e}| = 0,8$, $\varphi_{12e} = 120^\circ$, $\varphi_{11e} = 210^\circ$ és $\Phi = -30^\circ$ esetén

Az adott feladatnak elvileg végtelen sok megoldása lehetséges. Ilyen esetekben szokás a három kapcsolási paraméter egyikét független változónak tekinteni, s ennek függvényében megadni a másik két kapcsolási paraméter értékét.

Legyen az előírás pl. $S_{12e} = 0,8 \exp(j120^\circ)$, $\varphi_{11e} = (\varphi_{12e} - \pi/2)$, és tekintsük független változónak a távvezeték szakaszok Φ elektromos hosszát. A grafikus megoldás menete $\Phi = 0$ és $0 > \Phi = -30^\circ$ esetére a 22. ábrán látható. Az ábrán feltüntetett értékek és az

$$\begin{matrix} X'_a = X'_1, & X'_b = X'_2 - X'_1 \end{matrix} \quad (29)$$

összefüggések alapján:

$$\Phi = 0 \text{ esetén } X'_{a0} = -0,9; \quad X'_{b0} = 1,11,$$

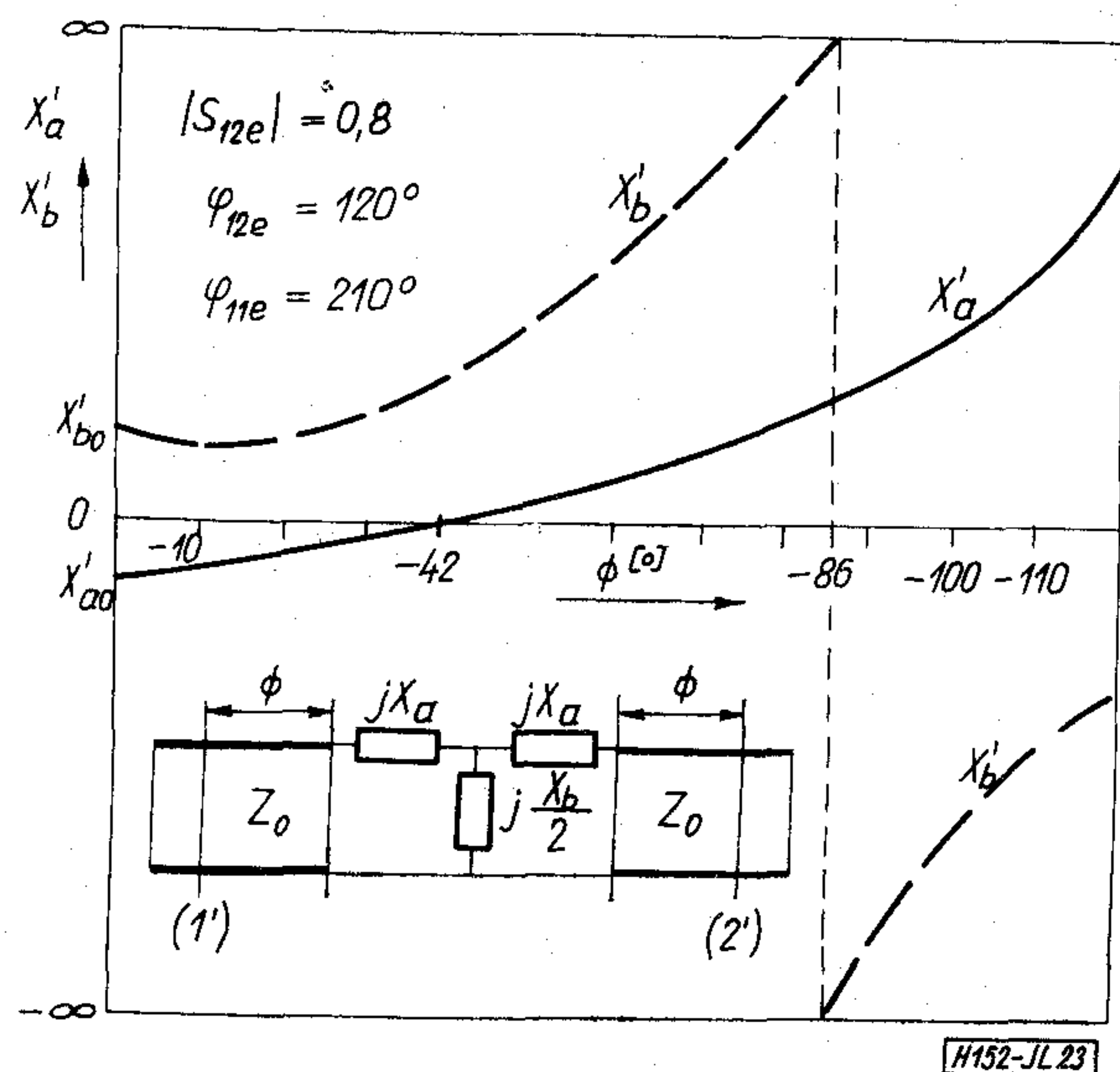
$$\Phi = -30^\circ \text{ esetén } X'_a = -0,2; \quad X'_b = 1,1.$$

Könnyen belátható, hogy

$$2\Phi = \varphi_{2e} - \pi = -84^\circ \text{ esetén } X'_a = 0,$$

$$2\Phi = -\varphi_{1e} = -172^\circ \text{ esetén } X'_b = \pm \infty.$$

Az S_{ije} mátrixelemekre adott előírásokat kielégítő $X'_a(\Phi)$, $X'_b(\Phi)$ reaktanciák jellegzetes menetét a $-120^\circ \leq \Phi \leq 0^\circ$ intervallumban a 23. ábrán tüntettük fel.



23. ábra. Az X'_a és X'_b normált kapcsolási paraméterek jellegzetes változása Φ függvényében, rögzített S_{ije} szórási mátrixelemek esetén

A távvezeték szakaszokkal bővített szimmetrikus π -tag grafikus mátrixanalízisének menete a fentivel analóg módon történik, és hasonló eredményekre vezet.

Az előbbieket alapján a grafikus mátrixanalízis módszereivel számos feladat egyszerűen és gyorsan megoldható. Ugyanakkor a karakterisztikus vektorábrák olyan fizikai szemlélettel párosulnak, amely a szerkezetek numerikus mátrixanalízisének jelentős egyszerűsítéseket tesz lehetővé. A szerkezetek karakterisztikus vektorábráival való operálás különösen előnyös azokban az esetekben, amikor a numerikus mátrixanalízis módszereinek alkalmazásával a feladatok megoldásához ellentmondásos egyenletrendszerek megoldása vezet. Ezekben az esetekben az ellentmondásra vezető egyenletek az egyenletrendszerből a karakterisztikus vektorábra alkalmazásával könnyen szelektálhatók. Egy következő dolgozatban ennek lehetőségeit fogjuk bemutatni.

I R O D A L O M

- [1] Montgomery, C. G. — Dicke, L. H. — Purcell, E. M.: Principles of Microwave Circuits, M. I. T. Rad. Lab. Series, 8. kötet, McGraw Hill Book Co. Inc. 1948. pp. 401—419.
- [2] Altman, J. L.: Microwave Circuits. D. Van Nostrand Co. Inc. 1964. pp. 83—88.
- [3] Dr. Jachimovits L.: Elosztott paraméterű passzív áramkörök. Tankönyvkiadó, 1969. (Szakmérnöki jegyzet, J5—869) 36—41. old.

Általános paraméterű LC szűrőket tervező program

ETO: 621.372.54.001.2: 681.3.06

Napjainkban a hullámparaméteres szűrőtervezési módszer jelentősége egyre csökken. Azok közül azonban, akik üzemi paraméteres szűrőket terveznek, kevesen vállalkoznak a nagy mennyiségű és nagy pontosságú számítás elvégzésére. Ezért a tervezés főként katalógusok segítségével történik. Ez azt jelenti, hogy a sávszűrőket aluláteresztőből kell transzformálni, a zárórészre csak egy csillapításminimumot lehet előírni és végül a veszteségeket gyakorlatilag teljesen figyelmen kívül kell hagyni.

A megoldást természetesen csak számítógép alkalmazása adhatja. A Híradástechnika által dr. Géher Károly összeállítása alapján évente közölt programkatalógusok tanúsága szerint nálunk Uzsoy Miklós, Novák János és Radvány Jenő [1] készítettek nagyobb lélegzetű szűrőtervező programokat és sok speciális program is készült. Az említettek azonban részben csak a tervezés egyes fázisait végzik el, részben a felhasználó számára kényelmetlen megkötéseket tartalmaznak.

Mindezeket tekintetbevé indokoltnak látszott egy nagymértékben felhasználó-orientált program kidolgozása, amely a szűrőtervezési feladat minden fázisának elvégzésére képes. A fejlesztés a Műszeripari Kutató Intézetben történt, az anyagi lehetőségeket a KGM 9/1 „Számítógépek alkalmazása” c. célprogram keretében a KGM Ipargazdasági, Szervezési és Számítástechnikai Intézet biztosította.

1. A GEPARD programrendszer

A rendszer tervezésekor a fő célkitűzések a következők voltak:

- A program legyen alkalmas veszteségmentes és veszteséges aluláteresztők és sávszűrők tervezésére egyenletes közelítésű áteresztőrész és lépcsős toleranciasémával megadott zárórész(ek) esetén (általános paraméterű szűrők);
- legyen olyan mértékben felhasználó-orientált, hogy nem specialisták is könnyen alkalmazhassák;
- ugyanakkor gyakorlott tervező is használhassa különleges feladatainak megoldására, tehát tegye lehetővé a standard eljárásoktól való eltérést;
- felépítése könnyítse meg a tervezési lehetőségek kibővítését.

A GEPARD (GEneral PARAmeter filter Design) programrendszer ezeket a feltételeket kielégíti. A rendszer a GIER számítógépen három programból áll, melyek bármelyike önállóan, a többitől függetlenül is használható, de összekapcsolódó rendszert alkotnak.

A GESA program a zárórész közelítését végzi, az UNPA program a szűrő realizálásához szükséges polinomokat számítja, az ALIZ program pedig a kapcsolás és a kapcsolási elemek meghatározását végzi.

2. A számítási módszer

Darlington 1939-ben megjelent alapvető munkájában az üzemi paraméteres szűrők tervezési képleteit a p komplex frekvenciaváltozó függvényében adta meg. Ezzel a változóval azonban a számítás folyamán a pontosságvesztés olyan mérvű, hogy az asztali számológépek és a számítógépek szokásos 7...10 jegyű számaival dolgozva csak alacsony fokszámú szűrők tervezhetők. Szentirmai, Bingham, Temes és Skwirzynski munkái [2, 3, 4, 5, 6] nyomán egy frekvenciatranszformációs módszer alakult ki, amely ugyanannyi jegyre számolva pontosabb eredményt ad, mint a p változóval végzett számítás.

A GEPARD programrendszer mindhárom programja a

$$z^2 = \frac{p^2 + \omega_2^2}{p^2 + \omega_1^2}, \quad \omega_2 > \omega_1, \quad \operatorname{Re} z \geq 0$$

transzformációt alkalmazza, amelyben ω_1 és ω_2 az áteresztőrész határfrekvenciái. Ez a transzformáció széthúzza a határfrekvenciák környezetét — ahol a karakterisztikus és az átviteli függvény zérusai és közös pólusai sűrűsödnek —, ennek következménye az, hogy a számítások numerikus tulajdonságai kedvezőek.

A GESA program a csillapításokat a különböző szerzők által javasolt, de gépi számításokra kedvezőtlen sabloneljárás helyett az

$$a = \frac{1}{2} \ln \left[1 + \frac{k^2}{4} \left(\prod_{i=1}^n \left| \frac{z_i + z}{z_i - z} \right| + \prod_{i=1}^n \left| \frac{z_i - z}{z_i + z} \right| \right)^2 \right]$$

képlettel számítja, ahol $k = \sqrt{e^{2a_p} - 1}$, a_p az áteresztőrészben megengedett csillapításingadozás, n a szűrő fokszáma, a z_i -k pedig a csillapításpólusok frekvenciái a z változóban kifejezve.

Induláskor a program a bemenő adatokból megbecsli a véges, nemzérus frekvenciájú csillapításpó-

lusok szükséges számát és helyét, majd iterációs számítással addig finomítja a pólusok helyét (szükség esetén számukat is növelve), amíg mindkét zárótartományban a számított csillapításkarakterisztika és az előírt lépcsős toleranciaséma közötti különbség, a csillapítástartalék minimuma maximális és pozitív lesz. Ez csebisevi közelítést jelent. A számítási módszer részletes leírását [7] tartalmazza.

Az UNPA program először a csillapításpólusok segítségével előállítja a karakterisztikus és az átviteli függvény z -változós alakját. Ha veszteséges számítás van előírva, meghatározza az előtorzított átviteli függvényt, majd ebből az előtorzított karakterisztikus függvényt is. Ezekkel négy olyan polinomot állít elő, melyek nagyjából a tervezendő szűrő láncmátrixa számláló polinomjainak felelnek meg.

Ez a program tulajdonképpen egy sor eljárást tartalmaz, melyek adatszalagról hívhatók és egy egységes adatrendszeren végeznek műveleteket. Az általános paraméterű szűrők tervezéséhez szükséges eljárás-hívásokat azonban — minthogy ezek a leggyakrabban használtak — a program beépítve is tartalmazza, úgyhogy ez a programrész az adatszalag egyetlen szavának hatására hajtódik végre. Emellett az eljárások megfelelő paraméterekkel való hívása útján más jellegű, pl. max. lapos szűrőket is tervezhetünk [8] és újabb eljárások beépítése útján a tervezési lehetőségek tovább bővíthetők.

Az ALIZ program a csillapításpólusok és az említett négy polinom alapján a realizálást végzi. A tervező itt is két lehetőség közül választhat.

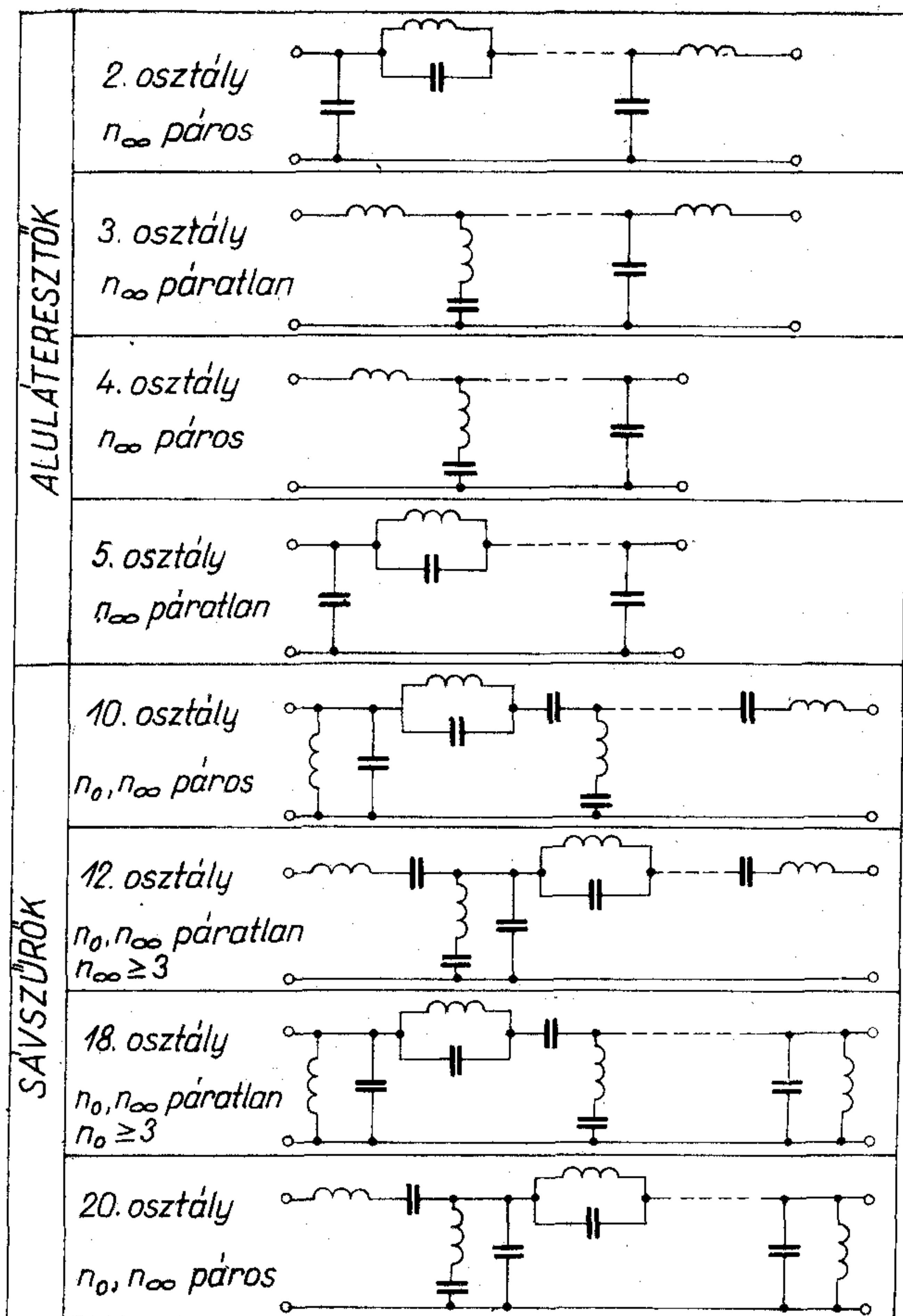
Egyik esetben csak a szűrőosztályt kell előírnia a Skwirzynski-féle beosztás szerint [6]. Ekkor a program meghatározza a szűrő kapcsolását úgy, hogy a primer és szekunder oldalról való realizálás azonos kapcsolásra vezessen, majd mindkét oldalról elvégzi a realizálást. Ezután kiszámítja a szekunder oldali lezáró ellenállást.

Az automatikusan realizálható szűrőosztályok jellegzetes kapcsolásai az 1. ábrán láthatók. Sávszűrők realizálása minimális számú önindukcióval történik, ha a zérus és végtelen frekvenciákon előírt csillapításpólusok száma ezt megengedi. A csillapításpólusok megvalósításának sorrendje előírható. Ennek hiányában a program a sorrendet úgy állapítja meg, hogy a legnagyobb valószínűséggel realizálható kapcsolás adódjék.

A másik esetben a felhasználónak kell előírnia a szűrő lebontási módját és a csillapításpólusok megvalósítási sorrendjét. Ekkor reá hárul a szekunder oldali lezáró ellenállás meghatározása is. Ez a lehetőség a tervező kezében sokféle módon alkalmazható, de több előtanulmány szükséges hozzá.

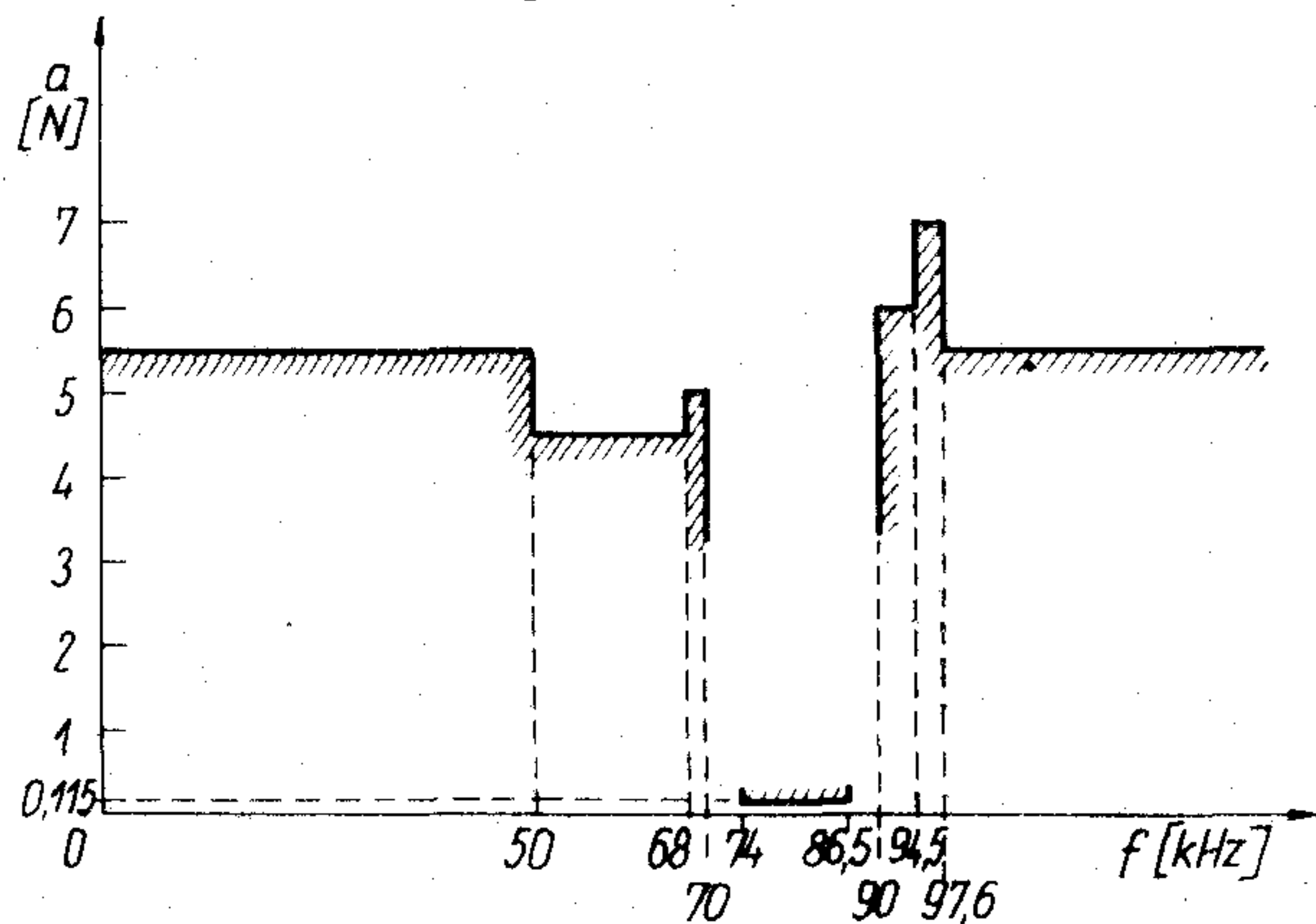
3. Az adatok megadása

A bemenő adatok redundanciája minimális és a szokásos általános paraméterű szűrők számára néhány sorban leírható. A 2. ábrán látható toleranciasémával előírt csillapításkarakteristikájú szűrő 10. osztályú megvalósításához például a következő adat-



H155-HM1

1. ábra. Az automatikusan realizálható szűrőosztályok jellegzetes kapcsolásai. n_0 ill. n_∞ a 0, ill. ∞ frekvencián levő csillapításpólusok száma



H155-HM2

2. ábra. Egy sávszűrő csillapításkövetkezményeinek előírása lépcsős toleranciasémával

szalag szükséges:

```
GEPARD E35 ANTIMETRIC BANDPASS <
CUTOFF (74000, 86500) READAP(0.115) NZNI (2,2)
TOLLOW(70000, 5, 68000, 4.5, 50000, 5.5)
TOLUPP (90000, 6, 94500, 7, 97600, 5.5)
TANDEL(0.0033)
RUNPA POLYS
REALIZ CLASS(10) PRINT DENORM(2000)
PRINT STOP <<
STOP
```

A GEPARD szó az adatszalog azonosítására szolgál; mindegyik program ellenőrzi, hogy a számára készült adatszalogot olvasta-e. Utána a cím következik, amely minden eredménylapon megjelenik. A CUTOFF szó után a határfrekvenciák, READAP után az áteresztőrészen előírt csillapításgadozás, NZNI után a zérus, ill. végtelen frekvencián levő csillapításpólusok száma áll. A TOLLOW, ill. TOLUPP szó után a toleranciaséma szakadási pontjainak frekvencia-csillapítás számpárjai sorakoznak, az alsó zárórészben csökkenő, a felsőben növekvő frekvenciák szerinti sorrendben. Az utolsó csillapításértékek zérus, ill. végtelen frekvenciáig érvényesek. A csillapításértékek mindenütt Neper-ben értendők. TANDEL után az előírt veszteségi tényező következik.

A RUNPA szót az UNPA program adatai követik; itt csak a POLYS szó áll. Hatására a program a realizáláshoz szükséges polinomokat állítja elő.

A REALIZ szó után következnek a realizáláshoz szükséges adatok. CLASS(10) a szűrőosztályt írja elő, az első PRINT a normalizált, a második a denormalizált kapcsolási elemek nyomtatását írja elő. Közöttük a 2000 Ω -os primer oldali lezáró ellenállásra való denormalizálás utasítása áll.

A rendszer programjai az adatszalogot erős ellenőrzésnek vetik alá, hiba esetén olyan jelzést adnak, amelyből a hiba oka könnyen kideríthető.

Az UNPA program sokoldalúságát kihasználva, más szűrőtípusok tervezése is lehetséges. Így terveztünk max. lapos aluláteresztőt, sávszűrőt [8], parametrikus [3] és más különleges szűrőket.

4. Kimenő adatok

A GESA program a tervezendő szűrő mindegyik zárórészére egy-egy csillapításgörbét nyomtat a sornyomtatón. Ezek a lapok a toleranciasémát és a szükséges csillapításpólusok frekvenciáit is tartalmazzák. Az UNPA program eredménylapján a realizáláshoz szükséges polinomok jelennek meg. Részeredmények kinyomtatása is előírható. Az ALIZ program dokumentáció jellegű eredménylapokat nyomtat: megtalálhatók rajtuk a főbb bemenő adatok és a szűrő kapcsolási rajza a kapcsolási elemek relatív, illetve denormalizált, dimenziós értékeivel. A feladatnak a felhasználó által adott címe és a számítás napjának kelte minden eredménylapon szerepel.

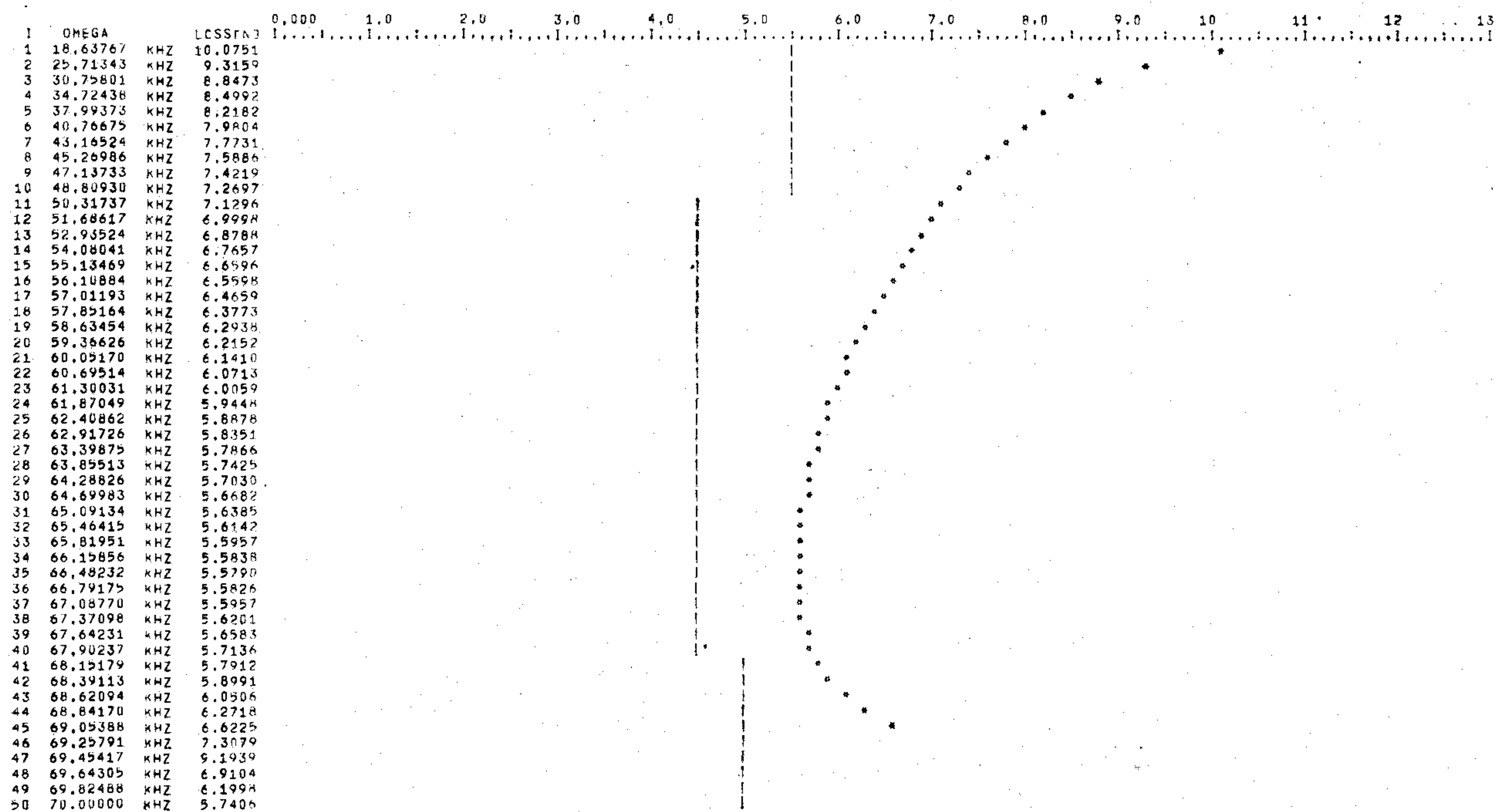
A 3. pontban bemutatott adatokkal specifikált szűrő zárórészei közelítésének eredményei a 3. és 4. ábrán láthatók. A frekvenciaskálák a z változóban lineárisak, ezért az f változóban a határfrekvenciák környezete erősen szét van húzva.

A tervezés végső eredménylapját az 5. ábra mutatja. Az itt kiírt Q érték ebben az esetben eltér attól, amelyet az adatszalogon a veszteségi tényezővel előírtunk. Ennek az az oka, hogy az UNPA program alapállapotban csak akkora előtorzítást enged meg, amellyel az átviteli tényező képzetes tengelyhez legközelebbi zéruspárjának valós része legfeljebb a felére csökken. Ez a feltétel — amely adatszalogról könnyen megváltoztatható — itt nem teljesült. A korlát beépítése biztonsági intézkedés a tulságosan nagy előtorzítás hátrányos következményei megelőzésére.

GESA PROGRAM, 72 02 10 LOSS CHARACTERISTIC

E35 ANTIMETRIC BANDPASS

LOWER STOPBAND

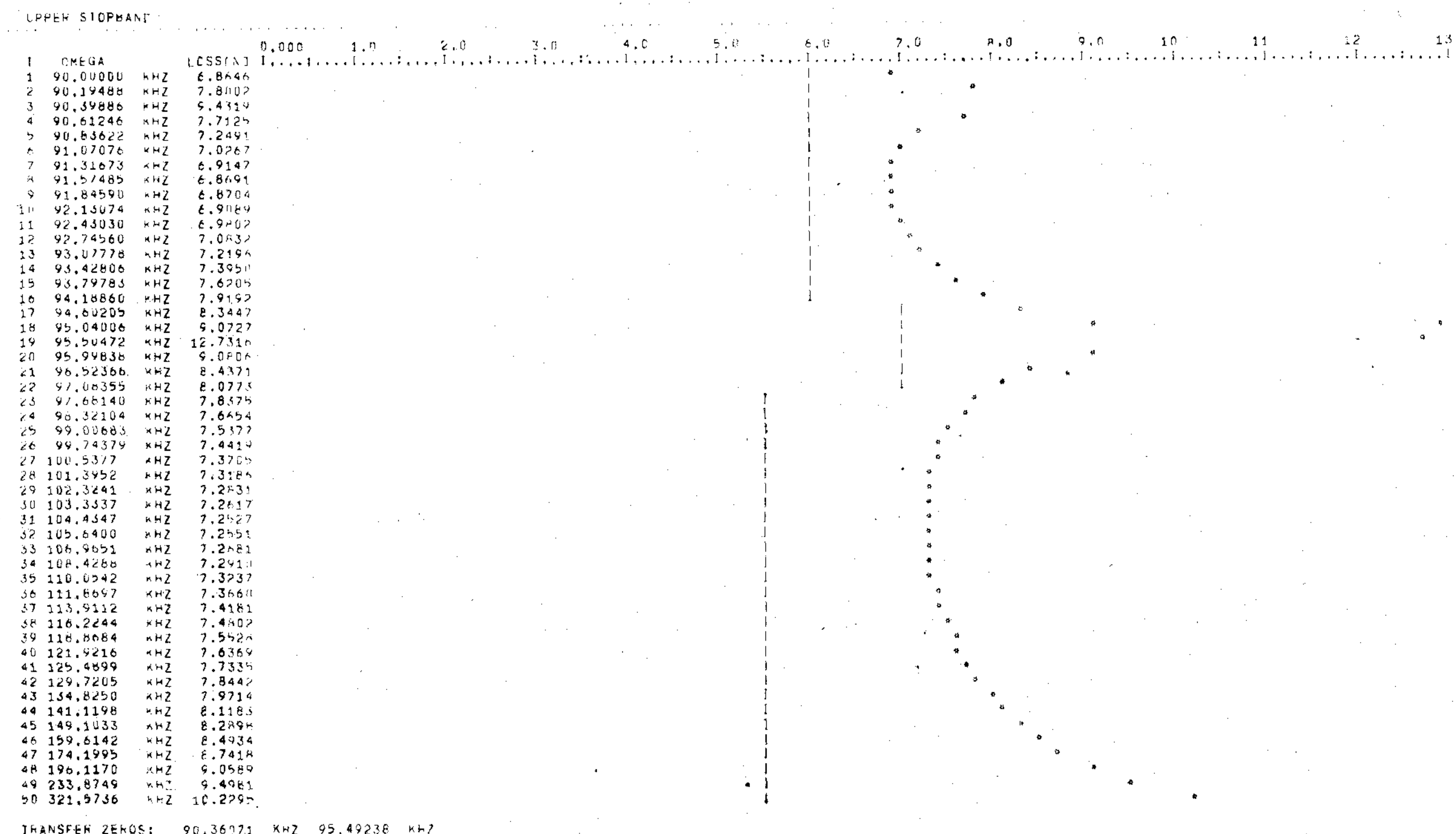


TRANSFER ZEHOS: 69.43037 KHZ

H155-HM3

3. ábra. A közelítés eredménye, alsó zárórész

GEISA PROGRAM, 72 02 17 LGSS CHARACTERISTIC
E35 ANTIMETRIC BANDPASS



H155-HM4

4. ábra. A közelítés eredménye, felső zárórész

AL12 PROGRAM, 72 02 10
E35 ANTIMETRIC BANDPASS

LOWER CUTOFF FREQUENCY 74.00000 KHZ
UPPER CUTOFF FREQUENCY 86.50000 KHZ
PASS BAND RIPLE 0.115 000 000 N
NUMBER OF POLES
AT ZERO FREQUENCY 2
IN THE LOWER STOPBAND 1
IN THE UPPER STOPBAND 2
AT INFINITE FREQUENCY 2
AVERAGE Q 384.739

RESULT OF THE SYNTHESIS, CLASS 10.

C---R---O	2.000000	KO
---L---	43.22331	UH
---C---	86.03947	NF

L C	115.2172	UH 26.92551 NF

C	6.203488	NF
---L-C---	475.7174	UH 11.04568 NF
---C---	35.35158	NF

L C	260.0120	UH 10.68340 NF

C	4.490135	NF
---C---	103.3034	NF

L	36.94317	UH
O---R---O	2.051528	O

THE EXTREME RELATIVE DEVIATIONS OF THE SECONDARY
TERMINATION: 0.000 011 434 AND -0.000 008 306

H155-HM5

A szekunder oldali lezáró ellenállás a primer oldalnak kb. ezred részére adódott, de Norton-transzformációk segítségével szinte tetszőes szerinti értékre is beállítható egy, esetleg két további kondenzátor felhasználásával.

A 6. és 7. ábra az ALF programmal [9] való ellenőrzés eredménye. A 6. ábra az áteresztőrész csillapítását mutatja arra az esetre, amikor a szűrő minden kapcsolási elemének 385 a jóssági tényezője. A 7. ábra három eredménylapból van összeállítva. A frekvenciák ugyanazok, mint a 6. ábrán, az egyes görbék pedig az áteresztőrész csillapítását mutatják veszteségmentes kondenzátorok, valamint 154, 192 és 231 tekercsjóságok mellett.

5. Számítási idők

A zárórész közelítéséhez szükséges idő általában 2 percen belül van még 16-od fokú szűrőnél is. Mind a polinomok, mind a kapcsolás meghatározása 8...10. fokú szűrőknél 1...2 perc nagyságrendű.

6. Szolgáltatás

A programokat a Műszeripari Kutató Intézet gon-
dozza és lehetővé teszi külső felhasználók feladatai-
nak futtatását is.

5. ábra. Eredménylap dimenziós kapcsolási elemekkel

ALF PROGRAM, 72 02 11

E35 ANTIMETRIC BANDPASS

LOSS CHARACTERISTIC

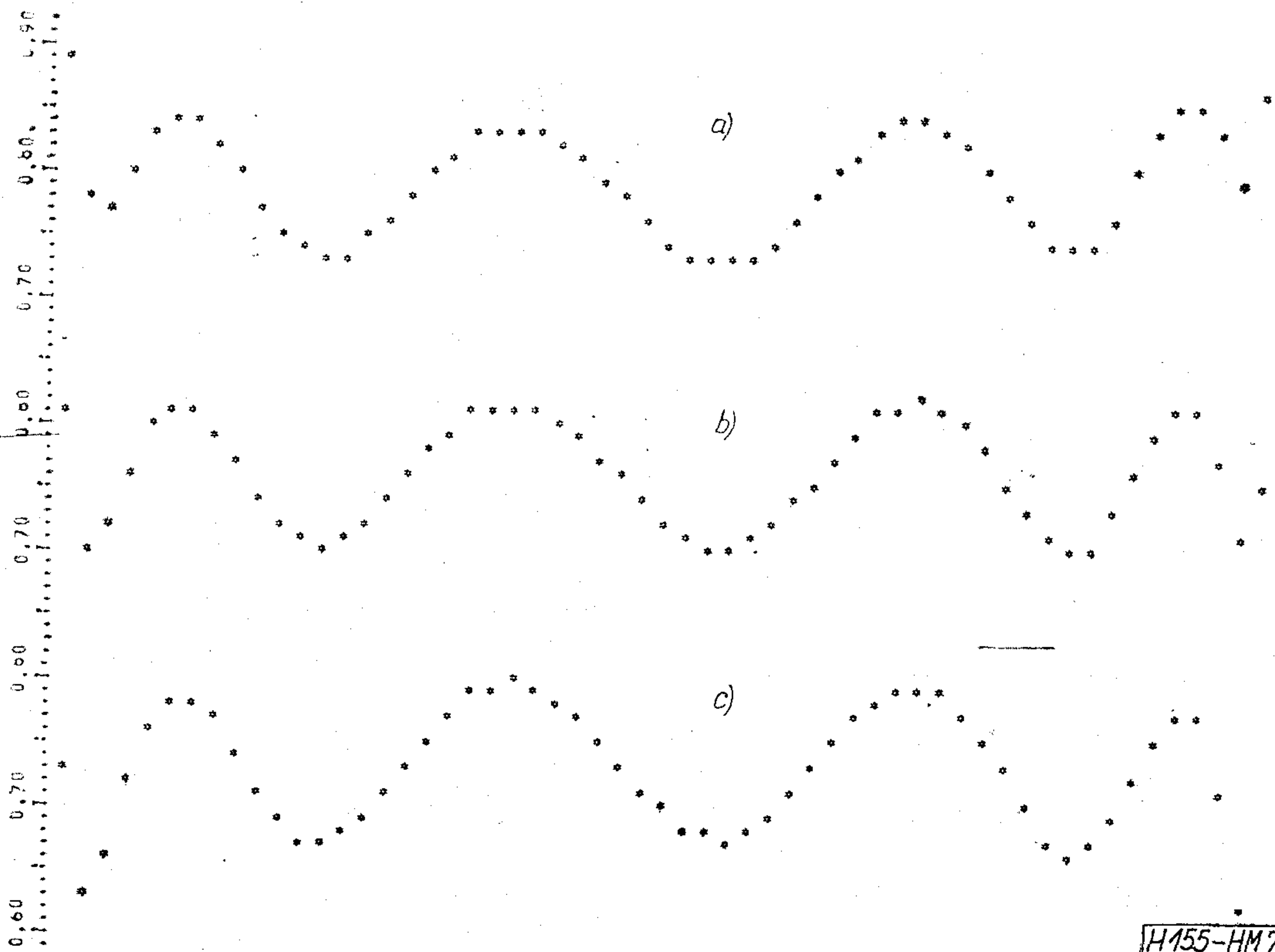
	X	
1	1.0000	0.8146
2	1.0030	0.7049
3	1.0060	0.7156
4	1.0090	0.7612
5	1.0120	0.7975
6	1.0150	0.8138
7	1.0180	0.8114
8	1.0210	0.7950
9	1.0240	0.7707
10	1.0270	0.7442
11	1.0300	0.7211
12	1.0330	0.7056
13	1.0360	0.7001
14	1.0390	0.7045
15	1.0420	0.7173
16	1.0450	0.7354
17	1.0480	0.7558
18	1.0510	0.7755
19	1.0540	0.7926
20	1.0570	0.8054
21	1.0600	0.8130
22	1.0630	0.8151
23	1.0660	0.8117
24	1.0690	0.8031
25	1.0720	0.7902
26	1.0750	0.7740
27	1.0780	0.7560
28	1.0810	0.7378
29	1.0840	0.7214
30	1.0870	0.7087
31	1.0900	0.7014
32	1.0930	0.7006
33	1.0960	0.7065
34	1.0990	0.7183
35	1.1020	0.7347
36	1.1050	0.7537
37	1.1080	0.7731
38	1.1110	0.7906
39	1.1140	0.8044
40	1.1170	0.8129
41	1.1200	0.8148
42	1.1230	0.8096
43	1.1260	0.7971
44	1.1290	0.7782
45	1.1320	0.7548
46	1.1350	0.7304
47	1.1380	0.7102
48	1.1410	0.7001
49	1.1440	0.7050
50	1.1470	0.7258
51	1.1500	0.7578
52	1.1530	0.7911
53	1.1560	0.8124
54	1.1590	0.8086
55	1.1620	0.7877
56	1.1650	0.7678
57	1.1680	0.7478
58	1.1710	0.7282

0.000 0.10 0.20 0.30 0.40 0.50 0.60 0.70 0.80 0.90 1.0 1.1 1.2 1.3

H155-HM6

Számítástechnikai és Ügyvitelszervező Vállalat - EL.

6. ábra. Az áteresztőrész csillapításkarakterisztikája egyenletes veszteségeloszlás esetén



H155-HM7

7. ábra. Az áteresztőrész csillapításkarakterisztikája veszteségmentes kondenzátorok, valamint a) 154-es, b) 192-es és c) 231-es tekercsjóságok mellett

IRODALOM

- [1] *Radvány Jenő*: Számítógép-program aluláteresztő és sáv-szűrő üzemi paraméteres méretezésére. Híradástechnika, XXI. évf., 3. sz. 93—95. old.
- [2] *G. Szentirmai*: Theoretical basis of a digital computer program package for filter synthesis. First Allerton Conf. on Circuit and System Theory, Nov. 15—17, 1963.
- [3] *G. Szentirmai*: A filter synthesis program. F. F. Kuo, J. F. Kaiser: System analysis by digital computer. Wiley, New York, 1966. 5. fejezete.
- [4] *J. A. C. Bingham*: A new method of solving the accuracy problem in filter design. IEEE Trans., CT—11, Sept. 1964, pp. 327—341.
- [5] *G. C. Temes*: Filter design in transformed frequency variable. F. F. Kuo, W. G. Magnuson: Computer oriented circuit design. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1969. 6. fejezete.
- [6] *J. K. Skwirzynski*: On synthesis of filters. IEEE Trans., CT—18, Jan. 1971, pp. 152—163.
- [7] *Dr. Herendi Miklós*: Általános paraméterű szűrők zárórészének közelítése. Tanulmány, Műszeripari Kutató Intézet, 1971. december.
- [8] *Dr. Herendi Miklós*: Létrakapcsolású veszteséges LC szűrők tervezése. Tanulmány, Műszeripari Kutató Intézet, 1971, december.
- [9] *Dr. Herendi Miklós*: Létrakapcsolású szűrők analízise. Tanulmány, Műszeripari Kutató Intézet, 1970. szeptember.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület kapcsolata a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karával és annak hallgatóival

Az Egyetem és az Egyesület között a régebbi időben is mindig volt kapcsolat. Ez a kapcsolat általában jó volt és elsősorban abban nyilvánult meg, hogy az Egyetem számos oktatója, közöttük vezető oktatók is, intenzíven részt vettek az Egyesület munkájában. Ezek a kapcsolatok az utóbbi időben szélesedtek. Egyrészt az Egyesület foglalkozott egyetemi oktatási kérdésekkel (tantervek, programok), másrészt eredményesen igyekezett a hallgatóságot bevonni az egyesületi életbe. A továbbiakban felsoroljuk azokat a területeket, ahol a kapcsolatok jelentősek, továbbá ahol az elmúlt időben új kezdeményezések születtek.

Diplomaterv pályázat

Az Egyesület sok év óta hirdet meg végzős híradástechnikus hallgatók számára diplomaterv-pályázatot. Ezt az utóbbi időben kibővítettük az újonnan alakult híradás- és műszeripari technológia szak hallgatói számára is. A hallgatói érdeklődés, ill. 1971. évi pályázaton részt vevők száma több mint kétszerese volt az előző évinek. A tapasztalatok alapján megfelelő szervezéssel és több propagandával ez a részvétel még fokozható.

Jelentős előrelépésnek számít ezen a területen egy új kezdeményezés. Az 1972-es évre a pályázatot meghirdettük a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán is szakdolgozat-pályázat elnevezéssel. A feltételek hasonlóak (jó eredményű szakdolgozat és államvizsga, valamint egyesületi tagság), a pályadíjakban némi eltérés van és természetesen az elbírálás is a diplomatervektől különválasztva történik. Remélhető, hogy ez a kezdeményezés elősegíti fiatal szakembereknek az egyesületi munkába való bevonását.

Az Egyetem Villamosmérnöki Karának új *tantervi javaslat*ait az Egyesület véleményezte. A véleményezés során kialakult vita egyetemi és szakmai körökben élénk érdeklődéstől kísért zajlott le. Noha az Egyesület állásfoglalásában több bíráló észrevételt és aggályt juttatott kifejezésre, jelentős előrelépésnek tekinthető az a felismerés, ami végül is egy állandó vegyes Bizottság létrehozásához vezetett. Ez biztosíthatja a jövőben, hogy az oktatási reform végrehajtása az egyetemes érdekek szem előtt tartása mellett induljon meg. A Bizottság létrehozásában is kifejezésre jutott az a tény, hogy az oktatás fejlesztése — még az azt művelők kétségbevonhatatlan hozzáértése és jó szándéka mellett sem — kizárólagosan egyetemi belügy. A Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek tehát a jövőben fokozottabban kell részt vállalnia az egyetemi oktatás fejlesztésének gondjaiban.

Az Egyesület és az Egyetem Villamosmérnöki Karának KISZ-szervezete együttműködési szerződést kötött.

A szerződés értelmében az Egyesület híradástechnikus egyetemi hallgatókat bevon a rendezvényeibe egyrészt a részvételi lehetőség biztosításával, másrészt bizonyos feladatok adásával (rendezés, tomácsolás stb.). Az Egyesület és az

ipar kiadványait, propagandaanyagát eljuttatja a hallgatókhoz. Segítséget nyújt a szakterület üzemeinek és kutatóintézeteinek szakembereivel való találkozások megszervezéséhez, valamint fenti intézményekkel kötendő egyezmények, szerződések létrehozásához. Patronálja a jelenleg szervezés alatt álló diák tervezőirodák létrehozását. Évente néhány szakmai előadást biztosít a hallgatóság által leginkább igényelt területeken. A KISZ az Egyesület előadásait és rendezvényeit a hallgatóság körében propagálja, biztosítja a hallgatók megfelelő számú részvételét a fent vázolt feladatok végrehajtásában.

A fenti kezdeményezés — noha egész rövid időre tekint vissza — már eddig is mutatott fel eredményeket. Itt elsősorban a végzős hallgatók és az ipar vezetőinek találkozájára, valamint a közelmúltban lezajlott konstrukciókonferenciára utalunk.

A hallgatók és az ipar vezetőinek találkozája

A közelmúltban lezajlott, az Egyesület és a KISZ közös szervezésében bonyolított találkozó egyértelműen sikeresnek mondható. Kb. 70 hallgató vett részt azon. Az ipar, valamint a Posta képviselői, az Egyesült Izzó vezérigazgatója, a Híradástechnikai Egyesülés elnökhelyettese, a VIDEOTON Fejlesztési Intézetének igazgatója és több gyár, valamint kutatóintézet képviselője sok oldalról mutatta be és érzékelte vállalatuk igényeit és az ott feltáruló lehetőségeket az érdeklődő fiatalok előtt. Jellemző módon kifejezésre jutott a tájékoztatókban az igények változása az elmúlt időszakokhoz képest. A hallgatóság felismerhette, hogy elsősorban a gyártással összefüggő feladatok körébe tartozó kérdések megoldása vár rájuk; szerkesztés, tervezés, technológiai és konstrukciós munkák végzése. A hallgatók által felvetett kérdések egyrészt az anyagi lehetőségekre vonatkoztak, másrészt arra mutattak, hogy az előadók megnyugtató véleménye ellenére is a hallgatóság egy része bizonytalanságban maradt a tekintetben, hogy az Egyetemen szerzett ismeretek jellege és az ipar által támasztott elvárások között megvan-e az egyértelmű kapcsolat. A találkozó jelentőségére utal az a tény is, hogy a közel 70 mérnökjelölt közül a végleges elhelyezkedést illetően mindössze egy fő határozott. A többiekre tehát az vár, hogy alkalmi ajánlások formájában keressék és találják meg azt a munkahelyet, amely szakmai szárnybontogatásuk színhelye lesz.

Az ilyen irányú tájékoztatóknak tehát most már a tapasztalatok alapján is rendkívül nagy a jelentőségük. Éppen ezért ilyen, vagy esetleg más formában a jövőben ezt a kezdeményezést feltétlenül folytatni kívánjuk.

Dr. Komarik József
a HTE Oktatási Bizottság
elnöke

A szóbeli információ jelentősége

Az információ, a tájékoztatásügy jelentősége a legutóbbi évtizedekben egyre nyilvánvalóbbá vált. Az új ismeretek terjesztése (amely a gyűjtés és feldolgozás megelőző állomásait feltételezi) egyre nagyobb gond, de ugyanakkor elkerülhetetlen szükségszerűség. Az információt szerző és gyártó, de ugyanakkor igénylő és befogadó szakemberek száma rohamosan nő, egyre áttekinthetlenebb az áradat, a publikációk, jelentések, prospektusok és leírások száma exponenciálisan emelkedik. Közismert az is, hogy az információ megfelelő helyen és minőségben egyenértékű a megmunkálendő nyersanyaggal vagy éppen az alkalmazott technológiával, hiszen egy-egy adat, információ döntően befolyásolhatja a keletkező műszaki vagy tudományos „végtermék” arculatát, megvalósulását.

Ebben a helyzetben válik érthetővé az a jelentős erőfeszítés, amelyet minden — a versenyfutásban helyezést remélő — ország nap mint nap anyagi áldozatok, kockázatával tájékoztatási intézményeiben megvalósít, az az erőfeszítés, amely az információtömeg feldolgozására és továbbításának megoldására irányul. Olyan rendszerek kidolgozásáról van itt szó, amelyek optimális adattárral, jól használható visszakeresési szisztémával gazdaságos működésre képesek és rendelkeznek azzal a képességgel is, amelyet legjobban a „válogatás” fogalmával közelíthetjük meg. A tájékoztatás optimális rendszere valamennyi lényeges adat birtokában és ezeknek állandó felfrissítésének és cseréjének folyamatában (az önregeneráció képességével felruházva) dönt a felhasználó meghatározott igényeinek kielégítését illetően és a döntésnek megfelelő, azzal egybevágó információt azonnal és a lehetőség szerint a konkrét igényekhez idomítva bocsátja a felhasználó rendelkezésére. A felhasználót jelen esetben természetesen nem érdeklik azok a folyamatok (és gondok), amelyek a „fekete dobozban” jelentkeznek, számára csak a kérdés és a válasz dimenziói érdekesek. (Holott nem ártana a belső törvényszerűségek ismerete sem, hiszen minden kérdésre reagáló rendszer érzékeny a kérdés jellemzőire, pontosabban fogalmazva a rossz kérdés — azaz a lehetőségek nem ismeretében fogalmazott kérdés — rossz válaszhoz vezethet.)

A felhasználót nem érdeklik a tájékoztatás gondjai, még kevésbé elmélete, számára csak gyakorlata fontos. Hogy a tájékoztatás rendszerét — ha nem is az optimum szintjén — a lehető legjobban formáljuk, mégis ismernünk kell a felhasználók konkrét igényeit, elvárásait. Az utóbbi években Magyarországon is jónéhány igényelemzés készült, elsősorban a könyvtárhatalmasok, dokumentumhasználók bázisán. Jóval kevesebb vizsgálat foglalkozott a potenciális felhasználók igényeivel, vagyis azokkal, akik nem, vagy nehezen érhetők el a könyvtárakban vagy tájékoztatási intézményekben. Ez az utóbbi minta pedig több hasznos tanulságot ígér, hiszen nyilvánvaló, hogy pl. egy könyvtár olvasótáborában végzett elemzés óhatatlanul torz képet ad; a forrást viszonylag rendszeresen használók véleményét tükrözi.

Ha már itt tartunk, szólnunk kell néhány szót az egyes információs csatornákról, hogy témánkat az előbbi gondolat jegyében folytathassuk. A szakirodalom és minden leírt információ, dokumentum az egyik legjelentősebb információs csatorna. Frekvenciátalt volta óhatatlanul oda vezetett, hogy ma már típusainak áttekinthetetlen dzsungelé, tételszámainak csillagászati magassága nehezíti használatát. Az írásos csatorna mellett a szóbeli és az audiovizuális csatorna is szerepet játszik az információk továbbításában, és hogy ez a szerep főszerep-e vagy epizód szerep, sokkal nehezebb eldönteni, mint ahogy ez eddig látszott.

Az írásos információt rögzítő dokumentum nem felejt és ez jó, de ugyanakkor éppen ez okozza azt a nehézséget, amely az új és régi ismeret közötti értékkülönbség nyilvánvalóvá tételének kérdésében mutatkozik. Nem felejt, de nem is kérdezhető vissza, nem vitapartner. Lassú is (bár bizonyos típusai, eszközei sikerrel birkóznak meg ezzel a problémával, mint például a prepint — azaz a publikálás előtti kispéldányszámú sokszorosítvány). Óriási tömege nehezen kezelhető minden szempontból lomhán reagál az őt érő ingerekre. A szóbeli forrás (és annak kötött — előadás stb. — és kötetlen — beszélgetés, konzultáció stb. — formái) lényegesen kedvezőbb specifikumokkal rendelkezik ebből a szempontból.

Egyedül talán a megbízhatóság és az újbóli felidézés szempontjából (e kettő egyébként összefügg) marad el az előbbtől. Hiszen rugalmasabb, inspirációs értéke nagyobb, asszociatív értéke magasabb. (Egy amerikai vizsgálat szerint a tudósok 80%-a tulajdonítja kutatási témáját a véletlen asszociációk inspirációjának.)

Ez tehát azt jelenti, hogy a szóbeli források vizsgálata legalább olyan fontos, mint az írásosaké. Az a hagyományos igényelemzés, amely az írásos információ eleve torz mintáján folyik, természetesen nem igazolhatja ezt az állítást. És nem is igazolja. (Nem áll módunkban részletesen ismertetni ezeket az elemzéseket, de annyit szükségesnek tartunk megemlíteni, hogy 10—20% között határozzák meg a szóbeli és egyéb források részesedését az írásos információk mellett.) Pedig a szakemberek tájékozódásában nem elhanyagolható faktorról van szó. Ezt próbáljuk bizonyítani a Tájékoztatási Tudományos Társaság felmérésének ismertetésével.

Felmérés 9 intézménynél

A Társaság 1971 januárjában kutatóintézetek és üzemek kutatói, mérnöki, technikai gárdájában kérdőíves felmérést végzett. A felmérés célja az volt, hogy a műszakiak és kutatók véleményét összegezzük a szóbeli források vonatkozásában. Ez az első hazai vizsgálat, amely a szükséges mélységig tapogtatja le a problémát, és elég részletes ahhoz, hogy a két fő forrástípus az írásos és a szóbeli viszonyáról az eddiginél konkrétabb képet alkothassunk. Sikeresnek mondható azért is, mert biztosítani tudtuk a véletlen mintavétel feltételeit és a 10%-os reprezentáció végül is 307 kérdőívet eredményezett és ez 95%-os visszaérkezési aránynak felelt meg. (A mintát képző intézmények a következők voltak: Gépipari Technológiai Intézet, Medicor, Műszeripari Kutató Intézet, Mérés-technikai Központi Kutató Laboratórium, GANZ Műszer Művek, Villamosipari Kutató Intézet, GANZ Villamossági Művek, Híradásipari Kutató Intézet, és a Remix Rádió-technikai Vállalat — vagyis 5 kutatóintézet és 4 üzem a gépipar, műszeripar, híradástechnika és villamosberendezésgyártó ipar területéről.) A válaszadók 31,4%-a kutató, tudományos munkatárs, 25,5%-a üzemben dolgozó mérnök, 31,7%-a technikus volt. (A gazdasági vezetők aránya 3,9% az egyéb munkakört betöltő szakembereké 7,8%.) Iskolai végzettség szerint a minta a következőképpen oszlik meg: egyetemet végzett: 58,4%, technikumot végzett 43,5%. Az egyes kérdéscsoportok a különböző információs források (szakkönyv, folyóirat, konzultáció, tanulmányút stb.) relatív és abszolút értéket (már amennyire ez egy ilyen típusú problémánál lehetséges) próbálták behatárolni részben a folyamatos tájékozódásban, részben pedig a problémamegoldó feladatorientációjú tájékozódásban. Az egymáshoz viszonyított érték tekintetében százalékos megosztással kellett választani, vagy kiválasztani egy-egy feladattípus vonatkozásában a „kedvezőbb fekvésű” forrást. Nézzük először az e kérdésekre adott válaszokat (az elemzések a teljes mintára vonatkoznak).

Ha munkája során szakmai problémával találkozunk, hogyan próbálja megoldani? — hangzott az első kérdés, amelyre négy válaszvariációt adtunk meg (százalékos súlyozást kérve a válaszadóktól)

- | | |
|---|--------|
| 1. Áttanulmányozza a kérdés szakirodalmát | 41,22% |
| 2. Megbeszéli munkatársaival, vezetőivel | 37 % |
| 3. Konzultál a kérdés külső szakértőjével | 11,4% |
| 4. Egyéb | 10,4% |

Vagyis az írásos források a problémaközpontú tájékozódásban kisebb szerepet játszanak, mint a szóbeli források. Ezt a tendenciát erősítik a későbbiek is. Ha az egyes személyi kategóriák szempontjából vizsgáljuk az átlagokat, néhány további finomításra van lehetőség. Általában elmondhatjuk, hogy az idősebb korosztályok az írásos forrásokat részesítik előnyben, és ezalól csak a szakértővel folytatott konzultáció a kivétel, amelynél éppen ez a csoport produkálja a legmagasabb átlagot (13%). A nőknél igen magas a munkatársakkal folytatott megbeszélés aránya (közel 44%) és igen alacsony a szakértői konzultáció átlagszázaléka (8%). A gazdasági

vezetők problémamegoldásában alig játszik szerepet a szakirodalom áttanulmányozása (20%), ugyanakkor a kutatóknál, tervező-fejlesztő mérnököknél ez a forrástípus átlag feletti értéket ér el (45%).

Némileg más a helyzet a teljes praxis, vagyis a folyamatos tájékozódás vonatkozásában. Itt több forrást is felsoroltunk (szakfilm, tanulmányút stb.) és úgy tűnik, hogy ezek főleg a szóbeli formák rovására foglaltak el bizonyos pozíciókat, ugyanakkor az írásos források megmaradtak a korábbi értéken, azaz a 41,2%-on. Úgy fogalmazhatjuk tehát meg e két kérdés konklúzióját, hogy a problémamegoldás konkrét tájékozódási igényei a szóbeli formák felé orientálódnak, és ezek a források érik el a magasabb átlagszázalékot (leszámítva az idősebb korosztályokat — az ötven év felettieket —, ahol közel egyensúlyi helyzet alakult ki), de az általános tájékozódásban az írásos források javára billen a mérleg.

Az egyik legfontosabb kérdés csoport szintén a relatív érték meghatározását kísérelte meg. Arra kerestük a választ, vajon a felhasználók az írásos vagy a szóbeli forrást tartják megbízhatóbbnak, gyorsabbnak és hozzáférhetőbbnek, illetve melyiket részesítik előnyben, ha egy nagyobb lélegzetű feladat megoldását készítik elő, ha gyorsan egy adatra, információra van szükségük, illetve, ha a feladat megoldása közben olyan problémák merülnek fel, amelyek kérdésessé teszik annak eredményét. A válaszadók döntő többsége (83,4%) az írásos információt tartja megbízhatóbbnak, ugyancsak többségük a szóbelit gyorsabbnak (76,5%). A hozzáférhetőség kérdésében egyensúlyi helyzet alakult ki, a szóbeli információt választók aránya 29,2%, az írásost választóké 37,5% és a két forrást e szempontokból egyenlőnek tartók aránya 33,3%.

A második kérdés csoportra adott válaszok gyakorlatilag ezeket a tendenciákat erősítik: az első választípusnál 71,1% választja az írásost (előkészítési célokat szolgáló tájékozódás), a másodiknál a szóbeli információ kerül előtérbe (70,4%), míg az utolsó válaszvariációnál ismét a szóbeli információ javára billen a mérleg (a szóbelit választja 41,7%, az írásost 17%, egyenlő értékűnek tartja a két forrást a válaszadók 41,8%-a). Ez utóbbi választásmegosztás különösen figyelemre méltó.

Végül néhány szóban megkíséreljük összefoglalni az egyes források „abszolút” értékét meghatározó kérdés csoportra adott válaszokat. Ez a kérdés csoport az egyes források értékének behatárolását egy értékskála számjegyeinek bejelölése alapján próbálta megoldani (minden forrást egy 0–5-ig terjedő számsor segítségével kellett minősíteni, „osztályozni”). Hely hiányában most csupán a források átlagpontértékét soroljuk fel, megjegyezve azt, hogy a szóbeli források általában előkelő helyezéseket értek el, sőt a legmagasabb átlagpont-értékeket is szóbeli forrás — a munkatársakkal folytatott megbeszélés — érte el (4,1 pont).

Forrás	Átlagérték
szakkönyv	4
szakfolyóirat	3,9
irodalomjegyzék, kivonat	2,4
kézirat	2,9
belföldi tanulmányút	2,8
külföldi tanulmányút	3,4
szakfilm	2,4

Forrás	Átlagérték
rádió	1,4
tv	2,1
előadás, konferencia, ülés	3
szakmai beszélgetés munkatársaival	4,1
szakmai beszélgetés vezetőivel	3,6
szakmai beszélgetés szakértővel	3,1

A híradástechnikában

Érdekes kép bontakozik ki, ha a két híradástechnikai intézmény (HIKI és REMIX) adatait hasonlítjuk össze az átlagokkal. A HIKI-ben a legmagasabb a szakirodalmi informálódás százalékatlaga (47,8) és a legalacsonyabb a munkatársakkal, vezetővel folytatott megbeszélésé (28,8) valamennyi vizsgált intézmény között. A REMIX-nél pontosan fordítva alakultak az átlagok, vagyis a problémamegoldás szakirodalmi megközelítése az egyik kevésbé használt módszer, míg a munkatárssal folytatott megbeszélés a 41,2%-ot éri el. Még egy érdekesség: a REMIX-ben a legalacsonyabb a szakértővel folytatott konzultáció átlagszázaléka (7,7%). Hasonlóan alakul a helyzet az általános tájékozódás gyakorlatának százalékelemzésénél is. Ezzel teljesen egybevág, hogy az írásos forrást éppen a HIKI-ben tartják megbízhatóbbnak (a válaszadók 95,2%-a), de a gyorsaság kérdésében egyértelműen a szóbeli forrás mellett foglalnak állást (95,2%). A hozzáférhetőség vonatkozásában ismét az írásos forrás javára billen a mérleg (57,1% HIKI és 29,7% REMIX). A feladat előkészítés stádiumában az írásos forrás az átlag körüli válaszadási százalékat mutatja, míg a kisegítő munka közben a továbblépés módját meghatározó információ vonatkozásában érdekes módon éppen a HIKI-ben éri el a legmagasabb átlagszázalékot a szóbeli forrás (52,5%) és ez kissé ellentmond a korábbi megállapításoknak. A szóbeli forrás hangsúlyozott gyorsasága játszhat itt szerepet.

Végül a skálaértékek alakulásáról szólva a REMIX-nél az első három forrás, amelyik a legmagasabb átlagpontértéket érte el, a munkatárssal folytatott beszélgetés (4 pont), a vezetővel folytatott beszélgetés (4 pont), a szakkönyv (3,9 pont), míg a HIKI-nél a szakfolyóirat (4,5), a külföldi tanulmányút (4,3), munkatárssal folytatott megbeszélés (4,2).

Két érdekes elem mutatkozik ebben az osztályozásban. Az egyik az, hogy a REMIX-nél az egyik legmagasabb átlagot éri el a vezetővel folytatott konzultáció és ez a belső kommunikáció nyilvánvaló jósa tényezőjére utal, a másik pedig, hogy a HIKI-nél igen magas a tanulmányút értéke, és ez nyilván az adaptációs kutatások jelentőségével párhuzamos jelenség. Egyébként az átlagpontértékek a korábbi jellemzőket erősítő tendenciát jeleznek.

Szűkre szabott helyünk nem teszi lehetővé az adatok részletesebb elemzését, amit természetesen elvégeztünk. Konklúzióként a bevezetésben vázolt gondolatok folytatásaként reményünket fejezzük ki, hogy ez a felmérés nem lesz az utolsó szó a „szó ügyében”, és az arra hivatott intézmények a korábbinál intenzívebben foglalkoznak majd e fontos információcsatorna jelenségeivel.

Buza Péter

Szigetelő alapú hibrid integrált áramkörök

ETO 621.3.049.7—111.001.2:681.325.65

A cikkben a vékony- és vastagréteg technológia, a fontosabb elektromos paraméterek és tervezési szempontok, néhány — a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetben kidolgozott — hibrid áramkör, valamint a különböző perspektív alkalmazási területek kerülnek bemutatásra.

Bevezetés

Az elektronika és az alkatrészgyártás-technológia fejlődése az egyre fokozottabb igényeket kielégítő miniaturizálás felé vezet. Az integrált áramkörök ezen tendencia realizálásaként foghatók fel, alkalmazásuk az elektronikus berendezések megbízhatóságában jelentős fejlődést eredményezett. A félvezető alapú integrált áramkörök mellett a szigetelő alapú integrált áramköröknek is jelentős szerep jut. Azokon a területeken, ahol a felhasznált áramkörök darabszáma típusonként kisebb, vagy a passzív hálózattal szemben támasztott követelmények nagyobbak, és a kis méret, valamint a nagyfokú megbízhatóság szükségessé teszi az integrált áramkör alkalmazását, a vékony- vagy a vastagréteg áramkörök kerülnek felhasználásra. Az áramkörök kis költséggel igen rövid idő alatt kifejleszthetők és gyártásuk néhány ezer darab esetén is gazdaságos.

Vékony- és vastagrétegek elektromos paraméterei

A vékony- és vastagréteg szigetelőalapú integrált áramkörök alapvetően nagystabilitású ellenálláshálózatok, amelyek rendelkeznek a szükséges kontaktus felületekkel és gyakorlatilag mentesek a parazita elemektől. Ezen ellenálláshálózatok stabilitására jellemző, hogy például króm-nikkel vékonyréteg ellenállások az ezerórás stabilitásvizsgálatok alatt, kisebb mint 0,1%-os értékváltozást mutatnak. Mindkét réteg-technológiában lehetőség van az ellenállások utólagos beállítására, ami a precíziós ellenálláshálózatok létrehozásának elengedhetetlen feltétele.

A kondenzátorok maximum 30 nF/cm² értéktartományig kiegészíthetők; ez egyben azt jelenti, hogy a nagyobb kapacitásértékű kondenzátorok, valamint az aktív elemek egy külön beültetési művelettel kerülnek az ellenálláshálózatra, — ebből adódik ezen áramkörök elnevezése: hibrid integrált áramkör. Az 1. táblázatban egy összehasonlítás látható a vékony- és vastagrétegek legfontosabb paramétereiről.

A tervezési szempontokat a fentiek egyértelműen meghatározzák. A lehetőleg minimális számú hibrid

1. táblázat

	Vékony réteg	Vastag réteg
hordozó vezető	üveg arany	kerámia vezetőpaszta (Du Pont)
vezető és ellenállás felvitele	vákuumgőzölés v. porlasztás	szitanyomás
ellenállás	NiCr vagy Ta	ellenálláspaszta (Du Pont)
értéktartomány	10 Ohm — 100 kΩ	1 Ohm — 10 MΩ
tűrés	± 20% — ± 0,5%	± 20% — ± 2%
Ohm/□	50 — 1500 Ohm/□	10 Ohm/□ — — 1 MOhm/□
hőmérsékleti együttható (10 ⁻⁶)	± 50	± 150

elem — azaz a dióda, tranzisztor, kondenzátor —, valamint az ellenálláshálózat döntő szerepe jellemzi ezeket az áramköröket, ugyanakkor lehetőség nyílik viszont az npn—pnp kombináció tetszés szerinti alkalmazására.

A HIKI-ben általában hagyományos gyantás-ön forrasztással szereljük az áramköröket. A felhasznált hibrid alkatrészek SOT 23 tokozású tranzisztorok és szintén tokozott tantál vagy kerámia kondenzátorok. Jelenleg folyik a tokozatlan félvezető eszközök beültetésének bevezetése az áramkör gyártásba, először a vastagréteg áramköröknél. Ezzel a félvezető választék ugrásszerűen kibővül, ami az elektromos tervezés szempontjából igen előnyös.

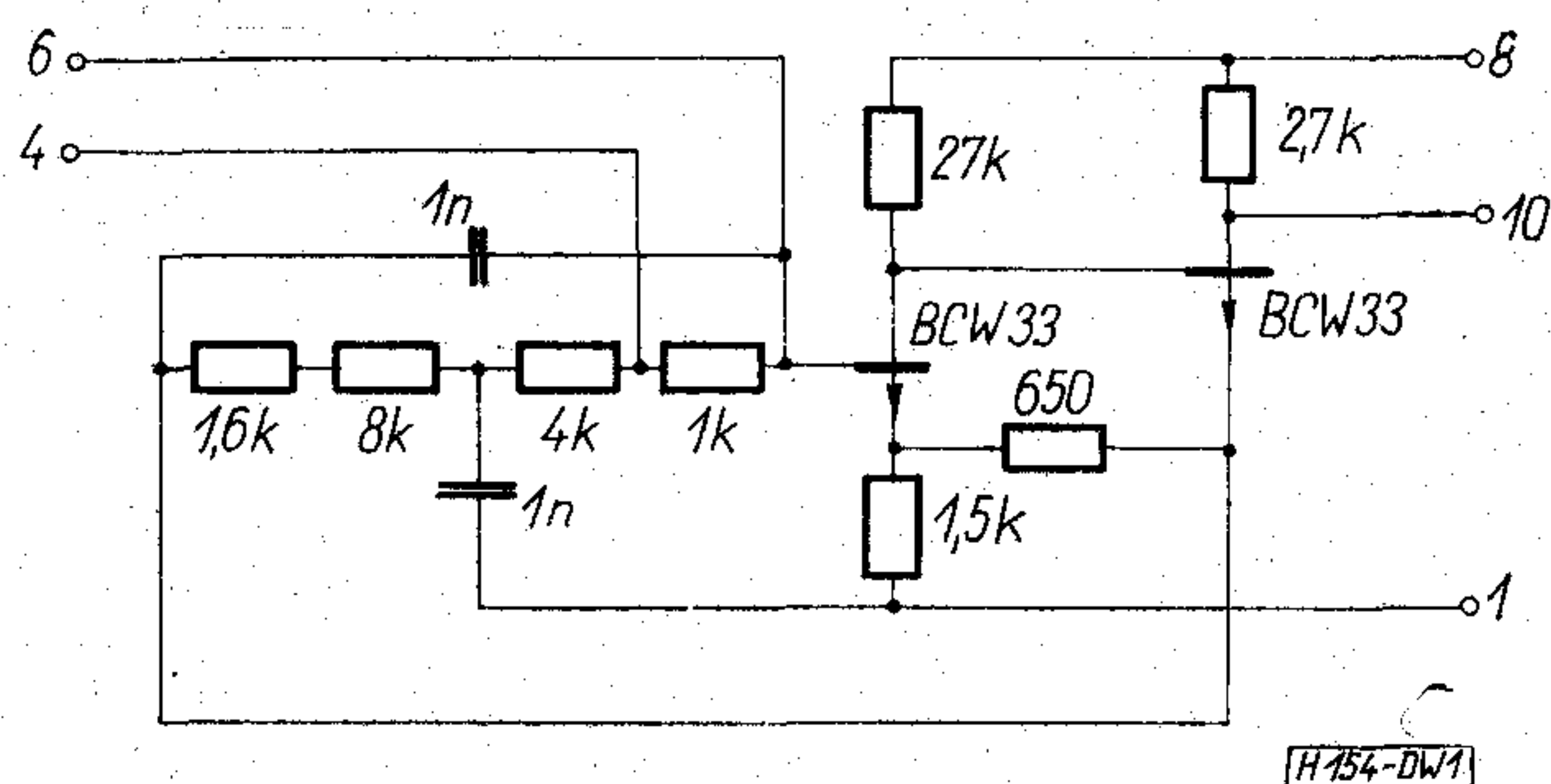
Vastagréteg technológia és hibrid áramkörök

A vastagréteg áramkörökhöz általában 95—99% Al₂O₃ tartalmú 1/2"×1" ill. 1"×1" kerámia lapkákat használunk, amelyeket intézetünkben állítanak elő. A hordozó lapkákra a vastagréteg (5—50 μ vastagságban) vezetőhálózat, ellenállások és kondenzátorok felvitele precíz szitanyomó berendezésekkel történik. A használatos nyomtató berendezés félautomatikus, a hordozó lapkák ki- és behelyezését kézzel végzik. A lapkára felvitt réteget szárítás után speciális — ún. conveyor-kemencében égetik ki. Az ellenálláshálózat kialakításánál igen kritikus a berendezések minősége; pontos értéken kell tartani az ellenállásréteg méreteit, a nyomtatott réteg vastagságát és a beégetési hőprofil. Közepes minőségű ellenállás-

pasztával kapott ellenállások 90%-a a $\pm 10\%$ érték-tűrésen belül készíthető. A kis-tűrésű ellenállásokat (1–5%) utólagos beállítással, trimmeléssel készítjük. A trimmelés speciális homokfúvó berendezéssel történik, mely az ellenállásréteget lekoptatja a hordozó lapkáról. A homokfúvó automatikus leállítását az ellenállásmérő végzi. Az ellenállás- és vezetőhálózat végleges kialakítása után történik a hibrid elemek beültetése. Ezt az áramkörök tokozása követi, mely-nél epoxigyantás kiöntést, műanyag vagy fémtok-ban, illetve fröccs-sajtolást egyaránt használunk. Az egyes műveletek után szükség szerinti ellenőrzés, majd a kész áramkör végmérése fejezi be a gyártási folyamatot. Az alábbiakban három — a HIKI-ben gyártott — vastagréteg áramkört mutatunk be.

TE-4

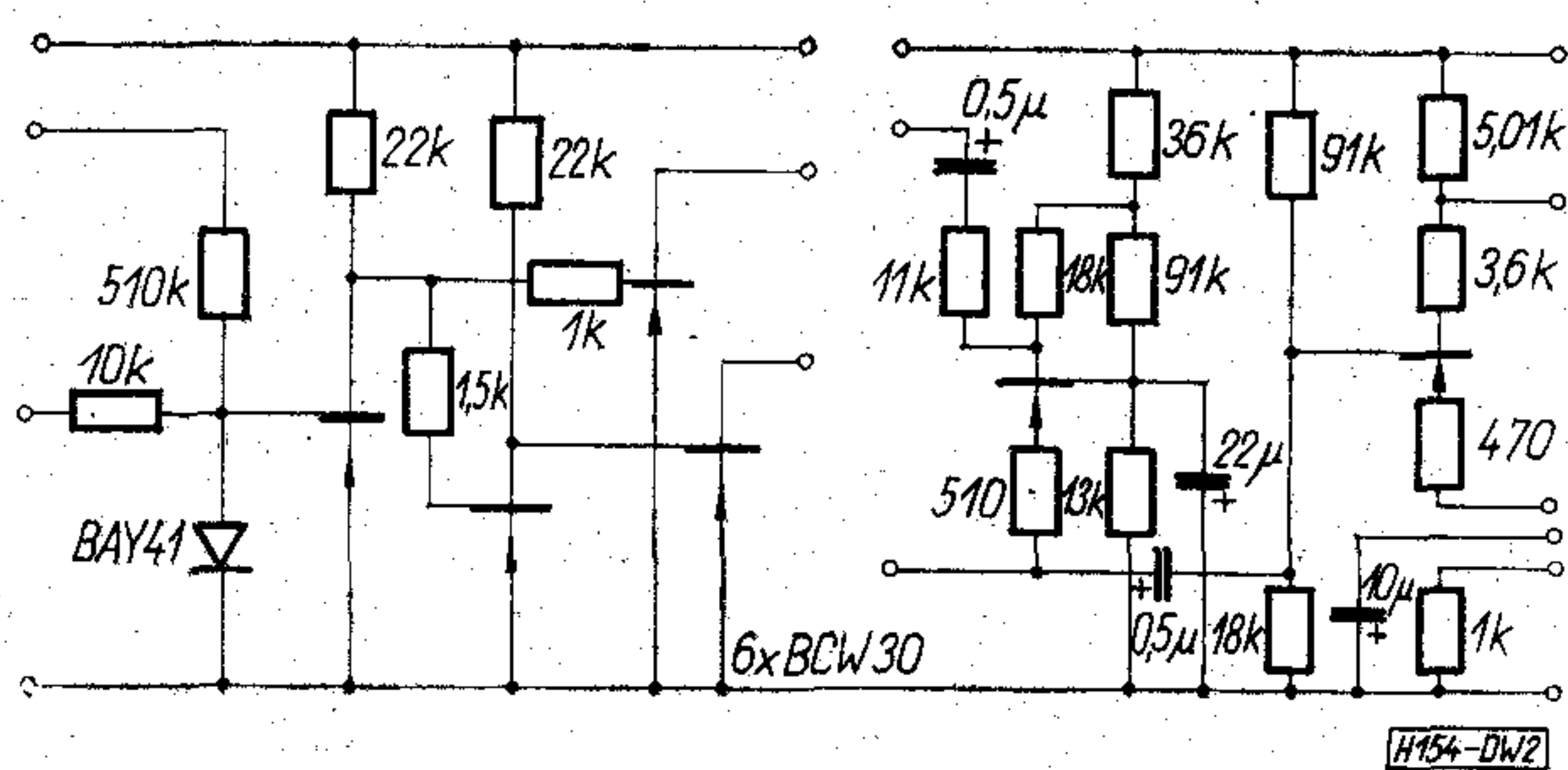
Az áramkör áthidalt T-kapcsolású hangfrekvenciás RC oszcillátor. Az áramkör 13–20 kHz közötti tartományban 10 különböző frekvenciára állítható, az ellenállások trimmelésével.



1. ábra. TE-4 típusú RC oszcillátor kapcsolási rajza

Főbb adatai a következők:

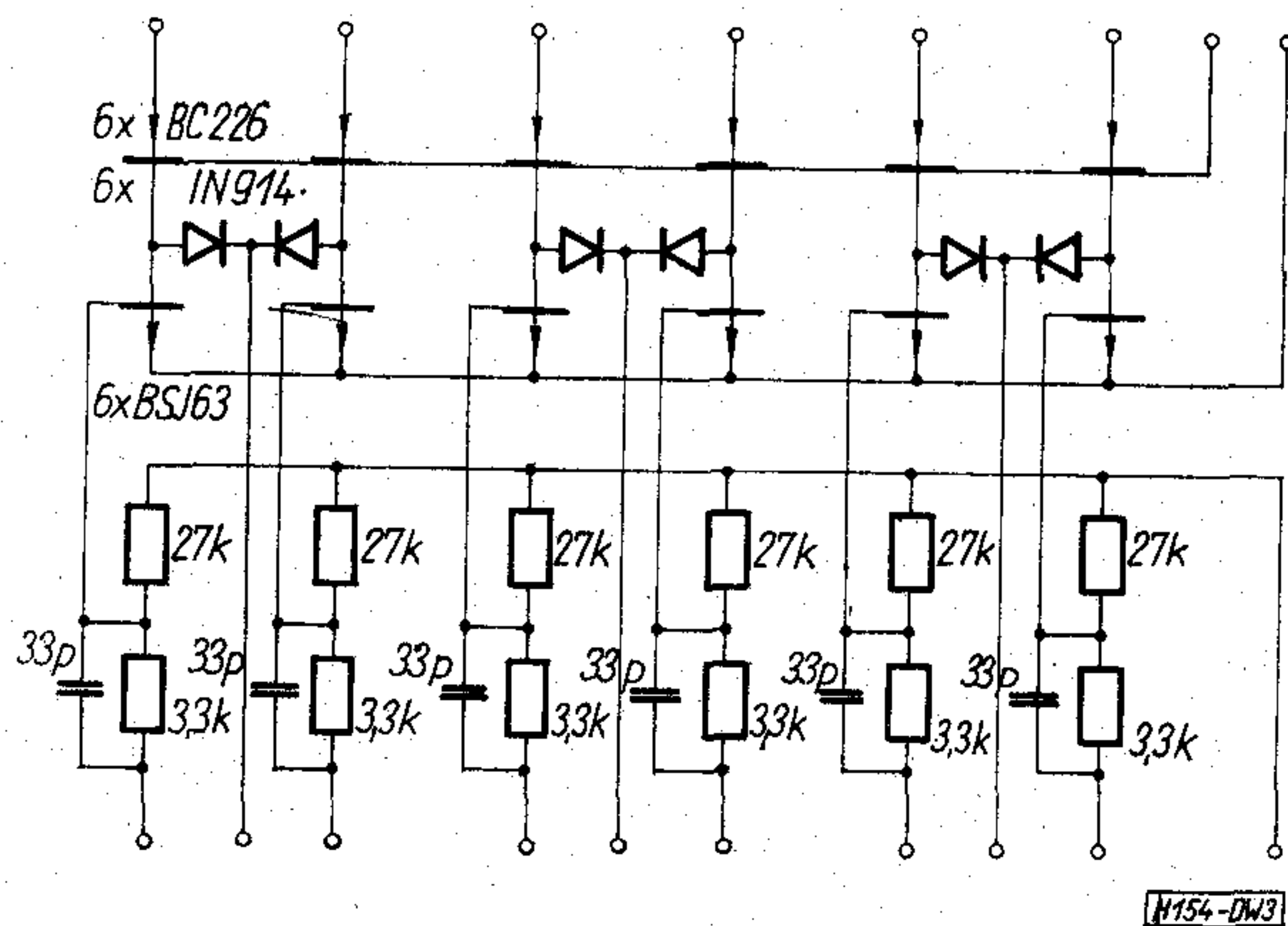
Tápfeszültség	24 V $\pm 10\%$
Áramfelvétel	max. 2 mA
Frekvenciastabilitás $\pm 10\%$ tápfeszültség és –10 ... +55 °C között	$\leq 1\%$
Kimenőfeszültség	1,5 V $\pm 1,5$ dB
Torzítás	$\leq 10\%$
Kimenőellenállás	2,5 kOhm $\pm 30\%$



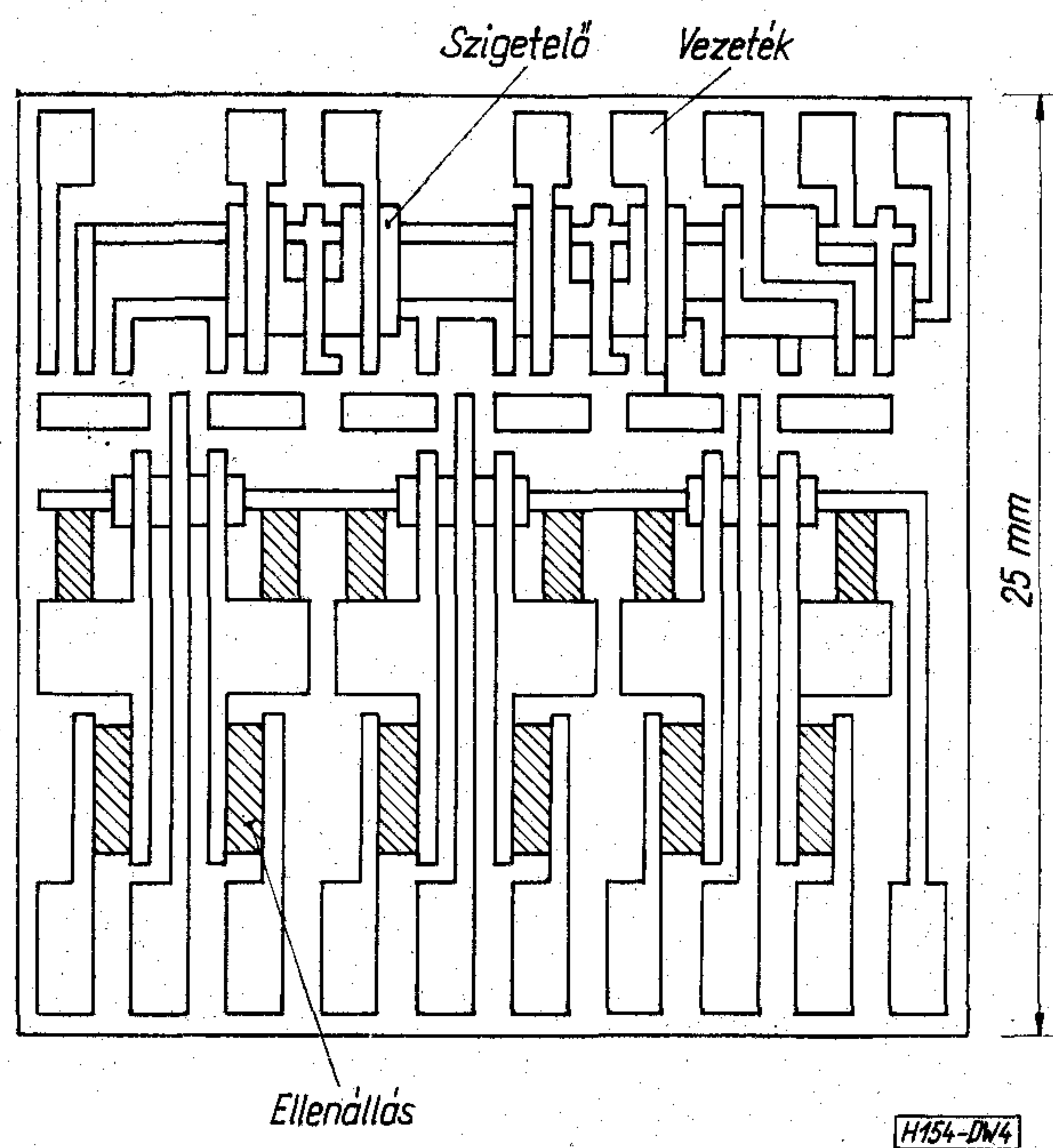
2. ábra. TH-4 típusú FM oszcillátor kapcsolási rajza

TH-4

A 12,5×25 mm méretű vastagréteg áramkör FM távirókészülék LC-oszcillátora. A nagystabilitású hőmérsékleti együtthatóra összeválogatott rezgőkör az áramkörön kívül helyezkedik el. Az áramkör meglehetősen sok hibrid elemet — 6 tranzisztort, 1 diódát, 4 tantál kondenzátort — tartalmaz, a széles ellenállástartományt felölelő ellenálláshálózaton kívül. A pontos kimenő ellenállás — R 16 5,01 kOhm $\pm 2\%$ — többtagú szűrőhöz való pontos illesztést biztosít. A frekvencia-stabilitás a tápfeszültség $\pm 5\%$ változása és +5 °C ... +50 °C közötti hőmérséklet-tartományban jobb mint 10^{-4} .



3. ábra. RH-2 típusú digitál-analóg konverter kapcsolási rajza



4. ábra. RH-2 vastag réteg áramkör topológiája

RH-2

Az áramkör rövid kapcsolási idejű digitál-analóg konverter. A vastagrétegben kidolgozott áramkör egyúttal technológiai továbbfejlesztés is. Az 1"×1"-os kerámia hordozón a szigetelőpaszta felnyomtatásával többszörösen keresztezett vezetőhálózat van.

Másrészt az áramkör szerelése is hibrid. A kondenzátorok és kivezetők forrasztással, a félvezető alkatrészek pedig tokozatban chip-formában beültetve kerülnek a hordozóra, amelynek nagyított rajzát a 4. ábrán mutatjuk be.

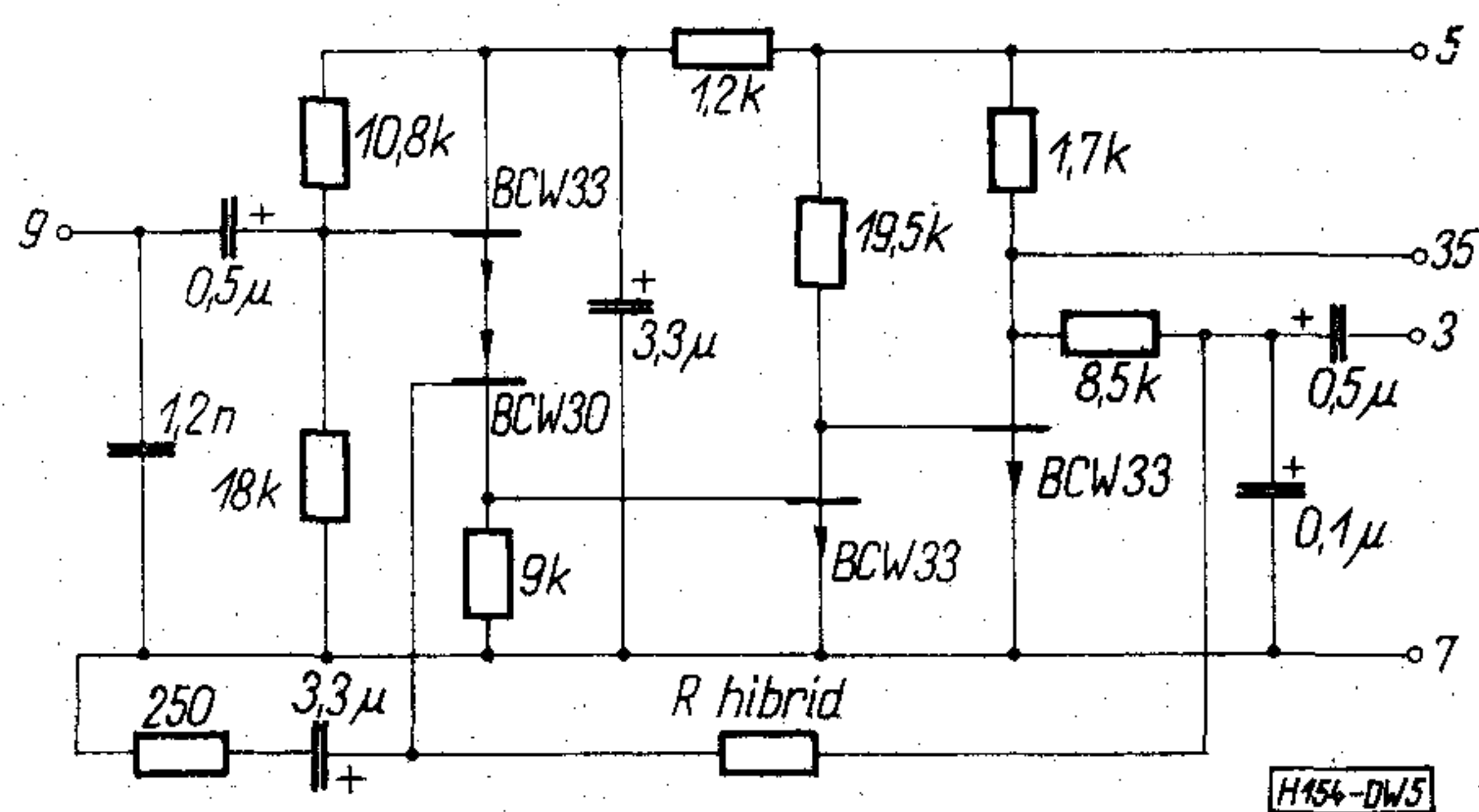
Vékonyréteg áramkörök

A vékonyréteg áramkörökhöz üveg hordozót használunk, általában $30 \times 40 \times 0,5$ mm-es méretben, amelyek későbbi darabolással kapják meg az áramkörhöz szükséges alakjukat. A nikkel-króm ellenállásréteg bimetall-kontaktmaszkon keresztül vákuumpárolgatással kerül fel a hordozóra. Általában $300 \text{ Ohm}/\square$ fajlagos ellenállást használunk. A gyakorlatilag használható ellenállások értékei 50 Ohm és 50 kOhm között vannak, melyeket az ellenállás hossz-szélesség arányával lehet beállítani. A kontakt-réteg arany, amely gőzölése szintén maszkon keresztül történik. Az így készített ellenállások ± 10 – $\pm 20\%$ -osak, amely értékszórás a fajlagos ellenállás szórásából és a geometriai pontatlanságból származik. Az ellenállás-arányok viszont ezzel az eljárással $\pm 5\%$ -on belül vannak, még a legvékonyabb $0,2 \text{ mm}$ széles ellenálláscsíkoknál is. Az ellenállásértékeket szükség esetén utólagos jusztirozással — wolfram-tűs feszültség alatti beégetéssel — pontosítjuk.

A precíziós ellenálláshálózatokat vákuumporlasztott tantál ellenállásrétegből állítjuk elő. Az értékek pontos beállítása elektronikus marással történik. Így készülnek a precíziós ellenállásletrák, osztó és csillapító tagok, melyeket egyre szélesebb körben alkalmaz az elektronikai ipar.

A vékony- és vastagréteg áramkörök tokozása hasonló módon történik.

A továbbiakban néhány vékonyréteg integrált áramkört mutatunk be.



5. ábra. BH-1A típusú hangfrekvenciás előerősítő kapcsolási rajza

BH-1A

Az áramkör hangfrekvenciás előerősítő és limiter telepes FM adókészülékek számára. A fémházba epoxigyantával kiöntött áramkör komplett egység, mely külső kiegészítő elemeket nem igényel. Az áramkör speciális célokra konkrét megrendelésre készül.

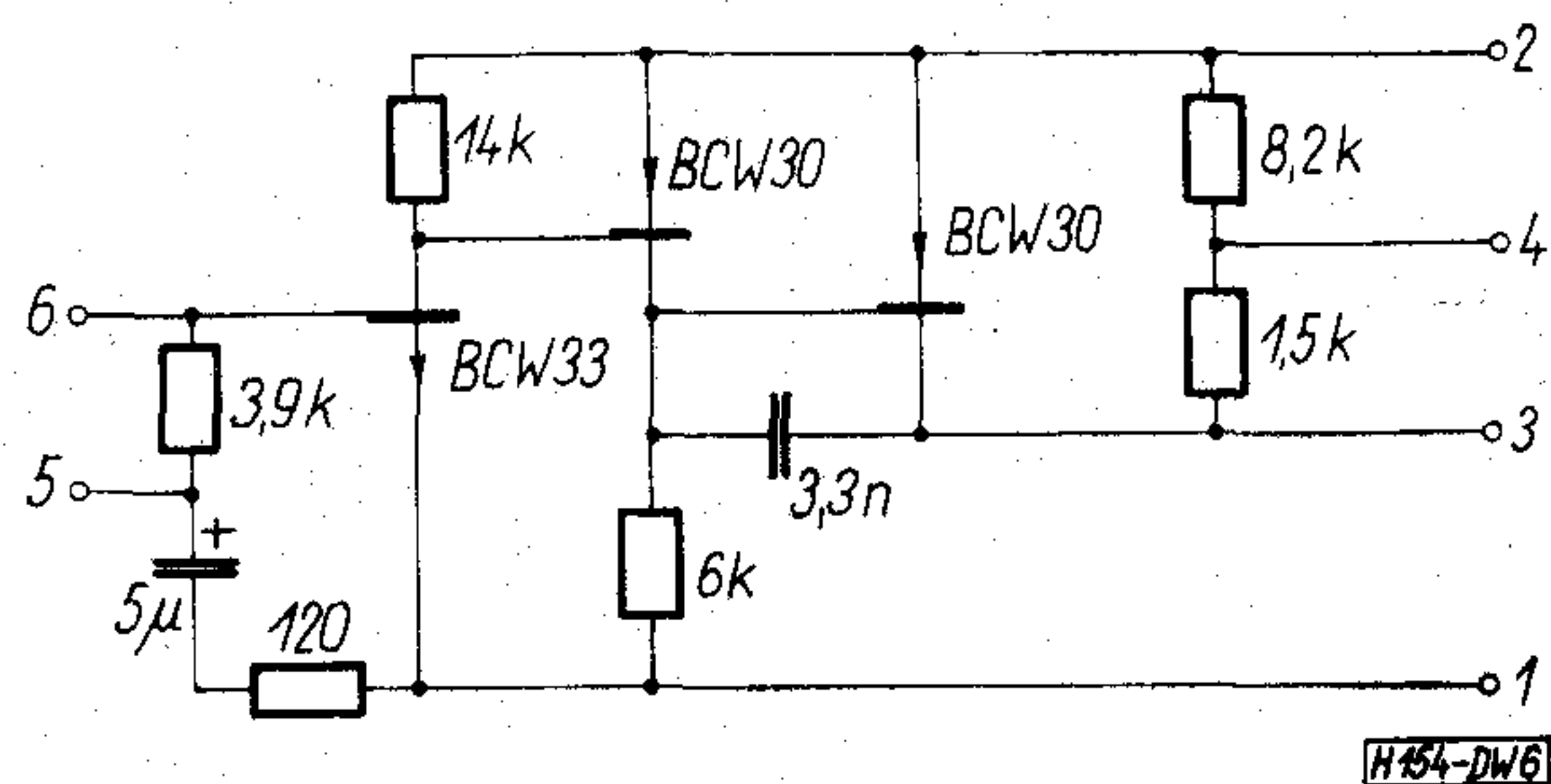
Főbb elektromos adatok:

Tápfeszültség	$9,4 \text{ V} \pm 10\%$
Névleges kimenő feszültség	$390 \text{ mV} \pm 2,5 \text{ dB}$

Névleges bemenő feszültség	$2 \text{ mV} \pm 2 \text{ dB}$
Torzítás (U_{ki} névlegesnél)	$\leq 3\%$
Frekvenciamenet $300-3400 \text{ Hz}$	$\pm 1,5 \text{ dB}$
Limitálás $U_{ki \text{ max}}$	$U_N + 3 \text{ dB}$
Limitálás frekvenciamenete	
$300-3400 \text{ Hz}$	-6 dB/oktáv
Hőmérséklet-tartomány	$-25^\circ\text{C} \dots +50^\circ\text{C}$

HJ-2

Egy speciális hangfrekvenciás áramköri családot képviselnek a nagyothalló erősítők. Az áramkör 3 tranzisztoros erősítő, mely a tranzisztorokon kívül csak két hibrid kondenzátort tartalmaz.

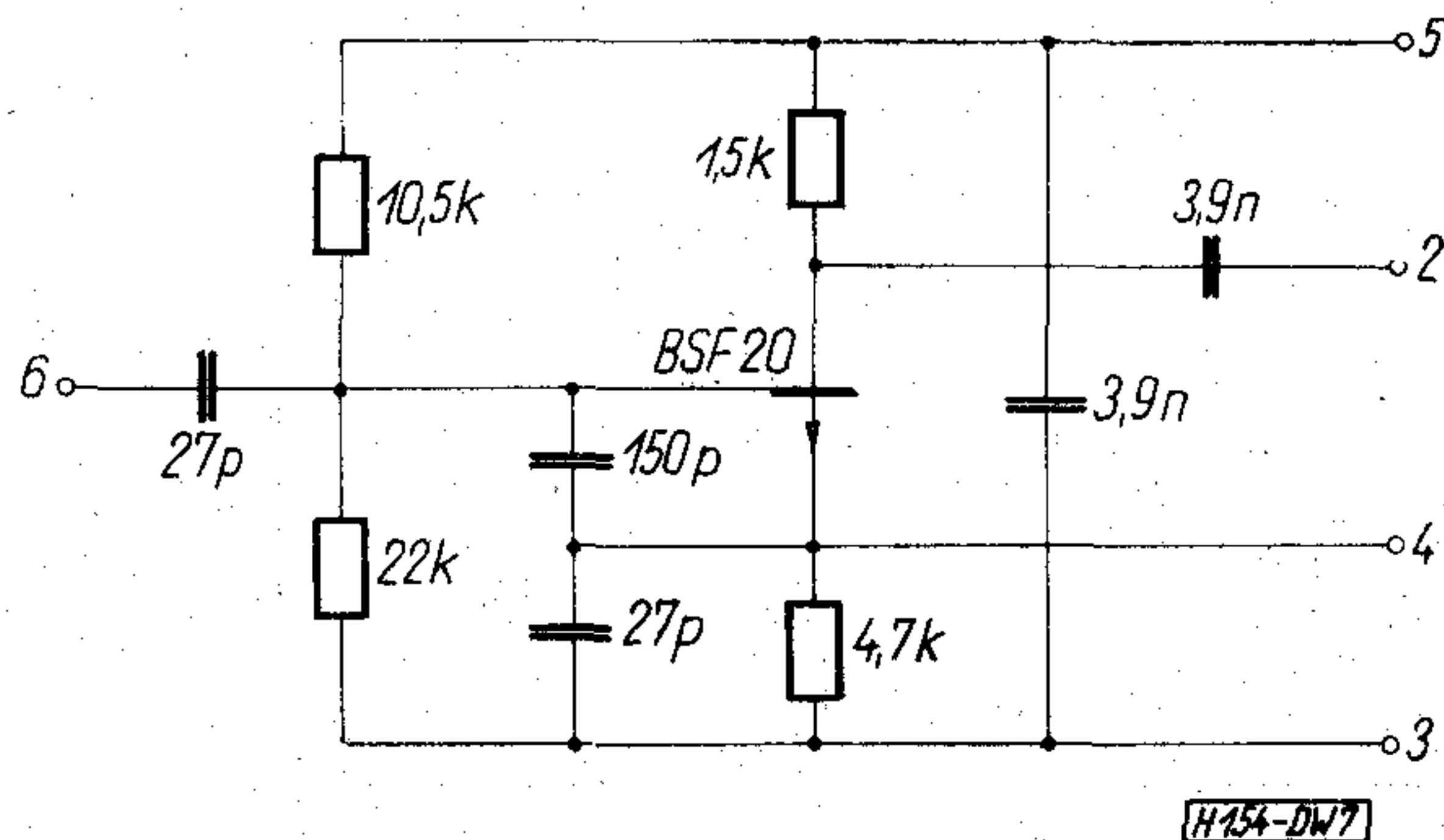


6. ábra. HJ-2 típusú hallásjavító erősítő kapcsolási rajza

Főbb elektromos adatok:

Tápfeszültség	$1,1-1,7 \text{ V}$
Feszültségerősítés	$60-72 \text{ dB}$
Határfrekvenciák	$300 \text{ Hz}, 5000 \text{ Hz}$
Kimenő teljesítmény ($Z=350 \text{ Ohm}$)	$1,5 \text{ mW}$
Teljes áramfelvétel	tipikus: $3,5$ max. 5 mA

A kapcsolat igen nagyfokú hőmérséklet- és tápfeszültség-függetlenséget, valamint stabilitást biztosít szűrő-kondenzátor nélkül. Nagy belső ellenállású telep esetén is stabil. A munkapont beállítás és az erősítő újszerű megoldásra szabadalmi oltalmat nyertünk. Ezt az alapáramkört kiegészíthetjük egy előerősítő és szabályzófokozattal. Ezen új áramkörben az automatikus erősítés szabályzás $50-60 \text{ dB}$. A feszültségerősítés min 80 dB . A frekvenciahatár, kimenő teljesítmény és fogyasztás az alapáramkörhöz képest változatlan.



7. ábra. BH-4 típusú kvare-oszcillátor kapcsolási rajza

BH-4

Az áramkör egytranzisztoros oszcillátort tartalmaz 10 MHz körüli frekvenciájú kvarckristályhoz. Keskenysávú FM adó-vevő készülékek számára készül. Az áramkör stabilitására a következő adatok jellemzők:

Tápfeszültség	9,4 V $\pm 10\%$
Kimenőfeszültség	1,5 V $\pm 20\%$
Kimenőfeszültség változás	max, $\pm 15\%$
Frekvenciastabilitás	10^{-6}
Hőmérséklet-tartomány	-25 ... +50 °C

A fenti példákon kívül intézetünkben több mint 30 különböző speciális lineáris vékony- és vastagréteg áramkör készül.

Intézetünk specialitása a különösen zajvédett ipari Zener-diódás logikai — (DZTL) — vékonyréteg áramkör család, valamint a TTL—MOS és egyéb interface-áramkörök.

Néhány példa: a HI 101 npn és a HI 201 pnp négyes inverter, MLB—1 DTL speciális kapuáramkör, MLB—2 szélessávú erősítő és limiter, melyek normál TTL áramkörök perifériális területeire készültek.

A technológia fejlesztésének irányai

A HIKI Kísérleti Gyártási Főosztályán 1972. évben közel 50 000 darab hibrid integrált áramkör készül. Az áramkörökkel szemben támasztott igények — az ellenállásokra vonatkozó szűk abszolút és relatív tolerancia, széles ellenállásérték tartomány közel zérus hőmérsékleti együttható, jó stabilitási tulajdonságok — egyértelműen meghatározzák mindkét „réteg” technológiai fejlesztési irányát. A vékonyréteg technika területén a szűkebb ellenállás-tolerancia realizálására a jóval drágább, de nagy hőmérsékleten nem deformálódó molibdén maszkok alkalmazása, vagy a fotolitográfiai úton készülő ellenállás- és vezetékhalózat kialakítás, illetve a tantál technológia nagy volumenű gyártásba vitele ad lehetőséget.

A vastagréteg ellenállások szűkebb toleranciáját, jobb elektromos paramétereit részben az igen drága, újabban kifejlesztett ellenálláspaszták és a finomabb rajzolatot biztosító „on-print” szitanyomó berendezések alkalmazásával, valamint — mindkét rétegtechnikára vonatkozóan — a jóval termelékenyebb és a dinamikus trimelést is lehetővé tevő lézersugaras trimmelés bevezetésével tudjuk megvalósítani.

Jelen cikk végén szereplő alkalmazási területek (nagyfrekvenciás, nagy disszipációjú áramkörök) teszik szükségessé a tokozatlan félvezetők (chipek) alkalmazását. A chip-beültetés mellett és ellen szóló érvek ismertetését mellőzve kívánjuk lerögzíteni, hogy ma már a nagy bonyolultságú, hibrid MSI, LSI áramkörök realizálása el sem képzelhető folyamatos gyártásba vitt, nagy megbízhatóságú chip beültetési technológia nélkül. Ezen terület problémáit éppen csak megemlítve a következők állapíthatók meg: a chipek átadás-átvételére vonatkozóan sem a csomagolásra teljes szelet formájában (tördelt formában és gyengén adhéziós hengerelt plasztik fóliába csomagol-

va, üvegcsövecskében, semleges folyadékban, ömlesztve stb.), sem pedig az elektromos paraméterek garantálására sincs egyöntetű, véglegesen kialakult gyakorlat; röviden a tokozatlan félvezető sokkal kevésbé ismert építőelem, mint tokozott kiviteli formája. A különféle beültetési és huzalkontaktálási módszerek (eutektikus, forrasztásos, és ragasztó eljárás), illetve termokompressziós és ultrahangos hegesztésre, elektromos paraméterekre vonatkozó hatása további nehézséget jelent a kész hibrid áramkör dinamikus tulajdonságainak kialakításánál.

Az előzőekben már említett csak félvezető alapú LSI technológia, bár igen nagy mértékben fejlődik, a közeljövőben könnyen megvalósítható kivételben készülő LSI áramkörök csak a többréteges (multilayer) vastagréteg technika segítségével készíthetők. A problémát a nagybonyolultságú logikai áramkörök nagyszámú vezeték keresztezése okozza. A megoldást olyan szigetelő anyag készítése jelenti, melyet — egymás fölé rétegezve és rétegenként különböző vezetőhálózattal ellátva — az újraégetés nem lágyít meg és ezáltal az egymás fölött lévő vezetékhalózatok sem mozdulnak el. Az egyik megoldás egy olyan paszta alkalmazása, amelyben egy kezdetben üvegszerű anyag — a hevítés folyamán — átalakul egy üvegszerű és egy kristályos fázis keverékévé, amely így már biztosítja a kellő szilárdságot, az eredeti beégetési hőmérsékletet (850 °C) felett is. Ezen paszta segítségével 5—6 rétegű vezeték kereszteződés valósítható meg. A másik megoldás szinte tetszés szerinti egymásra rétegződést tesz lehetővé. Ez esetben ugyanis a még nyers, de már a szükséges vezetőréteggel és az átvezetést biztosító lyukakkal ellátott kerámia lapkákat egymásra helyezve — a vezeték keresztezésekéből adódó számban — egyszeri nagy hőfokon történő beégetéssel lényegében egy „monolit” multilayer szerkezethez jutunk.

A fentiekben csak vázlatosan kívántuk a technológia különböző fejlesztési területeit érinteni a teljesség igénye nélkül.

Perspektív alkalmazási területek

A növekvő alkatrészsűrűség, valamint az áramkörökkel szembeni fokozott követelmények indokoltá teszik, hogy a tokozatlan elemi félvezető áramkörökön kívül monolit, vagy beam-lead integrált áramköri chipek is szerepeljenek a hibrid áramkörökben. A szigetelő alapú integrált áramkörben az egyes áramköri elemek jól elkülöníthetők, tehát további parazita elemekkel nem kell számolnunk, ami nagyobb integrált áramköri egység létrehozását biztosítja. Itt rendkívüli előny, hogy adott technológia mellett az áramkörök kifejlesztése igen rövid idő alatt aránylag kis költséggel elvégezhető, s a gyártásuk kis darabszám mellett gazdaságos. Digitális chip áramkörök beültetése a hibrid áramkörbe egyszerű lehetőséget ad az áramkörök bonyolultságának fokozására. Lineáris áramkörökkel — elsősorban műveleti erősítőkkel — való kombinálásuk lényegében hasznosított terület az analóg-digitális konverterek esetében, ahol a precíz ellenálláshálózatnak — pl. tantál — is igen jelentős szerep jut.

Hasonló egyedülálló lehetőség kínálkozik az aktív RC-hálózatok, szűrők integrálására is. A hálózatelmélet fejlődésével mind több helyen alkalmaznak aktív RC-szűrőket a hagyományos induktivitást tartalmazó szűrők helyett. Ennek például az adatátviteli berendezés méreteinél és megbízhatóságánál van jelentősége. Ezen áramkörök célszerű építőelemei a monolit műveleti erősítők, valamint a csupán rétegtechnikával megvalósítható stabil RC-hálózatok. Egészen speciális, csak szigetelő alapú integrált áramkörben megvalósítható terület az elosztott paraméterű RC-hálózatok. Ehhez a tantál vékonyréteg technika áll legközelebb, mely lehetővé teszi a hőfokkompenzált ellenállás és kondenzátor készítését, amelyek a legnagyobb igényeket is kielégítik. Természetesen az elosztott RC-hálózatok kombinálása aktív elemekkel kézenfekvő.

Az alumíniumoxid kerámiák jó hővezető képessége is kihasználható a vastagréteg áramköröknél. Ez különösen a beültetett félvezetőeszközök terhelhetőségét növeli meg. Ez például teljesítményerősítő integrálását is lehetővé teszi, ahol egyúttal a komplemen-

ter tranzisztorok alkalmazásának lehetősége is fennáll.

A kerámiahordozó előnyös dielektromos tulajdonságait használjuk ki a nagyfrekvenciás áramköröknél. Ilyeneknek tekinthetők a vastagréteg vezetőhálózattal létrehozható mikrohullámú tápvonalak is. Az aktív elemek beültetése a szórt kapacitások és veszteségek csökkenésével jár. Ennek megfelelően a nagyfrekvenciás, illetve szélessávú áramkörök általában vastagréteg integrálási technikával készülnek, amit a kis darabszám és a nagy munkaigény is indokol.

Összefoglalás

Az egyre fokozódó megbízhatósági követelményeket kielégítő, illetve egyre nagyobb bonyolultsági fokot elérő integrált áramkörök realizálásában igen fontos szerepe van a hibrid rétegtechnikának, amit a hazai és világméreteken is fokozódó kereslet bizonyít. Ebben a cikkben a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézetében folyó kutató és kísérleti gyártási munkák eredményeit és feladatait kívántuk összefoglalni.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.394.74:654.02.001.2

Solymos L.:

Távközlő-hálózatok gazdasági tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 11. sz.

A cikk a távközlő hálózatok optimalizálási kérdéseivel foglalkozik. Vizsgálja az igények növekedésének ismeretében a hálózatok milyen kiépítési üteme, milyen időközönként végrehajtott bővítése ad leg-gazdaságosabb megoldást. Meghatározza az ismertett jelenérték minimalizálási képletét. Különböző berendezés típusokra megadja a jelenérték minimumát biztosító optimális bővítési időköz értékeit, és megvizsgálja a módszer alkalmazásával elérhető megtakarítások mértékét.

ETO 512.831(083.57):621.372.5.029.6

Dr. Jachimovits L.:

Mikrohullámú reciprok és reaktáns kétkapus passzív szerkezet grafikus mátrixanalízise

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 11. sz.

A dolgozat a mikrohullámú reciprok és reaktáns kétkapus passzív szerkezetek mátrixanalízisével foglalkozik. A szimmetrikus szerkezetek S_{ij} szórási mátrixelemeit felírja az S' , Z' és Y' karakterisztikus mátrixok saját értékeinek függvényében és ábrázolja a poláris impedancia- (admittancia-) diagramon. Az ábrázolás egy jellegzetes vektorábrát — „a szerkezet karakterisztikus vektorábráját” — eredményez, amelynek alkalmazásával bemutatja a mátrixanalízis feladatainak grafikus megoldását. A referenciasíkok nem szimmetrikus transzformációjával eljut a nem szimmetrikus szerkezetek grafikus mátrixanalíziséhez is. A dolgozat befejező részében a leggyakrabban alkalmazott szimmetrikus helyettesítő kapcsolások grafikus mátrixanalízisével foglalkozik.

ETO 621.372.54.001.2:681.3.06

Dr. Herendi M.:

Általános paraméterű LC szűrőket tervező program

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 11. sz.

A GEPARD programrendszer létrakapcsolású, veszteséges, általános paraméterű LC aluláteresztők és sávszűrők tervezésére készült. A számítások végig transzformált frekvenciaváltozóval történnek. A zárórészekben a csillapítás lépcső toleranciasémával írható elő. A realizálás automatikus vagy a tervező által előírt lehet. A program használatát egy veszteséges sávszűrő példája szemlélteti.

ETO 621.3.049.7—111.001.2:681.325.65

Dálnoki G.—Walton G.:

Szigetelő alapú hibrid integrált áramkörök

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 11. sz.

A szerzők rövid összehasonlításban meghatározzák a szigetelő alapú hibrid áramkörök szerepét az integrált áramkörök között. Ismertetik a vékony- és vastagréteg integrált áramkörök paramétereit és előállításuk főbb lépéseit. A technológiából kiindulva meghatározzuk azokat a szempontokat, melyeket az áramkör tervezőinek figyelembe kell venni. Néhány, a HIKI-ben kidolgozott vékony- és vastagréteg integrált áramkör ismertetésével illusztrálják, hogyan valósíthatók meg a hibrid áramkörök tervezési elvei. Foglalkoznak a szigetelő alapú integrált áramkörök különböző perspektív alkalmazási területeivel, különösen a nagybonyolultságú (LSI) rendszerek létrehozásának szempontjából.

Обобщения

Zusammenfassungen

AK 621.394.74:654.02.001.2

Шольмош, Л.:

Экономное проектирование сетей дальней связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 11.

Статья излагает вопросы оптимизации сетей дальней связи. Рассматривается экономное решение темпа реализации сетей, а также интервалов времени их расширений. Определяется формула минимизации упущенной настоящей стоимости. Даются величины оптимальных интервалов времени расширений, обеспечивающих минимум настоящей стоимости, относящихся к различным типам оборудования. Рассматривается мера экономии, достигнутых применением методов.

ДК 512.831(083.57):621.372.5.029.6

Д-р Яхимович, Л.:

Графический анализ матрицами микроволновых обратных реактивных пассивных четырёхполюсников

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 11.

Статья рассматривает анализ матрицами микроволновых обратных реактивных сетей. Определяются элементы матрицы рассеивания в зависимости собственных величин характеристических матриц и изображаются на полярной диаграмме импедансов/проводимостей. Изображение даёт характерную векторную диаграмму сети, применением которой показывается графическое решение задач анализа матрицами. Несимметричной трансформацией исходных плоскостей можно решать также анализ матрицами несимметричных сетей. В заключении статьи показывается графический анализ матрицами часто применённых симметричных схем.

ДК 621.372.54.001.2:681.3.06

Д-р Херенди, М.:

Программа к проектированию фильтров LC с общими параметрами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 11.

Программа GEPARD разработана к проектированию фильтров LC низких частот, полосовых фильтров, многозвенного типа, с потерями, с общими параметрами. Расчёты производятся трансформированной переменной частоты. Затухание в областях непропускания предписывается схемой допусков ступенчатого типа. Реализация или автоматическая, или же предписана проектировщиком. Применение программы показывается примером полосового фильтра с потерями.

ДК 621.3.049.7—111.001.2:681.325.65

Далноки, Г.—Валтон, Г.:

Гибридные интегральные схемы с изоляционной подложкой

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 11.

Авторы определяют роль гибридных интегральных схем среди интегральных схем различного вида. Даны параметры тонкоплёночных и толстоплёночных интегральных схем и основные фазы их изготовления. Исходя из технологии, определяются основные точки зрения, которые должны быть учтены конструкторами. Некоторыми примерами иллюстрируется, как осуществлены принципы проектирования при тонко- и толстоплёночных гибридных интегральных схемах, разработанных в Исследовательском Институте ХИКИ. Рассматриваются различные перспективные области применения интегральных схем с изоляционной подложкой, особенно с точки зрения создания систем высокой сложности (LSI).

DK 621.394.74:654.02.001.2

Solymos, L.:

Wirtschaftlicher Entwurf von Fernmeldenetzen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 11.

In dem Artikel werden die Optimierungsfragen von Fernmeldenetzen erörtert. In der Kenntnis des Zuwachses der Bedürfnisse wird untersucht, welches Ausbautempo der Netze und welche Zeitintervalle zur Erweiterung derselben die wirtschaftlichste Lösung sei. Die Minimierungsformel der erörterten Präsenzwerte wird bestimmt. Für verschiedene Einrichtungstypen werden die optimalen Werte der Erweiterungszeitintervalle, welche das Minimum der Präsenzwerte sicherstellt, gegeben, und das Mass der erreichbaren Ersparungen durch die Anwendung der Methode wird untersucht.

ДК 512.831(083.57):621.372.5.029.6

Dr. Jachimovits, L.:

Graphische Matrixanalyse passiver reziproker und reaktiver Vierpol-Strukturen für Mikrowellen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 11.

Der Aufsatz erörtert die Matrixanalyse von reziproken und reaktiven Vierpol-Strukturen für Mikrowellen. Die Dispersionsmatrixelemente S_{ij} der symmetrischen Strukturen werden in der Funktion der Eigenwerte der S' , Z' und Y' der charakteristischen Matrixe aufgeschrieben und auf einem Impedanz-(Admittanz)-Polardiagramm illustriert. Die Illustration ergibt eine charakteristische Vektorfigur — „die charakteristische Vektorfigur der Struktur“ — mit der Anwendung derjenigen die graphische Lösung der Aufgabe der Matrixanalyse bewiesen wird. Mit einer unsymmetrischen Transformation der Bezugsebenen erreicht man auch die graphische Matrixanalyse der unsymmetrischen Strukturen. Im letzten Teil des Aufsatzes wird es mit der graphischen Matrixanalyse der am häufigsten angewendeten symmetrischen Ersatzschaltungen beschäftigt.

ДК 621.372.54.001.2:681.3.06

Dr. Herendi, M.:

Programm zum Entwurf für LC Filtern mit allgemeinen Parametern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 11.

Das GEPARD Programmsystem wurde zum Entwurf von LC Tiefpassfiltern und Bandpassfiltern mit Stufenschaltung, Verlusten und allgemeinen Parametern hergestellt. Die Berechnungen werden überall mit transformierten Frequenzvariablen ausgeführt. In den Sperrbereichen kann die Dämpfung mit stufenförmigen Toleranzschemen vorgeschrieben werden, die Realisierung kann entweder automatisch, oder von dem Konstruktor vorgeschrieben werden. Die Anwendung des Programms wird durch ein Beispiel eines Bandfilters mit Verlusten illustriert.

ДК 621.3.049.7—111.001.2:681.325.65

Dálnoki, G.—Walton, G.:

Hybrid integrierte Stromkreise auf isoliertem Substrat

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 11.

Die Verfasser bestimmen, durch einen kurzen Vergleich, die Rolle der Hybridstromkreise unter den integrierten Stromkreisen. Sie erörtern die Parameter der Dünnschicht und Dickschicht integrierten Stromkreise und beschreiben die wichtigsten Stufen deren Herstellung. Von der Technologie ausgehend, werden jene Gesichtspunkte bestimmt, welche von den Konstrukteuren in Acht genommen werden müssen. Mit der Erörterung einiger Dünnschicht- und Dickschicht integrierten Schaltungen, die in dem Forschungsinstitut für die Nachrichtentechnische Industrie ausgearbeitet wurden, wird illustriert, wie die Entwurfsprinzipien der Hybridschaltungen ausgeführt werden können. Ferner wird es mit den verschiedenen perspektivischen Anwendungsgebieten der integrierten Schaltungen auf isoliertem Substrat beschäftigt, vorzüglich vom Gesichtspunkt der Herstellung der höchst komplizierten (LSI) Systeme.

Summaries

Résumés

UDC 621.394.74:654.02.001.2

Solymos, L.:

Economic Design of Telecommunication Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 11.

The paper deals with the optimization problems of telecommunication networks. The most economic solution is examined as regards the rate of installation of new networks and also as regards extensions carried out in certain intervals based on the knowledge of the rate of increase of demands. The formula of minimization of the present value treated above is determined. For different equipment types the optimum values of extension time intervals which ensure the minimum of the present value is given and the extent of the savings to be achieved by the use of the method is examined.

UDC 512.831(083.57):621.372.5.029.6

Dr. Jachimovits, L.:

Graphical Matrix Analysis of Microwave Reciprocal and Reactive Two-Port Passive Structures

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 11.

In the paper the matrix analysis of microwave reciprocal and reactive two-port passive structures is dealt with. The scattering matrix elements of the symmetrical structures S_{ij} are written down as a function of the eigenvalues of the characteristic matrixes S' , Z' and Y' and are illustrated on a polar impedance and admittance diagram. The result of the illustration is a characteristic vector diagram — "the characteristic vector diagram of the structure" — by the application of which the author presents the graphical solution of the tasks of matrix analysis. By an unsymmetrical transformation of the reference planes the graphical matrix analysis of the unsymmetrical structure is achieved. In the final part of the paper the graphical matrix analysis of the most frequently used symmetrical equivalent circuits is dealt with.

UDC 621.372.54.001.2:681.3.06

Dr. Herendi, M.:

A computer program for the design of general parameter LC filters.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 11.

The GEPARD program package was developed for the design of lossy general parameter ladder lowpass and bandpass filters. All computations are performed with a transformed frequency variable. The minimum stopband losses may be specified by a stair-like function. The realisation process is automatic or can be prescribed by the designer. A lossy bandpass filter design example illustrates the use of the program.

UDC 621.3.049.7—111.001.2:681.325.65

Dálnoki, G.—Walton, G.:

Hybrid Integrated Circuits on Insulating Substrates

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 11.

The authors determine, by means of a short comparison, the role of hybrid circuits on insulating substrates among the integrated circuits. They present the parameters of thin and thick-film integrated circuits and the main steps of their production. Starting from the technology those aspects are determined, which have to be taken into account by the designer of the circuits. The way how to carry out the design principle of the hybrid integrated circuits is illustrated by the presentation of some thin- and thick-film integrated circuits worked out in the Industrial Research Institute of Electronics. Further the authors deal with the different perspective fields of application of integrated circuits on insulating substrates especially from the point of view of producing LSI systems of high sophistication.

CDU 621.394.74:654.02.001.2

Solymos, L.:

Projet économique des réseaux de télécommunication

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 11.

L'article traite les problèmes d'optimisation des réseaux de télécommunication. Connaissant l'augmentation des demandes, les solutions les plus économiques sont examinées, en ce qui concerne la mesure d'installation des réseaux nouveaux et les extensions intermédiaires. La formule de minimisation de la valeur présente par la définition est déterminée. Les valeurs des intervalles optimaux assurant le minimum de la valeur présente sont données pour équipements différents et la mesure de l'économie obtenue par cette méthode est examinée.

CDU 512.831(083.57):621.372.5.029.6

Dr. Jachimovits, L.:

Analyse graphique par matrices des réseaux passifs réciproques et réactifs à deux portes pour microondes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 11.

L'article expose une analyse graphique par matrices des réseaux passifs réciproques et réactifs à deux portes pour microondes. Les éléments S_{ij} des matrices de dispersion des réseaux symétriques en fonction des valeurs propres des matrices caractéristiques S' , Z' et Y' sont déterminés avec leur représentation sur un diagramme d'impédances (d'admittances). La représentation a pour résultat « diagramme caractéristique des vecteurs du réseau », dont application est illustrée pour la solution graphique des tâches de l'analyse par matrices. Par une transformation asymétrique des plans de référence on peut analyser graphiquement aussi les réseaux asymétriques. Pour terminer, l'analyse graphique par matrices des circuits équivalents symétriques, employés très fréquemment, est donnée.

CDU 621.372.54.001.2:681.3.06

Dr. Herendi, M.:

Programme pour le projet des filters LC à paramètres généraux.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 11.

Le programme GEPARD a été élaboré pour le projet des filters LC à paramètres généraux, à circuit d'échelle avec pertes, des types passe-bas et passe-bande. Les calculations sont faites exclusivement dans les domaines d'élimination peut être spécifié par un diagramme des tolérances en échelons. La réalisation peut être automatique ou bien spécifiée par le projecteur. L'application du programme est illustrée par l'exemple d'un filtre passe-bande avec pertes.

CDU 621.3.049.7—111.001.2:681.325.65

Dálnoki, G.—Walton, G.:

Circuits intégrés composés à bases isolante

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) N° 11.

Les auteurs déterminent — au cours d'une comparaison brève — la rôle des circuits intégrés composés à base isolante parmi les circuits intégrés. Les paramètres et les phases principales de la fabrication des circuits intégrés à couche mince et à couche épaisse sont exposés. Partant de la technologie, les points de vue à considérer par le constructeur sont déterminés. La réalisation des principes du projet est illustrée par quelques exemples des circuits intégrés à couche mince et à couche épaisse, développés par l'institut de recherche HIKI. Les domaines d'application prospectifs, en considérant, particulièrement, la réalisation des systèmes complexes LSI, sont traités.

AZ IDŐ PÉNZ



Repülőgéppel
pár óra alatt
eléri uticélját.
Időt takarít meg,
ha járatainkon utazik.
Repülőgépeink
Európa,
és Közel-Kelet
35 városába
közlekednek


MALÉV

Magyar Légiközlekedési Vállalat
Budapest V., Váci u. 1-3.

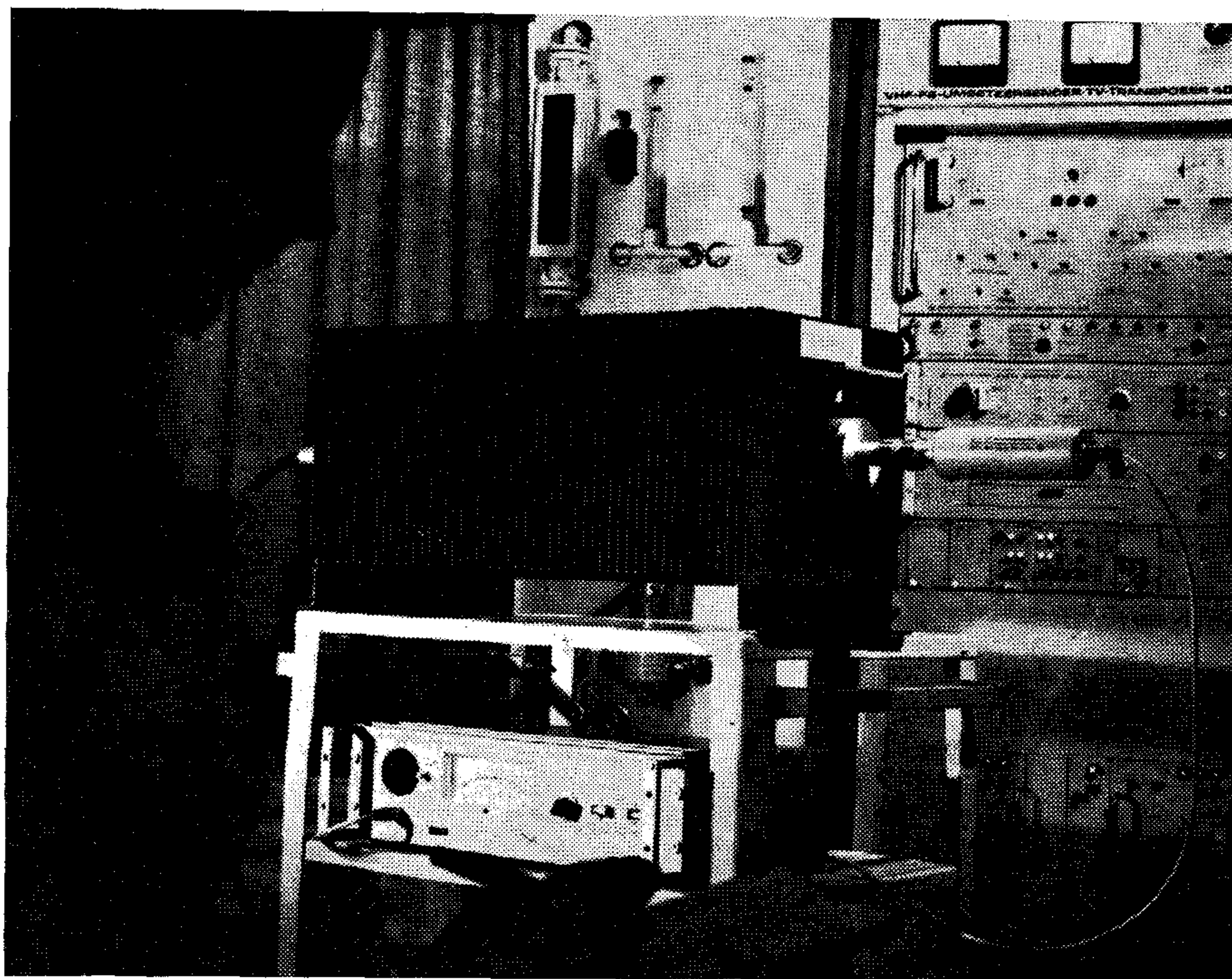
Terhelő ellenállások rádióadókon végzendő mérésekhez

A 244—1 sz. IEC-kiadvány 3. részének 15. bekezdésében („Általános üzemi feltételek a rádióadók méréséhez”), azt ajánlja, hogy a természetes antenának helyett terhelő ellenállást („test load”) alkalmazzunk.

Ilyen ellenállásoknak igen nagy frekvenciatartományokban tisztán ohmikusnak kell lenniük és az ellenállás értéke csak lényegtelen mértékben változhat a frekvenciával. Ezeket a tulajdonságokat azonban csak igen nehezen lehet elérni. Lényegében a csatlakozástechnika problémáival kapcsolatosak, amelyeket Rohde és Schwarz már 1943-ban megoldott a DEZIFIX és PREZIFIX elnevezésű kombinált NF-dugaszolókkal. Később hitelesítő vezetékeket és teljesítménycsillapító tagokat is kifejlesztettek NF-mérőkészülékekhez.

Ezeknek a széles körű tapasztalatoknak az alapján — még mielőtt Rohde és Schwarz 1949-ben az első német rádióadót leszállította — lehetővé vált az ahhoz szükséges terhelő ellenállás előállítása. Jelenleg, mint a világ nagyon kevés szakvállalatának egyike, mindenféle rádióadóhoz gyártunk terhelő ellenállásokat 3500 MHz-ig és 60 kW-ig. Az összes ellenállás léghűtéssel üzemel, ami a vízhűtéssel szemben üzembiztosabb, egyszerűbb és olcsóbb, különösen félreeső adóállomásokon történő alkalmazásnál.

A nagy frekvenciatartományhoz készült ellenállásokon kívül gyártunk olcsóbb, korlátozott frekvenciatartományokhoz való (pl. 160 vagy 300 MHz-ig) ellenállásokat is. Rohde és Schwarz gyárt továbbá precíziós teljesítménycsillapító tagokat és lezáró ellenállásokat kutatási és fejlesztési célokra,



Egy VHF—TV átalakító adó kimenő teljesítményét itt az NRS termikus teljesítménymérővel (középen lent) mérik. A 244—1 sz. IEC-kiadvány szerint az antenna helyett egy terhelő ellenállást (RBU típus) csatlakoztattak. Ez még egy csillapító tagot is tartalmaz, amely a kimenő teljesítményt a mérőműszer számára megengedhető mértékre csökkenti.

300 mW-tól 100 W-ig és max. 16 GHz-ig. 100 W és 60 kW közötti terhelő ellenállások 24 különféle kivitelben állnak rendelkezésre (ebből 11 kivitel 50 ohmhoz, 13 pedig 60 ohmhoz való hullámellenállás).

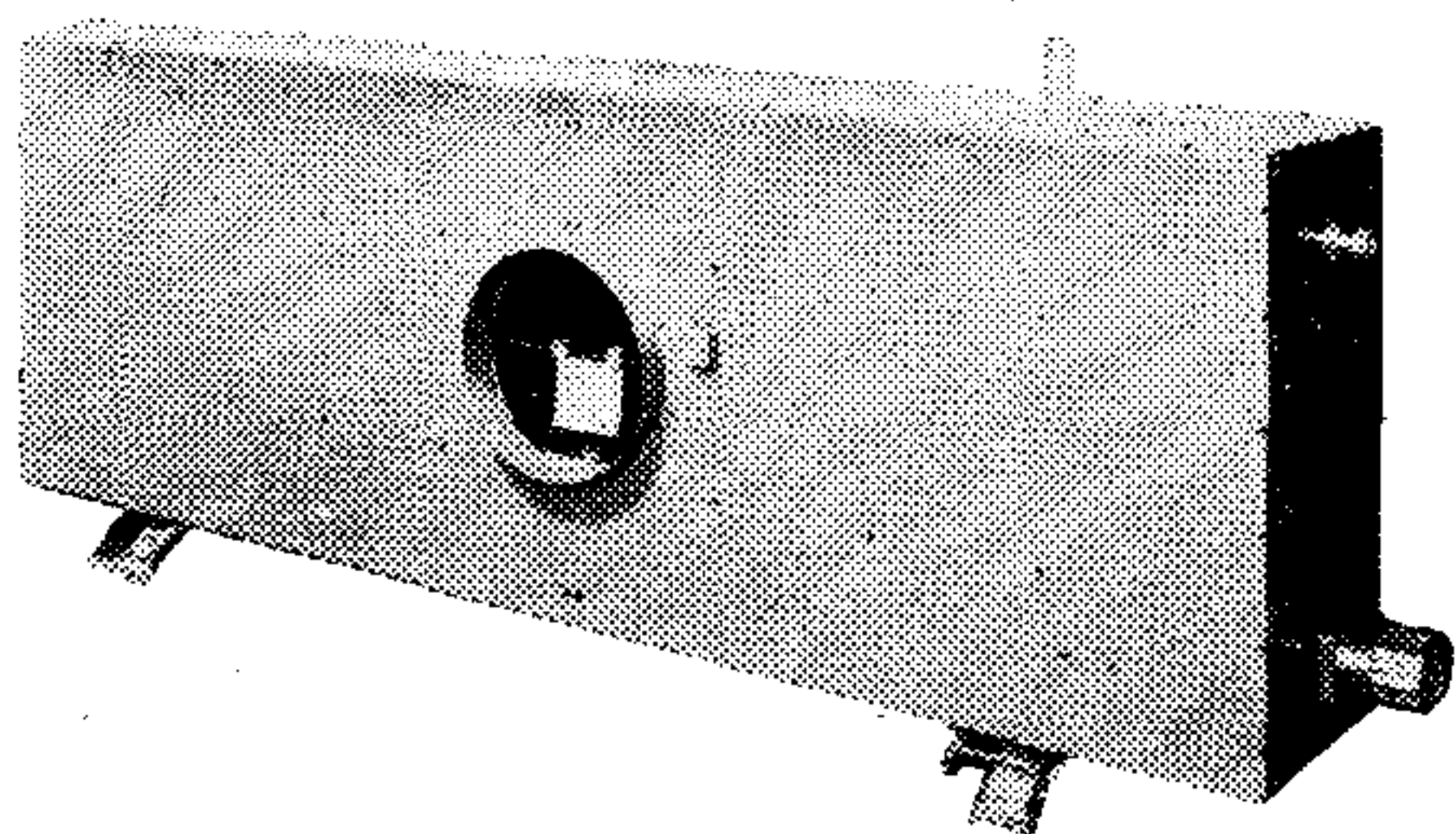
A terhelhetőség az alábbiak szerint oszlik meg:

100, 250, 400 W; 1, 3, 10, 16, 60 kW.

A frekvenciatartományok szintén különbözőek:

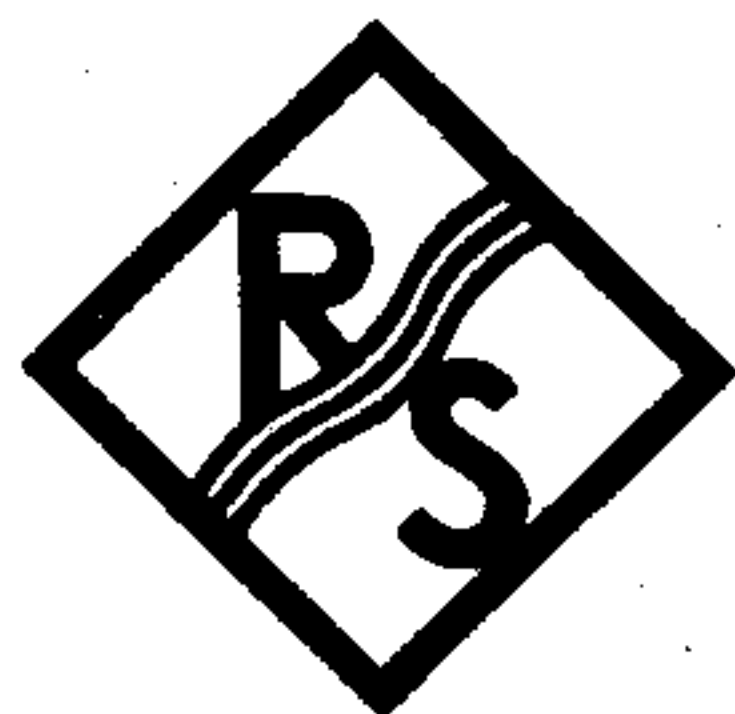
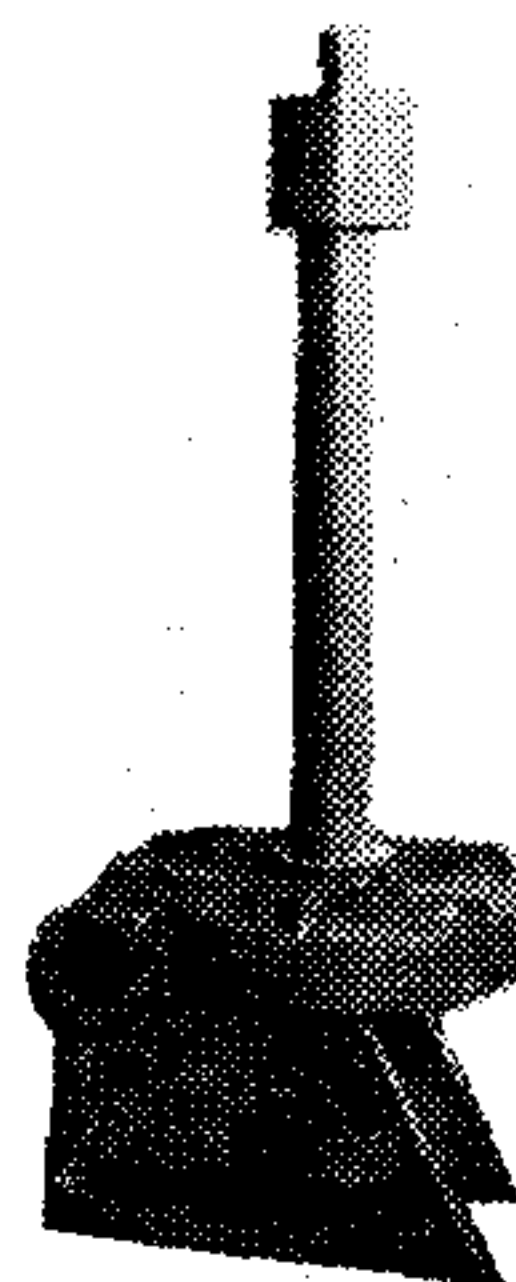
0...160 MHz, 0...220 MHz, 0...300 MHz, 0...600 MHz, 0...960 MHz, 0...1 GHz vagy 2 GHz és 470...3500 MHz.

A hullámossági tényező (frekvenciától függően) 1,02 és 1,4 közötti. Az átmenő csillapítás (kivitelezéstől függően) 10, 30, 35, 40, 50 vagy 60 dB-t tesz ki.



Az RBN 60/60 típusú terhelő ellenállás (60 kW-ig) négy pólusúként van felépítve; mérési kimenetéről 60 dB-lel csökkentett teljesítmény vehető le. Egy levegőáramlásra reagáló érintkező a ventilátoros hűtés kiesése esetén kikapcsolja az adót.

Csillapító masszával töltött koaxiális vezetékből épül fel az RC 3/60 (3 kW). 470-től 3500 MHz-ig terjedő tartományban alkalmazható.



ROHDE & SCHWARZ

D — 8000 München 80
Mühldorfstrasse 15

Postafiók 801469
Telex: 5 23 703