

HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

9

HÍRADÁS- TECHNIKA

1972. szeptember, XXIII. évfolyam 9. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. GORDOS GÉZA—SALLAI GYULA: Hírányagok természetes és összetett jeleinek statisztikai tulajdonságai	257
DR. SOLYMOSI JÁNOS: Veszteséges illesztő négyfólusok tervezése	270
NEMESSZEGHY GYÖRGY: Aszimmetrikus illesztő négyfólusok számítógépes szimulációja	277
DR. SIMON GYULA: Bipoláris tranzisztoros erősítőfokozatok linearitási kérdései	283
Szemle	286
Tartalmi összefoglalók	287
Обобщения	287
Zusammenfassungen	287
Summaries	287
Résumés	288

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCB 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.

72.8132 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

DR. GORDOS GÉZA

Posta Kísérleti Intézet

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

SALLAI GYULA

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

Hírányagok természetes és összetett jeleinek statisztikai tulajdonságai

A jelen közleményben foglaltak kidolgozására két tényező irányította a figyelmet:

- egyrészt a sokcsatornás vivőfrekvenciás berendezések igénybevételében beállott változás;
- másrészt a véletlen változó jelekkel való modellezés és a hozzájuk tartozó mérési és számítási elvek egyre növekvő szerepe.

1. Bevezetés és főbb eredmények

A sokcsatornás vivőfrekvenciás (továbbiakban: vivós) berendezéseket beszédátvitel céljaira dolgozták ki, és méretezési alapelveik célja a beszéd kielégítő minőségű átvitelének biztosítása. Bár már az első időkben is alkalmazták a vivós berendezések egyes csatornáit nem beszéd típusú információ (távíró, képtávíró) átvitelére, a beszédet átvivő csatornák számának döntő túlsúlya miatt ez a tény sem a berendezések üzemére (azaz legfőképpen az átvitt információk minőségére), sem a berendezések méretezésére nem volt kihatással. Az utóbbi időben azonban — elsősorban az adattechnika fejlődése miatt — rohamosan nő az igény a nem beszéd típusú csatornák (az ún. szekunder terhelés) iránt. A tapasztalat azt mutatja, hogy a nem beszéd típusú (adat, zene, távíró stb.) hírányagok másféle terhelést jelentenek a vivós berendezésen, mint a beszéd. Nagy számban vagy nagyteljesítménnyel való megjelenésük lerontja a beszédátvitelre tervezett berendezések mind beszédátviteli, mind a nem beszéd típusú hírányagokra vonatkozó teljesítőképességét. A felmerülő döntő kérdés az, hogy a beszédátvitelre tervezett berendezéseken a nem beszéd típusú hírányagok milyen kombinációja, továbbá az egyes hírányagokra milyen szint engedhető meg a teljesítőképesség leromlása nélkül.

A kérdés megválaszolásához nem elég a hagyományos — az egyes hírányagok teljesítményére, spektrumára vonatkozó — vizsgálatok elvégzése. Szükség van a hírányagok — és a belőlük összeálló

eredő sokcsatornás jel — részletesebb ismeretére: nevezetesen tudni kell a legkülönbözőbb amplitúdók előfordulási és túllépési valószínűségét. Ez azt jelenti szabatos fogalmazásban, hogy ismerni kell az összetevő hírányagokhoz, és ezek legkülönbözőbb kombinációihoz tartozó jelek ún. amplitúdóeloszlását.

Ahhoz, hogy egy bizonyos terhelési kombináció megengedhetőségét eldöntsük, még egy olyan megbízható matematikai módszerre is szükség van, amellyel e kombináció amplitúdóeloszlását összehasonlíthatjuk egy másik, ismert hatású amplitúdóeloszlással.

Jelen dolgozatunk célja a fent vázolt kérdés megválaszolásához eddig kidolgozott elvi és gyakorlati apparátus ismertetése. Ez az apparátus három részre tagolható:

1. A távközlésben leggyakrabban előforduló hírányagokhoz tartozó jelek amplitúdóeloszlásának összeállítása, továbbá az ezen amplitúdóeloszlásokhoz tartozó karakterisztikus függvények meghatározása (ez utóbbról akkor van szükség, ha különböző hírányagokból összetett jel amplitúdóeloszlását kívánjuk meghatározni). Az apparátus ezen részét a dolgozat 2. pontja tartalmazza.

2. Gyors számítógépes módszer ismert amplitúdóeloszlású jelekből összetett jel amplitúdóeloszlásának meghatározására. Dolgozatunk 3. része bemutatja, hogy e feladatra az összetevő amplitúdóeloszlások konvolúcióját a karakterisztikus függvények szorzatával és gyors Fourier-transzformációval kiértékelő módszernek döntő előnyei vannak a közvetlen integráláson, valamint a Monte-Carlo eleven alapuló módszerek felett.

3. Gyors számítógépes módszer két amplitúdóeloszlás összehasonlítására és hasonlóságuk, ill. eltérésük számszerű kifejezésére (a dolgozat 4. része).

Megjegyezzük, hogy a felsorolt eljárások még nem fedik le teljesen azt az apparátust, amellyel a sokcsatornás berendezéseken még éppen megengedhető nem beszéd típusú hírányagok számát és szintjét meg

lehet határozni. Hiányzik ugyanis a frekvenciaáttevés (AM-SSB/SC moduláció) amplitúdóeloszlásra gyakorolt hatásának matematikailag pontos leírása. Amint azonban a dolgozat 5. részében kimutatjuk, műszakilag jól megalapozott elhanyagolásokkal a már most rendelkezésre álló apparátus is alkalmas igen jó becslések megtételére, amelyek közül néhányat be is mutatunk.

A függelékek az elméleti kérdéseket és levezetéseket tartalmazzák.

A cikk elején említettük, hogy a fenti kérdések kidolgozását a sokcsatornás vivőfrekvenciás berendezések igénybevételében beállott változáson túlmenően a véletlen jelekkel való modellezés és az ehhez tartozó mérési és számítási elvek egyre növekvő szerepe is indokolja. Most ezt fejtjük ki kissé részletesebben.

A híradástechnika fejlődését végigkíséri az átvinni kívánt jelek minél tökéletesebb modellezésére és az éppen elfogadott modellekhez tartozó mérési és számítási módszerek kifejlesztésére irányuló törekvés. Az „őskorszak” az egyenáram, az egyenfeszültségű „telepek” és mérőműszerek korszaka volt. Óriási lépést jelentett előre a „harmonikus” korszak, amelyben a vizsgálójel szinuszos, és kifejlődnek a szinuszos generátorok és a szinuszra helyesen mutató csúcsdetektáló mérőműszerek (pl. csővoltmérők). A korszak matematikai hátterét a Fourier-módszerek képezik. Új hírszerek és a régebben is ismert hírszerek addig tekintetbe nem vett átmeneti jelenségeinek kezelése válik lehetővé a következő, „impulzus” korszakban. A tipikus vizsgálójel az egységugrás és az impulzus, az adóműszereket impulzusgenerátorok, a vevőműszereket oszcilloszkópok képviselik. A korszak matematikai bázisa a Laplace-transzformáció. A legutóbbi időkben köszöntött be a „sztochasztikus”, véletlen-változó korszak, amely döntően abban lép túl az összes korábbin, hogy tekintetbe veszi az összes hírszerek alapvetően véletlenszerű jellegét. (Szinte közhely már az a megállapítás, hogy híradástechnikára éppen — és csak — azért van szükség, mert a közvetítendő hírszerek előre ismeretlenek, véletlenszerűek.) E korszak alapvető vizsgálójeljei: a folytonos értékű Gauss (normális) — folyamat és a véletlen bináris folyamat. Az adóműszereket az elterjedt zajgenerátorok képviselik. A praktikus, nem túl bonyolult, de lényeges információkat szolgáltató vevőműszerek kifejlesztése és részben kitalálása még többnyire a jövő feladata. Úgy tűnik, hogy a sztochasztikus korszak vevőműszerének legfontosabb funkciói az igazi négyzetes karakterisztikával és jól definiált ablakkal végrehajtott teljesítménymérés [1], azon valószínűség mérése, amellyel a jel pillanatnyi amplitúdója egy bizonyos küszöböt túllép, továbbá egy több célú, statisztikai műveletekre nyomógombbal programozható analízátor (célszámítógép). A korszak számítási apparátusa a sztochasztikus folyamatok elmélete. Meg kell jegyezni, hogy a korszakok egymást nem váltották ki. Egy újabb szemlélet beköszöntése nem tette feleslegessé a korábbiakat, ellenkezőleg, minden feladathoz a négy szemlélet közül a legalkalmasabbat kell kiválasztani. Az egyes korszakok beköszöntésével azonban a hírszerek és hírközlés újabb és újabb oldalait lehetett sikeresen vizsgálni.

Mint a fentiekből is kitűnik a „sztochasztikus” korszak műszerei és a matematikai apparátus műszaki alkalmazásai területén még meglehetősen sok feladatot kell megoldani ahhoz, hogy a szemléletmód előnyei kihasználhatók legyenek. Az alábbiakban röviden megpróbáljuk beleilleszteni ebbe az általánosabb feladatba a cikkben foglaltakat.

A 2. részben a távközlésben gyakran előforduló hírszerek amplitúdóeloszlásait a hozzájuk tartozó karakterisztikus függvényekkel együtt adjuk meg. Ezzel lehetővé válik minden olyan probléma matematikai kezelése, ahol két vagy több jel összege (különbsége) is a vizsgálat tárgyát képezi.

A 3. rész gyors számítógépes módszert ismertet akárhány jelből összetett eredő jel amplitúdóeloszlásának meghatározására.

A 4. rész elvi és számítógépes eljárást javasol eloszlások összehasonlítására. Ezen apparátus számtalan alkalmazási lehetősége közül itt csak egyet emelünk ki. A „sztochasztikus” korszakban kitüntetett szerepe van a normális eloszlású jelnek (másnéven Gauss-folyamatnak), csakúgy mint a szinuszos szemléletmódban a szinuszos jelnek. Ez a kitüntetett szerep döntően két tényre vezethető vissza. Először: a normális eloszlás invariáns a lineáris rendszeren történő átvitelrel szemben, azaz Gauss-eloszlású jel bármilyen lineáris rendszeren (erősítőn, szűrőn, jól működő hírközlő csatornán) áthaladva Gauss-eloszlású marad. Másodszor: a központi határeloszlástétel értelmében — durván fogalmazva — bármilyen eloszlású jelek összegeként képzett eredő jel eloszlása, az összetevő jelek számának növekedésével egyre jobban közelít a Gauss-eloszláshoz. Ez a tétel magyarázza egyébként a Gauss-eloszlású természetes zajforrások nagy számát. Szerencsére a matematikai apparátus is jól illeszkedik a Gauss-eloszlás műszakilag kitüntetett volta-hoz, amennyiben a Gauss-eloszlásra vonatkozólag igen sok jól felhasználható tétel és táblázat áll rendelkezésre. Mindezek alapján kijelenthetjük: a műszaki életben igen fontos annak a megítélése, hogy egy adott eloszlás milyen közel áll a normálishoz, mennyire helyettesíthető a normálissal. Egy hasonlattal élve: a szinuszos szemléletmódnak is döntő kérdése egy szinusz-szerű jel torzításának, felharmonikusainak számszerű kifejezése. A dolgozat 4. részében ismertetett módszer és számítógépes eljárás célja éppen ez: műszaki szempontból összevetni különböző eloszlásokat.

2. A távközlésben előforduló eloszlások és azok karakterisztikus függvénye

Jelen szakasz első célja a távközlésben (elsősorban az idő- és frekvencia-multiplex berendezések technikájában) leggyakrabban előforduló hírszerekhez tartozó jelek amplitúdó-sűrűségfüggvényeinek irodalmi adatok alapján való összeállítása. Második célunk megadni (s ahol szükséges volt levezetni) az összeállításban szereplő eloszlásokhoz tartozó karakterisztikus függvényeket, amelyekre a véletlen jelekkel való számolás során sűrűn van szükség. A sűrűség- és karakterisztikus függvényeket az 1. táblázat mutatja.

Mielőtt az egyes híryanagokat sorra vennénk, tekintünk át néhány feltételt és definíciót.

Az alábbiakban feltételezzük, hogy minden jel legalábbis szakaszonként stacionárius, ergodikus, sztochasztikus folyamattal írható le. A jel pillanatnyi amplitúdója ily módon valószínűségi változó, (rövidítve: v. sz. v.). A v. sz. v. jelzésére ξ , a v. sz. v. egy konkrét megvalósulásának jelzésére x szolgál (1. ábra).

A jel pillanatnyi amplitúdóját statisztikailag leíró adatok összességét amplitúdóeloszlásnak nevezzük.

Az amplitúdóeloszlás teljes jellemzésére az eloszlásfüggvény ($F(x)$) vagy — a műszaki gyakorlatban teljesülő feltételek esetén — a sűrűségfüggvény $f(x)$ szolgál. Ezek definíciói:

$$F(x) = P(\xi \leq x), \quad (1)$$

$$f(x) = \frac{dF(x)}{dx}, \quad (2)$$

ahol P a valószínűség jele.

Bizonyos számításokban (lásd pl. 3. fejezet) szükség van az eloszláshoz tartozó ún. karakterisztikus függvényre, amely a sűrűségfüggvény Fourier-transzformáltja.

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{jxt} dx. \quad (3)$$

A gyakorlatban előforduló eloszlások többsége az $x=0$ helyre szimmetrikus: $f(x) = f(-x)$. Ilyen esetben jól használható az abszolút érték túllépési való-

színűségfüggvény (röviden túllépési v. sz. függvény)

$$\Phi(|x|) = P(\xi < -|x|) + P(\xi > +|x|) = \begin{cases} 1 - [F(x) - F(-x)] & \text{ha } F(x) \text{ folytonos,} \\ 2[1 - F(x)] & \text{ha } F(x) \text{ szimmetrikus} \end{cases} \quad (4)$$

$\Phi(|x|)$ egy adott x mellett annak valószínűségét adja, hogy a valószínűségi változó kilép a $(-x, x)$ tartományból (sávból). Az (1), (2) és (4) összefüggéssel definiált függvényeket az 1. ábra szemlélteti.

Az amplitúdóeloszlás részleges jellemzésére mi az alábbi mennyiségeket fogjuk használni:

— a várható érték $m = \bar{x} = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx$, amely fizikai-

lag a jel egyenkomponense,

— a másodrendű momentum $\bar{x}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 f(x) dx$, amely

fizikailag a jel ellenállásegységre vonatkoztatott átlagteljesítménye (ahol az átlagteljesítmény a jel teljes energiájának és teljes időtartamának hányadosa), s így a szokásosan értelmezett effektív értékkel az alábbi kapcsolatban van:

$$x_{\text{eff}} = \sqrt{\bar{x}^2}, \quad (5)$$

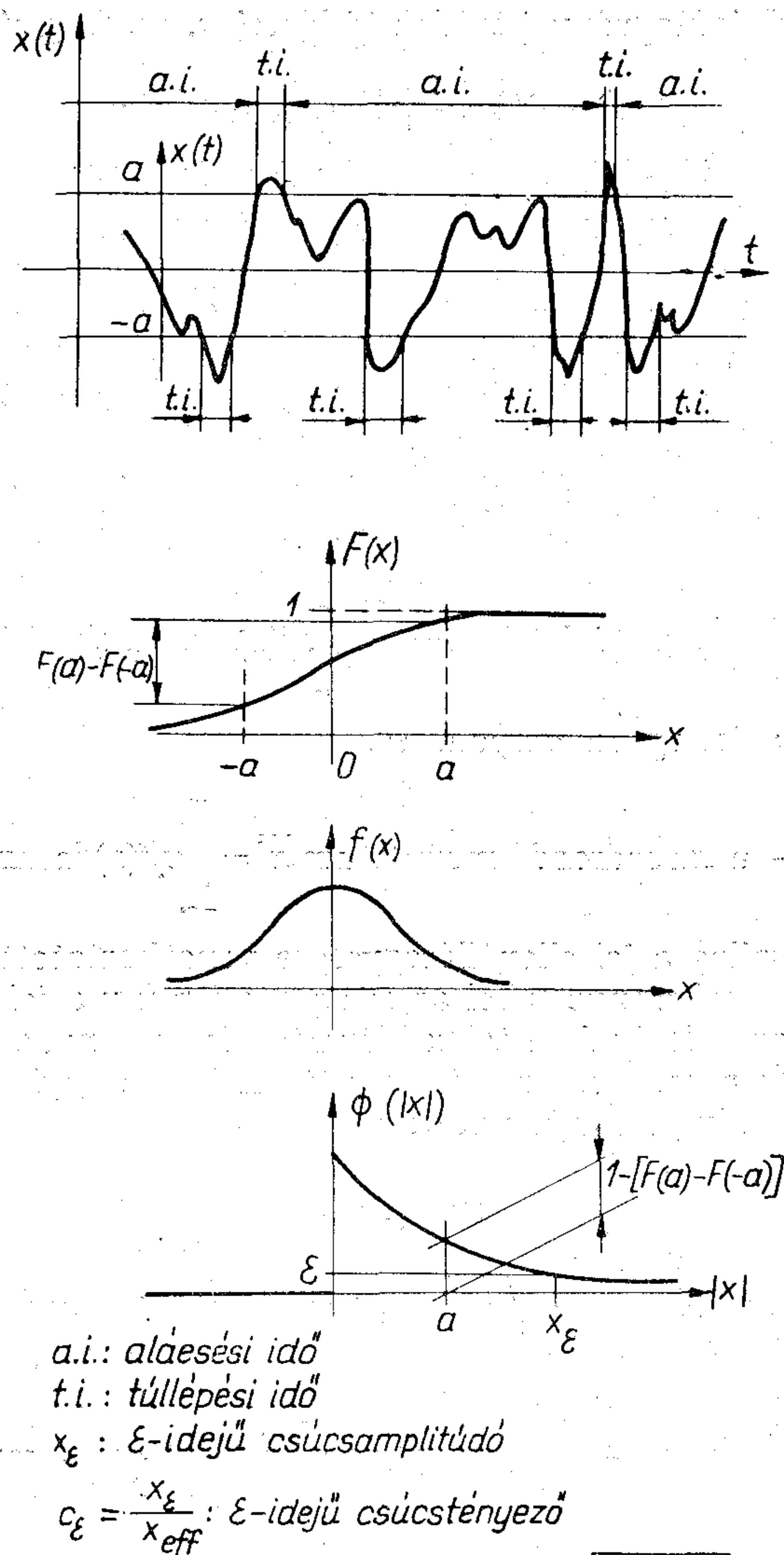
— a szórás $D = \sqrt{\bar{x}^2 - (\bar{x})^2}$; amely zérus egyenkomponensű jel esetén az effektív értékkel egyenlő.

— a jel ε valószínűségű csúsamplitúdója, x_ε , ($x_\varepsilon \geq 0$), amely fizikailag azon $(-x_\varepsilon, +x_\varepsilon)$ amplitúdó-

1. táblázat

Híryanagok jeleinek amplitúdó-sűrűségfüggvénye, karakterisztikus függvénye és jellegzetes paraméterei

Eloszlások (híryanagok)	Sűrűség fv.	Karakterisztikus fv.	D: eff. érték A: absz. csúcs-érték
1. Normális (Gauss-zaj)	$\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$	$e^{-\frac{\sigma^2 t^2}{2}}$	$D = \sigma$
2. Gamma, $l > 0$ (beszéd)	$\frac{1}{2\beta\Gamma(l)} \left \frac{x}{\beta}\right ^{l-1} e^{-\left \frac{x}{\beta}\right }$	$\frac{\cos[l \cdot \arctg(\beta t)]}{[1 + (\beta t)^2]^{l/2}}$	$D = \beta \sqrt{l(l+1)}$ $l > 0$
3. Exponenciális (Gamma $l=1$) (zene)	$\frac{\lambda}{2} e^{-\lambda x }$	$\left[1 + \left(\frac{t}{\lambda}\right)^2\right]^{-1}$	$D = \frac{\sqrt{2}}{\lambda} = \sqrt{2} \cdot \beta$
4. Egyenletes (kép)	$\frac{1}{2A}$ ha $ x \leq A$ 0 ha $ x > A$	$\text{si}(A \cdot t)$	$A = \sqrt{3} \cdot D$
5. Harmonikus (pl. jelzés)	$\frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{A^2 - x^2}}$ ha $ x \leq A$ 0 ha $ x > A$	$J_0(A \cdot t)$	$A = \sqrt{2} D$
6. Bináris (poláris adat)	$\frac{1}{2} \delta(x+A) + \frac{1}{2} \delta(x-A)$	$\cos(A \cdot t)$	$A = D$
7. Dirac (szünet)	$\delta(x)$	1	



1. ábra. Véletlen jelek statisztikai jellemzői

sávot jelöli ki, amelyből a jel ε valószínűséggel lép ki, s amelynek definícióját az alábbi implicit egyenlet adja:

$$\varepsilon = \Phi(|x_\varepsilon|) \quad (6)$$

(megjegyezzük, hogy x_ε -t ε -idejű csúcsamplitúdónak is nevezhetjük, mivel a $(-x_\varepsilon, +x_\varepsilon)$ sávból a jel az idő ε hányadában lép ki),

— a jel ε valószínűségű (idejű) csúcstényezője, amely a fent definiált fogalmakkal

$$c_\varepsilon = \frac{x_\varepsilon}{x_{\text{eff}}} \quad (7)$$

alakban fejezhető ki,

— a jel abszolút csúcsamplitúdója A , amelyre fennáll:

$$A = \max \{|x(t)|\}, \quad (8)$$

— a jel abszolút csúcstényezője: $c_p = \frac{A}{x_{\text{eff}}}$.

Megjegyezzük, hogy a jobb összehasonlíthatóság érdekében sokszor célszerű az effektív értékre normált pillanatnyi amplitúdók függvényében ábrázolni és megadni az eloszlásokat jellemző függvényeket.

Az 1. táblázatban megadtuk — amennyiben értelmezhető — a csúcsamplitúdó és az effektív érték viszonyát, s az egyéb paraméterekkel való kapcsolatot. Mindegyik hírányag eloszlása szimmetrikusnak, zérus egyenkomponensűnek tekintett. Az esetleges egyenkomponens (m) a sűrűségfüggvénynél a független változó transzformációjával, a karakterisztikus függvénynél $\varphi(t)$ -nek e_{jmt} -vel való szorzásával vehető figyelembe (utóbbi a Fourier-transzformáció tulajdonságából következik).

Fenti definíciók áttekintése után rátérünk a távközlésben sűrűn előforduló hírányagokkal, valamint a sztochasztikus mérőjelekkel kapcsolatos eloszlások tárgyalására.

2.1 Gauss-zaj

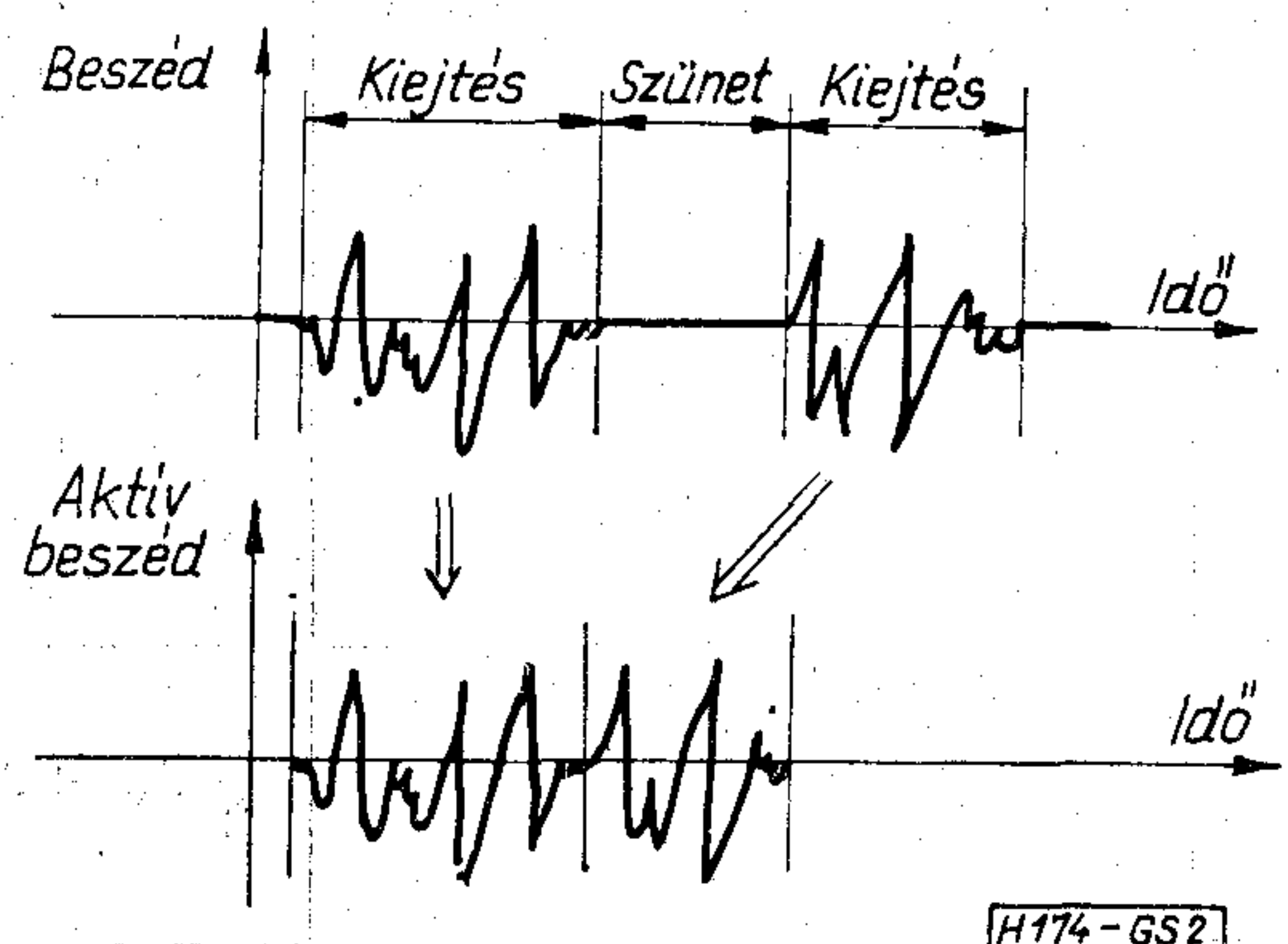
A Gauss-zaj, azaz a normális folyamat a híradástechnikában nagy jelentőségű, mert a legtöbb zaj — a központi határeloszlástétel következményeként — vagy ilyen, vagy ezzel igen jól közelíthető, továbbá mint a bevezetőben láttuk, a legszélesebb körben használt sztochasztikus mérőjel.

A normális folyamat igen fontos jellemzője, hogy a zajból vett minták lineáris korrelálatlansága a minták teljes függetlenségét jelenti.

A normális folyamat olyan stacionárius sztochasztikus folyamat, amelynek n -ed rendű eloszlásfüggvénye az ún. n dimenziós normális eloszlás. Az elsőrendű eloszlásfüggvényt és ennek közismerten hasonló alakú Fourier-transzformáltját, azaz karakterisztikus függvényét az 1. táblázat első sora tartalmazza, a normális eloszlásnál szokásos szórast (σ -t) paraméterként választva [5.]

2.2 A beszéd

A beszéd egy Richardstól [2] származó modell szerint „kiejtésekre” és „szünetekre” tagolható (a kiejtések és szünetek pontos definíciójával itt nem foglalkozunk). Amennyiben egy beszélő kiejtéseit időfolytonosan egymás mellé rendezve képzeljük a 2. ábra szerint, az így nyert ún. „aktív beszéd” igen jól



2. ábra. A beszéd modellje

jellemezhető egy stacionárius sztochasztikus folyamattal. E folyamat amplitúdó eloszlását először Holdbrook és Dixon [3] vizsgálta. Később kitűnt, hogy az eloszlás nem teljesen szimmetrikus [4], de az aszimmetria viszonylag kismértékű, így a Richards által közölt, szimmetriát feltételező ún. Gamma-eloszlás ma is jól felhasználható. Az eloszlást leíró függvényt az 1. táblázat tartalmazza. A vizsgálatok kimutatták, hogy az elektromos jel amplitúdóeloszlása lényeges mértékben függ az alkalmazott mikrofontól. Ezt a függést írja le matematikailag az l paraméter, szénmikrofon esetén $l=0,2$, jó minőségű mikrofonra $l=0,5$ adja a legjobb leírást.

Érdemes kiemelni a beszéddel kapcsolatban azt, hogy a nagy amplitúdók sokkal gyakoribbak benne, mint a Gauss-eloszlású jelben. Az effektív érték négyszeresét a jel pl. az előbbiben kb. 1%-os, míg utóbbiban mindössze kb. 0,02%-os valószínűséggel lépi túl. Ezt az átvivő berendezések kivezérlési tartományának méretezésekor feltétlenül figyelembe kell venni.

A Gamma-eloszláshoz tartozó karakterisztikus függvényt szintén az 1. táblázat, míg annak levezetését az 1. Függelék tartalmazza. A Gamma-eloszlás β paramétere és effektív értéke közötti összefüggést szintén az 1. táblázatban találjuk.

2.3 A zene

A zene stacionárius sztochasztikus modelljében a szünetektől eltekinthetünk, s a folyamat amplitúdóeloszlását exponenciális eloszlással közelíthetjük a legjobban.

Az exponenciális eloszlás a Gamma-eloszlás speciális esete ($l=1$ helyettesítéssel). Mint várható, a zene jel esetén is a nagy amplitúdók nagyobb valószínűségűek mint a Gauss-eloszlású jelben.

2.4 A (fekete-fehér) kép

A tapasztalat azt mutatja, hogy a képtávíró jelében, valamint a szinkronjeleket nem tartalmazó TV-video jelben a fehér és fekete közötti minden árnyalat azonos valószínűséggel fordul elő. Tehát a képinformációt hordozó jelek egyenletes eloszlással írhatók le, amely megegyezik a mérőjelként használható lineáris felfutású fűrészel eloszlásával. A képjel pillanatértékei tehát — ellentétben az előzőekkel — egy meghatározott szinttartományon kívül nulla valószínűségűek. Az egyenletes eloszlás karakterisztikus függvényét — az 1. táblázat definíciója alapján — a $\sin x/x$ alakú függvénnyel írhatjuk le. Megjegyezzük, hogy a szinkronjelek a sűrűségfüggvényben Dirac-delta függvényekkel vehetők figyelembe.

2.5 Harmonikus jel

A távközlésben használatos különböző vonali jelzések, a vonalas rajzok továbbítására alkalmas fakszimile, valamint a frekvenciamodulált távíró jelei különböző frekvenciájú szinuszos jelekből és szünetekből állnak. Az alapelemet képező harmonikus jel eloszlása nem függ a jel frekvenciájától, fázisától, így különböző szinuszos vivőjű modulált jelek egysze-

rűen leírhatók a jel A amplitúdójának megadásával. A harmonikus jel sűrűségfüggvényének meghatározását pl. [6]-ban találjuk, míg karakterisztikus függvényét, amely nullad-rendű Bessel-függvény a 2. függelékben vezetjük le.

2.6 Véletlen bináris jel

A véletlen bináris jel jelentőségét az adja, hogy egyrészt mint sztochasztikus vizsgálójel használható fel (lásd pl. [7]), másrészt mint kétállapotú poláris adatjel fordul elő a távközlésben. A véletlen jelről feltételezzük, hogy amplitúdója minden elemi (óra-) időtartamban, a korábbi állapottól függetlenül, $1/2$ -es valószínűséggel A , illetve $-A$. A sűrűségfüggvényt képező két Dirac—delta függvény következményeként — ellentétben az előző véletlen jelek lecsengő karakterisztikus függvényével — periodikus karakterisztikus függvényt kapunk (lásd az 1. táblázatot).

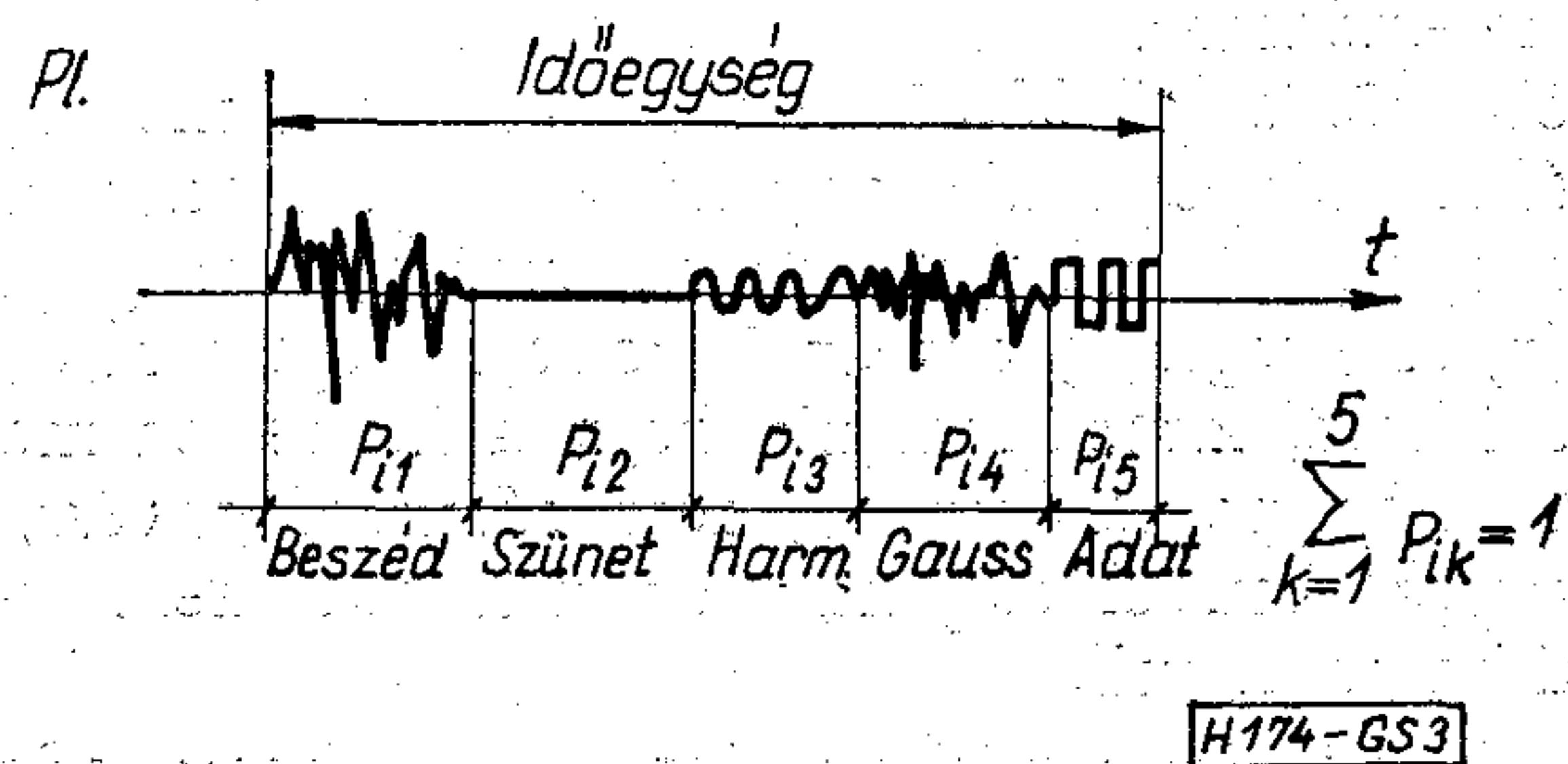
2.7 Szünet

A beszéd, fakszimile stb. jeleinek modellezése az aktív jelrészek mellett szünetek figyelembevételét is szükségessé teszi. Az azonosan nulla jel sűrűségfüggvénye egységnyi területű Dirac-függvény, karakterisztikus függvénye pedig t -től függetlenül konstans. A gyakorlati esetekben a vizsgált jel aktivitásától függ az alkalmazott szünetjel Dirac-függvényének nagysága. Például 25% aktivitású beszéd esetén a sztochasztikus modell 0,25 valószínűséggel aktív beszédet leíró Gamma-eloszlásból és 0,75 valószínűséggel szünetből komponált.

3. Összetett jel eloszlásának számítása

Jelen fejezet célja gyors számítógépes módszert ismertetni komponált jelek összegeként előálló összetett jel amplitúdó-sűrűségfüggvényének meghatározására. Komponált jelen itt olyan jelet értünk, amelyet különböző statisztikai tulajdonságú, egymást időben át nem fedő alap- (elemi-) jelek alkotnak. (Komponált jelre mutat példát a 3. ábra.) A komponált jeleket egymástól függetlennek fogjuk tekinteni, ami a gyakorlati eseteket tekintve nem jelent megszorítást.

A fenti modell felhasználható frekvenciamultiplex sokcsatornás berendezéseknél, ha az egyes hírványokat (pl. beszéd, csengetés stb.) alapjelnek, az egyes csatornák jelét komponált jelnek, s — ha a frekvenciaáttevés amplitúdóeloszlásra gyakorolt hatásától eltekinthetünk — a csatornanyaláb együttes jelét a fent



3. ábra. Példa a komponált jelre

definiált összetett jelnek tekintjük. Így a bemutatott módszer jól alkalmazható pl. az együttes jelet átvivő egységek csúcsterhelésre méretezésénél.

A feladat megoldása során először a komponált jelek sűrűségfüggvényeit kell meghatározni. Ezzel a kérdéssel a 3.2 részben foglalkozunk. Logikailag ezután következik a tulajdonképpeni számítástechnikai nehézség: a komponált jelek sűrűségfüggvényeinek ismeretében az összegjel sűrűségfüggvényének meghatározása.

3.1 Eloszlások konvolúciójának számítógépes meghatározási módszerei

Ismeretes, hogy ha az egyes összegezendő véletlen jelek eloszlásának $f_i(x)$ sűrűségfüggvénye ismert, akkor az összegjel $f(x)$ eredő sűrűségfüggvényét — feltételezve az egyes összetevő jelek függetlenségét — az $f_i(x)$ sűrűségfüggvények konvolúciójaként kapjuk; n jel esetén

$$f(x) = f_1(x) * f_2(x) * \dots * f_n(x) = \prod_{i=1}^n f_i(x). \quad (9)$$

Ha az i -edik és j -edik összegezendő jel sűrűségfüggvénye megegyezik, akkor $f_i(x) = f_j(x)$.

A (9) szerinti művelet sor számítógépes elvégzésére három egymástól merőben különböző módszer kínálkozik: 1. A konvolúcióintegrálok direkt elvégzése, például Romberg-eljárással. 2. A valószínűségi jelenség szimulációja Monte-Carlo elven. 3. A konvolúcióintegrál elvégzése a karakterisztikus függvények útján, Fourier-transzformáció közbeiktatásával.

A Vezetékes Híradástechnika Tanszék meglevő programkönyvtára, illetve e feladat számára készült programok segítségével lehetőség nyílt a három módszer összevetésére.

1. *Közvetlen eljárás.* A konvolúció közvetlen számítása során tkp. szorzat paraméteres integrálását kell elvégeznünk:

$$f(x) = f_1(x) * f_2(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\sigma) f_2(x - \sigma) d\sigma.$$

Ennek egy standard számítógépes módszere a Romberg-eljáráson alapuló integrálás.

A módszer rendkívüli hátránya, hogy egy lépésben csak 2 függvény (2 jel) konvolválható, az adatok megadása rendezést igényel. A módszer időigényességét mutatja, hogy két, egyenként N pontban megadott függvény konvolúciójának meghatározására az összeadásoktól eltekintve kb. N^2 szorzás szükséges, ami nagy N esetén lényegesen több műveletet jelent, mint a 3. alpontban ismertetendő Fourier-módszer.

Többszörös (pl. 900 jel = 900 csatorna) konvolúció esetén reménytelenül nagy műveletszám adódik, s ha meggondoljuk, hogy azonos típusú jelek megegyező $f(x)$ sűrűségfüggvényeinek konvolúciója sem egyszerűsíthető, kimondhatjuk, hogy a közvetlen módszert nagy pontszámmal adott sűrűségfüggvények többszörös konvolúciójának számítására nem célszerű használnunk.

2. *Monte-Carlo-módszer.* Ismeretes, hogy adott $f_1(x)$ és $f_2(x)$ sűrűségfüggvényű ξ_1 , ξ_2 véletlen szá-

mokat generálva, a véletlen számok $\xi_1 + \xi_2$ összegének sűrűségfüggvénye — nagyszámú kísérlet elvégzése esetén — $f_1(x)$ és $f_2(x)$ konvolúcióját adja. A hangsúly itt a kísérletek nagy számán és a megfelelő eloszlású véletlen számok generálásán van. A véletlen számok összegezése jól egyezik a fizikai képpel.

Az országban hozzáférhető program [9] egy lépésben maximálisan 6 sűrűségfüggvény konvolúciójára alkalmas. Az adott feladatunkban való alkalmazása során a futtatási tapasztalatok alapján problémát jelent az $f_1(x)$ sűrűségfüggvények megadása, a konvolvált eredmény-függvény értékes tartományának relatív leszűkülése, az elméletileg szimmetrikusnak várt sűrűségfüggvények a módszer statisztikus jellegével magyarázható aszimmetriája, a sűrűségfüggvény számunkra fontos kis ordinátájú szakaszának — szintén a módszer lényegéből következő — fokozott pontatlansága. Mindezek mellett a módszer elegendő pontossághoz nagyszámú kísérletet (10⁵...10⁶), így nagy gépi időt is igényel. Hatnál többszöri konvolúció kiszámítására pedig a program többszöri alkalmazására — esetleg önbehívására — lenne szükség, ami nagyszámú feladat megoldását rendkívül bonyolulttá teheti.

3. *Fourier-módszer.* Ismeretes, hogy egy valószínűség-iváltozó karakterisztikus függvényén e valószínűségi változó sűrűségfüggvényének Fourier-transzformáltját értjük:

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{jxt} dx, \quad (10)$$

ahol $t = 2\pi f$ és a dimenziókra ([]) nézve fennáll:

$$[t] = \frac{\text{radián}}{[x]}.$$

Számunkra lényeges az a tény, hogy független valószínűségi változók összegének karakterisztikus függvényét az egyes valószínűségi változók karakterisztikus függvényeinek szorzataként kapjuk, ugyanis (9)-et Fourier-transzformálva:

$$\varphi(t) = \varphi_1(t) \varphi_2(t) \dots \varphi_n(t) = \prod_{i=1}^n \varphi_i(t), \quad (10a)$$

$$\text{ahol} \quad \varphi_i(t) = \mathcal{F}\{f_i(x)\}. \quad (10b)$$

Tehát, ha rendelkezésünkre áll egy gyors Fourier-transzformációt végző program, akkor a különböző típusú sűrűségfüggvények karakterisztikus függvényét kiszámolva, szorzatképzés után inverz transzformációval nyerjük az eredő sűrűségfüggvényt:

$$f(x) = \mathcal{F}^{-1}\{\varphi(t)\}. \quad (11)$$

A gyakorlatban számos analitikusan megadható sűrűségfüggvény karakterisztikus függvénye ismert (lásd 2. fejezet), közvetlenül programozható, és ami nagyon lényeges az előző módszerekkel szemben: azonos típusú sűrűségfüggvények karakterisztikus függvényét tulajdonképpen csak egyszer kell meghatározni. Előnyös továbbá, hogy semmiféle gyakorlati korlátozás nincs n -re, a konvolválandó függvények számára.

A Fourier-transzformáció igen gyors elvégzése valószínűsíthető meg az ún. FFT (Fast Fourier Transform) módszerrel. Ilyen program munkánk során kidolgozásra került R. C. SINGLETON eljárásainak alapulvételével [10].

Az FFT módszer hatásosságát bizonyíthatjuk azal, hogy a közvetlen eljárással azonos pontosságot biztosítva — e módszer legkevésbé hatékony esetében, csupán két, egyenként N pontban megadott függvény konvolúciójának meghatározására kb. $3N \lg(N)$ számú szorzásra van szükség a közvetlen eljárás N^2 műveletszámával szemben. Ez például $N = 2^{10} \cong 10^3$ adat esetén $3 \cdot 10^4$ műveletszámot jelent 10^6 -nal szemben, hangsúlyozva azt, hogy kettőnél több konvolvándó sűrűségfüggvény esetén az előző módszerek számítástechnikája bonyolódik, míg e módszer mind kedvezőbb feltételeket és pontosabb eredményt nyújt. Nagy csatornaszám esetén a két módszer műveletszámának viszonya kb. N .

Az FFT módszerrel való konvolúciószámítás a Monte-Carlo-módszerrel szemben lényegesen nagyobb pontosságot nyújt sokkal kevesebb gépi idő felhasználásával. Számszerű összehasonlítást Gauss-eloszlás négy, ill. hatszoros önkonvolúciójának mindkét módszerrel történő meghatározásával végeztünk. Az eredményeket a 2. táblázatban hasonlíthatjuk össze, ahol FFT-vel számolt értékek 10^{-9} -es nagyságrendig megegyeznek az elméleti — az eredményt közvetlenül számító program segítségével meghatározott — értékekkel, ezért az elméleti értékeket külön nem is tüntettük fel. A táblázati adatok számítását FFT módszerrel, 256 ponttal végezve 130 s, míg Monte-Carlo-módszerrel, 10^5 számú kísérletet véve kb. 20 perc futási idő adódott.

2. táblázat

Saját effektív értékére norm. abszcissa	Az eredő sűrűségfüggvény értéke			
	Négyszeres önkonvolúció esetén		Hatszoros önkonvolúció esetén	
	FFT-KONV módszerrel	Monte-Carlo módszerrel	FFT-KONV módszerrel	Monte-Carlo módszerrel
0	0,19947114	0,19777333	0,1628675	0,16048889
0,78	0,058848507	0,05752	0,026098617	0,0272444
1,35	0,005388901	0,00522666	0,00072321	0,00078222
2,34	$0,7774 \cdot 10^{-6}$	0	$1,1384 \cdot 10^{-8}$	0*

* Már 2,03-tól állandó nulla értéket ad

Összefoglalva, határozottan kimondhatjuk, hogy nagyszámú eloszlás konvolúciójának számítógépes meghatározása leggazdaságosabban a karakterisztikus függvények elvén, az FFT eljárás felhasználásával végezhető.

3.2 FFT-n alapuló eljárás az összetett jel eloszlásának meghatározására

Összegjel eloszlásának meghatározására az előző pontban a karakterisztikus függvények segítségével való számítást találtuk a legmegfelelőbbnek. Ezen pontban e módszer választása mellett végigkövetjük

a komponált jelek összegeként adódó összetett jel sűrűségfüggvényének meghatározását, a bementi program-paraméterek meghatározásának lényeges szempontjait s a számítás menetét.

A számítás elve

A sokcsatornás berendezéseknél előálló helyzet könnyű figyelembevételére tételezzük fel, hogy összesen L féle híryanag fordul elő, s ezek sűrűségfüggvénye $f_k(x)$ ($k=1, 2, \dots, L$). Ezen híryanagokból H darab komponált jelet (csatornajelet) állítunk össze. Gyakorlati eseteknek megfelelően feltételezzük, hogy a H darab komponált jel nem mind különbözik egymástól (statisztikailag), hanem mindössze M ($M \leq H$) különböző típusú komponált jel van, s az i -edik típusú ($i=1, 2, \dots, M$) komponált jel h_i esetben (h_i csatornán) fordul elő. Nyilvánvalóan $\sum_{i=1}^M h_i = H$.

Az i -edik típusú komponált jelben (lásd 3. ábra) forduljon elő a k -adik híryanag p_{ik} valószínűséggel. Más szóval: az idő p_{ik} hányadában, azaz p_{ik} aktivitással van jelen a k -adik típusú híryanag. Ekkor az i -edik típusú komponált jel amplitúdó-sűrűségfüggvénye az alapjelek sűrűségfüggvényeinek lineáris kombinációja:

$$f_{(i)}(x) = p_{i1}f_1(x) + p_{i2}f_2(x) + \dots + p_{ik}f_k(x) + \dots \quad (12)$$

$$\dots + p_{iL}f_L(x) = \sum_{k=1}^L p_{ik}f_k(x)$$

Ha a k -adik típusú híryanag nem fordul elő, akkor természetesen $p_{ik}=0$.

Az összetett jel sűrűségfüggvényének meghatározásához (10b) szerint szükség van a (12) szerinti komponált jel karakterisztikus függvényére. A Fourier-transzformáció linearitása miatt

$$\varphi_{(i)}(t) = \mathcal{F}\{f_{(i)}(x)\} = \sum_{k=1}^L p_{ik}\varphi_k(t). \quad (13)$$

Ha az egyes híryanagok $\varphi_k(t)$ karakterisztikus függvényei analitikus alakban rendelkezésre állnak (amint az a 2. fejezetben felsorolt híryanagok esetében teljesül), akkor a (13) összefüggés közvetlenül programozható(!), és nem kell a benne kijelölt Fourier-transzformációt numerikusan elvégezni.

Az M fajta, fajtánként h_i darab komponált jel összegeként adódó összetett jel eloszlásához tartozó karakterisztikus függvény (10a) szerint:

$$\varphi(t) = \prod_{i=1}^M [\varphi_{(i)}(t)]^{h_i} = \prod_{i=1}^M \left[\sum_{k=1}^L p_{ik}\varphi_k(t) \right]^{h_i}. \quad (14)$$

A $\varphi_k(t)$ -k és p_{ik} -k ismeretében ez az összefüggés is jól programozható. (Megjegyezzük: az eredő karakterisztikus függvény valós páros függvény lesz, ha az összetevő híryanagok jeleinek egyenkomponens nélküli, szimmetrikus sűrűségfüggvénye van.)

Az eredetileg célként megjelölt mennyiséget, az összetett jel sűrűségfüggvényét a (14) jobb oldalán levő mennyiség inverz Fourier-transzformációjával határozzuk meg. Az elkészült program ezt a lépést FFT eljárással hajtja végre (megjegyezzük, hogy a transz-

formáció során nullára szimmetrikus függvényt kapunk).

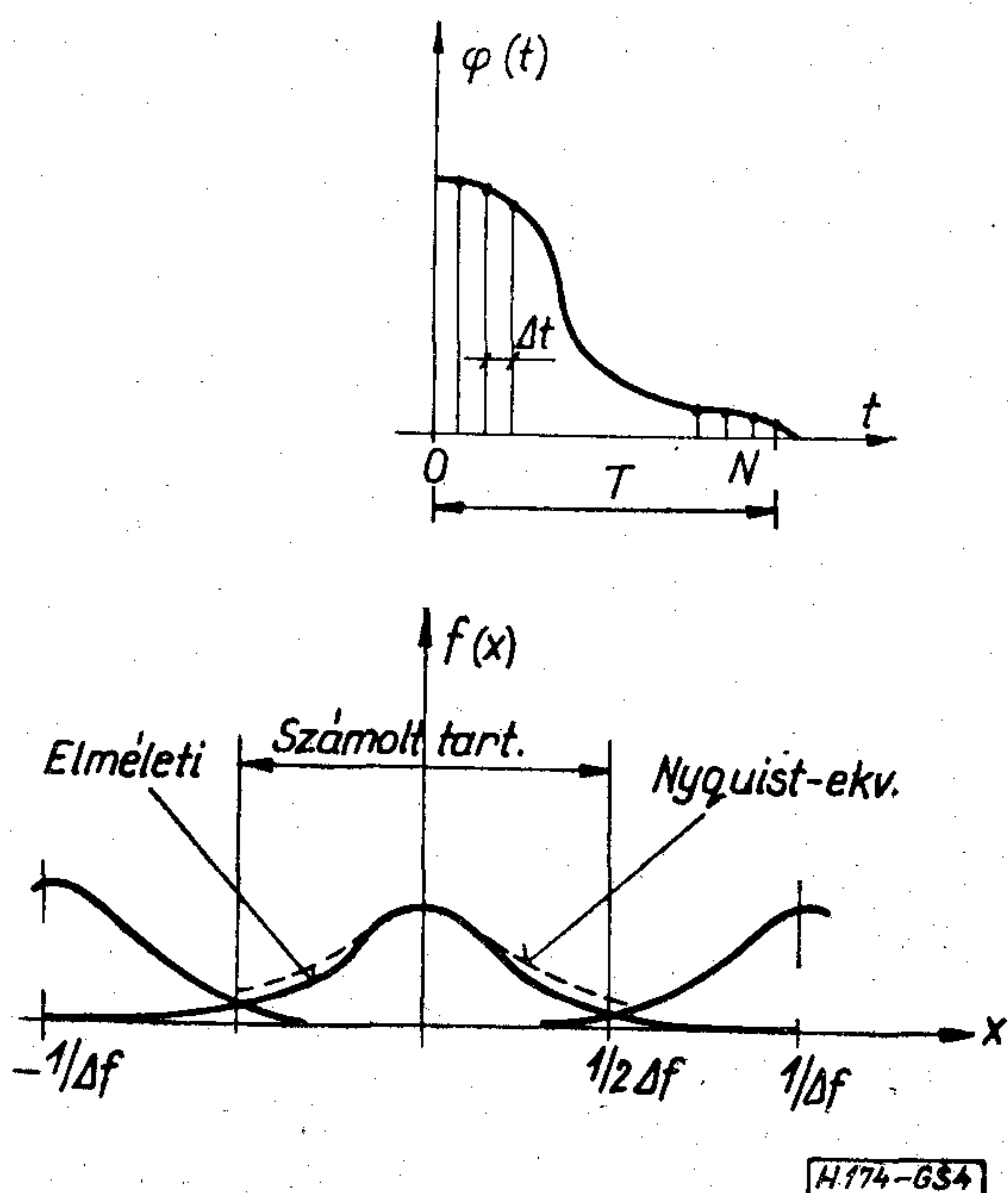
A számítás hibája. Mivel numerikus számítás csupán véges számú adatból kiindulva, véges számú művelettel végezhető el, a Fourier-transzformáció improprius integráljait véges szummákkal kell közelíteni, így ún. diszkrét Fourier-transzformációt (DFT) végzünk. Folytonos függvény esetén a Fourier-transzformáció akkor közelíthető megfelelően DFT-vel, ha mind a transzformálandó, mind a transzformált függvény elegendően gyorsan tart nullához (vagy az egyik bizonyos intervallumon kívül nulla). Ugyanis pl. a t tartományban a karakterisztikus függvényt valamely T -nél határolva, és $N+1$ számú diszkrét pontban megadva valós és képzetes részét (a nulladik és N -dik pontban a képzetes rész kötelezően zérus), az x tartományban $2 \cdot N$ pontban adott valós periodikus függvényt kapunk, amely a mintavételi tételnek megfelelően a lehatárolás figyelembevételével elméletileg várt

$f(x)$ sűrűségfüggvény helyett annak $\Delta f = \frac{\Delta t}{2\pi} = \frac{T}{2\pi N}$ szerinti Nyquist-ekvivalense (4. ábra). Ez utóbbinak definíciója:

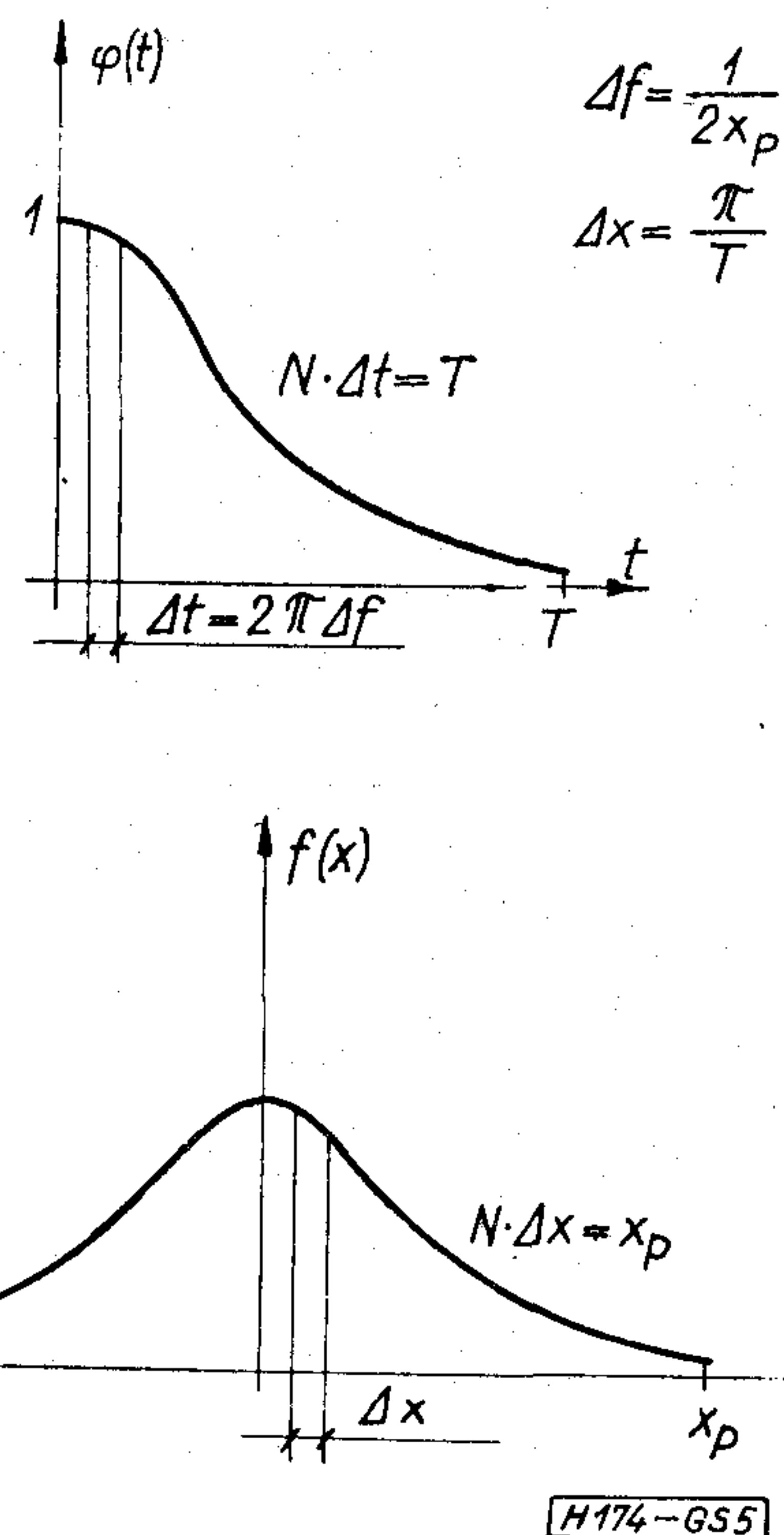
$$f_{\text{NYQ}}(x) = \begin{cases} \sum_{k=-\infty}^{\infty} f\left(x + \frac{k}{\Delta f}\right), & \text{ha } |x| \leq \frac{1}{2 \cdot \Delta f} \\ 0 \dots \text{különben.} \end{cases}$$

Így a t tartományban a lehatárolás, az x tartományban pedig az $1/\Delta f$ -fel eltolt $f(x)$ -ek okozta visszalapodások jelentenek hibát. Ahhoz, hogy az utóbbi hiba kicsi legyen az szükséges, hogy $f(x)$ elég gyorsan tartson nullához, ha $x > 1/2 \Delta f$.

A számítási adatok konkrét megadása során a fentiek figyelembevétele rendkívül fontos a megfelelő pontosság elérésére.



4. ábra. A DFT (diszkrét Fourier-transzformáció) számítási hibái



5. ábra. A karakterisztikus- és a sűrűségfüggvény számítási adatainak kapcsolata

A karakterisztikus függvény és a sűrűségfüggvény megfogása. A fentiek alapján pontosíthatjuk feladatunkat. A számítás során az eredő karakterisztikus függvényt úgy kell meghatároznunk, hogy: 1. a figyelembe vett tartományon kívül $\varphi(t)$ elhanyagolható legyen, 2. a Δf mintaköz elegendően kicsiny legyen, s így az x tartományban létrejövő visszalapodási hibától eltekinthetünk, 3. a számolt pontok száma $2^m + 1$ ($m=3, 4, \dots$) legyen. (Ezen utóbbi megkötés az FFT algoritmus alkalmazásának feltétele!)

A követelmények teljesítésére kvalitatíve ismerünk kell a $\varphi(t)$ és $f(x)$ függvényeket (pl. 5. ábra).

Az első feltétel olyan T felvételét követeli meg, ahol már $\varphi(t) \approx 0$. Ezen T értéket a (14) összefüggés becslésével határozhatjuk meg. Néhány jól felhasználható gondolat:

— Hatványozás hatására $\varphi(t)$ csak csökkenhet, ugyanis $|\varphi(t)| \leq 1$ minden t -re.

— Egy komponált jelben szereplő karakterisztikus függvények közül célszerű a „dominánst”, a legkevésbé eltűnő tagot kiválasztani. Ez, ha van, akkor — általában a szünet—jelnek megfelelő konstans tag.

— Ha T ismert egységnyi effektív értékű jelre, akkor tetszőleges D effektív érték esetén:

$$T_D = \frac{T_{D=1}}{D}.$$

A 2. feltétel Δf felvételére ad utasítást. Mivel Δf összefüggésben van a számolt x intervallum határával ($X_p = 1/2 \Delta f$), így olyan nagy X_p -t kell választani, amelynél $f(x) \approx 0$, továbbá X_p elegendően nagy az eredő jel csúcs tényezőjének pontos meghatározásához. X_p jól becsülhető az összetett jel effektív értékének (x_{eff}) ismeretében, hisz a gyakorlatban tapasztalható

jelek amplitúdói a saját effektív értéküknek kb. 4-szereséig fordulnak elő számottevő valószínűséggel, azaz pl. $X_P = 4x_{\text{eff}}$. Az x_{eff} viszont egyszerűen meghatározható az egyes elemi hírányagok D_{ik} effektív értékei, és p_{ik} aktivitási tényezői segítségével:

$$x_{\text{eff}} = \left[\sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^L p_{ik} \cdot D_{ik}^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (15)$$

amint az (14)-ből egyszerű számítással belátható.

Amennyiben X_P és T értékét a fentiek szerint felvettük, az összes többi adat már meghatározható. Lényeges N értékének ellenőrzése a 3. követelmény teljesítése szempontjából. Az 5. ábra szerinti összefüggések alapján ugyanis fenn kell állni az

$$N = \frac{X_P \cdot T}{\pi} \text{ egyenletnek.}$$

Amennyiben az így kapott N nem teljesíti az FFT algoritmus alkalmazhatóságának ($N = 2^m + 1$) feltételét, a kiszámolandó pontok számát ($2N > 2^m + 1 \cong \cong N$)-ben határozzuk meg, s az X_P és T módosításával a $\pi \cdot 2^m = X_P \cdot T$ egyenlőséget állítjuk be.

3.3 A számítógép-programról

A fenti számítást két, RAZDAN-ALGOL nyelven írt program, a KARAKT és az FFT egymás utáni alkalmazásával végezhetjük el.

A KARAKT összetett jel karakterisztikus függvényének (14) szerinti meghatározására alkalmas. Segítségével lehetőség nyílik az 1. táblázatban felsorolt hírányagok karakterisztikus függvényeinek felhasználásával a (14) összefüggéssel definiált eredő karakterisztikus függvény tetszőleges számú pontban való meghatározására. Mint az 1. táblázatból kitűnik, az egyes karakterisztikus függvények effektív értékükkel (1.—3.), illetve csúcstértékükkel (4.—6.) paraméterezhetők, a Gamma-eloszlás esetén pedig egy további paraméter is szerepel. Komponált eloszlást — az aktivitási tényezők megadásával — e két eloszlásból állíthatunk össze, egy-egy eloszlástípust akár többször is, különböző paraméterrel és aktivitási tényezővel szerepeltetve.

A (14) összefüggésnek megfelelően különböző típusú kompozíciókat (csatornákat) definiálhatunk, megadva az egyes kompozíciók számát az összetett jelben.

A program segítségével a kiszámolt eredő karakterisztikus függvény segédadatokkal ellátva lyukszalagra perforálható úgy, hogy közvetlenül a sűrűségfüggvényt meghatározó FFT program adatszalaiaként szerepeljen.

Az FFT program valós Fourier-, illetve inverz Fourier-transzformációt hajt végre az ún. gyors Fourier-transzformáció módszerével, kötött számú pontban megadott függvényeken. Egyaránt felhasználható Fourier-sor és Fourier-integrál meghatározására.

Az FFT program eredményeként a csatornanyaláb összetett jelének sűrűségfüggvényét kapjuk.

4. Statisztikus paraméterek meghatározása

Ebben a fejezetben azzal a kérdéssel foglalkozunk, hogy miként célszerű egy amplitúdóeloszlást műszakilag értékelni, illetve két, sűrűségfüggvénnyel adott

amplitúdóeloszlást műszaki szempontból összehasonlítani. Noha a javasolt módszer bármilyen eloszlás esetén alkalmazható, a kidolgozott számítógépprogram viszonyítási eloszlásnak mindig a normális eloszlást tekinti.

A viszonyítást célszerűen a vizsgált sűrűségfüggvény átlagértékével és szórásával azonos paraméterű normális sűrűségfüggvénnyel végezzük. E két paraméter a normális eloszlást már determinálja.

Feladatunk egyrészt tehát a sűrűségfüggvény műszakilag érdekes jellemzőinek meghatározása, másrészt a sűrűségfüggvény összehasonlítása a normális eloszlással. E feladatokat számítógépes módszerrel célszerű elvégezni, tekintettel az adatok nagy mennyiségére. A fentebb vázolt feladatok elvégzésére készült a STATISZTIKA nevű program.

A program kiszámolja a pontonként beolvasott „sűrűségfüggvény” 2. fejezetben definiált momentumait, nevezetesen a várható értéket (egyenkomponenst), a másodrendű momentumot (teljesítményt), a szórást (effektív érték) stb.

Ezen jellemzőket oly módon számolja a program, hogy a beadott „sűrűségfüggvény” alatti területet automatikusan egyre normálja. A várható érték számítására felhasznált összefüggés például:

$$\bar{x} = \frac{\sum_i x_i \cdot f(x_i)}{\sum_i f(x_i)}.$$

E számítás jogosságának feltétele természetesen az, hogy a sűrűségfüggvényt egyenletes lépésközökben adjuk meg.

A program eredményeként nyerjük továbbá a program felhasználója által megkívánt ϵ valószínűségű csúcstényezőket, valamint a nem szimmetrikus sűrűségfüggvényeknél is értelmezhető ϵ valószínűségű csúcsamplitúdókat, a két kvartilist (25, ill. 75%-os valószínűségű túllépéshez tartozó csúcsamplitúdók), a mediánt (50%) stb.

Az eddig említett sűrűségfüggvény-jellemzők ismeretében is már messzemenő következtetéseket vonhatunk le a normális vagy egyéb eloszlással való hasonlatosságra, esetleg a számítási eljárás pontosságára vonatkozólag.

A 3. fejezetben szerepelt feladat esetén például az eredő eloszlás összteljesítménye könnyen meghatározható a (15) összefüggéssel, így lehetőségünk nyílik a kiindulási adatok, a figyelembe vett T és X_P tartományok értékének ellenőrzésére. A normális eloszlásra jellemző csúcstényezőket ismerve pedig lehetővé válik az adott eloszlással való kvalitatív összevetés.

A statisztikus kiértékelés második fő feladata az $f(x)$ sűrűségfüggvény kvantitatív összehasonlítása az ugyanolyan átlagértékű és szórású $g(x)$ normális sűrűségfüggvénnyel. A hasonlóság mérőszámát a számítástechnikai korlátok figyelembevételével, a műszaki feladat orientáltságának megfelelően különbözőképpen definiálhatjuk. A megfelelő mérőszám meghatározásának kérdését nem tartjuk lezártnak. A legkézenfekvőbb módszer, a χ^2 próba [11], amelynek fogalmai azonban feladatkörünkben nehezen értelmezhetők, s hasznossága körülbelül egy kvalitatív vizsgálattal ér fel.

Megfelelőnek látszik két — egyenletes lépés-közlőként megadott — sűrűségfüggvény hasonlóságának megítélésére területeltérésük, illetve területfedésük nagysága. A területeltérés az ugyanazon koordináta-rendszerbe rajzolt két sűrűségfüggvény által csupán egyszer lefedett területösszeg:

$$S_D = \int_{-\infty}^{\infty} |f(x) - g(x)| dx \cong \sum_i \left| \frac{\sqrt{f(x_i)}}{\sum_i f(x_i)} - \frac{g(x_i)}{\sum_i g(x_i)} \right|.$$

A területeltérésből a két sűrűségfüggvény közös, kétszer lefedett területét, a területfedést közvetlenül megkaphatjuk:

$$S_C = 1 - \frac{S_D}{2}.$$

Amennyiben az egyik sűrűségfüggvény normális, akkor az S_C mennyiséget célszerű a másik sűrűségfüggvény normalitásának nevezni.

Belátható, hogy $0 \leq S_D < 2$, illetve $0 < S_C \leq 1$. A definiált hasonlósági mérőszámok alkalmasságát a következő fejezet példáiban mérhetjük le, ahol különböző sűrűségfüggvények normalitását vizsgáljuk meg.

5. Vivőfrekvenciás berendezések terhelési viszonyainak statisztikus vizsgálata

Egy vivőfrekvenciás sokcsatornás berendezés terhelési szituációján azon adatok összességét értjük, amelyek meghatározzák, hogy az egyes csatornákon milyen híryanagok milyen aktivitással és milyen szinttel fordulnak elő.

Jelen fejezet célja a 2., 3. és 4. fejezetekben ismertetett apparátus alkalmazása az egyes terhelési szituációkhoz tartozó sokcsatornás együttes jel amplitúdóeloszlásának meghatározására és diszkutálására.

A különböző híryanagokat az 1. táblázat függvényei, s a belőlük a 3. ábra szerint komponált csatornájel sűrűségfüggvényét a (12) összefüggés helyesen írja le.

A valóságban a csatornajelek frekvenciaáttevés (AM-SSB/SC moduláció) után adódnak össze. Ha feltételezzük, hogy ez az operáció a jel amplitúdóeloszlását nem változtatja meg, akkor a sokcsatornás együttes jel karakterisztikus függvénye a (14) egyenlet szerinti. A 3.3 pontban ismertetett KARAKT és FFT programok segítségével tehát meghatározható a sokcsatornás együttes jel sűrűségfüggvénye. Mielőtt a számítás eredményét néhány konkrét terhelési szituációra ismertetnénk, vizsgáljuk meg az előbbi lényeges feltételezés teljesülésének esélyeit.

A frekvenciaáttevésnek az amplitúdóeloszlás szempontjából figyelmen kívül hagyását az alábbiak indokolják:

1. Holbrook és Dixon mérési eredményekre hivatkozik [3], amelyek szerint az AM-SSB/SC moduláció után a beszéd amplitúdóeloszlása nem változik.

2. Néhány, egyenkomponens nélküli jelre (pl. szinusz) ugyanez triviálisan belátható.

3. Amennyiben az AM-SSB/SC moduláció változtatja az amplitúdóeloszlást, ez csak az eloszlás zömökítésében, „gausszosításában” nyilvánulhat meg. Ez abból következik, hogy a modulációt pl. gyűrűs-modulátorral és sávszűréssel végezve, a modulátor szimmetrikus amplitúdóeloszláson nem változtat, a sávszűrés pedig — amennyiben változtat — csak „gausszosíthat” az eloszláson (lásd [6]). Mivel mi a csúcstényezők, az igényelt kivezérlési tartomány szempontjából ítéljük meg elsősorban az amplitúdóeloszlást, a zömökítés figyelmen kívül hagyása a vizsgálati feltételek szigorítását jelenti, és összhangban van a legkedvezőtlenebb esetre (ti. az eloszlás változatlanul maradására) történő méretezéssel.

Azok a feltételek tehát, amelyek fennállása esetén a későbbiek érvényesek, a következők:

- az egyes híryanagok jelei egyenkomponens nélküliek, és amplitúdóeloszlásuk szimmetrikus,
- az AM-SSB/SC modulációval nyert jel és az előbbi feltételnek eleget tevő moduláló jel amplitúdóeloszlásai megegyeznek,

3. táblázat

N számú csatorna összetett jelének statisztikája, ha az egyes csatornákat $l=0,2$ paraméterű, $D=1$ effektív értékű Gamma-eloszlással közelített beszédjellel terheljük az idő 100%-ában

Csatornaszám	A s.f. pontjainak száma	Számolt tartomány	Effektív érték $\sqrt{N}$	Teljesítmény N	Karak. fv. $T_{\max}$	Csúcstényező				CHI ² próba valószínűség %	Terület eltérés	Terület fedés (normalitás) %
						1‰	1%	10%	50%			
1/Holbrook)	—	—	1	1	—	?	appr. 4,5	1,2	0,1	n. k.	n. k.	n. k.
1	1024	$\pm 12,5$	0,995	0,99	129	8,39	4,52	1,24	0,09	0	1,089	45,6
3	1024	$\pm 12,5$	1,72	2,96	129	6,16	3,86	1,57	0,27	0	0,62	69
6	1024	$\pm 12,5$	2,42	5,87	129	4,84	3,46	1,64	0,43	0	0,38	81
12	128	± 25	3,46	11,995	8	4,58	3,13	1,63	0,53	0	0,22	89
24	128	± 25	4,89	23,96	8	4,07	2,91	1,64	0,60	100	0,12	94
60	23	± 46	7,75	60	0,75	3,72	2,78	1,68	0,66	100	0,05	97,5
240	19	± 85	15,5	240	0,33	3,36	2,66	1,66	0,69	100	0,013	99,4
900	32	± 142	30	900	0,33	3,31	2,60	1,65	0,68	100	0,003	99,8
Normális	—	$\pm \infty$	—	—	—	3,3	2,57	1,645	0,675	100	0	100

— az egyes csatornák véletlen jelei egymástól függetlenek.

Most térjünk rá a különböző terhelési szituációk vizsgálatára.

5.1 Sok beszédjel együttes eloszlása

A 3. táblázat 3, 6, 12, 24, 60, 240 és 900 darab (csatornás), 100%-os aktivitású, $l=0,2$ paraméterű Gamma-eloszlással és egységnyi effektív értékkel jellemzett beszédjel összegeként adódó együttes jel statisztikai jellemzőit és normalitását mutatja. Feltűntettük még a számítógépes módszer értékelésének megkönnyítésére a Holbrook és Dixon által [3] méréssel nyert adatokat, valamint a nagy csatornaszámok jelének határeloszlását adó normális eloszlás idevágó paramétereit.

A táblázat adataiból kitűnik, hogy a számítás a mérési és az elméleti eredményekkel jó egyezést mutat, hiszen a két referenciaelozsláshoz jól simul. A területfedés százalékos értékei szemléletesen mutatják a normális eloszláshoz való közeledést, s hogy nagyobb csatornaszám esetén ($N \leq 24$) a normális eloszlástól való eltérés már a mérési pontosság tartományába esik.

5.2 12 csatornás terhelési szituációk

Célunk különböző terhelési szituációjú, általában 12 beszédcsatornából álló, 48 kHz sávszélességű csoport együttes terhelésének statisztikus jellemzőit meghatározni.

Az eredményeket közlő 4. táblázatban a következő jellegzetes terhelési szituációk szerepelnek. Az

eloszlások paramétereit 1 mW, 775 mV és 600 Ω egységválasztással adjuk meg.

1. 9 beszéd- és 1 zenecsatorna, ahol a beszédcsatornák aktív jelének közelítő eloszlása $l=0,2$ -es Gamma, aktív átlagteljesítménye $P=0,128$, effektív értéke 0,358 aktivitása 25% (-15 dBmO hosszú idejű átlagteljesítményű beszéd), a zenecsatorna jelének eloszlását 100% aktivitású exponenciális eloszlással közelítjük.

A zenejel effektív értékét két tényadat alapján határoztuk meg. Az első: a CCITT szerint a „zenejel csúcsmplitúdója” (s erről mi feltételeztük, hogy megegyezik a jel 1%-os valószínűségű csúcsmplitúdójával) ekvivalens a $+9$ dBmO szintű szinuszos jel csúcsmplitúdójával. Ebből: $x_{1\%}=4$ relatív érték. A másik: exponenciális eloszlás 1%-os csúcstényezője $c_{1\%}=3,25$. Ezekből: $D=1,23$, $P=1,5$ relatív érték adódik (azaz a zenejel hosszú idejű átlagteljesítménye $+1,75$ dBmO).

2. 11 beszéd- + 1 fakszimile-csatorna. A beszédcsatorna leírása: mint az 1. esetben. A fakszimile-csatornát 35% aktivitású (70%-os foglaltságú és 50%-os fekete-fehér arányú) $A=\sqrt{2}$ relatív csúcstényező (0 dBmO-as vivőjű) harmonikus jellel szimuláltuk.

3. 6 beszéd- + 144 FM táviró-csatorna (6 beszédcsatornában egyenkint 24 táviró). A beszédcsatorna paraméterei megegyeznek az előzőekkel. Egy-egy beszédcsatornában 24 független FM VT csatorna nyerhet elhelyezést, együttesen 135μ W teljesítménnyel. Ebből kiindulva egy táviró-csatornát 0,106 relatív amplitúdójú, 100% aktivitású harmonikus jellel szimuláltunk számításainkban.

Az adatokat tartalmazó 4. táblázat utolsó sorában 4 összehasonlítási alapul feltűntettük a normális

4. táblázat

12-csatornás terhelési szituációkhoz tartozó sokcsatornás együttes jel statisztikája

Hivatkozási sorszám	A nyaláb összetétele*	A s.f. pontjainak száma	Számolt tartomány*	Effektív érték* (D)	Teljesítmény* (P)	Karak. fv. T_{max}	Csúcstényező				CHI ² próba valószínűség %	Területeltérés	Területfedés (normalitás) %
							1%	1%	10%	50%			
1.	9 db $\Gamma(0,2)$ $p=25\%$ $D=0,36$ + 1 db exp $p=100\%$ $D=1,23$	256	± 9	1,34	1,8	44	4,68	3,17	1,63	0,52	0	0,24	88
2.	11 db $\Gamma(0,2)$ $p=25\%$ $D=0,36$ + 1 db harm. $p=35\%$ $A=\sqrt{2}$	256	$\pm 5,5$	0,837	0,7	72,4	4,95	3,16	1,66	0,376	0	0,53	73,4
3.	6 db $\Gamma(0,2)$ $p=25\%$ $D=0,36$ + 6 $\times$ 24 db harm. $p=100\%$ $A=0,1$	64	± 12	1	1	8,5	4,02	2,73	1,62	0,66	0	0,004	98
4.	Normális	—	$\pm \infty$	—	—	—	3,3	2,57	1,645	0,675	100	0	100

*Az adatok $P_e=1$ mW, $U_e=0,775$ V, $R_e=600$ ohm egységválasztással értendők
p: aktivitási tényező

eloszlás csúcstényezőit. A táblázatból néhány érdekes következtetést vonhatunk le.

Az 1. és 2. szituáció lényegesen eltér a normális eloszlástól. Így egy 12 csatornás együttes jel nem helyettesíthető Gauss-folyamattal.

A normális eloszlástól leginkább a 2. szituáció tér el (11 beszéd és 1 fakszimile).

A legnagyobb kivezérlési tartományt — az 1‰-es csúcsamplitúdót alapul véve — az 1., ($x_{1\%} = D$, $c_{1\%} = 1,34 \cdot 4,68 = 6,28$) szituáció igényli, messze túllépve a 2., ($x_{1\%} = 4,14$) és 3. ($x_{1\%} = 4,02$) szituáció igényeit.

A χ^2 próba műszakilag nem használható.

5.3 Futtatás időigénye

A RAZDAN számítógép minden egyes futtatás idejét kinyomtatja, így mód nyílik a gépi idők összevetésére.

A KARAKT, FFT és STATISZTIKA nevű programok fordítási ideje — protokoll kiírás nélkül — rendre 37, 53 és 49 másodperc.

A programok futási időigényét lényegesen befolyásolja a pontok N száma. Az első két program esetében N -nel körülbelül arányos a nyomtatásigény (!), A statisztika programnál csak nagyobb pontszám esetén tapasztalunk időigény-növekedést, amennyiben normalitásvizsgálatot is végzünk.

Az 5. táblázatban tájékoztató időket közlünk az eredő sűrűségfüggvény 32, 128 és 1024 pontszámmal való szimulációjának esetében.

5. táblázat

Az eredő sűrűségfüggvény pontjainak száma	32	128	1024
KARAKT. időigénye	40 s	1 m 20 s	2 m 20 s
FFT időigénye	30 s	2 m	5 m 30 s
STATISZTIKA időigénye	45 s	47 s	1 m 20 s
Összesen kb.	2 m	4 m	10 m

1. Függelék. A kétoldalas Gamma-eloszlás karakterisztikus függvénye

Feladatunk, hogy az egyoldalas Gamma-eloszlás $f(x)$ és $\varphi(t)$ függvényeinek ismeretében határozzuk meg a kétoldalas Gamma-eloszlás hasonló jellemzőit, $g(x)$ -et, illetve $\psi(t)$ -t.

Tekintsük általánosságban a problémát. Az egyoldalas sűrűségfüggvények negatív x értékeken zérus értéket vesznek fel. Az egyoldalas $f(x)$ sűrűségfüggvényből $x=0$ -ra szimmetrikus kétoldalas függvényt nyerünk, ha $f(x)$ -et annak tükörképével összegezzük. Ahhoz, hogy sűrűségfüggvényt kapjunk, a területet egységnyire kell hoznunk. Mivel $f(x)$ és $f(-x)$ nem negatív, egységnyi területű függvények:

$$g(x) = \frac{1}{2} [f(x) + f(-x)] = \frac{1}{2} f(|x|). \quad (\text{F.1.})$$

Természetesen $g(x)$ átlaga zérus lesz, s szórása sem egyezik $f(x)$ szórásával.

A karakterisztikus függvényt — amelynek valósnak kell lennie a szimmetria miatt — (F.1.) Fourier-

transzformálásával nyerjük. Ismeretes, hogy ha $f(x)$ -hez $\varphi(jt)$ tartozik, akkor $f(-x)$ -hez $\varphi(-jt)$ rendelhető, ugyanis

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{f(-x)\} &= \int_{-\infty}^{\infty} f(-x) e^{jxt} dx = \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi) e^{j\xi(-t)} d(-\xi) = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi) e^{j\xi t} d\xi = \varphi(jt) = \varphi(-jt). \end{aligned}$$

Tehát $g(x)$ Fourier-transzformáltja:

$$\psi(jt) = \frac{1}{2} [\varphi(jt) + \varphi(-jt)] = \text{Re}\{\varphi(jt)\}.$$

hiszen konjugált komplex függvényt párt összegeztünk.

Általában kimondhatjuk tehát, hogy a kétoldalasított sűrűségfüggvény karakterisztikus függvénye az egyoldalas sűrűségfüggvényhez tartozó karakterisztikus függvény valós része.

Alkalmazzuk összefüggéseinket jelen esetben a kétoldalas Gamma-eloszlás karakterisztikus függvényének meghatározására. Ismert az általánosított egyoldalas Gamma (Pearson III.) eloszlás karakterisztikus függvénye [5], [12]:

$$\varphi(t) = (1 - j\beta t)^{-l},$$

ahol a szórásra adódó kifejezés: $D = \beta\sqrt{l}$.

Most $\varphi(t)$ reális részét kell meghatározni; ehhez írjuk

$$\varphi(t) = (Ae^{-jB})^{-l} = A^{-l} e^{jB \cdot l}$$

$$\text{ahol } A = \sqrt{1 + (\beta t)^2},$$

$$\beta = \text{arctg } \beta t.$$

Tehát

$$\psi(t) = \text{Re}\{\varphi(t)\} = \frac{\cos(B \cdot l)}{A^l}.$$

Visszahelyettesítve:

$$\psi(t) = \frac{\cos(l \text{ arctg } \beta t)}{[1 + (\beta t)^2]^{l/2}},$$

amely láthatóan páros valós függvény, s ahol a szórásra $D = \beta\sqrt{l(l+1)}$ adódik. Speciálisan, $l=1$ esetén egyszerű összefüggéshez jutunk:

$$\psi(t) = \frac{1}{1 + (\beta t)^2}.$$

2. Függelék. Harmonikus jel karakterisztikus függvénye

Bizonyítsuk be, hogy a harmonikus jel sűrűségfüggvényének Fourier-transzformáltja nulladrendű Bessel-függvény. Mivel a sűrűségfüggvény:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{A^2 - x^2}}, & \text{ha } |x| < A, \\ 0 & \text{különben,} \end{cases}$$

a karakterisztikus függvény:

$$\begin{aligned}\varphi(t) &= \int_{-A}^A \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{A^2 - x^2}} e^{jtx} dx = \\ &= \int_{-A}^A \frac{1}{\pi A} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{A}\right)^2}} \cdot e^{jtA\left(\frac{x}{A}\right)} dx.\end{aligned}$$

Legyen $x/A = \cos \alpha$, akkor $dx/d\alpha = -A \sin \alpha$,

$\sqrt{1 - \left(\frac{x}{A}\right)^2} = \sin \alpha$, így egyszerűsítések után

$$\varphi(t) = - \int_{\pi}^0 \frac{1}{\pi} e^{jtA \cos \alpha} d\alpha = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{jA \cdot t \cos \alpha} d\alpha.$$

Az integrál az elsőfokú nulladrendű Bessel-függvényt adja $A \cdot t$ argumentumnál [8]. Tehát a harmonikus jel karakterisztikus függvénye.

$$\varphi(t) = J_0(A \cdot t),$$

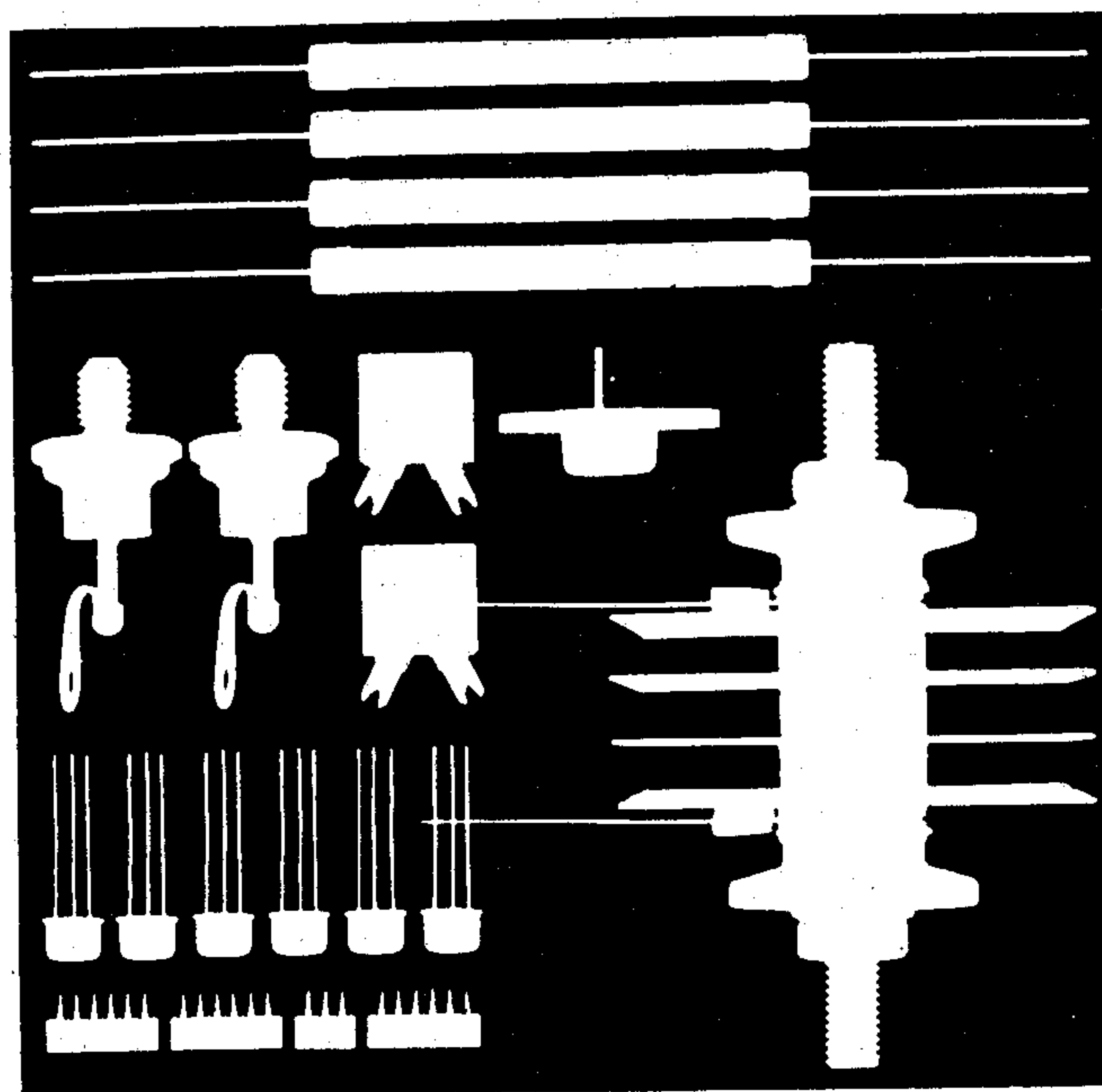
ahol A a harmonikus jel (csúcs)amplitúdója.

Köszönetnyilvánítás

A BME vezetékes Híradástechnikai Tanszékén és a Posta Kísérleti Intézetben folytatott — és a fentiekben leírt — munka során szerzők igen sok segítséget kaptak, dr. Kozma László tanszékvezető egyetemi tanártól, az MTA levelező tagjától, dr. Géher Károly és dr. Lajtha György kandidátusoktól, továbbá a Posta Kísérleti Intézettől, amely dr. Lajtha György témavezetésével a programok kifejlesztését kezdeményezte és anyagilag támogatta.

I R O D A L O M

- [1] Gordos G.: Csillapításgadozás és zaj mérése átviteltechnikai berendezésekben. Posta Kísérleti Intézet Közleményei, Vol. IX. 1968. pp. 41—62.
- [2] Richards, D. L.: Statistical properties of speech signals. Proc. IEE, Vol. 111, No. 5, May 1964, pp. 941—949.
- [3] Holbrook, B. D.—Dixon, J. T.: Load rating theory for multichannel amplifiers. The Bell Syst. Tech. J, Vol. 18. 1939. p. 624.
- [4] Weiss, W.: Statistische Untersuchungen an Sprachschwingungen. NTZ, Juli, 1964. pp 339—348.
- [5] Rényi A.: Valószínűségszámítás. Tankönyvkiadó 1968.
- [6] Gordos G.: A hírközlés rendszerelmélete. Tankönyvkiadó 1969. Mérnöki Továbbképző Int.
- [7] Tóth Á.: Bináris- és Gauss-amplitúdóeloszlású álvétlen zajgenerátorok, előnyeik és alkalmazásuk. Híradástechnika. XXIII. évf. 2. szám. 46—49. (1972. febr.)
- [8] Pattantyús: Gépész- és villamosmérnökök kézikönyve. 1. kötet. Műszaki Könyvkiadó 1959.
- [9] Géher, K.—Gulyás, O.—Dévai G.: Monte-Carlo Verfahren zur Ermittlung mehrfacher Faltungen. XIV. Intern. Wiss. Koll. Ilmenau 1969. Nachrichtentechnik.
- [10] Singleton, R. C.: ALGOL procedures for the fast Fourier transform. Commun. ACM. Vol. 11. pp. 773—776., Algorithm 338; November 1968.
- [11] Reimann I.: Valószínűségszámítás. A matematikai statisztika elemei. Tankönyvkiadó, 1971.
- [12] Abramowitz, M.—Stegun, A.: Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables. National Bureau of Standards, Applied Mathematics Series, 55; New York, 1964.



ELEKTRONIKUS ÉPÍTŐELEMEK — NAGY TELJESÍTMÉNY ÉS MEGBÍZHATÓSÁG

A korszerű kapcsolástechnika fejlődésére az egyre növekvő integráció a jellemző. Az RFT félvezető építőelemek ennek a fejlődésnek új lökést adnak.

Korszerű félvezető építőelemek széleskörű áruválasztékát szállítjuk Önöknek: integrált TTI-kapcsolókat, kis-, közép- és nagyfrekvenciás tranzisztorokat műanyag- vagy fémtokban, Si-diódákat és egyedirányítókat, valamint számos alkalmazáshoz szükséges szelén-egyenirányítókat.

Szívesen adunk Önöknek részletes műszaki felvilágosítást és tájékoztatást speciális szállítási lehetőségeinkről. Minden alkalmazási problémával kapcsolatban tapasztalt szakmérnökök adnak tanácsot.

Exportálja az

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN-ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Német Demokratikus Köztársaság

Felvilágosítást nyújt
a NDK Magyarországi
Nagykövetsége
Kereskedelempolitikai
osztály (27),
Budapest XIV.,
Népstadion út 101—103.

RFT
electronic

Veszteséges illesztő négyfázisok tervezése

ETO 621.372.51.001,2:681,3

A vezetékes távközlésben a jelek átvitelére légvezetéseket, kábeleket használnak. E jelátvivő közegek elosztott paraméterű hálózatok, melyek végeiken koncentrált paraméterű áramkörökkel vannak lezárva. A vezetékek elméletéből ismeretes, hogy a vezetékek csillapítása egy adott frekvencián csak akkor lineáris függvénye a hosszúságnak, ha a vezetékek hullámimpedanciájukkal vannak lezárva. Egyébként adott hosszúságú vezeték csillapítása különböző lezárások esetén különböző értékeket vesz fel.

Sokcsatornás átvitelnél mindig szükség van a kábel frekvenciafüggő csillapításának kiegyenlítésére. E célra szolgálnak a különböző típusú amplitúdókorrektorok. Az amplitúdókorrektorok méretezése rendszerint ohmos lezárások feltételezésével történik, amely természetesen nem valósul meg kábellel való lezárás esetén. Ez önmagában nem okoz problémát, ha a korrektor másik oldala ohmos lezárású, azonban a korrektor ohmos bemeneti impedanciája nem nyújtja a kábel hullámlezárását, ami azt vonja maga után, hogy azonos típusú kábelek különböző hosszúságuk esetén rendkívül nehezen egyenlíthetők ki. Ha biztosítjuk a kábelek hullámlezárását, akkor a kiegyenlítés nagymértékben egyszerűsödik, mert különböző hosszúságú vezetékek esetén csupán a korrektor meredekségét kell változtatni.

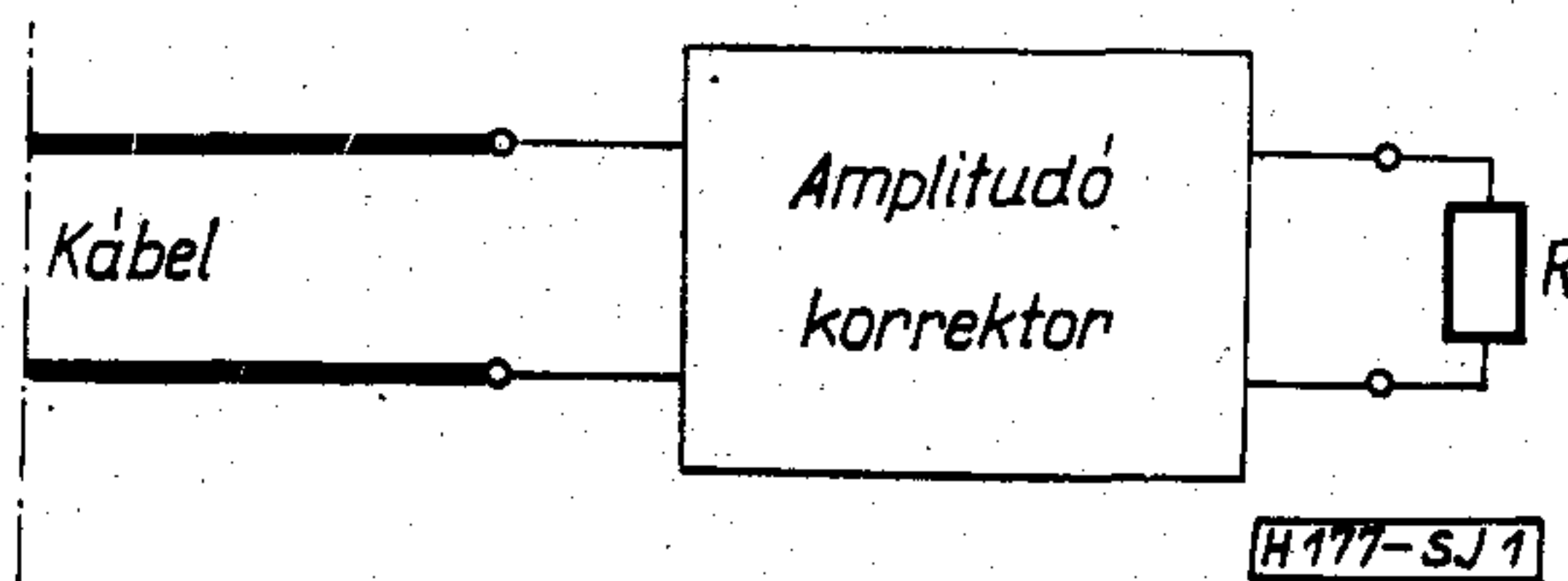
A következőkben olyan illesztő négyfázis tervezésével foglalkozunk, amely egyik oldalán (a kábeloldalon) jól közelíti a kábel hullámimpedanciáját a másik oldal (a korrektoroldal) ohmos lezárásának feltételezésével. A megoldás folyamán arra is törekszünk, hogy az illesztő négyfázis a korrektoroldalon lehetőleg ohmos bemeneti impedanciát közelítsen kábellel történő lezárás esetén.

Szeretném megjegyezni, hogy Youla 1964-ben megjelent cikkében [2] szélessávú illesztési problémát oldott meg LC négyfázissal, de nem hullámillesztési kritériummal. Mi az illesztési feladatot — tervezési diagramok megadásával — RLC négyfázissal oldjuk meg.

1. Illesztő négyfázis tervezése

1.1 A probléma megfogalmazása

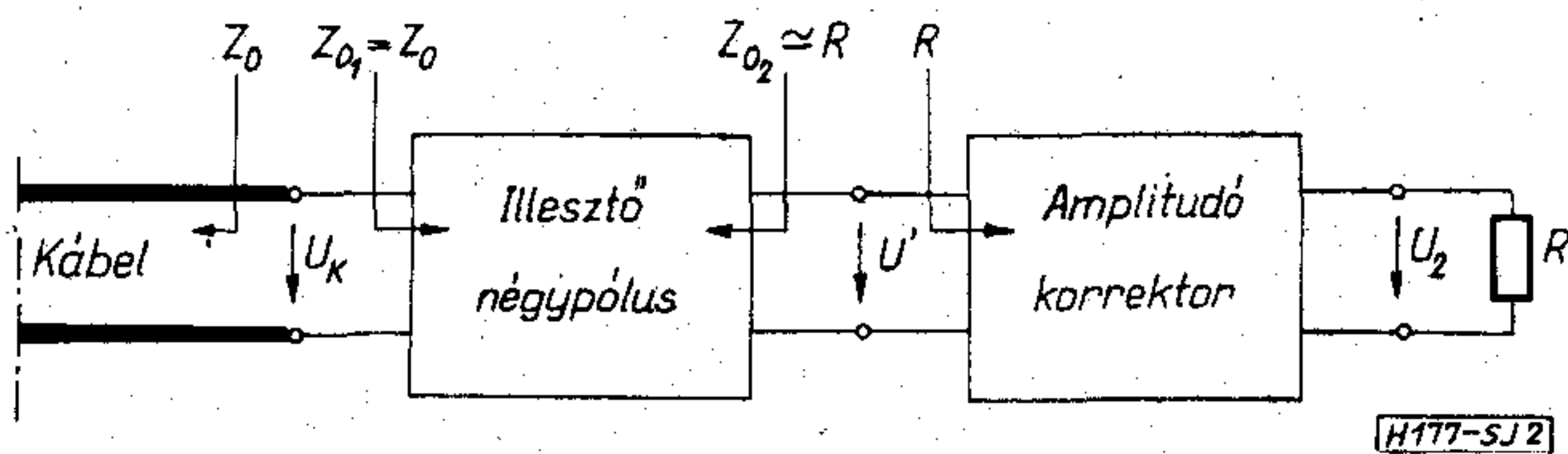
Az 1. ábrán felrajzoltuk egy igen egyszerű összeköttetés végződésének vázlatát. Mint a bevezetőben már említettük, ilyen kapcsolás mellett komoly problémaként jelentkezik az, hogy a kábel csillapításkarakterisztikája függ a lezárástól és a kábel hosszúságától. A korrektor bemeneti impedanciája ohmos, amely természetesen nem egyezik meg a kábel hul-



1. ábra

lámimpedanciájával. Abban az esetben, ha a korrektor elé egy olyan illesztő négyfázist kapcsolunk a 2. ábra szerint, amelynek bemeneti impedanciája megegyezik a kábel hullámimpedanciájával, akkor a kábel csillapítása lineáris függvénye lesz a hosszúságnak és így az amplitúdó korrektor méretezése és beállítása egyszerűvé válik.

A probléma ideális megoldásához jutnánk, ha sikerülne olyan négyfázist tervezni (3. ábra), amelynek primer oldali hullámimpedanciája megegyezik a kábel hullámimpedanciájával ($Z_{01} = Z_0$ kábel), szekunder oldal-hullámimpedanciája viszont ohmos ($Z_{02} = R$). Ez azonban koncentrált paraméterű hálózattal elvileg nem valósítható meg, mivel a négyfázis szekunder

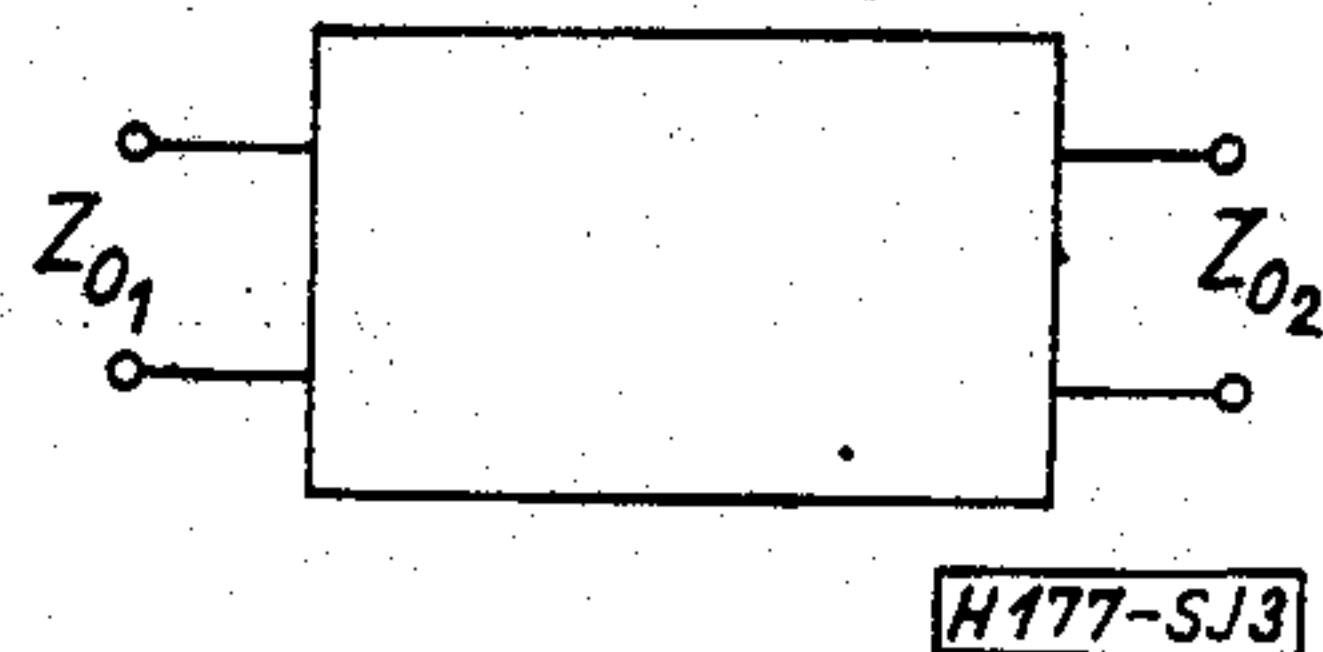


2. ábra

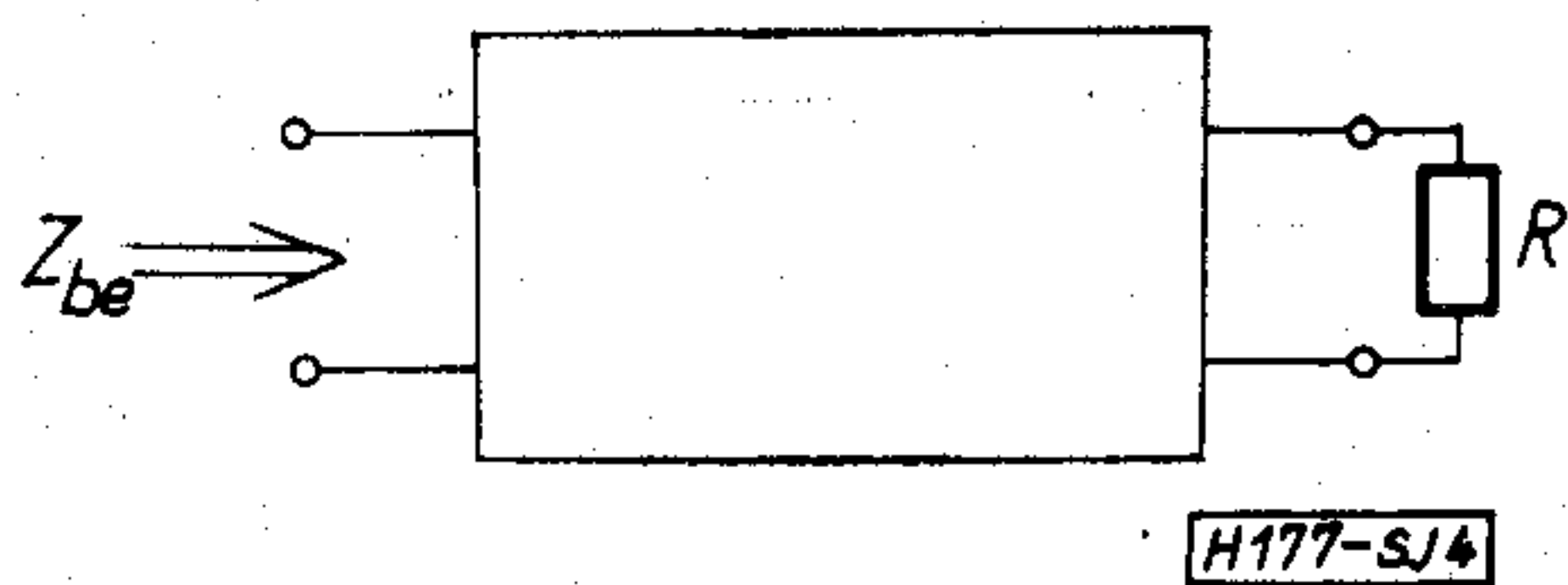
oldalát ellenállással lezárva a primer oldali bemeneti impedanciafüggvény mindig racionális tört függvény (két polinom hányadosa), viszont a kábel hullámimpedanciája transzcendens függvény. További problémát jelent az, hogy a kábel hullámimpedanciája széles sávban nem adható meg kezelhető formában matematikailag, mivel a vezeték kis frekvencián nagy veszteségűnek, nagy frekvencián pedig kis veszteségűnek tekinthető. Célszerűnek mutatkozik ezért a kábel hullámimpedanciáját mérésrel meghatározni.

Ezek után határozzuk meg az illesztő négyfázissal szemben támasztott követelményeket (4. ábra):

1. A négyfázis Z_{be} bemeneti impedanciája approxi-



3. ábra



4. ábra

málja a kábel hullámimpedanciáját (Z_0). A közelítés jónak mondható, ha a reflexiós csillapítás

$$a_r = \ln \left| \frac{Z_{be} + Z_0}{Z_{be} - Z_0} \right| \geq 2,3 \text{ N}$$

2. A négypólus nagyfrekvenciákon ne csillapítson, ugyanis a kábel csillapítása is nő növekvő frekvenciák esetén. Ebből következik, hogy

3. a négypólus csillapítás-karakterisztikája monoton csökkenő jelleget mutasson, mert a korrektor ekkor tervezhető egyszerűen.

4. A négypólus szekunder oldali bemeneti impedanciája a primer oldal kábelrel való lezárása esetén közelítőleg ohmos legyen.

A 4. követelménynek a 2. ábra kapcsolásában nincsen jelentősége, mivel ha pl. kíváncsiak vagyunk az U_k/U_2 transzfer függvényre, akkor

$$K = \frac{U_k}{U_2} = \frac{U_k}{U'} \frac{U'}{U_2} = T \cdot \Gamma_{ok} \quad (1)$$

vagyis az illesztő négypólus feszültség átviteli függvényét (T) egyszerűen meg lehet szorozni a korrektor hullám átviteli tényezőjével (Γ_{ok}), mivel a szimmetrikus négypólus hullámátviteli tényezője

$$\Gamma_0 = \frac{U_b}{2U_2} \sqrt{\frac{Z_0}{Z_0}} = \frac{U_b}{2U_2} = \frac{U_1}{U_2} \quad (2)$$

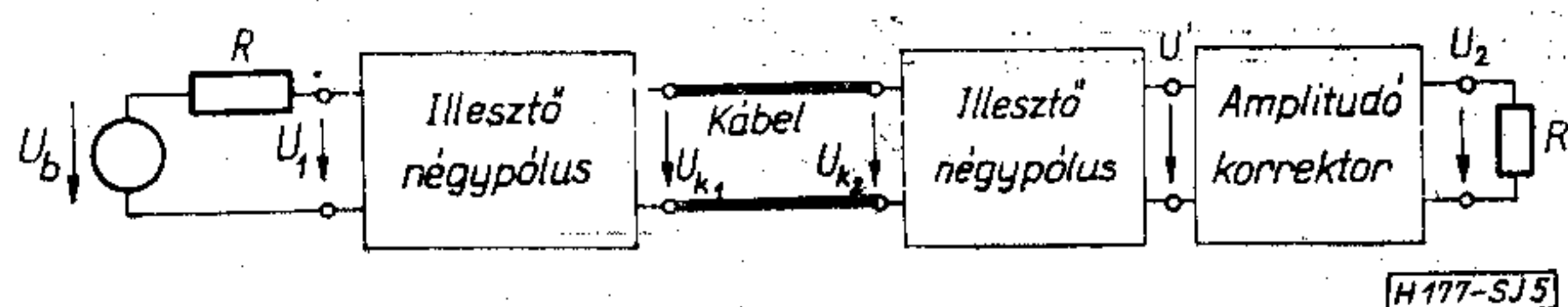
Vagy vegyük azt az elrendezést, amelynél a kábel elején és végén is használunk illesztő négypólust (5. ábra).

A teljes lánc átviteli tényezője

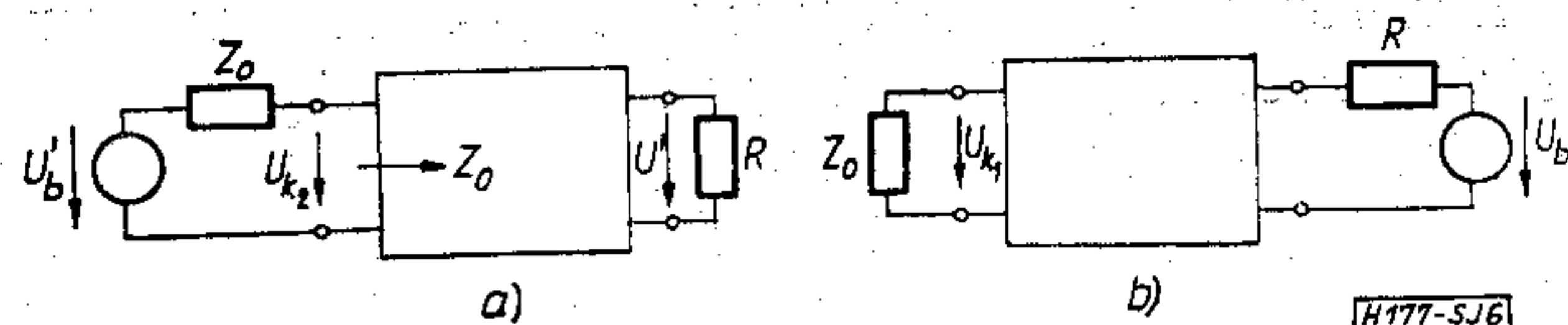
$$\Gamma = \frac{U_b}{2U_2} \sqrt{\frac{R}{R}} = \frac{U_b}{2U_2} \quad (3)$$

Itt $U_b/2$ helyébe nem írhatunk U_1 -et, mivel az illesztés jóságára itt nem tettünk előírást, csak a kábel és az illesztő négypólus között. Bővítsük az előző kifejezést és jelöljük a kábel hullámimpedanciáját Z_0 -val, amit egészen jól közelít az illesztő négypólusok bemeneti impedanciája

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{U_b}{2U_2} \frac{U_{k1}}{U_{k1}} \frac{U_{k2}}{U_{k2}} \frac{U'}{U'} \sqrt{\frac{Z_0 R'}{Z_0 R}} = \\ &= \frac{U_b}{2U_{k1}} \sqrt{\frac{Z_0}{R}} \cdot \frac{U_{k1}}{U_{k2}} \frac{U_{k2}}{U'} \sqrt{\frac{R}{Z_0}} \cdot \frac{U'}{U_2} = \\ &= \Gamma_1 \cdot \Gamma_{okábel} \cdot \Gamma_2 \cdot \Gamma_{okorr} \end{aligned} \quad (4)$$



5. ábra



6. ábra

Az első tényező (Γ_1) az illesztő négypólus komplex lezárásokra kiterjesztett átviteli tényezője R és Z_0 között, a második tényező ($\Gamma_{okábel}$) nem más, mint a kábel hullámátviteli tényezője, a harmadik faktor (Γ_2) az illesztő négypólus komplex lezárásokra kiterjesztett átviteli tényezője Z_0 és R között (itt felhasználtuk, hogy az illesztő négypólus bemeneti impedanciája jól követi a kábel hullámimpedanciáját), a negyedik faktor pedig ismét a korrektor hullámátviteli tényezője. Itt érdemes még felhasználni a Γ_1 és Γ_2 közötti összefüggést, ugyanis ezek a reciprocitásból következően egyenlők egymással. Ha még felhasználjuk az (1) kifejezés kapcsán bevezetett T feszültség-átviteli függvényt, akkor a 6a ábra szerint

$$\Gamma_2 = \frac{U_b'}{2U'} \sqrt{\frac{R}{Z_0}} = \frac{U_{k2}}{U'} \sqrt{\frac{R}{Z_0}} = T \sqrt{\frac{R}{Z_0}}, \quad (5)$$

a 6b ábra szerint pedig

$$\Gamma_1 = \frac{U_b}{2U_{k1}} \sqrt{\frac{Z_0}{R}} \quad (6)$$

A reciprocitás miatt $\Gamma_1 = \Gamma_2$, ami viszont azt eredményezi, hogy

$$\frac{U_b}{2U_{k1}} = T \frac{R}{Z_0} \quad (7)$$

Ha ezt felhasználjuk, akkor egy a (4) kifejezéssel ekvivalens, de jobban mérhető és könnyebben kezelhető összefüggést nyerünk:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{U_b}{2U_2} \cdot \frac{U_{k1}}{U_{k1}} \cdot \frac{U_{k2}}{U_{k2}} \cdot \frac{U'}{U'} = \frac{U_b}{2U_{k1}} \cdot \frac{U_{k1}}{U_{k2}} \cdot \frac{U_{k2}}{U'} \cdot \frac{U'}{U_2} = \\ &= T \frac{R}{Z_0} \cdot \Gamma_{okábel} \cdot T \cdot \Gamma_{okorr} \end{aligned} \quad (8)$$

Csillapításban gondolkozva tehát az eredő csillapítás egyenlő a kábel és a korrektor hullámcsillapításának összegével, plusz az illesztő négypólus hullámimpedanciával korrigált kétszeres feszültségszorzás. Mivel T , R és Z_0 független a hosszúságtól, ezért e mennyiségek egy frekvencián konstans csillapítást jelentenek és a korrektort lényegileg az egyszerű hullámparaméteres módszerrel lehet méretezni a kábel hullámcsillapításából kiindulva.

Az 5. ábra kapcsán megemlítjük, hogy az illesztő négypólus közelítőleg ohmos bemeneti oldala a generátor illesztett lezárása szempontjából tekinthető előnyösnek.

1.2 Az illesztő négypólus kapcsolásának megválasztása

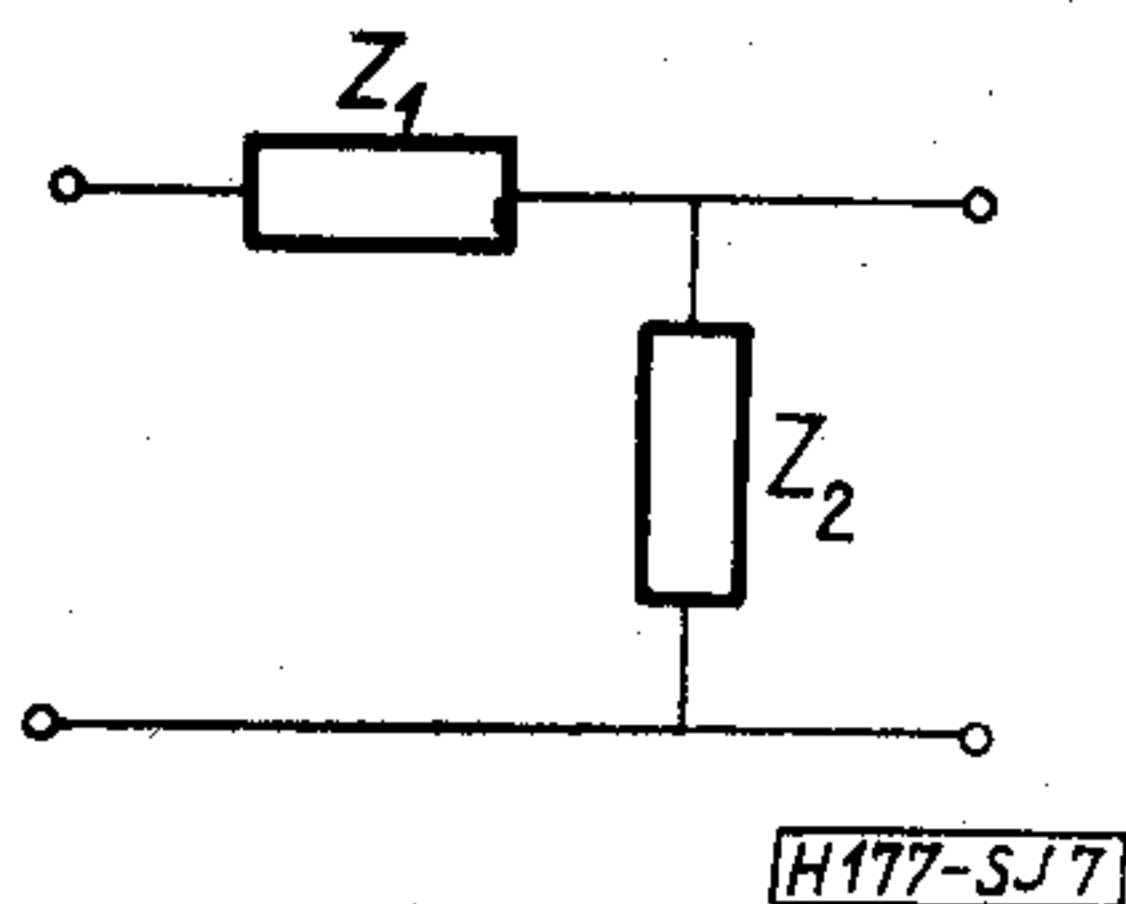
Az előző pontban láttuk, hogy a kitűzött feladat ideálisan nem oldható meg koncentrált paraméterű hálózattal. Ezek után közelítő megoldást keresünk hullámparaméteres eszközökkel.

Ismeretes, hogy a legegyszerűbb — hullámparaméterekkel rendelkező — négy-pólus az L -tag (7. ábra). A probléma megoldását ilyen kapcsolásban keressük, mivel egyszerűsége törekszünk. Az is jól ismert, hogy a kábelek hullámimpedanciája ohmos és kapacitív komponenszt tartalmaz, s mindkettő monoton csökken a frekvencia függvényében (8. ábra). Ebből rögtön következik, hogy a keresett négy-pólus nem lehet tisztán reaktáns, mivel a reaktáns négy-pólusok hullámimpedanciája olyan, hogy tiszta valós és tiszta képzetes részek követik egymást a frekvencia függvényében. Ha mindezekhez hozzávesszük az előző pontban meghatározott 2–3. követelményeket, akkor arra a következtetésre jutunk, hogy RLC elemekből álló felülateresztő jellegű L -taggal valósítsuk meg a kapcsolást. Néhány ilyen kapcsolat látható a 9. ábrán.

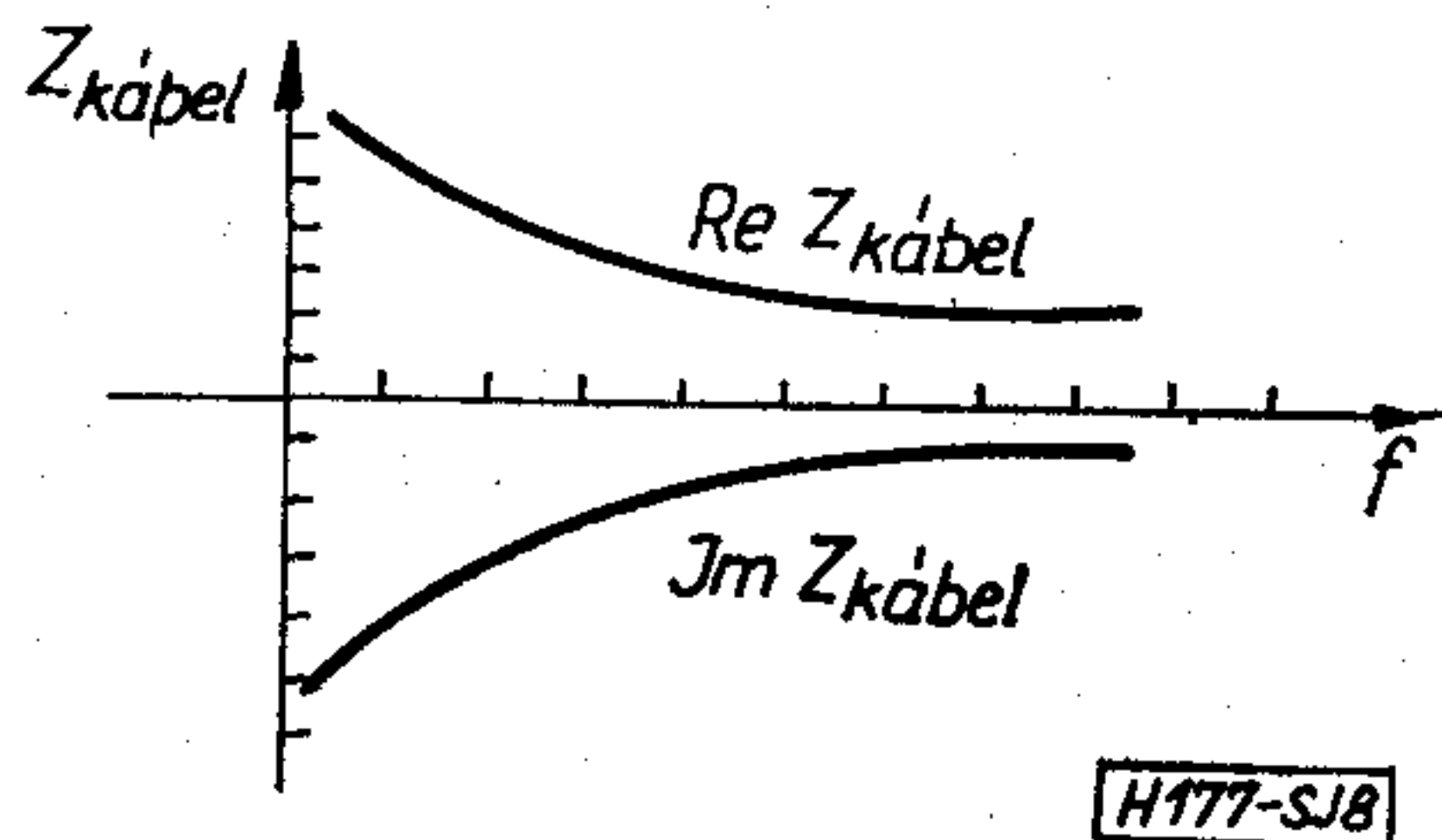
A 9a ábrán látható kapcsolat csillapítása a keresztági induktivitás miatt kis frekvencián igen nagy. A 9b ábra kapcsolatában, ha azt akarjuk, hogy a szekunder oldalról nézve a kisfrekvenciás és a nagyfrekvenciás hullámimpedancia megegyezzen, akkor a primer oldalon nem tudjuk jól megközelíteni a kábelek hullámimpedanciáját. A 9c kapcsolat szekunder oldali hullámimpedanciája nagy frekvenciákon tart a ∞ -hez. A 9d ábra kapcsolatánál az említett problémák nem merülnek fel, így ezt a kapcsolást választjuk.

1.3 Az illesztő négy-pólus analízise

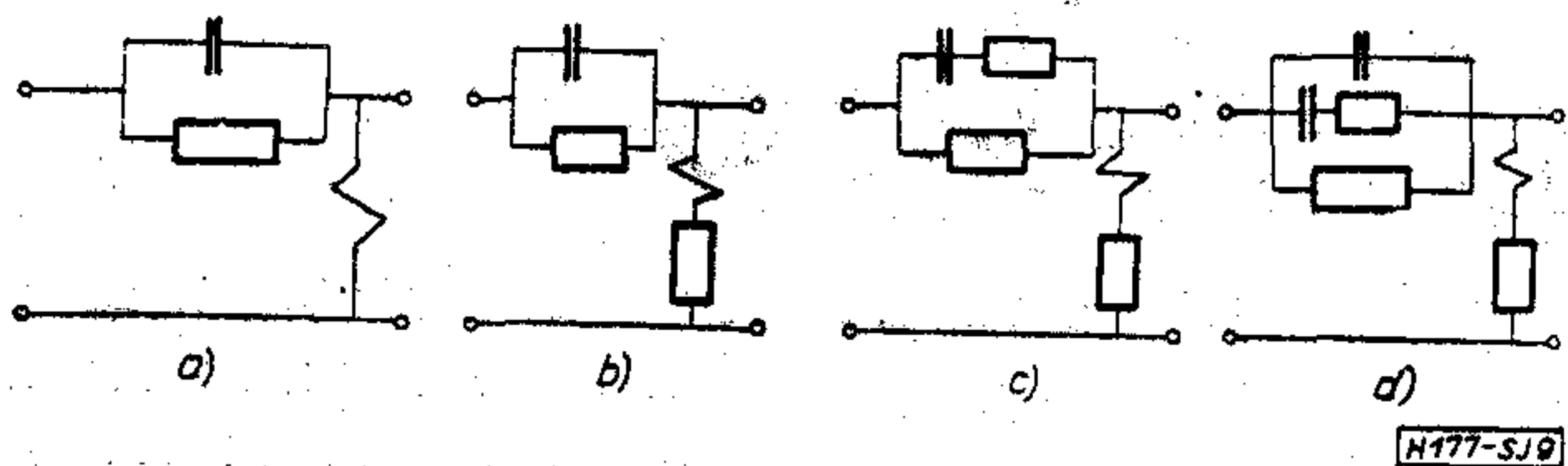
Az illesztő négy-pólus kapcsolatát az 1.2 pontban tárgyaltak alapján vegyük fel a 10a ábra szerint. Számoljunk relatív értékekkel oly módon, hogy ellenállás egységnek a lezáró ellenállást, induktivitás egységnek pedig az L_2 induktivitást választjuk. Mivel



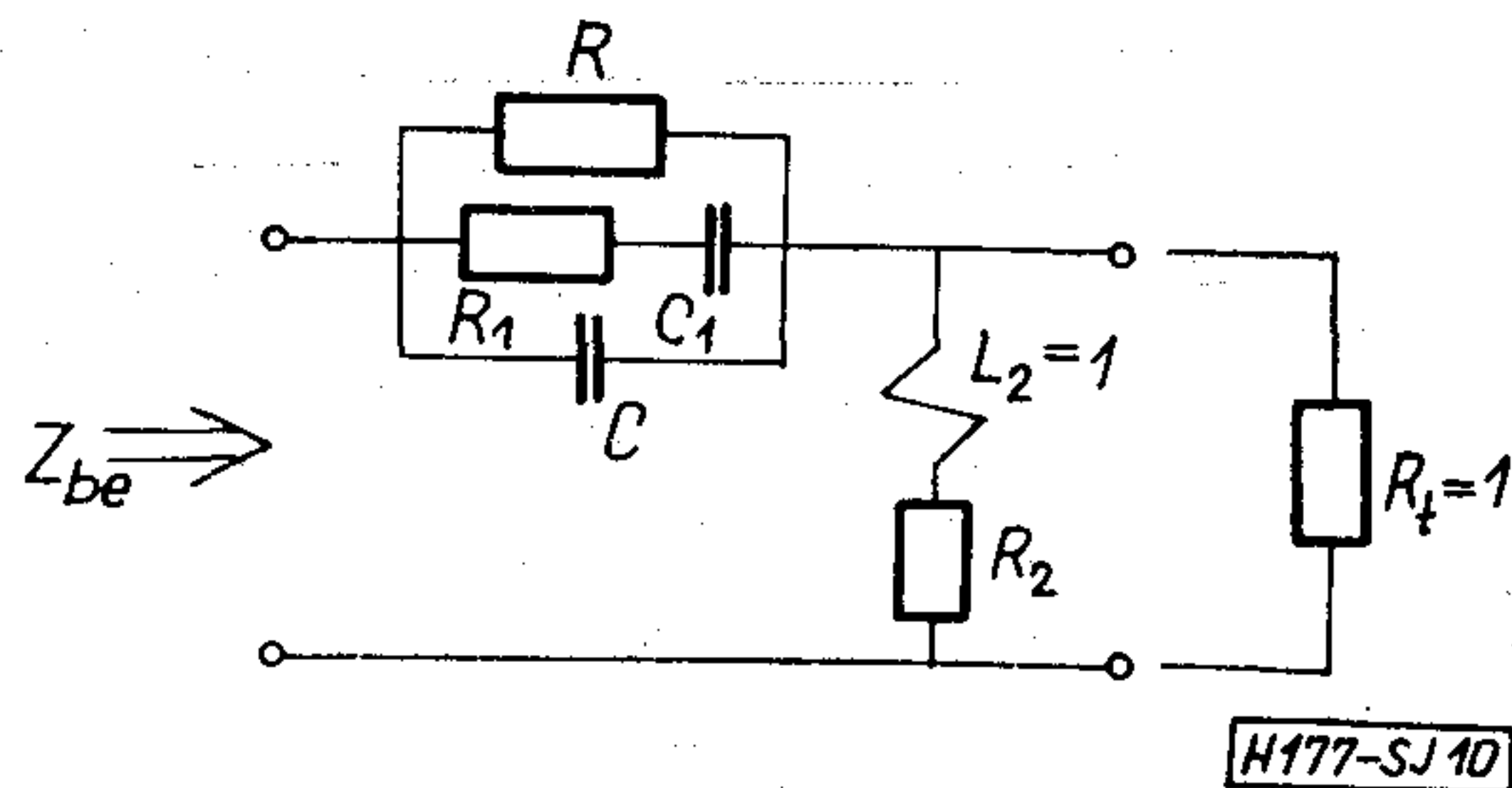
7. ábra



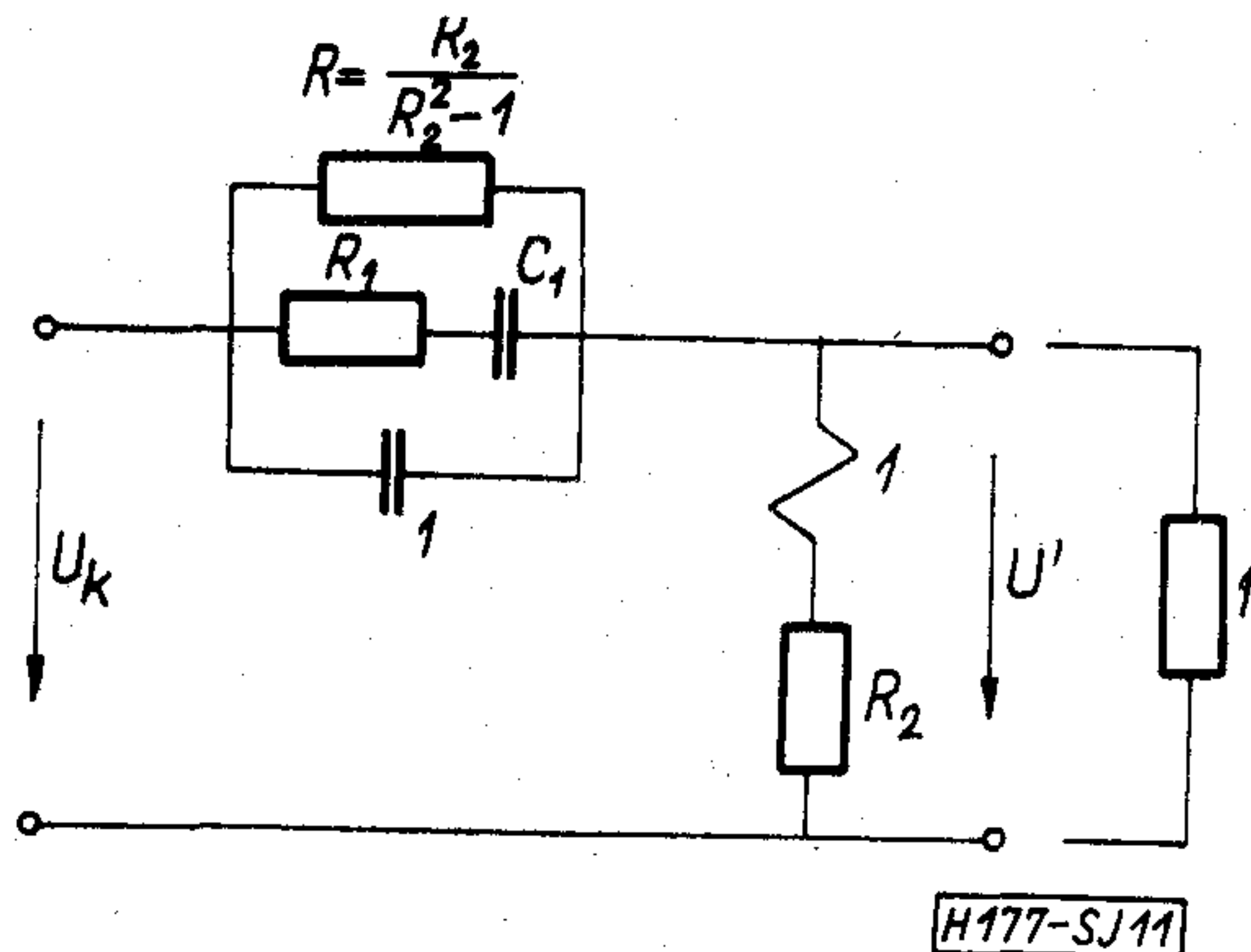
8. ábra



9. ábra



10a ábra



10b. ábra

mindkét oldalon tökéletes illesztést elvileg nem lehet megvalósítani, ezért a kapcsolási paramétereket úgy választjuk meg, hogy a négy-pólus szekunder oldali hullámimpedanciája kis- és nagyfrekvenciákon egységnyi legyen (ezzel igyekszünk megközelíteni a jó illesztést az ohmos oldalon), a primer oldali bemeneti impedanciát pedig úgy közelítjük — a szekunder oldal egységnyi lezárásának feltételezése mellett —, hogy a kábel és a bemeneti impedancia között a reflexiós csillapítás nagyobb legyen 2,3 N-nél.

Írjuk fel a szekunder oldali hullámimpedanciát:

$$Z_{02} = \sqrt{Z_{2i} Z_{2r}} = Z_2 \sqrt{\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}} \quad (9)$$

$$\text{ahol } Z_1 = R \times \left(R_1 + \frac{1}{pC_1} \right) \times \frac{1}{pC}$$

$$Z_2 = p + R_2$$

$$\text{Végtelen frekvencián } Z_1 \rightarrow \frac{1}{pC} \\ Z_2 \rightarrow p$$

$$\text{így } Z_{02}|_{p \rightarrow \infty} = p \sqrt{\frac{\frac{1}{pC}}{p + \frac{1}{pC}}} = \frac{p}{\sqrt{1 + p^2 C}}$$

Ha azt kívánjuk, hogy e kifejezés egységnyi legyen, akkor szükséges, hogy

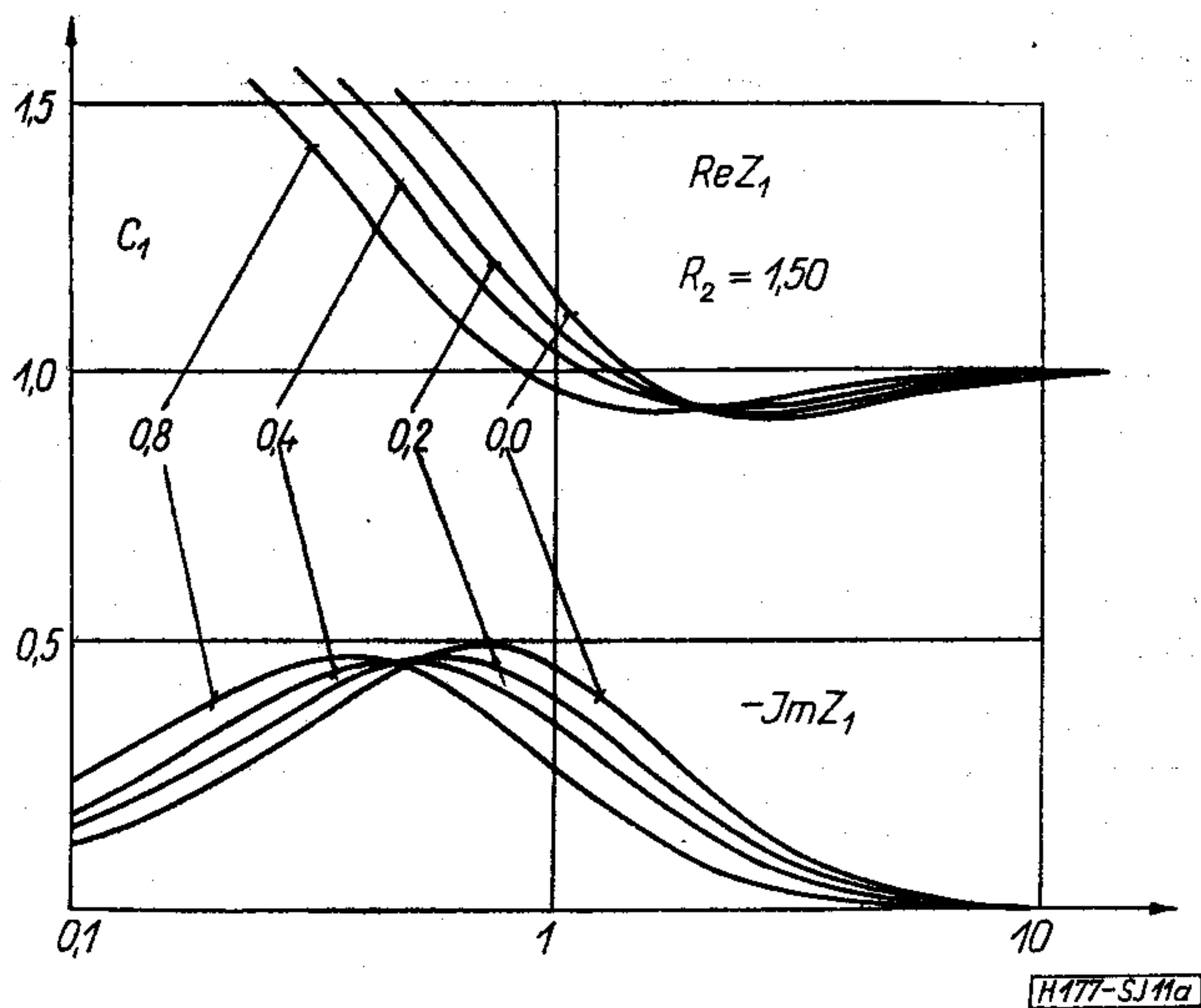
$$C = 1 \quad (10)$$

legyen.

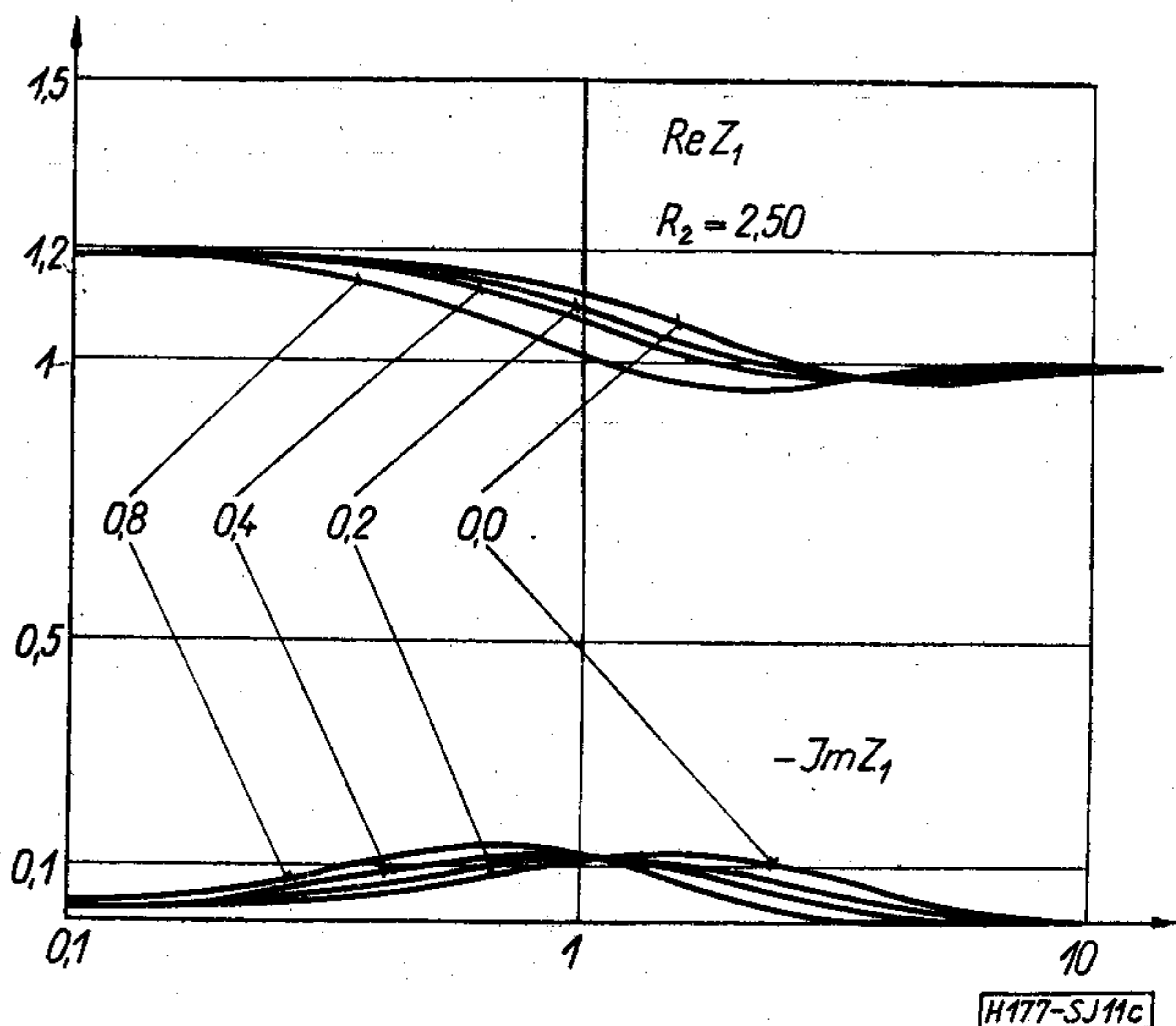
$$\text{Zérus frekvencián } Z_1 \rightarrow R$$

$$Z_2 \rightarrow R_2$$

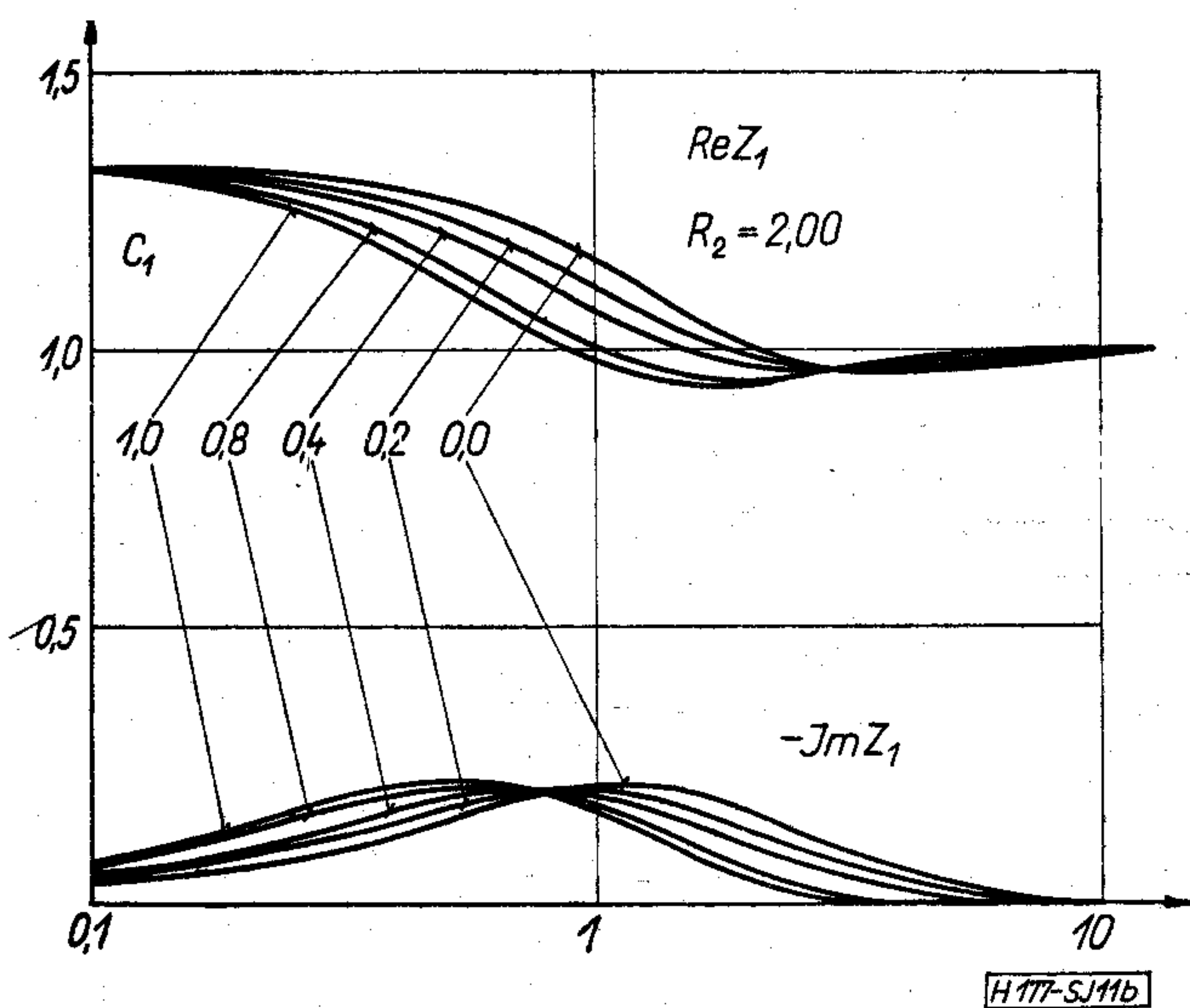
$$\text{így } Z_{02}|_{p \rightarrow 0} = R_2 \sqrt{\frac{R}{R + R_2}}$$



11a ábra



11c ábra



11b ábra

Ha ismét azt kívánjuk, hogy e kifejezés egységnyi legyen, akkor szükséges, hogy

$$R = \frac{R_2}{R_2^2 - 1} \quad (11)$$

legyen. Eddigi eredményeinket felhasználva a megtervezendő négypólusunk kapcsolása a 10b ábrán látható. Ezen ábra alapján, ha bevezetjük a $\tau_1 = R_1 C_1$ időállandót, akkor

$$Z_1 = \frac{R(1 + p\tau_1)}{1 + p\tau_1 + pR(1 + C_1) \left(1 + p \frac{\tau_1}{1 + C_1}\right)}$$

$$Z_2 = p + R_2$$

és a szekunder oldali hullámimpedancia

$$Z_{02} = (p + R_2) \sqrt{\frac{R(1 + p\tau_1)}{(p + R_2)\{1 + p[\tau_1 + R(1 + C_1)] + p^2 R \tau_1\} + R(1 + p\tau_1)}}$$

Mivel egyszerű, könnyen kezelhető kifejezésre törekszünk, ezért legyen

$$\tau_1 = \frac{1}{R_2} \quad (12)$$

Ha ezt behelyettesítjük a hullámimpedancia kifejezésébe, akkor a

$$Z_{02} = \frac{1 + \frac{p}{R_2}}{\sqrt{1 + 2\zeta \frac{p}{R_2} + \frac{p^2}{R_2^2}}} \quad (13)$$

képletre jutunk, ahol

$$\zeta = \frac{R_2^2(2 + C_1) - 1}{2R_2^2}$$

A Bode-diagramok felhasználásával a (13) összefüggés rendkívül könnyen kiértékelhető és a szekunder oldali reflexió tényező egyszerűen megbecsülhető.

Az eddigieket összegezve megállapítható, hogy felvett kapcsolásunk 6 eleméből két szabad paraméter maradt, nevezetesen R_2 és C_1 . E szabad paraméterek felhasználásával határozzuk meg a primer oldali bemeneti impedanciát, amit az egyszerű méretezés céljából görbesereggel is megadunk (11a, b, c ábra).

A 11. ábra kapcsolásának primer oldali bemeneti impedanciája a szekunder oldal egységnyi lezárása mellett:

$$\begin{aligned} Z_{1be} &= Z_1 + \frac{Z_2}{1 + Z_2} = \\ &= \frac{R(1 + p\tau_1)}{1 + p\tau_1 + pR(1 + C_1) \left(1 + p \frac{\tau_1}{1 + C_1}\right)} + \frac{p + R_2}{1 + R_2 + p} \end{aligned}$$

Felhasználva a (11)–(12) összefüggéseket összevonás és rendezés után a

$$Z_{1be} = \frac{R_2^2}{R_2^2 - 1} \frac{1 + \frac{p}{R_2}}{1 + \frac{p}{1 + R_2}} \frac{1 + 2\zeta_3 \frac{p}{\omega_3} + \left(\frac{p}{\omega_3}\right)^2}{1 + 2\zeta_4 \frac{p}{\omega_4} + \left(\frac{p}{\omega_4}\right)^2} \quad (14)$$

kifejezést kapjuk, ahol

$$\begin{aligned} \omega_3 &= \sqrt{R_2(R_2 + 1)} \\ \zeta_3 &= \frac{R_2^2(2 + C_1) + R_2 - 1}{2R_2\sqrt{R_2(R_2 + 1)}} \\ \omega_4 &= \sqrt{R_2^2 - 1} \\ \zeta_4 &= \frac{R_2^2(2 + C_1) - 1}{2R_2\sqrt{R_2^2 - 1}} \end{aligned}$$

A Bode-diagramok felhasználásával a (14) kifejezés is egyszerűen értékelhető. A másodfokú tényezők a legtöbb esetben két valós tényezőre esnek szét, de a gyökök ebben az esetben a

$$p_i = \omega_i [-\zeta_i \pm \sqrt{\zeta_i^2 - 1}] \quad (15)$$

alapján meghatározhatók.

Ha az illesztő négy-pólus beépítésre kerül egy összeköttetésbe, akkor figyelembe kell venni az általa okozott csillapítást is. Az 1.1 pontban leírtak szerint a csillapítás kifejezésében mindig fellép a T feszültségátviteli függvény (10b ábra):

$$\begin{aligned} T = \frac{U_k}{U'} &= \frac{Z_{1be}}{1 \times Z_2} = \frac{Z_{1be}}{1 \times (p + R_2)} = \frac{Z_{1be}}{\frac{R_2}{1 + R_2} \frac{1 + \frac{p}{R_2}}{1 + \frac{p}{1 + R_2}}} = \\ &= \frac{R_2}{R_2 - 1} \frac{1 + 2\zeta_3 \frac{p}{\omega_3} + \left(\frac{p}{\omega_3}\right)^2}{1 + 2\zeta_4 \frac{p}{\omega_4} + \left(\frac{p}{\omega_4}\right)^2} \quad (16) \end{aligned}$$

Mint látható, az előzők felhasználásával itt is könnyen kezelhető összefüggésre jutottunk.

1.4 Az illesztő négy-pólus méretezése

Az 1.3 pontban meghatároztuk a Z_{1be} bemeneti impedancia (14) kifejezését, valamint a T feszültségátviteli függvény (16) kifejezését az R_2 és a C_1 paraméterek függvényeként. Ezen összefüggéseket néhány diszkrét érték mellett ($R_2 = 1,5; 2; 2,5$ és $C_1 = 0; 0,2; 0,4; 0,8$) számítógéppel ki is számítottuk és görbesereggel ábrázoltuk. Az eredménylapon minden $R_2 - C_1$ értékpárhoz kiírtuk az $R_2, C_1, \zeta_3, \zeta_4, Z_0$ (a bemeneti impedancia értéke zérus frekvencián), valamint az A_0 (a feszültségátviteli függvény értéke zérus frekvencián) mennyiségeket. Ezek után táblázatosan szerepel a frekvencia függvényében a bemeneti impedancia abszolút értéke és fázisa (fokban), valamint a reális és képzetes része. Az utolsó két oszlopban szerepel a feszültségátviteli függvény abszolút érté-

kének természetes alapú logaritmusa, azaz a csillapítás néperben és a feszültségátviteli függvény árkusza, azaz a forgatás fokban.

E dolgozattal csak a leglényegesebb diagramokat közöljük a 11a, b és c ábrákon.

A méretezés ezek után a következőképpen történik. Az illesztendő kábel hullámimpedanciájának valós és képzetes részét olyan pauz-papíron ábrázoljuk, amelynek léptéke megegyezik a diagramok léptékével. A követelmény-görbét fedésbe hozzuk a diagram egyik összetartozó ReZ_1 és ImZ_1 görbéjével és leolvassuk az R_2 és C_1 paramétereket. Ezek felhasználásával az illesztő négy-pólus még ismeretlen elemeinek értéke az analízis alapján:

$$R = \frac{R_2}{R_2^2 - 1}$$

$$R_1 = \frac{1}{R_2 C_1}$$

Ezzel az illesztő négy-pólus elemeinek relatív értékei már ismertek. Dimenziós értékekre úgy térhetünk át, hogy a relatív értékeket megszorozzuk az egységekkel. Az ellenállás-egység (R_e) a kábel nagyfrekvenciás hullámimpedanciájának valós része, a frekvencia-egység (f_e) pedig az a frekvencia, amely a követelmény-görbén fedésbehozás esetén megegyezik a görbesereg 1 frekvenciájával. Ezen egységek segítségével

$$L_e = \frac{R_e}{2\pi f_e}$$

$$C_e = \frac{1}{2\pi f_e R_e}$$

Ha nem találunk olyan összetartozó $R_2 - C_1$ értékpárt, amely mellett a reflexiós csillapítás $a_r \geq 2,3$ N, akkor meghatározhatjuk a bemeneti impedancia zérusait és pólusait a (14) és (15) kifejezésekből és célszerűen kicsit megváltoztatva valamelyik szingularitást az illesztő négy-pólus megtervezhető. Ezt fogja illusztrálni második példánk.

1.5 Példák illesztő négy-pólus tervezésére

A következőkben bemutatunk két példát, amelyeken keresztül illusztrálni kívánjuk az előzőkben elmondottakat.

Az első példában az illesztő négy-pólus közvetlenül méretezhető a megadott diagramok segítségével, míg a második példában az egyik szingularitás csekély megváltoztatásával lehet elérni a kívánt 2,3 N-es reflexiós csillapításnál nem kisebb értéket.

Első példa

Legyen adott egy 1,34 mm Ø Al. 28 nF/km kábel hullámimpedanciája az 1. táblázat szerint. Ha ezeket az értékeket diagramban ábrázoljuk a megadott görbesereg léptékben, akkor a diagram jó fedésbe hozható az $R_2 = 2,5; C_1 = 0,2$ paraméterekkel jellemzett

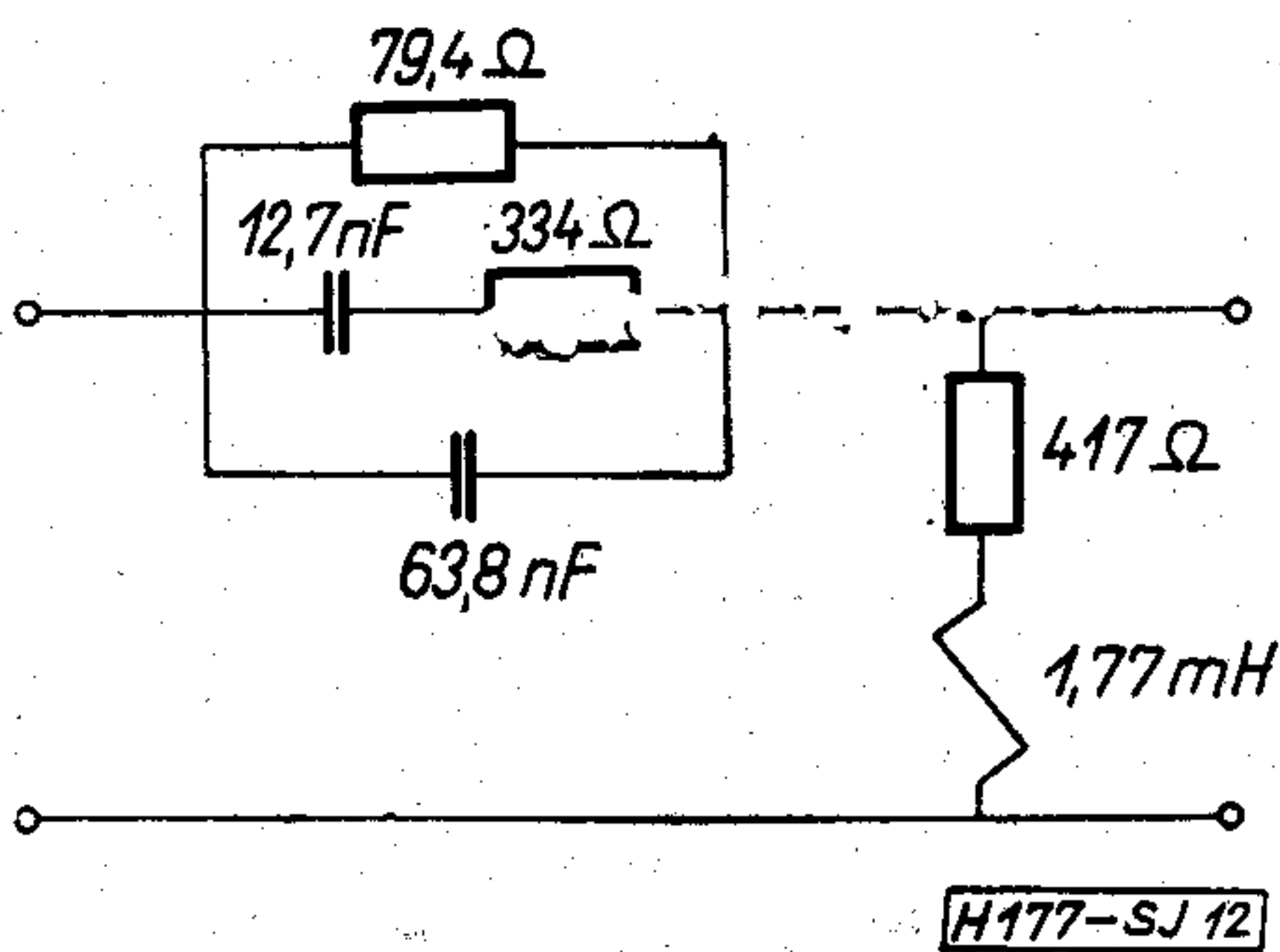
1. táblázat

f (kHz)	12	20	30	60	90	120	180	240
$\text{Re}Z_0$ [Ω]	185	179	176	172	170	169	168	167
$-\text{Im}Z_0$ [Ω]	53	34	26	14	10	8,5	7,5	7

görbével. Rögtön leolvasható a frekvenciaegység is $f_e = 15$ kHz, vagyis $\omega_e = 94,2$ kr/s. Mivel az ellenállás-egység a hullámimpedancia valós részének nagyfrekvenciás értéke, ezért

$$L_e = \frac{R_e}{\omega_2} = \frac{167}{94,2} 10^{-3} = 1,77 \text{ mH}$$

$$C_e = \frac{1}{R_e \omega_e} = \frac{10^{-6}}{0,167 \cdot 94,2} = 63,8 \text{ nF}$$



12. ábra

A még ismeretlen kapcsolási paraméterek a (11) és (12) kifejezések alapján számíthatók

$$R = \frac{R_2}{R_2^2 - 1} = \frac{2,5}{6,25 - 1} = 0,476 \text{ és beszorozva az egységgel}$$

$$R = 79,4 \text{ ohm}$$

$$R_1 = \frac{\tau_1}{C_1} = \frac{1}{R_2 C_1} = \frac{1}{2,5 \cdot 0,2} = 2 \text{ és beszorozva az egységgel}$$

$$R_1 = 334 \text{ ohm}$$

Az illesztő négyfázis kapcsolása a 10b ábra alapján a 12. ábrán látható.

Számításainkat mérrel is ellenőriztük. Eredményeink szerint a kábeloldali reflexiós csillapítás nagyobb, mint 3 N (a megengedett 2,3 N helyett), a berendezés felé pedig 4N-nél nem kisebb.

Második példa

Egy 0,9-es DM kábel hullámimpedanciája adott a 2. táblázatban. Ha ezeket az értékeket ábrázoljuk a megadott görbeseregnek megfelelő léptékben ($R_e = 123 \text{ ohm}$) és igyekszünk fedésbe hozni valame-

2. táblázat

f [kHz]	6	12	24	36	60	108
$\text{Re}Z_0$ [Ω]	164	144	130	123	123	123
$-\text{Im}Z_0$ [Ω]	96	61,5	33,3	24,1	13,6	7,7

lyikkel, akkor nem találunk olyan görbét, amellyel ez megtehető 2,3 N-es reflexiós csillapításnál nem kisebb értékkel. A görbék közül a követelményekhez legközelebb az $R_2 = 1,5$; $C_1 = 0,4$ paraméterekkel rendelkező áll.

Keressük meg (14) alapján a bemeneti impedancia gyökeit, ha $R_2 = 1,5$ és $C_1 = 0,4$

$$\omega_1 = -R_2 = -1,5$$

$$\omega_2 = -(1 + R_2) = -2,5$$

$$\omega_3 = \sqrt{R_2(R_2 + 1)} = 1,94$$

$$\omega_4 = \sqrt{R_2^2 - 1} = 1,12$$

valamint

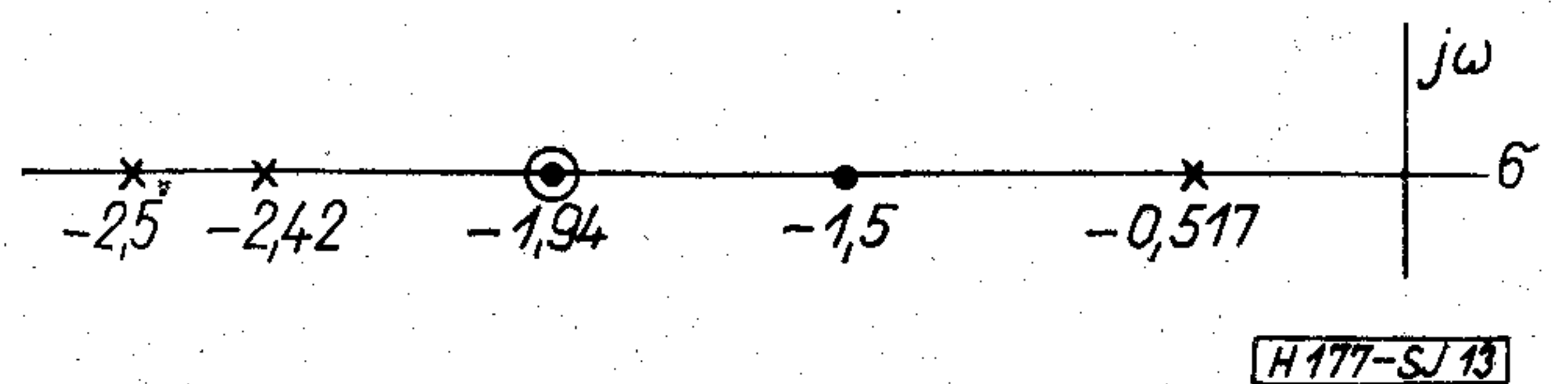
$$\zeta_3 = 1,016$$

$$\zeta_4 = 1,312$$

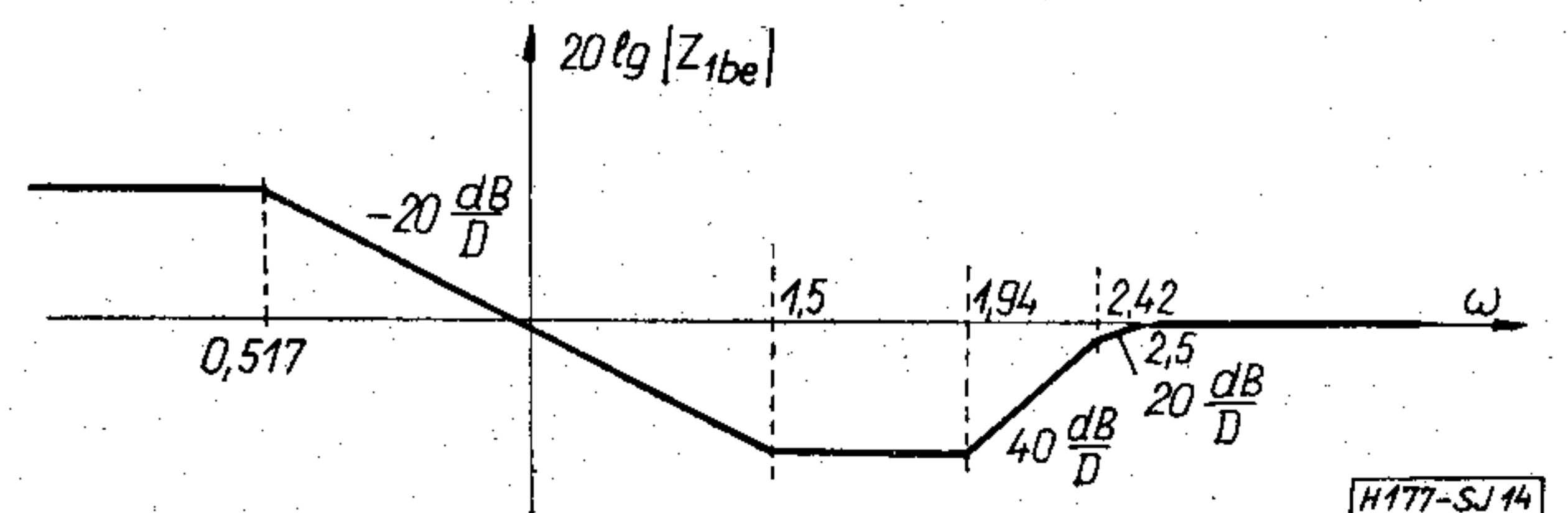
A (15) kifejezés szerint, ha a $\zeta_3 = 1$ közelítéssel élünk, akkor kettős gyököt kapunk a $-1,94$ -es helyen és ha kiszámítjuk az $\omega_4 = 1,12$ és $\zeta_4 = 1,312$ adatokkal definiált két gyököt a (15) segítségével, akkor a

$$p_i = 1,12[-1,312 \pm \sqrt{1,312^2 - 1}] = \begin{cases} -0,517 \\ -2,42 \end{cases}$$

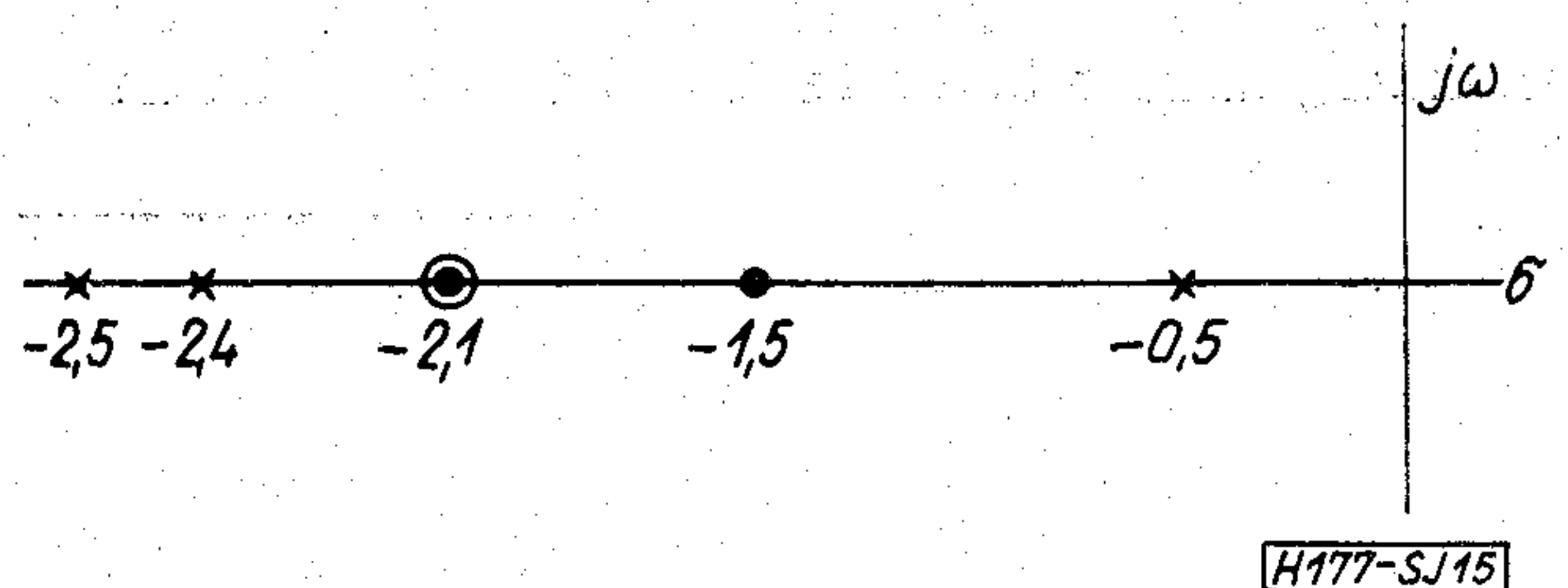
értéket kapjuk. E szingularitásokat ábrázolva a $p = \sigma + j\omega$ síkon, a 13. ábrához jutunk. Ha ezen pólusz-erős elrendezéshez felrajzoljuk a Bode-féle törtvonalas karakterisztikát, akkor a 14. ábrát kapjuk. Ismerve a Bode-diagramok tulajdonságait, valamint a követelménygörbe eltérését az $R_2 = 1,5$; $C_1 = 0,4$ paraméterekkel rendelkező görbétől, rögtön következik, hogy a Z_{1be} bemeneti impedancia jobban fogja közelíteni a megadott hullámimpedanciát, ha a $-1,94$ -es pontban fekvő szingularitásokat nagyobb értékűre választjuk. (Más megoldás is választható, pl. a $-2,5$ -



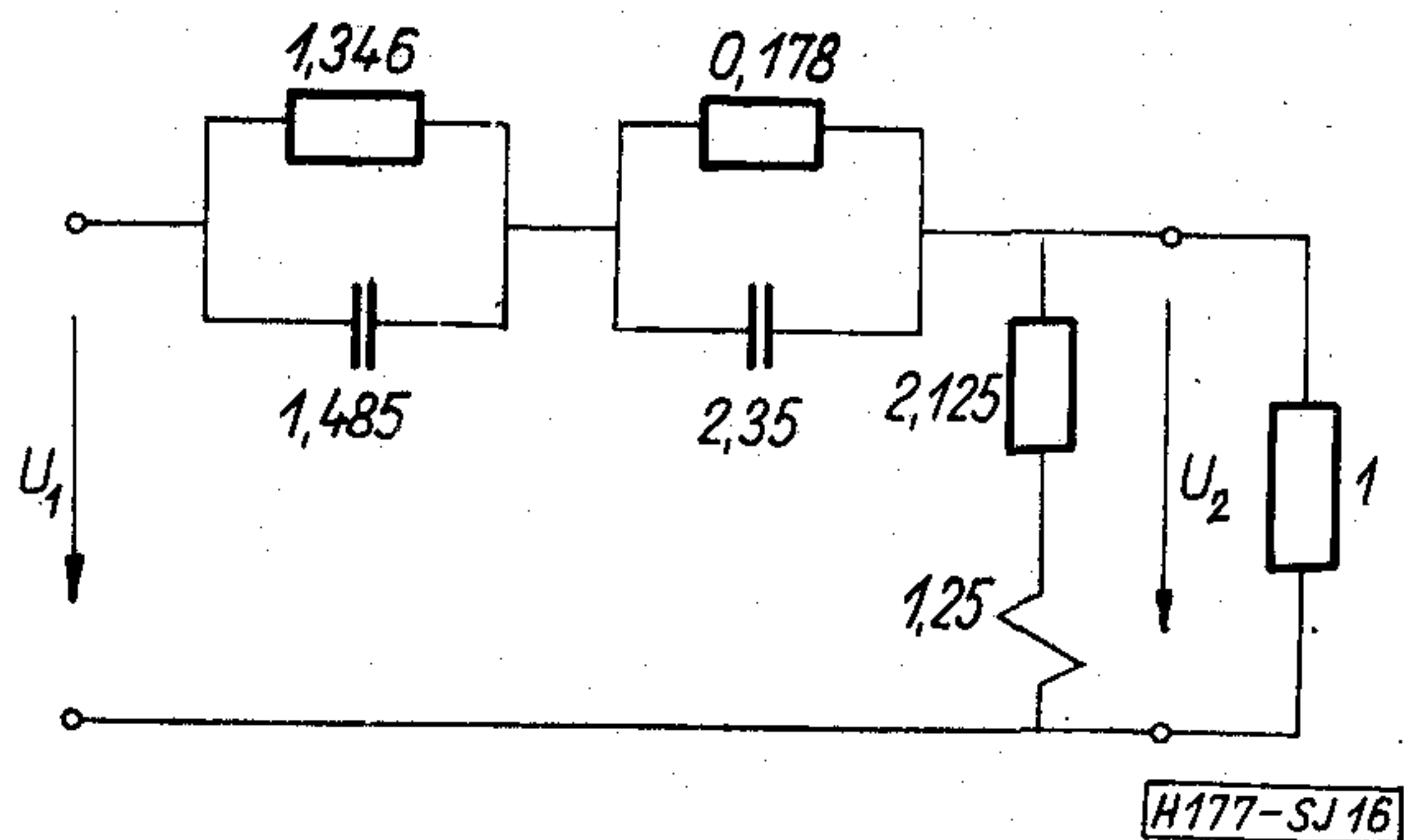
13. ábra



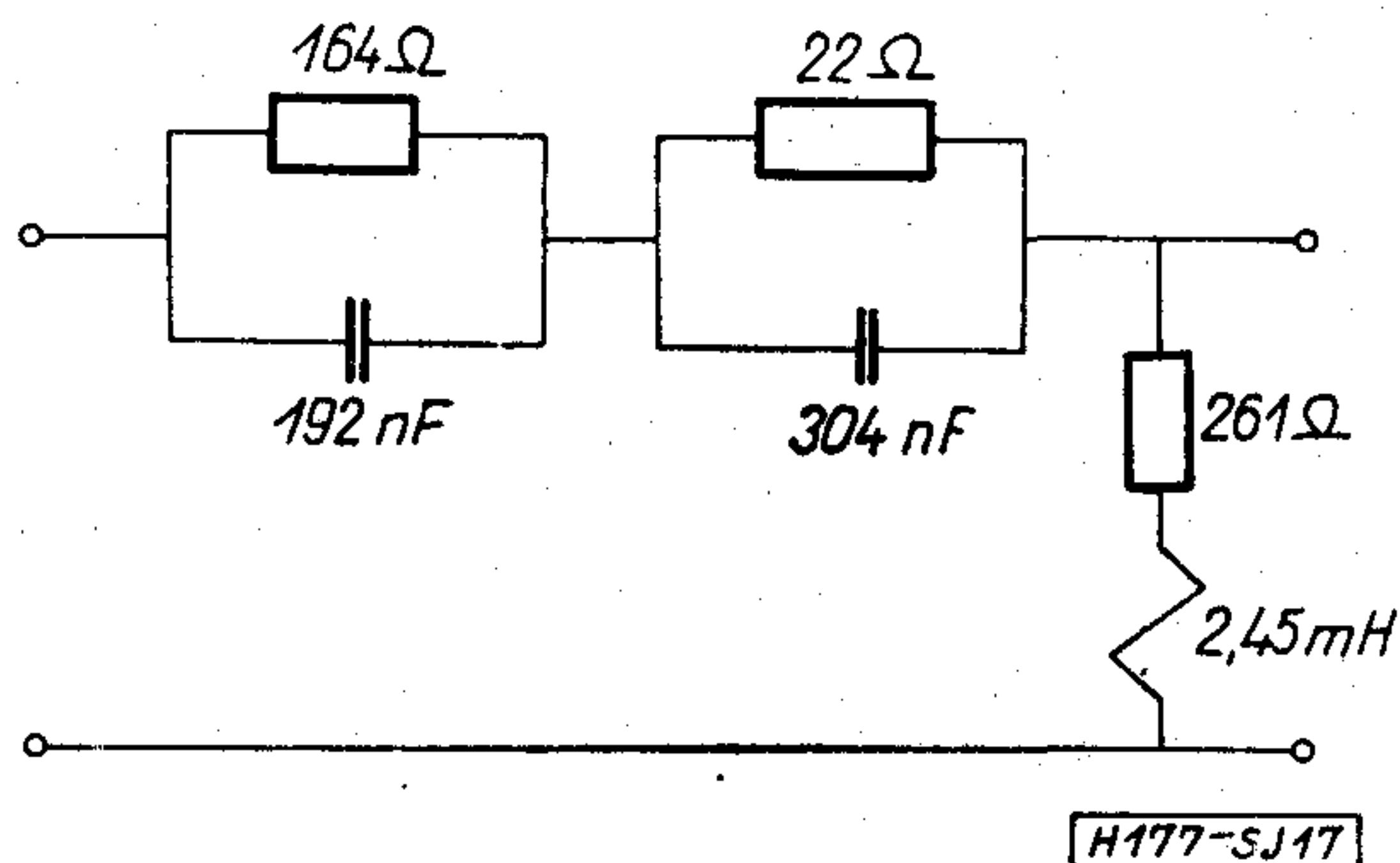
14. ábra



15. ábra



16. ábra



17. ábra

es pontban levő pólus értéke csökkenthető.) Az egyszerűbb számítás érdekében a megadott szingularitásokat még kerekítsük is. Ezek alapján az új pólus-zérus elrendezés legyen a 15. ábra szerinti. Az így megadott pólus-zérus elrendezés a következő impedanciafüggvényt definiálja:

$$Z_{1be} = \frac{(p+1,5)(p+2,1)^2}{(p+0,5)(p+2,4)(p+2,5)}$$

Ez a függvény már teljesíti a megadott követelményeket. Realizálva az impedanciát a 16. ábra kapcsolására jutunk. A relatív értékekről úgy térhetünk át dimenziós értékre, hogy az ellenállás egysége ($R_e = 123 \text{ ohm}$) mellé felvesszük a frekvenciaegységet. A 16. ábra kapcsolásának analíziséből következik, hogy $f_e = 10 \text{ kHz}$ és így

$$L_e = \frac{R_e}{2\pi f_e} = 1,96 \text{ mH}$$

$$C_e = \frac{L_e}{R_e^2} = 129 \text{ nF}$$

Ezen egységekkel a megépítendő kapcsolat a 17. ábrán látható.

Tervezett kapcsolásunkat mérésel ellenőriztük és eredményeinket a 3. táblázatban adtuk meg. Látható,

$f \text{ [kHz]}$	6	12	24	36	60	108
$a_{rk} \text{ [N]}$	2,9	3,1	3	3,1	3,75	4,2
$a_{rb} \text{ [N]}$	1,8	1,85	2	2,2	2,6	3,2
$\ln \left \frac{U_1}{U_2} \right $	0,81	0,46	0,18	0,09	0,035	0,015

hogy a kábel oldali a_{rk} reflexiós csillapítás minimuma 2,9 N, ami több mint fél néperrel jobb a követelménynél. A berendezés oldal felől a reflexiós csillapítás az előző példához képest lecsökkent, de erre nem tettünk előírást. Egyébként a csökkenés oka az, hogy a szingularitás megváltoztatásánál csupán a kábel oldali impedanciát tartottuk szem előtt. Más szingularitás változtatásnál más reflexiós csillapítás értéket kapunk a berendezés oldalon is. Ha egyéb szempontból a berendezés oldalon is szükség van a jobb illesztésre, akkor több szingularitás változtatást kell végigszámolni és az optimumot kell kiválasztani.

Érdeemes a kapott eredményt összehasonlítani a régebben használt illesztő négyfázisúval, amely egyszerű párhuzamos RC kapcsolás volt. E kapcsolat 6 kHz-es $a_{rk} = 2,63 \text{ N}$ és $a_{rb} = 0,4 \text{ N}$ reflexiós csillapításokat ad, 12 kHz-en pedig $a_{rk} = 2,7 \text{ N}$ -t és $a_{rb} = 0,3 \text{ N}$ -t. Látható, hogy a méretezett kapcsolásunk a berendezés oldalon még így is több, mint 1 N-rel, jobb, bár ezt az oldalt figyelembe sem vettük a módosításnál.

2. Köszönetnyilvánítás

Végezetül szeretném megköszönni *Farkas Vilmosnak*, a Posta Kísérleti Intézet osztályvezetőjének a többszöri hasznos konzultációt, valamint a mérések lebonyolítását. Ezenkívül köszönetemet fejezem ki *dr. Géher Károly* docensnek, a műszaki tudományok kandidátusának a kézirat gondos átnézéséért, valamint hasznos megjegyzése miatt.

3. Összefoglalás

A tanulmányban olyan illesztő négyfázisú tervezését dolgoztuk ki, amely ellenállást illeszt — előírt reflexiós csillapítás mellett — adott kábel frekvenciától függő hullámimpedanciájához. A feladatot RLC elemekből álló L-taggal oldottuk meg.

I R O D A L O M

- [1] *Géher K.*: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [2] *Youla, D. C.*: A new theory of broad-band matching. IEEE Trans. CT-11, 1. 30–50, 1964.

Aszimmetrikus illesztő négyfázisok számítógépes szimulációja

ETO: 621.372.54:681.3

Az alábbiakban tiszta képzetes elemekből felépített négyfázisokkal kívánunk foglalkozni, és pedig első sorban ohmos lezárású aszimmetrikus tagokkal, amelyek nem tartalmaznak induktív transzformátort. Ezeknek az illesztő négyfázisoknak az a feladatuk, hogy biztosítsák az előírt sávzélességet, és egy vagy több frekvencián teljesítsék az illesztés feltételeit.

Aszimmetrikus illesztő négyfázisok átviteli függvénye és áteresztési tartománya

Az átviteli függvény, definíció szerint, a primer és szekunder teljesítmények hányadosának négyzetgyöke:

$$\Gamma = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}}.$$

Ismeretes, hogy ha az első ábrán felvázolt négyfázist, amelynek láncparaméterei a, b, c, d , lezárjuk G_1 és G_2 vezetőképességű ohmos ellenállással, akkor az átviteli függvény:

$$\Gamma = \frac{1}{2} \left\{ a \sqrt{\frac{G_1}{G_2}} + d \sqrt{\frac{G_2}{G_1}} + b \sqrt{G_1 G_2} + \frac{c}{\sqrt{G_1 G_2}} \right\}. \quad (1)$$

Amennyiben a hullámcsillapítást akarjuk kiszámítani, akkor a lezáró ellenállásoknak minden frekvencián a hullámellenállással kell megegyeznie. Ilyenkor:

$$G_1 = \sqrt{\frac{cd}{ab}}; \quad G_2 = \sqrt{\frac{ac}{bd}}. \quad (2)$$

A (2) és (1) képletek alapján kapjuk a hullámátviteli függvény ismert kifejezését:

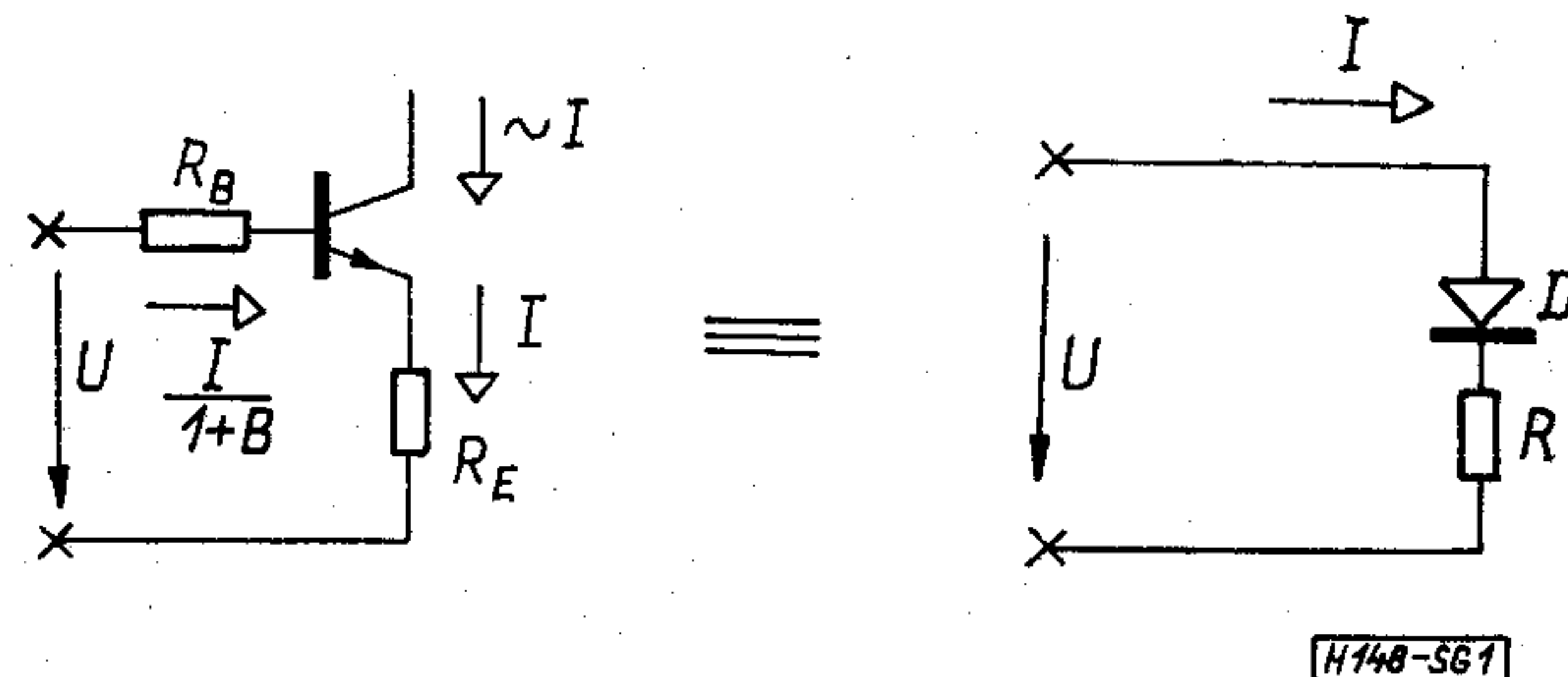
$$\Gamma = \sqrt{ad} + \sqrt{ad-1}. \quad (3)$$

Tiszta képzetes aszimmetrikus négyfázisoknak az áteresztési tartományát a (3) képlet alapján könnyen meghatározhatjuk. Ugyanis tiszta képzetes négyfázisoknál az a és d tiszta valós, és így a $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség teljesülése esetében a (3) képlet a következőképpen írható:

$$\Gamma = \sqrt{ad} + j\sqrt{1-ad}.$$

Látjuk tehát, hogy abban a frekvencia tartományban, amelyben $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség teljesül, az átviteli függvény abszolútértéke eggyel egyenlő. Az áteresztési tartományt így a $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség határozza meg.

Válasszunk ki az áteresztési tartományban egy ω_i körfrekvenciát. Jelöljük az ω_i körfrekvenciához



1. ábra

tartozó láncparamétereket: a_i, b_i, c_i, d_i , -vel, így ehhez a körfrekvenciához tartozó hullámellenállásokat a következőképpen számíthatjuk ki:

$$R_{1i} = \sqrt{\frac{a_i \cdot b_i}{c_i \cdot d_i}}; \quad R_{2i} = \sqrt{\frac{b_i \cdot d_i}{a_i \cdot c_i}}. \quad (4)$$

Amennyiben ezekkel R_{1i} és R_{2i} ellenállásokkal zárjuk le a négyfázist az ω_i körfrekvencián teljesítettük az illesztés feltételeit. Az üzemi átviteli függvény a következő lesz:

$$\Gamma = \frac{1}{2} \left\{ a \sqrt{\frac{d_i}{a_i}} + d \sqrt{\frac{a_i}{d_i}} + c \sqrt{\frac{b_i}{c_i}} + b \sqrt{\frac{c_i}{b_i}} \right\}. \quad (5)$$

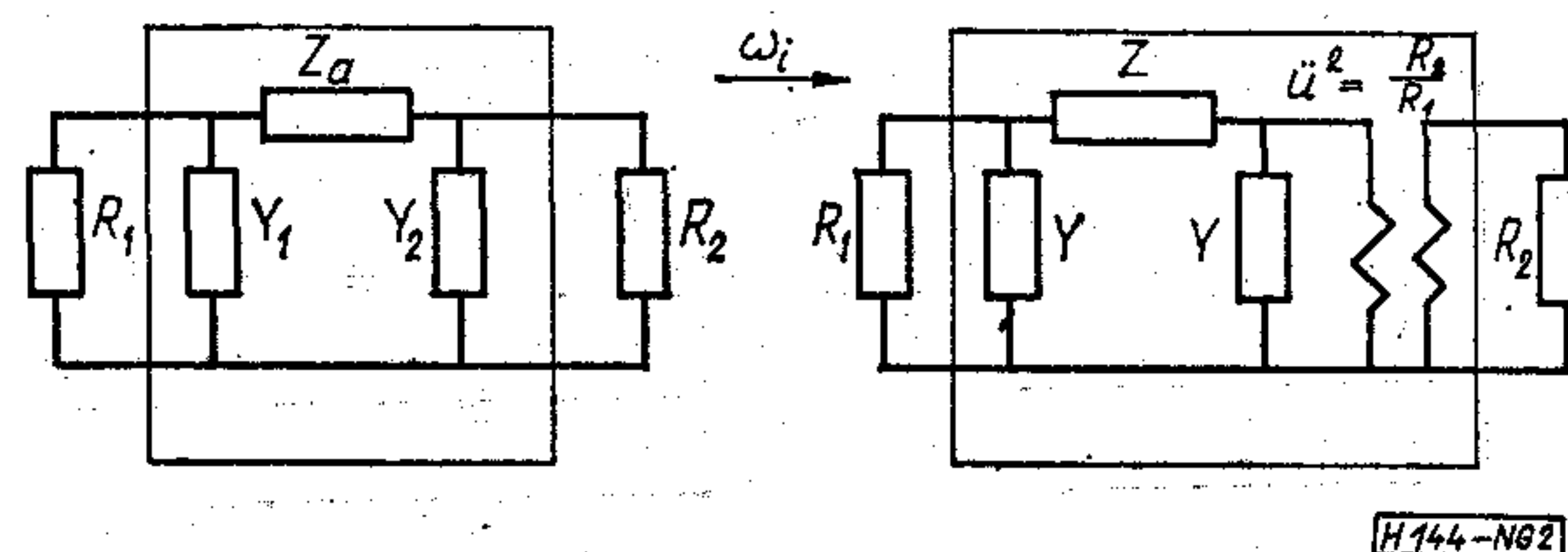
Látható, ha $\omega = \omega_i$, akkor $a = a_i, b = b_i, c = c_i, d = d_i$, ezért ezen az illesztési frekvencián az átviteli függvény:

$$\Gamma = \sqrt{a_i \cdot d_i} + \sqrt{b_i \cdot c_i}.$$

Mivel a láncparaméterekből képzett determináns egy, ezért: $b_i \cdot c_i = 1 - a_i \cdot d_i$ és így $|\Gamma| = 1$.

Aszimmetrikus négyfázisok számítógépes szimulációja

Az igazi szimuláció első lépése a modell megalkotása. Azt tapasztaltuk, hogy igen előnyös az illesztő négyfázisok számítógépes szimulációjának a szempontjából az aszimmetrikus négyfázist, szimmetrikus négyfázis és ideális transzformátor lánckapcsolásával modellezni. A továbbiakban a π -tagokra elvégzett számításainkat közöljük (2. ábra).



2. ábra

Amennyiben a 2. ábrán felvázolt aszimmetrikus π -taggal illeszteni akarunk az ω_i körfrekvencián, akkor a szimmetrikus π tagot úgy választjuk meg, hogy annak hullámmellenállása az ω_i körfrekvencián éppen R_1 legyen. Ugyanezen a körfrekvencián ezután felírjuk az alábbi mátrix egyenlőséget:

$$\begin{bmatrix} 1 + Z_a Y_2 & Z_a \\ Y_1 + Y_2(1 + Z_a Y_1) & 1 + Z_a Y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\ddot{u}}(1 + ZY) & \ddot{u}Z \\ \frac{1}{\ddot{u}}(2Y + ZY^2) & \ddot{u}(1 + ZY) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

A (6)-os láncmátrix egyenlőség alapján az aszimmetrikus négypólus kapcsolási paramétereit a szimmetrikus négypólus kapcsolási paramétereivel és az $\ddot{u}$ áttétellel kifejezhetjük.

Amennyiben a szimmetrikus π -tag Wagner-szűrő, akkor a Wagner-szűrő és ideális transzformátor lánckapcsolásának modellje alapján a Collins-szűrő, a Puskás-szűrő, és az alsó-kapacitív csatolású sávszűrő számítógépes szimulációját végezhetjük el.

Collins-szűrő számítógépes szimulációja

A 3. ábrán a Collins-szűrőt, Wagner-szűrő és ideális transzformátor lánckapcsolásával modelleztük.

A 3. ábra alapján az ω_i körfrekvencián a következő láncmátrixegyenlőséget írhatjuk fel:

$$\begin{bmatrix} 1 - L_a C_2 \omega_i^2 & j\omega_i L_a \\ j[\omega_i(C_1 + C_2) - \omega_i^3 L_a C_1 C_2] & 1 - \omega_i^2 L_a C_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\ddot{u}}(1 - 2\omega_i^2 LC) & j\ddot{u}2L\omega_i \\ j\frac{1}{\ddot{u}}(2\omega_i C - 2\omega_i^3 LC^2) & \ddot{u}(1 - 2\omega_i^2 LC) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

A fenti mátrix-egyenlőség alapján a Collins-szűrő kapcsolási paramétereit (L_a , C_1 , C_2) kifejezhetjük a Wagner-szűrő kapcsolási paramétereivel, az illesztési körfrekvenciával, és az áttétellel (L , C , ω_i , $\ddot{u}$).

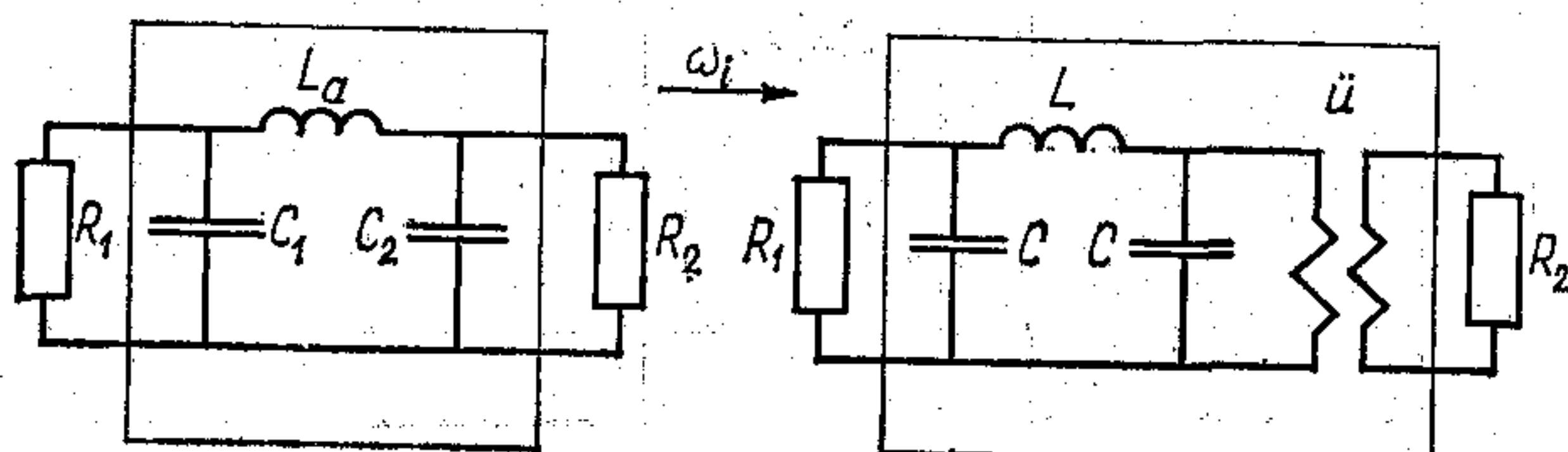
A Collins-szűrő kapcsolási paramétereit:

$$C_1 = C f_2; \quad C_2 = C f_1; \quad L_a = 2L\ddot{u};$$

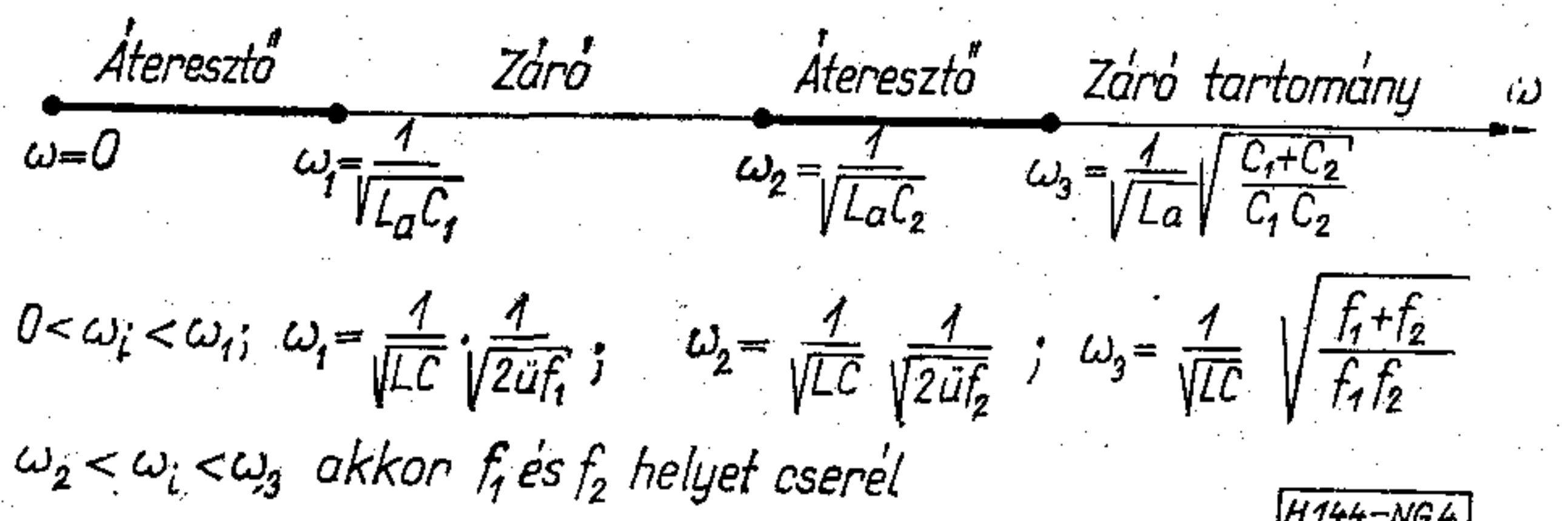
ahol az f_1 és f_2 az általunk bevezetett megfeleltetési faktorokat jelöli:

$$f_1 = \frac{2\omega_i^2 \ddot{u} LC + 1 - \ddot{u}}{2\omega_i^2 \ddot{u} LC}; \quad f_2 = \frac{2\omega_i^2 LC + \ddot{u} - 1}{2\omega_i^2 \ddot{u} LC}.$$

A Collins-szűrő áteresztési és záró tartományát a 4. ábrán $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség alapján vázoltuk fel, $\ddot{u} < 1$ feltételezéssel.



3. ábra



4. ábra

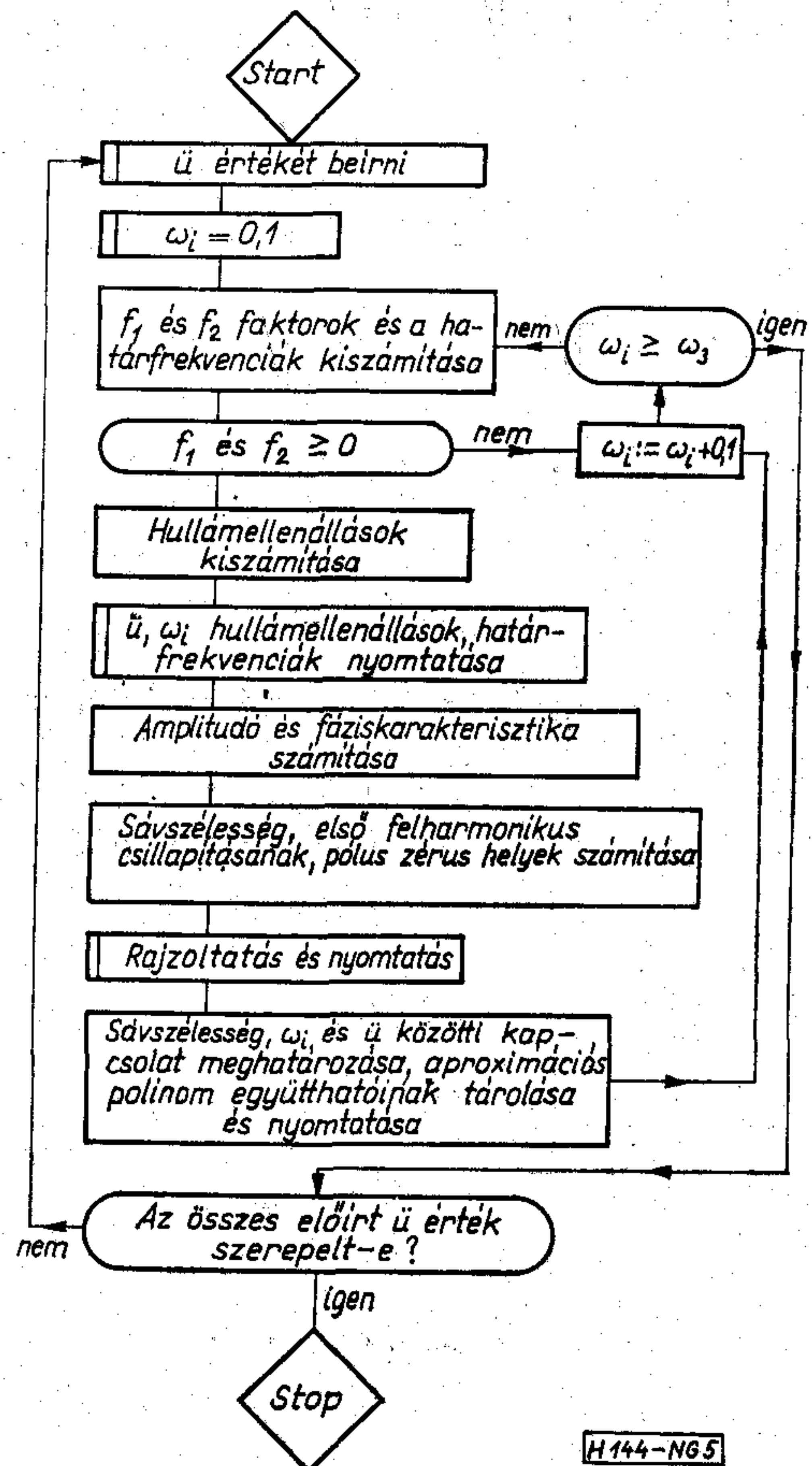
A 4. ábrán láthatjuk, hogy a határfrekvenciák az alábbi egyenlőtlenségnek tesznek eleget:

$$\omega_3 = \sqrt{\omega_1^2 + \omega_2^2}$$

Ezután számoljunk relatív értékekkel, és így legyen $L=1$; $C=1$. A relatív értékekkel a komplex frekvencia síkon s függvényében a Collins-szűrő átviteli függvénye az (5) egyenlet alapján a következő alakú lesz:

$$T(s) = \frac{1}{2} \left\{ (1 + 2s^2 \ddot{u} f_2) \ddot{u} + (1 + 2s^2 \ddot{u} f_1) \frac{1}{\ddot{u}} + \frac{s(f_1 + f_2) + 2s^3 \ddot{u} f_1 f_2}{\sqrt{1 - \omega_i^2}} \ddot{u} + 2s\sqrt{1 - \omega_i^2} \right\}.$$

Adott $\ddot{u}$ áttétel esetében a Collins-szűrő tulajdonságai attól fognak függni, hogy az ω_i relatív illesztési frekvenciát hová helyezzük el az áteresztési tartományban. Az ω_i értékének a megválasztása után úgy választjuk meg a frekvencia egységét, hogy az illesztési frekvencia valódi értéke az előírt legyen.



5. ábra

ω_i rel.	$\ddot{u}=0,7$								$\ddot{u}=0,6$							
	határ frekvenciák			zérus helyek			faktorok		határ frekvenciák			Zérus helyek			faktorok	
	ω_1	ω_2	ω_3	Valós	Re	Im	f_1	f_2	ω_1	ω_2	ω_3	Valós	Re	Im	f_1	f_2
0,4	0,55	2,36	2,43	-14,3	-0,39	0,56	2,3	0,12								
0,5	0,62	0,93	1,12	-1,7	*0,44	0,71	1,8	0,8	0,59	1,2	1,3	-3,9	-0,37	0,62	2,3	0,5
0,6	0,66	0,77	1,02	-1,0	-0,41	0,83	1,59	1,19	0,65	0,8	1,0	-1,4	*0,39	0,76	1,9	1,2
0,7	0,705	0,71	1,00	-0,8	-0,35	0,89	1,43	1,41	0,704	0,71	1,0	-0,9	-0,34	0,86	1,68	1,64
0,8	0,67	0,73	0,99	-0,6	-0,29	0,93	1,33	1,56	0,66	0,74	0,99	-0,69	-0,28	0,92	1,5	1,9
0,9	0,65	0,75	0,99	-0,4	-0,21	0,97	1,26	1,66	0,63	0,76	0,99	-0,47	-0,20	0,96	1,4	2,0
ω_i	$\ddot{u}=0,5$								$\ddot{u}=0,1$							
	ω_1	ω_2	ω_3	valós	Re	Im	f_1	f_2	ω_1	ω_2	ω_3	Valós	Re	Im	f_1	f_2
0,6	0,64	0,9	1,1	-2,3	*0,33	0,69	2,3	1,2								
0,7	0,703	0,71	1,0	-1,1	-0,32	0,81	2,0	1,9	0,7007	0,78	1,0	-8,6	-0,070	0,7	10,1	8,1
0,8	0,64	0,74	0,98	-0,78	-0,27	0,90	1,7	2,4	0,41	0,79	0,88	-1,9	*0,074	0,8	8,03	29,6
0,9	0,60	0,78	0,98	-0,51	-0,19	0,95	1,6	2,7	0,33	0,87	0,93	-0,9	-0,064	0,9	6,55	44,4

A számítógépes szimulációnk egyik feladata az volt, hogy megállapítsuk az ω_i értékei és a sávszélesség, illetve az ω_i értéke és az első felharmonikus csillapítása közötti kapcsolatot. A számítógépes szimulációnk blokkdiagramját az 5. ábrán vázoltuk fel.

Az 5. ábrán látható blokkdiagram alapján ALGOL programot készítettünk, amelyet az Egyetemi Számítógépen Könyves Tóth Kálmán irányításával futtattunk a Razdan gépen. A programunkban felhasználtuk az Egyetemi Számítóközpont „fXO library”-jét amit Márkus Tibor készített.

Azért, hogy általános ismereteket szerezzünk, mind az amplitúdó- és fázis-karakterisztikából, mind az impulzusátvitelről adott $\ddot{u}$ esetében kiszámítottuk és felrajzoltuk a harmadfokú $I(s)$ függvény zérus helyeinek (illetve $1/I$ pólushelyeinek) azt a mozgását az s komplex frekvencia síkon, amelyet az ω_i változtatása okozott (1. táblázat).

A táblázat a számítógép által több oldalon nyomtatott adatokat kivonatossan tartalmazza.

Az $I(s)$ -nek egy valós zérushelye és egy konjugált komplex zérushely párja van. Adott $\ddot{u}$ esetében az ω_i növelésével a valós zérushely az origó felé mozgott, a konjugált komplex zérus hely pedig a 6. ábrán felvázolt pályát írta le!

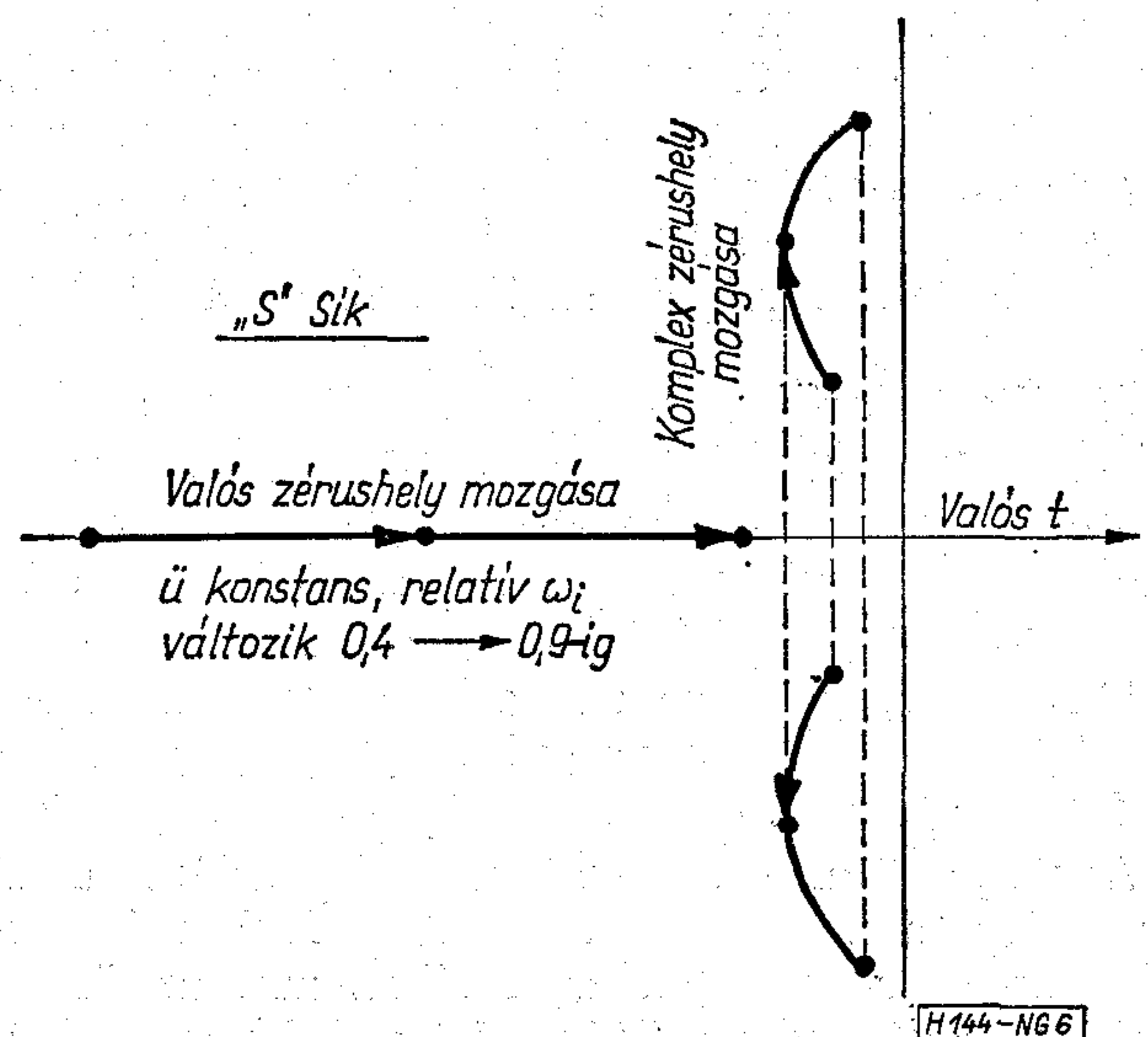
Számítógépes szimulációnk alapján a következőket állapítottuk meg:

1. A 6. ábrán látható zérushely mozgásból következik, hogy minden $\ddot{u}$ áttételhez tartozik egy olyan komplex zérushely, amelynek a valós része maximális. A maximumhoz tartozó ω_i értékekhez az 1. táblázatban maximális sávszélesség tartozik. (Az 1. táblázatban ezt a helyet *-gal jelöltük.)

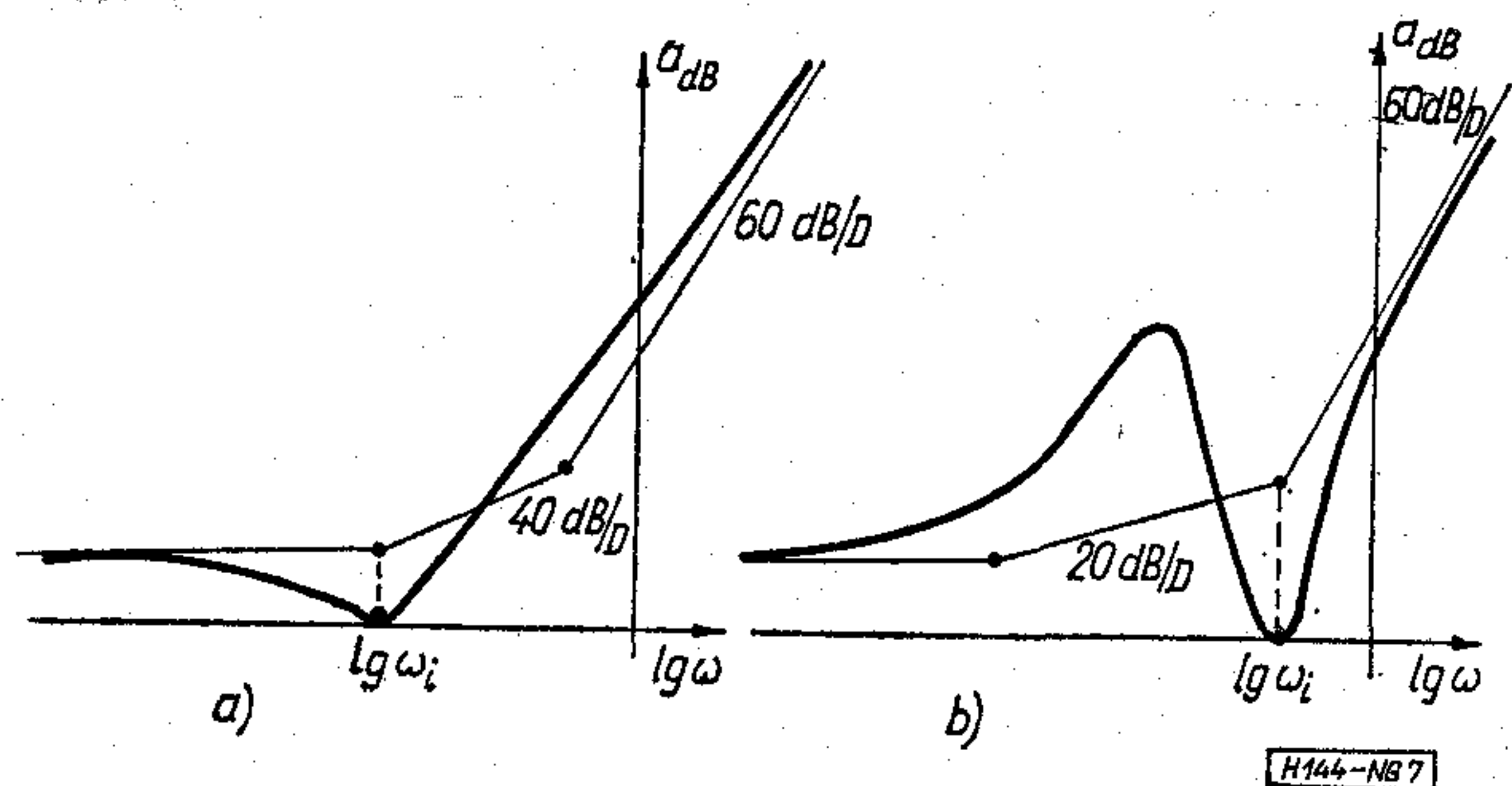
2. Amennyiben $\omega_i < \frac{1}{\sqrt{2}}$ és az alsó áteresztési tartományban van az ω_i , akkor a Collins-szűrő harmadfokú $I(s)$ átviteli függvényének Bode-diagramjában a másodfokú építőkocka töréspontja megelőzi az

elsőfokú építőkocka töréspontját. Ezalatt azt értjük, hogy a másodfokú építőkocka töréspontjához kisebb frekvencia tartozik. Ilyenkor a Collins-szűrő módosított aluláteresztő jellegű, mert a másodfokú építőkocka töréspontja környékén a ζ -től függő mértékben végez ugyan kiemelést, de utána, nagyobb frekvenciákon a csillapítás csak növekszik.

Viszont, ha $\omega_i > \frac{1}{\sqrt{2}}$ és a felső áteresztési tartományban van az ω_i , akkor a Bode-diagramon az elsőfokú építőkocka töréspontja alacsonyabb frekvencián jelentkezik, mint a másodfokú építőkockáé. Ez azt is jelenti, hogy a valós tengelyen lévő zérushely abszcisszájának abszolútértéke kisebb lesz, mint a komplex zérushely képzetes részének az abszolútértéke. Így az amplitúdó-karakterisztikában a másodfokú építőkocka töréspontjának, a ζ -től függő kieme-



6. ábra



7. ábra

lése előtt elég erőteljes csillapítás iktatódhat be, és így sávszűrő jellegű lesz a Collins-szűrő. (7a és 7b ábrák.)

Szimulációs négy-pólus-szintézis

Négy-pólus-szintézis alatt, adott feltételeket teljesítő négy-pólusok kapcsolási paramétereinek a kiszámítását értjük. A szintézis általában nehezebben hajtható végre, mint az analízis. A szimulációs módszerrel a szintézis mindazon esetekben elvileg elvégezhető, amikor az illesztőnégy-pólus típusát kiválasztottuk és annak analízise végrehajtható. Alkalmasan választott modell alapján, esetleg ciklusutasítással megadott kiindulási értékekkel elvégezzük a számítógépes szimulációt. A mi esetünkben az aszimmetrikus négy-pólust szimmetrikus négy-pólus és ideális transzformátor lánckapcsolásával modelleztük az illesztési frekvencián. Ezen modell alapján kiszámíthatjuk azokat a mennyiségeket, amelyek alapján az aszimmetrikus négy-pólus szintézisét el kívánjuk végezni. A számítógép ezután interpolációt vagy extrapolációt végez, és ennek segítségével kiszámítja a szükséges kapcsolási paramétereket, vagy pedig kijelzi, hogy a feladatot a kiválasztott illesztőnégy-pólus-fajttával nem lehet megoldani.

Amennyiben a feladat megoldható a számítógép a kapcsolási paramétereken kívül a zérus-pólus elrendezést, az amplitúdó- és fázis-karakterisztikát és az impulzusátvitel jellemzőit is kinyomtatja. Lehetőség van arra is, hogy a szintézist előre megadott hibahatáron belül végezzük el, illetve arra, hogy a számítógép megadja a tolerancia-érzékenységet, vagyis azt, hogy a kapcsolási paraméterek előre megadott változtatása, „hangolása” esetében az illesztő négy-pólus milyen eltéréssel teljesíti az általunk előírt feltételeket.

Az általánosságban elmondottakat Collins-szűrőre alkalmaztuk. Az elkészített program lehetőséget ad arra, hogy a Collins-szűrő szintézisnél előírjuk:

a) A relatív sávzélességet, illesztési frekvenciát, az ohmos lezárások értékeit.

b) Az illesztési frekvenciát, az illesztési frekvencián a második felharmonikus csillapítását és az ohmos lezárások értékeit.

A program alapján a számítógép, például az a) pontbeli adatok bevitele után szimulációs módszerrel kikeresi a megfelelő ω_i értékét, ami az illesztési frekvencia relatív értékét jelenti. Az ω_i értékének és az előírt illesztési frekvencia értékének az

összehasonlítása után a frekvencia egységét számítja ki a gép. Ezután a szimmetrikus Wagner-szűrő hullámellenállásának relatív értékét összehasonlítja az előírt primer lezáró ellenállás értékével, ebből kiszámítja az ellenállás egységét, amit az induktivitás és kapacitások tényleges értékének a kiszámítása követ. Ezután a számítógép kirajzolja az amplitúdó- és fáziskarakterisztikát és a zérus-pólus elrendezést. Amennyiben a számított és az adatszalonon bevitt előírt értékek nem egyeznek és köztük az eltérés nagyobb a megengedettnél, a számítást a gép megismétli.

Puskás-szűrő

A Collins-szűrőt kiterjedten használják a rádiótechnikában végfok és antenna illesztésére. Bizonyos alkalmazásoknál hátrányt jelenthet az, hogy alacsony frekvencián a csillapítás nem végtelen nagy, nem kielégítő az alacsonyfrekvenciás áteresztési tartomány. A Collins-szűrőnek, mint már említettük, az átviteli függvénye harmadfokú. A $I(s)$ -nek egy valós és egy konjugált komplex zérushelye van, pólusa nincs. Amennyiben sikerül az origóba pólust beültetni, a csillapítás zérus frekvencián végtelen nagy lesz. A pólus elhelyezését az origóba megoldhatjuk. Válasszuk továbbra is azt az esetet, mikor az $\ddot{u}$ áttétel kisebb mint egy, és figyeljük meg az f_1 és f_2 faktorok előjelét. Látjuk az f_1 mindig pozitív, ha $\ddot{u} < 1$, tehát a C_1 kapacitást a $C_1 = f_1 C$ képlet alapján mindig realizálhatjuk. Az f_2 azonban negatív is lehet és ilyenkor a C_2 kapacitás nem realizálható. Már ebből a szempontból is előnyösnek látszik a C_2 kapacitás helyett valamilyen másfajta realizációt végrehajtani, úgyhogy ez a pólus beültetést is megoldja. Térjünk vissza ezért az f_2 faktort definiáló láncmátrix-egyenlőségre. Az f_2 faktor bevezetése helyett a láncmátrixok egyenlőségéből számítsuk ki közvetlenül a (7)-ből az Y_2 admittanciát:

$$Y_2 = \frac{2s^2 LC + 1 - \ddot{u}}{2\ddot{u}^2 s L}.$$

A közismert realizálási módszerrel az Y_2 -re párhuzamos rezgőkör adódik amelynek induktivitása:

$$L' = 2L \frac{\ddot{u}^2}{1 - \ddot{u}}.$$

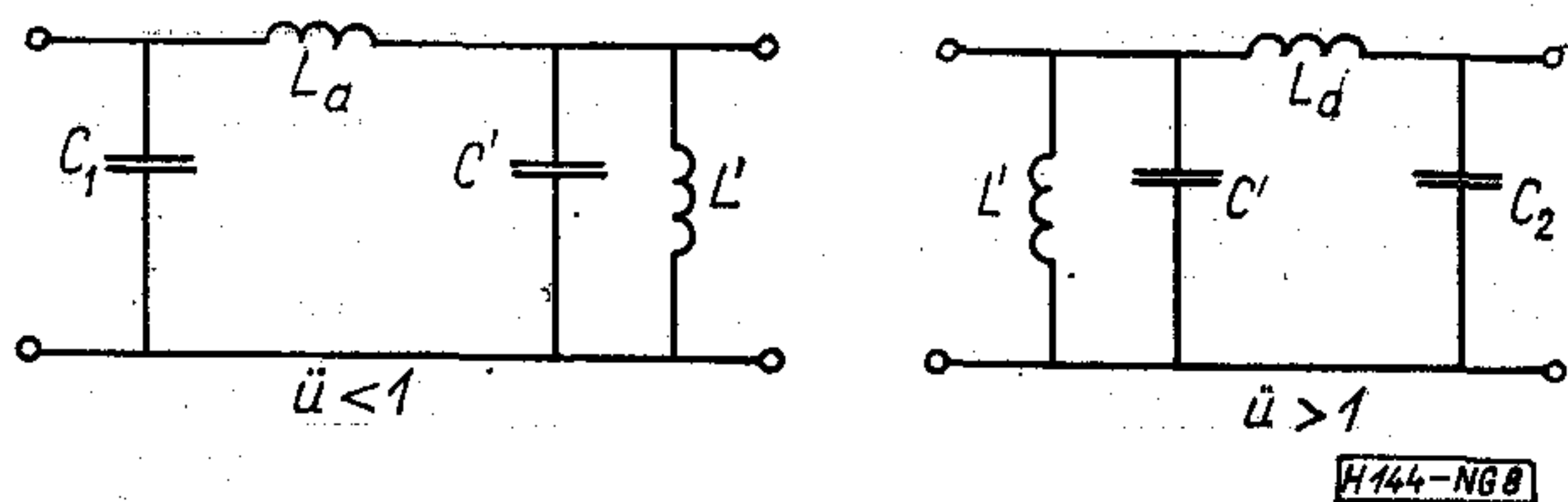
A rezgőkör kapacitása:

$$C' = \frac{C}{\ddot{u}^2}.$$

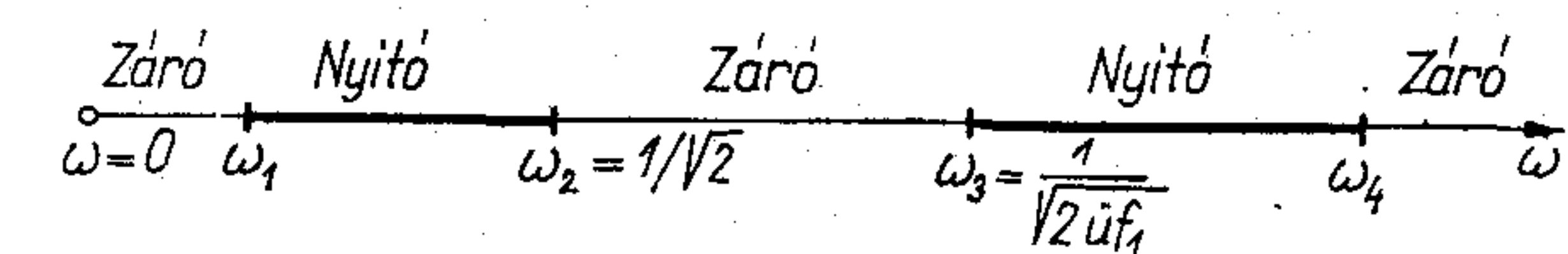
Az így kapott szűrőt 8. ábrán vázoltuk fel. Rögtön látható, hogy ennek a szűrőnek az átviteli függvénye origóban pólushellyel rendelkezik. Ezt a szűrőt a magyar távközléstechnika úttörőjéről Puskás-szűrőnek neveztük el.

A 8. ábrán felvázolt Puskás-szűrő áteresztési tartományát a $0 < ad < 1$ egyenlőtlenség alapján a 9. ábrán rajzoltuk fel. Mivel az átviteli függvénynek most van egy pólusa az origóban ezért az áteresztési tartomány nem tartalmazza az origót.

A Puskás-szűrő számítógépes szimulációját is elvégeztük és az eredményekből most az amplitúdó



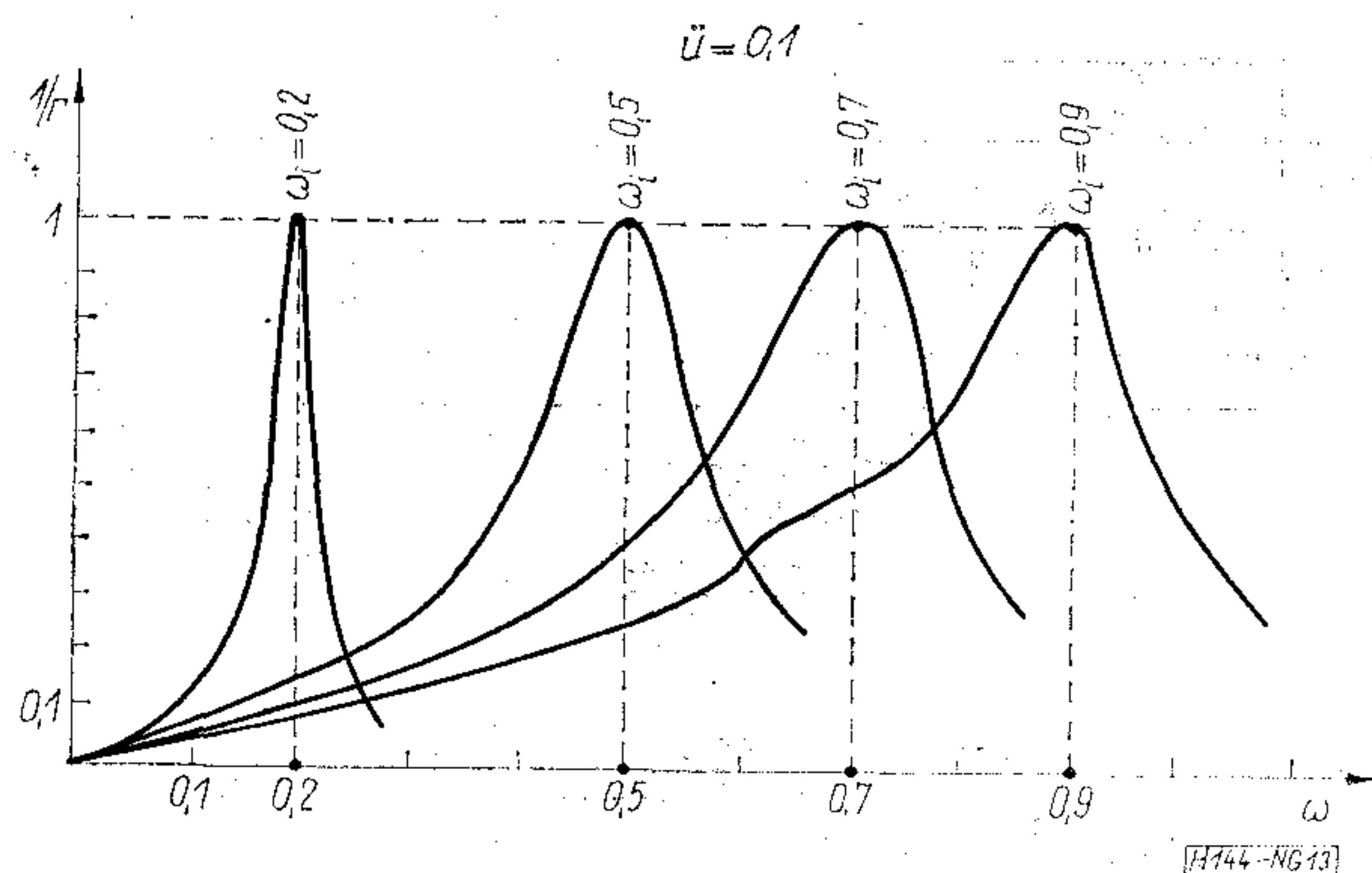
8. ábra



$$\omega_1 = \sqrt{\frac{(1+\bar{u}f_1) - \sqrt{(1-\bar{u}f_1)^2 + 4\bar{u}^2f_1}}{4\bar{u}f_1}}; \quad \omega_4 = \sqrt{\frac{1+\bar{u}f_1 + \sqrt{(1-\bar{u}f_1)^2 + 4\bar{u}^2f_1}}{4\bar{u}f_1}}$$

H144-N69

9. ábra



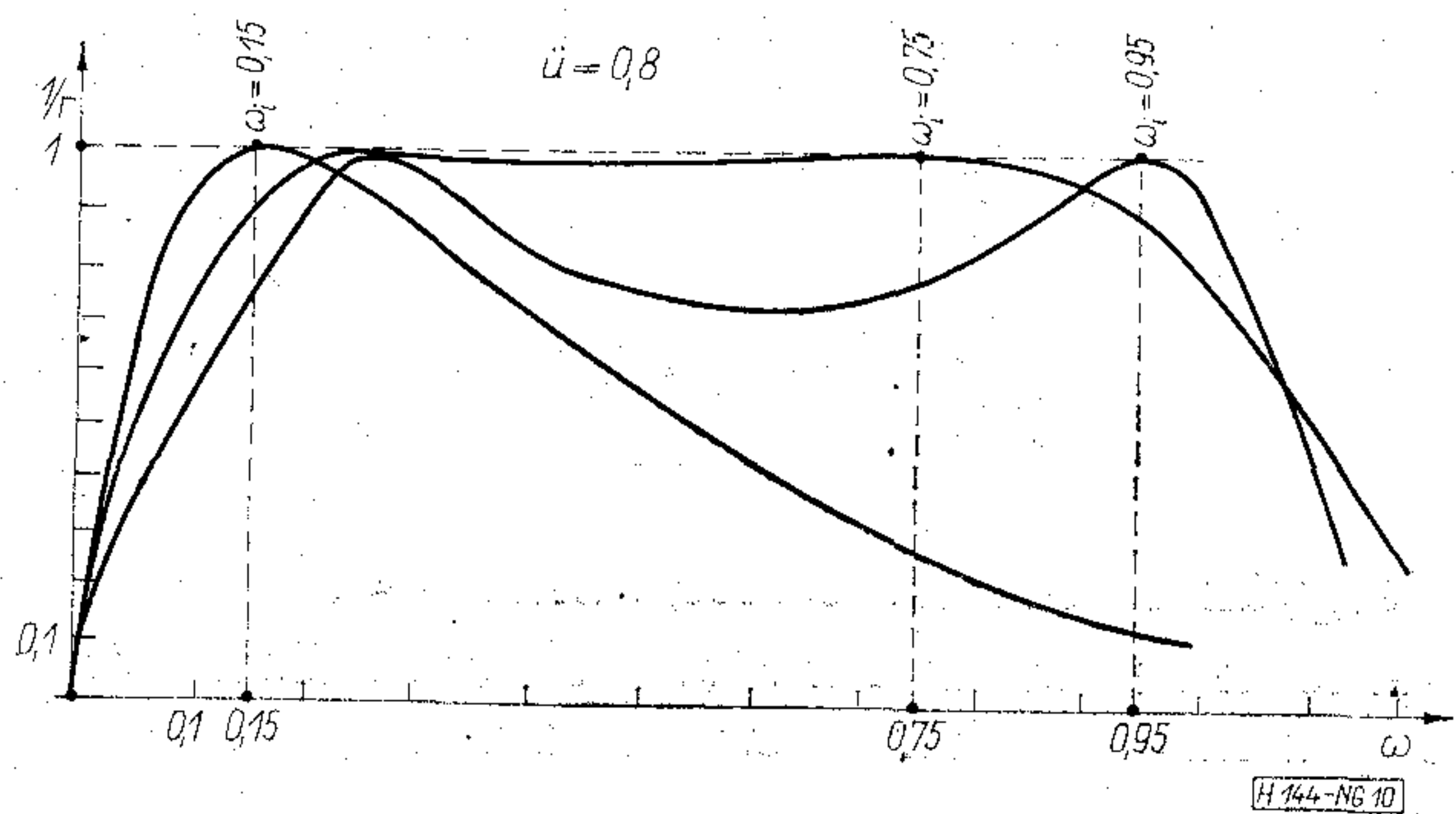
13. ábra

karakterisztikákat közöljük a 10., 11., 12., és 13. ábrákon.

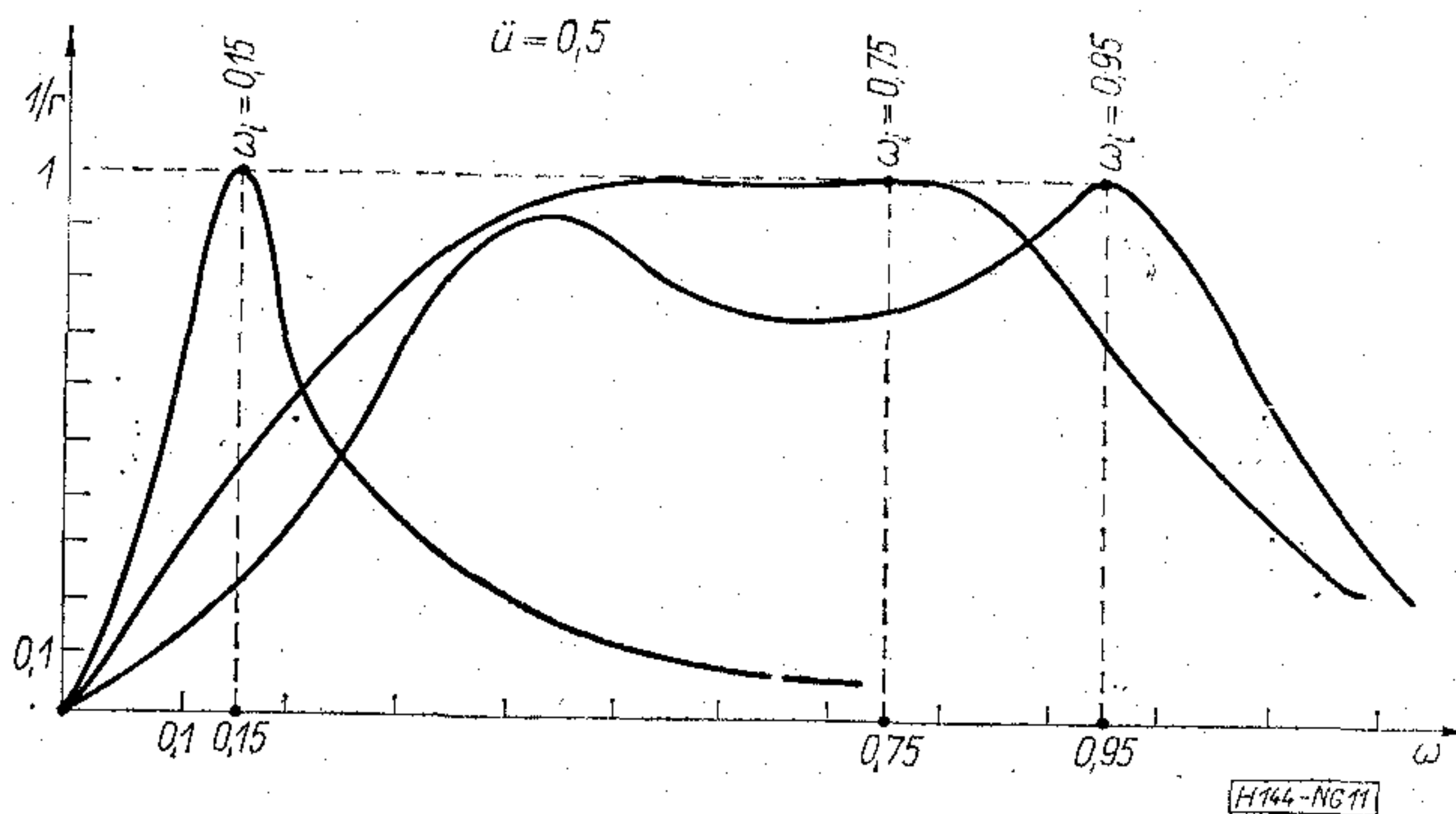
A fenti ábrákat figyelve a Puskás-szűrőnek az előnyeit a Collins-szűrőhöz viszonyítva a következőkben foglalhatjuk össze:

1. Általában nagyobb sáv szélesség érhető el a Puskás-szűrővel, mint a Collins-szűrővel. Különösen előnyös a Puskás-szűrőnél az illesztési frekvencia relatív értékét 0,7 körül választani.

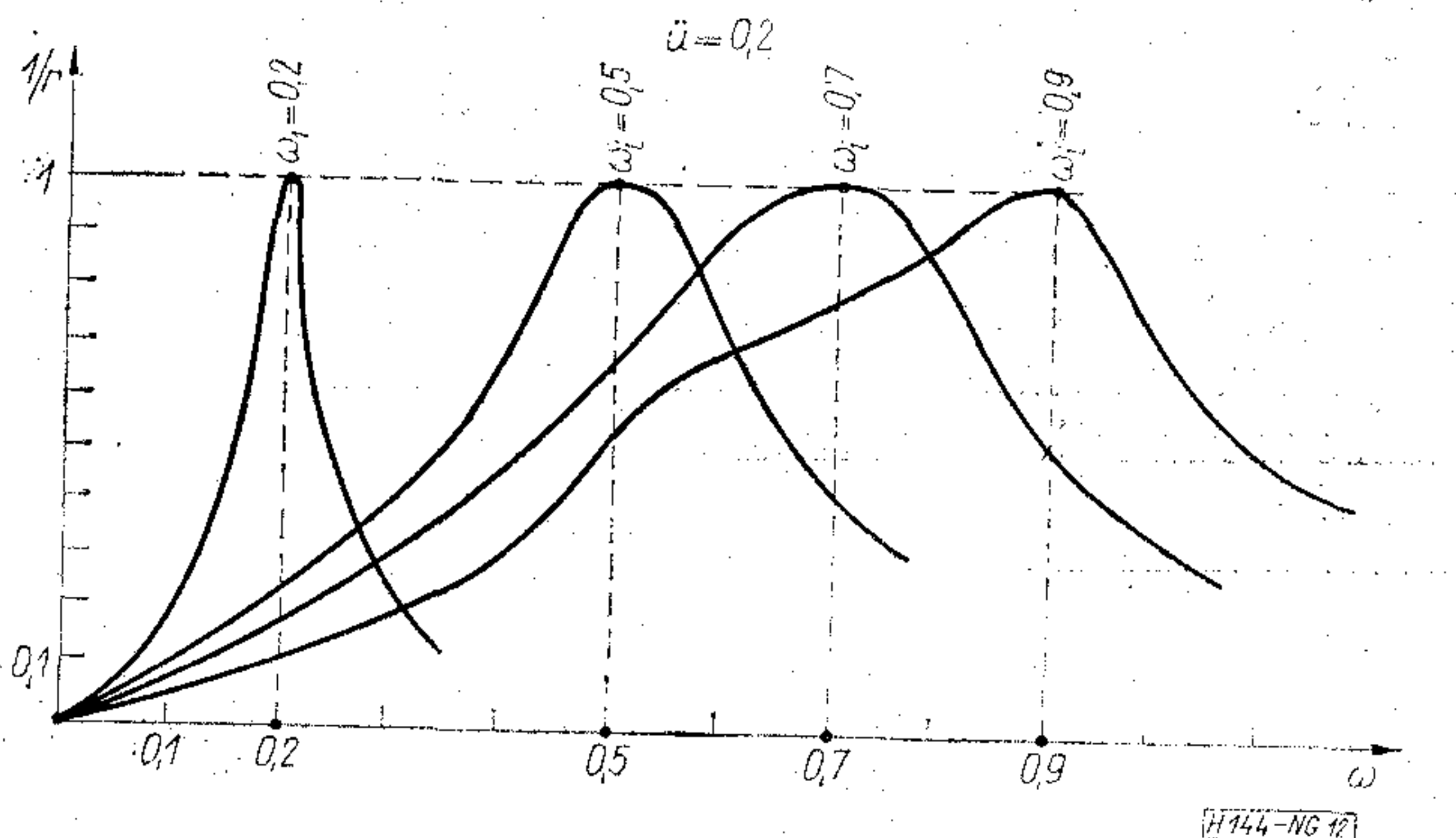
2. Kisebb $\bar{u}$ értékeknél (például $\bar{u}=0,1$) a Puskás-szűrőnél már nem jelentkezik zavaró alacsony frekvenciás átvitel, az illesztési frekvencia relatív értéke 0 és 1 között minden értéket felvehet, míg a Collins-szűrőnél a negatív értékű f_2 miatt csak a 0 és 1 intervallum egy része használható ki.



10. ábra



11. ábra

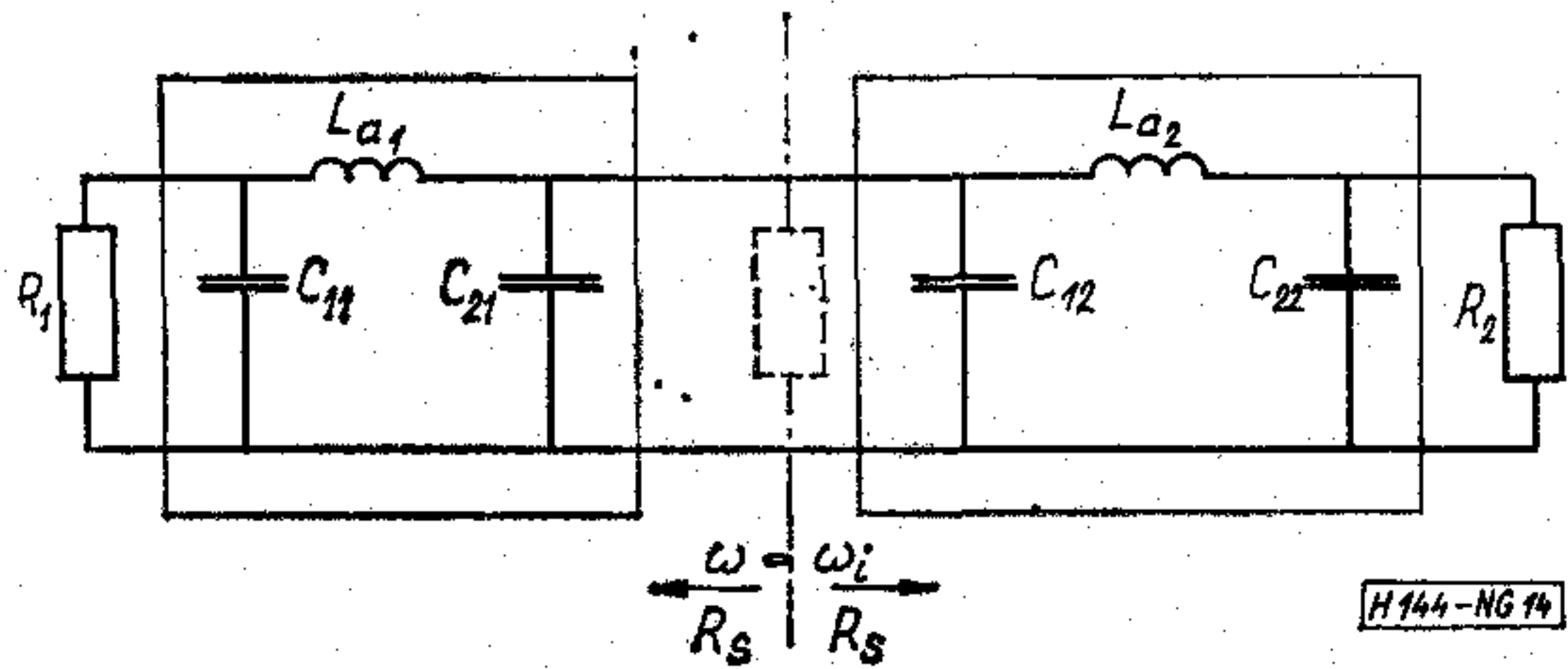


12. ábra

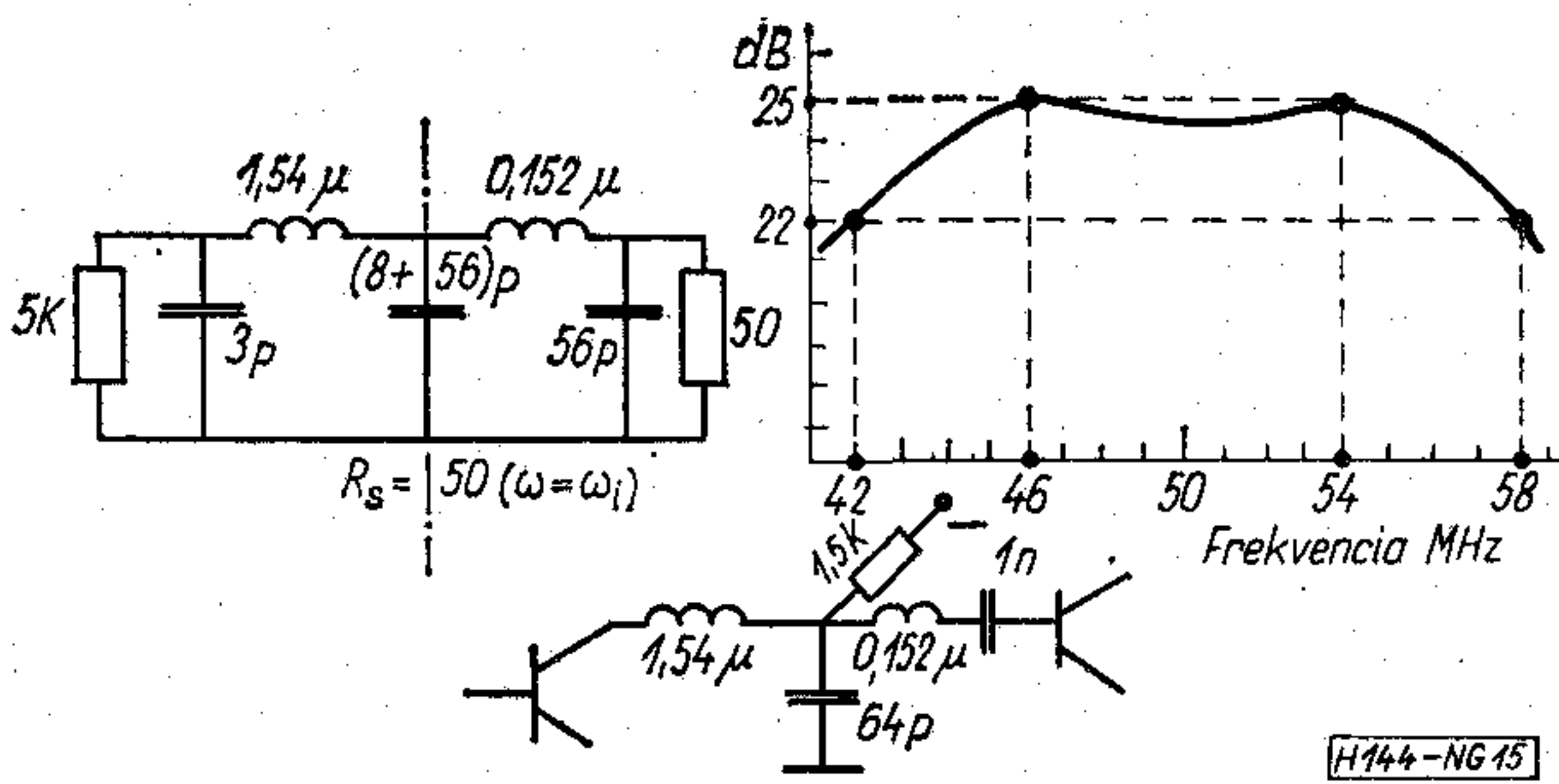
Egy vagy több frekvencián illesztett lánc szintézise

A most ismertetett módszer, amely a Collins-szűrőt és a Puskás-szűrőt a Wagner-szűrő és ideális transzformátor lánckapcsolásából származtatja, alkalmas arra, hogy az illesztés feltételét biztosítsa tetszés szerinti hosszúságú Collins- vagy Puskás-szűrőből felépített szűrőláncnál.

A sok lehetőség közül az aszimmetrikus, széttagolt, de optimális átvitelt biztosító, alsó-kapacitív csatolású sávszűrőt választottuk ki. Az alsó-kapacitív csatolású sávszűrőt két Collins-szűrő lánckapcsolatából raktuk össze. A Collins-szűrőnél a sáv szélességet az $\bar{u}$ impedancia áttétel és az ω_i relatív frekvencia értéke határozta meg. Ezen mennyiségek közötti kapcsolatot, ahogy azt leírtuk, számítógépes szimulációval határoztuk meg. Két láncba kapcsolt Collins-szűrő (alsó-kapacitív csatolású sávszűrő) átvitele azonban attól is függ, hogy a két láncba kapcsolt Collins-szűrő között milyen ellenállás jelenik meg az illesztési frekvencián. Gondolatban szétvágva a két Collins-szűrőt az illesztési frekvencián, mindkét irányban jelentkező ellenállást R_s -sel jelöljük. A szintézis szempontjából ez azt jelenti, hogy most van még egy szabad paraméterünk, amit a méretezés előtt megválaszthatunk. Legyenek adottak a láncba kapcsolt Collins-szűrőt lezáró ellenállások, az illesztési frekvencia és az R_s értéke. Az első Collins-szűrő az illesztési frekvencián az R_1 ellenállást R_s -re transzformálja át, amit a második Collins-szűrő transzfor-



14. ábra



15. ábra

mál R_2 -re. Tehát az első Collins-szűrő (lásd 14. ábra) áttétele:

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_s}{R_1}}.$$

A második Collins-szűrő áttétele:

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_s}}.$$

Az eredő áttétel az $\ddot{u}$ tehát:

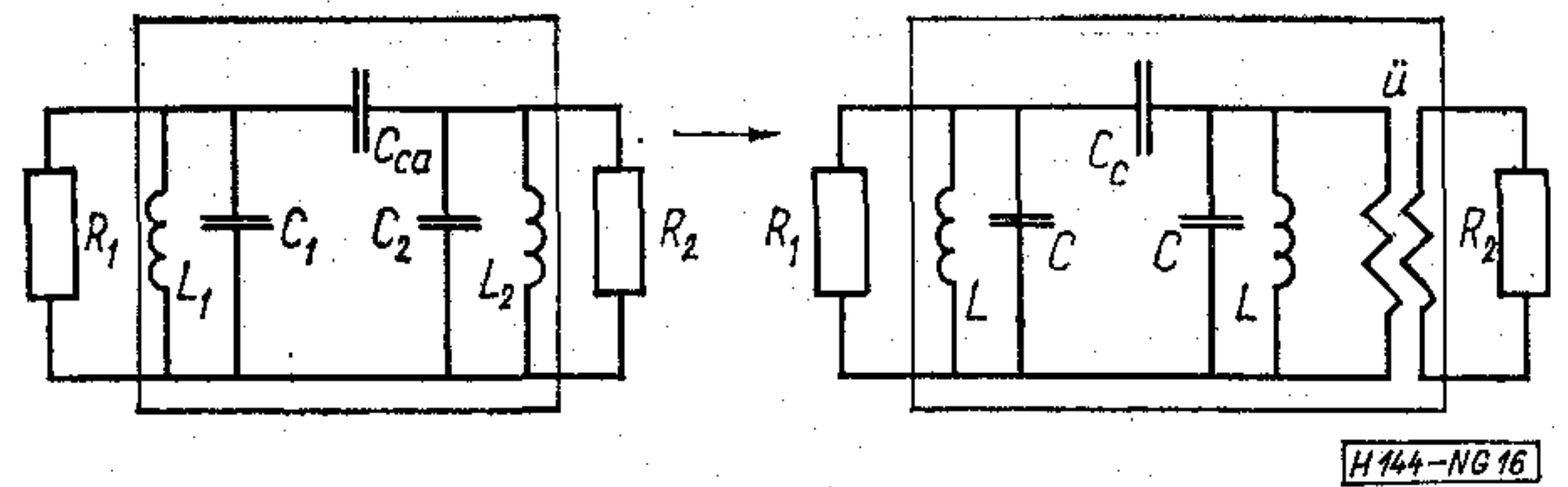
$$\ddot{u} = \ddot{u}_1 \cdot \ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}};$$

A számítógépes szimuláció során R_s a csatolási tényezőhöz hasonló szerepet töltött be.

A szimulációs szintézis számítógépprogramját arra használtuk fel, hogy megterveztünk és megépítettünk 54 MHz és 46 MHz illesztési frekvenciákkal rendelkező 16 MHz sáv szélességű széthangolt alsókapacitív csatolású sávszűrőt. A lezáró ellenállásokat az OC 615 tranzisztor ki- és bemenő ellenállásai adták:

$$R_1 = 5 \text{ K}\Omega; \quad R_2 = 50 \Omega;$$

A sávszűrő C_1 és C_2 kapacitásait is a tranzisztorok ki- és bemenő kapacitásai adták. Legyen $R_s = 50 \Omega$, így a második Collins-szűrő tulajdonképpen Wagner-szűrővé vált. Az első tranzisztor kollektorára 1,5 kΩ-on keresztül kapcsoltuk az egyenfeszültséget, mivel az nagyságrendekkel nagyobb, mint az R_s értéke. A kapcsolást és az átviteli függvény reciprokát a 15. ábrán vázoltuk fel.



16. ábra

Felső-kapacitív csatolású sávszűrő

Legutóljára hagytuk elképzeléseink legérdekesebb eredményét. Térjünk újra vissza a láncmátrixok egyenlőségére. Most azonban a szimmetrikus π -tag ne Wagner-szűrő, hanem szimmetrikus felső-kapacitív csatolású sávszűrő legyen. Tehát az aszimmetrikus széthangolt felső-kapacitív csatolású sávszűrőt, a szimmetrikus felső-kapacitív csatolású sávszűrő és ideális transzformátor lánckapcsolásából származtatjuk. Eredményül az aszimmetrikus π -tag admittanciáira a következőket kapjuk a 16. ábra alapján:

$$Y_1 = \frac{s^2 L [C + (\ddot{u} - 1) C_c] + 1}{\ddot{u} s L};$$

$$Y_2 = \frac{s^2 L [C + (1 - \ddot{u}) C_c] + 1}{\ddot{u}^2 s L};$$

Vegyük újra azt az esetet, mikor $\ddot{u} < 1$.

A fenti képletekből a közismert realizálási móddal kapjuk meg az aszimmetrikus széthangolt kapacitív csatolású sávszűrőt, amelynek kapcsolási paramétereit a szimmetrikus sávszűrő paramétereiből és az $\ddot{u}$ áttételből számíthatjuk ki:

$$L_2 = \ddot{u}^2 L; \quad L_1 = \ddot{u} L; \quad C_2 = \frac{C + (1 - \ddot{u}) C_c}{\ddot{u}^2};$$

$$C_{ca} = \frac{C_c}{\ddot{u}}; \quad C_1 = \frac{C + (\ddot{u} - 1) C_c}{\ddot{u}}. \quad (8)$$

A leszármaztatott felsőkapacitív csatolású sávszűrő az impedancia-transzformációt elvégzi, széthangolt, és az átviteli függvénye a (5) képlet szerint a szimmetrikus sávszűrő átviteli függvényével megegyezik. Ezáltal lehetővé vált, hogy lényegesen egyszerűbb módon előbb a szimmetrikus sávszűrőre készítsünk szintézis-programot, majd (8) összefüggések felhasználásával számítsuk ki a géppel az aszimmetrikus sávszűrő kapcsolási paramétereit.

Befejezésül megemlítjük, hogy a lehetőségeket koránt sem merítettük ki. Az ismertetett alapon-dolat továbbfejlesztése a Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola tervei között szerepel. A számítógépprogramokat, mint ahogy azt már említettük, az Egyetemi Számítóközpontban futattuk le és ezért köszönetünket fejezzük ki.

Bipoláris tranzisztoros erősítőfokozatok linearitási kérdései

ETO: 621.375.4.018.78

Az aktív eszközök erősítő üzemű működésre alkalmas ún. aktív tartománya véges. Az egyes jellemzők közötti kapcsolat azonban még ebben a tartományban sem lineáris. Ha az eszköz munkapontját az aktív tartományon belülre választjuk és a vezérlés során fellépő pillanatnyi munkapontok sem esnek a lezárási vagy telítési tartományba (nincs vágás jellegű torzítás), akkor a nemlineáris függvényeket a munkapont környezetében jól konvergáló hatványsorral közelíthetjük. Megfelelően beállított differenciálerősítőnél az „aktív” tartományt mindkét irányú vezérlésnél egyforma jelleggel az egyik tranzisztor lezárása határolja. A kimeneti áram-bemeneti feszültség transzfer függvényt vizsgáljuk, a kimeneti feszültség a terhelőimpedancia ismeretében ebből meghatározható.

Az emitterkövető vagy földelt emitteres jellegű kapcsolás, valamint a differenciálerősítő alkapcsolás linearitási tulajdonságainak meghatározásával kis torzítású fokozatok kialakítási szempontjaira is következtetni lehet.

A továbbiakban kellően lassú változásokat tételezünk fel (a tranzisztor pillanatnyi jellemzői az előző állapotaitól függetlenül csak a vezérléstől függenek). A tranzisztor kimeneti vezetését és visszahatását elhanyagoljuk és feltételezzük, hogy olyan áramtartományban működik, melyben transzfer karakterisztikája

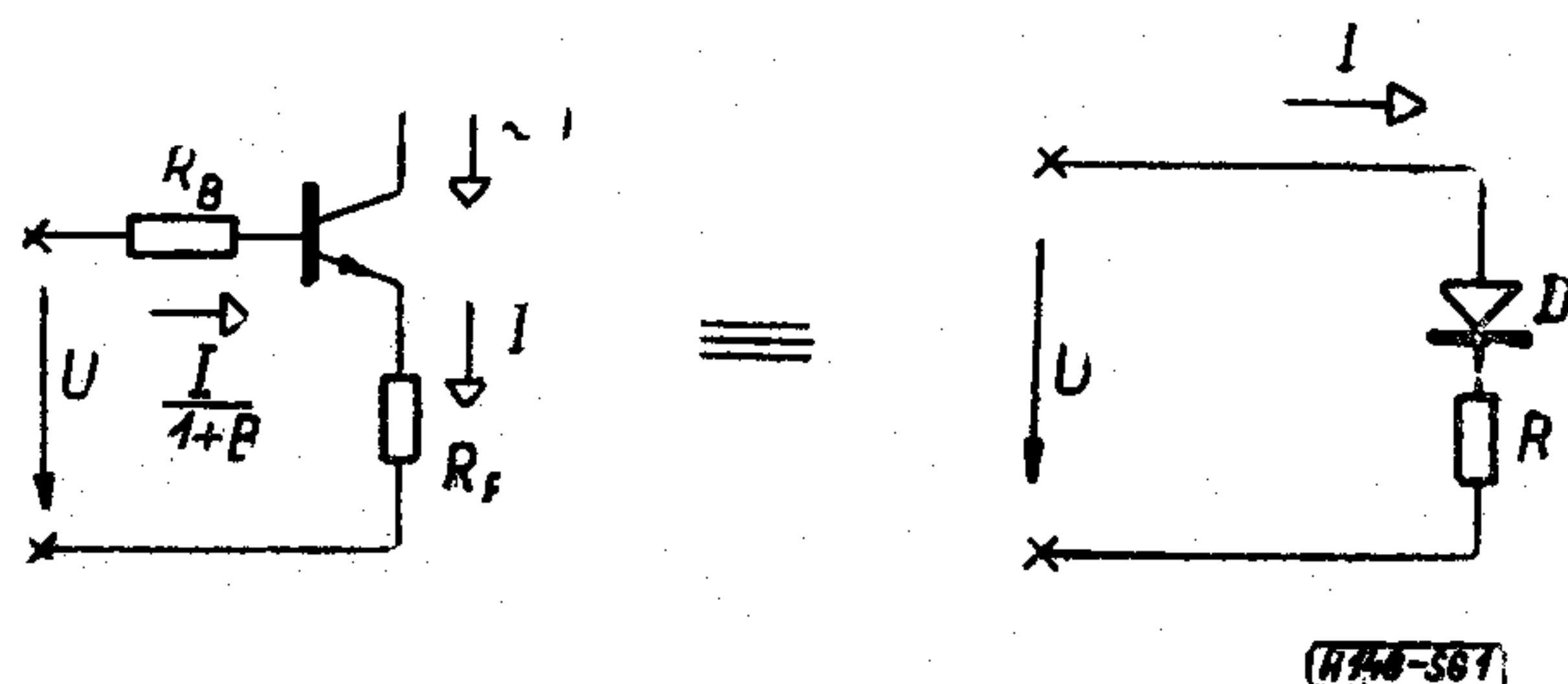
$$I_c \approx I_d \exp (U_{be}/U_T) \quad (1)$$

összefüggéssel írható le. $U_T = kT/q$ a hőmérsékleti feszültség (szobahőmérsékleten ≈ 26 mV), I_d pedig állandó hőmérsékleten a karakterisztikára jellemző konstans. Az emitter- és kollektoráramot (a bázisköri ellenállás transzformációját kivéve, lásd később), valamint a B sztatikus, és β dinamikus áramerősítési tényezőt azonos értékeknek tekintjük. Az 1. ábra helyettesítő képének R ellenállása, ha az ellenállás-áram nemlineáris függvény sorából a lineáris tagot vesszük csak figyelembe:

$$R = R_E + \frac{R_B + r_{bb'}}{1 + \beta} \approx R_0 + K(I_c - I_0)$$

ahol I_0 a munkaponti áram, $R_0 = R_E + \frac{R_B + r_{bb'}}{1 + \beta}$, $r_{bb'}$ a belső bázisellenállás és

$$K \approx -\frac{R_B + r_{bb'}}{\beta_0^2} \cdot \frac{d\beta}{dI_c} \Big|_{\beta_0}$$



1. ábra

Itt az áramerősítési tényező munkapontfüggésére az alábbi közelítést használtuk:

$$\beta \approx \beta_0 + \frac{d\beta}{dI_c} \cdot \Delta I_c. \quad (2)$$

A fentiek figyelembevételével:

$$U = U_T \left\{ \ln (I_c/I_0) + \frac{I[R_0 + K(I_c - I_0)]}{U_T} \right\} + U_{BO}.$$

Hatványsorba fejtvé [4] szerint:

$$\frac{dU}{dI_c} \Big|_{I_0} = \frac{U_T}{I_0} + R_0 + KI_0; \quad \frac{dI}{dU} = a_1 = \frac{1}{\frac{U_T}{I_0} + R_0 + KI_0}$$

$$\frac{d^2U}{dI^2} \Big|_{I_0} = -\frac{U_T}{I_0^2} + 2K$$

és mivel

$$\frac{d^2y}{dx^2} = -\frac{d^2x}{dy^2} \left(\frac{dy}{dx} \right)^3,$$

így

$$\frac{1}{2} \frac{d^2y}{dx^2} = a_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{U_T}{I_0^2} - 2K \right) \frac{1}{\left(\frac{U_T}{I_0} + R_0 + KI_0 \right)^3}.$$

Így meghatároztuk az $I - I_0 = a_1 u + a_2 u^2$ hatványsor együtthatói közül az első kettőt.

Ha $u = U \cos \omega t$, akkor a kimeneti áram második harmonikus torzítási tényezője $\left(k_2 = \frac{I_{2\omega}}{I_\omega} \right) r_e = U_T/I_0$

és $b = U/U_T$ helyettesítéssel:

$$k_2 = \frac{U}{4U_T} \cdot \frac{r_e^2 - 2KU_T}{\left(r_e + R_0 + K \frac{U_T}{r_e} \right)^2} = \frac{b}{4} \cdot \frac{r_e^2 - 2KU_T}{\left(r_e + R_0 + K \frac{U_T}{r_e} \right)^2}. \quad (3)$$

Ha $k_2 \ll 1$ és $|KU_T| \ll r_e^2$, akkor a bázis és emitter közé kerülő feszültség csúcsértéke közelítőleg

$$U_{be} \approx \frac{r_e}{r_e + R_0} U,$$

vagyis

$$k_2 \approx \frac{U_{be}}{4U_T} \cdot \frac{r_e}{r_e + R_0} = \frac{U_{be}}{4U_T} \frac{1}{1 + \frac{R_0}{r_e}}. \quad (4)$$

Azonos U_{be} vezérlőfeszültség-változáshoz ugyanakkora kollektoráram-változás tartozik. Így (4) alapján nyilvánvaló, hogy ha az áramerősítési tényező áramfüggése elhanyagolható, akkor az azonos kimeneti szinthez tartozó torzítás R_0 növelésével közel fordított arányban csökken. Ha a jelet a kollektorkörből vesszük le, akkor ugyanilyen arányban csökken a meghajtó generátortól értelmezett erősítés is. A (3) összefüggés alapján az is nyilvánvaló, hogy ha K pozitív, vagyis abban a tartományban vagyunk, ahol β az áram növelésével csökken, akkor lehetséges $k_2 \approx 0$, ha a számláló értéke nulla.

Emitterkövető esetén R_E értékének növelésével az erősítés nem csökken, hanem 1-hez tart, így a torzítás ebben az esetben általában kicsi.

Differenciálerősítőre (2. ábra) csak feszültségvezérlés esetére r_{be} -t is elhanyagolva vizsgáljuk meg a helyzetet. Egyforma tranzisztorokat feltételezve:

$$I_{c1} = \frac{I_0}{1 + \exp(-u/U_T)} \quad \text{és} \quad I_{c2} = \frac{I_0}{1 + \exp(u/U_T)},$$

ahol u a két bemenet közötti feszültségkülönbség és I_0 az áramgenerátor árama.

Sorbafejtve a [2] cikk szerint:

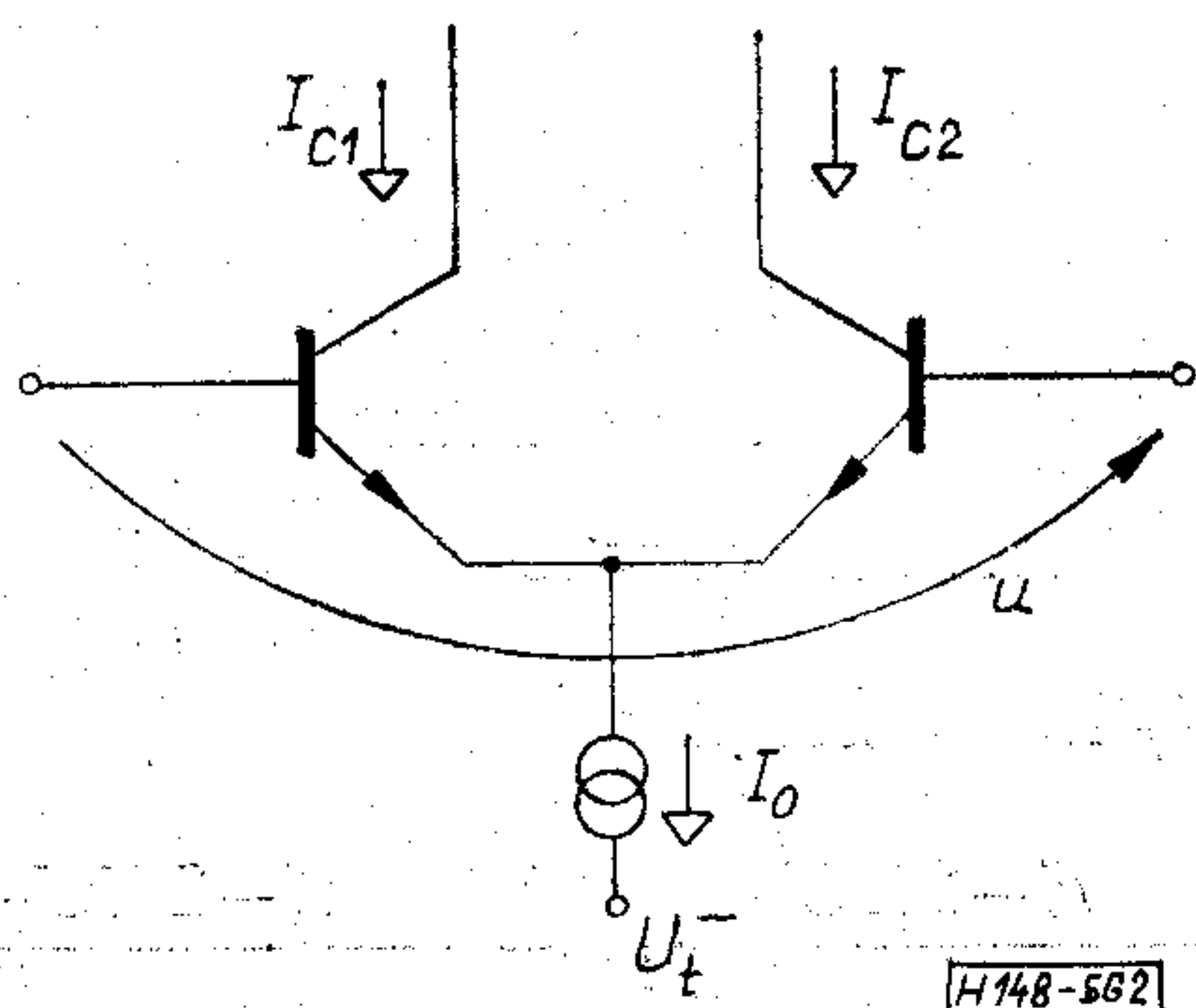
$$\frac{I_{c1} - I_{c2}}{I_0/2} = x - \frac{x^3}{12} + \frac{x^5}{120},$$

ahol

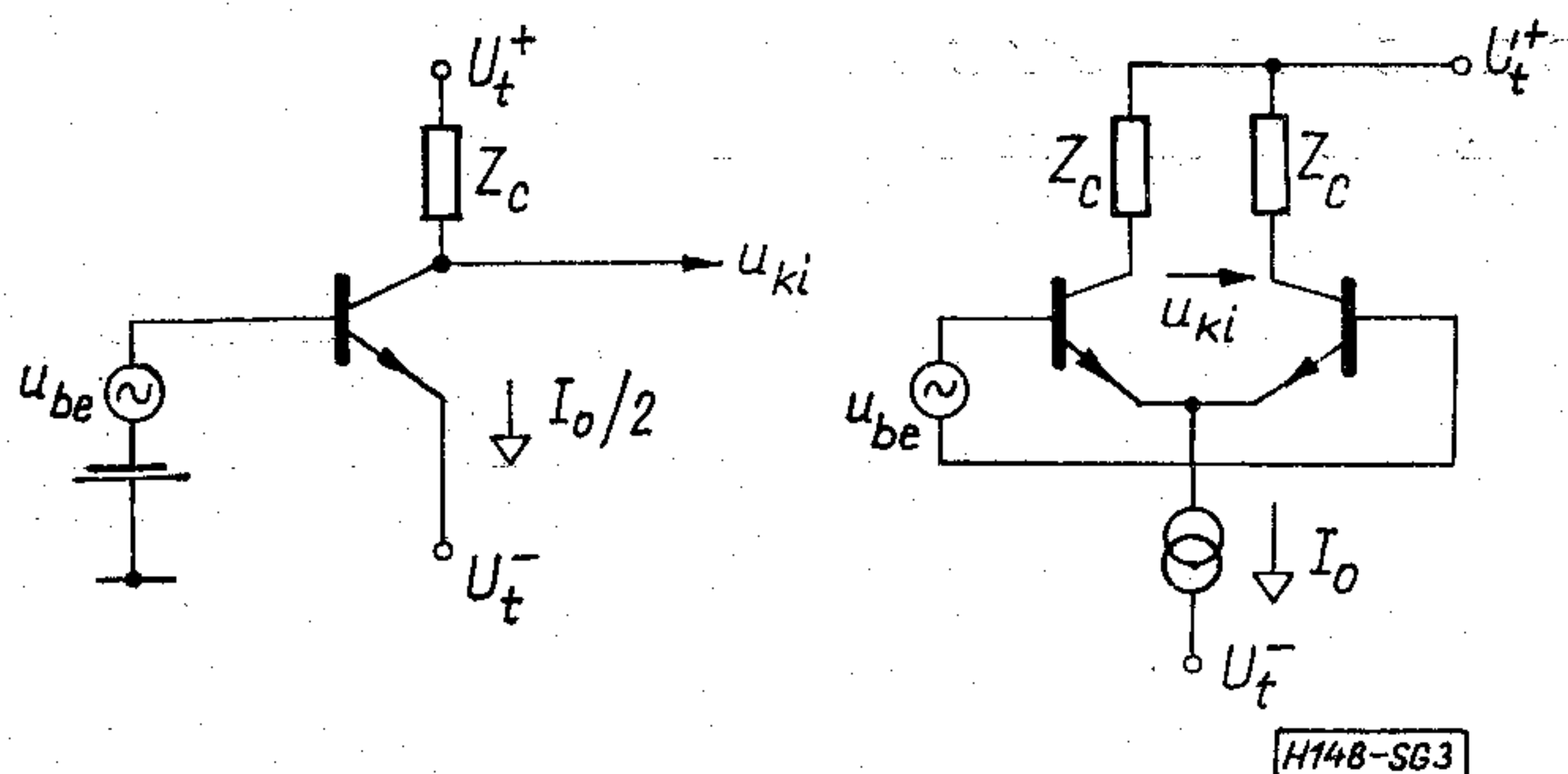
$$x = \frac{u}{U_T}.$$

Legyen x általánosan $d + b \cos \omega t$ alakú (d a normalizált egyenértékű offset-feszültség).

1. $d=0$ esetén $k_2=0$ és $k_3=b^2/48$



2. ábra



3. ábra

2. $d \leq 1$ és $b \leq 1$ esetén a sor alapján kapott különböző frekvenciájú áramkomponensek közelítőleg:

ω frekvenciás: $b - 1/4d^2b - 1/16b^3$

2ω frekvenciás: $1/8db^2$

3ω frekvenciás: $1/48b^3$

Az eredő torzítási tényező tehát:

$$k \approx \frac{b}{8} \frac{\sqrt{d^2 + b^2/36}}{1 - d^2/4 - b^2/16} \quad (5)$$

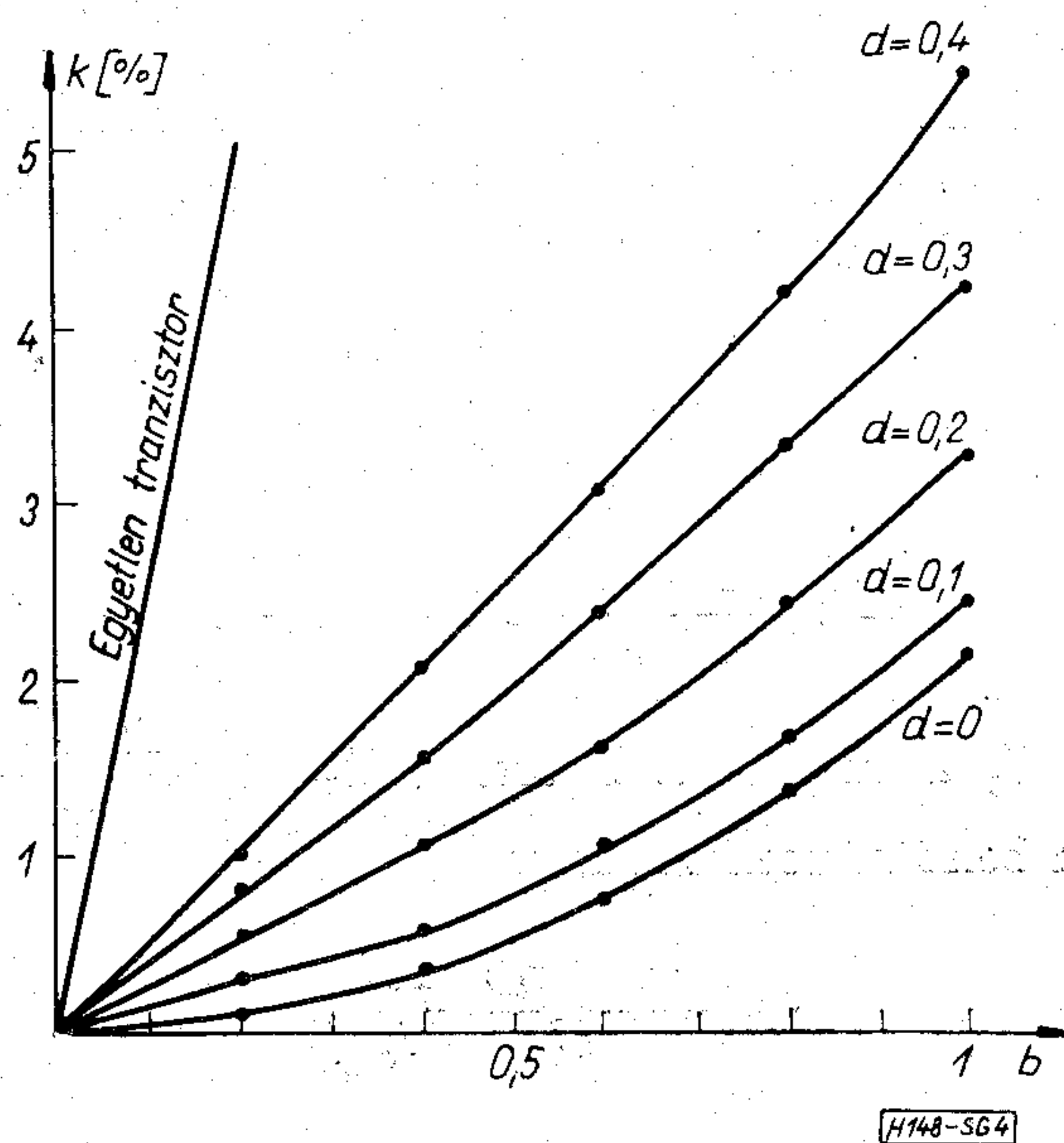
(5) alapján $d^2/4 + b^2/16 \ll 1$ közelítéssel:

$$k \approx \frac{b}{8} \sqrt{d^2 + b^2/36}. \quad (6)$$

Az $I_0/2$ munkaponti áramra beállított Z_c kollektorimpedanciájú földelt emitteres kapcsolás erősítése megegyezik az I_0 összárámú, Z_c kollektorimpedanciájú, szimmetrikus kimenetű differenciál-erősítőével (3. ábra):

$$|A| = \left| \frac{u_{ki}}{u_{be}} \right| = \frac{I_0 |Z_c|}{2U_T}.$$

Így a feszültségvezérelt fokozatok bemeneti szinttől függő torzítása a fenti megfeleltetések biztosítása mellett, valós terhelés esetén, a kimeneti szinttől való függésre is jellemző.



4. ábra

A torzítási tényezőt szimmetrikus beállítású és „felborított” differenciálerősítő és egyszerű tranzisztoros fokozat esetére a normalizált bemeneti feszültség (b) függvényében (6) alapján közelítőleg a 4. ábra mutatja. Az eredmény úgy lenne pontosítható, ha a konvergencia gyorsítása érdekében a sorbafejtést a felborult munkapontban végeznénk. A 4. ábra görbéi kis argumentumokra így is pontosak, növekvő argumentumokra az eredmény jellegre helyes, de hibája nagyobb. A d paraméter jó közelítéssel a két munkaponti áram relatív eltérését is megadja. Látható, hogy a differenciálerősítő az egytranzisztoros megoldáshoz képest sokkal lineárisabb. Másrészt a differenciálerősítőnél már viszonylag kis d értéknél is a második harmonikus fog dominálni, így a „felborult” differenciálerősítő torzítás szempontjából annak ellenére kedvezőtlen, hogy I_w értéke (és ezzel az erősítés) nem csökken jelentősen [6].

Aszimmetrikusan kivéve a jelet az eddigi megfontolások továbbra is érvényesek (minden komponens az itt szereplőnek fele lesz).

Bázis- és egyedi emitterkörü — a két oldalon lehetőleg egyforma — ellenállások alkalmazásával a karakterisztika linearitása az erősítés csökkenése mellett az egyszerű tranzisztoros fokozathoz hasonlóan javítható [5].

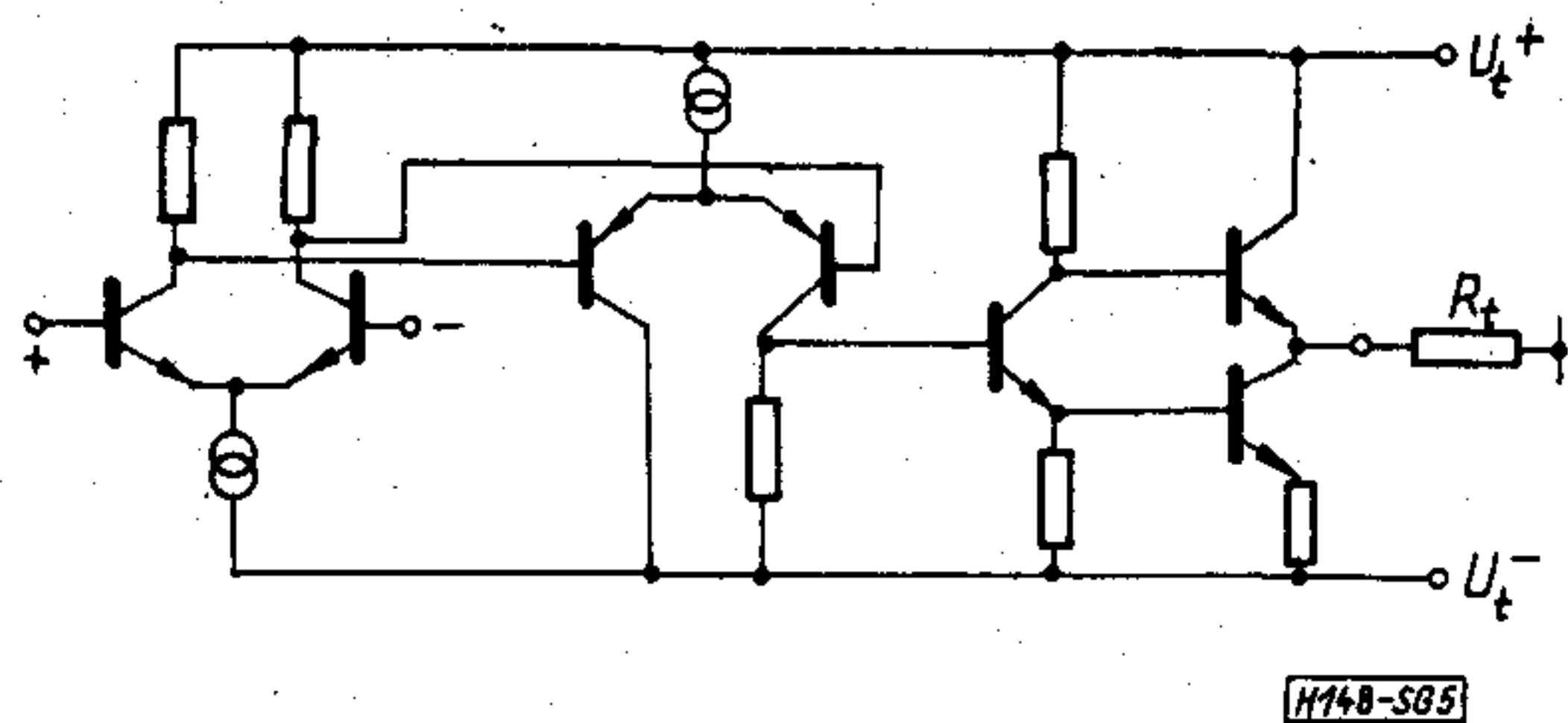
Összetett rendszerek eredő torzítása még visszacsatolás nélkül sem határozható meg egyszerűen a résztorzításokból, másrészt a bemeneti impedancia sem lineáris, tehát egy-egy fokozat terhelőimpedanciája is a vezérlésnek megfelelően változik. Elvileg a teljes rendszer eredő transzfer karakterisztikájának ismerete lenne szükséges. A számítás lényegesen bonyolultabb lesz, ha a frekvenciafüggő viselkedést illetően a visszacsatolás hatását is figyelembe kell venni. Mindenesetre az eddigiek alapján nyilvánvaló néhány szempont:

1. R növelésével (áramvezérléshez történő közeledés) állandó kimenőszint mellett a torzítási tényező csökken. R igen nagy értékénél már figyelembe kellene venni I_c és I_E különbségét is.

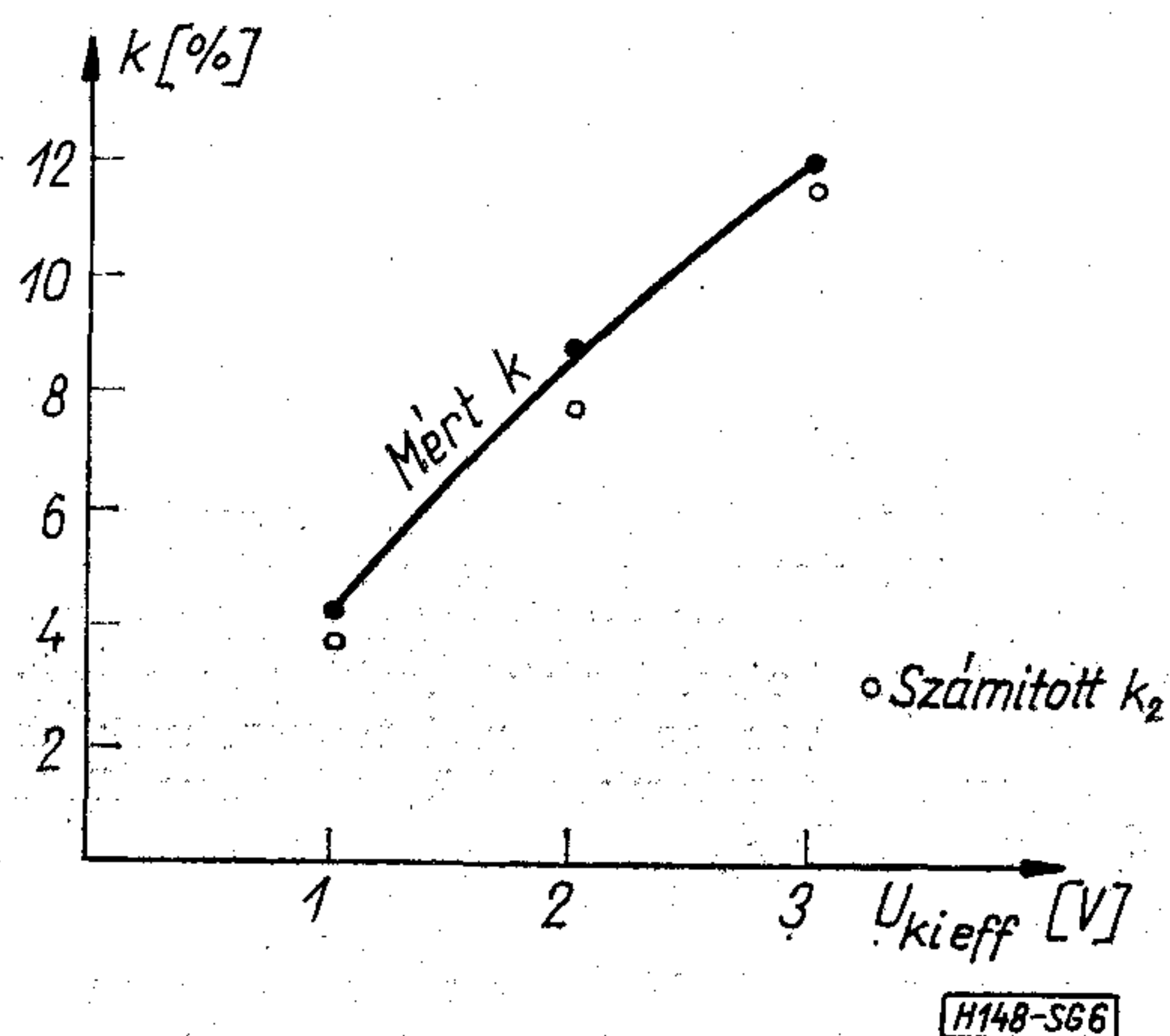
2. A kiegyenlített differenciálerősítő torzítás szempontjából feszültségvezérlésnél igen kedvező az egyszerű fokozathoz képest. Ha a munkaponti áramok különböznek, a torzítás jelentősen megnő.

3. A használt módszer és az itt meghatározott hatványsorok más kérdések (pl. keresztmoduláció) vizsgálatára is alkalmasak.

4. Kis torzítású fokozatok kaszkádba kapcsolása jó linearitású áramkört eredményez. Erre mutat példát az 5. ábra kapcsolása, mely differenciálerősítőt és nagy emitterellenállásokat tartalmazó A-



5. ábra



6. ábra

osztályú fokozatokat tartalmaz, így visszacsatolás nélkül is igen kis torzítású.

5. Ha a teljes erősítőlánc nemlinearitása alapvetően valamely fokozatának nemlineáris viselkedésére vezethető vissza, akkor a torzításviszonyok jó közelítéssel meghatározhatók. Ennek szemléltetésére a 6. ábra a visszacsatolás nélkül működtetett AH 1 típusú HIKI gyártmányú vékonyréteg erősítő kapcsolási rajzának [3] felhasználásával a számított és a mért torzításértékeket mutatja a kimenőszint függvényében.

IRODALOM

- [1] Mönicke: Dimensionierungsfragen beim Entwurf klirrarmer Transistorverstärker. NTZ 1966/5.
- [2] Frater: Accurate Wideband Multiplier-Square-Law Detector. The Review Scientific Instruments 1964/7.
- [3] AH-1 műveleti erősítő adatlap. HIKI. 1971.
- [4] Simon Gyula: Integrált áramköri műveleti erősítők. Egyetemi doktori értekezés (1971).
- [5] Zólmay Imre: A differenciálerősítő elemzése a nagyfrekvenciás integrált áramkörökben való alkalmazhatósága szempontjából. Híradástechnika. 1970/9.
- [6] Simon Gyula: Vékonyréteg integrált áramköri műveleti erősítők konstrukciós kérdései. Mikroelektronikai alkatrész ankéton elhangzott előadás (1971).

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A girátor jól használható kapcsolási elem az elektrotechnikában. Fő jellemző tulajdonsága, hogy négy pólusának kimenő kapcsain a feszültség csak a bemeneti kapcsokon átfolyó áramtól, a kimeneti áram pedig csak a bemeneti feszültségtől függ. Az ebből származó egyik legfontosabb tulajdonsága, hogy kapcsolási elemek reciprocitását valósítja meg és így induktivitásokat lehet helyettesíteni kapacitás segítségével. Az elektroncsöves technikában azonban realizálásuk több nehézséget okozott. A Philips legújabb integrált áramkört szerkesztett a girátor kapcsolásra, mely már előnyösen alkalmazhatóvá teszi az egyébként kedvező tulajdonságait. (PTT Technische Mitteilungen 1972. 6. Ref.: dr. S. J.)

*

A lasersugár hírközlési célokra való felhasználása már jó ideje kézenfekvőnek látszik. Elméletileg egy lasersugár félmillió tv-műsort, vagy félmilliárd telefonbeszélgetést közvetíthet. A Siemens müncheni kutatólaboratóriumában összeállítottak egy 5 km hosszú kísérleti szakaszt, melynek vizsgálata folyik. Elsősorban az időjárási tényezőknek az átvitel minőségére való hatását vizsgálják. (Siemens Data Report 1972. 2. Ref.: dr. S. J.)

*

A tranzistorok és hibridáramkörök méretében újabb csökkenést hozott az epoxy-gyantas tokozás. A Sprague Electric Co. ilyen alapon gyártott tranzistorai kb. 3 mm átmérőjű gömböcskék, melyek a tokozással szemben támasztott valamennyi követelményt messzemenően kielégítik. (Electronics 1972. 11. Ref.: dr. S. J.)

*

Az integrált áramkörök osztályozására a Szovjetunió Elektronikai Minisztériuma osztályozási rendszert fogadott el, amely az integráltsági fok alapján tesz különbséget az egyes egységek között. Az osztályozási rendszer lehetővé teszi, hogy az integrált áramkörök értékelésénél a minőségi értékelésről a mennyiségi értékelésre áttérjen. Az osztályozás az alábbi 4 fokozatot tartalmazza:

- I. 10 komponensig
- II. 10–100 komponensig
- III. 100–1000 komponensig
- IV. 1000 komponens felett.

(KGM—MTTI információ.)

*

Korszerű vonatbefolyásoló rendszert dolgoztak ki a Siemens cégnél, amely természetesen a földalatti járatok, különböző metróhálózatok esetén is jól alkalmazható. Az LZB 800 típusszámú rendszer a legmodernebb jelátviteli technikát alkalmazza. A helyhez kötött és a gördülő egységek között szakadatlan információáramlás áll fenn. Kvázi-szünetáramú áramkört alkalmaznak, amelynek kimaradása esetén a vonatokat azonnal kényszerfékezéssel megállítják. Nem képeznek ki állandó jel-telephelyeket: az információ az „elől” haladó vonat végéből jut el a rendszerbe. Egy úgynevezett „futósínt” is bekapcsolnak, amely a foglalt jelzés biztosítása érdekében szakaszokra van osztva.

Az átvitel folyamatos, erről egy hangfrekvenciás multiplex rendszer gondoskodik, amely két frekvencia egyidejű folyamatos vagy átkapcsolás után felváltva történő adását teszi lehetővé. Az itt alkalmazott eljárás egyébként minden kézivezérlésű automatikus sebességellenőrzésű vonatüzem esetében alkalmazható. Az automatikus üzem esetére egy ATO — automatic train operator — egységet kell a rendszerbe beépíteni.

A rövidhurkos rendszer segítségével is elérhető ugyanaz az átviteltechnikai biztonság, amely a szünetáramú áramkörös rendszert jellemzi. A Siemens LBZ 500 típusú vonatbefolyásoló rendszerrel a pályudvarokon összegyűjtött vonalvezető hurkok tetszés szerinti hosszúságban vezethetnek a vonalberendezésekhez. A rendszer táplálása is a pályaudvari központokban történik. Itt dolgozzák fel és kódolják az állítóberendezések által szolgáltatott jeleket, üzemi információkat. Ezek feldolgozása után történik az induktív kijelzés a vonatok számára, ismét csak multiplex rendszer alkalmazásával. (KGM—MTTI információ.)

*

A müncheni Olimpia-Stadionban az Osram cég 550 2 kW-os kevert-fémgőzlámpájával oldják meg a megvilágítást. Ezek együttesen 250 000 darab 60 W-os izzólámpa fényáramával egyenértékű fénymennyiséget sugároznak ki. A kisugárzott fény spektrális összetétele jól megközelíti a napfényét, s így a színes televízióközvetítések zavartalan, jó szintelitetségű lebonyolítása biztosítottnak látszik. A megvilágítás erőssége akkora, hogy a fénykép- és filmfelvételek nappali felvételek készítésére alkalmas filmmanyaggal készíthetők. (KGM—MTTI információ.)

*

Mind a félvezetőipar, mind pedig az alkatrészipar igényli azokat a laserforrásokat, amelyek gyors, programszabályozható megmunkálást tesznek lehetővé. A gazdaságossági megfontolások alapján az NSZK-ban több helyen alkalmazzák az SHL 100, 100 W kimenőteljesítményű CO₂ lasert, amely a közepső infravörös tartományban, 10,6 μ m-es hullámhosszon bocsátja ki fényét. Elsősorban olyan anyagok megmunkálására alkalmas, amely e hullámhosszat erősen abszorbeálják. Ilyenek az üveg, csillám, kerámia alkatrészek, műanyagok stb., a híradástechnikai alkatrésziparban gyakran alkalmazott anyagok. A laser üzemköltése viszonylag alacsony: mindössze 40 pfennig/óra. Nincs szükség időszakos utánjusztirozásra, kezelése igen egyszerű, különösebb szakértelmet nem kíván. (KGM—MTTI információ.)

*

Az NSZK és a nyugat-európai piacokon nagy feltűnést és zavart keltett a Grundig új színes televízió-vevőkészüléke.

Az A 66-140 X típusú, 110°-os eltérítésű színes vevőkészülék kizárólag félvezető áramköröket tartalmaz. A készülék moduláris felépítésű, s így az esetleges hibák elhárítása könnyen végrehajtható. A felhasznált alkatrészeket tekintve az egyes egységek tizenkét integrált áramkört, két teljesítménytírtort (a vízszintes eltérítésben), ötvenöt tranzisztort és mintegy száz diódát tartalmaznak.

A „Supercolor” elnevezésű új készüléket nyomógombos csatornaváltóval látták el. A Szövetségi Kartell Hivatalnál 2098 WDM iránnyal jelentették be az új típust, amely rendkívül alacsony a hasonló kategóriájú készülékek jelenlegi árához viszonyítva. Amint arra a Grundig cég egyik ismertetőjében utal, még ez év harmadik negyedévében öt különböző kivitelben hozzák forgalomba a fenti típusjelzésű készüléket, szintén ilyen alacsony áron. (Grundig ismertetés, 1972.)

*

Mint ismeretes, már az elmúlt évben is csökkentették a Szovjetunióban a fekete-fehér és a színes-televízió műsorvevők árát. Ez évben — február elsejétől — újabb árcsökkentésre került sor, amely mind a fekete-fehér, mind pedig a színes tv-vevőket érintette. A fekete-fehér televízió készülékek árai típusuktól, ernyőméretüktől függően — 6–20%-kal csökkentek.

A színes vevőkészülékek árát átlagosan 24%-kal mérsékeltek. Így a fekete-fehér készülékek korábban 430 rubeles átlagos ára 350 rubelre, a színes készülékeké pedig a korábbi 850-ről 650 rubelre csökkent. (KGM—MTTI információ.)

Tartalmi összefoglalások

ETO 519.2:621.391.81:621.395.44

Dr. Gordos G.—Sallai Gy.:

Hírányagok természetes és összetett jeleinek statisztikai tulajdonságai

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 9. sz.

Frekvenciaosztásos sokcsatornás rendszerek tervezésénél újabban felmerült az a kérdés, hogy a nem beszéd típusú hírányagok milyen kombinációja és az egyes hírányagokra milyen szint engedhető meg. A cikkben szerepel a távközlésben leggyakrabban előforduló hírányagokhoz tartozó jelek amplitúdóeloszlása, továbbá ezen amplitúdóeloszlásokhoz tartozó karakterisztikus függvények meghatározása. Gyors számítógépes módszert mutat be ismert amplitúdóeloszlású jelekből összetett jel eloszlásának meghatározására. Végezetül tárgyalásra kerül egy gyors számítógépes módszer két eloszlás összehasonlítására.

ETO 621.372.51.001.2:681.3

Dr. Solymosi J.:

Veszteséges illesztő négyfókusok tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 9. sz.

A kábelek hullámimpedanciája frekvenciától függő komplex mennyiség. A dolgozatban olyan illesztő négyfókus tervezését adtuk meg, amely előírt reflexiós csillapítás mellett a kábel hullámimpedanciáját ellenálláshoz illeszti. A feladatot RLC elemekből álló L-taggal oldottuk meg. Az egyszerűbb méretezés érdekében számítógéppel meghatározott tervezési diagramok állnak rendelkezésre.

ETO 621.372.54:681.3

Nemesszeghy Gy.:

Aszimmetrikus illesztő négyfókusok számítógépes szimulációja

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 9. sz.

Az aszimmetrikus négyfókus szimulációját és szintézisét megkönnyíti, ha azt szimmetrikus négyfókus és ideális transzformátor lánc kapcsolásából származtatjuk le. A dolgozat az így megalkotott modell alapján elvégzett számítógépes szimuláció és szintézis eredményeit közli Collins szűrőre, Puskás szűrőre, alsó-, felső-kapacitív csatolású széthangolt aszimmetrikus sávszűrőre.

ETO 621.375.4.018.78

Simon Gy.:

Bipoláris tranzisztoros erősítőfokozatok linearitási kérdései

HÍRADÁSTECHNIKA XXIII. (1972) 9. sz.

A cikk egyetlen földelt emitteres vagy földelt kollektoros fokozat, illetőleg differenciálerősítő nem vágás jellegű nemlineáris viselkedésével foglalkozik. Arra a következtetésre jut, hogy a szimmetrikus beállítású differenciálerősítő az egy tranzisztoros fokozathoz képest torzítás szempontjából sokkal kedvezőbb. A differenciálerősítő linearitási tulajdonságai jelentősen romlanak, ha a két tranzisztor árama nem egyforma.

Zusammenfassungen

DK 519.2:621.391.81:621.395.44

Dr. Gordos, G.—Sallai, Gy.:

Statistische Eigenschaften der natürlichen und komplexen Signalen von Nachrichten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 9.

Bei dem Entwurf von Mehrkanalsystemen mit Frequenzteilung erhob sich neuerlich die Frage, welche Kombination der Nachrichten die von den Sprechsignalen abweichen und was für ein Pegel für die einzelnen Nachrichten zulässig sind. In dem Artikel wird die Amplitudenverteilung jener Signale beschrieben, die in der Nachrichtentechnik am meisten vorkommen, ferner wird die Bestimmung der charakteristischen Funktionen, welche zu dieser Amplitudenverteilung gehören, erörtert. Eine schnelle, mit Rechenmaschine ausführbare Methode wird zur Bestimmung eines Signals, das aus Amplituden mit bekannter Amplitudenverteilung zusammengesetzt ist, beschrieben. Zuletzt wird eine schnelle Rechenmaschinenmethode zum Vergleich zweier Verteilungen diskutiert.

Обобщения

ДК 519.2:621.391.81:621.395.44

Д-р Гордош, Г. — Шаллаи, Г.:

Статистические свойства натуральных и сложных сигналов сообщений

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 9.

В проектировании систем с частотным уплотнением каналов возникает вопрос о допустимом уровне разных сообщений, а также о допустимой комбинации сообщений, не имеющих характер разговоров. Статья излагает распределение амплитуд сигналов сообщений, часто применяемых в технике связи, дальше определяются характерные функции этих распределений амплитуд. Показывается быстрый метод ЭВМ к определению распределения сложных сигналов, составленных из сигналов с известным распределением амплитуд. Наконец трактуется быстрый метод ЭВМ для сравнения двух распределений.

ДК 621.372.51.001.2:681.3

Д-р Шольмоши, Я.

Проектирование согласующих четырехполюсников с потерями

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 9.

Волновой импеданс кабелей является комплексной величиной в зависимости частоты. В статье излагается проектирование согласующего четырехполюсника, обеспечивающего согласование волнового импеданса кабеля к сопротивлению, при предписанном затухании отражения. Задача решена с помощью Г-образного полувена из элементов RLC. К облегчению проектирования даны графы, определенные ЭВМ.

ДК 621.372.54:681.3

Немешсеги, Г.:

Симуляция с ЭВМ асимметричных согласующих четырехполюсников

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 9.

Симуляция и синтез асимметричных четырехполюсников будет облегчена, если эти выводятся из цепной схемы симметричного четырехполюсника и идеального трансформатора. Статья излагает результаты симуляции и синтеза, полученные с помощью ЭВМ на основе модели такого типа, для фильтра Коллинса, Пушкаша, асимметричного фильтра с нижней и верхней емкостной связью.

ДК 621.375.4.018.78

Шимон, Г.:

Вопросы линейности усилительных каскадов на биполярных транзисторах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIII. (1972) № 9.

Статья рассматривает нелинейное поведение, не имеющее граничный характер, одного каскада с общим эмиттером или с общим коллектором, а также дифференциального усилителя. Делается вывод, что дифференциальный усилитель с симметричной регулировкой является много более выгодным по сравнению с каскадом на транзисторах с точки зрения искажений. Свойства линейности дифференциального усилителя значительно испортятся, если тока двух транзисторов неодинаковы.

Summaries

UDC 519.2:621.391.81:621.395.44

Dr. Gordos, G.—Sallai, Gy.:

Statistic Properties of Natural and Complex Signals of Messages

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 9.

In the course of the design of frequency division multi-channel systems the problem arose which combination of messages differing from speech signals and which level may be allowed for certain types of message. The amplitude distribution of signals belonging to messages appearing most frequently in telecommunication, further the determination of characteristic functions belonging to the above mentioned amplitude distributions are described in the paper. A quick computer method is presented to determine the distribution of signal put together of signals with known amplitude distribution. Finally a quick computer method is discussed to make a comparison between two distributions.

DK 621.372.51.001.2:681.3

Dr. Solymosi J.:

Entwurf der Anpassungsvierpolen mit Verlusten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 9.

Die Wellenimpedanz der Kabeln ist eine komplexe, von der Frequenz abhängige Quantität. In dem Artikel wurde der Entwurf solches Anpassungsvierpols erörtert, welcher bei vorgeschriebener Reflexionsfaktor die Wellenimpedanz des Kabels zu einem Widerstand anpasst. Die Aufgabe wurde mit, aus RCL-Elementen zusammengesetztem L-Glied gelöst. Zum einfachen Entwurf stehen mit Rechenmaschine ausgearbeitete Entwurf-diagramme zur Verfügung.

DK 621.372.54:681.3

Nemesszeghy, Gy.:

Simulation von asymmetrischen Anpassungsvierpolen mit Rechenmaschine

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 9.

Die Simulation und Synthese asymmetrischer Vierpole wird erleichtert, wenn es von der Kettenschaltung eines symmetrischen Vierpols und eines idealen Transformators abgeleitet wird. In dem Artikel werden die Ergebnisse der mit Rechenmaschinen ausgeführten Simulation und Synthese, — welche auf dem Grund des oben beschriebenen Modells ausgeführt wurden — bezüglich des Collins'schen, Puskás'schen Filters und verstimmten Bandfilters mit unterer und oberer Kapazitätskopplung, erörtert.

DK 621.375.4.018.78

Simon, Gy.:

Linearitätsfragen von bipolaren Transistorverstärkern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) Nr. 9.

In dem Artikel wird mit dem Benehmen einer Stufe mit geerdetem Emitter oder Kollektor, bzw. eines Differentialverstärkers ohne Grenzfrequenz beschäftigt. Der Artikel kommt auf die Folgerung, dass der symmetrisch eingestellte Differentialverstärker im Vergleich mit einer Transistorstufe bezüglich der Verzerrung viel günstiger ist. Die Linearitätseigenschaften des Differentialverstärkers zeigen dann einen bedeutenden Rückgangzustand, wenn der Strom der beiden Transistoren nicht gleich ist.

Résumés

CDU 519.2:621.391.81:621.395.44

Dr. Gordos, G.—Sallai, Gy.:

Propriétés statistiques des signaux naturels et complexes des messages

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 9

En projetant des systèmes multiplexes à division de fréquences, la question se pose, quelle combinaison des messages différant de la parole et quel niveau des messages divers peut être permis. L'article expose la distribution de amplitudes des signaux utilisés fréquemment dans la télécommunication pour la transmission des messages, ainsi que les fonctions caractéristiques appartenant à ces distributions des amplitudes sont déterminées. Une méthode vite, applicable à un ordinateur, est présentée pour déterminer la distribution des signaux complexes composés des signaux avant des distributions d'amplitudes connues. Enfin une méthode vite, applicable à un ordinateur, est discutée pour comparer deux distributions.

CDU 621. 372. 51. 001. 2: 681. 3

Dr. Solymosi J.:

Projet des quadripôles d'adaptation avec pertes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 9.

L'impédance caractéristique des câbles est une quantité complexe qui dépend de la fréquence. L'article expose le projet d'un quadripôle d'adaptation entre l'impédance caractéristique du câble et une résistance, satisfaisant la condition d'un affaiblissement de réflexion spécifiée. La tâche était résolue par un réseau en L comprenant des éléments RLC. Pour faciliter les calculs il y a des programmes de projet déterminés par un ordinateur.

UDC 621.372.51.001.2:681.3

Dr. Solymosi J.:

Design of Lossy Matching Fourpoles

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 9.

The characteristic impedance of cables is a complex quantity depending on the frequency. In the paper the design of such matching fourpoles is given which matches the characteristic impedance of the cable to a resistance at specified reflexion attenuation. The task was solved by an L-section consisting of RLC elements. In the interest of simpler computation design diagrammes determined by a computer are available.

UDC 621.372.54:681.3

Nemesszeghy, Gy.:

Computer Simulation of Unbalanced Matching Four-Pole Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 9.

The simulation and synthesis of unbalanced four-pole networks is made easier, if it is derived from the cascade connection of a balanced four-pole network and an ideal transformer. The results of computer simulation and synthesis made on the basis of the above described model are presented regarding the Collins type filter, Puskás type filter and detuned unbalanced band-pass filters with upper and lower capacitive coupling.

UDC 621.375.4.018.78

Simon, Gy.:

Linearity Problems of Bipolar Transistor Stages

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 9.

The paper deals with the non-linear behaviour of common-emitter and common-collector stages and also of differential amplifiers with cut-off characteristics. The conclusion is drawn, that the differential amplifier adjusted symmetrically is much more advantageous regarding distortion than the one-transistor stage. The linearity properties of the differential amplifier deteriorate considerably if the currents of the two transistors are not equal.

CDU 621.372.54:681.3

Nemesszeghy, Gy.:

Simulation des quadripôles déséquilibrés d'adaptation à l'aide d'un ordinateur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 9.

La simulation et la synthèse des quadripôles déséquilibrés, seront facilitées par leur dérivation d'un circuit de chaîne comprenant un quadripôle équilibré et un transformateur idéal. L'article expose les résultats de la simulation et synthèse par un ordinateur obtenus à la base d'un modèle de ce genre, pour les filtres du type Collins, Puskás, ceux du type passe-bande déséquilibré désaccordé à couplage capacitif inférieur et supérieur.

CDU 621.375.4.018.78

Simon, Gy.:

Questions de linéarité des étages amplificateurs à transistors bipolaires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIII. (1972) № 9.

L'article traite la fonction nonlinéaire, sans la région de coupure, d'un étage à émetteur ou collecteur commun ou bien d'un amplificateur différentiel. Une telle conclusion est tirée, que l'amplificateur différentiel de réglage symétrique est plus avantageux en ce qui concerne les distorsions en comparant avec l'étage à transistor. Les propriétés de linéarité de l'amplificateur différentiel seront détériorées considérablement, si les courants des deux transistors ne sont pas identiques.

