

HÍRADÁS- TECHNIKA

6



HÍRADÁS- TECHNIKA

1977. június, XXVIII. évfolyam, 6. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. AMBRÓZY ANDRÁS: Hőérzékelők optimális zajillesztése	161
HUSZTY GÁBOR: Jelfeldolgozás homomorf rendszerekkel	166
SZABÓ ZOLTÁN: Két- és négyállapotú fázismodulált jel koherens demodulálásához szükséges referen- ciajel hibái	175
DR. TÓTH ENDRE: A kerülőutas forgalomirányítás kérdései	182
Egyesületi hírek	174
Szemle	181
Könyvismertetés	186
Tartalmi összefoglalások	191
Обобщения	191
Zusammenfassungen	192
Summaries	192
Résumés	B/III

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

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1906 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149



Készült az Egyetemi Nyomda fennállásának 400. évében

77.1384 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

D R. AMBRÓZY ANDRÁS
BME Elektronikai Technológia Tanszék

Hőérzékelők optimális zajillesztése

ETO 536.532.088.3

Kis hőmérséklet-változások mérésének ma ismert legkényelmesebb módja termikus/villamos jelátalakító és elektronikus erősítő-jelfeldolgozó áramkör használata. A jelátalakítók, működési elvük szerint, az alábbi csoportokba sorolhatók:

1. Ellenállás-változáson alapuló átalakítók:

- Fém ellenállás-hőmérők;
- Egykristályos, általában intrinsic félvezetők;
- Szemcsés szerkezetű NTC ellenállások (termisztorok);
- Szemcsés szerkezetű PTC ellenállások (általában adalékolt bárium-stroncium titanát).

2. Termoelemek.

3. Nyitóirányban előfeszített pn -átmenetek.

Tápfeszültségigényük, átlagos érzékenységek a különféle működési elvek és anyagállandók miatt más és más; határérzékenységük azonban mindenképpen a kapcsaikon jelenlevő zajfeszültségtől függ.

1. Zajforrások [1]

Az első csoportba tartozó, ellenállásos érzékelőkben inherens módon, a termoelemeknek és a pn -átmeneteknek pedig a parazita soros ellenállásán mindig keletkezik *termikus zaj*. Ha a sáv szélesség Δf , a zajfeszültség:

$$u_t = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1)$$

ahol $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K a Boltzmann-állandó, T pedig az érzékelő hőmérséklete. A többi zajforrás mellett u_t sokszor elhanyagolható.

Jelentős lehet viszont a környezettel való termikus csatolás fluktuációjából eredő *háttérzaj*. Értéke [2]:

$$u_b = \sqrt{4kT^2 G_t \Delta f}, \quad (2)$$

ahol G_t az érzékelő és a környezet közötti termikus konduktancia, amely három részből áll:

$$G_t = G_r + G_c + G_v. \quad (3)$$

Itt G_r a sugárzási, G_c a vezetési, G_v az áramlási összetevő. Közülük a sugárzási összetevő könnyen számítható [2]:

$$G_r = 4\sigma eAT^3, \quad (4)$$

ahol σ a Stefan-konstans, $0 \leq e \leq 1$ a felület emisszivitása (abszolút fekete testre $e = 1$), A pedig a felület nagysága.

Sörétzaj csak ott fordul elő, ahol a töltéshordozóknak potenciállépcsőt kell legyőzniük, tehát esetünkben a pn -átmenetes érzékelőkben. A sörétzaj-áram

$$i = \sqrt{2qI\Delta f}. \quad (5)$$

Mint ahogy a nyitóirányban működő átmenet differenciális ellenállása

$$r = \frac{kT}{qI}, \quad (6)$$

a keletkező zajfeszültség:

$$u_s = \sqrt{2kTr\Delta f}. \quad (7)$$

Az eddig tárgyalt zajforrások spektruma fehér.

Két további zajforrás a nem fémes ellenállásokban jelentkezik: a *generációs-rekombinációs zaj* a közel intrinsic félvezetőkben és a *járolékos zaj* főként, de nem kizárólag a szemcsés szerkezetű ellenállásokban. Közös jellemzőjük, hogy a zajkeltő ok az ellenállás értékének sztochasztikus ingadozása. Mindkét zajösszetevő csak akkor észlelhető, ha az ellenálláson áram folyik át, hiszen a keletkező zajfeszültség

$$u = I\Delta R = U \frac{\Delta R}{R} \quad (8)$$

szerint az ellenállás-változással arányos. Szokás ezt az összetevőt *áramzaj*-nak is nevezni a fenti tulajdonsága miatt. (Köznapi megjelenési formája a rétegel-ellenállások feszültségfüggő zajösszetevője.)

A *generációs-rekombinációs zaj* gyengén adalékolt félvezetőkben keletkezik, mivel ennek vezetőképessége nagyrészt a páronként keletkező (generálódó), ill. eltűnő (rekombinálódó) elektronok és lyukak sűrűségétől függ. Mint ahogy mindkét folyamat véletlenszerűen játszódik le, a töltéssűrűség ingadozik, tehát az ellenállás, ill. a vezetés is változik. A töltéssűrűség ingadozásának négyzetes középértéke [3]:

$$M(\Delta n)^2 = \frac{g(n_0)}{r'(n_0) - g'(n_0)}, \quad (9)$$

ahol n_0 az egyensúlyi töltéssűrűség, $r'(n_0) = dr(n_0)/dn$, ill. $g'(n_0) = dg(n_0)/dn$ a rekombinációs, ill. generációs

rata egyensúlyi értéke. Minthogy a töltéshordozók élettartama véges, ez a zajösszetevő az alábbi jellegzetes teljesítményspektrumot mutatja:

$$S(f) = 4M(\Delta n)^2 \frac{\tau}{1 + (\omega\tau)^2}, \quad (10)$$

ahol τ az átlagos élettartam.

A generációs-rekombinációs zajra könnyen kezelhető modelleket Champlin [4], valamint Ambrózy és van der Ziel [5] dolgozott ki.

Lényegesen nehezebben kezelhető a járulékos zaj (excess noise). Keletkezésének pontos oka nem tisztázott; valószínű, hogy legalább két összetevőből áll. Egyikük a szinte mindenütt jelenlevő flicker ($1/f$) zaj, amelynek spektrális sűrűsége:

$$S_i(f) = \text{const} \frac{I^\beta}{f^\gamma}, \quad (11)$$

ahol I az ellenálláson átfolyó áram, $\beta \approx 2$ és $\gamma \approx 1$ a tapasztalatok szerint. Az $f_2 - f_1$ frekvenciasávban észlelhető zajfeszültség

$$u_f^2 = R^2 \int_{f_1}^{f_2} S_i(f) df \approx I^2 R^2 \cdot \text{const} \cdot \ln \frac{f_2}{f_1} = c_f^2 I^2 R^2. \quad (12)$$

Másikuk az impulzus zaj. Míg az eddig felsorolt zajjelenségek eredete — beleértve valószínűleg a flickerzajt is — szubmikroszkopikus, az impulzus zaj (burst noise) inkább mikroszkopikus szerkezeti tökéletlenségekkel asszociálható (pl. pn -átmenetben fém precipitátummal [6]). Áramfüggése hasonló a flickerzajéhoz, frekvenciafüggése pedig a (10) formulához.

A továbbiakban a járulékos zaj fő összetevőjének a flickerzajt tekintjük, ugyanis a műszakilag megvalósítható, de már elég tökéletes mikroszerkezetű eszközökben ez dominál.

A bevezetőben felsorolt, különböző elvű érzékelőket és a bennük található zajforrásokat az 1. táblázat foglalja össze.

2. Áramzajmentes érzékelők optimális illesztése

Az 1. táblázatból látható, hogy az áramzajmentes érzékelők — fémellenállás, termoelem, pn -átmenet — inherens vagy parazita zajának teljesítményspekt-

ruma fehér. A jel/zaj viszony döntő módon az érzékelő átalakítási érzékenységtől, vagyis a hőmérsékleti tényezőtől, valamint a csatlakozó áramkör kialakításától függ. A fém ellenállás-hőmérőt általában Wheatstone-hídba kapcsolják. A teljes mérendő hőmérsékleti tartományban akkor használható ki optimálisan, ha a hídarány a tartomány alsó határán [7]

$$n_0 = \sqrt{\frac{1}{1 + \alpha\vartheta}}, \quad (13)$$

ahol $\vartheta = T_2 - T_1$ a hőmérséklet mérési tartománya, α pedig a hőmérsékleti tényező (tisztá fémekre $3 \dots 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$).

A termoelemek és a pn -átmenetek érzékenysége adott, a csatlakozó áramkörökkel sem javítani, sem lényegesen rontani nem lehet.

A szóban forgó eszközök zaja viszonylag kicsiny, ezért a csatlakozó erősítő zajforrásai általában nem hanyagolhatók el. Az eredő üresjárás zajfeszültségnégyzet az 1. ábra alapján:

$$u_e^2 = u_i^2 + u_b^2 + u^2 + i^2 R^2, \quad (14)$$

ahol R az ellenálláshőmérős-híd eredő ellenállása vagy a termoelem soros ellenállása, vagy pedig a pn -átmenet eredő ellenállása:

$$R = r_s + \frac{kT}{qI}. \quad (15)$$

Itt r_s a parazita soros ellenállás.

A jel/zaj viszony maximumát ott kapjuk, ahol a zajtényező

$$F = \frac{u_e^2}{u_f^2} = 1 + \frac{u_b^2 + u^2 + i^2 R^2}{u_i^2} \quad (16)$$

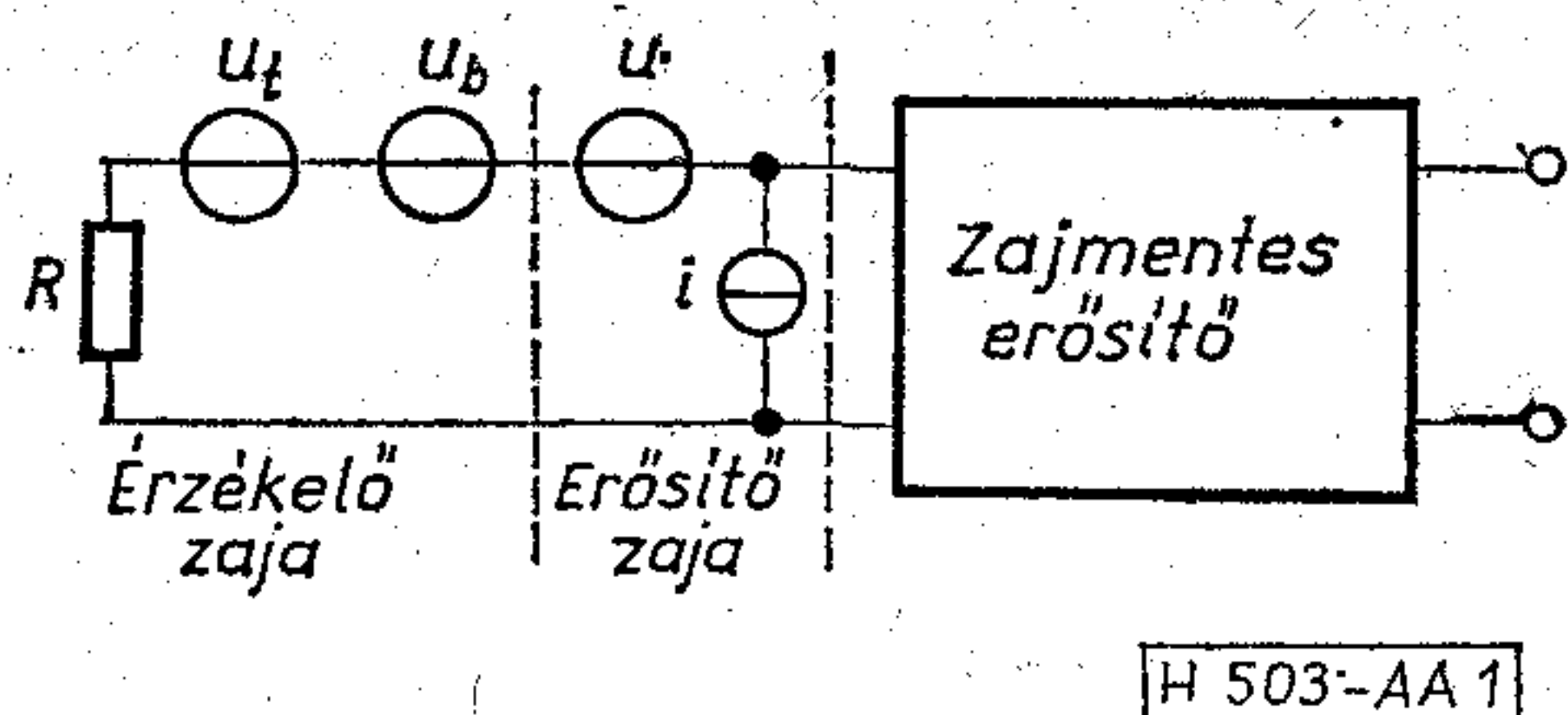
minimális. Ehhez

$$R = \frac{\sqrt{u_b^2 + u^2}}{i} \quad (17)$$

tartozik. Minthogy R általában adott, az erősítőt kell illesztenünk a forráshoz és nem fordítva. Erősítőként csak bipoláris tranzisztor jöhet számításba; a különben igen kis zajú pn -átmenetes tervezérlésű tranzisztor u/i viszonya nagyságrendekkel nagyobb a tárgyalt csoportba tartozó hőérzékelők ellenállásánál.

1. táblázat

					Áramzaj		
Zajforrás Spektrum		Termikus u_t	Háttér u_b	Sörét u_s	Gen.-rek. u_{gr}	Járulékos zaj	
						Flicker u_f	Impulzus u_p
Érzékelő		fehér			$(1 + \omega^2 \tau^2)^{-1}$	ω^{-1}	$(1 + \omega^2 \tau^2)^{-1}$
Ellenállás	Fém	van	van	—	—	—	—
	Intrinsic félvezető	van	van	—	domináns	lehetséges	—
	NTC (termisztor)	van	van	—	—	domináns	—
	PTC (BaSrTiO ₃)	van	van	—	—	domináns	lehetséges
Termoelem		soros ellenálláson	domináns	—	—	—	—
PN átmenet		soros ellenálláson	van	domináns	—	—	lehetséges



1. ábra. Áramzajmentes érzékelő modellje, illesztése

Arra is gondolni kell, hogy a tranzisztor flickerzaja miatt az u/i viszony frekvenciafüggő és kis frekvencián közelítőleg r_{bb}' -höz tart [1]. Az optimális zajillesztés érdekében esetleg több bipoláris tranzisztor párhuzamos kapcsolásával kell a bemenőfokozatot kialakítani. Végül (16) és (17) arra is rámutat, hogy a háttérzajt is minél lejjebb kell szorítani, a felesleges termikus csatolások kiküszöbölésével, amint az a (2)-ből következik.

3. Áramzajos érzékelők passzív hídkapcsolásban

Hőérzékelőkben előszeretettel alkalmaznak [8] intrinsic félvezetőt, termisztort, vagy PTC ellenállást a nagy hőmérsékleti tényező miatt:

Intrinsic félvezető	-4...-8%/°C,
Termisztor	-3...-4%/°C,
PTC ellenállás	+5...+15%/°C.

Míg az első kettő tulajdonságai jól ismertek, a PTC ellenállás működése különleges tulajdonságon, a báriumtitanát dielektromos állandójának erős hőmérsékletfüggésén alapul, melyet Heywang alapvető munkái írnak le [9], [10]. A Curie-Weiss-törvény értelmében a Θ hőmérsékletű Curie-pont felett

$$\varepsilon = \frac{\text{const}}{T - \Theta} \quad (18)$$

A tiszta báriumtitanát Curie-pontja 110 °C körül van. Ha a báriumot növekvő arányban stronciummal helyettesítjük, a Curie-pont lefelé tolódik (mintegy 60...70 °C-ig), egészen a $\text{Ba}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{TiO}_3$ összetétel eléréséig. Maximálisan 0,3% lantán hozzáadásával az eredetileg szigetelő keverék-titanát n típusú félvezetővé tehető.

Ez a félvezető szemcsés szerkezetű. A 2. ábra szerint a szemcsehatárokon a felületi állapotok miatt kiürített rétegek alakulnak ki. Adott r kiürített rétegszélességnél a potenciállépcső magassága

$$\Phi = \frac{q^2 N_D}{2\varepsilon\varepsilon_0} r^2 \quad (19)$$

szerint a dielektromos állandóval fordítottan arányos, a kiürített réteg fajlagos ellenállása pedig

$$\rho_d = g \rho_v e^{\Phi/kT} \quad (20)$$

szerint Φ meredek függvénye, ahol g a szemcsék geometriájától függő tényező. (18), (19) és (20) kvalitatív összevetéséből már látszik az ellenállás meredek növekedése a Curie-pont feletti hőmérséklet-tartományban.

A szemcsés szerkezet miatt várható az áramzaj fellépése. Nagyságrendjéről egyelőre kevés az adat; egy 1972-ben publikált méréssorozat eredményeit [11] a szerző és munkatársai mérései [12] nem támasztják alá. Úgy tűnik, hogy a PTC ellenállások zaj/hőmérsékleti tényező viszonya valamivel rosszabb, mint az intrinsic félvezető vagy a termisztoré [13], de nem olyan mértékben, mint azt a [11] közlemény alapján várni lehetett volna. Ez jelentős alkalmazási területeket nyithat meg.

A hőérzékelők működésének frekvencia-tartományában — legfeljebb néhány száz 10 Hz felső frekvenciahatárral — az áramzaj dominál. Hatását a 3. ábra segítségével tanulmányozhatjuk, amely a klasszikus, kompenzált hőérzékelő hidat ábrázolja.

Ha kis hőmérséklet-változásra $R_2' = R_2(1 + \alpha_2 \Delta T)$, ahol α_2 az R_2 ellenállás hőmérsékleti tényezője, a híd kimenőfeszültsége (lásd a Függelék is):

$$\Delta U = U \frac{R_1/R_2}{(1 + R_1/R_2)^2} \alpha_2 \Delta T = U \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} \alpha_2 \Delta T. \quad (21)$$

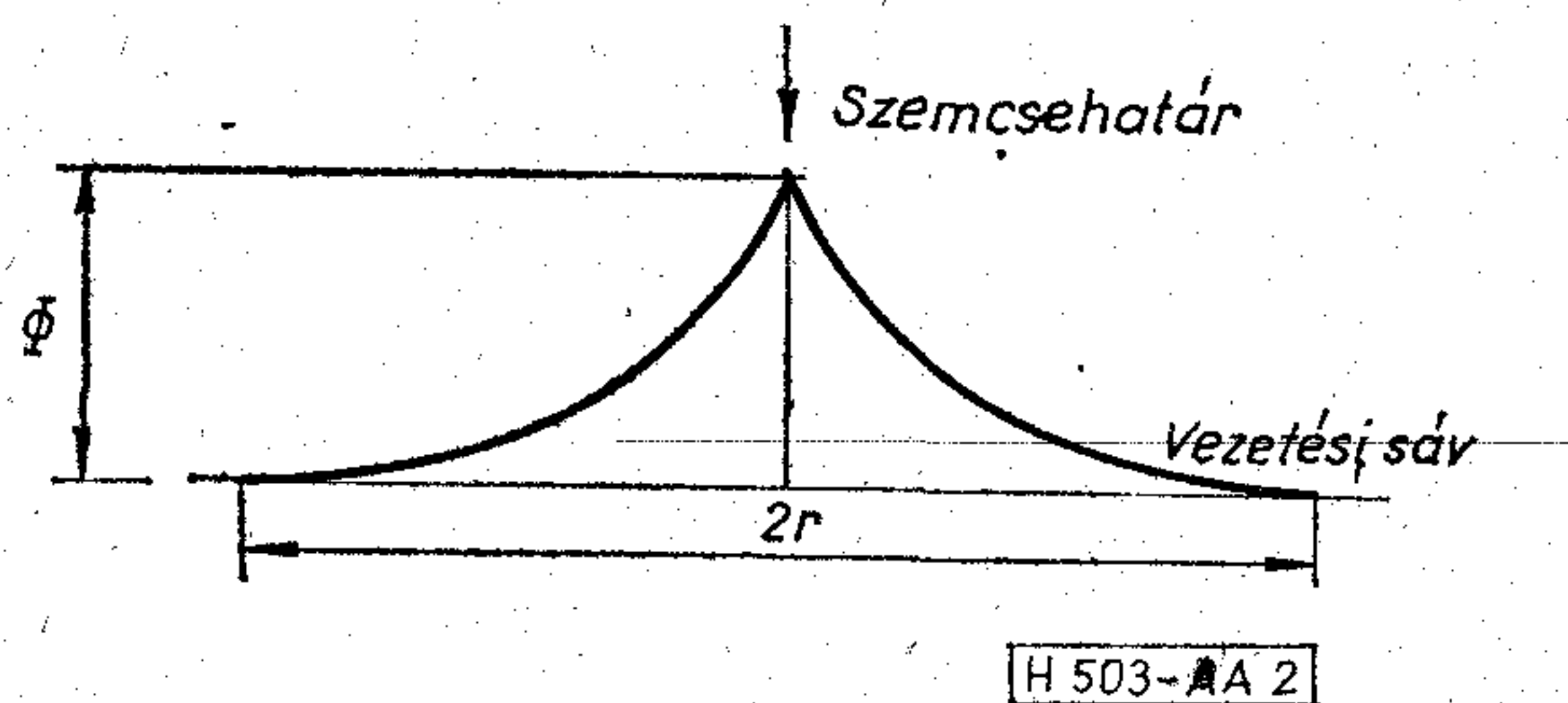
R_1 söntölő hatása jelentősen csökkenti az érzékenységet. Az áramzaj által korlátozott határérzékenység azonban — mint látni fogjuk — független az R_1/R_2 aránytól, ellentétben a termikus zajra vonatkozó esettől [14]. A (10) vagy (8) összefüggés alapján az R_2 ellenállás sarkain mérhető üresjárású járulékos zajfeszültség

$$u_{e20} = c_2 I R_2, \quad (22)$$

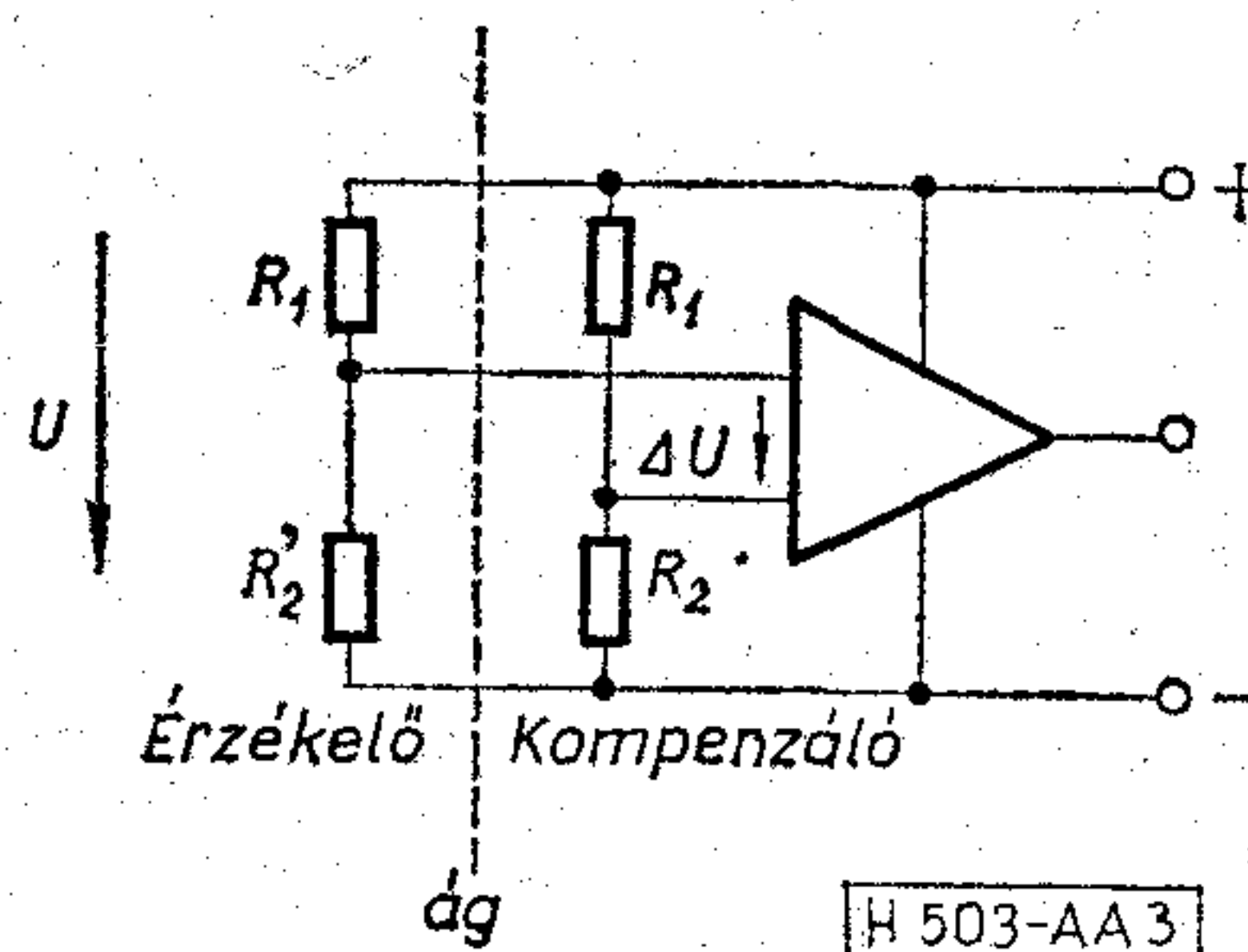
ahol c_2 az ellenállás zajindexe [15]. Ha R_1 nem termel járulékos zajt (pl. huzalellenállás), akkor a terhelt zajfeszültség

$$u_{e2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{e20} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} c_2 U. \quad (23)$$

Ugyanakkora, korrelálatlan zajfeszültség keletkezik



2. ábra. Félvezető báriumtitanát PTC ellenállás szemcsehatárán kialakuló potenciálhegy



3. ábra. Hídkapcsolású, kompenzált hőérzékelő

a híd másik ágában levő R_2 -ben is, így az eredő jel/zaj viszony

$$\text{SNR} = \frac{\Delta U}{\sqrt{2}u_{e2}} = \frac{\alpha_2}{c_2} \frac{\Delta T}{\sqrt{2}} \quad (24)$$

független R_1/R_2 -től. Ez az eredmény nem lehet meglepő: mind ΔU , mind pedig u_e ellenállás-változás következménye. Az is természetes, hogy a környezeti hőmérséklet sztochasztikus fluktuációja is ellenállás-változássá transzformálódik, növelve ezzel a híd kimenetén észlelhető zajt.

A (24) eredmény előnyös tulajdonsága, hogy nem szerepel benne sem az ellenállások névértéke, sem pedig az arányuk. Ez könnyíti az erősítő zajillesztését, feltéve, hogy az erősítő szimmetrikus bemenő-ellenállása jóval nagyobb, mint $2(R_1 \times R_2)$. Ha $(R_1 \times R_2)$ nagyságrendje 50...100 kohm, a legjobb választás a JFET bemenetű differenciálerősítő. Ha viszont valamiért bipoláris tranzistoros erősítőt kell választanunk, R_1 méretezésével állíthatjuk be az optimális zajillesztést.

A 3. ábra szerinti áramkör érzékenysége növelhető, ha mind R_1 , mind R_2 hőmérsékletfüggő, de ellentett előjellel. Legyen $R_2' = R_2(1 + \alpha_2 \Delta T)$ és $R_1' = R_1(1 - \alpha_1 \Delta T)$, ekkor a Függelék szerint

$$\Delta U = U \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} (\alpha_1 + \alpha_2) \Delta T. \quad (25)$$

Most természetesen R_1 is termel járulékos zajt, így

$$u_{e1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{e10} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} c_1 U. \quad (26)$$

Minthogy u_{e1} és u_{e2} korrelálatlan, $u_e^2 = (u_{e1}^2 + u_{e2}^2)^{1/2}$ és a jel/zaj viszony

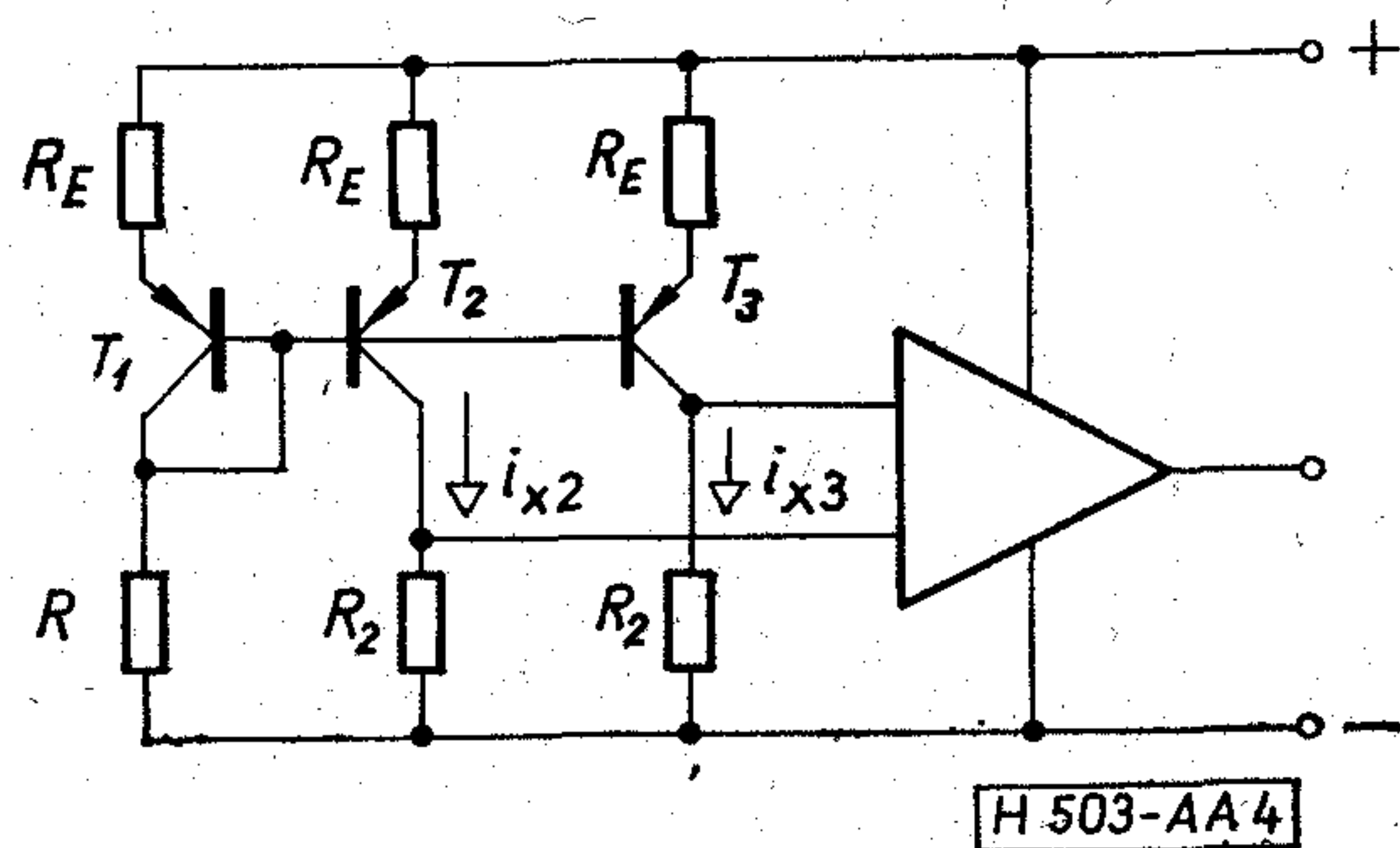
$$\text{SNR} = \frac{\Delta U}{\sqrt{2}u_e} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{(c_1^2 + c_2^2)^{1/2}} \frac{\Delta T}{\sqrt{2}} \quad (27)$$

4. Aktív előfeszítésű áramzajos érzékelők

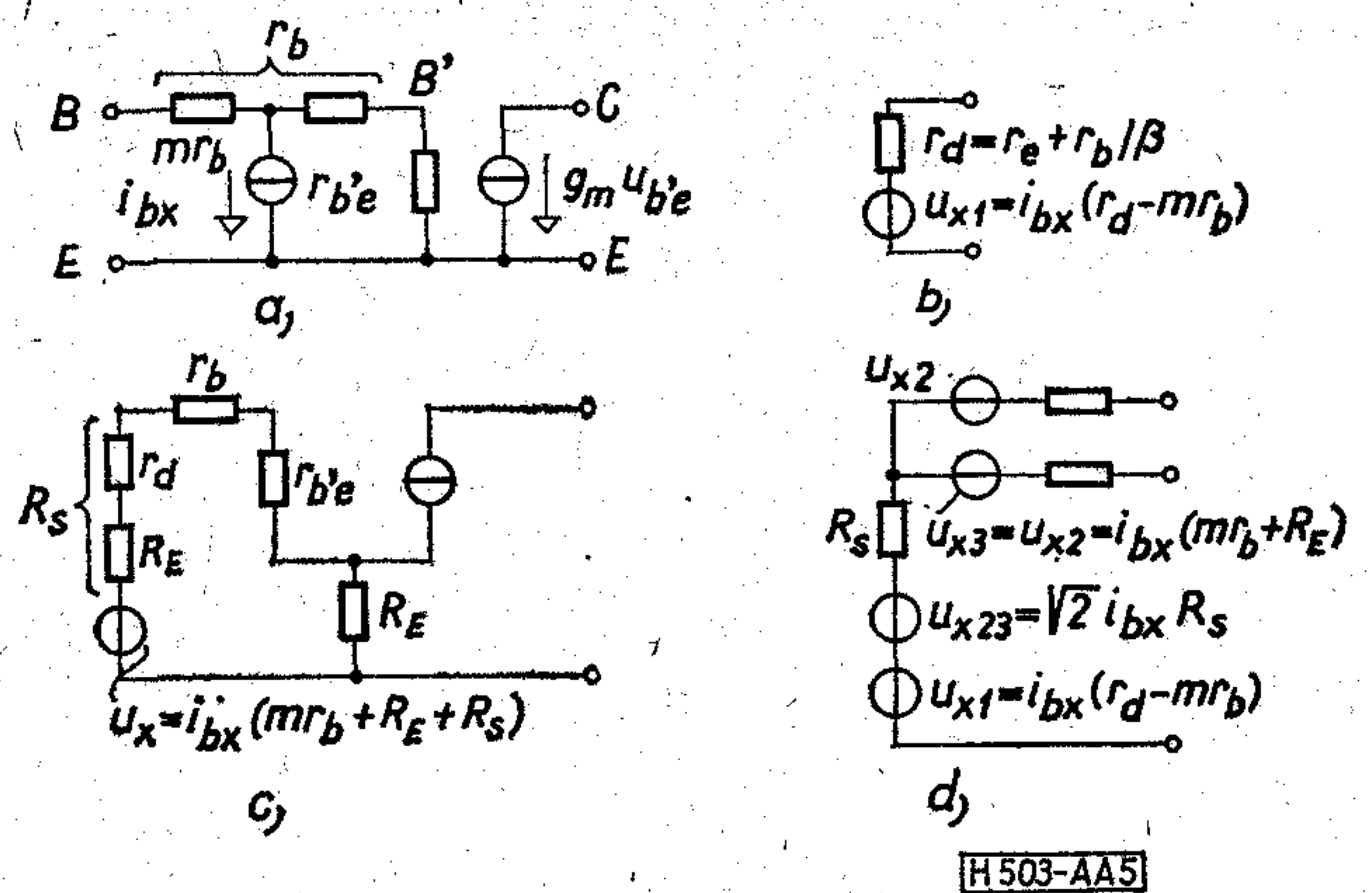
A 4. ábra szerinti áramkörben az R_1 ellenállásokat áramgenerátorok helyettesítik, így az ellenállás terhelő hatása megszűnik és

$$\Delta U = IR_2 \alpha_2 \Delta T = U \alpha_2 \Delta T \quad (28)$$

több, mint négyszerese lehet a (21) összefüggés szerintinek. Ha az áramforrás zajtalan, az R_2 -n keletkező járulékos zaj ugyancsak a fenti tényezővel szorozódik, így a jel/zaj viszony változatlan marad, nem javul.



4. ábra. Áramgenerátoros táplálású érzékelőhíd. Az R és R_E ellenállásokat áramzajmentesen kell megvalósítani



5. ábra. Áramvezérelt áramgenerátor zajhelyettesítő képei [16]. a) Egyetlen tranzisztor járulékoszaj-helyettesítő képe. b) Dióda, c) Dióda és tranzisztor helyettesítő képe. d) A korreláló és nem korreláló zajforrások szétválasztása

Mégis célszerű ezt a megoldást választani, ha a csatlakozó erősítő zajos vagy ha a sztatikus hibajellemzők (hibafeszültség, -áram, s ezek hőmérsékletfüggése) relatív súlyának csökkentése a cél. Sajnos, az elektronikus áramforrások mindig zajosak, ezért a 4. ábra szerinti áramkör jel/zaj viszonya mindig kisebb, mint a 3. ábra szerintié.

A 4. ábrán bemutatott megoldás azonban a lehetséges minimumra csökkenti az iker-áramgenerátorból származó zajt, mivel T2 és T3 közös vezérlőköre erősen korrelálttá teszi a kimenőáramok zaját és a teljes korrelációban levő összetevők a szimmetrikus bemenetű erősítőben kioltják egymást, feltéve, hogy a közösjel-elnyomás elég nagy.

A korreláció becslése érdekében fejlesszük tovább Bilotti és Mariani [16] analizisét. Csak a járulékos zaj forrásait vesszük figyelembe. Az 5a ábra egyetlen tranzisztor járulékos zaj helyettesítőképet, az 5b ábra a diódáét, az 5c ábra a zajtalan diódáét és tranzisztorét, az 5d ábra pedig a teljes kör zajhelyettesítő képét mutatja. Mindenütt identikus tranzisztorokat és zajforrásokat tételezünk fel.

Az u_{x1} és u_{x23} zajfeszültség-generátorok közösek T2-re és T3-ra, míg u_{x2} és u_{x3} reprezentálja a nem korrelált forrásokat. A teljes kollektor zajáram

$$i_{x2} = g'_m (u_{x1}^2 + u_{x23}^2 + u_{x2}^2)^{1/2}, \quad (29)$$

$$i_{x3} = g'_m (u_{x1}^2 + u_{x23}^2 + u_{x3}^2)^{1/2}, \quad (30)$$

ahol $g'_m = [r_e + R_E + (R_s + r_b)/\beta]^{-1}$. A fenti egyenletek első két tagja teljes korrelációban van. Az emitter ellenállások jelentősen csökkentik mind a korreláló, mind pedig a független összetevőt.

A 4. ábra szerinti áramkör jel/zaj viszonya végül

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{\Delta U}{[2u_e^2 + 2(g'_m u_{x2} R_2)^2]^{1/2}} \approx \frac{\Delta U}{[2u_e^2 + 2(R_2 i_{bx})^2]^{1/2}} = \\ &= \frac{\alpha_2 \Delta T}{\sqrt{2} [c_2^2 + (i_{bx}/I)^2]^{1/2}}, \end{aligned} \quad (31)$$

ahol felhasználtuk, hogy $u_{x2} = i_{bx}(m r_b + R_E) \approx i_{bx} R_E$, $g'_m \approx 1/R_E$, $u_e = c_2 U$ és $R_2 = U/I$.

Érdemes megfigyelni, hogy c_2 és i_{bx}/I hasonló jellegű mennyiségek: mindkettő dimenzió nélküli (ill.

c_2 -t gyakorlati okokból sokszor adják meg $\mu\text{V/V-ban}$ és mindkettő egy zajjellemző és egy munkaponti jellemző hányadosa.

A kompenzált hőérzékelő hídnek nemcsak a 4. ábra szerinti felépítése lehetséges. Iker áramforrás helyett áramtükörrel alkalmazhatunk (6. ábra), amely fázisösszegezőként működve lehetővé teszi az aszimmetrikus erősítőhöz való csatlakozást. Az ábra szerint az áramtükör mindkét ágában ugyanakkora áram folyik, közelítőleg U/R_2 . Ha az érzékelő ág ellenállása $R_2\alpha_2\Delta T$ -vel megváltozik, az erősítő bemenetére

$$\Delta U = IR_2\alpha_2\Delta T = -U\alpha_2\Delta T \quad (32)$$

feszültség jut.

Az áramtükör bemenőágában folyó áram ingadozását az ágba levő $G_2=1/R_2$ vezetés ingadozása okozza:

$$i_i = U\Delta G_2 = Uc_2G_2. \quad (33)$$

A kimeneti ágba I mellett természetesen i_i is megjelenik. Ehhez hozzá kell adni az áramtükörben keletkező zajt. Utalva a [16] forrásra, $R_E=0$ esetén

$$i_x = \sqrt{2}i_{bx} \frac{[1 + (mr_b/r_e)^2]^{1/2}}{1 + (r_b/\beta r_e)}, \quad (34)$$

ahol a jelölések ismét az 5. ábra segítségével értelmezhetők. Szokásos előfeszítés esetén a (34)-ben szereplő tört értéke körülbelül $\sqrt{2}$, így a teljes kimeneti zajáram

$$(i_i^2 + i_x^2)^{1/2} \cong [(Uc_2G_2)^2 + 4i_{bx}^2]^{1/2}, \quad (35)$$

és a kimeneti zajfeszültség

$$u_0 \cong [(Uc_2G_2R_2)^2 + 4(i_{bx}R_2)^2 + (c_2U)^2]^{1/2}. \quad (36)$$

Végül a zajtényező

$$\text{SNR} = \frac{\alpha_2\Delta T}{\sqrt{2} [c_2^2 + 2(i_{bx}/I)^2]^{1/2}} \quad (37)$$

valamivel rosszabb, mint a 4. ábra szerinti áramkörben. Az olcsó, áramtükör-bemenetű műveleti erősítők léte és az egytelepes táplálás lehetősége vonzóvá teheti ezt a megoldást elősorban olcsóbb, hordozható berendezésekben.

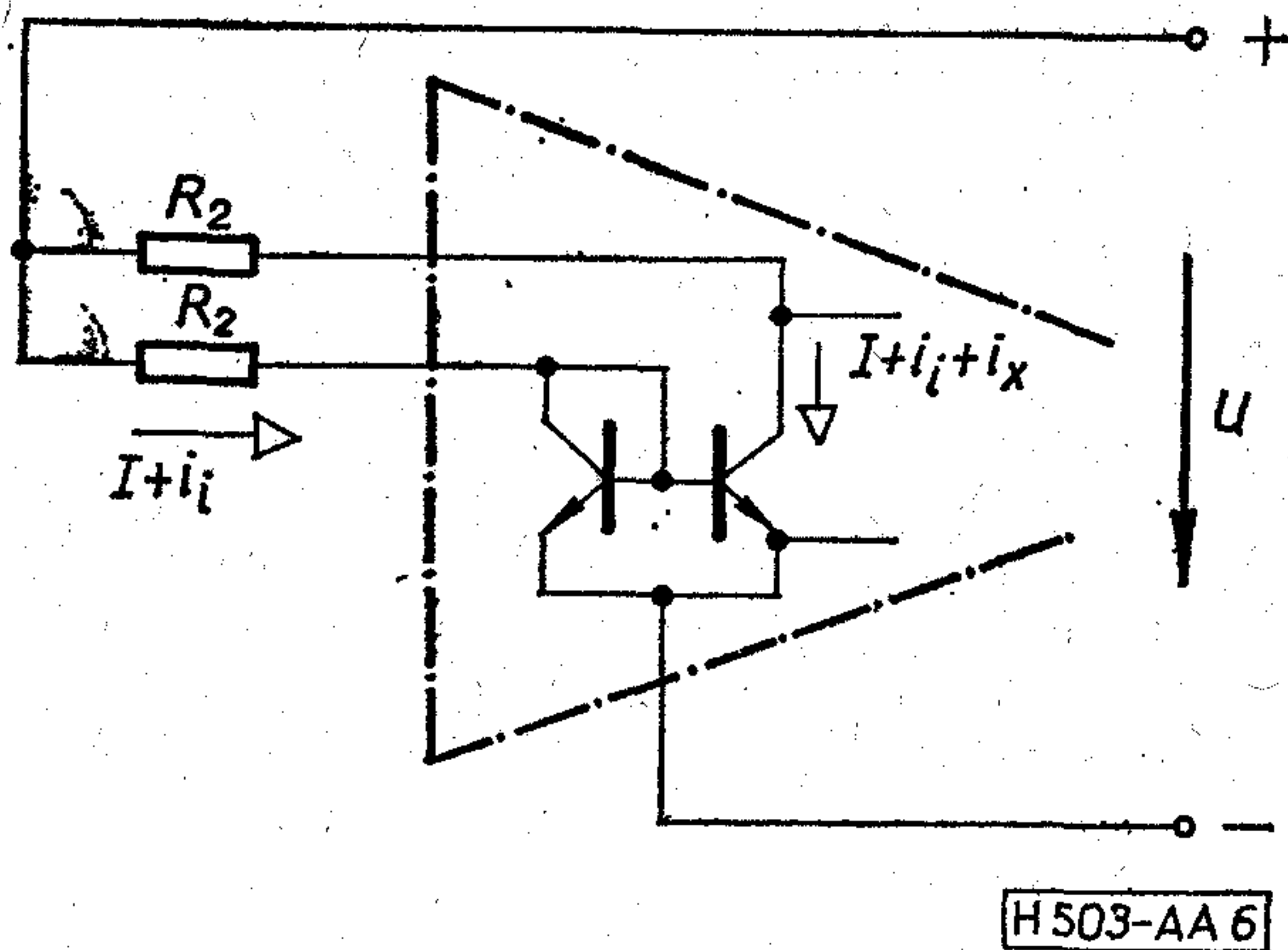
Függelék

A 3. ábra szerinti híd kimenőfeszültsége, ha a híd érzékelő ágának hőmérséklete ΔT -vel változik

$$\Delta U = U \frac{R_2(1 + \alpha_2\Delta T)}{R_1(1 - \alpha_1\Delta T) + R_2(1 + \alpha_2\Delta T)} - U \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

feltéve, hogy R_1 hőmérsékleti tényezője negatív, R_2 -é pozitív. Legyen $R_1/R_2 = x$, ekkor

$$\begin{aligned} \Delta U &= U \frac{1 + \alpha_2\Delta T}{1 + x + (\alpha_2 - x\alpha_1)\Delta T} - \frac{1}{1 + x} = \\ &= \frac{U}{1 + x} \left[\frac{1 + \alpha_2\Delta T}{1 + \frac{\alpha_2 - x\alpha_1}{1 + x} T} - 1 \right] \approx \end{aligned}$$



6. ábra. Kompenzált hőérzékelő híd és áramtükör eredő zajának számításához

$$\approx \frac{U\Delta T}{1 + x} \left[\alpha_2 - \frac{\alpha_2 - x\alpha_1}{1 + x} \right] = \frac{U\Delta T}{(1 + x)^2} x(\alpha_1 + \alpha_2).$$

ΔU maximális, ha $x=1$; a maximum azonban eléggé lapos.

IRODALOM

- [1] Ambrózy A.: Elektronikus zajok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1972.
- [2] Smith, R. A. and al.: The detection and measurement of infrared radiation. Clarendon Press, Oxford 1968.
- [3] Burgess, R. E.: Fluctuation phenomena in solids. Academic Press, New York, 1965.
- [4] Champlin, K. S.: Generation-recombination noise in semiconductors — the equivalent circuit approach. IRE Tr. ED—7, 1960/1, p. 29—38.
- [5] Ambrózy, A.—van der Ziel, A.: Applications of equivalent network methods for multi-level g-r noise spectra. Solid State Electronics, s. a.
- [6] Hsu, S. T. and al.: Physical model for burst noise in semiconductor devices. Sol. St. El. 13, 1970/7 p. 1055—1071.
- [7] Ambrózy, A.: Elektronikus hőfokszabályozás. Mérés és automatika 7, 1959/1, p. 12—19.
- [8] Yokoo, K.—Agarwal, R.—Hartnagel, H. L.: High sensitivity miniature sized microwave power monitor. Electronics Letters 12, 1976/3, p. 67—68.
- [9] Heywang, W.: Bariumtitanat als Sperrschichtbleiter. Sol. St. El. 3, 1961, p. 51—58.
- [10] Heywang, W.: Resistivity anomaly in doped barium titanate. J. Amer. Ceramic Soc. 47, 1964/10, p. 484—490.
- [11] Mytton, R. J.—Benton, R. K.: High 1/f noise anomaly in semiconducting barium strontium titanate. Physics Letters 39A, 1972/4, p. 329—330.
- [12] Agarwal, R.—Ambrózy, A.—Hartnagel, H. L.: Excess noise in semiconducting BaSrTiO₃. IEEE. Trans. on ED, s. a.
- [13] Brophy, J. J.: Current noise in thermistor bolometer flakes. Journ. of Appl. Phys. 25, 1954/2, p. 222—224.
- [14] Motchenbacher, C. D.—Fitchen, F. C.: Low noise electronic design. John Wiley, New York, 1973.
- [15] Conrad, G. T.—Newmann, N.—Stansbury, A. P.: A recommended standard resistor-noise test system. IRE Trans CP—7, 1960/3, p. 1—18.
- [16] Bilotti, A.—Mariani, E.: Noise characteristics of current mirror sinks/sources. IEEE Journ. SC—10, 1975/6, p. 516—524.

Jelfeldolgozás homomorf rendszerekkel

ETO 621.372.54:621.395.665.1

Bizonyos értelemben minden híradástechnikai rendszer feladata, hogy jelfeldolgozást végezzen. A rendszer kimenő jele a bemenő jellel egy rendszerjellel operátoron keresztül van kapcsolatban. A szokásos felosztás szerint a rendszerek lineárisak, ill. nemlineárisak lehetnek. A nemlineáris rendszerek bizonyos osztályainak új megközelítését jelenti a homomorf rendszerekkel történő jelfeldolgozás. Ezek a rendszerek a bemenetükre érkező nemlineárisan kombinált jeleket úgy alakítják át, hogy a kimenőjelek kapcsolata már lineáris jellegű.

A híradástechnikában gyakoriak az olyan összetett jelek, melyek két tényező szorzataként állnak elő. Ilyen pl. az amplitúdó modulált jel, de így közelíthető a beszédjel is [2], [11]. Ezekben az esetekben az egyik összetevő gyorsan változó, bipoláris jel, a másik viszont lassan változó, pozitív jel. Felvetődik a kérdés, hogy milyen módon lehetne ezt a két összetevő alkotót szétválasztani és külön kezelni, mégpedig úgy, hogy a lineáris rendszerek jól bevált eszközeit használjuk. A logaritmussfüggvény alkalmas arra, hogy két szorzott mennyiség kapcsolatát lineárisra tegye. Ugyanakkor a logaritmussfüggvényt megvalósító rendszer a szokásos szóhasználat szerint nemlineáris rendszer, azonban azzal a speciális tulajdonsággal rendelkezik, hogy kimenetén a jelek — a függvény-transzformációtól eltekintve — lineáris kapcsolatúak. Ezt a tulajdonságot alapul véve, az általánosított szuperpozíció elvének alkalmazásával fogjuk definiálni a homomorf rendszereket, ill. ezek egyik osztályát, a multiplikatív homomorf rendszereket.

Az irodalom alapján áttekintjük a homomorf rendszerek elméleti alapjait és tulajdonságait, ezen belül részletesen fogjuk vizsgálni a multiplikatív homomorf szűrőket. Összefoglaljuk a témakörben eddig megjelent munkák lényegesebb eredményeit, és ezeket néhány helyen kiegészítjük. Bemutatjuk egy, a szokásostól eltérő elven működő kommandor modelljét [2], amely a beszédjelek feldolgozásánál jelentős lehet. A 3. fejezet irodalomból átvett példájával [2] azt kívánjuk bemutatni, hogy a multiplikatív homomorf szűrőkkel milyen módon tudunk nemlineárisan kombinált (pl. szorzott) jeleket összetevőire bontani, majd hogyan tudjuk az összetevők transzformálása után a jelet ismét egyesíteni.

A dekonvolúciós homomorf szűrőkkel itt most nem foglalkozunk, de az irodalomjegyzékben felsorolunk néhány olyan munkát, amely ezt a témakört dolgozza fel [14]—[18]. Mint látni fogjuk, a különböző átviteli függvények megvalósítása sok szempontból digitális áramkörök használatát teszi célszerűvé, így jelen munka — bizonyos mértékig — kapcsolódik a folyóirat digitális szűrők témakörű cikksorozatához is [12], [13].

1. Az általánosított szuperpozíció elve

A híradástechnika lineáris rendszereit összeg- és aránytartó lineáris operátorokkal szokás leírni. Az utóbbi két tulajdonság a szuperpozíció elve néven ismert [1]. Bár a nemlineáris rendszerekre nem teljesülnek a linearitás követelményei, de a továbbiakban tárgyalt nemlineáris rendszerek eleget tesznek a szuperpozíció elve általánosított formájának.

1.1 A szuperpozíció elvének általánosítása

Az általánosított szuperpozíció elvének ismertetése előtt fogalmazzuk meg a szuperpozíció „hagyományos” elvét a továbbiak szempontjából előnyös formában.

Ehhez jelöljük $C \equiv C[\alpha, \beta]$ -val az $[\alpha, \beta]$ zárt intervallumban folytonos és valós értékű függvények tereit, mely függvények ezen intervallum külsejében azonosan nulla értékűek. Tehát $f(t) \in C[\alpha, \beta]$, ha $\text{Im}[f(t)] = 0$ és $\sup |f(t)| < \infty$, ha $t \in [\alpha, \beta]$, továbbá $f(t) \equiv 0$, ha $t \notin [\alpha, \beta]$. Megjegyezzük, hogy WEIERSTRASS tétele alapján ekkor valamennyi $f(t) \in C[\alpha, \beta]$ függvény egyben korlátos is [8].

Tekintsük a C függvényteret, melynek elemei az $f(t)$ és $g(t)$ függvények. Továbbá λ és μ skalárok legyenek tetszőleges komplex számok. Ezek után a szuperpozíció elvét kifejező egyenlet a következő:

$$L\{\lambda \cdot f + \mu \cdot g\} = \lambda \cdot L\{f\} + \mu \cdot L\{g\} = \lambda \cdot F + \mu \cdot G, \quad (1)$$

ahol $L\{\cdot\}$ lineáris operátor, $L\{f\} = F$ és $L\{g\} = G$, továbbá $\{F, G\} \in A$, ahol A valamilyen lineáris tér (l. Függelékben). Tehát az (1) egyenlet $L\{\cdot\}$ operátora a C és A terek között lineáris leképezést valósít meg.

A homomorf rendszerek irodalmában A. V. OPPENHEIM javaslata nyomán az (1) egyenletet az alábbiakban bevezetett új jelölésrendszer segítségével írják le [2]—[4].

Legyenek az f és g függvények a C tér elemei: $\{f, g\} \in C$. A C térben az összeadás műveletét jelöljük $\circ$ -rel (olv.: kör), a skalárral való szorzás műveletét pedig jelöljük $*$ -gal (olv.: csillag). Ezek után legyen $\{F, G\} \in A$. Az A térben az összeadást jelöljük $\square$ -gel (olv.: négyszög), a skalárral való szorzást pedig $:$ -tal (olv.: kettőspont). OPPENHEIM terminológiája szerint C a bemeneti vektortér a $\circ$ és $*$ bemeneti műveletekkel, az A pedig a kimeneti vektortér, a $\square$ és $:$ kimeneti műveletekkel. Tegyük fel most azt, hogy létezik egy olyan $R\{\cdot\}$ operátor, mely valamely, a C és A terek közötti leképezést valósít meg. Ezt az $R\{\cdot\}$ operátort és a most bevezetett jelölésrendszert az (1) egyenletre formálisan alkalmazva:

$$\begin{aligned} R\{(\lambda * f) \circ (\mu * g)\} &= [\lambda : R\{f\}] \square [\mu : R\{g\}] = \\ &= (\lambda : F) \square (\mu : G). \end{aligned} \quad (2)$$

A (2) egyenlőség a $\circ$, $*$, ill. $\square$, $:$ műveletek megfelelő megválasztásai esetén is érvényes maradhat. Ilyen értelemben a (2) egyenlet az általánosított szuperpozíció elvét fejezi ki.

Ha a be- és kimeneti műveletek az összeadást és a skalárral való szorzást jelentik, akkor a (2) egyenlet azonos az (1)-gyel.

OPPENHEIM szerint létezik az $R\{\cdot\}$ operátor olyan speciális megválasztása is, hogy ha a $\circ$ és $\square$ műveletek a szorzást, a $*$ és $:$ műveletek pedig a hatványozást jelentik, akkor a (2) egyenlet továbbra is egyenlőség marad.

Példaként tekintsük az

$$R\{v_i\} = v_i^2 = w_i \quad (3)$$

alakú operátort, ahol v_i a bemeneti, w_i pedig a kimeneti függvényeket jelöli. A (2) egyenletet ezzel az operátorral és az előbbi műveletekkel felírva a következő kifejezést kapjuk:

$$R\{v_1^2 \cdot v_2^2\} = [R\{v_1\}]^2 \cdot [R\{v_2\}]^2 = w_1^2 \cdot w_2^2. \quad (4)$$

Az egyenlőség kézenfekvő. Így a (4) egyenlet az általánosított szuperpozíció elvét fejezi ki, $R(v) = v^2$ operációval.

1.2 Az általánosítás matematikai háttere

A továbbiakban felhasználunk néhány, az algebrai struktúrákra vonatkozó fogalmat [5]–[8]. A Függelék F. 1.–F. 4. definíciói vezetnek a lineáris terek F. 5. szerinti definíciójához, melyből kitűnik, hogy a lineáris teret végeredményben két halmazból és négy kétváltozós műveletből lehet létrehozni.

Lényeges, hogy a lineáris terek definíciójánál a vektorok összeadása és a skalárral való szorzás mint elnevezés szerepel, tehát nem kikötés az, hogy ezek a műveletek valóban a szokásos összeadás, ill. skalárral való szorzás legyenek [2]–[4].

Az F. 6. definícióban a most elmondottak szerint, a megszokott axiómákat írtuk fel, az új jelölésekkel.

Természetes, hogy a korábban már definiált C tér az F. 6. definíció valamennyi követelményének eleget tesz, ha a $\circ$ (kör) addíciós művelet az összeadás, a $*$ (csillag) multiplikációs művelet pedig a szorzás, míg a skaláris szorzatot a következő egyenlet definiálja:

$$(f, g) = \int_{\alpha}^{\beta} f(t) \cdot g(t) dt \quad \text{és} \quad \{f, g\} \in C.$$

1.3 Az általánosítás egy alkalmazása: a multiplikatív tér

Vezessük be az M jelű multiplikatív tér fogalmát! Az F. 6. definíció axiómái az M tér esetén is teljesülnek, mely térben a $\circ$ (kör) addíciós művelet a szorzást, a $*$ (csillag) multiplikációs művelet pedig a hatványozást jelenti, és a tér m_i elemeire: $m_i \in C \cap N$, ahol az N tér azon függvények tere, melyekre $n(t) \in N$, ha $n(t) \neq 0$ és $t \in [\alpha, \beta]$. Tehát az M tér elemei rendelkeznek a C tér összes tulajdonságával, és az M elemei az $[\alpha, \beta]$ intervallumban egyetlen pontban sem nulla értékűek. A c_i skalárok komplex

számok. A térben a skaláris szorzatot az alábbi egyenlet definiálja:

$$(m_i, m_j) = \int_{\alpha}^{\beta} \ln |m_i(x)| \cdot \ln |m_j(x)| dx.$$

Az M jelű multiplikatív tér az F. 6. szerinti axiómáknak eleget tesz; erről egyszerű behelyettesítéssel lehet meggyőződni.

A multiplikatív térben a „skalárral való szorzást” hatványozásként definiáltuk, és megengedtünk komplex kitevőket is. Az $x^a = e^{a \cdot \ln x}$ egyenlőség alapján azt írhatjuk, hogy

$$[m(x)]^{\lambda} = \exp\{\lambda \cdot \ln [m(x)]\},$$

ahol λ valamely komplex szám. Ugyanakkor az $m(x)$ függvényekre tett megkötéseink szerint $m(x) \neq 0$ de $m(x)$ lehet negatív is. Ha a negatív értékű $m(x)$ függvényt komplex függvényként kezeljük, akkor logaritmusát a komplex logaritmusfüggvény segítségével kiszámíthatjuk. A későbbiekben használnunk kellene a komplex logaritmusfüggvény inverzét, a komplex exponenciális függvényt. Azonban, mint ismeretes,

$$\ln [m(x)] = \ln |m(x)| + j \cdot \arg [m(x)] + j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi,$$

ahol k tetszőleges egész szám, és így láthatóan a logaritmus számítása nem egyértelmű. Ha a 2π szerinti többértelműséget figyelmen kívül hagyjuk, akkor még mindig problémát jelent az, hogy a

$$\ln [m_1(x)] + \ln [m_2(x)] = \ln [m_1(x) \cdot m_2(x)]$$

egyenlőség csak akkor teljesül, ha mind $m_1(x)$, $m_2(x)$ mind szorzatuk argumentuma a $(-\pi, \pi)$ intervallumon belül van. A Függelékben — OPPENHEIM nyomán — bemutatjuk, hogyan lehet a logaritmusfüggvény számítását olyan módon végezni, hogy az előbbi egyenlőség teljesüljön.

2. Homomorf rendszerek

Térjünk most vissza az általánosított szuperpozíció elvéhez, ill. az F. 6. definíció T jelű lineáris teréhez. Ha létezik egy olyan $R\{\cdot\}$ operátor, mely a T tér elemeit a T tér elemeibe képezi le, akkor ezt az operátort homomorf operátornak nevezzük. OPPENHEIM megfogalmazásában: „az általánosított szuperpozíció elvének eleget tevő operátorok homomorfak.” Mivel a T lineáris tér, ezért elemeire teljesül az általánosított szuperpozíció elve; így a két állítás azonos.

A műszaki szóhasználattal látszólag ellentmondást mutat az, hogy a T lineáris tér elemeire az általánosított szuperpozíció érvényességét állítottuk, míg a szokásos szóhasználat szerint a lineáris terek a szuperpozíció elvének is tesznek eleget. A lineáris tér F. 5. vagy F. 6. definíciók megfogalmazása szerint ez csak akkor van így, ha a tekintett lineáris térben értelmezett műveletek az összeadás és a skalárral való szorzás. Azt mondhatjuk, hogy a műszaki értelemben lineáris terekre a szuperpozíció elve érvényes, míg a matematikai szóhasználat általánosabb értelmé szerinti lineáris terekre az általánosított szuperpozíció elve érvényes.

Az eddig elmondottak következménye, hogy ha léteznek olyan $R\{\cdot\}$ operátorok, melyek a C és M terek között, vagy ezeken belül leképezéseket valósítanak meg, akkor ezeket — lineáris helyett — homomorf operátoroknak nevezzük.

A továbbiakban a bemeneti vektorteret V -vel, elemeit v_i -vel, a kimeneti vektorteret W -vel, elemeit w_i -vel fogjuk jelölni. Az általánosított szuperpozíció elvét kifejező (2) egyenletet ezekkel így írhatjuk fel:

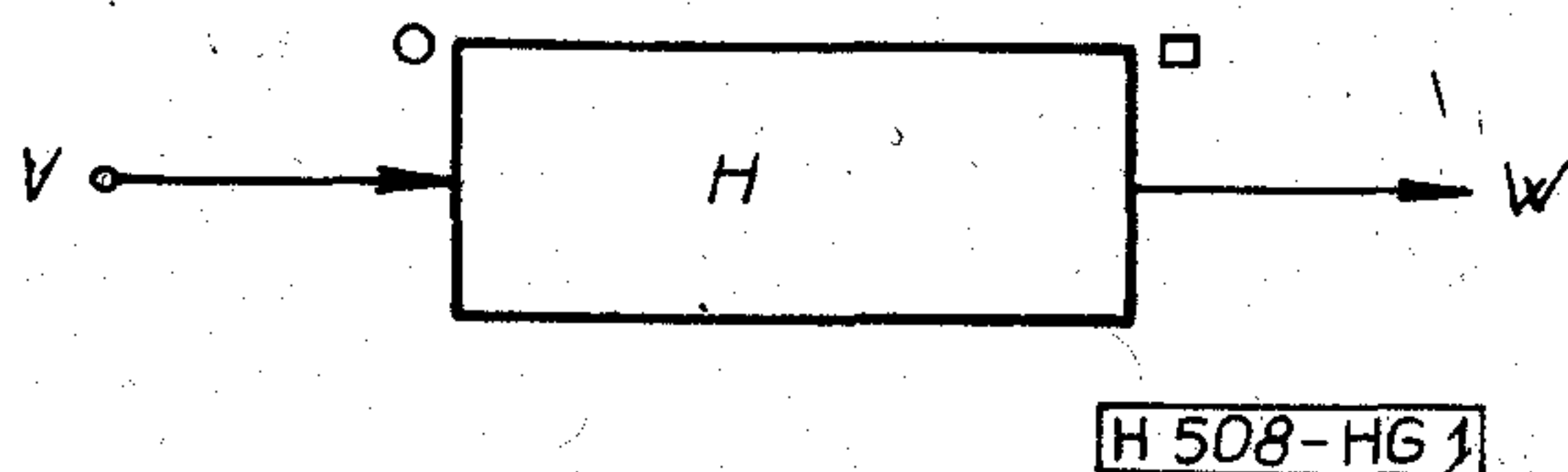
$$R\{(\lambda_1 * v_1) \circ (\lambda_2 * v_2)\} = [\lambda_1 : R\{v_1\}] \square (\lambda_2 : R\{v_2\}). \quad (5)$$

A továbbiakban az (5) egyenlet lesz kiindulásunk alapja.

2.1 A homomorf rendszerek néhány tulajdonsága

Azonosítsuk a homomorf rendszereket azokkal a rendszerekkel, amelyek operátora homomorf, azaz: homomorf rendszereknek nevezzük azokat a rendszereket, melyek $H \equiv H\{\cdot\}$ operátora meghatározott tulajdonságú be- és kimenőjelek esetén eleget tesz az általánosított szuperpozíció elvének.

A homomorf rendszer legáltalánosabb ábrázolása az 1. ábrán látható.



1. ábra. A homomorf rendszerek legáltalánosabb ábrázolása

OPPENHEIM a következő két tételt mondja ki a homomorf rendszerekre [3]. Tegyük fel, hogy a rendszer $\{v_i\}$ bemenetei a $\circ$ és $*$ bemeneti műveletekkel vektorteret alkotnak. Ekkor

1. tétel: A $\square$ és $:$ kimeneti műveletekre legfeljebb egy olyan választás van, mely esetében a rendszer homomorf.

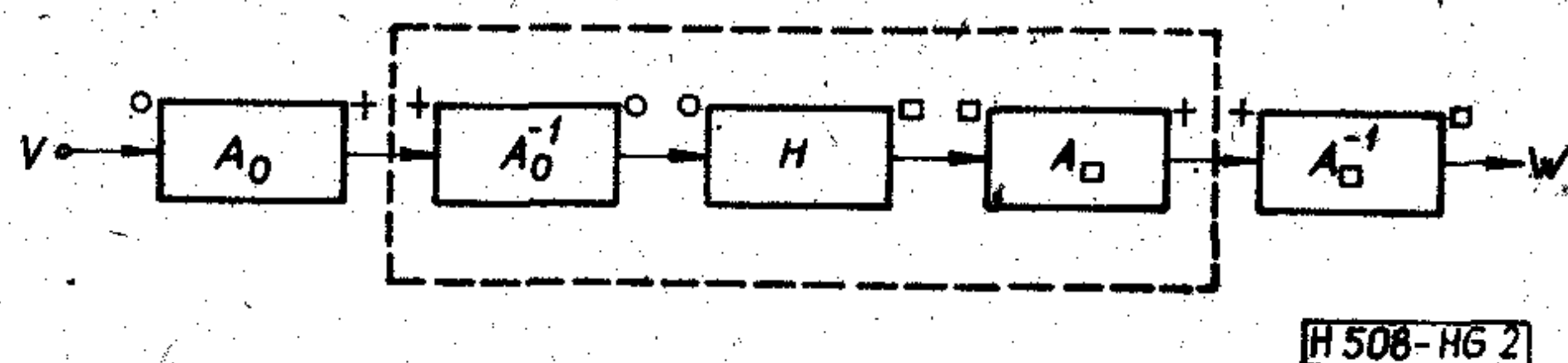
2. tétel: Ha a rendszer H operátora invertálható, azaz a be- és kimeneti jelek között egy-egy értelmű megfelelés van, akkor a $\square$ és $:$ műveleteket megválaszthatjuk úgy, hogy a rendszer homomorf legyen, vagyis minden invertálható rendszer homomorf. A tételek bizonyítása [9]-ben megtalálható.

Igen egyszerűen belátható az is, hogy minden lineáris rendszer egyben homomorf is. Ez abból következik, hogy az $L\{\cdot\}$ lineáris transzformációk eleget tesznek a szuperpozíció elvének.

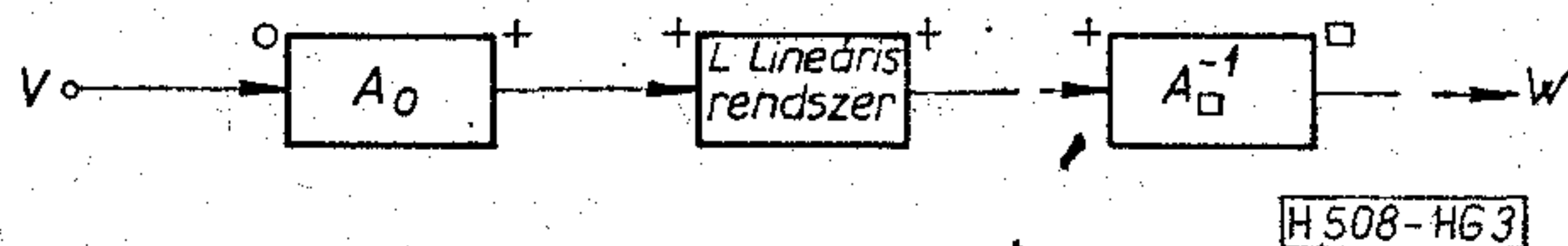
2.2 A homomorf rendszerek kanonikus alakja

Tekintsük az 1. ábra H homomorf rendszerét. Tegyük fel, hogy létezik egy olyan $A_\circ$ (olv.: A-kör) invertálható homomorf rendszer, melynek bemeneti művelete a $\circ$ (kör) művelet, kimeneti művelete pedig az összeadás. Ekkor $A_\circ$ inverzének, $A_\circ^{-1}$ -nek bemeneti művelete természetesen az összeadás, kimeneti művelete pedig a $\circ$ (kör) művelet.

Az $A_\circ$ és az $A_\circ^{-1}$ jelű homomorf rendszerek előbbi sorrendű kaszkád kapcsolása ugyancsak homomorf. Az így keletkezett új rendszer transzformációt nem



2. ábra. A homomorf rendszer ekvivalens ábrázolása



3. ábra. A homomorf rendszer kanonikus alakja

végez. Így ha az $A_\circ$ és $A_\circ^{-1}$ rendszerek kaszkádját — ebben a sorrendben! — a H rendszer bemenetére kapcsoljuk, akkor az eredő rendszer szempontjából tulajdonképpen semmi sem változott. Ugyanezt az eljárást követve, tegyük fel azt is, hogy létezik egy olyan $A_\square$ (olv.: A-négyszög) invertálható homomorf rendszer, melynek bemeneti művelete a $\square$ (négy-szög) művelet, kimeneti művelete pedig az összeadás. Így ezen rendszer $A_\square^{-1}$ jelű inverzének bemeneti művelete az összeadás, kimeneti művelete pedig a $\square$ művelet. Kapcsoljuk most az $A_\square$, $A_\square^{-1}$ előbbi sorrendű kaszkádját a H rendszer kimenetére. A teljes elrendezést a 2. ábra mutatja. Világos, hogy ez az ábrázolás ekvivalens a H homomorf rendszerrel. (A 2. ábrán feltüntettük a megfelelő be- és kimeneti műveleteket is.)

A 2. ábra alapján azt mondhatjuk, hogy a szaggatott vonallal határolt rendszer lineáris rendszer, hiszen be- és kimeneti művelete is az összeadás, ezért a rendszer eleget tesz a szuperpozíció elvének. Tehát továbbléphetünk az ábrázolásban, és definiálhatjuk a H rendszer ún. kanonikus alakját a 3. ábra szerint. Világos, hogy a H homomorf rendszer kanonikus formája hatásában ekvivalens a H rendszerrel. Ugyanakkor lényeges, hogy a 3. ábra L lineáris rendszerében már nincsen benne a H rendszer, ellenben az $A_\circ$ és az $A_\square^{-1}$ rendszerek mintegy „szétosztva” hordozzák a H tulajdonságait.

Az $A_\circ$ és $A_\square$ rendszereket karakterisztikus rendszereknek nevezték el [2]–[4].

A kanonikus alakkal kapcsolatos a következő

3. tétel: Annak szükséges és elégséges feltétele, hogy a $\circ$ bemeneti és a $\square$ kimeneti művelettel rendelkező H homomorf rendszer ábrázolható legyen kanonikus alakban az, hogy található legyen olyan invertálható $A_\circ$ és $A_\square$ karakterisztikus rendszer, melyek bemeneti művelete a $\circ$, ill. a $\square$ művelet, a kimeneti művelet pedig mindkét rendszerre az összeadás [9].

A H homomorf rendszerek valamely osztályát az $A_\circ$ és $A_\square$ rendszerek határozzák meg. Ha most ezekkel valamely tetszőleges L lineáris rendszer kaszkádba kapcsolódik a 3. ábra szerint, úgy eredményül az adott osztály egy eleme adódik [4]. Így a homomorf rendszerek valamely osztálya úgy generálható, hogy meghatározzuk a $\circ$ és $\square$ műveletek ismeretében az $A_\circ$ és $A_\square$ invertálható rendszereket.

Míg két lineáris rendszer kaszkád kapcsolása nyilvánvalóan lineáris marad, addig két homomorf rendszer kaszkád kapcsolása nem szükségképpen homomorf.

Homomorf rendszerek kaszkádba kapcsolt eredője csak akkor homomorf, ha a megelőző rendszer kimeneti művelete azonos az azt követő rendszer bemeneti műveletével.

3. Homomorf jelfeldolgozás

Az előző pontok alapján rendelkezésünkre állnak azok az eszközök, melyekkel a lineáris szűrés fogalmát bizonyos értelemben kiterjeszthetjük, pontosan úgy, ahogyan azt a szuperpozíció elvével tettük.

A 2. pont alapján a homomorf szűrők olyan homomorf rendszerek, melyeknek L lineáris rendszere lineáris szűrő.

3.1 Multiplikatív homomorf szűrők

A homomorf szűrők jelen pontban vizsgált osztályát a továbbiakban röviden multiplikatív szűrőknek fogjuk nevezni.

Az 1. pontban mondottak alapján legyen az M_f homomorf rendszer. A be- és kimeneti műveletek tehát a szorzás és a hatványozás.

Így az 1. pont jelöléseivel:

$$\left. \begin{aligned} v_1 \circ v_2 &= v_1 \cdot v_2 \\ \lambda * v &= v^\lambda \\ w_1 \square w_2 &= w_1 \cdot w_2 \\ \lambda : w &= w^\lambda \end{aligned} \right\}, \quad (6)$$

ahol $w = M_f\{v\}$. Ekkor az általánosított szuperpozíció elvét kifejező (5) összefüggés most az alábbi lesz:

$$M_f\{v_1^{\lambda_1} \cdot v_2^{\lambda_2}\} = [M_f\{v_1\}]^{\lambda_1} \cdot [M_f\{v_2\}]^{\lambda_2}. \quad (7)$$

Az M_f rendszer a 4. ábrán látható.

Keressük az M_f rendszer kanonikus alakját, azaz a karakterisztikus rendszereket, tehát $A_{(\cdot)}$ -t és $A_{(\cdot)}^{-1}$ -et. A 3. tétel alapján az $A_{(\cdot)}$ -ra előírt feltételekből azonnal adódik, hogy

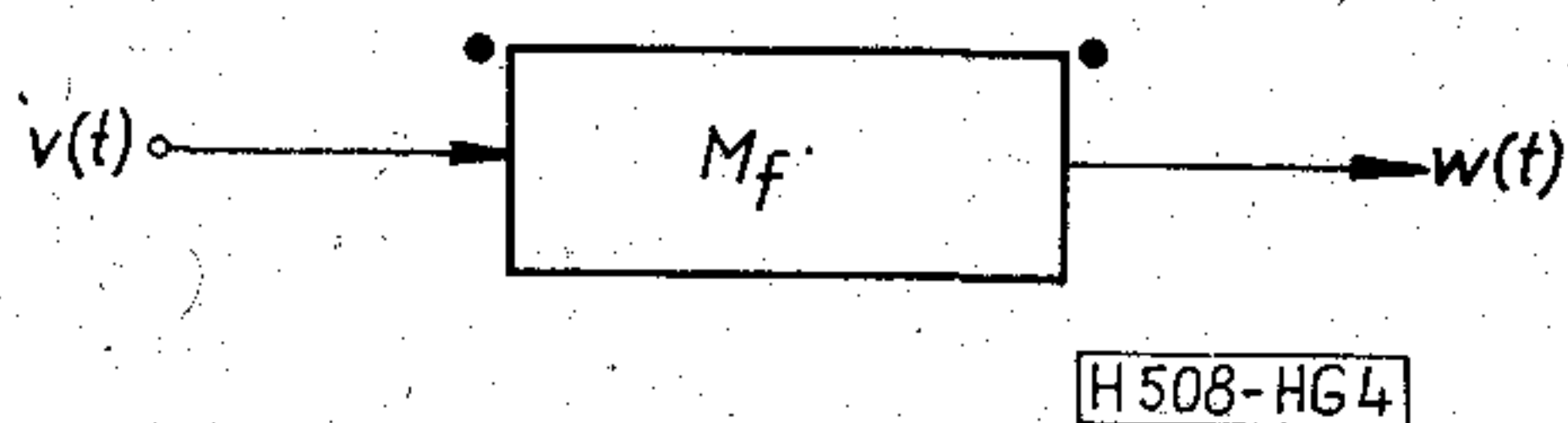
$$A_{(\cdot)}\{x\} = \ln(x)$$

és

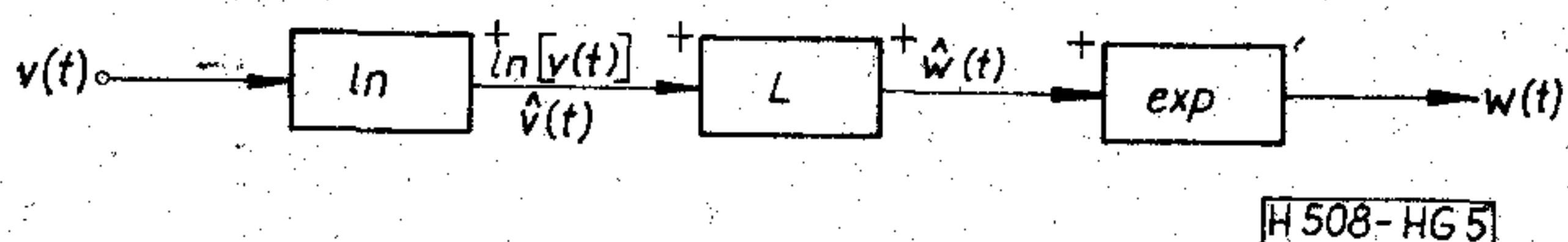
$$A_{(\cdot)}^{-1}(y) = \exp(y),$$

ahol $\ln(x)$ a természetes alapú logaritmust jelöli.

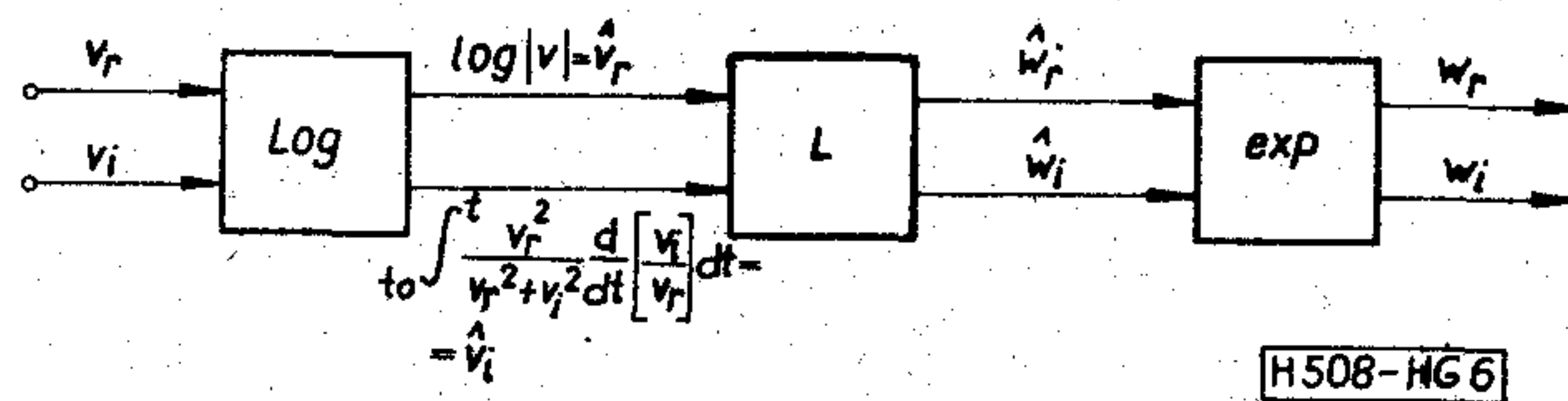
$A_{(\cdot)}$ akkor invertálható, ha a $v(t)$ bemenőjel minden t -re csak pozitív értéket vesz fel, így a kanonikus alak az 5. ábra formájában megrajzolható. Ha a lineáris rendszer lineáris szűrő, úgy a multiplikatív szűrő kanonikus alakját kapjuk, feltételezve azt,



4. ábra. Multiplikatív homomorf rendszer



5. ábra. Multiplikatív szűrő kanonikus alakja, pozitív bemenőjelekre; a be- és kimeneti művelet a szorzás



6. ábra. Multiplikatív szűrő kanonikus alakja komplex értékű bemenőjelek esetén

hogy a bemenő jele pozitív. Az 5. ábrán megadott jelek: $v(t)$, $\hat{v}(t)$, $\hat{w}(t)$, $w(t)$ az ábra alapján értelmezhetők.

Legyen most $v(t)$ értelmezési tartománya a komplex sík, a $(0+j0)$ pontot kivéve. Ezzel az értelmezéssel nemcsak negatív, de tetszőleges komplex értékű függvényeket (pl. FOURIER transzformáltakat) is figyelembe tudunk venni.

A komplex értékű bemenőjelek megengedése azonban lehetetlenné teszi az 5. ábra kanonikus alakjának alkalmazását olyan egyszerű módon, hogy a logaritmus és exponenciális függvényt egyszerűen a megfelelő komplex függvényekkel helyettesítjük. Ugyanis, bevezetve a következő jelöléseket:

$$\left. \begin{aligned} v &= v_r + jv_i \\ \ln(v) &= \hat{v} = \hat{v}_r + j\hat{v}_i \end{aligned} \right\}, \quad (8)$$

a komplex-logaritmusfüggvény tulajdonsága alapján azt kapjuk, hogy

$$\ln(v) = \ln \sqrt{v_r^2 + v_i^2} + j(\arg v + 2k\pi) = \hat{v}_r + j\hat{v}_i,$$

ahol k tetszőleges egész szám. Mivel $\hat{v}_i$ végtelen sok értékű lehet, ezért $A_{(\cdot)}$ nem invertálható. Ugyanakkor belátható, hogy a logaritmusfüggvény főértékével való számolás is helytelen eredményre vezet, mert a

$$\text{Ln}(v_1 \cdot v_2) = \text{Ln}(v_1) + \text{Ln}(v_2)$$

egyenlőség — ahol $\text{Ln}(x)$ a komplex-logaritmusfüggvény főértékét jelöli — csak akkor igaz, ha mind v_1 és v_2 argumentuma, mind pedig az argumentumok összege is a $-\pi < \varphi < \pi$ intervallumba esik. A problémát úgy oldhatjuk meg, ha a $v(t)$ jelre előírjuk azt, hogy:

- 1., $v(t) \neq 0$
- 2., $v(t)|_{t=t_0} > 1$ valós, ha a bemeneti műveletként definiált hatványozás λ hatványkitevője valós szám,
- 3., $v(t)|_{t=t_0} = 1$ valós, ha a bemeneti műveletként definiált hatványozás λ hatványkitevője komplex szám,

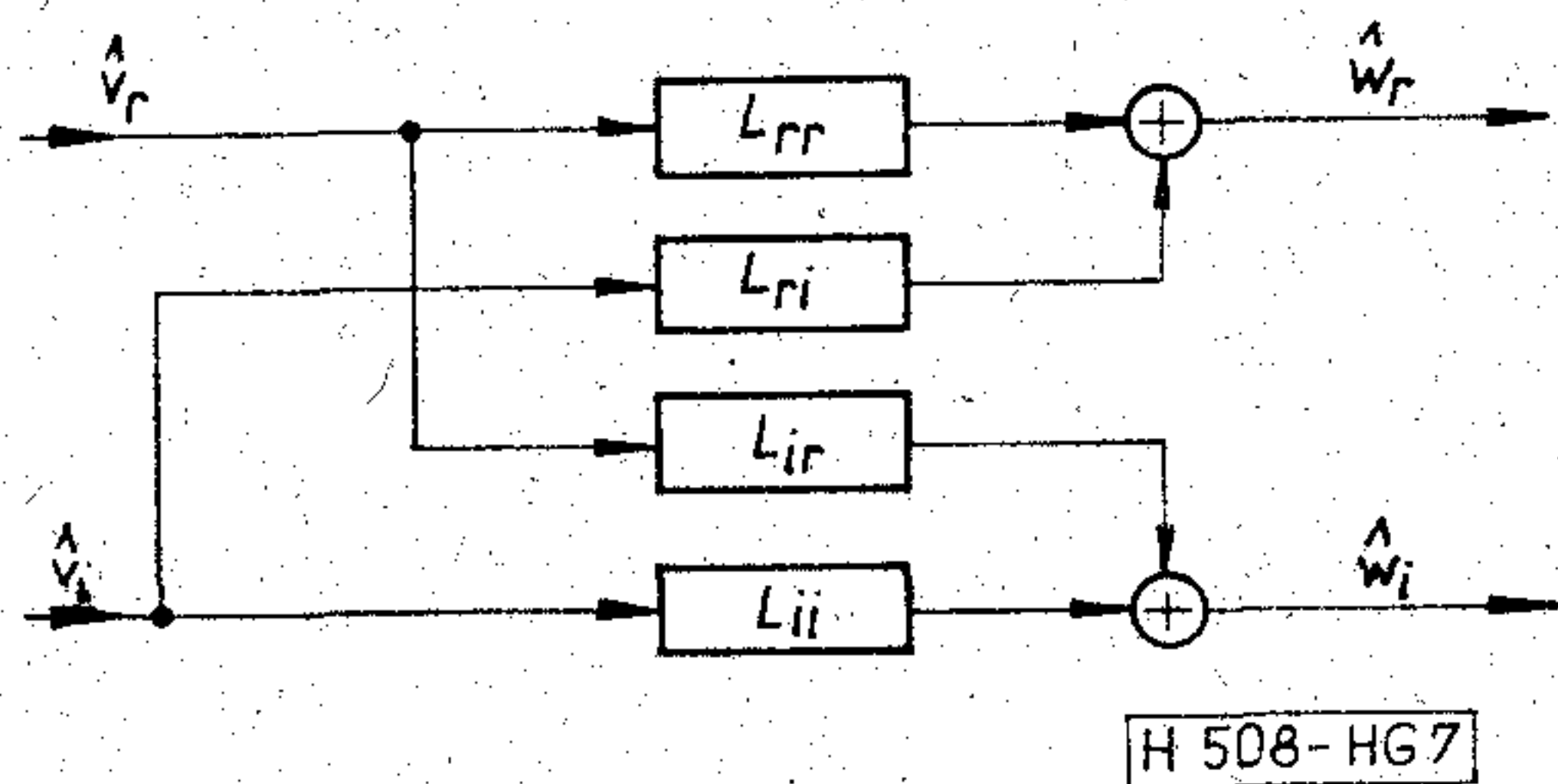
továbbá a Függelékben bevezetett Log jelű logaritmusképzést alkalmazzuk.

Felhasználva az 5. ábrát és az (F. 2), ill. (F. 3) egyenleteket, megrajzolhatjuk a 6. ábrát, azaz annak a multiplikatív szűrőnek a kanonikus alakját, mely az 1., 2., 3., követelményeknek eleget tevő $v(t)$ jelek feldolgozására alkalmas.

Figyelembe véve a komplex exponenciális függvény definícióját, azt írhatjuk, hogy

$$\left. \begin{aligned} w_r &= \exp(\hat{w}_r) \cdot \cos \hat{w}_i \\ w_i &= \exp(\hat{w}_r) \cdot \sin \hat{w}_i \end{aligned} \right\}. \quad (9)$$

Megjegyezzük, hogy a 6. ábra valamennyi egysége négykapu.



7. ábra. Komplex értékű bemenőjeleket feldolgozó multiplikatív szűrő lineáris rendszere

A 6. ábra L lineáris rendszere a 7. ábra szerint négy alrendszerre bontható. Ha a $v(t)$ jellel kapcsolatos λ valós (lásd az 1., 2., 3., feltételeket), akkor az alrendszerekre nincsen külön kikötés, de ha λ komplex, akkor az L rendszerre vonatkozó szuperpozíció elv alapján kell, hogy

$$L_{rr} = L_{ii}$$

és

$$L_{ri} = -L_{ir}$$

legyen [2].

3.2 A multiplikatív szűrők alkalmazása

A multiplikatív szűrőkkel olyan jeleket tudunk feldolgozni, melyek két tényező szorzataként állnak elő. Ilyen pl. az amplitúdó-modulált jel, de így közelíthető a beszédjel is [2], [11].

Ha az L lineáris rendszerre előírjuk, hogy

$$L_{ir} = L_{ri} = 0$$

és

$$L_{ii} = m$$

legyen, ahol m egész szám, úgy a multiplikatív szűrő a 8. ábrán látható felépítésű, és alkalmas /bipoláris/ -/pozitív/ alakú jel feldolgozására.

Ha $v(t) = e(t) \cdot m(t)$, ahol $e(t)$ pozitív és $m(t)$ bipoláris jel, akkor azt írhatjuk, hogy

$$v(t) = |v(t)| \cdot \exp \left\{ j \cdot \frac{\pi}{2} \cdot [1 - \text{sign } v(t)] \right\}, \quad (10)$$

ahol

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} +1 & \text{ha } x > 0 \\ -1 & \text{ha } x < 0 \end{cases}.$$

A $v(t)$ beszédjel és alkotóinak ($e(t)$, $m(t)$) jellegét a 9. ábra mutatja.

A szűrő $w(t)$ kimenőjele legyen az alábbi alakú:

$$w(t) = e'(t) \cdot m'(t),$$

ahol $e'(t)$ a szűrőnek az $e(t)$ jelre adott válasza, $m'(t)$ pedig az $m(t)$ jelre adott válasza. Ez a meghatározás nem más, mint az általánosított szuperpozíció elvének alkalmazása, ugyanis, ha M_f a multiplikatív szűrő transzformációja, úgy előbbi feltételünk így is megfogalmazható:

$$M_f\{e(t) \cdot m(t)\} = M_f\{e(t)\} \cdot M_f\{m(t)\} = e'(t) \cdot m'(t)$$

(vö. az (5) egyenlettel).

Ha feltételezzük, hogy $v(t) \neq 0$, akkor a (10) alapján:

$$\text{Log}[v(t)] = \ln |v(t)| + j \frac{\pi}{2} [1 - \text{sign } v(t)].$$

Ha $m(t) = 0$, akkor $v(t) = 0$. Azonban a multiplikatív szűrő bemenetére nulla értékű jel nem vezethető. A logaritmuszámításnál ezért azon pontok kellőképpen kicsiny ($\delta_{i,1}$; $\delta_{i,2}$) környezetét, ahol $v(t) = 0$, nem vesszük figyelembe. A 9. ábra részletének nagyított képe és a nullátmenet kihagyásával keletkező görbe a 10. ábrán látható. A t_i ($\delta_{i,1}$; $\delta_{i,2}$) környezetre nézve azonban a kézbentarthatóság szempontjából előírjuk, hogy $|v(t_i - \delta_{i,1})| = |v(t_i + \delta_{i,2})|$ legyen. A $[(t_i - \delta_{i,1}); (t_i + \delta_{i,2})]$ intervallumban a $v(t)$ függvényt a $v(t_i - \delta_{i,1})$ értékkel helyettesítjük. Így egy olyan $v^*(t)$ függvényt kaptunk, mely a $v(t)$ függvénnyel — a nulla helyek ($\delta_{i,1}$; $\delta_{i,2}$) környezeteit leszámítva — megegyezik, és $v^*(t) \neq 0$. A továbbiakban $v(t)$ -vel a már ilyen $v^*(t)$ görbét fogjuk jelölni.

Mielőtt továbblépnénk, foglaljuk össze jelöléseinket, melyek egy része a 8. ábrán már szerepelt: $v(t) = e(t) \cdot m(t)$, a bemenő jel (beszédjel),

$e(t)$, a pozitív („burkoló”) jel,

$m(t)$, a bipoláris jel,

míg

$$\hat{v}(t) = \text{Log}[v(t)] = \hat{v}_r + j\hat{v}_i$$

$$\hat{e}(t) = \text{Log}[e(t)] = \hat{e}_r + j\hat{e}_i$$

$$\hat{m}(t) = \text{Log}[m(t)] = \hat{m}_r + j\hat{m}_i,$$

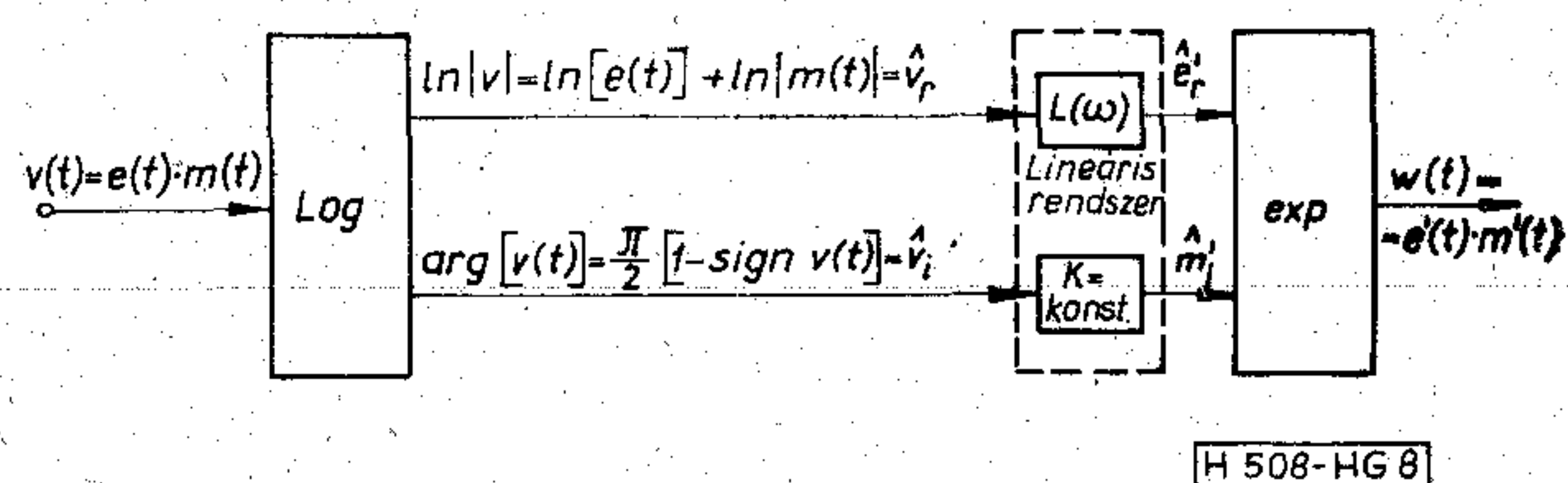
és

$\hat{v}'(t) = L\{\hat{v}(t)\}$, ahol $L\{\cdot\}$ a lineáris rendszer operátora,

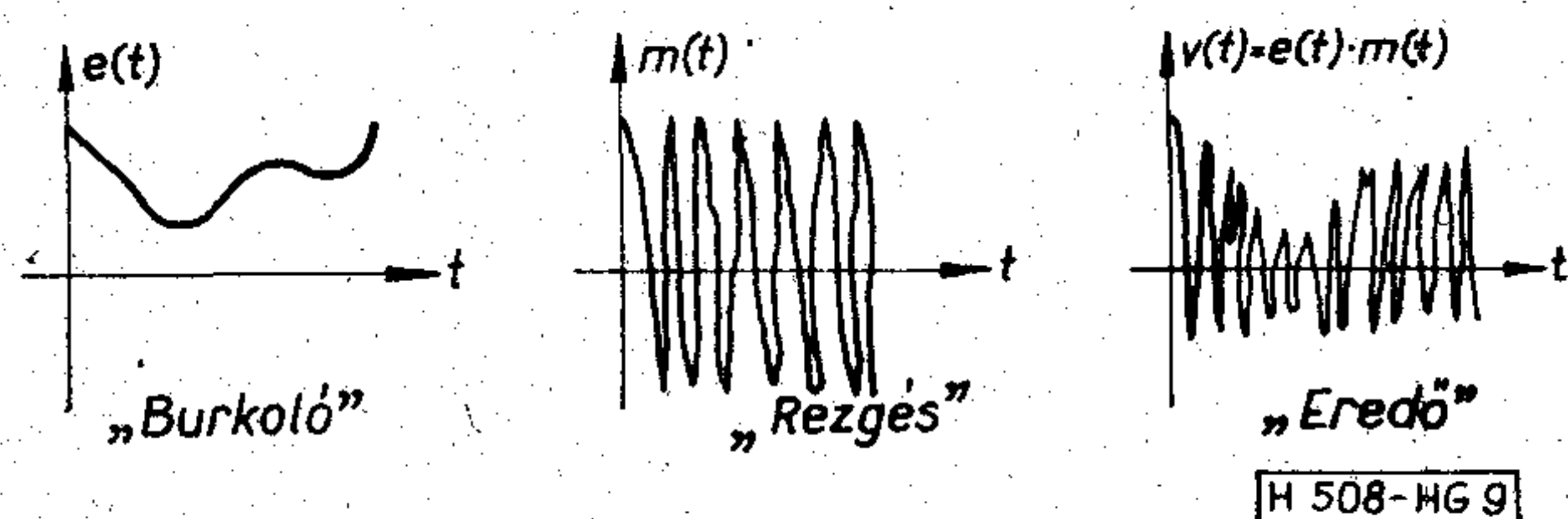
$$\hat{v}'(t) = \hat{e}'(t) + \hat{m}'(t); \quad w(t) = \exp[\hat{v}'(t)],$$

$$\hat{e}'(t) = \hat{e}_r' + j\hat{e}_i'; \quad e'(t) = \exp[\hat{e}'(t)],$$

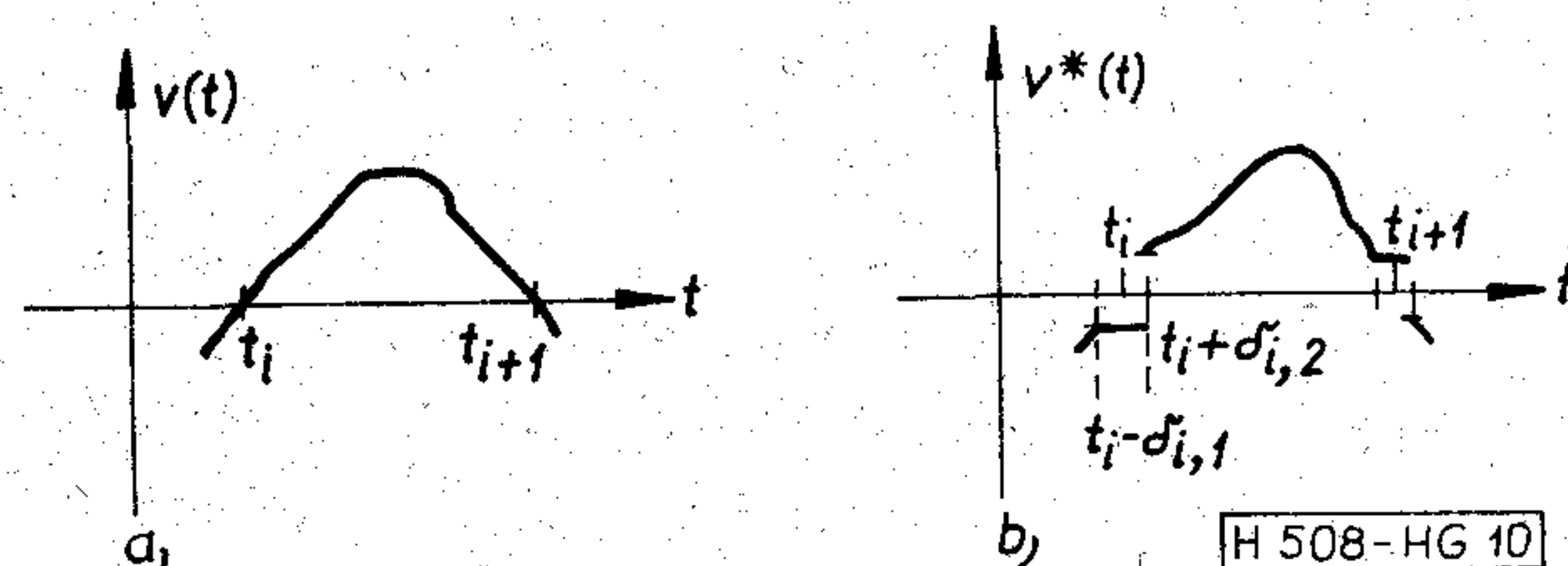
$$\hat{m}'(t) = \hat{m}_r' + j\hat{m}_i'; \quad m'(t) = \exp[\hat{m}'(t)].$$



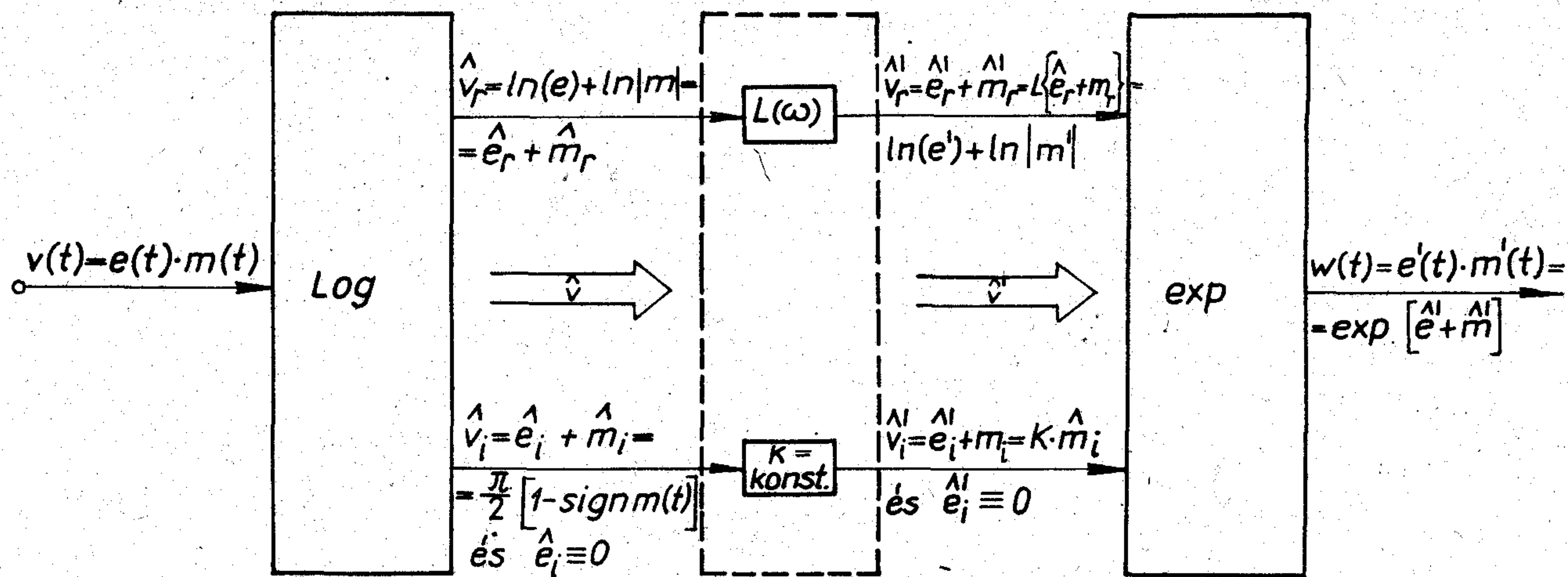
8. ábra. Bipoláris jeleket feldolgozó multiplikatív szűrő



9. ábra. A $v(t)$ bipoláris jel és komponensei



10. ábra. A $v(t)$, és a nullátmenet nélküli $v^*(t)$ függvény görbéje



11. ábra. A bipoláris jeleket feldolgozó multiplikatív szűrő kanonikus alakja

Az előbbi jelölésrendszer segítségével azt írhatjuk, hogy:

$$\hat{e}_r = \ln |e(t)| = \ln e(t), \quad \text{mert} \quad e(t) > 0$$

tehát

$$\hat{e}_i = 0,$$

amiből következik, hogy

$$\hat{v}_i = \hat{m}_i.$$

Mivel

$$\hat{v}_i = k \cdot \hat{v}_i \quad (k \text{ értelmezése a 11. ábrán látható}), \text{ ebből}$$

az következik, hogy

$$\hat{e}'_i = 0.$$

Ez azt jelenti, hogy $e'(t)$ is mindig pozitív. Tehát

$$\hat{v}'_i(t) = \hat{m}'_i(t),$$

és

$$\hat{e}'_r(t) = \ln |e'(t)| = \ln [e'(t)].$$

A viszonyokat a 11. ábrán szemléltettük.

3.3 A homomorf multiplikatív komparator

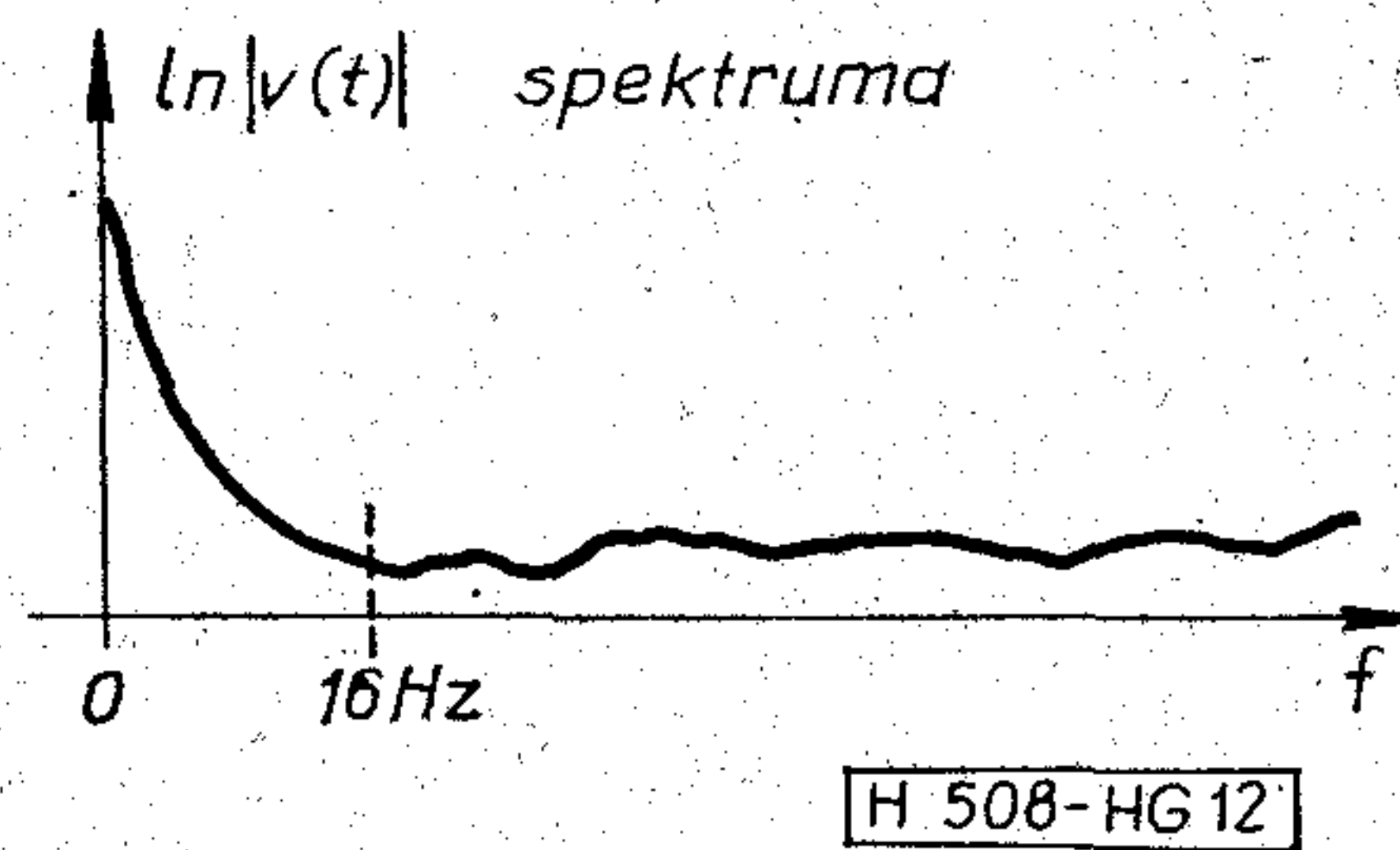
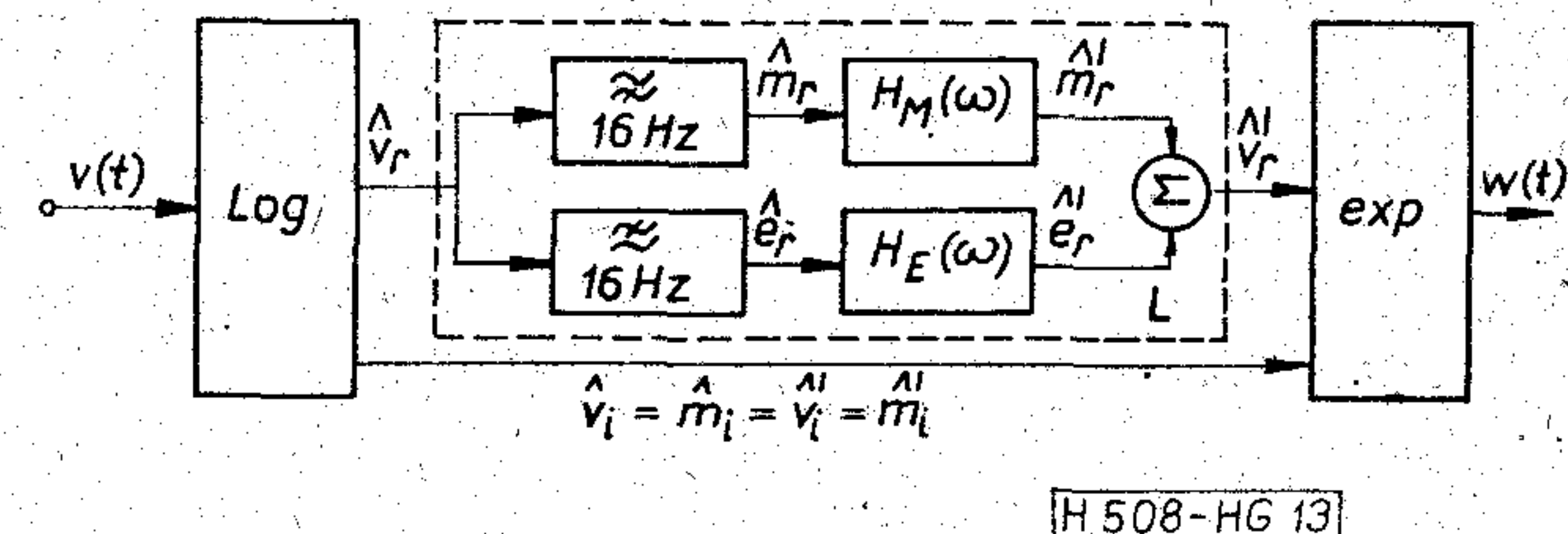
A 3.2 pont szerinti $\hat{v}'(t)$ jel két tényezője, $\hat{e}'(t)$ és $\hat{m}'(t)$ a lineáris rendszer kimenetén bizonyos körülmények között szétválasztható. STOCKHAM [11] és OPPENHEIM [2] tapasztalata szerint ugyanis beszédjel esetében $\ln[e(t)]$ és $\ln[m(t)]$ olyanok, hogy spektrális szempontból egymástól jól elkülöníthető frekvenciasávokat foglalnak el. Ezért lineáris szűrővel valóban szétválaszthatók. Az idézett irodalomban egy 7 másodperces beszédjel számítógéppel meghatározott logaritmusának spektrumát közlik, melyet a 12. ábra mutat. 16 Hz alatt és felett $\ln |v(t)|$ spektruma láthatóan jelentősen különbözik. A spektrum 16 Hz alatti szakaszát $\hat{E}(\omega)$ -val, a 16 Hz feletti szakaszát $\hat{M}(\omega)$ -val jelölve, $\hat{E}(\omega)$ -t a lassan változó, burkoló jellegű $e(t)$ komponensnek tulajdoníthatjuk, az $\hat{M}(\omega)$ -t pedig a gyorsan változó, vivő jellegű $m(t)$ tényezővel lehet összefüggésbe hozni.

A 11. ábra multiplikatív szűrőjét így kissé átalkíthatjuk. Legyen a k konstans $k=1$; akkor a 13. ábrán látható L rendszer az előbbieik alapján alkalmas $\hat{e}_r(t)$ és $\hat{m}_r(t)$ szétválasztására. Az aluláteresztő és felüláteresztő szűrőkre a szokásos jelöléseket alkalmaztuk. A $H_E(\omega)$ és $H_M(\omega)$ lineáris rendszerekkel az $\hat{m}_r$ és $\hat{e}_r$ jelek sajátosságait egymástól függetlenül tetszőlegesen tudjuk alakítani.

Vonjuk most össze a 13. ábrán a $H_M(\omega)$ átviteli karakterisztikájú szűrőt az eléje kapcsolt 16 Hz-es felüláteresztő szűrővel egyetlen egységgé, melynek átviteli karakterisztikáját jelöljük $H'_M(\omega)$ -val. Járjunk el hasonlóképpen a $H_E(\omega)$ karakterisztikájú szűrő esetében is; az így adódó átviteli karakterisztikát jelöljük $H'_E(\omega)$ -val.

Különösen érdekes, amikor valamely tetszőleges valós $a > 0$ állandóval

$$|H'_M(\omega)| = \begin{cases} 0, & \text{ha} \quad \frac{\omega}{2\pi} < 16 \text{ Hz} \\ 1, & \text{ha} \quad \frac{\omega}{2\pi} > 16 \text{ Hz} \end{cases};$$


12. ábra. A 7 másodperces $v(t)$ beszédjel logaritmusának spektruma


13. ábra. Beszédjeleket feldolgozó multiplikatív szűrő kanonikus alakja, a lineáris rendszer részletezésével

$$|H'_E(\omega)| = \begin{cases} a, & \text{ha } \frac{\omega}{2\pi} < 16 \text{ Hz} \\ 0, & \text{ha } \frac{\omega}{2\pi} > 16 \text{ Hz} \end{cases}$$

A $H'_M(\omega)$ és $H'_E(\omega)$ átviteli karakterisztikájú szűrőket egyesítsük a $H(\omega)$ karakterisztikával jellemzett szűrővé a következőképpen:

$$|H(\omega)| = \begin{cases} a, & \text{ha } \frac{\omega}{2\pi} < 16 \text{ Hz} \\ 1, & \text{ha } \frac{\omega}{2\pi} > 16 \text{ Hz} \end{cases}$$

Ily módon a 13. ábra rendszerét megadhatjuk a 14. ábra szerinti formában.

Mivel az $\hat{m}(t)$ jel spektruma 16 Hz felett helyezkedik el, ezért az $\hat{m}(t)$ jel változás nélkül halad át a $H(\omega)$ lineáris rendszeren, tekintettel arra, hogy

$$\hat{m}_r(t) = \ln |m(t)|,$$

és

$$\hat{m}_i(t) = \hat{m}'_i(t) = \frac{\pi}{2} \cdot [1 - \text{sign } m(t)].$$

Mivel az $\hat{e}(t)$ jel spektruma 16 Hz alatt helyezkedik el, ezért a $H(\omega)$ szűrő kimenetén a jel amplitúdója a -szorosra változik, azaz

$$\hat{e}'(t) = a \cdot \hat{e}(t).$$

Tehát ha a 14. ábra homomorf multiplikatív szűrőjének transzformációja P , akkor

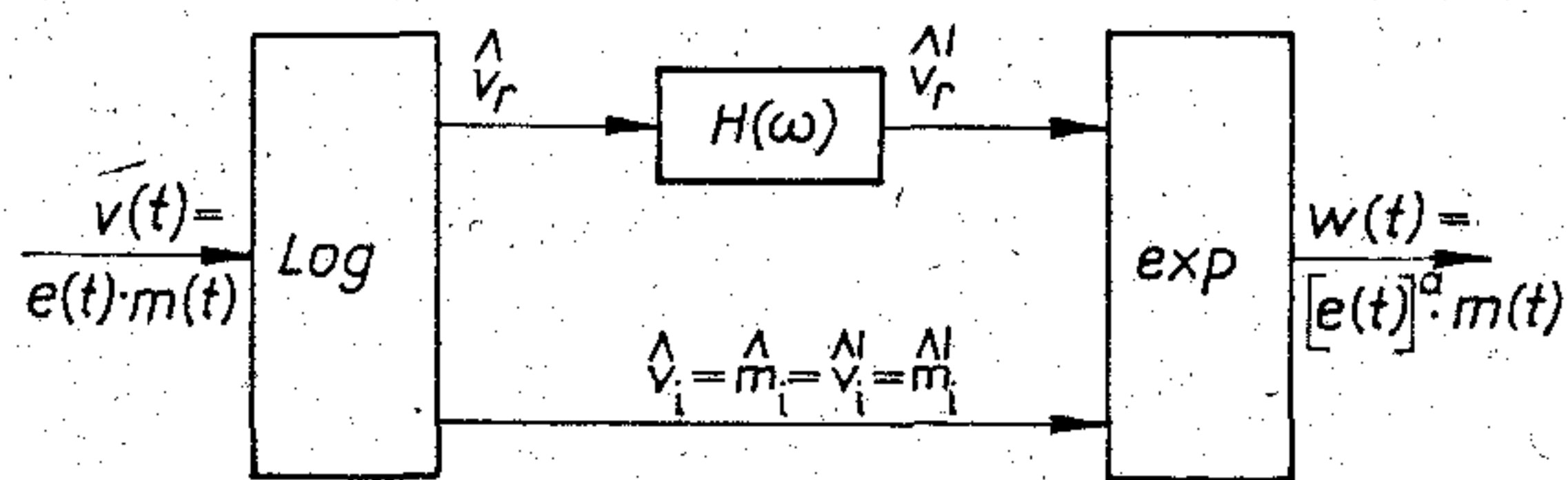
$$w(t) = P\{v(t)\} = P\{e(t) \cdot m(t)\} \cong [e(t)]^a \cdot m(t).$$

Ha $a < 1$, akkor ez a szűrő a $v(t)$ jel dinamikatartományának csökkenését eredményezi. Ha $a > 1$, akkor a $v(t)$ dinamikatartománya nő. Ha $a \ll 1$, akkor a multiplikatív szűrő automatikus erősítésszabályozóként (AGC) működik; tekintettel arra, hogy $[e(t)]^a \approx 1$, ha $a \ll 1$, azért ekkor $w(t) \approx m(t)$.

Az $a_1 < 1$ és $a_2 > 1$ eset együttes alkalmazásával egy új elven működő expander és kompresszor valószínűsíthető meg. Ez esetben természetesen $a_1 = \frac{1}{a_2}$. A

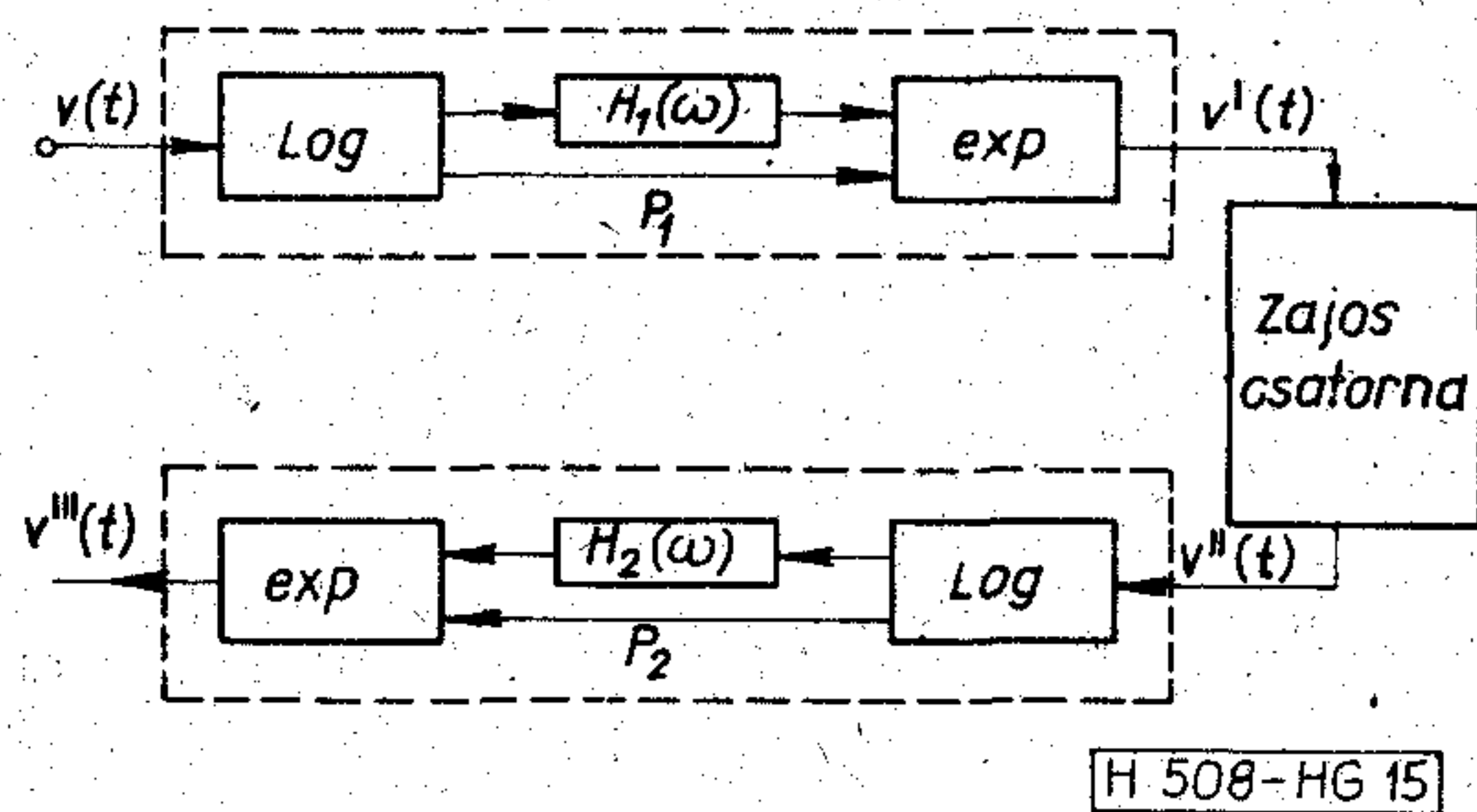
multiplikatív szűrőkből felépített kompresszor és expander, melyet homomorf kompondornak nevezhetünk, a 15. ábrán, a $H_1(\omega)$ és $H_2(\omega)$ átviteli karakterisztikák a 16. ábrán láthatóak.

Éles $H(\omega)$ karakterisztika nem szükséges a jelek szétválasztásához, ami megérthető, ha a 12. ábra logaritmikus spektrumára tekintünk. Az $f = 16$ Hz

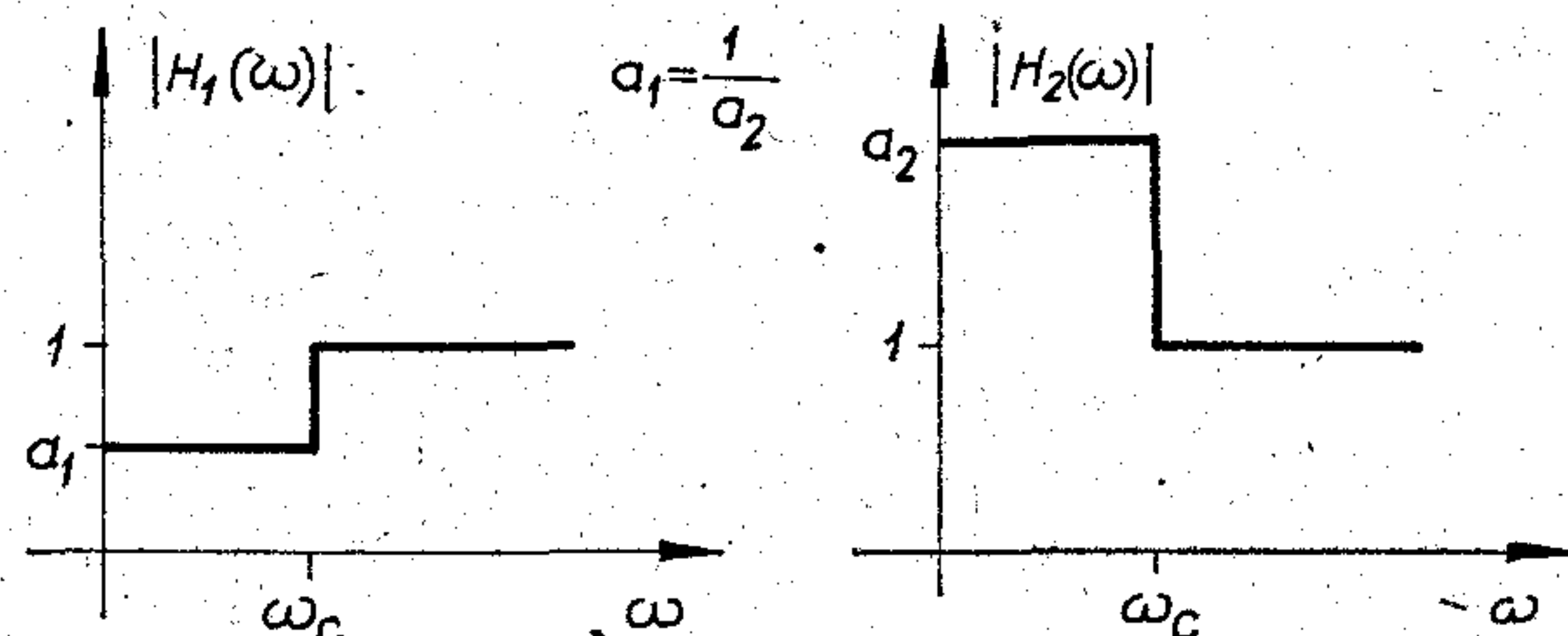


H 508-HG 14

14. ábra. A 13. ábra multiplikatív szűrője, összevont lineáris szűrővel



15. ábra. A homomorf kompondor vázlata



16. ábra. A homomorf kompondor lineáris szűrőinek idealizált átviteli karakterisztikái

frekvenciánál alkalmazott spektrumszétválasztás láthatóan indokolt, de semmiképpen sem kell a szűrő karakterisztikájának ideális végtelen meredekségűnek lennie, hiszen a 16 Hz feletti és alatti spektrum sem élesen különül el egymástól.

A most ismertetett multiplikatív szűrőkből felépített „homomorf kompondor” rendelkezik bizonyos előnyös tulajdonságokkal. Ha ugyanis a 15. ábra kompresszorát és expanderét digitális elven valósítjuk meg, akkor mind a kompresszió-, mind az expanzíóviszony könnyen és pontosan változtatható, tehát tetszőleges nemlineáris karakterisztikákat készíthetünk. Ugyanakkor a kompresszió- és expanzíóviszonyok egyenlőségének biztosítása sem jelent különösebb problémát.

Érdekes külön is kiemelni az $a \ll 1$ -nek megfelelő, AGC-hez hasonlítható kompresszió esetét. Ismeretes, hogy amplitúdómoduláció esetén (AM-DSB) a modulált jel teljesítményének csak mintegy felét hasznosítjuk információátvitelre. Ha feltételezzük azt, hogy a moduláló jel beszédjel, és kihasználjuk azt a tényt, hogy a beszéd érthetőségét a jel dinamikatartományának módosítása kevéssé befolyásolja, akkor az $a \ll 1$ -nek megfelelő együtthatóval működő kompresszor segítségével jelentős teljesítményjavulást érhetünk el. Ekkor ugyanis a modulációs mélység közelítőleg konstans és nagy értékű lehet, és így azonos adóteljesítményt feltételezve, a kompresszió nélküli esethez képest az ellátott terület jelentősen megnő. A módszer hátránya, hogy bár az érthetőség lényegében megmarad, a hangszínezet elromlik, mert a beszédhang teljesen monotonná válik, és így a beszélő személyét gyakorlatilag nem lehet felismerni.

4. Összefoglalás

Gyakran előfordul az az eset, hogy valamely feladat megoldása a lineáris rendszerek elméletének alkalmazásával nem vezet kielégítő eredményre.

Ilyenkor a nemlineáris rendszerek bonyolult apparátusát szokás „segítségül hívni”.

A homomorf rendszereket a lineáris és nemlineáris rendszerek közötti „átmenetnek” tekinthetjük, abban az értelemben, hogy ezek részben a lineáris rendszereknél megszokott eszközökkel írják le a nemlineáris rendszerek egy osztályát. A homomorf rendszerek a bemenetükre érkező jelek nemlineáris kapcsolatát lineáris jellegűvé transzformálhatják. A multiplikatív rendszerek a homomorf rendszerek alosztályát képezik.

A multiplikatív szűrők elsősorban olyan jelek feldolgozására alkalmasak, amelyek két összetevő szorzataként állnak elő. Az ilyen szűrők legjelentősebb előnye, hogy felhasználásukkal a két komponens külön-külön is alakítható. Megvalósításuk elvileg mind software, mind hardware úton lehetséges, azonban az irodalom mind ez ideig csak számítógépen szimulált homomorf szűrőket említ. A homomorf szűrők lineáris része előnyösen valósítható meg digitális szűrővel [12], [13], [18], bármilyen realizációról is van szó.

Függelék

a) Algebrai struktúrák

Az alábbiakban megadunk néhány, a tárgykörhöz kapcsolódó fogalmat.

F.1. definíció [5], [6]

Az a, b, c , elemekből álló S halmazt csoportnak nevezzük, ha értelmezve van benne egy binér művelet (műveleti jele: $\odot$), amely minden S -beli a, b elempárhoz egy $a \odot b$ objektumot rendel úgy, hogy

1. $a \odot b \in S$,
2. $a \odot (b \odot c) = (a \odot b) \odot c$, tetszőleges $\{a, b, c\} \in S$ esetén;
3. S tartalmaz egy e egységelemet, azaz olyan e elemet, hogy bármely $a \in S$ -re $a \odot e = e \odot a = a$;
4. S minden a eleméhez van S -ben egy a^{-1} kétoldali inverz, azaz olyan a^{-1} elem, hogy $a \odot a^{-1} = a^{-1} \odot a = e$.

Ha $a \odot b = b \odot a$, akkor a csoportot definiáló művelet kommutatív, és az S csoportot kommutatívnak vagy ABEL-csoportnak nevezzük.

F.2. definíció [7]

Az a, b, c elemekből álló R halmazt gyűrűnek nevezzük, ha értelmezve van benne két binér művelet, amelyek egyikét összeadásként, a másikat pedig szorzásként jelöljük és

1. R kommutatív csoport az összeadásra nézve;
2. $a \cdot b \in R$
3. $a \cdot (b \cdot c) = (a \cdot b) \cdot c$;
4. $a \cdot (b + c) = a \cdot b + a \cdot c$; $(b + c) \cdot a = b \cdot a + c \cdot a$.

Ha két R -beli p és q elemre $p \cdot q = 0$, akkor p -t bal oldali, q -t jobb oldali zérusosztónak nevezzük. Ha az R gyűrű a eleméhez található olyan $a^{-1} \in R$, hogy $a^{-1} \cdot a = e$, akkor ezt az a^{-1} elemet az a elem bal oldali inverzének nevezzük. Hasonlóan értelmezhető a jobb oldali inverz is. Ha egy elemnek van bal oldali és jobb oldali inverze, akkor ezek egyenlők, és ekkor az a^{-1} elemet, melyre igaz az, hogy $a^{-1} \cdot a = a \cdot a^{-1} = e$, az a elem inverzének nevezzük.

F.3. definíció [6]

Testnek nevezzük az olyan egységelemes gyűrűt, mely tartalmaz nullától különböző elemet, és minden $a \neq 0$ elemének van a^{-1} inverze.

F.4. definíció [6]

Kommutatív testnek nevezzük azt a testet, melynek bármely a, b elempárjára: $a \cdot b = b \cdot a$.

F.5. definíció [7, 8, 10]

Valamely Ω test (pl. a valós vagy a komplex számok teste) feletti T lineáris téren olyan halmazt értünk, amelyben értelmezve van két binér művelet, az úgynevezett vektorok összeadása és a vektoroknak skalárral való szorzása.

F.6. definíció

A T lineáris tér fogalmán egy olyan függvényteret fogunk érteni, melyben az elemek (függvények) között értelmezve van egy addíciós műveletnek nevezett, és $\circ$ -rel (olv.: kör) jelölt művelet, továbbá értelmezve van egy skalárok és vektorok közötti művelet, melyet multiplikációs műveletnek nevezünk, és $*$ -gal (olv.: csillag) jelölünk. A $\circ$ addíciós és a $*$ multiplikációs műveletektől eltérően a skalárok közötti összeadás és szorzás műveletét a megszokott értelemben definiáljuk. Teljesüljenek a T tér elemeire az alábbi axiómák:

- 1—1 Ha $\{t_1; t_2\} \in T$, akkor $t_1 \circ t_2 \in T$.
- 1—2 Ha $\{t_1; t_2\} \in T$, akkor $t_1 \circ t_2 = t_2 \circ t_1$.
- 1—3 Ha $\{t_1; t_2; t_3\} \in T$, akkor $t_1 \circ (t_2 \circ t_3) = (t_1 \circ t_2) \circ t_3$.
- 1—4 Létezik a térben egy Q jelű nulla elem, melyre $t_i \circ Q = t_i$ minden $t_i \in T$ -re. ($Q \in T$!)
- 1—5 Tetszőleges c_1 komplex szám esetén $c_1 * t_i \in T$, minden $t_i \in T$ -re.
- 1—6 Ha $\{t_1; t_2\} \in T$ és c_1 tetszőleges komplex szám, akkor $c_1 * (t_1 \circ t_2) = (c_1 * t_1) \circ (c_1 * t_2)$.
- 1—7 Tetszőleges c_1 és c_2 komplex számok esetén $(c_1 + c_2) * t_i = (c_1 * t_i) \circ (c_2 * t_i)$, minden $t_i \in T$ -re.
- 1—8 Tetszőleges c_1 és c_2 komplex szám esetén $c_1 * (c_2 * t_i) = (c_1 \cdot c_2) * t_i$, minden $t_i \in T$ -re.
- 1—9 $1 * t_i = t_i$, minden $t_i \in T$ -re, (és így az előzőekből már következik, hogy $0 * t_i = Q$, minden $t_i \in T$ -re).

A T tér legyen továbbá metrikus tér, ahol a vektorok normáját az ún. skaláris szorzatból származtatjuk. A skaláris szorzat jele: (t_i, t_j) , ha $\{t_i, t_j\} \in T$. A skaláris szorzattal és a normával kapcsolatban teljesüljenek az alábbi axiómák:

- 2—1 Tetszőleges c_1 komplex szám esetén $(c_1 * t_1, t_2) = c_1 \cdot (t_1, t_2)$, minden $\{t_1, t_2\} \in T$ -re.
- 2—2 $(t_1 \circ t_2, t_3) = (t_1, t_3) + (t_2, t_3)$ minden $\{t_1; t_2; t_3\} \in T$ -re.
- 2—3 $(t_1, t_2) = \overline{(t_2, t_1)}$, minden $\{t_1; t_2\} \in T$ -re, ahol a felülvonás komplex t_i -k esetén konjugálást jelent.
- 2—4 $(t_i, t_i) = 0$, akkor és csak akkor, ha $t_i = Q$, és $(t_i, t_i) > 0$, minden $t_i \in T$ esetén, ha $t_i \neq Q$.
- 3—1 A t_i vektor normája: $\|t_i\| = \sqrt{(t_i, t_i)} \geq 0$, minden $t_i \in T$ esetén, ill. $\|t_i\| = 0$, akkor és csak akkor, ha $t_i = Q$.
- 3—2 Tetszőleges c_1 komplex szám esetén $\|c_1 * t_i\| = |c_1| \cdot \|t_i\|$, minden $t_i \in T$ mellett.
- 3—3 $\|t_i + t_j\| \leq \|t_i\| + \|t_j\|$, minden $\{t_i; t_j\} \in T$ esetén.

Az így definiált lineáris metrikus T jelű térben a vektorok távolságát a következő egyenlet definiálja:

$$\varrho = \|t_i \circ t_j^{-1}\|,$$

ahol a t_j^{-1} ún. inverz elemre teljesül az, hogy

$$t_j \circ t_j^{-1} = Q.$$

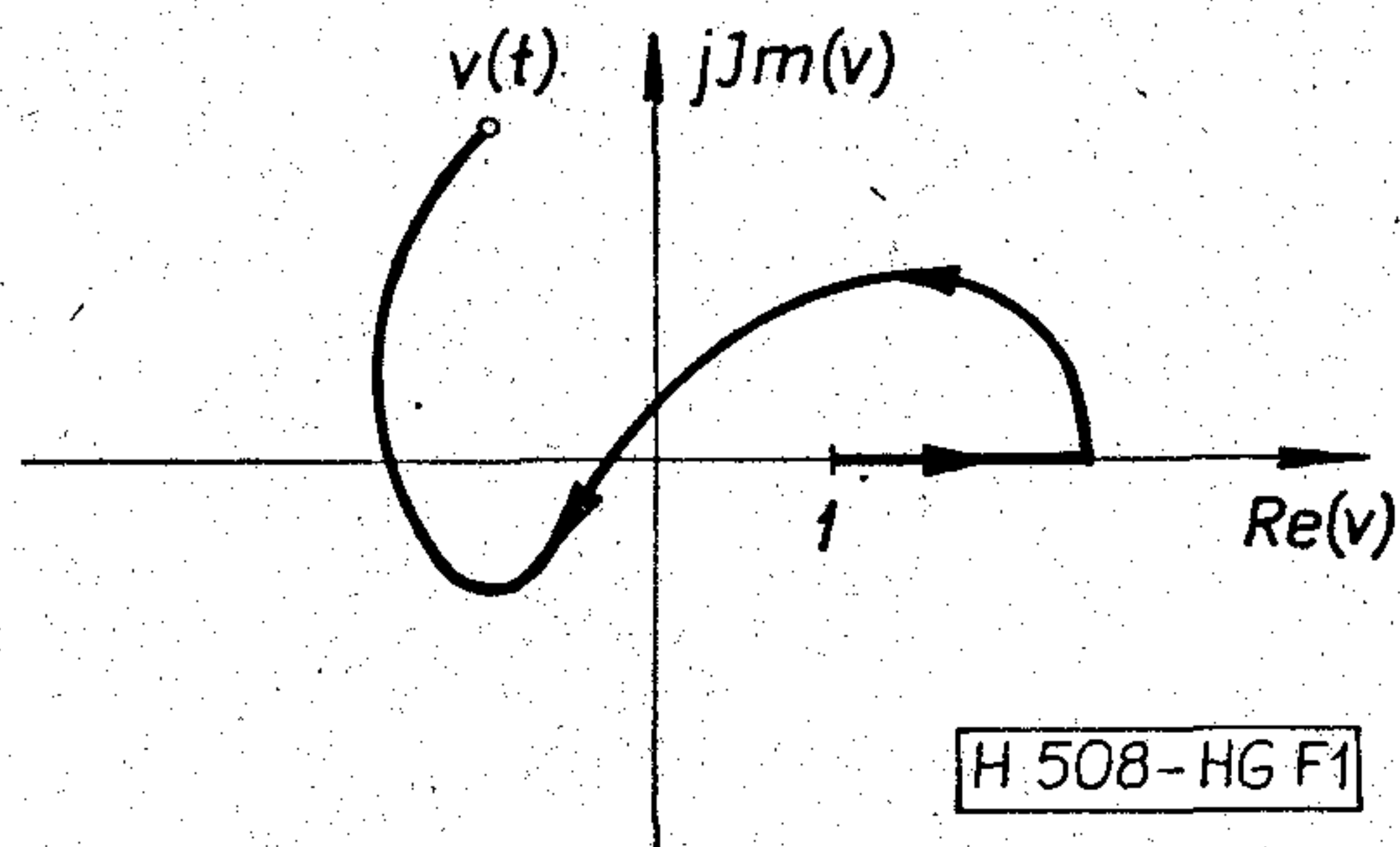
Ez utóbbi egyenlet az 1—1 és 1—9 axiómákból következik.

b) Komplex logaritmusképzés

Ha a 3.1. pontban említett feltételek (1, 2, és 3) teljesülnek a $v(t)$ függvényre, továbbá ha a komplex logaritmusfüggvény definícióját az alábbi formában tekintjük:

$$\log v(t) = \int_1^{v(t)} \frac{dz}{z} = \hat{v}(t) = \hat{v}_r + j\hat{v}_i, \quad (\text{F.1})$$

és az integrálási útra előírjuk, hogy az $z=1$ -től $z=v(t_0)$ -ig a valós tengelyen haladjon, utána pedig $z=v(t)$ -ig kövesse a $v(t)$ görbe útját, (lásd az F. 1. ábrát) úgy a logaritmus képzésének egyértelműségét — leszámítva a 2π többszöröseire vonatkozó többértelműséget — biztosítottuk.



F. 1. ábra. Az integrálás útja a komplex logaritmus meghatározásához; $z=1$ -től $z=v(t_0)$ -ig a valós tengely

Bizonyítható [2], [9], hogy az integrálási görbére és a $v(t)$ jelre tett ezen előírás valóban biztosítja a

$$\text{Log}(v_1 \cdot v_2) = \text{Log}(v_1) + \text{Log}(v_2)$$

egyenlőség teljesülését, ahol a $\text{Log}(x)$ a $v(t)$ jelre felsorolt megkötések esetén az (F. 1) egyenlet szerinti komplex logaritmusképzést jelöli.

Az (F. 1) egyenlet átalakítható a következő alakra:

$$\hat{v}_r = \ln |v| \quad (\text{F. 2})$$

és

$$\hat{v}_i = \int_{t_0}^t \frac{v_r^2}{v_r^2 + v_i^2} \frac{d}{dt} \left[\frac{v_i}{v_r} \right] dt, \quad (\text{F. 3})$$

ahol az (F.1) szerinti jelöléseket használtuk. [2], [9]

Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki dr. Sallai Gyula kandidátusnak értékes megjegyzéseire.

IRODALOM

- [1] GORDOS G.—VARGA A.: Adatátvitel és adatfeldolgozás. Egyetemi jegyzet. Tankönyvkiadó, Budapest, 1975.
- [2] A. V. OPPENHEIM—R. W. SCHAFER—T. G. STOCKHAM: Nonlinear Filtering of Multiplied and

- Convolved Signals. IEEE Trans. Audio and Electroacoustics, Vol. AU—16, pp. 437—466, September 1968.
- [3] A. V. OPPENHEIM: Generalized Superposition. Information and Control, Vol. 11, pp. 528—536, November 1967.
- [4] A. V. OPPENHEIM: Superposition in a Class of Nonlinear Systems. IEEE International Convention Records, Vol. 12, pt. 1, pp. 171—177, 1964.
- [5] G. G. HALL: Alkalmazott csoportelmélet (fordítás angolból) Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1975.
- [6] FRIED E.: Absztrakt algebra elemi úton. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.
- [7] G. A. KORN—T. M. KORN: Matematikai kézikönyv műszakiaknak, (Fordítás angolból) Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [8] FARKAS M. szerk.: Matematikai Kislexikon, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1974.
- [9] HUSZTY G.: Jelek nemlineáris feldolgozása. Diplomater. Budapesti Műszaki Egyetem, Híradástechnikai Elektronikai Intézet, 1976.
- [10] FARKAS M.-né—FREY T.: Matematika I/4. Egyetemi jegyzet. Tankönyvkiadó, Budapest, 1971.
- [11] T. G. STOCKHAM: The Application of Generalized Linearity to Automatic Gain Control. IEEE Trans. Audio and Electroacoustics, Vol. AU—16, No. 2, pp. 267—270, June, 1968.
- [12] SALLAI Gy.: A mintavételező (digitális) szűrők osztályozása. Híradástechnika, 27. évf. 7. sz. pp. 208—214. 1976. július.
- [13] SALLAI Gy.: A digitális szűrők tervezésének alapelvei. Híradástechnika, 27. évf. 9. sz. pp. 257—268. 1976. szeptember.
- [14] A. V. OPPENHEIM—R. W. SCHAFER: Homomorphic Analysis of Speech. IEEE Trans. Audio and Electroacoustics, Vol. AU—16, pp. 221—226, June 1968.
- [15] A. V. OPPENHEIM: Nonlinear Filtering of Convolved Signals. Research Lab. of Electronics, M. I. T. Cambridge, Mass. Quart. Progr. Rept. 80, pp. 168—175, January 1966.
- [16] R. W. SCHAFER: Echo Removal by Generalized Linear Filtering. NEREM Record, pp. 118—119, 1967.
- [17] R. W. SCHAFER—A. V. OPPENHEIM: Discrete Analysis of Homomorphic Deconvolution. Research Lab. of Electronics, M. I. T. Cambridge, Mass., Quart. Progr. Rept., No. 85, pp. 231—234, April, 1967.
- [18] A. V. OPPENHEIM—R. W. SCHAFER: Digital Signal Processing. Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall, 1975.

EGYESÜLETI HÍREK

Megalakult a Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskolán a Híradástechnikai Tudományos Egyesület intézeti csoportja

A győri KTMF—HTE intézeti csoportja az Egyesület vezetősége képviselőinek részvételével folyó év április 21-én megtartotta alakuló ülését. A csoport a Főiskola oktatói és hallgatói közül toborozza tagjait, de szívesen látja tagjai között a főiskolán kívüli jelentkezőket is

A csoport előirányozta, hogy

- szoros kapcsolatot épít ki Győrnek a csoport működési területe szerinti érintett üzemével és az MTSZ társegyesületeinek győri szervezeteivel;
- a főiskolai oktatók számára segítséget nyújt egyéni továbbképzési tervük megvalósításához;
- publikációs fórum biztosításával támogatást nyújt tudományos munkájuk eredményeinek közzétételéhez;
- segítséget nyújt kutató csoportok által végzett tudományos munkák irányításában való gyakorlat megszerzéséhez (hallgatói csoportok irányítása);
- segít megismerkedni a tudomány legújabb eredményeivel, kapcsolatba kerülni más kutatási területekkel, és a saját terület más kutatóival;

- a hallgatók számára segítséget nyújt tudományos munkával való megismerkedésben;
- segít gyakorlatot szerezni az egyéni és csoportos kutatómunkában;
- megismerteti a hallgatókat az elméleti munka eredményeinek gyakorlati hasznosításával;
- részvételt biztosít a HTE hallgatói pályázatain;
- mindezek együttes hatásaként elősegíti a Főiskolán a színvonalas képzést és értékes üzememlékek kibocsátását.

Az alakuló ülés megválasztotta a csoport vezetését.

Elnök: Rácz János főiskolai tanár, intézetigazgató
Titkár: Lilik Ferenc főiskolai adjunktus,

Gazd. felelős: Koralewszky Vilmos főiskolai tanársegéd és három választmányi tag.

Végül fenti irányelvek alapján, kidolgozták a csoport 1977. évi munkatervének vázlatát.

Két- és négyállapotú fázismodulált jel koherens demodulálásához szükséges referenciajel hibái

ETO 621.376.4

A fázismodulált jel koherens vételéhez szükség van referenciajelre. Ezt általában a vett jelből állítjuk elő. A visszaállított referenciajel fázisa nem egyezik meg pontosan az adóoldali vivő fáziséval, ezért a demodulálás csak részben koherens. A hibaarány rosszabb az ideálisnál.

A referenciajel fázisának az eltérése az ideálistól több tényezőtől tevődik össze.

Statikus fázishiba, a bejövő jel zajából eredő fázis zaj, valamint a vivővisszaállítás tökéletlenségéből származó maradék moduláció.

Az első kettőt több szerző tárgyalja [1, 2].

A cikkben az átviteli sáv korlátozottságából eredő vivőszintcsökkenéssel és a káros maradék modulációval foglalkozunk.

Vivővisszaállítás

A vett jel nagyon kis szinten vagy egyáltalán nem tartalmaz vivőt. A vett jelből valamilyen nonlinearis művelettel állítjuk vissza a vivőt, a nonlinearis művelet után szűrést végzünk a jelen, erre rendszerint PLL áramkört használunk. Több eljárás ismert, mi itt kettővel foglalkozunk.

Általánosan a bejövő jel legyen M -fázisú jel (M -PSK).

Vivővisszaállítás M -szerezéssel, 1. ábra, ahol

$\times M$ a sokszorozó áramkör,

$D\phi$ a fázis demodulátor,

VCO a feszültség vezérelt oszcillátor,

$F(p)$ a körben alkalmazott szűrő polinomja.

Az M -szerezést legtöbbször $y = x^M$ karakterisztikájú elemmel és $M\omega_0$ frekvenciára hangolt sávszűrővel valósítják meg (2. ábra).

Inverzmoduláció (3. ábra), ahol M -mod. = M -fázisú modulátor, M -demod. = M -fázisú demodulátor.

A demodulált jellel úgy moduláljuk meg a bejövő jelet, hogy a fázismoduláció eltűnjön.

A maradék moduláció keletkezését, mutatjuk be a 4. ábrán, ahol az „a” kép az ideális 2-PSK jel fázisát, alatta a kétszerezett jel fázisát, majd ennek a moduló 2π -vel redukált értékét mutatja. A „b” ugyanezeket mutatja sávkorlátozott jelre (4. ábra).

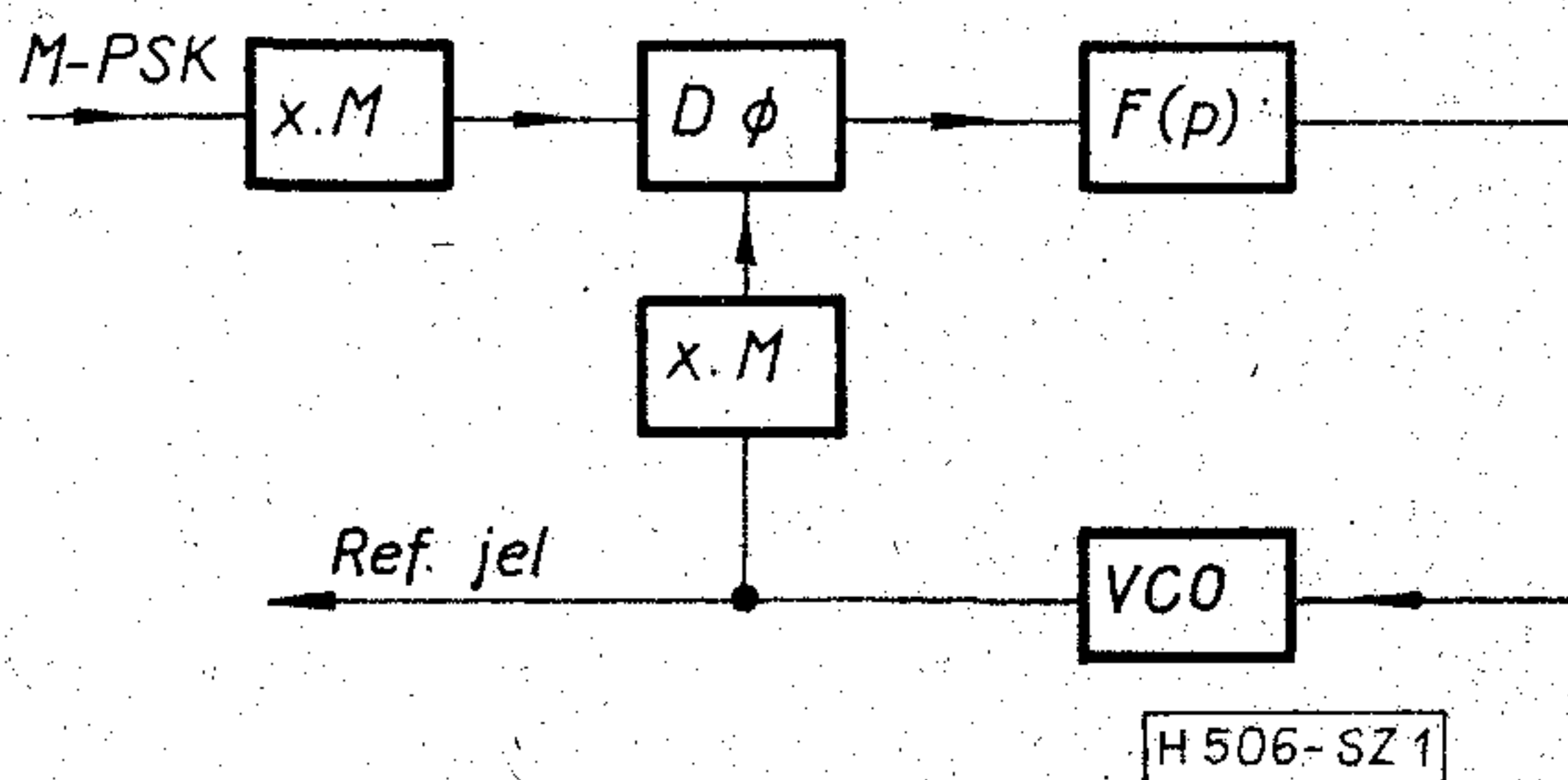
A „b” ábrán látszik a maradék fázismoduláció, valamint az, hogy a modulálatlan rész $\varphi = 0$ időtartama csökken, ami a vivő csökkenését eredményezi.

Vizsgált modell letrása (5. ábra)

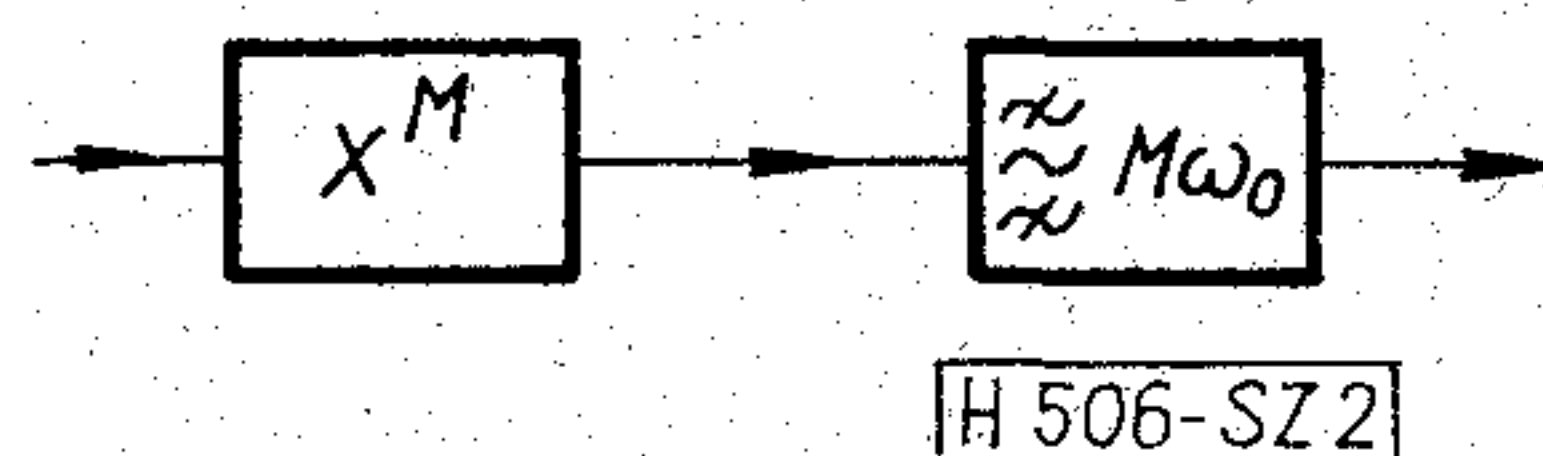
- Az impulzus generátor ideális, véletlen jelsorozatot állít elő.

- Az aluláteresztő szűrő szükség esetén a moduláló jel formálását végzi, ez nagyon sok esetben hiányzik.
- Modulátor: Lehet M -szintű valódi fázismodulátor, elnyomott vivőjű amplitúdó modulátor, kvadratúra amplitúdó modulátor (QAM).

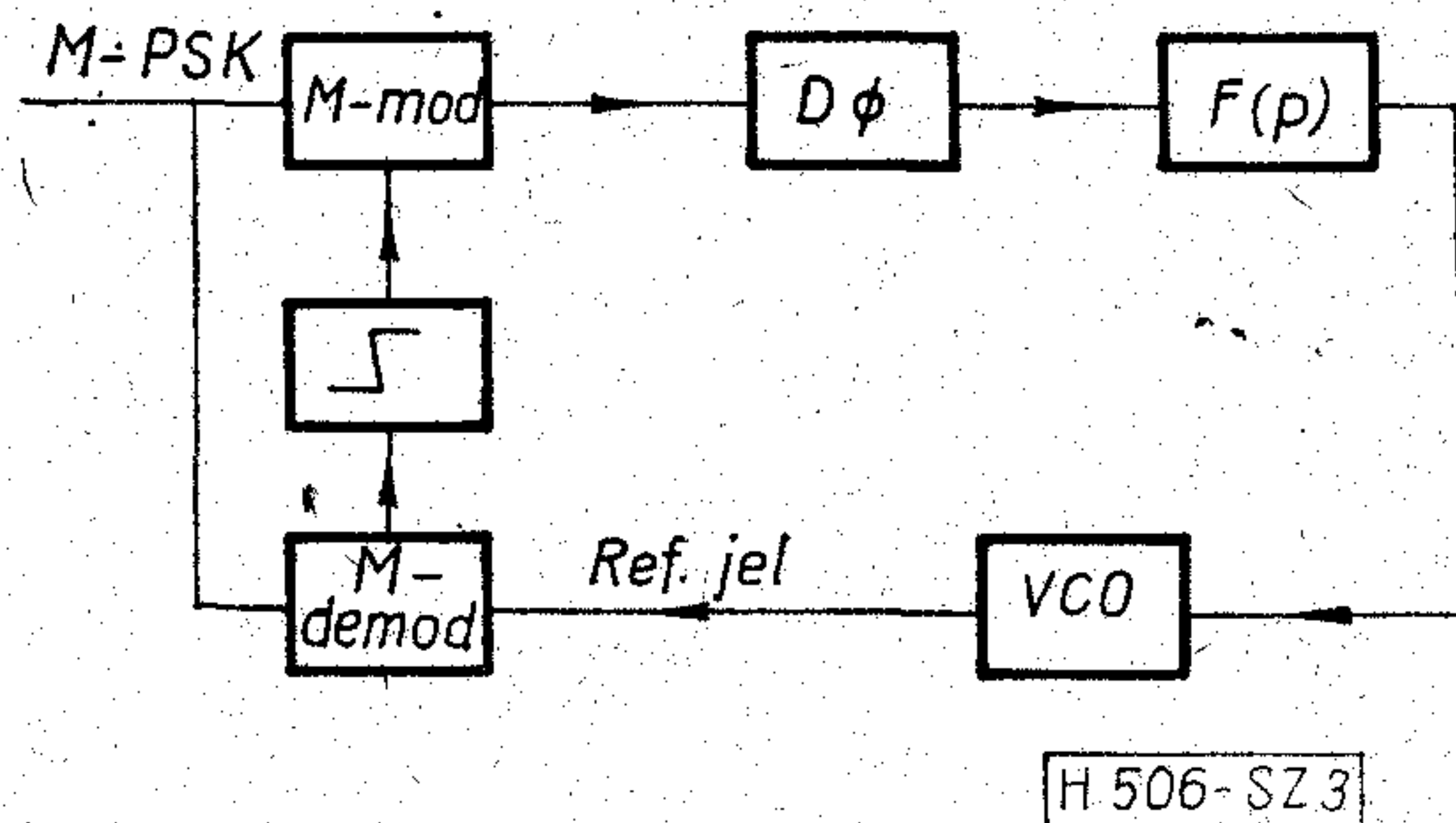
A modulált jelnél az egyes intervallumban levő jelek statisztikailag függetlenek és egyenlő valószínűséggel fordulnak elő.



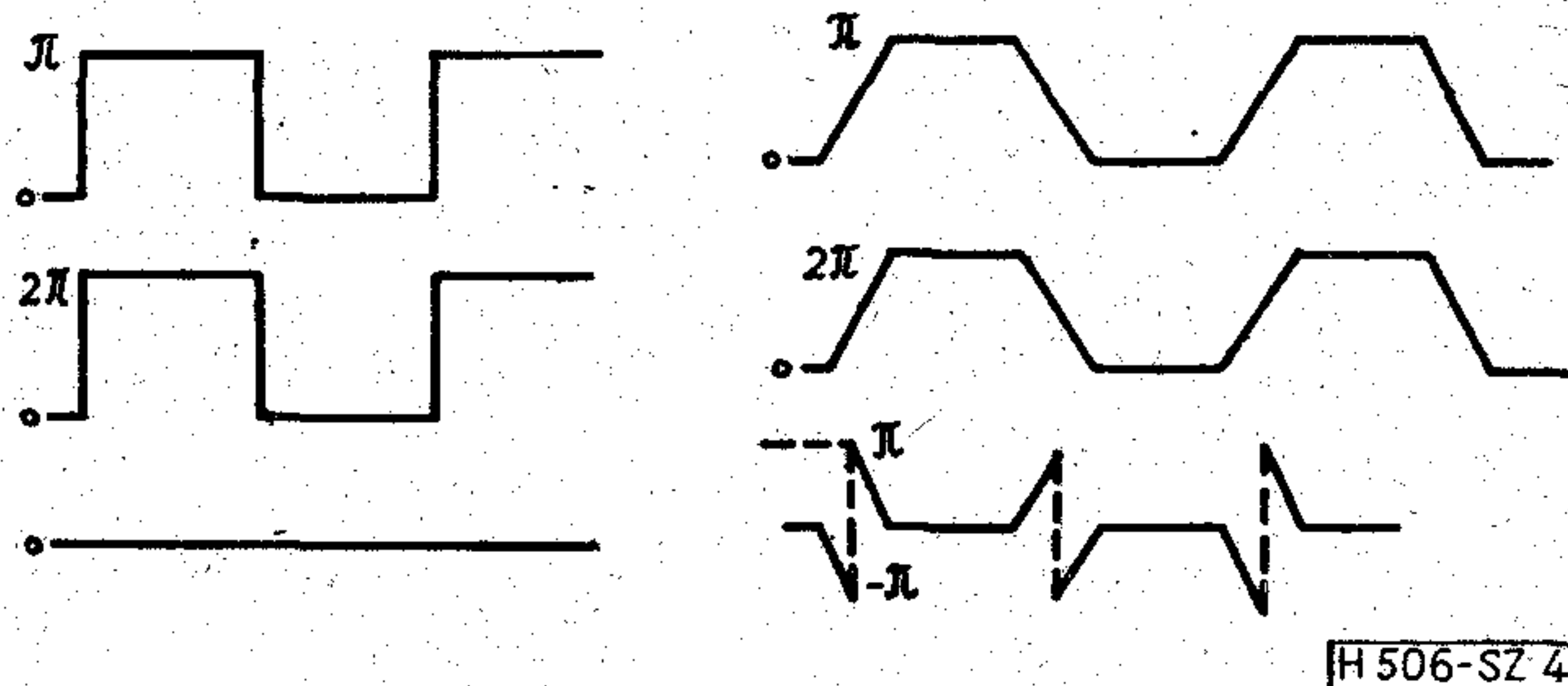
1. ábra



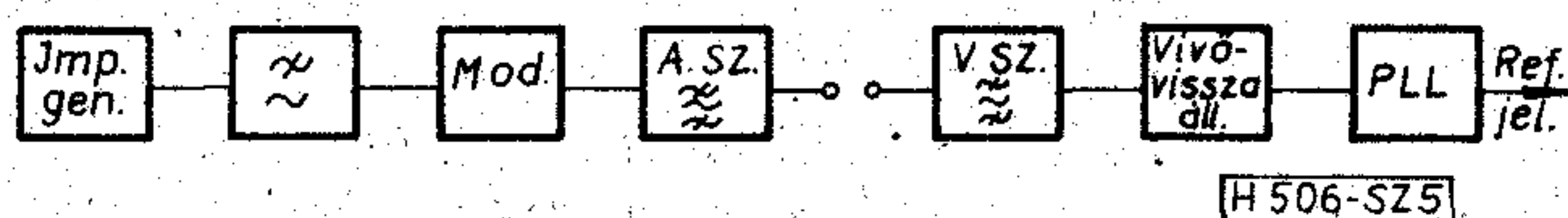
2. ábra



3. ábra



4. ábra



5. ábra

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k^{(1)} g_1(t-kT) + \dots + a_k^{(M)} g_M(t-kT) \quad (1)$$

$g_i(t)$ — az i -dik jel alakja.

$a_k^{(i)}$ 1 vagy 0 értéket vehet fel, a k -ik

időintervallumban csak egy $a_k^{(i=S_k)}=1$, a többi zérus. Az $a_k^{(i=S_k)}$ valószínűségi változó, annak a valószínűsége, hogy 1-értéket vesz fel: p_i

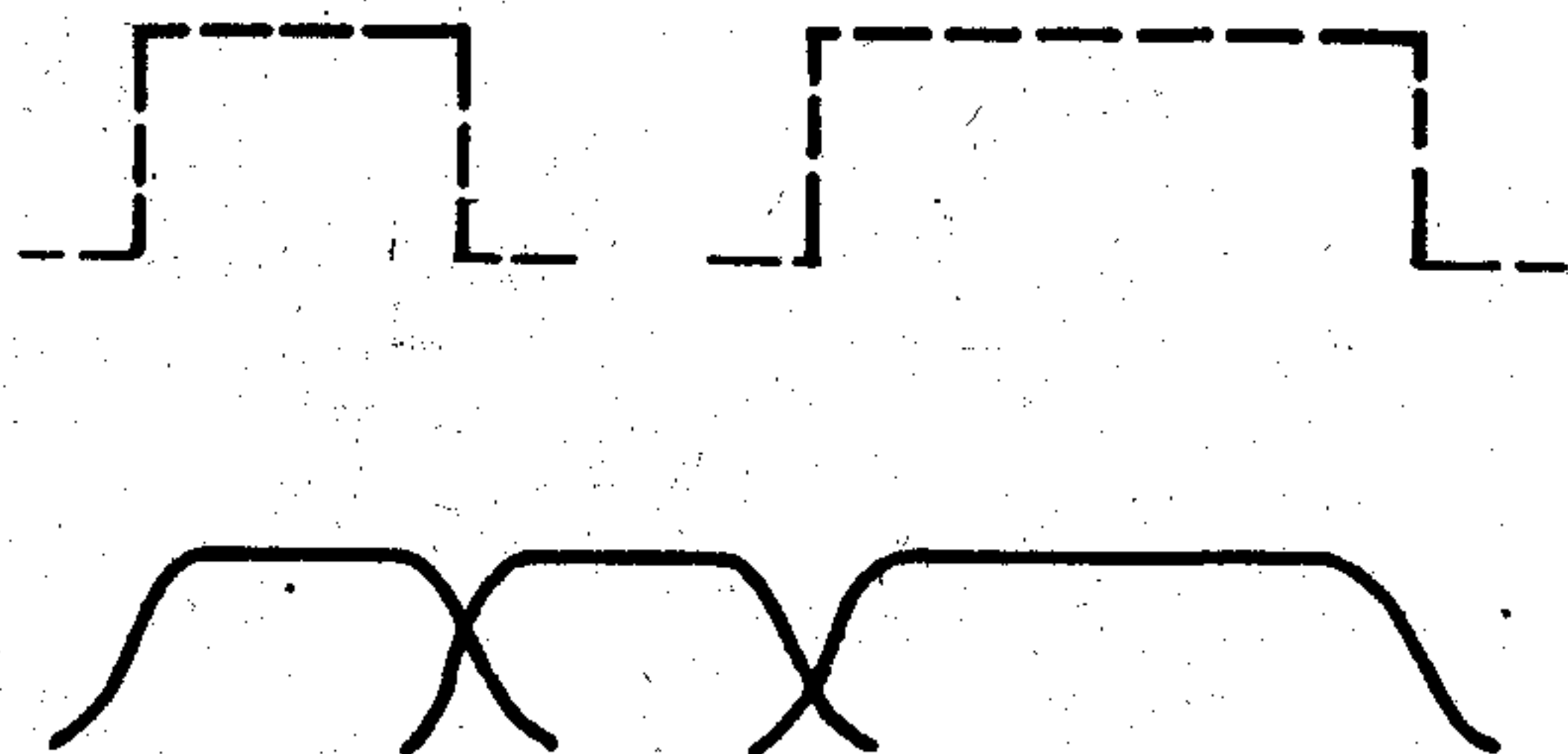
$$\sum_{i=1}^M p_i = 1 \quad (2)$$

Ha az $s(t)$ jelsorozatot egy szűrőn visszük át, az elemi jel kiszélesedik a jelek átlapolódnak (6. ábra). Ebben az esetben a k -ik jelet nemcsak a k -ik, hanem a $(k-1)$ és a k -ik együtt határozza meg. A vett jel alakja:

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k^{(1)} \gamma_1(t-kT) + \dots + b_k^{(K)} \gamma_K(t-kT) \quad (3)$$

A b_k -ra is fennáll az a_k -ra tett megfontolás

$$\sum_{i=1}^M p_i = 1 \quad (4)$$



H 506-SZ 6

6. ábra

$$S_v(\omega) = \frac{1}{T} |p_1 F_1(\omega) + \dots + p_M F_M(\omega)|^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi}{T} n\right) \quad (13)$$

$$S_f(\omega) = \frac{1}{2T} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M p_i p_j |F_i(\omega) - F_j(\omega)|^2 = \frac{1}{T} [p_1 |F_1(\omega)|^2 + \dots + p_M |F_M(\omega)|^2] - \frac{1}{T} |p_1 F_1(\omega) + \dots + p_M F_M(\omega)|^2 \quad (14)$$

$M=2$ esetre:

$$S_f(\omega) = \frac{p_1 p_2}{T} |F_1(\omega) - F_2(\omega)|^2, \quad (14a)$$

ahol

$$F_i(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} b_i(t) e^{-j\omega t} dt \quad (15)$$

Meg kell jegyezni, hogy mi végig a jel komplex alakjával számolunk. Valójában a jel ennek a valós része. Megadjuk a spektrumok közti összefüggést.

Belátható, hogy bejövő jel lehetséges állapotainak a száma:

$$K = M^2$$

Az i -k jel alakja:

$$g_i(t) = \varrho_i(t) e^{j\varphi_i(t)} e^{j\omega_0 t} \quad (5)$$

Ha $\omega_0 \gg \omega_m$, ahol ω_m a moduláló jel sávszélessége, akkor keskenysávú átvitelről beszélhetünk. Elég a jel komplex burkolójával számolni.

$$g_i(t) = a_i(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (6)$$

$$a_i(t) = \varrho_i(t) e^{j\varphi_i(t)} \quad (7)$$

$a_i(t)$ a komplex burkoló.

Legyen az adószűrő aluláteresztő ekvivalensének a súlyfüggvénye $h_a(t)$, a vevő szűrőé pedig $h_v(t)$. Az eredő $h(t)$

$$h(t) = h_a(t) * h_v(t), \quad (8)$$

ahol $*$ a konvolúció műveletét jelenti.

A vett jel komplex burkolója $b(t)$.

$$b(t) = h(t) * a(t) \quad (9)$$

Aszimmetrikus szűrő esetén $h(t)$ — komplex, szimmetrikus szűrő esetén valós.

$$b_i(t) = b_{iv}(t) + j b_{ik}(t) \quad (10)$$

Szimmetrikus szűrőt tételezve fel:

$$b_{iv}(t) = [\varrho_i(t) \cdot \cos \varphi_i(t)] * h(t)$$

$$b_{ik}(t) = [\varrho_i(t) \cdot \sin \varphi_i(t)] * h(t) \quad (11)$$

Ismerjük az időfüggvényt a vivővisszaállító bemenetén. Ezen végrehajtjuk a vivővisszaállítás műveletét, majd az eredménynek képezzük a Fourier-transzformáltját és megkapjuk a spektrumot, amely a PLL-bemenetén van.

Egy véletlen jelsorozat spektrumát felbonthatjuk vonalas és folytonos részre [3].

$$S(\omega) = S_v(\omega) + S_f(\omega) \quad (12)$$

A véletlen jelsorozatnak a spektrumát, amely M -fajta jeltől áll és ezek valószínűsége: $p_1, p_i \dots p_M$ az alábbiak szerint írhatjuk fel [3]

$$x(t) = \text{Re}[s(t)] = \text{Re}\{a(t) e^{j\omega_0 t}\} \quad (16a)$$

$$S_s(\omega) = S_a(\omega - \omega_0)$$

$$S_{s^*}(\omega) = S_a(-\omega - \omega_0) \quad (16b)$$

ahol s^* az s jel konjugáltját jelöli.

$$S_x(\omega) = \frac{1}{4} S_a(\omega - \omega_0) + \frac{1}{4} S_a(-\omega - \omega_0) \quad (16c)$$

Számszerűen csak a relatív szinteknek van jelentősége. Ezért az összefüggéseket a komplex jelre számoljuk ki.

A felvázolt feladatot általánosan, tetszőlegesen $\varphi(t)$ -re és tetszőleges szűrőre számítógép segítségével oldhatjuk meg.

A feladat megoldása egyszerűsítő feltevések mellett

Az első feltevés, hogy $\varphi_i = \text{áll.}$ Ez fennáll ideális négyszögjelekkel végrehajtott fázismodulációra és QAM esetén. A tárgyalásunk igaz mind a két esetre, csak QAM esetén az eredő szűrő karakterisztikába a modulátort megelőző aluláteresztő szűrőt is bele kell számolni.

Az elemi jel ebben az esetben:

$$a_i(t) = p_T(t) \cdot e^{j\varphi_i} \quad (17)$$

ahol $p_T(t)$ az impulzus függvény (7. ábra).

Kétállapotú fázismoduláció esetén:

$$\varphi_1 = -\frac{\pi}{2}, \quad \varphi_2 = \frac{\pi}{2}$$

Négyállapotú fázismoduláció esetén:

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{4}, \quad \varphi_2 = -\frac{\pi}{4}, \quad \varphi_3 = \frac{3}{4}\pi, \quad \varphi_4 = -\frac{3}{4}\pi$$

A másik egyszerűsítő feltevés, hogy a szűrő egységugrásra adott válaszát trapéz jellel közelítjük.

A 8. ábra a szűrő jellemzőit, karakterisztikáját, súlyfüggvényét, átmeneti függvényét mutatja [4], (8. ábra).

A következő összefüggések állnak fenn:

$$t_r \cdot h_{\max} = a(\infty) = A_0 \quad (18)$$

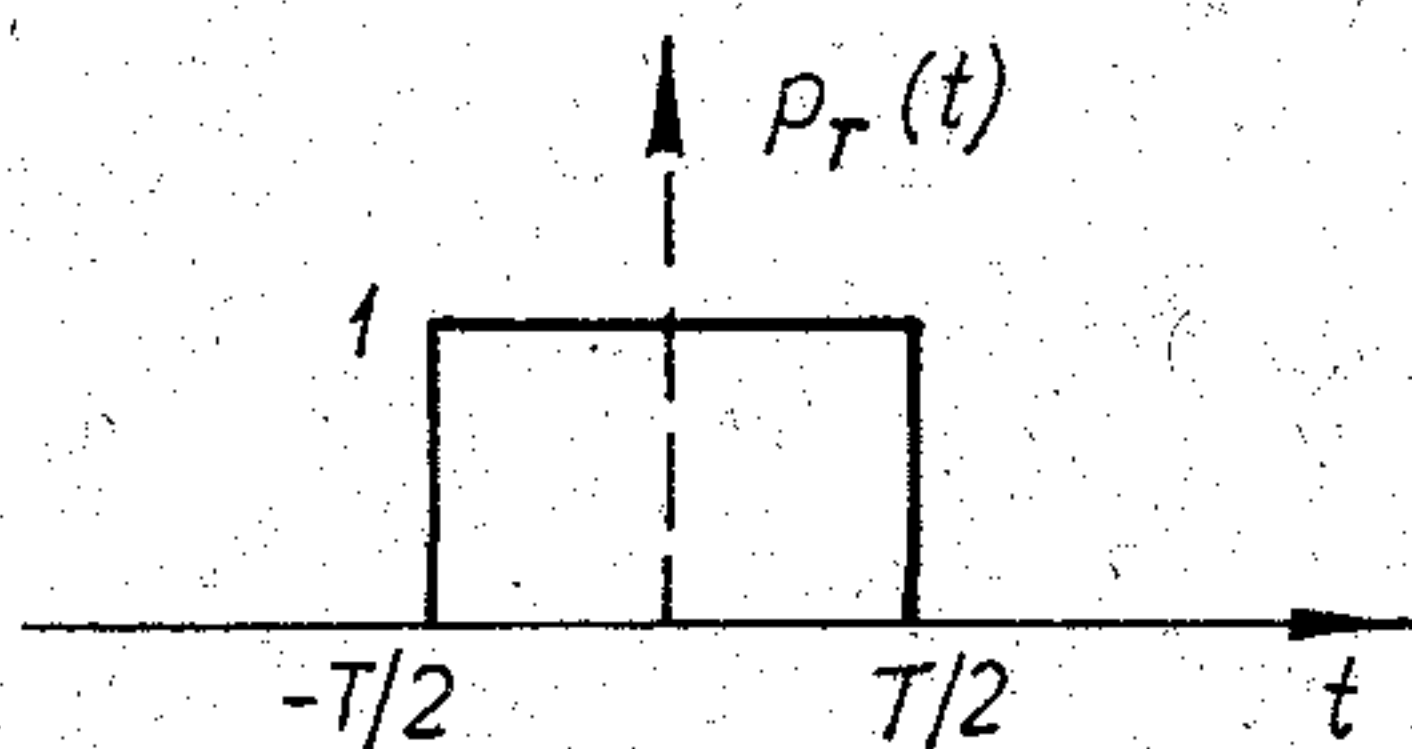
$$t_r = \frac{A(0)\pi}{\int_0^\infty A(\omega) d\omega} = \frac{2\pi}{D_\omega} \quad (19)$$

ahol

$$D_\omega = \frac{1}{A_0} \int_{-\infty}^\infty A(\omega) \cdot d\omega \quad (20)$$

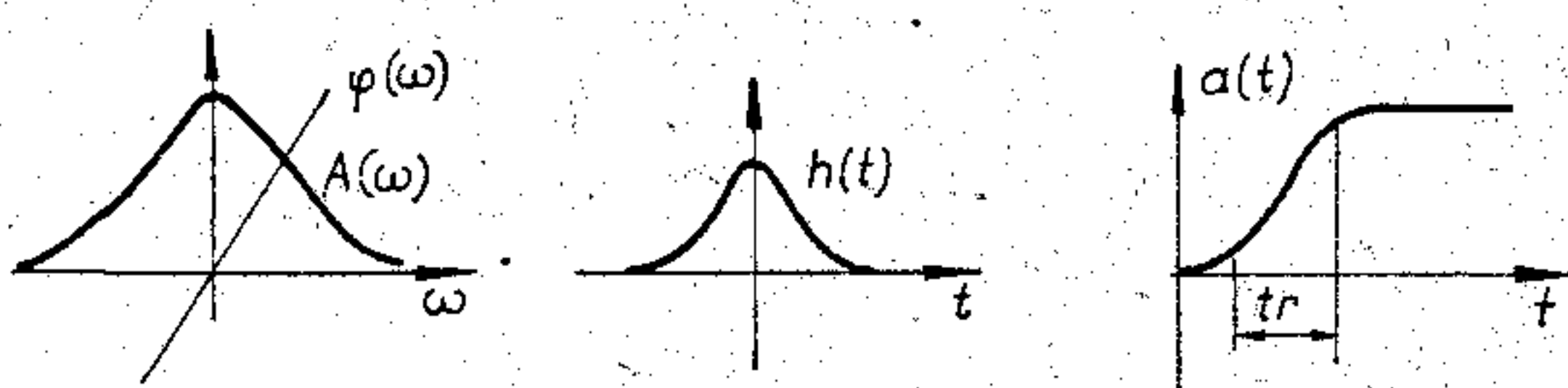
Ideális aluláteresztő szűrőre (9. ábra)

$$t_r = 1/2f_c$$



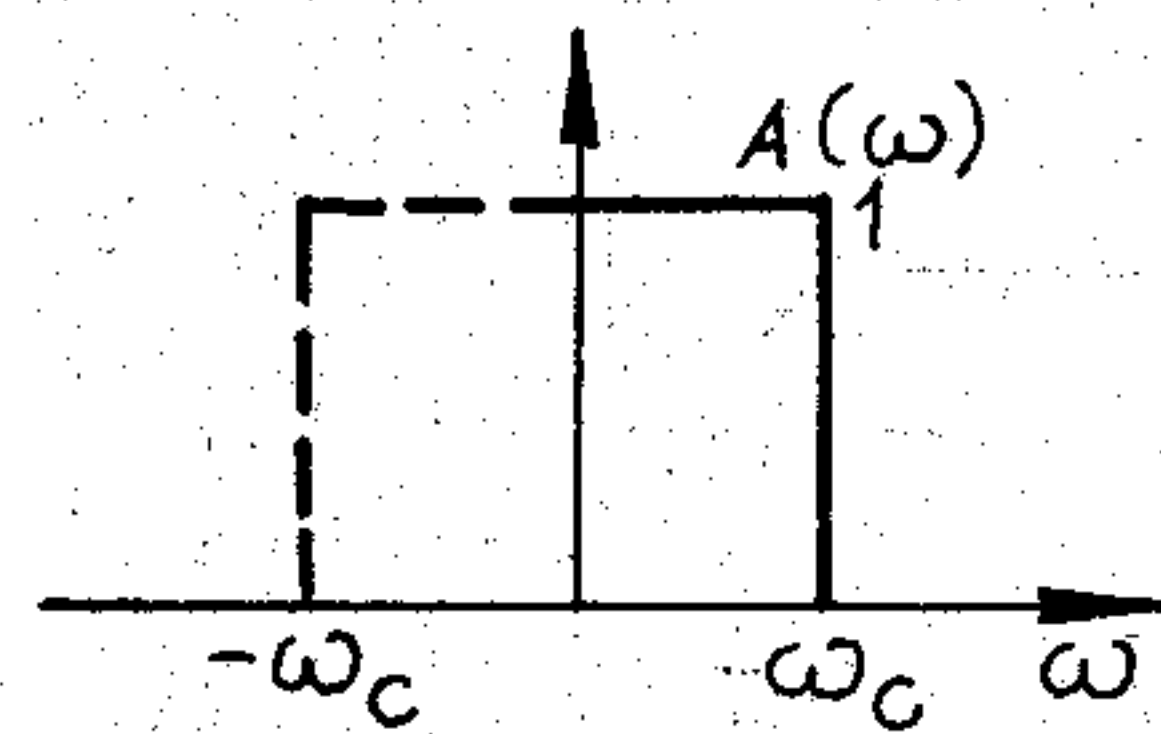
H 506-SZ 7

7. ábra



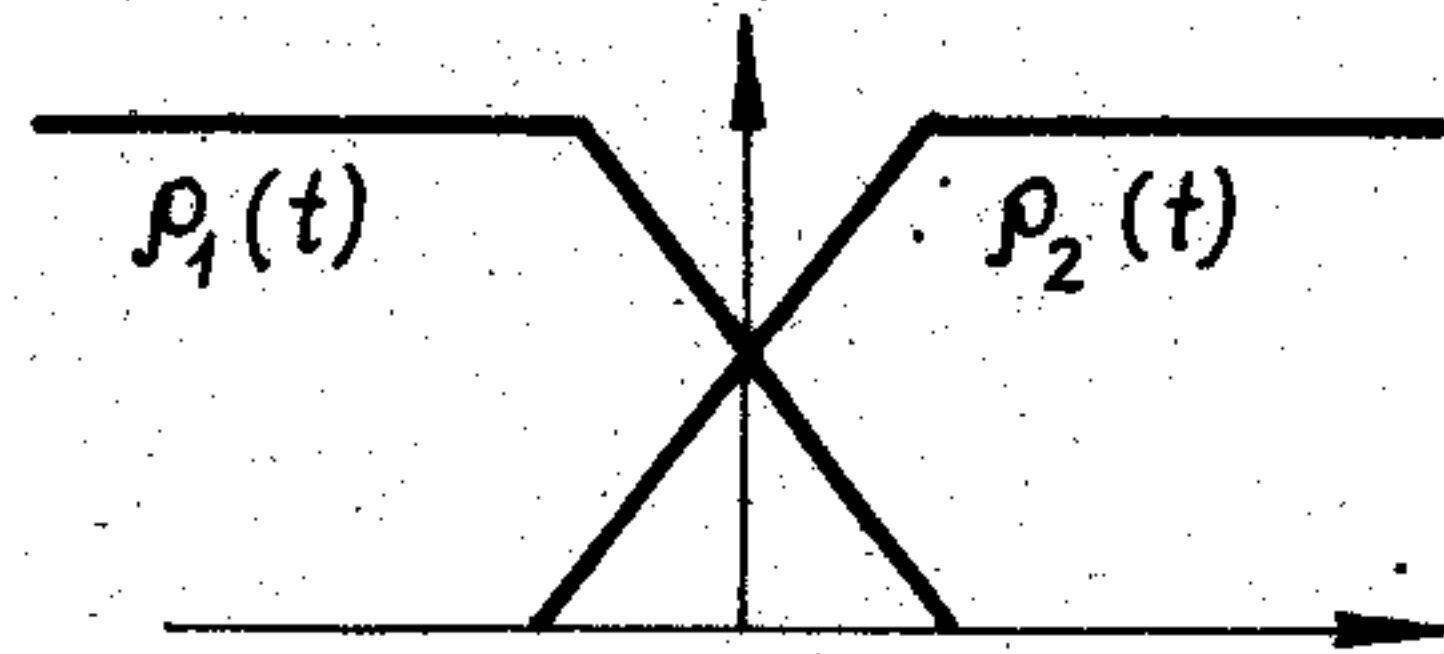
H 506-SZ 8

8. ábra



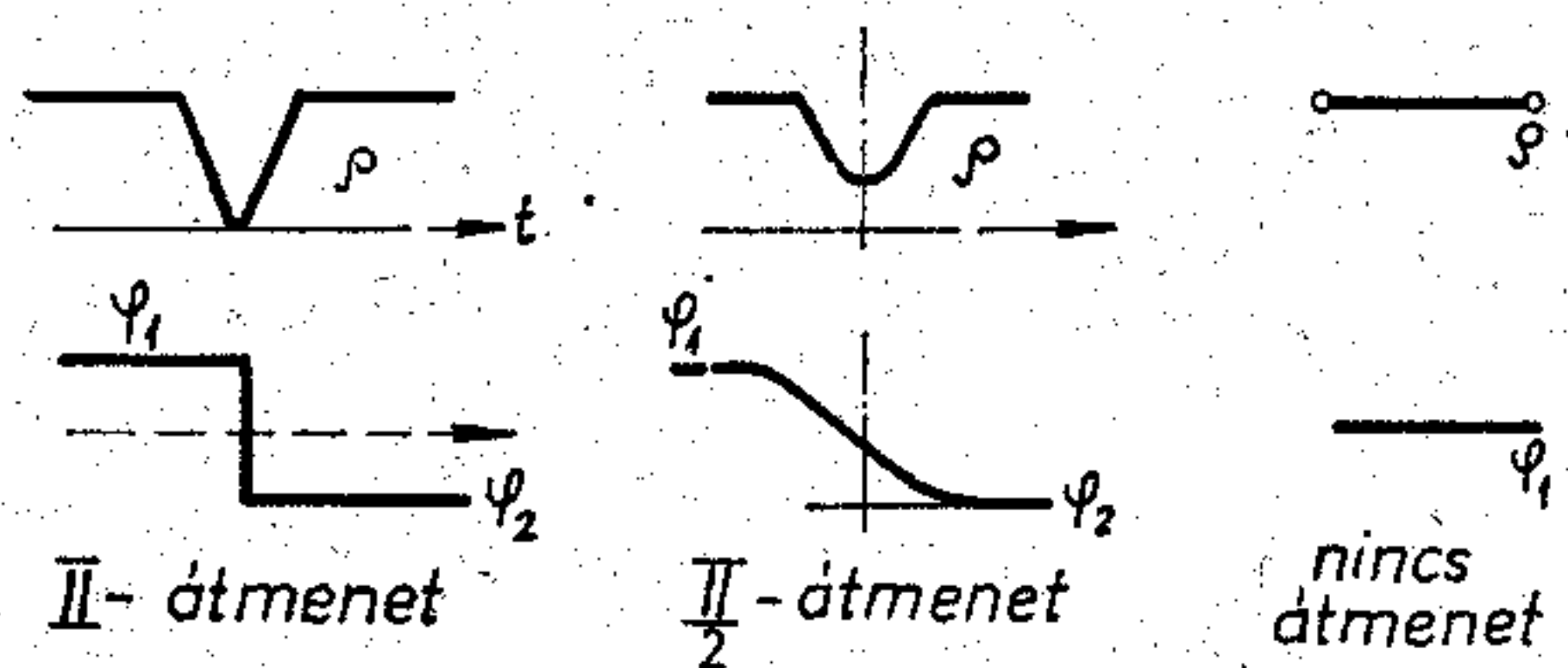
H 506-SZ 9

9. ábra



H 506-SZ 10

10. ábra



H 506-SZ 11

11. ábra

$$\text{Gaussi szűrőre: } H(\omega) = A_0 e^{-\alpha\omega^2} e^{-j\omega t_0} \quad (21)$$

$$t_r = 2\sqrt{\pi\alpha}$$

Az irodalomban általánosan használt közelítés [5]

$$t_r = \frac{1}{2f_{\text{dB}}}$$

Sávszűrőre

$$t_r = \frac{1}{B},$$

ahol B a sávszűrő sávszélessége.

Két jel közti átmenetet mutatja a 10. ábra.

A két és négyállapotú fázismodulált jelnél a fázisváltozások: $\pm\pi$ és $\pm\frac{\pi}{2}$.

π = átmenet esetén:

$$e(t) = |e_1(t) - e_2(t)| \quad (22)$$

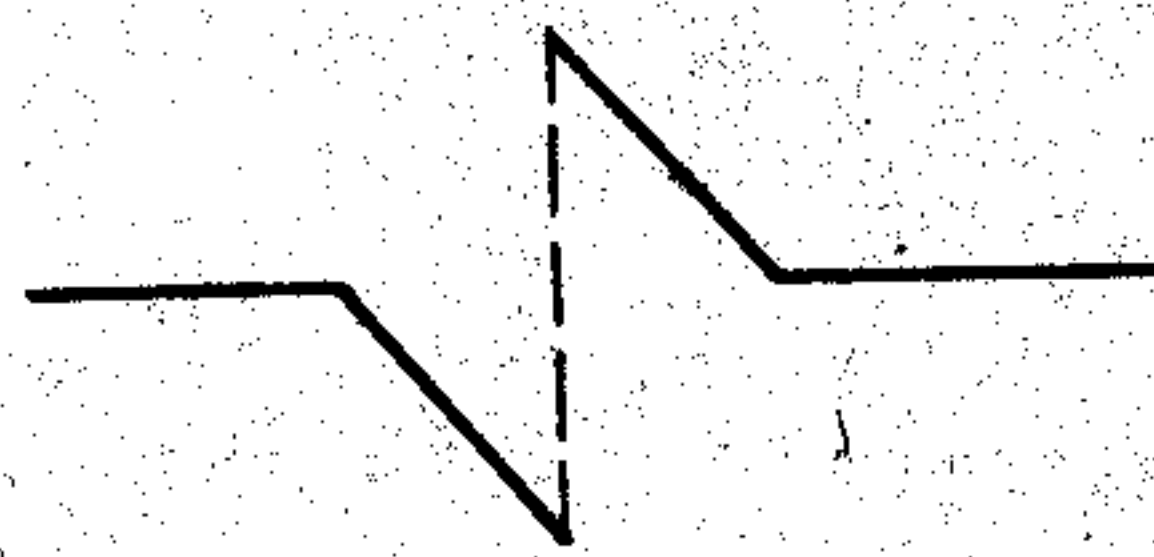
$$\varphi(t) = \arctan \frac{e_1(t) - e_2(t)}{|e_1(t) - e_2(t)|} \quad (23)$$

$\frac{\pi}{2}$ = átmenet esetén

$$e(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ [e_1(t) + e_2(t)]^2 + [e_1(t) - e_2(t)]^2 \}^{1/2} \quad (24)$$

$$\varphi(t) = \arctan \frac{e_1(t) - e_2(t)}{e_1(t) + e_2(t)} \quad (25)$$

Célszerű az elemi impulzusokat úgy kiválasztani, hogy az átmenet a jel közepére essen.



H 506-SZ 12

12. ábra

Inverz modulációnál a demodulált jelet négyszöge-

$$u_2(t) = [b_1(t) + b_2(t)]^2 = \varrho_{e2}(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (26)$$

$$\varrho_{e2}(t) = \{[\varrho_1^2 \cos 2\varphi_1 + \varrho_2^2 \cos 2\varphi_2 + 2\varrho_1\varrho_2 \cos (\varphi_1 + \varphi_2)]^2 + [\varrho_1^2 \sin 2\varphi_1 + \varrho_2^2 \sin 2\varphi_2 + 2\varrho_1\varrho_2 \sin (\varphi_1 + \varphi_2)]^2\}^{1/2} \quad (27)$$

$$\varphi(t) = \arctan \frac{\varrho_1^2 \sin 2\varphi_1 + \varrho_2^2 \sin 2\varphi_2 + 2\varrho_1\varrho_2 \sin (\varphi_1 + \varphi_2)}{\varrho_1^2 \cos 2\varphi_1 + \varrho_2^2 \cos 2\varphi_2 + 2\varrho_1\varrho_2 \cos (\varphi_1 + \varphi_2)} \quad (28)$$

Négyfázisú esetben, frekvencia négyszerezésénél a jel negyedik hatványát kell képezni.

$$u_4(t) = [b_1(t) + b_2(t)]^4 = \varrho_{e4}(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (29)$$

$$\varrho_{e4}(t) = \{[\varrho_1^4 \cos 4\varphi_1 + \varrho_2^4 \cos 4\varphi_2 + 6\varrho_1^2\varrho_2^2 \cos 2(\varphi_1 + \varphi_2) + 4\varrho_1^3\varrho_2 \cos (3\varphi_1 + \varphi_2) + 4\varrho_1\varrho_2^3 \cos (\varphi_1 + 3\varphi_2)]^2 +$$

$$+ [\varrho_1^4 \sin 4\varphi_1 + \varrho_2^4 \sin 4\varphi_2 + 6\varrho_1^2\varrho_2^2 \sin 2(\varphi_1 + \varphi_2) + 4\varrho_1^3\varrho_2 \sin (3\varphi_1 + \varphi_2) + 4\varrho_1\varrho_2^3 \sin (\varphi_1 + 3\varphi_2)]^2\}^{1/2} \quad (30)$$

$$\varphi(t) = \arctan \frac{\varrho_1^4 \sin 4\varphi_1 + \varrho_2^4 \sin 4\varphi_2 + 6\varrho_1^2\varrho_2^2 \sin 2(\varphi_1 + \varphi_2) + \dots}{\varrho_1^4 \cos 4\varphi_1 + \varrho_2^4 \cos 4\varphi_2 + 6\varrho_1^2\varrho_2^2 \sin 2(\varphi_1 + \varphi_2) + \dots} \quad (31)$$

Elsőnek egy egyszerű esetet vizsgáljunk meg. Kétfázisú moduláció, ideális átvitel.

$$\begin{aligned} a_1(t) &= p_T(t) e^{j\pi/2} \\ a_2(t) &= p_T(t) e^{-j\pi/2} \\ p_1 &= p_2 = 1/2 \end{aligned} \quad (32)$$

$$F_A(\omega) = \mathcal{F}\{p_T(t)\} e^{j\varphi_i} = T \cdot \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2} e^{j\varphi_i} \quad (33)$$

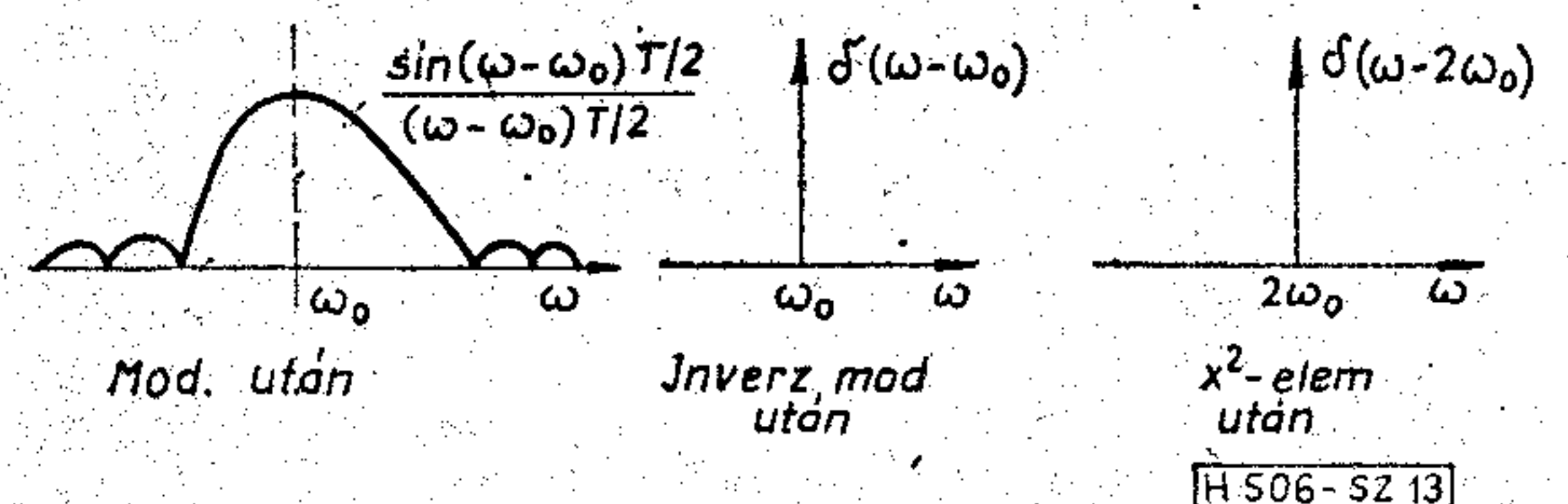
$\varphi_i = \frac{\pi}{2}, \frac{-\pi}{2}$ a modulátor kimenetén és a vivővissza-
állító bemenetén
 $\varphi_i = 0, 0$ inverz moduláció után
 $\varphi_i = \pi, -\pi$ x^2 karakterisztika után.

A (13) és (14) összefüggések felhasználásával megkapjuk a spektrumot (13. ábra).

sítjuk és ezzel moduláljuk vissza, vagyis az elemi jel közepéig φ_1 -el, utána φ_2 -vel modulálunk, ϱ változatlan marad. Fázishiba a $\frac{\pi}{2}$ -es átmenetnél lép fel (12. ábra). A többinél a fázis az egész intervallumban zérus.

Kétfázisú esetben, ha frekvenciakétszerezést használunk, a jel négyzetét kell képezni.

Ezeknél az összefüggéseknél $\varrho = \varrho(t)$. Miután az elemi jeleket megkaptuk a spektrum kiszámítása maradt hátra.



13. ábra

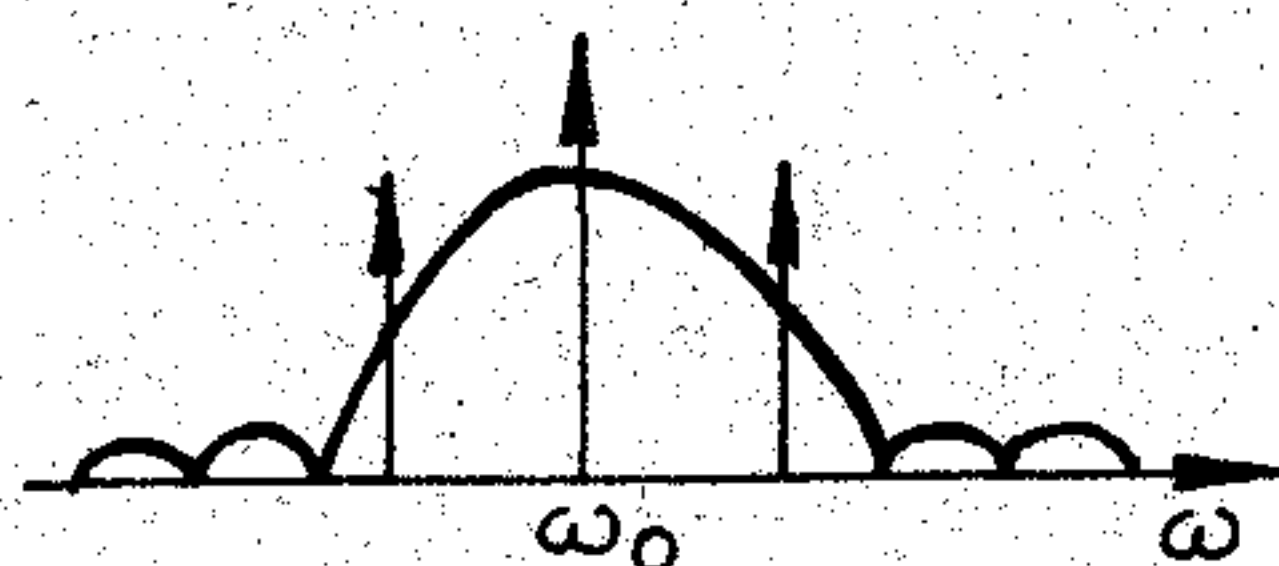
Amint látjuk a vivővisszaállítás tökéletes. A továbbiakban a részletes számolást mellőzzük, megjegyezve azt, hogy a Fourier-transzformáltak kiszámításánál törvonalas közelítéseket használtunk.

Kétfázisú eset

Inverz moduláció

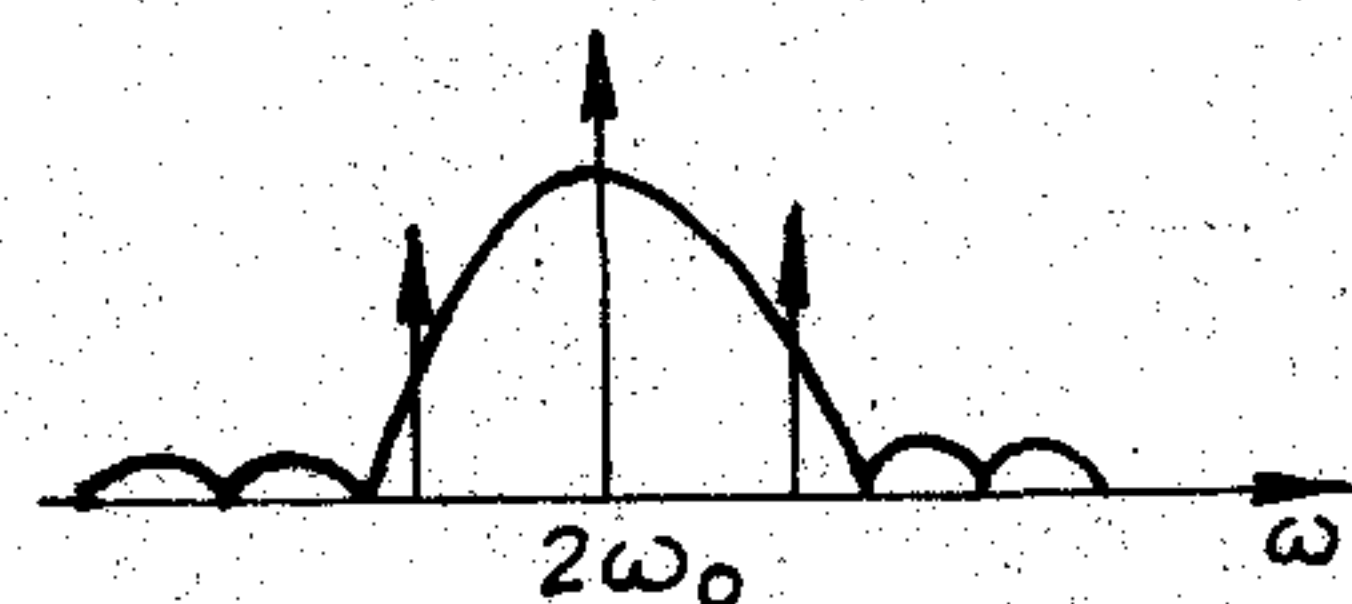
$$S_e(\omega) = \left[\frac{\sin (\omega - \omega_0) T/2}{(\omega - \omega_0) T/2} - \frac{1}{2} \frac{\tau}{T} \left(\frac{\sin (\omega - \omega_0) \tau/2}{(\omega - \omega_0) \tau/2} \right)^2 \right]^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta \left(\omega - \omega_0 - \frac{2\pi n}{T} \right) \quad (34)$$

$$S_f(\omega) = \frac{1}{4} T \left(\frac{\tau}{T} \right)^2 \left[\frac{\sin (\omega - \omega_0) \tau/2}{(\omega - \omega_0) \tau/2} \right]^4 \quad (35)$$



H 506-SZ 14

14. ábra



H 506-SZ 15

15. ábra

Négyzetre emelés esetén

$$S_v(\omega) = \left[\frac{\sin(\omega - 2\omega_0)T/2}{(\omega - 2\omega_0)T/2} - \frac{3}{4} \frac{\sin(\omega - 2\omega_0)\tau/2}{(\omega - 2\omega_0)\tau/2} \cdot \frac{\sin(\omega - 2\omega_0)\frac{3}{2}\tau}{(\omega - 2\omega_0)\frac{3}{2}\tau} \right]^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - 2\omega_0 - \frac{2\pi n}{T}\right) \quad (36)$$

$$S_f(\omega) = \frac{T}{4} \left(\frac{\tau}{T}\right)^2 \frac{9}{8} \left[\frac{\sin(\omega - 2\omega_0)\tau/2}{(\omega - 2\omega_0)\tau/2} \right]^2 \left[\frac{\sin(\omega - 2\omega_0)\frac{3}{2}\tau}{(\omega - 2\omega_0)\frac{3}{2}\tau} \right]^2 \quad (37)$$

Négyfázisú moduláció, inverz moduláció után

$$S_v(\omega) = \left[\frac{1}{2} \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} - \frac{1}{4} \frac{\tau}{T} \frac{\sin(\omega - \omega_0)\tau/2}{(\omega - \omega_0)\tau/2} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) \cdot \frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)} \cos \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} + \tau\right) \right]^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \omega_0 - \frac{2\pi n}{T}\right) \quad (38)$$

$$S_f(\omega) = T \left\{ \frac{1}{4} \left(\frac{\sin(\omega + \omega_0)T/2}{(\omega + \omega_0)T/2} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} - \frac{\tau}{T} \frac{\sin(\omega - \omega_0)\tau/2}{(\omega - \omega_0)\tau/2} \right)^2 + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right)^2 \cdot \left[\frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{\omega - \omega_0}{2} (T/2 - \tau)} \cos \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} + \tau\right) \right]^2 + \right. \\ \left. + \frac{1}{8} \left(\frac{\tau}{T}\right)^2 \left(\frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2} \tau - \pi/8}{\frac{\omega - \omega_0}{2} \tau - \pi/8} \right)^2 \cdot \left[(\cos[(\omega_0 - \omega_0)\tau/2 - \pi/8])^2 + \left(\cos \left[(\omega - \omega_0)\tau/2 + \frac{\pi}{8} \right] \right)^2 \right] - \right. \\ \left. - \left[\frac{1}{2} \frac{\sin(\omega - \omega_0)T/2}{(\omega - \omega_0)T/2} - \frac{1}{4} \frac{\sin(\omega - \omega_0)\tau/2}{(\omega - \omega_0)\tau/2} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) \cdot \frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)} \cos \frac{\omega - \omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} + \tau\right) \right]^2 \right\} \quad (39)$$

Négyfázisú eset négszerezéssel

$$S_v(\omega) = \left[\frac{1}{2} \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)T/2}{(\omega - 4\omega_0)T/2} - \frac{3}{8} \frac{\tau}{T} \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)\tau/2}{(\omega - 4\omega_0)\tau/2} \cdot \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)\frac{3}{2}\tau}{(\omega - 4\omega_0)\frac{3}{2}\tau} + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) \frac{\sin \frac{\omega - 4\omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{\omega - 4\omega_0}{2} (T/2 - \tau)} \cos \frac{\omega - 4\omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} + \tau\right) + \frac{1}{16} \frac{\tau}{T} \frac{\sin[(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi} + \right. \\ \left. + \frac{1}{16} \frac{\tau}{T} \frac{\sin[(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi} \right]^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left[\omega - 4\omega_0 - \frac{2\pi n}{T}\right] \quad (40)$$

$$S_f(\omega) = T \left\{ \frac{1}{4} \left[\frac{\sin(\omega - 4\omega_0)T/2}{(\omega - 4\omega_0)T/2} \right]^2 + \frac{1}{4} \left[\frac{\sin(\omega - 4\omega_0)T/2}{(\omega - 4\omega_0)T/2} - \frac{3}{2} \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)\frac{\tau}{2}}{(\omega - 4\omega_0)\frac{\tau}{2}} \cdot \frac{\sin(\omega - 4\omega_0)\frac{3}{2}\tau}{(\omega - 4\omega_0)\frac{3}{2}\tau} \right]^2 + \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{4} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right)^2 \cdot \left[\frac{\sin \frac{1}{2}(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{1}{2}(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)} \cos \frac{(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} + \tau\right)}{2} + \frac{1}{4} \frac{\tau}{T} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi} \right]^2 + \\
& + \frac{1}{4} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right)^2 \left[\frac{\sin \frac{1}{2}(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{\frac{1}{2}(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)} \cos \frac{(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} + \tau\right)}{2} + \frac{1}{4} \frac{\tau}{T} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi} \right]^2 - \\
& - \left[\frac{1}{2} \frac{\sin (\omega - 4\omega_0) \frac{T}{2}}{(\omega - 4\omega_0) \frac{T}{2}} - \frac{3}{8} \frac{\sin (\omega - 4\omega_0)\tau/2}{(\omega - 4\omega_0)\tau/2} \frac{\sin (\omega - 4\omega_0) \frac{3}{2}\tau}{(\omega - 4\omega_0) \frac{3}{2}\tau} + \right. \\
& + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) \frac{\sin \frac{(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} - \tau\right)}{2}}{\frac{\omega - 4\omega_0}{2} \left(\frac{T}{2} - \tau\right)} \cdot \cos \frac{(\omega - 4\omega_0) \left(\frac{T}{2} + \tau\right)}{2} + \frac{1}{16} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau + \pi} + \\
& \left. + \frac{1}{16} \frac{\sin [(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi]}{(\omega - 4\omega_0)\tau - \pi} \right]^2 \Bigg\} \quad (41)
\end{aligned}$$

A következő táblázatokban numerikus eredményeket adunk.

2—PSK inverzmoduláció

1. táblázat

B.T	∞	2	1,5	1
$S_o(\omega_0)$ [dB]	0	-1,15	-1,58	-2,5
$S_v\left(\omega_0 + \frac{2\pi}{T}\right)$ [dB]	$-\infty$	-19,9	-18,8	-19,8
$\frac{S_f(\omega_0)}{T}$ [dB]	$-\infty$	-17,6	-15,5	-12,1

2. táblázat

2—PSK — x^2 -tes karakterisztikájú vivővisszaállítóval

B.T	∞	2	1,5	1
$S_v(2\omega_0)$ [dB]	0	-1,8	-2,5	-4,08
$S_v\left(2\omega_0 + \frac{2\pi}{T}\right)$ [dB]	$-\infty$	-13,8	-12,5	-12,9
$\frac{S_f(2\omega_0)}{T}$ [dB]	$-\infty$	-17,5	-15,5	-11,5

3. táblázat

4—PSK inverzmoduláció

B.T	∞	2	1,5	1
$S_o(\omega_0)$ [dB]	0	-3,25	-4,6	-8,5
$S_v\left(\omega_0 + \frac{2\pi}{T}\right)$ [dB]	$-\infty$	-15,8	-17,2	-2,5
$\frac{S_f(\omega_0)}{T}$ [dB]	$-\infty$	-13,4	-11,1	-7,4

4—PSK X^4 karakterisztika

4. táblázat

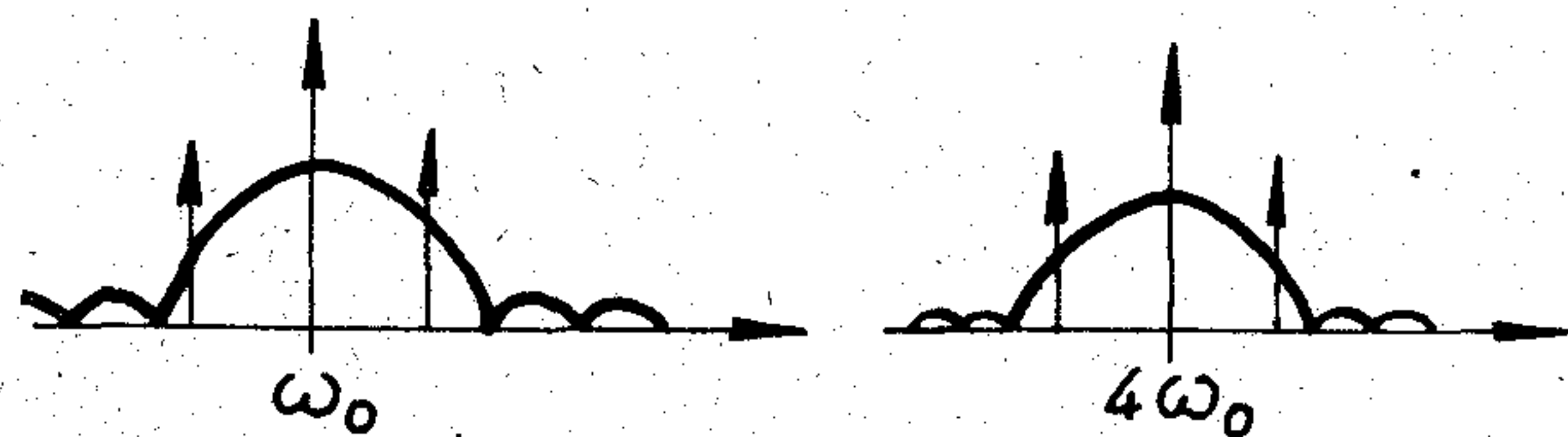
B.T	∞	2	1,5	1
$S_v(4\omega_0)$ [dB]	0	-3,5	-5,3	-10,1
$S_o\left(4\omega_0 + \frac{2\pi}{T}\right)$ [dB]	$-\infty$	-14,7	-11,2	-11,7
$\frac{S_f(4\omega_0)}{T}$ [dB]	$-\infty$	-15,8	-11,2	-7,7

Következtetések

A számítási eredményekből látható, hogy véges sáv szélesség esetén:

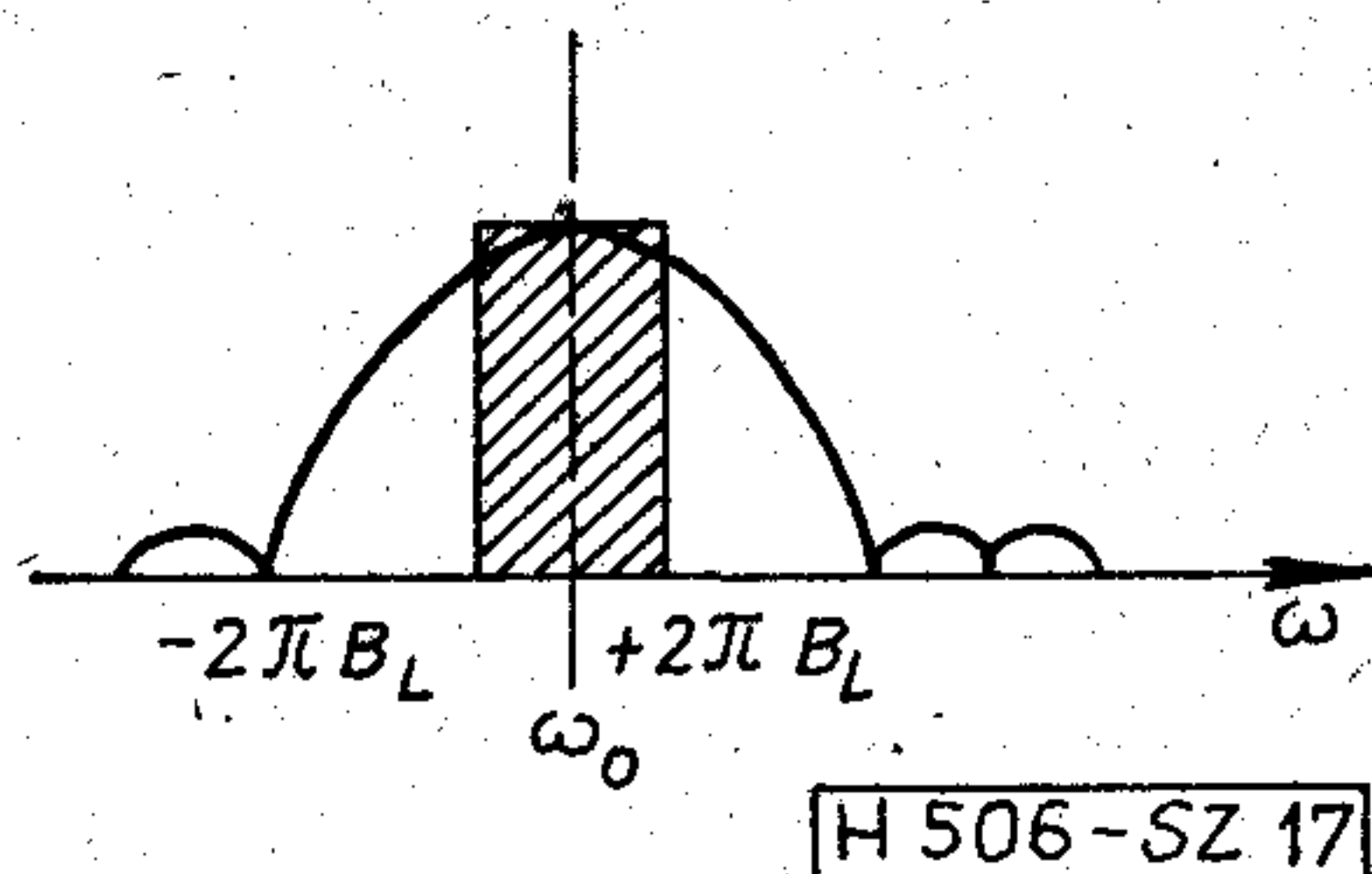
csökken a visszaállított vivő szintje,
oldalsávok jelennek meg,
folytonos spektrumú maradék moduláció jelenik meg a vivőn, ami zajnak tekinthető.

Inverzmoduláció esetén a vivőcsökkenés és az oldalsávok szintje kisebb, mint az x^2 , x^4 karakterisztikájú vivővisszaállítás esetén. A zajok nagyjából egyforma szinten jelentkeznek. Tehát az inverzmodulátor kedvezőbbnek látszik.



H 506-SZ16

16. ábra



17. ábra

Ha a csökkent vivő szint és a megjelenő oldalsáv szintje közel van egymáshoz, téves megfogás történhet.

Ha a PLL sávszélessége jóval kisebb, mint a szimbólum frekvencia ($f_{sz} = 1/T$), akkor a központi határeloszlás tétele értelmében a zajt fehér zajnak tekinthetjük. Ez a 14., 15. és 16. ábrából is látható, ha a vivő körül egy keskeny sávot vágunk ki, akkor azon belül $S_f(\omega) = S_f(\omega_0)$ állandó (17. ábra).

A tényleges jel-zaj viszony a PLL-hurokban

$$(P_j/P_z)_{PLL} = s_f(\omega_0) \cdot 2B_L = \frac{s_f(\omega_0)}{T} \cdot \frac{f_{sz}}{2B_L} \quad (42)$$

ahol B_L a PLL-hurok zajsávszélessége.

A vivő csökkenés természetesen csökkenti a bejövő zajból adódó jel-zaj viszonyt is.

IRODALOM

- [1] W. Lindsey: Synchronization Systems in Communication and Control. Prentice-Hall, Inc. Englewood, Cliffs, New-Jersey, 1972.
- [2] A. I. Viterbi: Principles of Coherent Communication. McGraw-Hill Book Company New-York, 1966.
- [3] K. Prabhu and H. E. Rowe: Spectra of Digital Phase Modulation by Matrix Methods. The Bell System T. J., V. 53. No 5. May-June 1974.
- [4] A. Papoulis: The Integral and its Applications. McGraw-Hill Book Company Inc., 1962, New-York.
- [5] Hölzler-Holzwarth: Az impulzus moduláció elmélete és gyakorlata. Műszaki Könyvkiadó 1962.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Az elsődleges adathordozók közvetlen feldolgozásának lehetősége egyre nagyobb jelentőségűvé teszi a kézírás felismerő gépek munkáját. A legnagyobb hátrány a szabványos jelalak írása (OCR—A, OCR—B, Pica stb.). Ilyen jeleket az olvasók 14 000 jel/s sebességgel és néhányszor 10^{-6} -on hibával dolgoznak fel. A kézírás felismerése az írt jel „minőségétől” függ. Ezt „előfeldolgozással” igyekeznek megjavítani. A Bayes-féle osztályozó négyzetes és a jelet abba a csoportba sorolja, amelybe a 9×14 pontból álló mátrix fekete-fehér eloszlásának alapján a legnagyobb valószínűséggel tartozik. Ez a besorolás a jel előzetes ismerete nélkül történik. Ha valamilyen előzetes tudomásunk van a lehetséges jelalakokról, akkor más előkészítő feldolgozások is alkalmazhatók. Példaként a hibásan írt és kis méretű „2” felismerését tárgyalja. (Nachrichtentechnische Zeitschrift, 1976. 29. k. 8. sz. [287])

*

A váltakozó és egyenáramú kapcsoló áramköröket, félvezető reléket akkor használják, ha nagyobb frekvenciákon az interferenciákat el akarják kerülni. Az egyenáramú kapcsoló áramkörök azonban drágábbak, mint az elektromechanikus relék. Az alig 1 éve alapított Theta—J. Relays társaság nagy sorozatban gyárt váltakozó (0,75...25 A) és egyenáramú (0,5...10 A) félvezető kapcsoló áramköröket, melyeket gyakorlatilag az eddig a piacon levő hasonló relék árának feléért árusít. Különböző kapcsolási feszültségekre (4 V...120 V között) kb. azonos kapcsolási árammal (15 mA) gyártják a reléket, melyekben fotoelektronikus félvezetőket alkalmaznak; a ki- és bemenetek közötti szigetelés 1500 V; a kapcsolási idő kisebb 1 msec-nél. A Theta—J relék zero-kapcsolási technikáját szabadalmaztatták. (Elektronics, 1976. aug. 5. [288])

*

Az amerikai Willard Boyle (Bell Lab.) 1970-ben ismertette az első töltés-csatolású (CCD) elemet. A meglepően egyszerű felépítés túl nagy reményeket táplált az olcsó gyártáshoz. Bár ez a remény nem vált be, a felhasználás mégis jelentőssé válhat: a) az optikai felvételeknél, mint fényérzékelő; b) digitális berendezésekben, mint tároló; c) analóg jelek befolyásolásánál, mint vezérlő elem (pl. mint jelkésleltető). A CCD működését 3 fázisú üzemben, az egyes MOS-kondenzátorok alatti feszültségeloszlás különböző időkből vett metszetein ismerteti. Megállapítja, hogy a CCD elemek nem termikus egyensúlyi állapotban működnek, hanem egy olyan állapotban, amelyben a határretegéből nemcsak a többségi, hanem a kisebbségi töltéshordozók is hiányoznak. A töltés továbbítása ilyen esetben csak akkor lehetséges, ha a kondenzátorok fegyverzetei közötti távolság néhány μm . Ilyen elrendezés, ha azt koncentrált

elemekből valósítják meg, működésképtelen. (Radio Elektronik Sehau, 1976. 58. k. 8. sz. [289])

*

A köztársasági elnök jelentette be a francia kormány nagyszabású fejlesztési programját, amelynek keretében a következő öt év alatt 104,4 milliárd frankot költenek az ország telefonhálózata és telefonközpont-rendszere fejlesztésére. 1976-tól 1980-ig 8 millió új fővonalat fognak kiépíteni, egymillióval többet, mint ahány vonal 1975-ben összesen volt az országban. A központrendszerek fejlesztésére már korábban versenypályázatot írtak ki, amely már rögzítette a program fő céljait: teljesen elektronikus rendszerű, időosztásos működésű megoldás fokozatos bevezetése, a telefon-szolgáltatás javítása, francia konstrukciók kialakítása, biztosítani az érintett francia iparág exportképességét. Az átmeneti időszakban fél-elektronikus rendszerű központokat alkalmaznak, amely közül a francia ITT által kifejlesztett és jól bevált Metaconta rendszert találták erre a célra a legalkalmasabbnak. Közepes méretű rendszerekhez az LM Ericsson „AXE” rendszerét választották. Jelenleg valamivel több mint 100 000 elektronikus vonal működik az országban; 1982-re 5 millió előfizetőt (25%) fog kiszolgálni elektronikus kapcsolású tér- vagy időosztásos központ. A gyártási és kivitelezési feladatok elsősorban a CIT-Alcatel, Thomson CSF, CGCT cégekre hárulnak. (Telecommunication Journal, 1976. 43. k. 8. sz. [290])

*

Az ICL bejelentette modul rendszerű terminál processzor rendszerének bővítését az arab abc betűinek megfelelő változattal. A processzor legfeljebb 8 megjelenítő, ill. nyomtató egységet képes vezérelni, és interface-t alkothat távközlési vonal és főkereti számítógép között.

Az arab betűs változat nagyobb feloldóképességű képernyővel van ellátva, hogy lehetségessé váljék a latin betűknél jóval bonyolultabb írásjelek hű visszaadása, s az elektronikus áramköröket is módosítani kellett az írás jellegzetességeinek megfelelően.

A terminálrendszer kifejlesztését az iraki számítástechnikai szervek finanszírozták; az első ilyen terminál-berendezést 1976 végén kapják meg.

A berendezés érdekessége, hogy — mivel az arab írás jobbról balra halad — az adatokat, ill. szöveget ennek megfelelően írja ki a megjelenítő, ill. nyomtató. Készítenek olyan változatot is, amelynél lehetőség van a kinyomtatás előtti módosításra a képernyős megjelenítés alapján, továbbá lehetséges közvetlen kimenet a főkeretről a nyomtatóra.

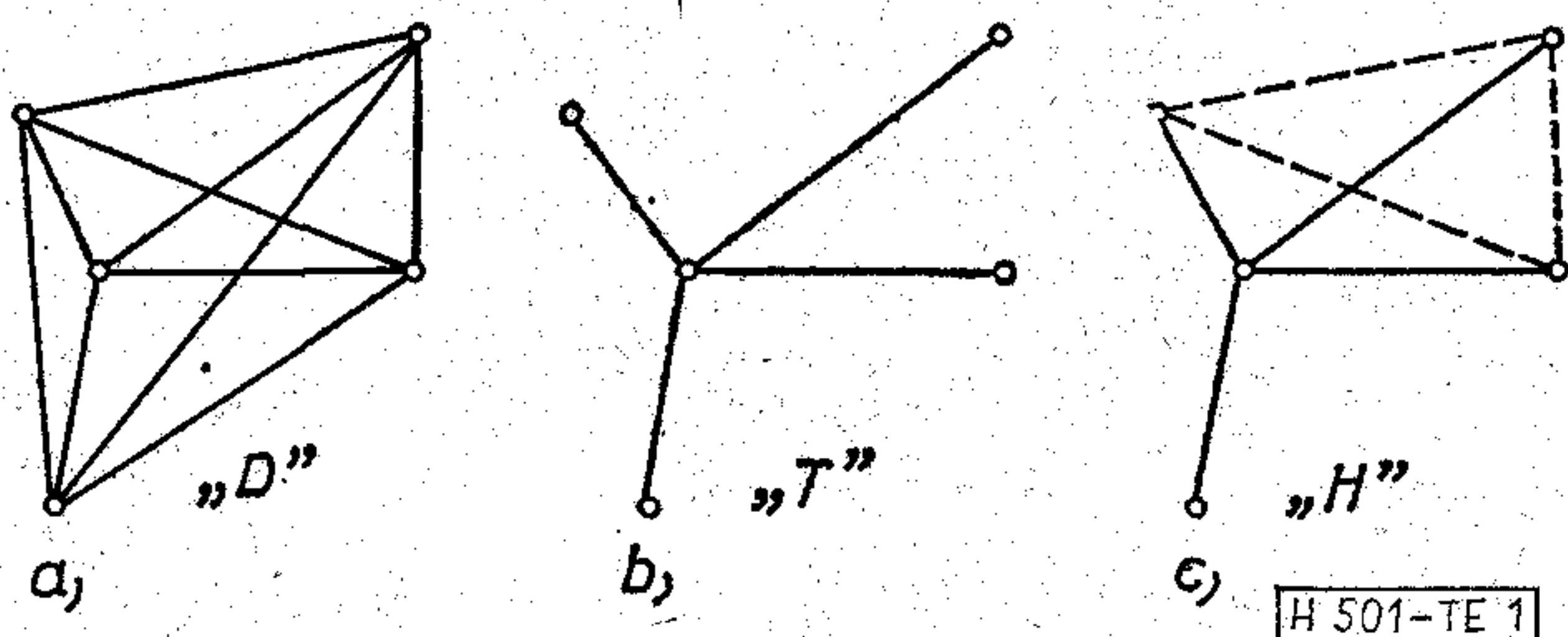
Mivel az iráni nyelv nagyon hasonlít az arabra, egyben kialakították ennek betűkészletét is. (Computer News, 1976. 20. k. 9. sz. [291])

A kerülőutas forgalomirányítás kérdései

ETO 621.395.74:654.163.3

Ismeretes, hogy a távbeszélő trunkhálózatoknak három típusa van (1. ábra).

Az 1a ábrán az úgynevezett szövevényes (direkt) összeköttetés látható. Ebben az esetben minden központot összekötünk egymással. Ilyen például a manuális helyközi hálózat. A szövevényes összeköttetés azért szükséges, mert a manuális központokon keresztül való kapcsolás az összeköttetés létrehozásának idejét és az összveszteséget megnöveli.



1. ábra

A sok irány miatt egyes áramköri szakaszokra nagyon kis forgalom jut. Ezeknek veszteséges üzemmódban való lebonyolítása rossz áramkörkihasználással történne. A manuális üzemmód miatt azonban a hívások késleltetésével („várakoztatásával”) azokat egymás mögé lehet sorolni. Ilyenkor egészen kis (például egy áramkörből álló) áramkörnyalábokat is jól ki lehet használni.

Az ilyen rendszerben a hívásokat általában csak rövidebb-hosszabb várakozással lehet lebonyolítani. A technika gyors fejlődése azonban megköveteli, hogy az információk terjedése minél gyorsabb legyen. Ehhez kisveszteségű, gépi kapcsolású áramkörökre van szükség.

A kis veszteségű hálózat azonban általában már nem lehet szövevényes elrendezésű. Az olyan összeköttetéseknek ugyanis, amelyekre kis forgalom jut, rossz a kihasználása.

A megoldást az 1b ábrán látható sugaras- vagy csillag rendszerű hálózat jelenti. Ebben az esetben a kis forgalmú, rosszul kihasznált nyalábok forgalmát nagy forgalmú, jól kihasznált összeköttetésekre tereljük. A többszöri tranzitálás a központok gyors átkapcsolási ideje miatt nem növeli meg lényegesen a beszédkapcsolás felépítésének idejét.

A gazdaságossági számítások során kiderült, hogy a csillagrendszerű hálózat sem a legolcsóbb. Két, elég nagy forgalmú, központ között gazdaságos lehet úgynevezett haránt összeköttetést létesíteni (1c ábra). A haránt összeköttetéseket általában nem gazdaságos kis veszteségűre méretezni, hanem jó áramkör-

kihasználásra. Mivel kis forgalom mellett a jól kihasznált áramkörök a felajánlott forgalomnak csak egy részét tudják lebonyolítani, a le nem bonyolított („meghagyott”, „túlsorduló”) forgalmat a magasabb rendű haránt irányokon keresztül a csillagrendszerű (úgynevezett utolsó választású) összeköttetések felé tereljük.

A haránt összeköttetések optimális méretezésére a svéd Dr. Yngve Rapp számítógépes módszert dolgozt ki. A következőkben ezt röviden ismertetjük.

1. A Rapp-módszer ismertetése

A Rapp-féle optimális áramkörszám meghatározásának az az elve, hogy a forgalom lebonyolításához annyi haránt-, illetve kerülőutas áramkört adjunk, hogy az összköltség minimális legyen. Három számítási mód lehetséges:

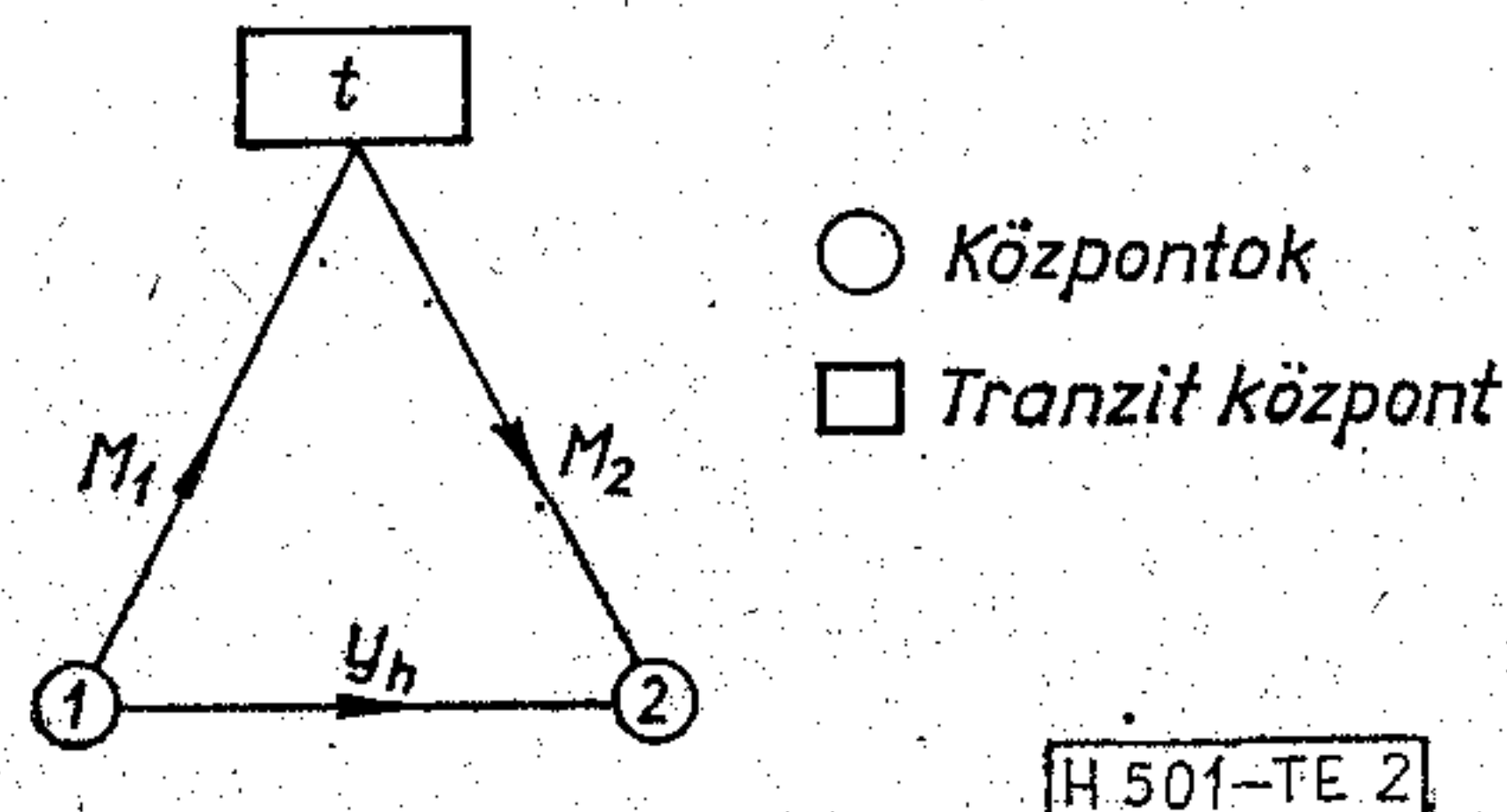
a) A veszteségeket a költségek függvényében fejezzük ki. Ezen az alapon a haránt- és a kerülőutas áramkörök számát úgy határozzuk meg, hogy a berendezésköltségek és a forgalmi veszteségek gazdasági értékének összege lehető legkisebb legyen.

Az eljárás szerint a fenti áramkörszámok meghatározásához a különböző irányok egy áramkörének a költségét G -hez, az előfizető várakozási idejének az értékéhez viszonyítjuk.

b) Két központ közötti forgalom lebonyolítására felveszünk egy $\bar{P}$ veszteségi tényezőt. A hálózatot úgy méretezzük, hogy az egész hálózat $\bar{P}$ veszteségi tényezővel bonyolítsa le a forgalmat.

c) Az utolsó választású útvonal P_i veszteségi tényezőjét vesszük fel előre. Erre a P_i veszteségi tényezőre csak az utolsó választású áramköröket méretezzük.

Ezen változatok részletesebb vizsgálatához felhasználjuk Wilkinson egyenértékű véletlenszerűség-elméletét, amely szerint az összes haránt áramköri csoportot helyettesíteni lehet olyan egyenértékű ideális csoporttal, amelynek átlagértéke és szórásnégyzete megegyezik az egyes haránt áramkörök meghagyott forgalma átlagértékének és szórásnégyzetének az összegével. Ezen az alapon a hálózatokat a 2. ábrán látható egyszerűsített hálózattal lehet helyettesíteni.



2. ábra

Vezessük be a következő jelöléseket:

- y_h — az 1-es központból a 2-es központba kezdeményezett forgalom,
 n — a haránt útvonal áramkörszáma,
 m_1, m_2 — áramkörszám az „1-1’”, illetve a „1-2” kerülőúton,
 $M_i = M_i(n)$ — a kerülőút forgalmának átlagértéke, illetve szórásnégyzete, ha a
 $V_i = V_i(n)$ — haránt összeköttetés „ n ” áramkörből áll ($i=1,2$),
 $n_i^* = n_i^*(n)$ — a Wilkinson egyenértékű csoport áramkörszáma, ha a haránt összeköttetés „ n ” áramkörből áll ($i=1,2$),
 $y_i^* = y_i^*$ — a Wilkinson egyenértékű csoport felajánlott forgalma, ha a haránt összeköttetés „ n ” áramkörből áll ($i=1,2$),
 B, B_1, B_2 — a haránt és a kerülő utak egy áramköre költségének a jelen értéke (ami a beruházási, az üzemeltetési és a javítási költségeket tartalmazza),
 G — az előfizető órabérével arányos költség tényező,
 $\bar{P}$ — a teljes veszteségi tényező a b) változat szerint,
 P_i — az utolsó választású áramkörök veszteségi tényezője a c) változat szerint.

Az 1-1-2 háromszög költsége minimális, ha a haránt áramkörök számát az alábbi feltételek szerint határozzuk meg:

a) változat:

$$B \cdot n + B_1 \cdot m_1 + B_2 \cdot m_2 + G[y_1^* \cdot P(n_1^* + m_1, y_1^*) + y_2^* \cdot P(n_2^* + m_2, y_2^*)] = \min \quad (1)$$

b) változat:

$$B \cdot n + B_1 \cdot m_1 + B_2 \cdot m_2 = \min. \quad (2)$$

Kikötések

$$y_1^* \cdot P(n_1^* + m_1, y_1^*) = \bar{P} \sum_i y_{1i} \quad (3)$$

$$y_2^* \cdot P(n_2^* + m_2, y_2^*) = \bar{P} \sum_i y_{2i} \quad (4)$$

c) változat:

$$B \cdot n + B_1 \cdot m_1 + B_2 \cdot m_2 = \min. \quad (5)$$

Kikötések:

$$y_1^* \cdot P(n_1^* + m_1, y_1^*) = P_i \cdot M_1 \quad (6)$$

$$y_2^* \cdot P(n_2^* + m_2, y_2^*) = P_i \cdot M_2. \quad (7)$$

Az irodalom szerint az a) változat adja a legpontosabb eredményt (azt is figyelembe veszi, hogy a hívások várakozása, illetve elveszése milyen költségkiesését jelent népgazdasági szinten), de az (1) képlet megoldása nagyon körülményes, mert n, m_1 és m_2 értékét egyidejűleg kell meghatározni bonyolult differenciálegyenletekből. Ugyanakkor a c) változat a valóságtól nagyon eltérő eredményt ad.

A fentieknek megfelelően a gyakorlatban a b) változatot legcélszerűbb alkalmazni.

A képletekben az m_1 -et, illetve az m_2 -t (vagyis a kerülőút áramkörszámát) a Wilkinson-elmélet alapján az alábbi módon lehet meghatározni:

a) A haránt áramkörök ismeretében kiszámítjuk a meghagyott forgalom átlagértékét, illetve szórásnégyzetét

$$M_v = y_{hv} \cdot P_{nv}(y_{hv}), \quad (8)$$

$$V_v = M_v \left(1 - M_v + \frac{y_{hv}}{n_v + 1 + M_v - y_{hv}} \right), \quad (9)$$

ahol n_v a v -edik haránt irány áramkörszáma, y_{hv} pedig a forgalma.

b) Kiszámítjuk meghagyott forgalom átlagértékét és szórásnégyzetét

$$M = \sum_v M_v, \quad (10)$$

$$V = \sum_v V_v. \quad (11)$$

c) Az egyenértékű csoport n^* áramkörszámát, illetve y^* forgalmát az alábbi egyenletrendszer segítségével határozhatjuk meg:

$$M = y^* \cdot P_{n^*}(y^*) \quad (12)$$

$$V = M \left(1 - M + \frac{y^*}{n^* + 1 + M - y^*} \right). \quad (13)$$

Az egyenértékű csoport veszteségi tényezőjéből meghatározható a közös kerülőutas csoport m áramkörszáma. Az egész rendszer meghagyott forgalma ugyanis

$$y^* \cdot P_{n^*+m}(y^*) = \bar{P} \sum_v y_v. \quad (14)$$

A fenti egyenletből már meghatározható az m értéke.

Az előzőkből láttuk, hogyan lehet kiszámítani az áramkörszámot a haránt-, illetve a kerülő útvonalakon. Az optimalizálási eljárás ezután a következő:

a) Megnézzük, hogy a haránt áramkörök számának eggyel való csökkentése után, mennyivel fog növekedni az áramkörszám az utolsó választású útvonalon

$$\Delta m(n) = m(n-1) - m(n). \quad (15)$$

b) A hálózat akkor optimális, ha az összes haránt áramkörre találunk olyan n értéket, amely kielégíti az alábbi feltételt:

$$B_1 \Delta m_1(n) + B_2 \Delta m_2(n) \leq B. \quad (16)$$

A képlet azt fejezi ki, hogy a hálózat akkor lesz optimális, ha az utolsó választású áramkörök többletköltsége nem lesz nagyobb, mint a haránt áramkörök költségcsökkenése. Ha egyenlőség áll fenn, akkor mindegy, hogy a haránt áramkörök csökkentését végrehajtjuk-e vagy sem. Amint látjuk, n meghatározására nincs explicit képlet, azt csak többszöri próbálkozással lehet megállapítani. Nagyobb hálózat esetén ez nagyon hosszadalmas munka, ezért az optimalizálási feladat megoldására számítógépet kell alkalmazni.

2. Közelítő módszerek

Sokszor adódik olyan feladat, hogy gyorsan meg kell becsülni az optimális megoldást. Az irodalomban erre több közelítő módszer van. Ezek közül kettőt ismertetünk a következőkben.

a) Vezessük be a következő kifejezést:

$$\varepsilon = \frac{B}{B_1 + B_2} \quad (17)$$

A képlet tehát a haránt összeköttetés és a kerülő út egy áramköre jelen értékének a hányadosát tartalmazza.

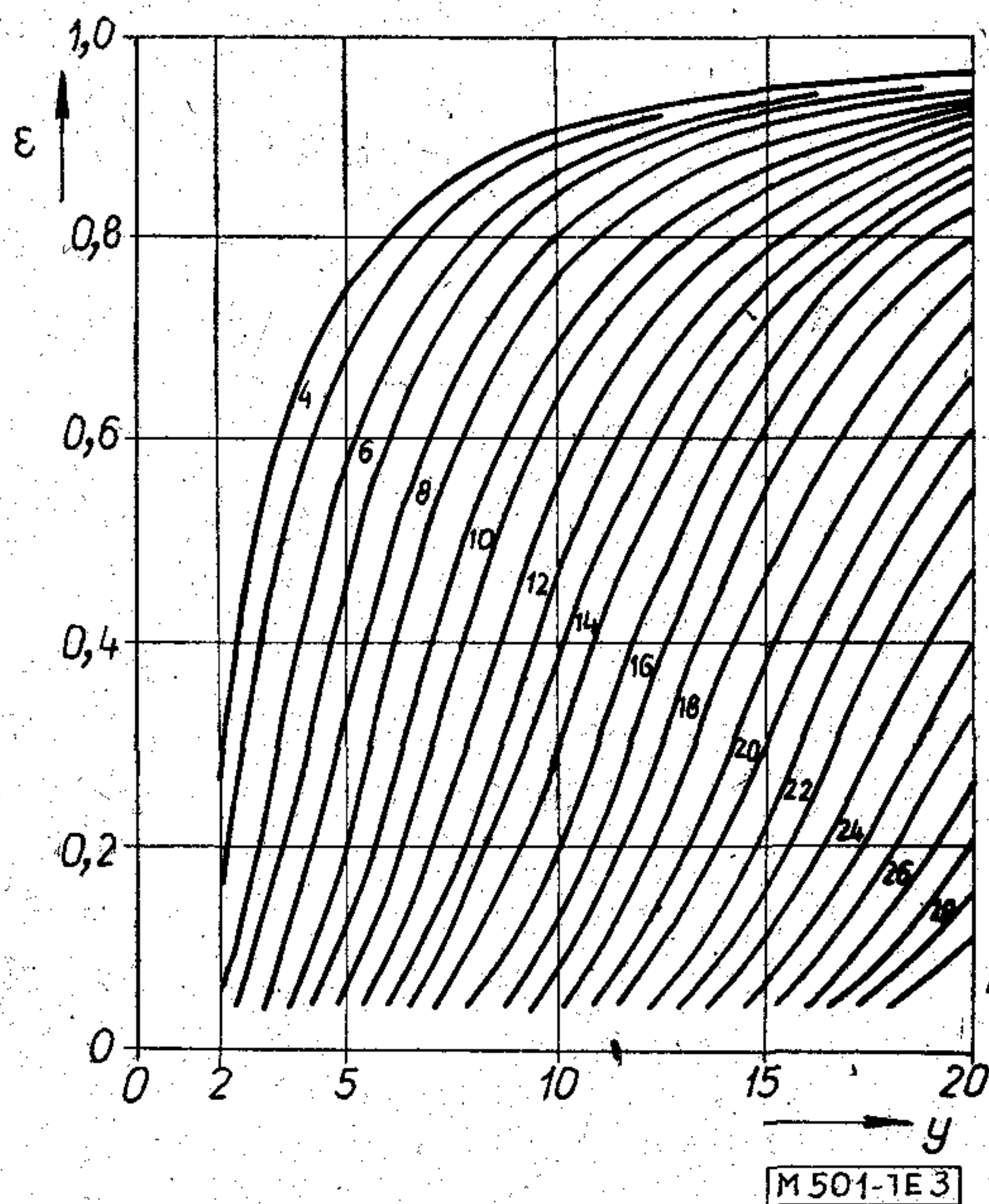
Az ε tényező segítségével felírhatjuk a következő közelítő képletet:

$$F(n) = y[P(n) - P(n+1)] = \varepsilon[1 - \eta(1 - \varepsilon^2)] \quad (18)$$

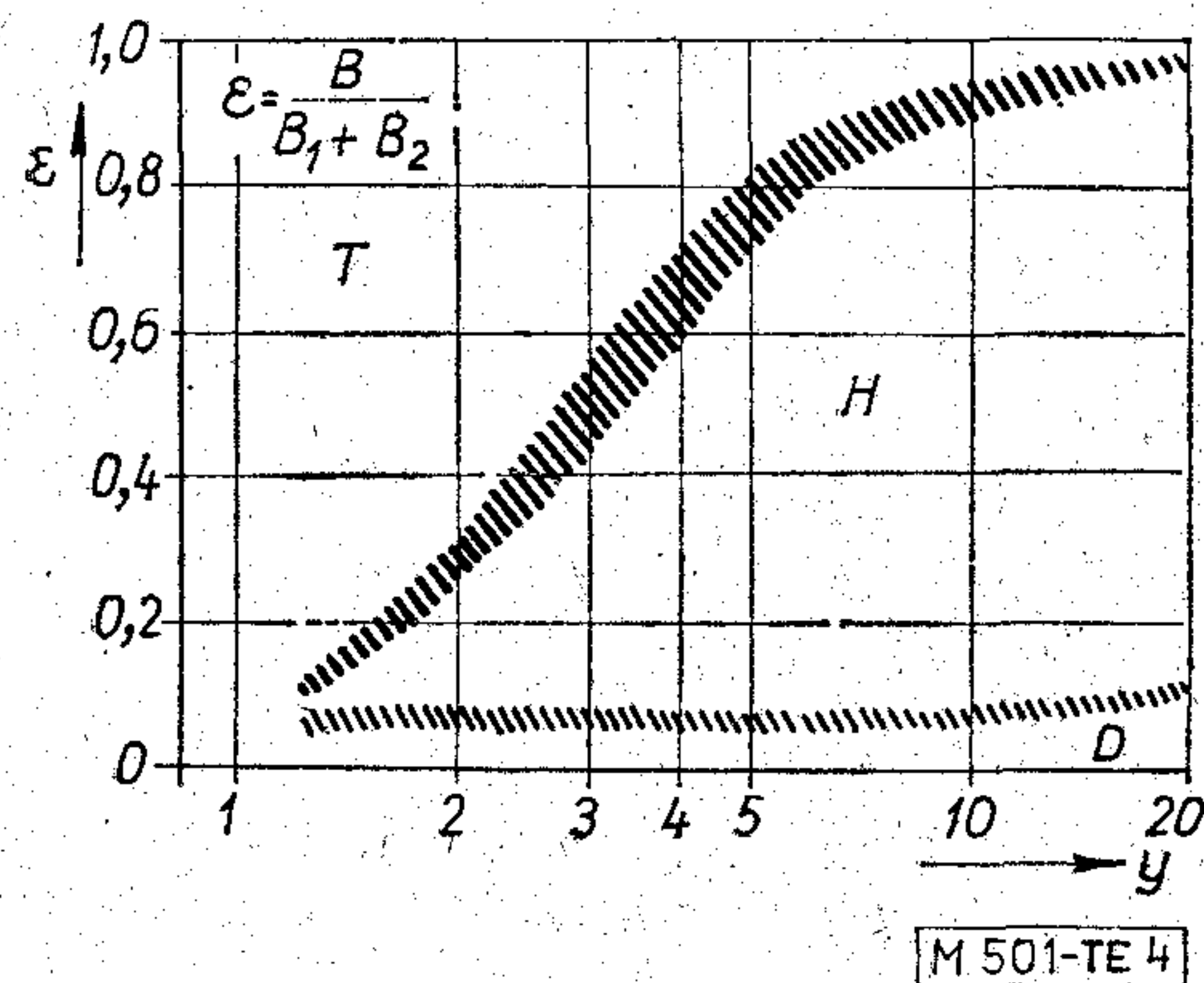
Az $F(n)$ áramkör kihasználási tényezéből és az y forgalomból a 3. ábra alapján lehet meghatározni az áramkörszámot.

$\eta = 0,3$ esetén általában ± 1 db pontossággal lehet meghatározni az áramkörszámot.

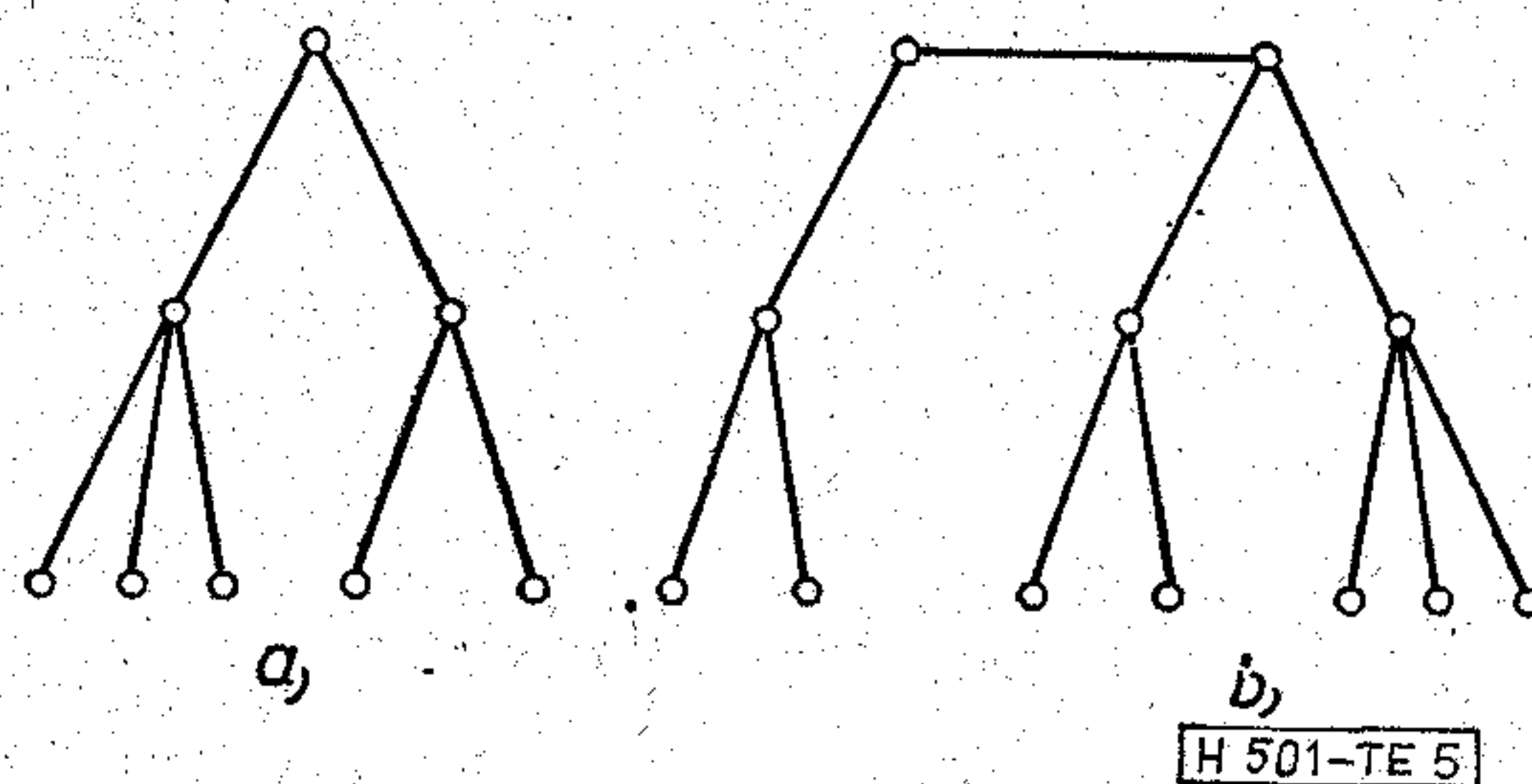
b) Sok esetben nem szükséges az áramkörszámot meghatározni, csak azt, hogy szövevényes, suga-



3. ábra



4. ábra



5. ábra

ras vagy kerülő utas hálózatot alkalmazzunk-e. Ezt a kérdést a 4. ábra (az úgynevezett THD diagram) alapján el lehet dönteni.

A T, H, illetve D betű sugaras, haránt, illetve szövevényes hálózattípust jelent az 1. ábrán is látható módon.

A THD diagramon az egyes hálózattípusoknak megfelelő tartományok közötti elválasztóvonal nem éles. Ha a vizsgálat során valamelyik vonalkázott tartományba kerülünk, pontosabb számítással lehet csak eldönteni a megfelelő hálózattípust.

3. Rapp-módszer alkalmazási területe

A trunk-hálózatokra vonatkozó Rapp-módszernek három alkalmazási területe van: távhívó (gerinc-) hálózat, körzet (rurál-) hálózat, többközpontos helyi hálózat.

A hálózatok hierarchikus, illetve poligonális felépítésűek lehetnek (5. ábra).

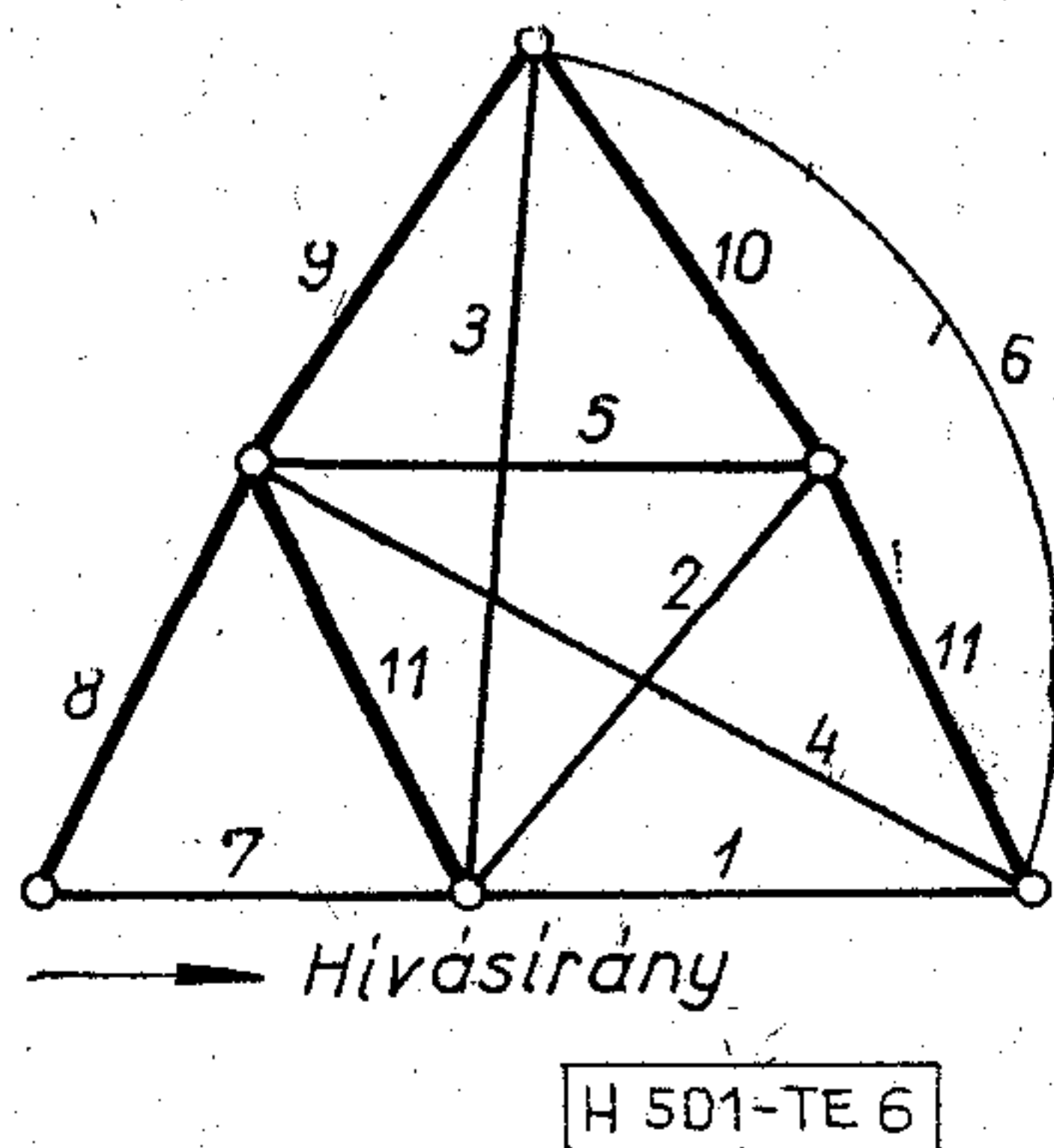
A hierarchikus hálózathoz egy csillagközpont tartozik az összes többi központ. A poligonális hálózathoz egynél több csillagközpont van, amelyek kis veszteségű, szövevényes áramkörökkel csatlakoznak egymáshoz.

A magyarországi távhívó és a helyi trunkhálózat hierarchikus vagy poligonális, a körzethálózat pedig hierarchikus felépítésű lehet. A helyi trunkhálózat a csillagközponttól a legalacsonyabb rendű központokig egy, a távhívó hálózat pedig két szakaszból állhat. Gócközpontok góckörzetében két, gyűjtőgóc-központok góckörzetében három, főgyűjtőközpontok góckörzetében pedig négy helyközi szakasz sorbakapcsolása lehetséges, de a gyakorlatban kettőnél több szakasz sorbakapcsolásával előreláthatólag nagyon hosszú ideig nem kell számolni, ezért a továbbiakban elegendő két felfűzött szakaszból álló, hierarchikus hálózattal foglalkozni. Az itt kapott megfontolásokat természetesen általánosítani lehet poligonális, illetve kettőnél több szakaszból álló trunkhálózatokra is.

4. Az összeköttetések típusai

A két szakaszból álló, hierarchikus hálózatok a következő összeköttetéstípusokból állnak (6. ábra).

A 11-típusú összeköttetés két helyen szerepel, mert például távhívó hálózat esetén mindkettő gyűjtőgóc-központból a gyűjtőgóc-központba tartozó gócközpontba menő összeköttetés.



6. ábra

Az 1-típusú haránt iránynak az alábbi kerülő útjai vannak:

1
2-11
3-6
10-11
8-4
8-5-11
8-9-6
10-11

A többi haránt összeköttetésre hasonló módon lehet a kerülő utakat felírni.

5. A „3” – „6” típusú összeköttetések gazdaságosságának vizsgálata

Az előző pontban láttuk, hogy az 1-típusú haránt iránynál a forgalom egy része a 3-típusú összeköttetésre irányulhat. Felmerül a kérdés, hogy abban az esetben, ha a 3-típusú összeköttetés jóval hosszabb, mint a 8-4-típusú, szabad-e az előző típusú haránt összeköttetést kerülő útként igénybe venni? (A 3-típusú összeköttetést ugyanakkor a 8-9 utolsó választású összeköttetések haránt irányaként feltétlenül figyelembe kell venni.) Ilyen eset fordulhat elő például távhívó hálózatban egy ország határán levő gócközpontnál, amely gyűjtőgócközpontja közel van a hívott gócközponthoz.

A kérdés megválaszolásához rajzoljuk ki a hálózat egy részét (7. ábra).

Látható, hogy az ábra azonos a 2. ábrán láthatóval, azzal az eltéréssel, hogy a haránt irány most a 3-, illetve a 6-típusú összeköttetésből tevődik össze.

6. A többi haránt irány gazdaságosságának vizsgálata

Az előző pontban ismertetett kérdés felmerülhet más haránt összeköttetéseknél is. Vizsgáljuk meg például a 8. ábrán látható földrajzi elhelyezkedést, illetve nyomvonalas felfűzést.

Az 1-típusú összeköttetés kerülő útja többek között a 2-11, illetve a 8-4. Az utóbbi rövidebb, tehát feltehetően gazdaságosabb is. Mivel azonban először az előzőre irányul a forgalom, kérdés, hogy megengedhetjük-e ezt a kerülőutat?

A választ itt is akkor kapjuk meg, ha az összeköttetést átrajzoljuk. A 9. ábráról közvetlenül leolvashatjuk a gazdaságosság feltételeit.

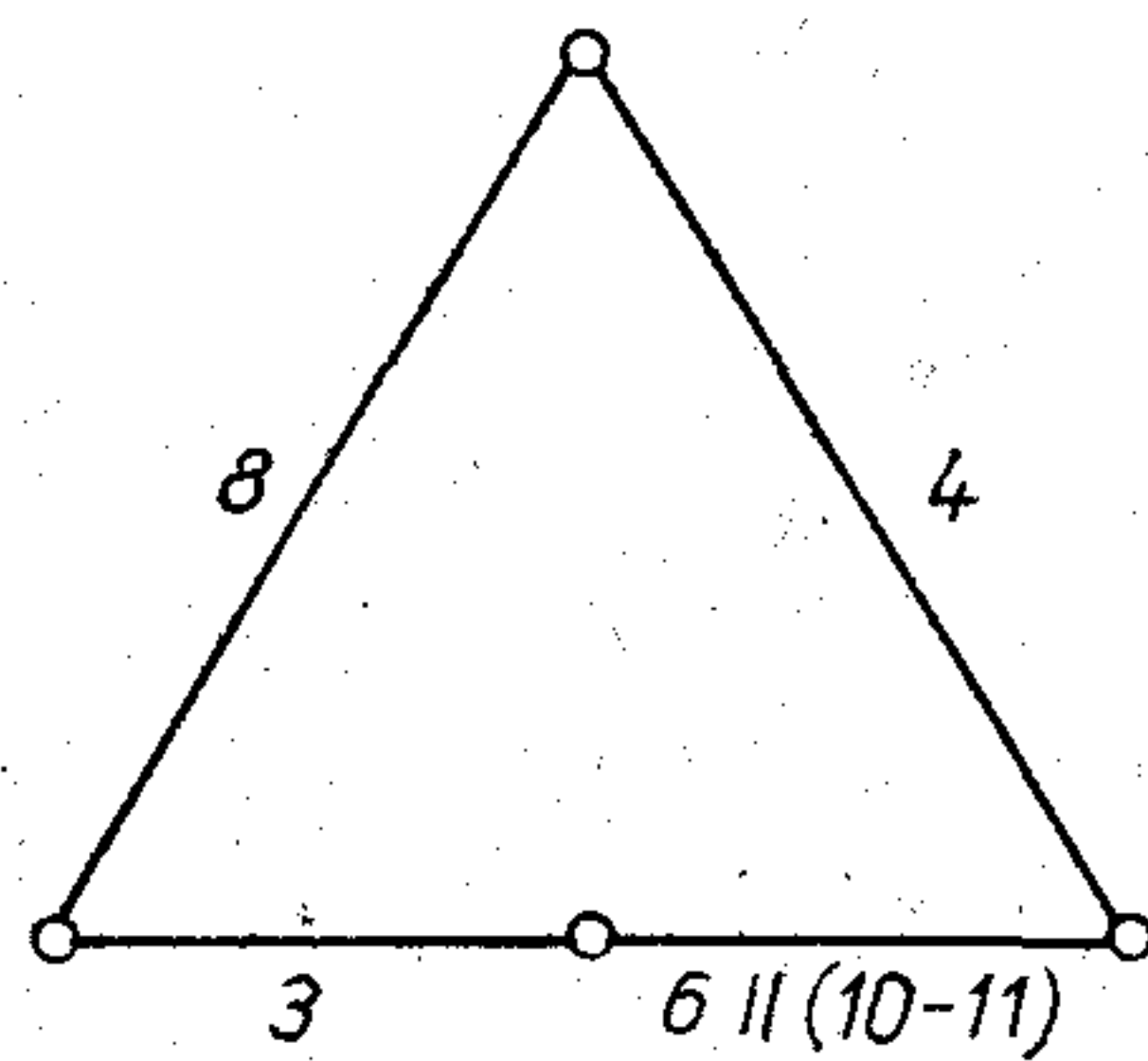
7. A gazdaságosság gyakorlati számításai

Az előzők alapján meghatározhatjuk, hogy a haránt irányok részére mely kerülő utakat engedélyezünk, s melyiket ne. Kérdés az, hogy ezt a vizsgálatot milyen mélységben kell, lehet, illetve szabad elvégezni?

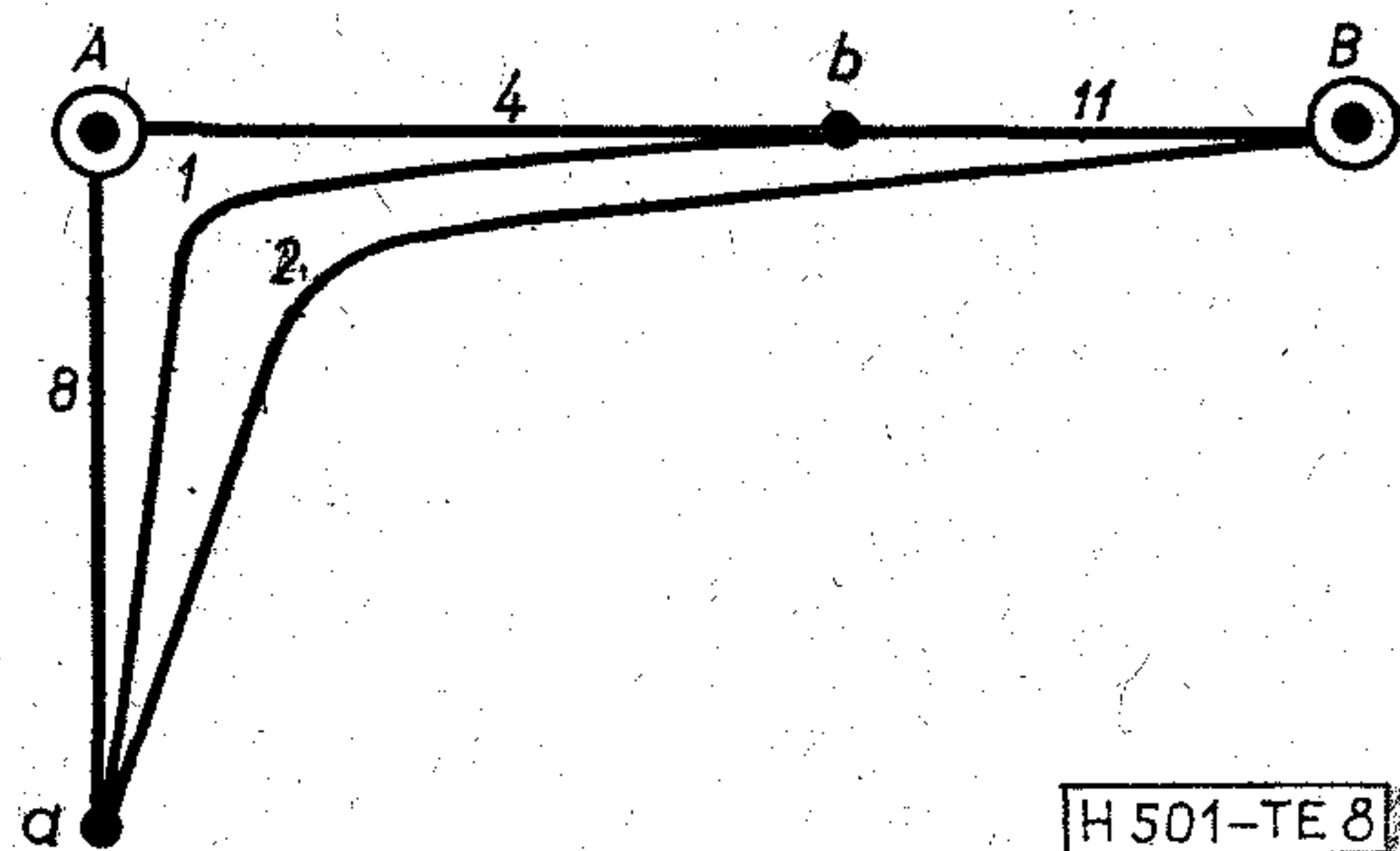
a) A közelítő számításokat minden harántirányra el kell végezni.

b) A feladat *exakt* megoldását az jelenti, ha minden haránt irányra és azok összes kerülőút-variációjára kiszámítjuk a költséget, s azok minimumát vesszük figyelembe. Ez azonban annyira megnöveli a futásidőt, hogy a programot gyakorlatilag nem lehet lefuttatni.

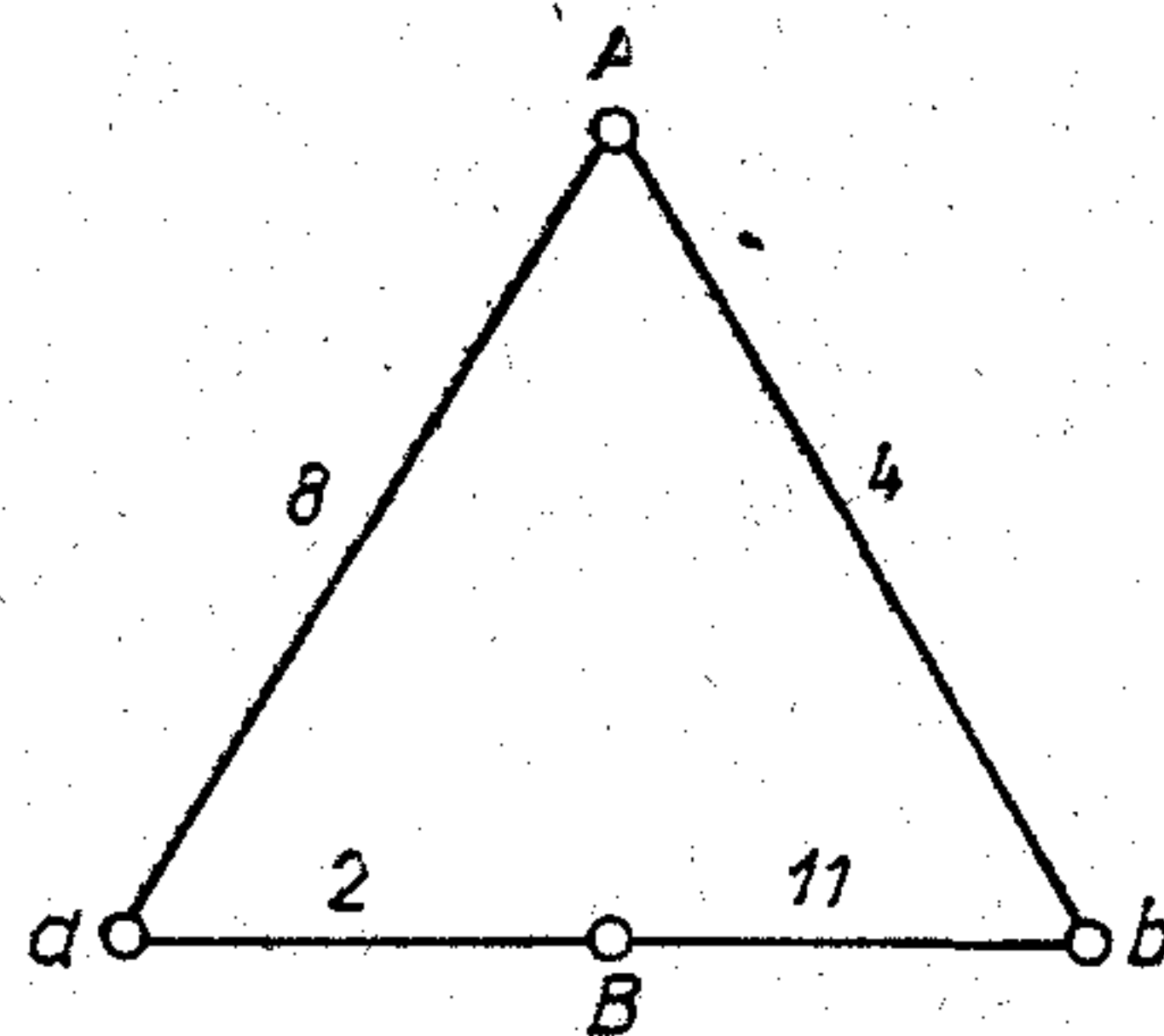
c) A közelítő számítások eredményét a programban figyelembe lehet venni. Ez azonban nagy tárolóka-



7. ábra



8. ábra



9. ábra

pacitást igényel, mert a nem folyamatos forgalom-irányítást csak új mátrixok bevezetésével lehet megoldani. Az alapadatok pontatlanságát tekintve, erre általában nincs is szükség.

d) Egy-két soronkövetkező választás kihagyatása általában kielégítő pontosságú eredményt ad. Az ebből adódó pontatlanság azért nem okoz súlyos hibát, mert például a 3-típusú összeköttetésre eső meghagyott forgalom általában jóval kisebb a felajánlott forgalomnál. Ezért az 5. pontban tárgyalt esetben gazdaságtalannak adódó irányítás esetén sem kapunk lényeges eltérést a pontos számításához képest. A központokban a viamarkerek (ARM központok), kimenő és tranzit regiszterek (IT3 központok), illetve

egyéb fogalomirányítást vezérlő áramkörök bekötését a közelítő számítások eredményének megfelelően kell végrehajtani.

IRODALOM

- [1] Rapp, Y.: Planning of Junction Network in a Multi-exchange Area.
I. General Principles. Ericsson Technics. 1. 1964. 1—54. o.
II. Extensions of the Principles and Applications. 2. 1965. 187—240. o.
- [2] Wilkinson, R. I.: Theories for Toll Traffic Engineering in the USA. Bell System Technical Journal 35. 1956. 421—516. o.
- [3] Lajtha Gy.: Távközlő hálózatok elmélete és tervezése. Könyvkiadó. 1971.

KÖNYVISMERTETÉS

J. D. Markel—A. H. Gray J. R.:

Linear Prediction of Speech (Communication and Cybernetics Vol 12) Springer Verlag, Berlin—Heidelberg—New York 1976.
XII+288 lap, 129 ábra, ára kötve 73 DM

Nem túlzás azt állítani, hogy a modern technikai törekvések között csak az új meghódítása hasonlítható mind bonyolultságában, mind sokoldalúságában ahhoz a feladathoz, amit röviden a beszéd gépi megértése címmel foglalhatunk össze. Az összehasonlítás egyetlen gyöngye pontja, hogy míg az új meghódítása technikailag jól megoldhatónak mutatkozik, az utóbb említett feladat nehézségei rendkívüliek. Ez azért is meglepő, mert még néhányszor öt évvel ezelőtt is voltak olyan hangok a tudományos világban, hogy közel járunk a megoldáshoz. Ma azonban nem vagyunk ennyire optimisták. S ehhez a fölisméréshez nagyban hozzásegítettek a korszerű számítógéptechnikai módszerekkel végzett beszédelemzési kísérletek eredményei is.

Az előttünk fekvő könyv ezeknek a korszerű módszereknek szinte első összefoglalása. Címét talán leghelyesebben: „A beszédjelek lineáris megfejtése” alakban fordíthatnánk le. Ezúttal ugyanis az angol kissé pongyola. Hiszen a könyv tartalma világosan utal arra, hogy a feldolgozás a beszéd akusztikailag megfogható képével indítható el, továbbá, hogy egyelőre csak az állandósultnak tekinthető hangelemekre ad többé-kevésbé biztos ítéleti lehetőséget, s végül, hogy a nyert adatokból a visszaalakítás ellenőrzése még mindig csak emberi úton oldható meg.

Két dolgot kell tisztáznunk. A „lineáris predikció” Wiener által 1949-ben bevezetett módszere vagy állandósult (esetleg lassan változó), vagy pedig teljesen rendezetlen folyamatok adatainak megoldására alkalmas. A beszéd folyamat vizsgálata 1967-ben kezdték alkalmazni, s az első használható eredményeket 1970/71-ben közzétették. A beszéd folyamata azonban sem az állandósult, sem a rendezetlen folyamatok feltételeit nem elégíti ki, illetőleg csak nagyon kis részben. A második tisztázandó pont, hogy a predikció esetünkben nem „előrejelzés”, hanem legfőljebb a beszéddel közel azonos idejűséget biztosítja. Ez a „közel azonos idejűség” mintegy 150—250 ms késést jelent, ami természetesen nem lebecsülendő előny a korábbi módszerek időigényességével szemben, a ez az előny a számítógépek nagy sebességének köszönhető.

Végül is, anélkül hogy a közös címmel összefoglalt sokfajta eljárás egyikét is részleteznénk, arra kívánunk rámutatni, hogy mit is oldanak meg a lineáris megfejtő eljárások a sok megoldandó feladat közül. A beszéd akusztikai megjelenésének keletkezését G. Fant. 1960 óta elfogadott modelljével így írjuk le: 1.) hangforrás (zöngé, vagy zöreijhang vagy a kettő együttesen), 2.) egy változó keresztmetszetű, de mindig kb. egyforma hosszú (17 cm) cső módosító hatása, 3.) amely részben visszahat magára a hangforrásra is, 4.) a szájnnyílás és környezete sugárzása a térbe. A négyféle függvény vagy paramétersor együttesen határozza meg a beszéd hangfolyamatának akusztikai megjelenését.

Ennek az akusztikai jelsornak az elemzése képezi ez idő szerint az egyetlen lehetőséget a beszéd lényegének megismerésére. Az első nehézség a négyféle folyamat adatainak szétválasztása, méghozzá a megjelenéssel azonos időben. Ehhez a feladathoz segít hozzá — elég nagy lépéssel — a számítógéptechnika s ezen belül a lineáris megfejtés módszereinek bekapcsolása. A módszerek közös jellemzője, hogy a jelsor néhány előzetes adatának lineáris kombinációjával a gép kiszámítja a valószínű következő adatot, majd ezt összehasonlítja a valóságban bekövetkező adattal. Ezután nemcsak a hozzáigazítást végzi el, hanem megjegyzi a saját hibáját is, és ebből a saját hibarendszerből megadja külön-külön, de egyidejűleg az 1.), 2.), és 4.) függvényeket (a maradék visszahatást elhanyagolja).

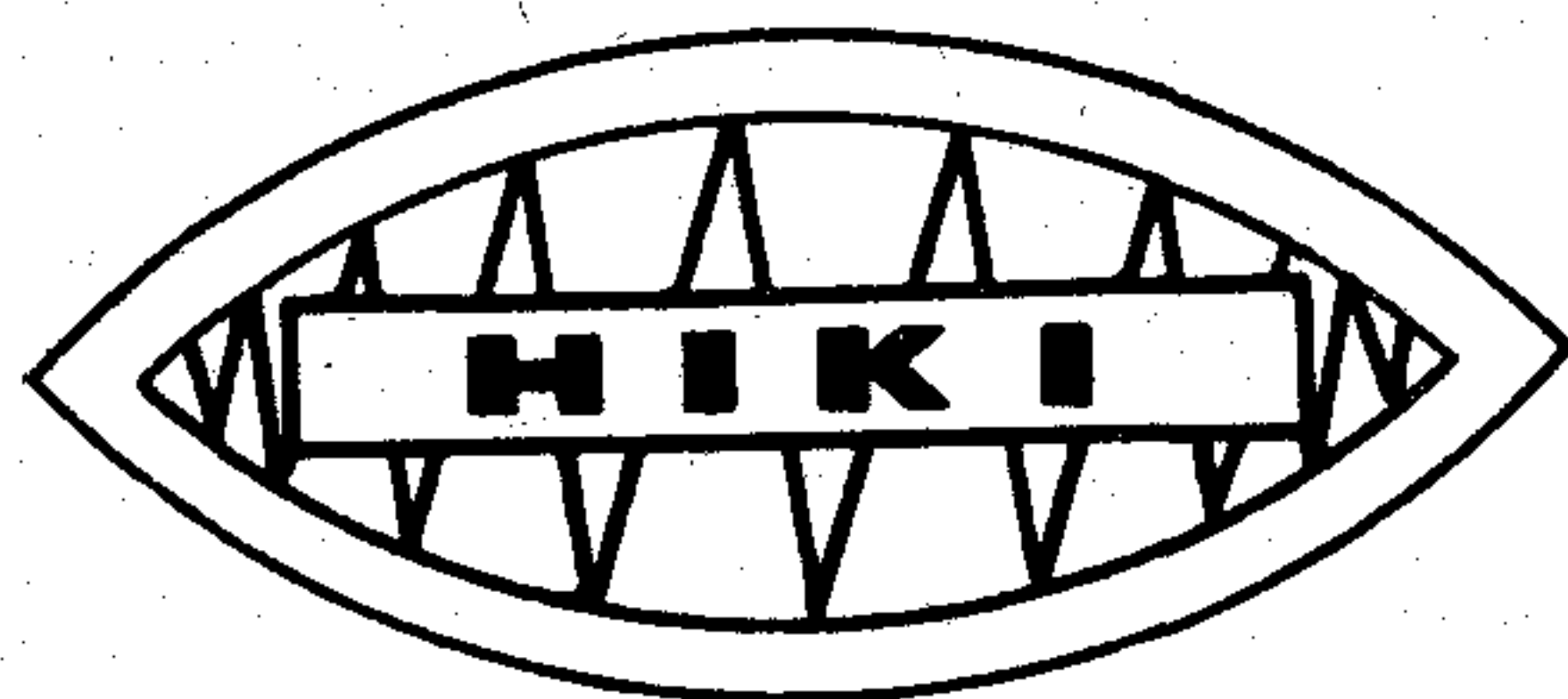
A módszerek kb. 0,1 ms mintavételi időközzel dolgoznak, és a számítási eljárást általában 10—20 ms elteltével előlről kezdik. Ez az idő férfihangon ejtett magánhangzó 1—2 periódusát jelenti, s általában a beszédhangok időtartamának harmadát-negyedét teszi ki. Így kívánják a lassúbb változási folyamatokat is figyelembe venni. Nem jó az eljárás a p-t-k jellegű hangok megismerésére és nem tökéletes a gyors átmenetek tisztázására sem. Pl. az angol „how are you?” szövegben az á-a-o-u, majd az u-á átmenet 10—30 ms alatt zajlik le, vagyis a formáns áthelyeződés néhol 40 Hz/ms sebességű. Az eredmények pontossága amellet bizonyos számítási ciklusok (előrejelzési együtthetők) számától függ. Ha ezen együtthetők száma 10—12, az előrejelzések hibája hangos beszédre 16—18%, suttogottra 45—50%. Mindez az eredmény kb. 200 000 bit/s számítási sebességet követel meg, vagyis elég nagy számítógépet igényel.

Mi az akkor, amit nem old meg a módszer alkalmazása? Nem oldja meg az átmenetek követését az egyes beszédhangok között, nem oldja meg a folyamatos jelsor kvantumozását (egyszerű jelrendszerbe való átírását), nem képes megoldani az agyi rövid idejű emlékezés folyamatát és nem oldja meg az agy óriási tárolási és visszakorrigálási lehetőségeinek gépi megfogalmazását. Az agy megoldási sebessége az előbb említett értéknek még mintegy százezerszerese.

Visszatérve a könyv tárgyára: minden negatívum ellenére is a jövő valószínű útját tartalmazza. A szerzők nagy gondot fordítottak arra, hogy a látszólag teljesen különböző alapgondolatú megfejtő módszereket szerves egységű rendszerre formálják. Főlényesen kezelik a matematikai módszereket (a könyv lényegében inkább matematikai-információelméleti, mint nyelvészeti-fonetikai) és látszik, hogy tökéletesen otthosak a számítógép-technika szellemi (programozási) részében.

Ma azt mondjuk, hogy nehéz és idegen a téma, a könyv tartalma mégis nagyon messzire világít. Talán 20—30 évvel „előrejelez”, de — vagy éppen ezért — fizikusnak, nyelvésznek, híradástechnikusként és programozónak már most egyaránt fel kell figyelnie rá, mert csak együttes fölkészülésükkel és összefogott munkájukkal lesz a feladat a 2000-es évek elején megoldható.

Tarnóczy Tamás



INTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖK

Intézetünk egy évtizede foglalkozik vékony- és vastagréteg hibrid integrált áramkörök fejlesztésével. Ezen idő alatt a legkülönbözőbb áramköröket nyújtottuk át megrendelőinknek. A megtervezett áramkörök jelentős része egyedi kívánságra, speciális célra készült. Így pl. nagystabilitású oszcillátorok 100 Hz–10 kHz-ig ($\Delta f/f < 10^{-3}$), impulzuserősítők, alacsony tápfeszültségről működő kisfogyasztású hangfrekvenciás erősítők, magas üzemi hőmérsékleten ($T_k > 150^\circ\text{C}$) működő speciális erősítők és impulzusformálók, valamint egyéb, az elektrotechnika valamenyny területét felölelő, a megrendelő igénye szerinti áramköröket fejlesztünk és azokat kísérleti gyártásban előállítjuk. Ezen sokrétű feladat megoldását egyrészt a nagy tervezői gyakorlat, másrészt technológiai eredményeink biztosítják. A nagystabilitású passzív elemek (vastag- és vékonyréteg ellenállások, Ta alapú vékonyréteg kondenzátor) előnyeit párosítva a speciálisan hibrid integrált áramköri célra kifejlesztett nagy választékban kínált félvezető eszközökkel lehetővé teszik nagy megbízhatóságú, egyedi célra tervezett áramkörök készítését.

Az iparilag igen fejlett országokban észlelhető tendencia alapján várható, hogy hazánkban is

a távközlés, távadat-feldolgozás,

az ipari mérés technika, automatizálás,

a közlekedés-elektronika,

a gyógyászati elektronika és

a közfogyasztási elektronika

az, ahol célszerű a hibrid integrált áramkörök alkalmazását fokozni. Különösen vonatkozik ez az aktív RC-szűrőkre és a különböző analóg konverziós modulokra. Tervező gárdánk ezért több éves kutatómunkával kifejlesztett egy aktív RC-szűrőcsaládot, valamint egy számítógépes programrendszert, amely lehetővé teszi adott tolerancia sémához a legjobban illeszkedő, költségre minimalizált szűrőrendszer tervezését és realizálását hibrid integrált kivitelben.

Mindezek mellett létrehoztunk egy olyan műszaki tanácsadó szolgálatot, mely az aktív szűrőket felhasználó szakemberekkel együtt a megoldandó szűrési problémát rendszertechnikailag optimalizálja az aktív RC-hálózatok tulajdonságaihoz. Az általunk kifejlesztett és katalogizált aktív szűrők paraméterei megegyeznek, néhány paraméterben pedig felülmúlják a külföldi szűrők tulajdonságait. Az általunk készített szűrők másodfokú blokkok, melyek a megfelelő paraméterekre hangolva a specifikációtól függő számban kaszkádba kapcsolhatók.

Frekvenciasáv: 10 Hz — 20 kHz

Tipikus frekvenciapontosság: 2%
(külső elemekkel csökkenthető)

Hőmérsékleti együttható: $\pm 0,03 - \pm 0,13\%$ között szűrőtípustól függően

Pólusjóság (Q): 0,5—50

Q tolerancia: $\pm 10\%$

Tipikus áramfelvétel ± 15 V-nál:
3—12 mA típustól függően.

A több, mint 20 szűrőtípusa a legváltozatosabb igényeket is kielégíti, mivel alul- és felüáteresztők, ezek elliptikus változatai, sávszűrők, lyukszűrők és mindent áteresztők (futási idő-korrektorok) készülnek az igények alapján.

A hibrid integráció adta előnyök igen kedvezően a dinamikus fejlődő analóg konverziós modulok, valamint A/D és D/A konvertereknél használhatók ki. Intézetünkben a világpiacon megmutatkozó igények és a hazai felhasználás lehetőségeinek ismeretében kifejlesztettünk néhány D/A és A/D konvertert, valamint sikeres előkísérleteket tettünk logaritmikus/exponenciális átviteli tényezőjű erősítők, precíziós szorzó áramkörök, valamint RMS—DC konverterek kialakítására.

A következőkben a már kifejlesztett és kísérleti gyártásba vitt A/D, D/A és szorzó áramköröket ismeretjük. Széles körű felhasználásra fej-



TERVEZŐ KAPACITÁST TAKARÍT MEG INTEGRÁLT ÁRAMKÖRÖKKEL

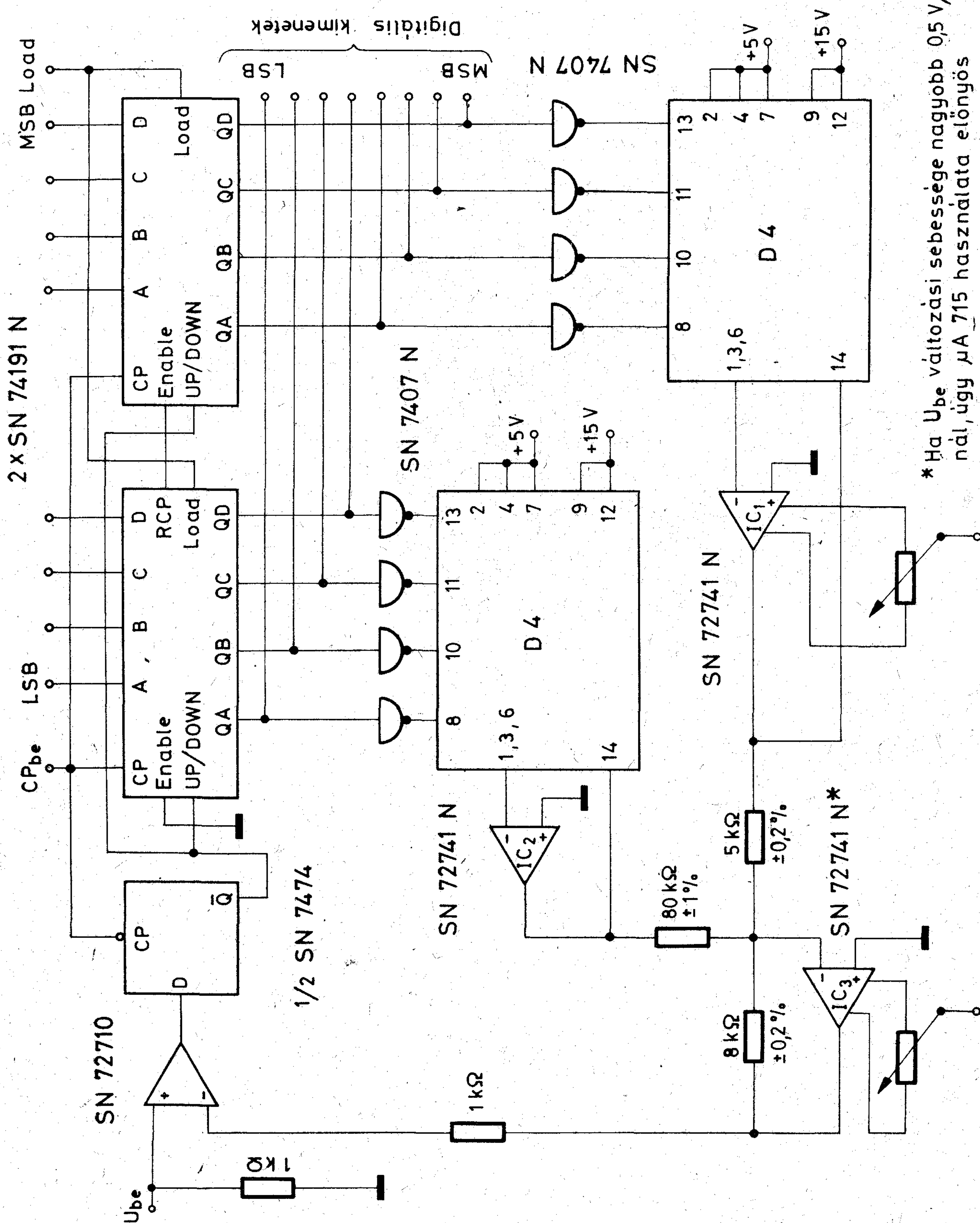
lesztettük ki a HUR—01 típusjelű feszültség-frekvencia konvertert. A kimeneti frekvencia stabilitása és linearitása megfelel a 8 bit pontossági igényeknek. Konverziós tényezője $1 \text{ kHz/V} \pm 5\%$. Az áramkör $25 \times 25 \text{ mm}$ méretű elemen készült vastagréteg technológiával. A kimenet TTL szintű. A áramkör kitűnően alkalmazható mind A/D konverterként, mind szabályozástechnikai feladatok ellátására.

A D4 és D10 típusjelű 4, ill. 10 bites D/A konverterek közepes szintű műszaki igények kielégítését szolgálják. E két áramkör igen szemléletesen bizonyítja, hogy a speciálisan hibrid integrációhoz kifejlesztett monolit eszközök (itt kettős dióda) és a nagy pontosságú ellenálláshálózat egészen újszerű, olcsó, jól gyártható megoldást tesz lehetővé. A D4-es D/A konverter egy lehetséges felhasználási példáját láthatjuk a kapcsolási rajzon, mely egy követő rendszerű 8 bites A/D konvertert szemléltet.

Az analóg konverziós egységek első eleme egy négynegyedes szorzó áramkör, mely nem igényel külső beállító elemet. A szorzó tulajdonságai megfelelnek a $\mu\text{A} 795$ szorzónak. A nagyobb sebességű változat 10 MHz frekvenciáig elégíti ki az előírt specifikációkat.

Ellenálláshálózattól a multichip áramkörig készülnek hibrid integrált áramköreink a felhasználók igénye szerint. A K—7 jelű célprogram lehetővé tette, hogy műszaki tanácsadó szolgálatot hozzunk létre, mely bármilyen áramkörtechnikai problémában a hibrid integrált áramköri technika alkalmazása és fejlesztése vonatkozásában az érdeklődők rendelkezésére áll. (Címünk: Bp. X., Martinovics tér 5, HIKI Áramkörtechnikai Osztály.)

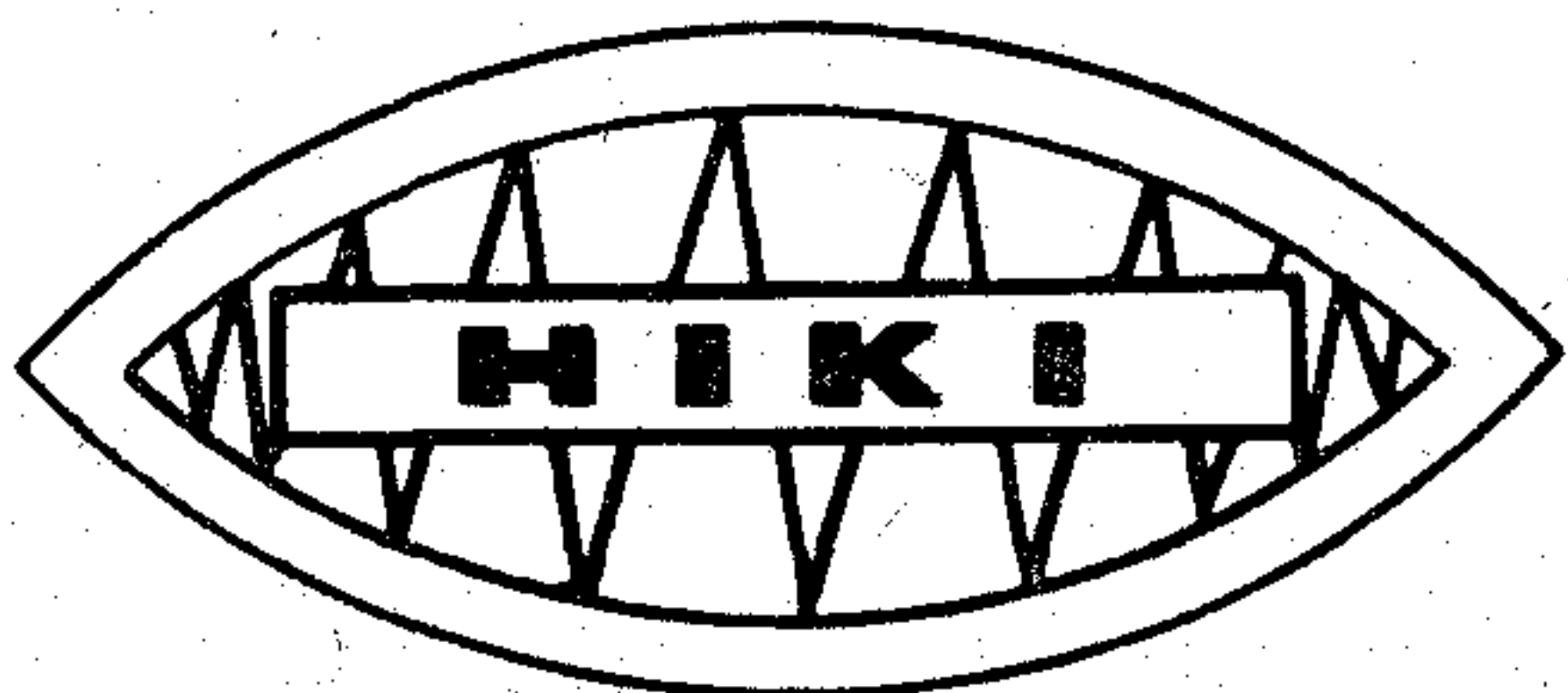
A hibrid integrált áramköri technikában rejlő hatalmas lehetőségeket



* Ha U_{be} változási sebessége nagyobb $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ -nál, úgy $\mu\text{A} 715$ használata előnyös



akkor lehet igazán előnyösen kihasználni, ha a berendezéscsoporthoz már a rendszertervezés stádiumában felveszik a kapcsolatot áramkörtervezőinkkel, akik a technológia részleteit ismerve a leggazdaságosabb megoldást tudják ajánlani. Ennek lényege, hogy nem elsősorban a már kidolgozott áramköreinket kínáljuk, hanem a felhasználó egyéni elképzelései szerint készülő komplex integrált áramköröket. Ugyanis a különféle katalógusokban ajánlott áramkörök széles választéka ellenére sokszor adódik egy-egy sajátos feladat a berendezéscsoporthoz. Az intézet által ajánlott komplex hibrid áramkör egyesíti azokat az előnyöket, melyekkel a szigetelő alapú és a félvezető áramkörök rendelkeznek. A hibrid áramkörök alkalmazása a felhasználók sok problémáját megoldja, mert rugalmasan lehet a különböző technológiai eljárásokat egymással összekapcsolni, optimális megoldást alkalmazni.



Megrendelésével forduljon a
HÍRADÁSTECHNIKAI KUTATÓ INTÉZET
 Műszaki Kereskedelmi Osztályához
 1393 Budapest, Pf- 348.

Tartalmi összefoglalások

ETO 536.532.088.3

Dr. Ambrózy A.:

Hőérzékelők optimális zajillesztése

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 6. sz.

Kis hőmérséklet-változások mérésének is a zaj a végső korlátja. Míg a klasszikus érzékelőkben (fém ellenálláshőmérő, termoelem) csak termikus zaj keletkezik, a jóval nagyobb érzékenységgű, félvezető alapú, egykristályos vagy szemcsés szerkezetű hőmérsékletfüggő ellenállásoknak jelentős lehet az átfolyó árammal arányos járulékos zajfeszültsége. Erre új illesztési kritériumokat kellett kidolgozni. Az érzékenység növelhető az érzékelő ellenállás áramgenerátoros meghajtásával, de ez a jel/zaj viszonyt rontja.

ETO 621.372.54:621.395.665.1

Husztly G.:

Jelfeldolgozás homomorf rendszerekkel

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 6. sz.

A szerző a dolgozatban áttekinti a nemlineáris rendszerek speciális alosztályainak, a homomorf rendszerek elméleti alapjait. Az általánosított szuperpozíció elvének bevezetésével megadja a homomorf rendszerek definícióját és bemutatja tulajdonságait. Egy — az irodalomból átvett — példa segítségével tárgyalja a beszédjelek feldolgozására is alkalmas multiplikatív szűrők felépítését és alkalmazási területeit. Végül a multiplikatív szűrőkből felépített homomorf kombandor elvi szerkezetét ismerteti.

ETO 621.376.4

Szabó Z.:

Két- és négyállapotú fázismodulált jel koherens demodulálásához szükséges referencia jel hibái

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 6. sz.

A cikk a fázismodulált jel útjában levő sávkorlátozás hatását vizsgálja a vett jelből előállított referencia jelre. Összefüggéseket közöl a vivőszint csökkenésére, a megjelenő oldalsávok és a sávkorlátozás következtében keletkező zajok számítására. Néhány gyakorlatban előforduló esetre számszerű eredményt ad.

ETO 621.395.74:654.153.3

Dr. Tóth E.:

A kerülőutas forgalomirányítás kérdései

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 6. sz.

A szerző a kerülőutas hálózat méretezésére vonatkozó Rapp-, illetve Wilkinson-módszer rövid ismertetése után azzal a kérdéssel foglalkozik, hogy az elvileg lehetséges kerülőutak közül, melyeket kell figyelembe venni, s melyeket nem. Az országos helyi-, illetve helyközi trunkhálózatok folyamatban levő rekonstrukciója szempontjából a kérdés vizsgálata rendkívül időszerű.

Обобщения

ДК 536.532.088.3

Д-р Амбрози, А.:

Оптимальное сопряжение тепловых датчиков по шуму

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 6.

Измерение маленьких изменений температур в конечном счете ограничивается шумом. Пока в классических датчиках (металлических термометр, термозлемент) возникает только тепловой шум, то в термосопротивлениях на монокристаллах или с зерновой структурой — которые обладают более высокой чувствительностью и сполупроводниковой основой — значительное может быть дополнительное шумовое напряжение, которое пропорционально с протекающим током. Для этого необходимо было выработать новые критерии согласования. При возбуждении воспринимающего сопротивления с генератором тока чувствительность увеличивается, но при этом ухудшается отношение сигнал/шум.

ДК 621.372.54:621.395.665.1

Хусти, Г.:

Обработка сигналов гомоморфическими системами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА Будапешт) XXVIII. (1977) № 6

Автор, в данной статье просматривает теоретические основы гомоморфических систем, являющиеся специальными подклассами нелинейных систем. Введением обобщенного принципа суперпозиции дается дефиниция гомоморфических систем и представляются их свойства. С помощью примера — взятого из литературы — трактуются построения мультипликативных фильтров, способных и для обработки речевых сигналов, и их область применения. В заключении излагается принципиальная структура гомоморфического компандора, построенного на основе мультипликативных фильтров.

ДК 621.376.4

Сабо, З.:

Ошибки опорного сигнала для когерентного детектирования фазомодулированного сигнала двумя и четырьмя состояниями

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. 1977. № 6

Статья занимается влиянием ограничения полосы, находящегося в пути фазомодулированного сигнала на опорный сигнал, полученный из принятого сигнала. Даются зависимости для расчета уменьшения уровня несущего колебания, а также для расчета шумов, возникающих вследствие ограничения полосы и проявления боковых полос. Для некоторых практических случаев даются численные результаты.

ДК 621.395.74:654.153.3

Д-р Тотх, Е.:

Вопросы обходного управления трафиком

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 6.

Автор, после краткого изложения методов Раппа и Вилькинсона для расчета обходной сети, занимается вопросом, каких из теоретически возможных обходов необходимо учитывать, а каких нет. С точки зрения существующей реконструкции городских и междугородных соединительных сетей страны рассмотрение вопроса очень своевременное.

Zusammenfassungen

DK 536.532.088.3

Dr. Ambrózy, A.:

Optimaler Rauschanpassung von Temperaturabtastelementen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 6.

Das Rauschen liegt die untere Grenze für die Messung der Temperaturänderungen. In den klassischen Abtastelementen (Metallthermometer, Thermoelement) entsteht nur thermisches Rauschen, aber in die von Temperaturabhängigen Widerstände mit viel grösserer Empfindlichkeit, Halbleiterelemente mit Einkristall- oder granularer Struktur können bedeutende zusätzliche Rauschspannungen entstehen, welche proportionell mit dem durch den Widerstand fließenden Strom sind. Das bedeutet neue Anpassungskriterien. Die Empfindlichkeit kann erhöht werden wenn der Abtastwiderstand mit Stromgenerator gesteuert wird, dadurch vermindert sich aber das Signal-Rauschverhältnis.

DK 621.372.54:621.395.665.1

Husztly, G.:

Signalverarbeitung mit Homomorphsystemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr 6

In dem Aufsatz wird der theoretische Grund von Homomorphsystemen, die eine spezielle Unterklasse der nichtlinearen Systemen sind, überblickt. Mit der Einführung der generalisierten Superposition, werden die Definitionen des Homomorphsystems gegeben und ihre Eigenschaften präsentiert. Mit Hilfe einem aus der Literatur übernommenen Beispiel werden die Struktur und Anwendung von multiplikativen Filtern, die auch zur Sprechverarbeitung geeignet sind, diskutiert. Zuletzt wird der theoretische Aufbau des Homomorphkompondors, welches aus multiplikativen Filtern besteht, erörtert.

DK 621.376.4

Szabó, Z.:

Fehlern der Tragerableitung in Zwei und Vier PSK Empfänger

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr 6

In dem Aufsatz wird die Wirkung der in dem Weg des phasenmodulierten Signals stehenden Bandgrenze auf die von dem Empfangssignal hergestellte Trägerableitung untersucht. Zusammenhänge werden bezüglich der Verminderung zur Berechnung der Geräusche die infolge der erschienenen Seitenbänder und Bandlimitation entstehen, erörtert. Numerische Ergebnisse werden für einige in der Praxis vorkommen Fällen, erörtert.

DK 621.395.84:654.153.3

Dr. Tóth, E.:

Fragen von alternativer Leitweglenkung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr 6

Nach einer kurzen Überblick auf die Rapp- und Wilkinsonmethode für die Dimensionierung von Fernsprechnetze mit Leitweglenkung, beschäftigt sich der Verfasser mit der Frage, ob welche von sich der Verfasser mit der Frage, ob welche von den theoretisch möglichen Leitwegen in Betracht genommen werden sollen und welche nicht. Die Diskussion der Frage ist von Standpunkt der derzeitigen Rekonstruktion der ungarischen Orts- und Fernsprechnetze sehr wichtig.

Summaries

UDC 536.532.088.3

Dr. Ambrózy, A.:

Optimal Noise Matching of Thermal Sensors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 6.

The ultimate limit of measurability of small temperature changes is the noise as well. While classical sensors (metal bolometers, thermocouples) exhibit thermal noise only, the semiconductor single crystal or granular resistor characterized by a much higher sensitivity can generate a considerable excess noise which is proportional to the current through the sensor. This needs new design criteria. The sensitivity may be increased by biasing the sensor from a current source but it deteriorates the signal to noise ratio.

UDC 621.372.54:621.395.665.1

Husztly, G.:

Signal Processing with Homomorphic Systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 6.

The article reviews the theoretical basis of homomorphic systems, a special subclass of nonlinear systems. The definition and properties of homomorphic systems are given by the initiation of the generalized superposition principle. The construction and use of multiplicative filters, being applicable for speech signal processing too, are discussed using an example taking from the literature. Finally, the highlight of the structure of homomorphic compressor and expander, consisting of multiplicative filters, is presented.

UDC 621.376.4

Szabó, Z.:

Errors in the Recovered Reference Signal in Binary and Quaternary PSK Receivers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 6.

In the paper the influence of the band limit being in the way of the phase modulated signal is examined referring to the reference signal generated of the received signal. Relations are presented regarding the decrease of carrier level and concerning the calculation of noises arisen by the appearing side bands and band limits. Numerical results are given concerning some cases in practice.

UDC 621.395.74:654.153.3

Dr. Tóth, E.:

Problems of Alternative Routing

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 6.

After a brief review of the Rapp- and Wilkinson method for the designing of the alternative telephone network, the author considers which of the theoretically possible alternative routes should be taken into account and which not. The discussion of this question is of the greatest importance because of the actual reconstruction of the Hungarian local and long distance telephone network.

Résumés

CDU 536.532.088.3

Dr. Ambrózy, A. :

L'adaptation des thermo-capteurs au minimum du facteur de bruit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 6.

Le bruit marque la limite extrême du mesurage de petits changements de la température. Tandis que dans les capteurs classiques (thermomètre métallique, thermocouple) il ne se produit que le bruit thermique, les thermistances du type semiconducteur monocristallin ou polycristallin sont aussi des générateurs d'une considérable tension additionnelle de bruit, en proportion avec le courant traversant la thermistance. En tenant compte de ce phénomène il est devenu nécessaire de mettre au point de nouvelles critères de l'adaptation. La sensibilité peut être augmentée par l'emploi d'un générateur du courant à l'alimentation du capteur, mais cela diminue le rapport signal/bruit.

CDU 621.372.54:621.395.665.1

Husztty, G.:

Le traitement des signaux par les systèmes homomorphes

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 6.

Dans son article l'auteur donne un aperçu des fondements théoriques des systèmes non-linéaires. En introduisant le principe de superposition généralisée il indique la définition des systèmes homomorphes et il présente leurs propriétés. Par un exemple emprunté de littérature il traite la composition des filtres multiplicatifs, qui sont aussi propres au traitement des signaux de la parole, et leurs champs d'application. Enfin il décrit la construction principale de compresseur homomorphe qui consiste des filtres.

CDU 621.376.4

Szabó, Z.:

Erreurs des signaux de référence nécessaires pour la démodulation cohérente des signaux de deux ou quatre états avec la modulation de phase

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 6.

L'article analyse l'effet de restriction de bande qui est dans la ligne de signal modulé en phase, sur un signal de référence produit par un signal reçu. Il donne des relations pour la réduction du niveau d'onde porteuse pour le calcul du bruit produit par les bandes latérales et par la restriction de bande. Il donne des résultats calculés sur quelques exemples pratiques.

CDU 621.395.74:654.153.3

Dr. Tóth, E.:

Les problèmes du contrôle de trafic sur des voies de déviation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 6.

Après une récapitulation courte de la méthode de Rapp, respectivement de Wilkinson relatif au calcul des réseaux avec des chemins de détournement, l'auteur s'occupe du problème suivant : quels sont les chemins de détournement à considérer de tous ceux qui sont en principe possibles. Au point de vue de la reconstruction actuelle des réseaux de jonction locaux et interurbains du pays il est expédient d'étudier ce problème.

