

HÍRADÁS- TECHNIKA

**A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA**

7

TARTALOM

SZABÓ CSABA: A fáziszárt hurok, mint vivőszűrő	193
Levelek a szerkesztőséghez	199
Szemle	200, 209
PÁLINSZKI ANTAL: SECAM rendszerű televíziós átvitelnél alkalmazott haranggörbe-erősítő pontatlan beállításának hatása a jel-zaj viszony javulás mértékére	201
KUN LÁSZLÓ: Feszültség-frekvencia konverterek felépítése és hibrid áramköri megvalósítása	204
BENCSÁTH PÉTER—KUN LÁSZLÓ: Az aktív RC-szűrők költségoptimalizálása és többparaméteres érzékenységi problémái	210
Egyesületi hírek	220
Tartalmi összefoglalások	222
Обобщения	222
Zusammenfassungen	223
Summaries	223
Résumés	224

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 postátutalványon, 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

77.1420 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

SZABÓ CSABA

BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

A fáziszárt hurok, mint vivőszűrő

ETO 621.376.4;621.391.822

Ebben a cikkben összefoglaljuk a fáziszárt hurkoknak azokat a tulajdonságait, amelyek koherens információközlő rendszerekben vivőszűrés, -helyreállítás és -szinkronizálás szempontjából lényegesek.

Elsősorban az előállított vivő fáziszájának statisztikus jellemzésére szorítkozunk, az információközlő rendszerek tulajdonságainak meghatározása szempontjából lényeges követési üzemmódban, additív gaussi zaj esetén. Törekedni fogunk a linearizált modellekből kapható, a számításokban egyszerűen felhasználható eredmények összefoglalására, amelyek a gyakorlati esetek széles körében jól alkalmazhatók. Az elnyomott vivőt helyreállító hurkok egy típusára, a döntésvisszacsatolt hurokra, saját eredményt ismertettünk.

A vivő fáziszájának hatását a demodulálás minőségére egy későbbi cikkben fogjuk megvizsgálni.

Jelölések:

A_1, A_2	a bemenőjel, ill. a VCO (feszültség-vezérelt oszcillátor) jelének effektív értéke,
α	a hurok jel—zaj viszonya,
B_L	a hurok ekvivalens zajsáv szélessége,
B_i	bemeneti sáv szélesség,
b	relatív hurok-sáv szélesség: a bemeneti- és a hurok-sáv szélesség viszonya,
$D_\varphi^2 = E(\varphi - E(\varphi))^2$	a fázis varianciája,
E	a statisztikus átlagolás jele,
$h(t)$	súlyfüggvény,
$H_1(s), H(s)$	a hurok szűrő, ill. a hurok transzfer függvénye,
$H(p)$	a hurok transzfer függvény operátoros alakban,
K_0	a VCO állandója,
K_d	a fázisdetektor állandója,
K	a hurokerősítés,
$m(t)$	a moduláló jel,
$\tilde{m}(t)$	a moduláló jel becslése,
$n(t)$	a bemeneti additív zaj,
$n_p(t), n_q(t)$	a zaj kvadrátúra-felbontásának összetevői,
$p = d/dt$	a Heaviside-operátor,
$p(\varphi)$	a fázis valószínűség-sűrűségfüggvénye,
P_e, P'_e	hibavalószínűség,
R	bemeneti jel—zaj viszony digitális modulációnál:
	a jelteljesítmény és az $1/T$ sáv szélességben bejövő zajteljesítmény viszonya,
$s(t)$	a bemenőjel,

$\Theta'_1(t), \Theta'_2(t)$ a bemenőjel, ill. a VCO-jel fázisa,
 $\Theta_1(t), \Theta_2(t)$ a bemenőjel, ill. a VCO-jel fázisa a VCO frekvenciájára vonatkoztatva,
 σ_φ a Gauss-eloszlás szórása.

1. Az egyszerű analóg fáziszárt hurok tulajdonságai

Az 1. ábrán látható az analóg fáziszárt hurok alaptípusa, szorzó típusú fázisdetektor esetén. Erre az alaptípusra a gyakorlatban alkalmazott bonyolultabb, transzponálást, frekvencia-sokszorozást és -osztást tartalmazó rendszerek visszavezethetők. A közbelső frekvenciás szűrés hatása alapsávba transzponálással vehető figyelembe [1, 2], s a transzponálást, frekvenciasokszorozást alkalmazó hurkok zaj szempontjából ugyanazokkal az egyenletekkel írhatók le [3], vagy ugyanazzal a matematikai apparátussal kezelhetők [4].

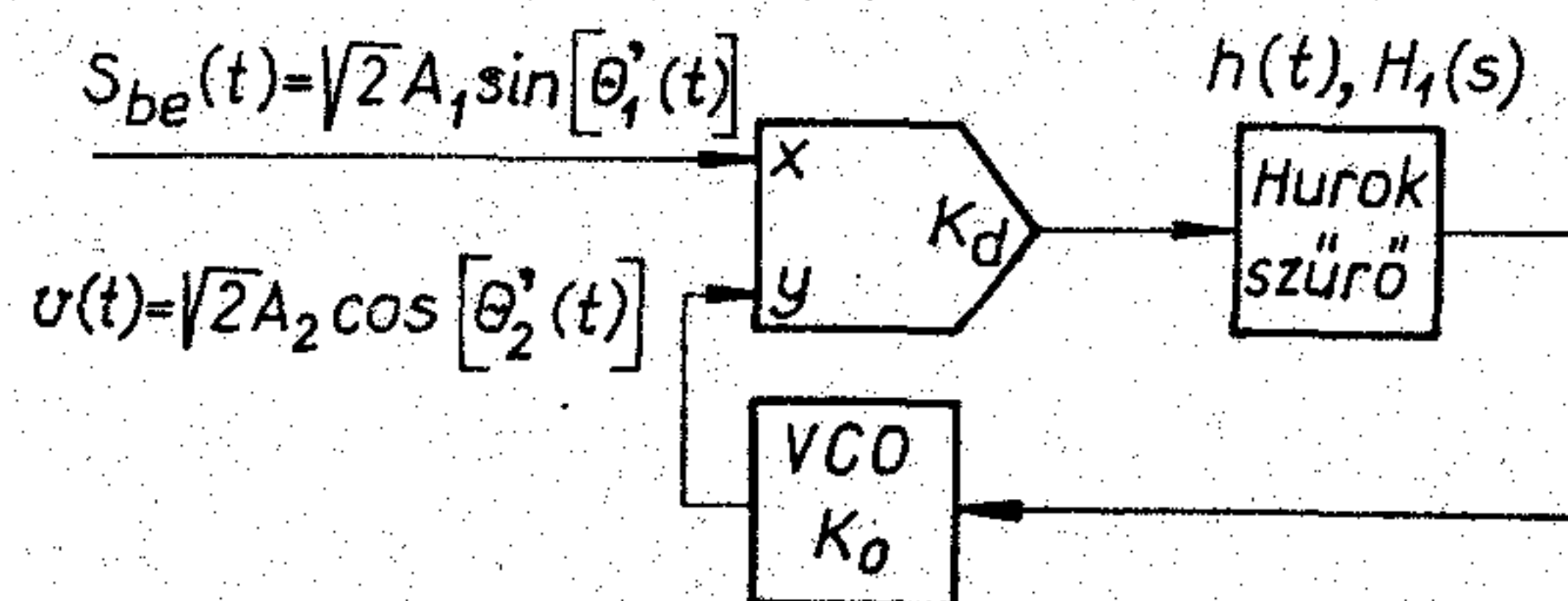
A működést leíró alapegyenlet egyszerűen felírható:

$$\frac{d\Theta_2(t)}{dt} = K \int_0^t \sin[\Theta_1(\sigma) - \Theta_2(\sigma)] h(t - \sigma) d\sigma \quad (1)$$

vagy

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\Theta_1(t)}{dt} - K \int_0^t \sin \varphi(\sigma) h(t - \sigma) d\sigma \quad (2)$$

alakban, ahol $K = A_1 A_2 K_d K_0$ a teljes hurokerősítés, $\Theta_1(t)$ és $\Theta_2(t)$ a bemeneti és a VCO jel fázisa a VCO



[H 510-SC 1]

1. ábra. Az analóg fáziszárt hurok alapmodellje

nyugalmi frekvenciájára (ω_0 -ra) vonatkoztatva, azaz $\Theta_1(t) = \Theta'_1(t) - \omega_0 t$ és $\Theta_2(t) = \Theta'_2(t) - \omega_0 t$, $\varphi(t) = \Theta_1(t) - \Theta_2(t)$ a dinamikus fáziskülönbség.

Az (1) vagy (2) összefüggés helyett gyakran célszerűbb a (3) szerinti, differenciálegyenletes felírási formát használni:

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\Theta_1(t)}{dt} - K \cdot H_1(p) \cdot \sin \varphi(t), \quad (3)$$

ahol $H_1(p)$ formailag megegyezik a hurokszűrő $H_1(s)$ transzfer függvényével, változója azonban a $p = d/dt$ Heaviside-operátor.

A fenti nemlineáris integro-differenciálegyenletek az ismert módon linearizálhatók, ha feltételezzük, hogy a $\varphi(t)$ fázishiba minden időben jóval kisebb 1 rad-nál. A vizsgálatok alapját ilyenkor az (1) vagy (2) egyenlet Laplace-transzformáltjai alkotják.

Ha a bemenő zaj zérus várható értékű, stacionárius, fehér Gauss-zaj, $N_0/2$ spektrális sűrűséggel, akkor a hurok alapegyenlete a sávhatárolt folyamatokra érvényes

$$n(t) = n_p(t) \sin \omega_0 t - n_q(t) \cos \omega_0 t \quad (4)$$

felbontás felhasználásával a következőképpen írható:

$$\frac{d\Theta_2(t)}{dt} = K_d K_0 A_2 \int_0^t \{A_1 \sin [\Theta_1(\sigma) - \Theta_2(\sigma)] + n'(\sigma)\} h(t - \sigma) d\sigma, \quad (5)$$

ahol

$$n'(t) = -\frac{1}{\sqrt{2}} n_p(t) \sin \Theta_2(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} n_q(t) \cos \Theta_2(t), \quad (6)$$

és kimutatható, hogy a bemenetivel megegyező, $N_0/2$ spektrálsűrűségű fehér zaj.

Az egyenletből látható, hogy a VCO a szűrő által módosított $n'(t)$ zaj hatására fázismodulált lesz. A fázist mint véletlen folyamatot a linearizált modellel belül egyszerűen a varianciájával jellemezhetjük:

$$D_\varphi^2 = \frac{N_0 B_L}{A_1^2} = \frac{1}{\alpha}, \quad (7)$$

ahol

$$\alpha = \frac{A_1^2}{N_0 B_L} \quad (8)$$

az ún. hurok jel-zaj viszonyt, B_L pedig az ekvivalens zajsáv szélességet jelöli:

$$B_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega. \quad (9)$$

Nemlineáris analízisnél három esetet különböztethetünk meg [5]:

a) a bemenő zaj korrelációs ideje (azaz az autokorrelációs függvényből számítható $t_R = \frac{1}{R(0)_0} \int_0^\infty |R(\tau)| d\tau$ mennyiség) jóval kisebb a PLL időállandójánál,

b) a bemenő zaj korrelációs ideje jóval nagyobb a PLL időállandójánál,

c) átmeneti állapot az a) és a b) eset között.

A gyakorlatban legfontosabb a) esetben a fázis Markov-folyamat és a Fokker-Planck-egyenletekkel jellemezhetjük [6-10]. (A matematikai apparátusra vonatkozóan lásd a Híradástechnikában Pap L. cikket [11]). A b) esetben — amely szinkronizálási feladatokban ritkábban fordul elő — az ún. kvázistatikus módszerrel kaphatjuk meg a fázis sűrűségfüggvényét, lényegében Gauss-folyamat nemlineáris transzformációjának alkalmazásával [12]. A c) határesetre nézve, az irodalomban nem találtunk részletes vizsgálatot.

Visszatérve az a) esetre, viszonylag egyszerűen vizsgálható az elsőrendű, egyes típusú hurok (a terminológiát [13] szerint használjuk), nulla kezdeti frekvenciakülönbség esetén. Ekkor az (5) egyenlet átalakításával nyerhető

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = -K \sin \varphi(t) - K' n'(t), \quad K' = A_2 K_d K_0 \quad (10)$$

egyenlet írja le a fáziszárt hurok működését zajban, és a $\varphi(t)$ fázisfolyamat statisztikus jellemzése a feladatunk.

A fázis valószínűség-sűrűségfüggvényét a Fokker-Planck-egyenletek megoldásával kaphatjuk meg (l. pl. [2]-ben), amely időfüggő és több módusú, 2π többszöröseinél kialakuló helyi maximumokkal. Viterbi [8] és Tihonov [6, 7] a problémát a fázis mod 2π szerinti értelmezésével tették kezelhetővé, a folyamat így már időfüggetlen, egydimenziós sűrűségfüggvényre jellemezhető. Ezt a teljességhez persze ki kell egészíteni, pl. a cikluscsúszások átlagos frekvenciájának a megadásával. Vivő-előállítási feladatokban legtöbbször megelégedhetünk azonban a fázis mod 2π sűrűségfüggvényének megadásával. Mindezek alapján elsőrendű hurokra, nulla frekvenciakülönbség esetén adódik a legegyszerűbb eredmény:

$$p(\varphi) = \frac{\exp(\alpha \cos \varphi)}{2\pi \cdot I_0(\alpha)}, \quad (11)$$

ahol $I_0(\alpha)$ az elsőfajú, módosított, nulladrendű Bessel-függvény.

Véges kezdeti elhangolásnál a fázis nullától különböző várható értékű, és nullára nem szimmetrikus. Nagy α esetén közel szimmetrikussá válik a zajmentes esetben adódó állandósult fázishiba mint várható érték körül. A gyakorlatban fontos másodrendű, egyes típusú hurokra, véges kezdeti frekvenciakülönbség esetén [14]-ben találunk eredményeket, amelyek ábrázolására, származékainak (momentumainak) meghatározására és felhasználására zajos vivő esetén numerikus módszereket kell alkalmaznunk.

Lindsey és Charles kísérleti úton is meghatározták a fázis sűrűségfüggvényét különböző hurok jel-zaj viszony esetén. A részletes vizsgálatokból az a fontos következtetés vonható le, hogy elsőrendű és másodrendű, egyes típusú hurokra zérus elhangolás esetén $\alpha > 7$ -re a gaussi közelítés, $\alpha > 1$ -re pedig a (11) szerinti sűrűségfüggvény alkalmazható [9].

2. Elnyomott vivőt követő hurok

Ha a vivő helyén nincs diszkrét spektrumösszetevő, az egyszerű fáziszárt hurok nem alkalmas a vivő helyreállítására. A fázisszinkronizálási elvet ilyenkor valamilyen nemlineáris művelettel kell kombinálni. A leggyakrabban alkalmazott megoldások egyike a hurok előtt négyzetre emelő áramkört tartalmaz, a másik jól ismert megoldásnál pedig magában a hurokban van nemlineáris művelet. Végül felhasználhatjuk a modulációs tartalom előzetes becslését is a vivő helyreállítására. A három megoldás szokásos neve:

- a) négyzetre emelő hurok (squaring loop),
- b) Costas-hurok,
- c) döntésvisszacsatolt hurok (decision-directed feedback loop).

Ezek a rendszerek és kombinációik számos, elnyomott vivőjű modulációs eljárás esetén alkalmazhatók, a továbbiakban azonban — későbbi céljainknak is megfelelően — a bináris állapot-fázismoduláció esetét vesszük alapul, azaz, amikor a hurok bemenetére az

$$s(t) = \sqrt{2P}m(t) \cos \omega_0 t \quad (12)$$

jel jut, ahol

$$m(t) = \pm 1, \text{ ha } t_i \leq t \leq t_i + T_0,$$

t_i az i -edik váltási időpont,

T_0 a szimbólum (bit) időtartama,

P a jel teljesítménye.

2.1 A négyzetre emelő és a Costas-hurok

A négyzetre emelő hurok egyik szokásos egyszerű felépítése a 2. ábrán látható. A bemeneti sávszűrő után, a zaj már alkalmazott (4) felbontását felhasználva adódik, hogy

$$y'(t) = \sqrt{2P}m(t) \cos \omega_0 t + n_p(t) \cos \omega_0 t - n_q(t) \sin \omega_0 t. \quad (13)$$

A négyzetre emelést elvégezve, és a $2\omega_0$ körüli komponenseket megtartva kapjuk, hogy

$$z(t) = \left[Pm^2(t) + \frac{n_p^2(t)}{2} - \frac{n_q^2(t)}{2} + \sqrt{2P}m(t)n_p(t) \right] \cos 2\omega_0 t - \left[\sqrt{2P}m(t)n_q(t) + n_p(t)n_q(t) \right] \sin 2\omega_0 t. \quad (14)$$

Esetünkben $m^2(t) = 1$, s ez egy modulálatlan, $2\omega_0$ frekvenciájú komponenst eredményez. Ezek után a fáziszárt hurok az egyszerű huroknál alkalmazható módszerekkel vizsgálható, bár a bemeneten jelentkező zaj leírása nem egyszerű [15]. A fázis sűrűségfüggvénye általános esetben nehezen kezelhető [16].

Linearizált modell alkalmazása esetén a fáziszaj varianciája a megelőző nemlinearitás hatása miatt várhatóan nagyobb lesz, mint az egyszerű huroké. Az eredmény ideális sávszűrő alkalmazása esetén [17]:

$$D_\varphi^2 = \frac{1}{\alpha} \left(1 + \frac{B_1}{2\alpha B_L} \right), \quad (15)$$

ahol a zárójelben levő második tag jelenti az egyszerű hurokhoz képesti növekedést.

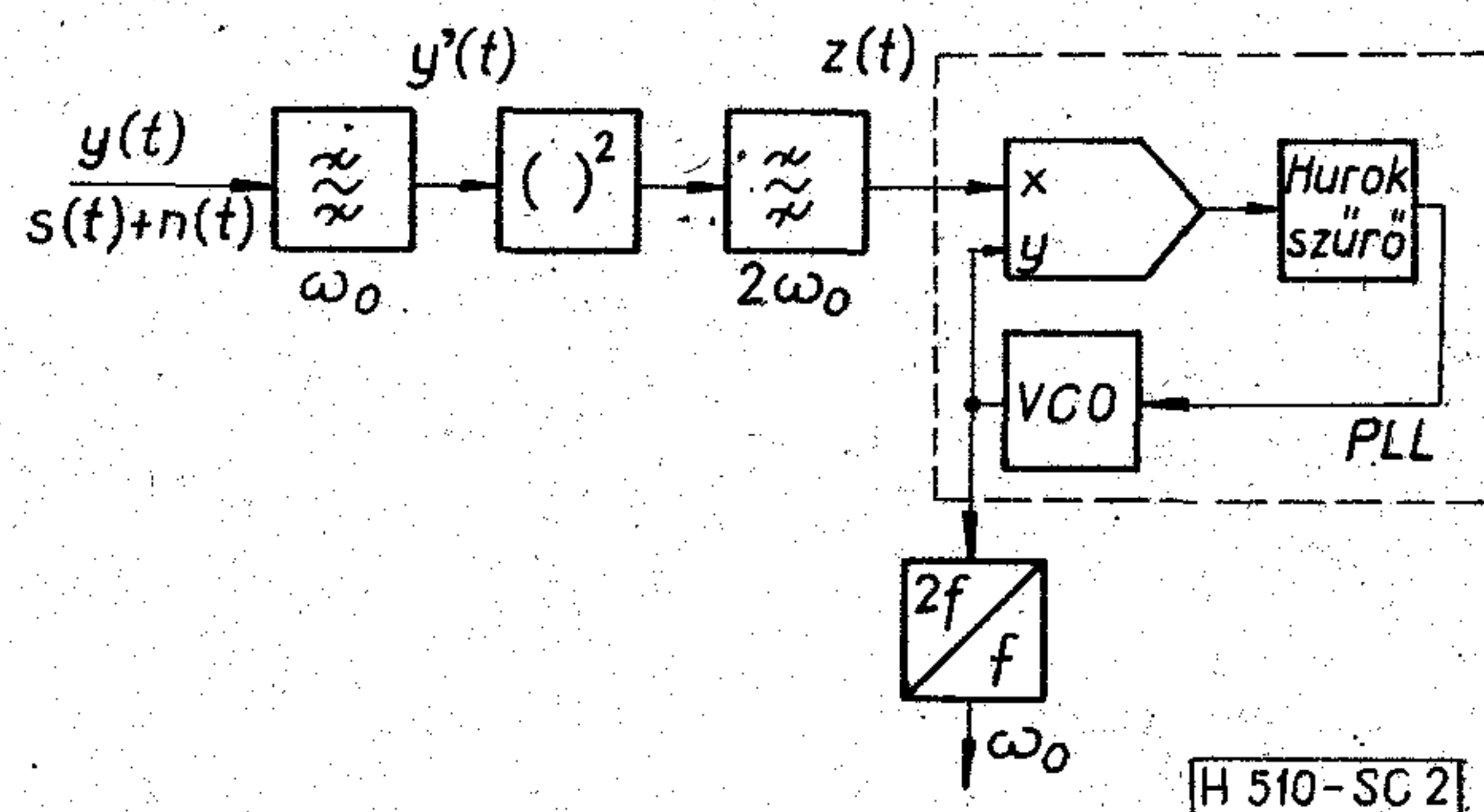
Az először [18]-ban javasolt Costas-hurok működésének lényege a 3. ábrán látható. A bemenőjelet itt egyrészt a VCO jelével (felső ág), másrészt a VCO $\frac{\pi}{2}$ -vel fázistolt jelével (alsó ág) szorozzuk meg. Az aluláteresztő szűrők a kétszeres vivőfrekvenciás komponenseket elnyomják, de a modulációs tartalmat még torzítás nélkül átengedik. A két jel összeszorozása jelenti itt a nemlineáris műveletet, s a hurokszűrőn keresztül mindkét ág a VCO-ra záródik.

Kimutatható, hogy a Costas-hurok a leíró differenciál-egyenletet és a fázis statisztikus jellemzését tekintve teljesen azonos a négyzetre emelő hurokkal [19].

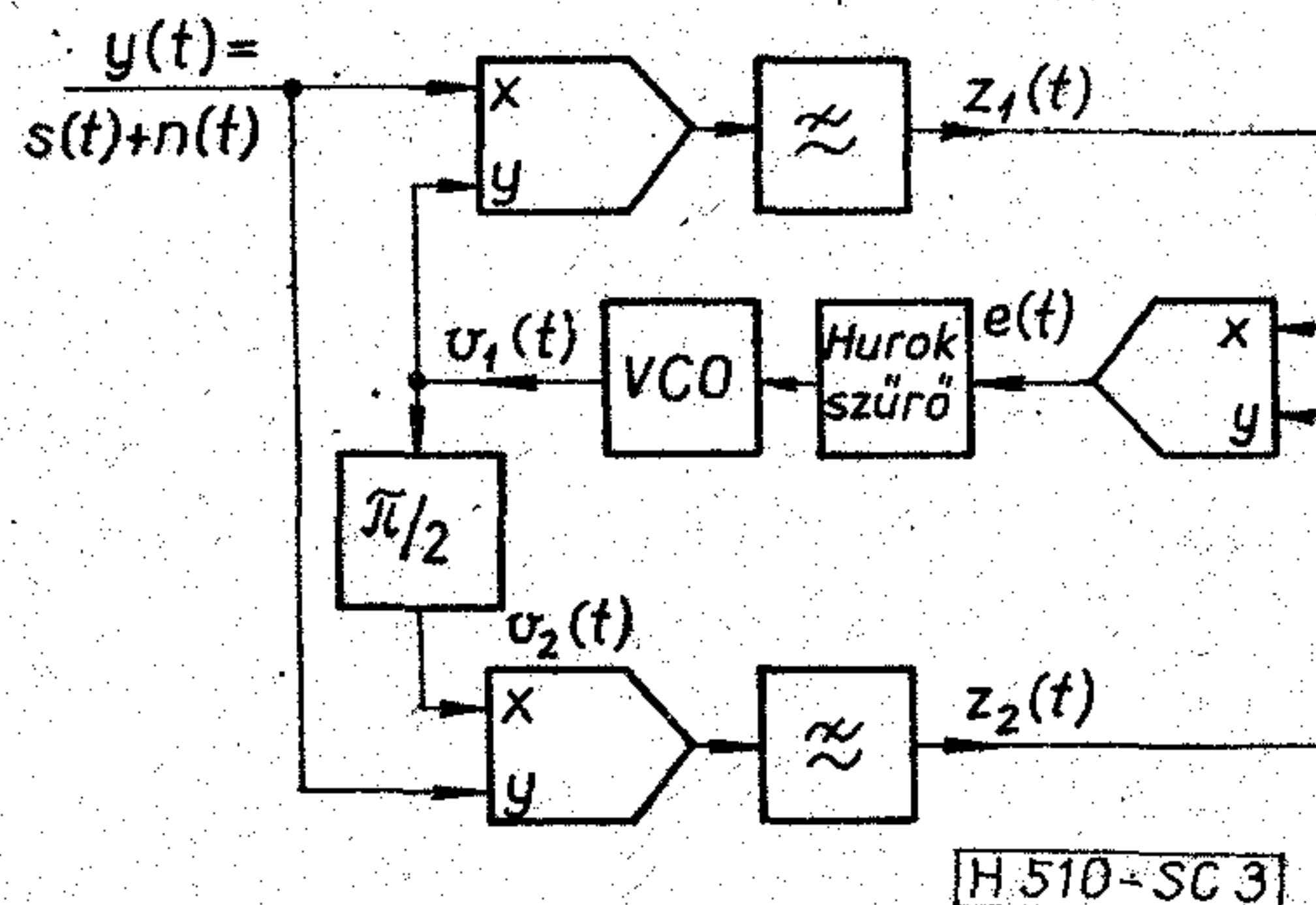
Megjegyezzük, hogy mind a négyzetre emelő, mind a Costas-hurok négyállapotú fázismoduláció esetén is alkalmas a vivő előállítására, természetesen bonyolultabb felépítésben.

2.2 A döntésvisszacsatolt hurok

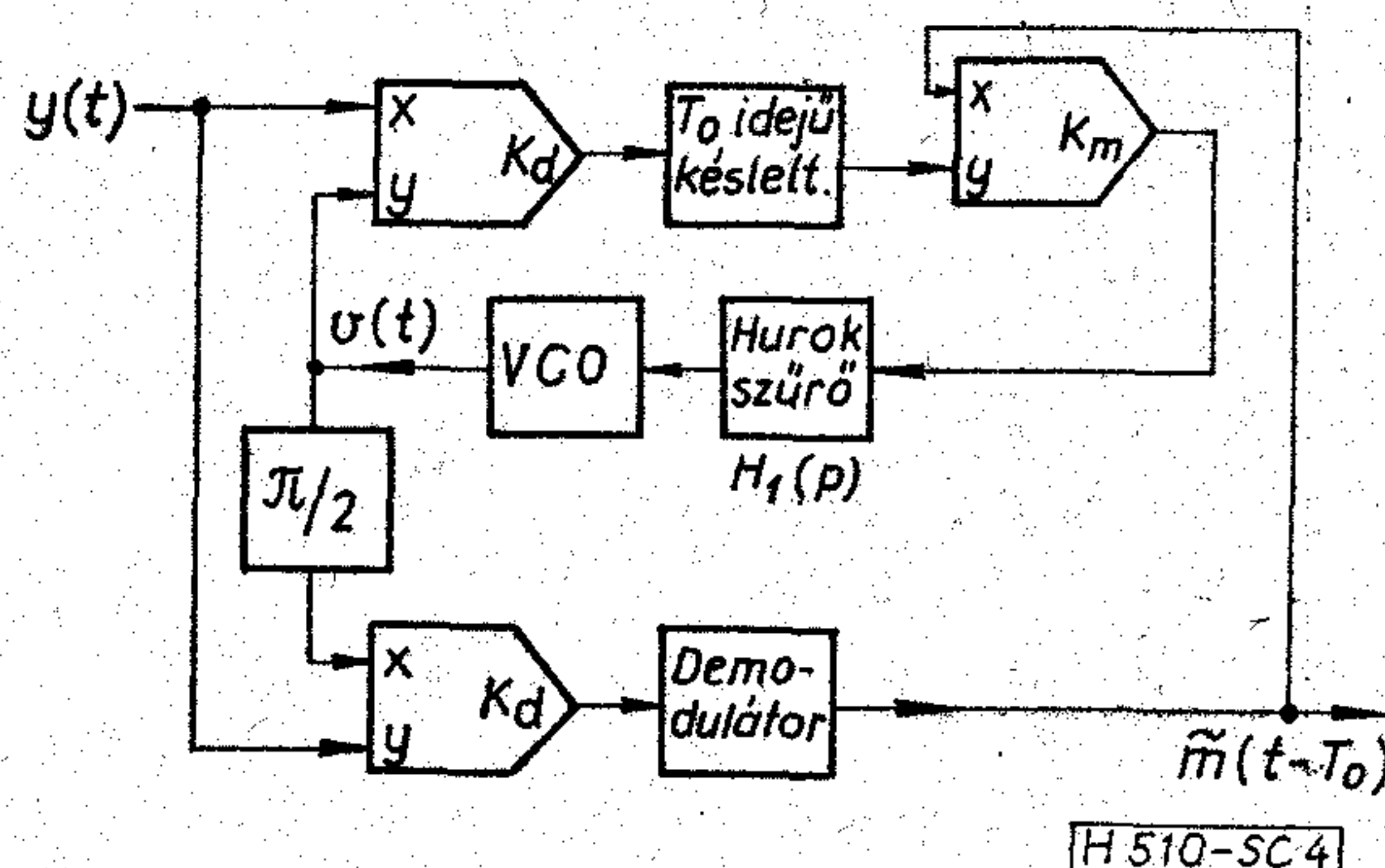
Az egyik lehetséges megvalósítás a 4. ábra szerinti, és egy kissé emlékeztet a Costas-hurokra [20]. Most



2. ábra. A négyzetre emelő hurok



3. ábra. A Costas-hurok



4. ábra. Döntésvisszacsatolt hurok, BPSK

azonban az alsó ágban egy adat-demodulátor van elhelyezve, s a demodulált adatjelet szorozzuk össze a felső ág egy szimbólumidőre késleltetett jelével (erre nyilvánvalóan azért van szükség, hogy ugyanahhoz a szimbólumidőhöz tartozó $m(t)$ -t és $\tilde{m}(t)$ -t szorozzunk össze).

Ha a bemeneti jel–zaj az előzőek szerint

$$y(t) = \sqrt{2P}m(t) \cos \omega_0 t + n(t), \quad (16)$$

a VCO $v(t)$ jelét pedig

$$v(t) = \sqrt{2}A_2 \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (17)$$

alakúra vesszük fel, és feltételezzük, hogy a szimbólum-frekvencia jóval nagyobb a PLL sávszélességénél, a hurok alapegyenlete a következő alakban írható [19]:

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\Theta_1(t)}{dt} -$$

$$-K'H_1(p) \{ \sqrt{P}[1-2P_e(\varphi)] \sin \varphi(t) + \tilde{m}(t)n'(t) \}. \quad (18)$$

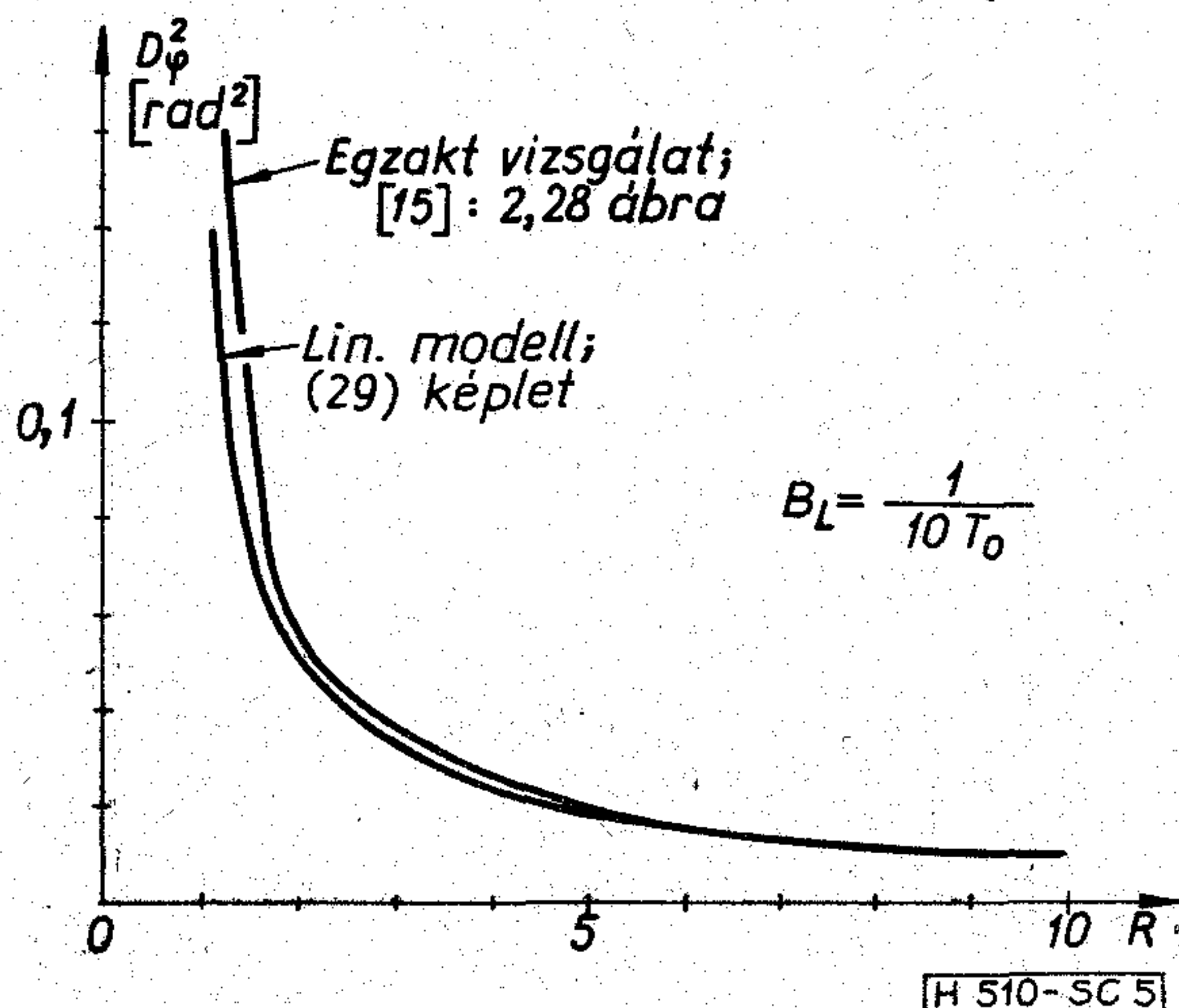
Itt $K' = K_d K_0 K_m A_2$, $n'(t)$ a (6) összefüggés szerinti, $\tilde{m}(t)$ a moduláló jel becslése és $P_e(\varphi) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{R} \cos \varphi)$, a hibavalószínűség bináris PSK esetén, ahol $R = \frac{PT_0}{N_0}$ bemeneti jel–zaj viszony jellegű mennyiség.

Az egyenlet formailag megegyezik a fáziszárt hurok alapegyenletével, a szinuszos nemlinearitás megfelelő helyettesítésével. Analízise megtalálható pl. [19]-ben. A fázis sűrűségfüggvénye zárt alakban nem kapható meg, s az eredmények numerikus módszerekkel is nehezen kezelhetők.

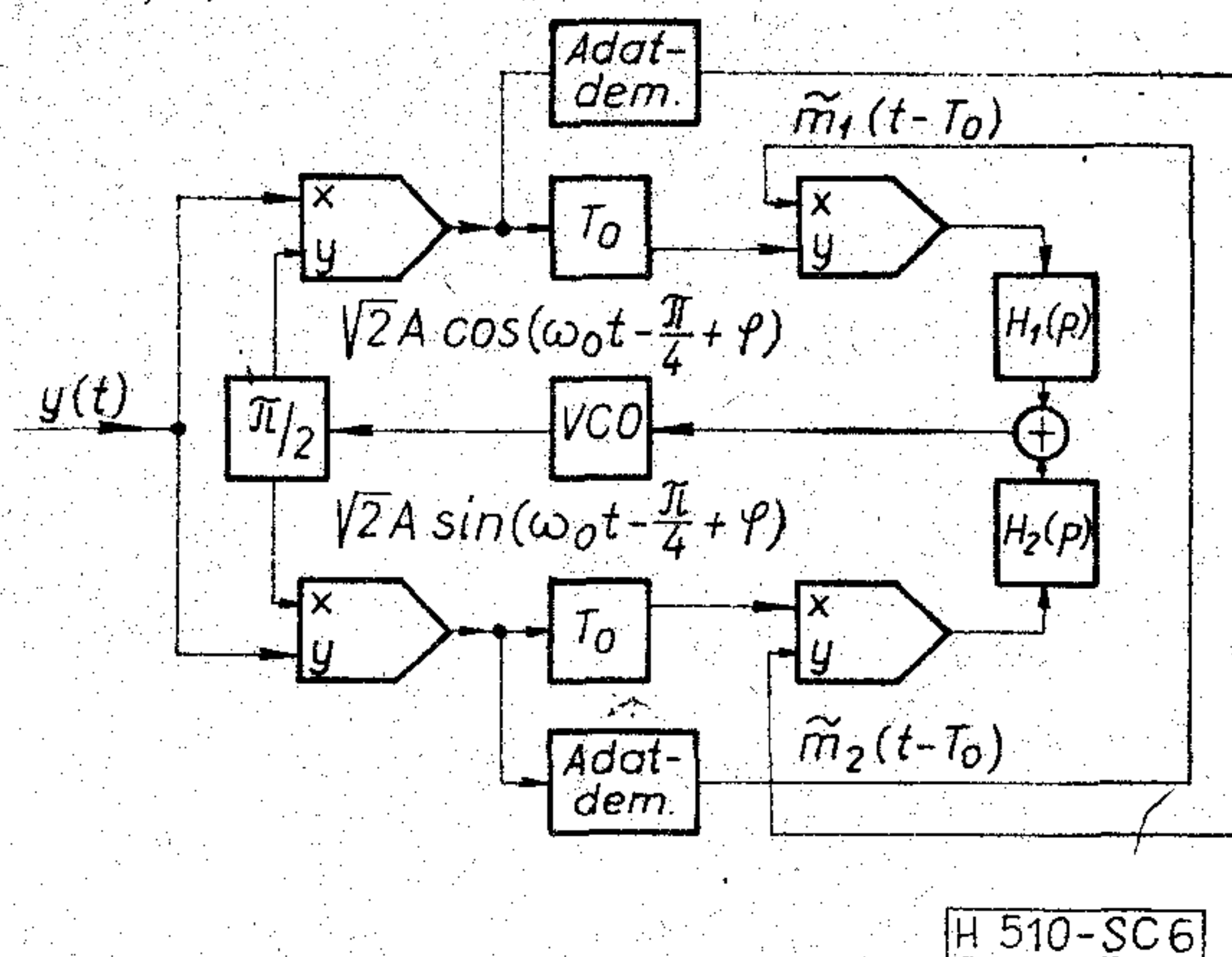
Linearizált modell alkalmazása esetén (amelyre nézve az irodalomban nem találtunk utalást) viszonylag egyszerűen meghatározható a fázis varianciája. A számítás részleteit a függelék tartalmazza. Az eredmény:

$$D_\varphi^2 = \frac{B_L N_0}{P(1-2P_e)^2}, \quad (19)$$

ahol B_L a szokásos módon értelmezett hurok-zajsávszélesség.



5. ábra. A fázis varianciája a döntésvisszacsatolt hurokban



6. ábra. Négy szintű döntésvisszacsatolt hurok

A kapott eredmény azt mutatja, hogy nagy R esetén ($P_e \ll 1$) a döntésvisszacsatolt hurokban a fázis varianciája akkora, amekkora az egyszerű hurokra adódna, ha annak bemenetére a PSK jel effektív értékével megegyező folyamatos vivő jutna.

A nemlineáris vizsgálat eredményével való összevetés céljából felhasználhatjuk [15]-ből a 2.28. ábrát. A fázis varianciáját $B_L = 1/10T_0$ esetére az 5. ábrán tüntettük fel. $R \geq 2$ esetén a linearizált modell az egzakt vizsgálattal azonos eredményt ad.

Négyállapotú fázismodulációnál annak az elvnek a felhasználásával konstruálható döntésvisszacsatolt hurok, hogy az

$$s(t) = \sqrt{2P} \left[\sin \omega_0 t + \frac{2\pi}{N} (i-1) \right]; \quad i=1, 2, 3, 4 \quad (20)$$

összefüggéssel leírt QPSK jel felírható két BPSK jel összegeként:

$$s(t) = \sqrt{P}m_1(t) \sin \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{4} \right) + \sqrt{P}m_2(t) \cos \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{4} \right), \quad (21)$$

ahol $m_1(t) = m_2(t) = \pm 1$ bináris jelek, amelyek a négy-szintű modulálójel állapotainak megfelelően a következő értékeket veszik fel:

k	m_1	m_2
1	1	1
2	-1	1
3	-1	-1
4	1	-1

A négy-szintű, döntésvisszacsatolt hurok eszerint a 6. ábrán látható módon konstruálható meg [15]. Az alapegyenletből kiindulva, a fáziszaj varianciája az előzővel azonos módon határozható meg (l. a függeléket). Az eredmény:

$$D_\varphi^2 = \frac{B_L N_0}{P(1-2P_e')^2}, \quad (22)$$

ahol

$$P_e' = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{R}{2}}. \quad (23)$$

Eszerint nagy jel–zaj viszonynál az eredmény ugyanaz, mint BPSK-nál, de P_e -t, a BPSK hibavalószínűséget most $R/2$ értéknél kell behelyettesíteni.

A 7. és 8. ábrákon a Costas-féle és a döntésvisszacsatolt hurok esetén adódó számítási eredményeket ábrázoltuk az R paraméter függvényében két-, ill. négyállapotú moduláció esetén. Látható, hogy bináris esetben a helyzet a két esetben közel azonos, csak kis jel–zaj viszonynál van eltérés. Négyállapotú esetben nagyobb az eltérés, különösen kis jel–zaj viszonyoknál (a b paraméter jelentése: az $1/T_0$ frekvencia — kb. a bemeneti sáv szélesség — és a hurok-zajsáv szélesség viszonya).

Összefoglalás

Linearizált modellek alkalmazásával a fáziszárt elven működő szinkronizáló (vivőszűrő) rendszerek tulajdonságait követési üzemmódban igen egyszerűen jellemezhetjük. Az egyszerű fáziszárt hurok, amelyre a fázis varianciáját jól ismert módon a hurok jel–zaj viszony határozza meg [1. a (7) összefüggést] csak pilotvivős esetben alkalmazható. Az elnyomott vivőt követő hurkok közül a négyzetre emelő hurok (ill. a Costas-hurok) és a döntésvisszacsatolt hurok felépítésével, tulajdonságaival foglalkoztunk. A fázis varianciáját az előbbi típusú hurokra az irodalomból idéztük, az utóbbira nézve pedig az ismert alapegyenletekből kiindulva meghatároztuk, két- és négyállapotú fázismodulációra. Az eredmények, amelyeket a 7. és 8. ábrán illusztráltunk, digitális fázismodulált jelek vételekor alkalmazhatók a hibavalószínűség meghatározására, ha a szinkronizáló rendszer hibáját (az előállított vivő zajosságát) akarjuk figyelembe venni [20].

Függelék.

A fázis varianciájának meghatározása a döntésvisszacsatolt hurokban

A (18) alapegyenletet (bináris fázismoduláció esete) felhasználva, linearizált modellhez jutunk $\varphi(t) \ll 1$ feltételezésével, az alábbi helyettesítésekkel:

$$\sin \varphi \cong \varphi; \quad \cos \varphi \cong 1;$$

$$P_e(\varphi) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{R} \cos \varphi) \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{R} = P_e.$$

A hurok alapegyenlete ekkor

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\theta_1(t)}{dt} - K'H(p)\{C\varphi + n'(t)\tilde{m}(t)\} \quad (24)$$

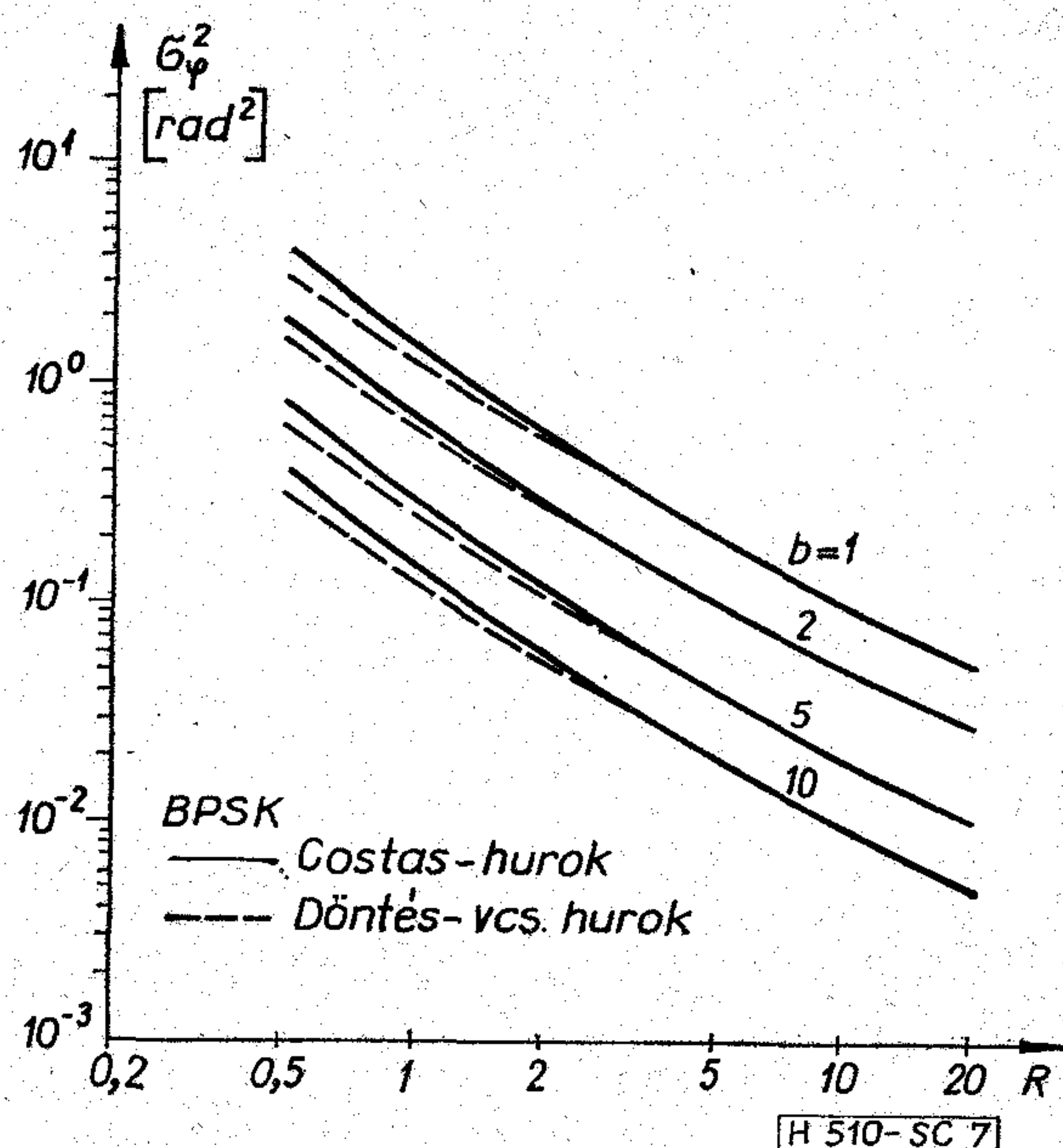
lesz, ahol $C = \sqrt{P}(1 - 2P_e)$.

A 9. ábrán látható rendszer most már a szokásos módszerrel vizsgálható. A zaj hatásának figyelembevételére alkalmazva a szuperpozíció elvét, az ábráról leolvashatóan a fázis spektrális sűrűségfüggvénye a következő lesz:

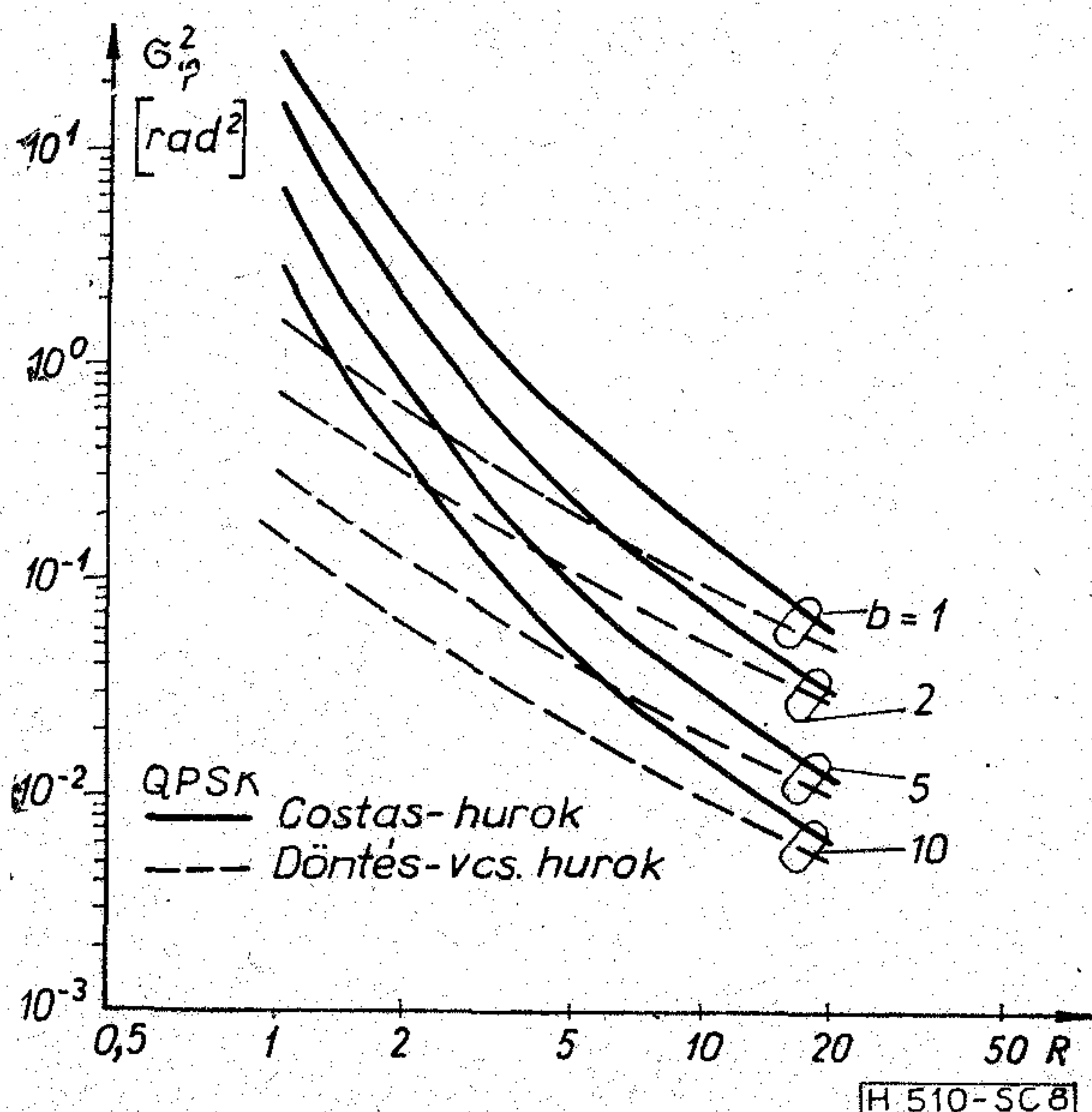
$$s_\varphi(\omega) = s_{\theta_2}(\omega) = \frac{1}{C^2} |H(j\omega)|^2 s_{n_e}(\omega) \quad (25)$$

és

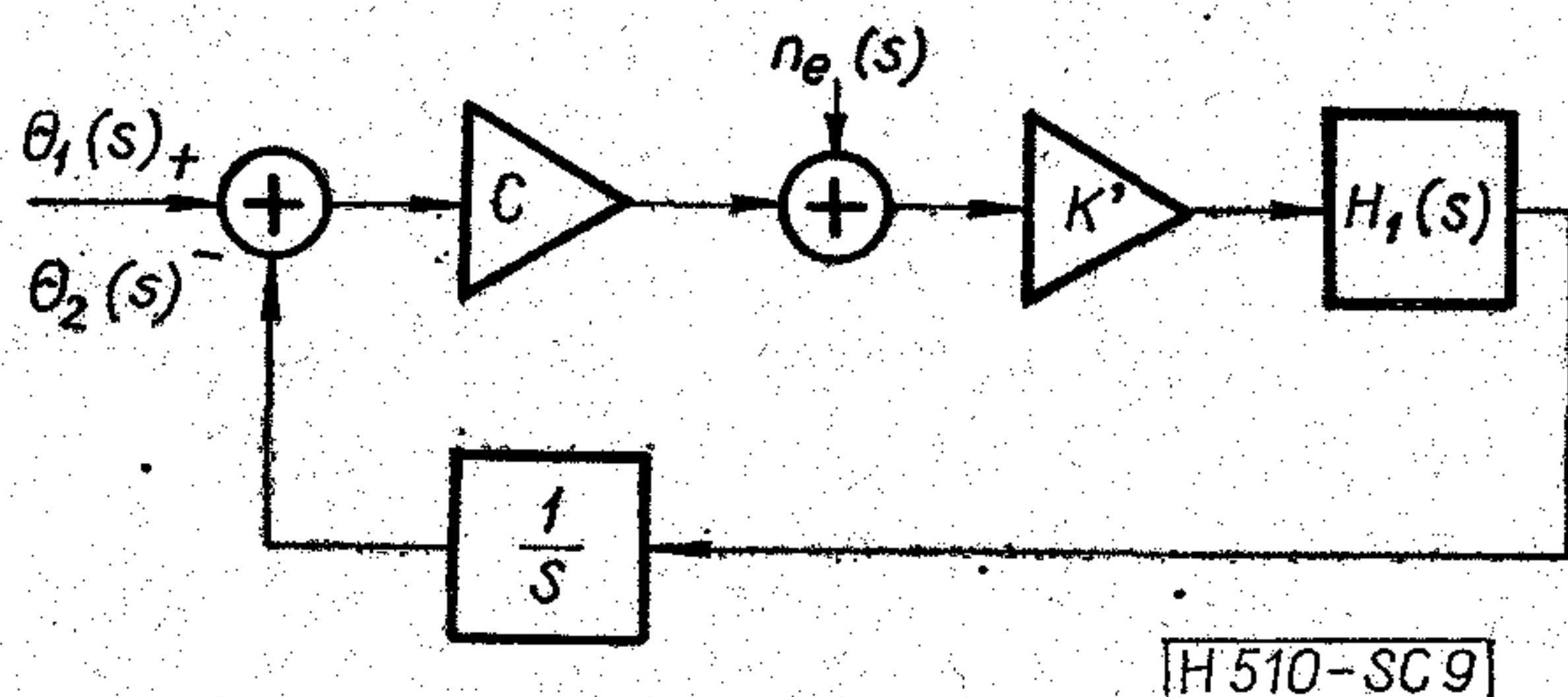
$$D_\varphi^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_\varphi(\omega) d\omega, \quad (26)$$



7. ábra. Döntésvisszacsatolt hurok, linearizált modell



8. ábra. A Costas-féle és a döntésvisszacsatolt hurok összehasonlítása, bináris moduláció



9. ábra. A Costas-féle és a döntésvisszacsatolt hurok összehasonlítása, négyszintű moduláció

ahol $H(j\omega)$ a

$$H(s) = \frac{K' \cdot \sqrt{P} \cdot H_1(s)}{s + K' \sqrt{P} H_1(s)} \quad (27)$$

zárthurkú transzferfüggvénynek felel meg, továbbá

$$s_{n_0}(\omega) = s_n(\omega) * s_m(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_n(\omega - \nu) s_m(\nu) d\nu =$$

$$= \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} s_m(\nu) d\nu = \frac{N_0}{2}, \quad (28)$$

felhasználva, hogy $n'(t)$ a bemenetivel megegyező, $N_0/2$ spektrális sűrűségű fehér zaj.

Ekkor a fázis varianciájára kapjuk:

$$D_\varphi^2 = \frac{B_L N_0}{C^2} = \frac{B_L N_0}{P(1-2P_e)^2}. \quad (29)$$

A négyállapotú fázismodulációra ismert, hogy az alapegyenlet (a 6. ábra felhasználásával) a következő alakban írható [15]:

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\theta_1(t)}{dt} - \frac{K'}{\sqrt{2}} H_1(p) \{ \sqrt{P} [1 - 2P_{e1}(\varphi)] \sin \varphi +$$

$$+ \sqrt{2} \tilde{m}_1(t) n'(t) \} -$$

$$- \frac{K'}{\sqrt{2}} H_2(p) \{ \sqrt{P} [1 - 2P_{e2}(\varphi)] \sin \varphi + \sqrt{2} \tilde{m}_2(t) n''(t) \}, \quad (30)$$

ahol

$$H_1(p) = H_2(p),$$

$$P_{e1}(\varphi) = P_{e2}(\varphi) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{R'} \cos \varphi); \quad R' = \frac{R}{2},$$

$n'(t)$ és $n''(t)$ pedig $N_0/2$ spektrális sűrűségű fehér zaj.

Vezessük be a következő jelöléseket:

$$n_{e1} = \sqrt{2} \tilde{m}_1(t) n'(t), \quad n_{e2} = \sqrt{2} \tilde{m}_2(t) n''(t). \quad (31)$$

A bináris esethez hasonlóan látható be, hogy $s_{n_{e1}}(\omega) = s_{n_{e2}}(\omega) = N_0$, továbbá — mivel n_{e1} és n_{e2} korrelálatlanok és nulla várható értékűek [15], $s_{n_0}(\omega) = 2N_0$. Eszerint a hurok alapegyenlete:

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\theta_1(t)}{dt} - \frac{K'}{\sqrt{2}} H_1(p) \{ 2\sqrt{P} [1 - 2P(\varphi)] \sin \varphi +$$

$$+ n_{e1}(t) + n_{e2}(t) \}. \quad (32)$$

Linearizált modellhez a fentiek szerinti helyettesítésekkel jutunk, s a fázis varianciája ezek után egyszerűen meghatározható:

$$D_\varphi^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_\varphi(\omega) d\omega =$$

$$= \frac{1}{C'^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 s_{n_0}(\omega) d\omega = \frac{B_L N_0}{P(1-2P_e)^2}. \quad (33)$$

IRODALOM

- [1] Gardner, R. M.: Phaselock techniques. New York, Wiley, 1966.
- [2] Viterbi, A. J.: Principles of Coherent Communications. New York, McGraw-Hill, 1966.
- [3] Simon, M. K.: On the Equivalence of Several Phase-locked Loop Configurations. IEEE Trans. on Com. Tech., August, 1970.
- [4] Kal'nin, A. A.: Vozdejsztvie sumov na szisztému FAPCS sz uszilitelém promezsutocnoj csasztotü. Radiotekhnika, t. 25, No. 9, 1970.
- [5] Sahgil'djan, B. B.:—Ljahovkin, A. A.: Szisztémü fazovoj avtopodsztrojki csasztotü. Moszkva, Szovjetszkoe Radio, 1972.
- [6] Tihonov, V. I.: Vlijanie sumov na rabotu szhemü fazovoj avtopodsztrojki csasztotü. Avtomatika i Telemekhanika, No. 9, 1959.
- [7] Tihonov, V. L.: Rabota fazovoj avtopodsztrojki csasztotü pri nalicsii sumov. Avtomatika i Telemekhanika, No. 3, 1960.
- [8] Viterbi, A. J.: Phase-locked Loop Dynamics in the Presence of Noise by Fokker-Planck Techniques. Proc. IEEE, Vol. 51, Dec. 1963.
- [9] Lindsey, W. C.—Charles, R. J.: Some Analytical and Experimental PLL Results for low SNR. Proc. IEEE, Vol. 54, Sept. 1966.
- [10] Suzuki, K.—Namekawa, T.: Dynamics of the Phase-locked Loop without a Limiter. IEEE Trans. on AES, Vol. 7, Sept. 1971.
- [11] Pap L.: A Fokker-Planck-Kolmogorov-egyenlet és alkalmazása a híradástechnikában. Híradástechnika, XXVII. évf. 8. sz. 1976. aug.
- [12] Sahgil'djan, B. B.: Vlijanie uzkopolosznüh fluktuacij na rabotu szisztémü fazovoj avtopodsztrojki csasztotü. Avtomatika i Telemekhanika, No. 12. 1966.
- [13] Klapper, J.—Frankle, J. T.: Phase-locked and Frequency-Feedback Systems. New York, Academic Press, 1972.
- [14] Lindsey, W. C.: Nonlinear analysis of Generalized Tracking System. Proc. IEEE, Vol. 57, No. 10, Oct. 1969.
- [15] Lindsey, W. C.—Simon, M. K.: Telecommunication Systems Engineering. Englewood Cliffs, N. J. Prentice Hall, 1972.
- [16] Lindsey, W. C.—Simon, M. K.: Nonlinear Analysis of Supressed Carrier Tracking Loops in the Presence of Frequency Detuning. Proc. IEEE, Vol.—58, No. 9, Sept. 1970.
- [17] Lindsey, W. C.—Simon, M. K.: The Effect of Loop Stress on the Performance of Phase-coherent Communication Systems. IEEE Trans. on Com. Tech. Vol. 18, No. 5, Oct. 1970.
- [18] Costas, J. P.: Synchronous Communications. Proc. IRE, Vol. 44, Dec. 1956.
- [19] Lindsey, W. C.: Synchronization Systems is Communication and Control. Englewood Cliffs, N. J. Prentice-Hall, 1971.
- [20] Natali, R. D.—Walbesser, W. J.: Phase-locked Loop Detection of Binary PSK Signals Utilizing Decision Feedback. IEEE Trans. on AES, Vol. 5, No. 1.
- [21] Szabó Cs.: Koherens demodulálás fáziszárt hurkok alkalmazásával. Egyetemi doktori értekezés, 1976.

LEVÉLEK A SZERKESZTŐSÉGHEZ

Alábbiakban közöljük Ternyilla Mihály hozzászólását Dr. Kozma László cikkéhez és Dr. Kozma László erre vonatkozó válaszáat. Dr. Kozma László „100 éves a telefon” című cikke lapunk 1976. októberi számában a 289. oldalon jelent meg.

Tisztelt Szerkesztőség!

Dr. Kozma László akadémikusnak a Híradástechnika című lapban megjelent és a Magyar Postamúzeumot is érintő cikkének egyes megállapításaihoz szeretnék néhány észrevételt fűzni.

A cikk kétségbe vonja Puskás Tivadarnak a telefonközpont feltalálása körüli érdemeit, és azt mondja, hogy „a központ olyan természetes ötlet volt, hogy nem fűződik egy feltaláló nevéhez sem.” A továbbiakban azt állítja, hogy „a Posta múzeumában őriznek egy másolatot Edison egyik leveléről, amelyben megemlíti, hogy tudomása szerint Puskás Tivadar vetette fel először a telefonközpont gondolatát”. Majd így folytatja: „... Ha el is fogadjuk, hogy a Posta múzeumában őrzött másolat egy valódi levélről készült, akkor is elképzelhetetlen, hogy Puskás, aki bizonyítottan kiváló üzletember volt, nem jelentett volna be szabadalmat a központra.”

Kozma professzor úr megállapításával szemben a tény az, hogy a Magyar Postamúzeum semmiféle levélmásolattal nem rendelkezik a fenti üggyel kapcsolatban. Ellenben a Postamúzeum birtokában van Edisonnak az az *eredeti fényképe*, amelyet ő Magyarországon való látogatása alkalmával már Puskás Tivadar halála után a Puskás családnak ajándékozott. Erre a fényképre Edison sajátkezűleg a következő szöveget írta: To Mrs Albert von Puskas Thomas A. Edison Theodore Puskás Was the first man in the world to suggest the central station for the telephone

T. A. E.

(Puskás Tivadar volt az első ember a világon, aki a telefonközpont gondolatát felvetette.)

Kozma professzor úr azt is állítja, hogy „Puskás egyébként nem volt Edison munkatársa, csupán üzleti összeköttetésben álltak rövid ideig.” Majd zárójelben így folytatja: „Ellenben volt Edisonnak egy magyar származású belső munkatársa: Fodor István, akiről Edison sokszor nyilatkozott igen elismerően.”

Nézzük meg ezek után, hogyan vélekedik a kérdéstről a Kozma professzor úr által is nagyrabecsült Fodor István. Fodor a Balla Ignác által szerkesztett és 1912-ben kiadott Edison tanulmányának „Edison és a magyarok” című fejezetében a következőket írja:

„Puskásról ezeket mondta nekem Edison: Én a magam részéről kezdetben nem láttam egyebet a telefonban, mint valami újabb távírófélét, melynek révén egyik állomásról a másikra híreket lehet továbbítani. Amerikában eredetileg a telefon csak arra lett volna hivatva, hogy pótolja azokat a távírókészülékeket, melyek a főzsebei érdekek miatt bizonyos számra redukálódtak. Puskás volt az, aki kifejtette azt a tervet, hogy a telefont a nagy nyilvánosság részére is hozzáférhetővé kell tennünk. Oly központot tervezett, amelybe tetszés szerinti számú előfizető kapcsolható be és melynél a beszélgetéseket a telefonközpont alkalmazottai irányítanák. Az A nevű előfizető tehát ne csupán a B nevűvel beszélhessen, mint eddig, közös vonalon, hanem A éppen úgy érintkezhessen B-vel, mint C, D stb. nevű előfizetővel. A telefonbeszélgetések irányítása tehát Puskás Tivadar ideája volt. Ez körülbelül 1877-ben történt.”

Ezt tehát Fodor állítja, aki pedig mint Kozma professzor úr is kifejtette, Edison közeli munkatársa volt. Azt pedig, hogy Puskás Tivadar is Edison közvetlen munkatársa volt, a Magyar Postamúzeum birtokában levő, a Puskás családtól vásárolt számos okmány és Edison levél tanúsítja. Sőt Puskás Tivadar volt az aki az Edisontól nyert engedély birtokában ruházta át öccsére Puskás Ferencere az „Európai Edison Telefon Társaságnak” Ausztria-Magyarország területére kiterjedő teljhatalmú képviselőtét. (V. ö. a Magyar Posta 1931 évi V. évfolyam 259. o.)

Helyesbítésre szorul az a közlés is, hogy „Nálunk 1930-ban került sor Budapest és Bécs között az első erősített távkábel üzembehelyezésére.

A valóság az, hogy a budapest—bécsi távkábel 1927. augusztus 15-én került üzembe.

Kérem a helyreigazítások szíves közlését.

Budapest, 1976. december 16.

Tisztelettel:

Ternyilla Mihály
a Magyar Postamúzeum vezetője.

*Ternyilla Mihálynak — a Postamúzeum vezetőjének —
észrevételeire az alábbiakat jegyezném meg.*

A telefont a múlt század második felében nagyon sokan találták fel, csak éppen Bellnek sikerült első ízben egy valamelyest használható készüléket összehozni. Ez 1876-ban történt, de csak a folyadékmikrofon vált alkalmassá beszédátvitelre, valamikor ennek az évnnek a második felében és valószínűleg ennek felhasználásával hozták létre az első bostoni központot 1877-ben. (Ebben az időben Edison az izzólámpa kérdésével foglalkozott, megfelelő szén keresett a szál számára. Közben észrevette, hogy a szén átmeneti ellenállása változik a nyomással, tehát alkalmas mikrofon céljaira. Ebben még csak préselt korong alakban szerepelt a szén és ezért ez sem volt kifogástalan. A szénszemcsék használatát Hummings találta fel 1881-ben.)

Hol van itt Puskás szereplése? Ő 1876 vége felé érkezik ki az Egyesült Államokba, mint ismeretlen 32 éves fiatalember. Hogy mi van már mögötte? Nem lehet sokat tudni róla. A legjobb Puskás életrajz Pap János tollából 1960-ban jelent meg (a Terra adta ki Puskás Tivadar címen). Sok mindennel foglalkozott már változó szerencsével. Pap János szerint halott már Bell találmányáról és a fejében megfogalmazódott a központ gondolata. Jelentkezik Bellnél, aki azonban nem fogadja, ezért Edisonhoz fordul. Valahogyan bejut hozzá, tény az, hogy Puskás közel két évig Monroe-ben dolgozik Edisonnak „találmány-gyárában” és ott egyebek közt foglalkozhat telefonközpont elképzeléseivel is. 1878 áprilisában Edison és Puskás szerződést kötnek, amelyben szó van Edisonnak szénmikrofon találmányáról (1877. július 30.) és főleg a „fonográf”-ról és amely szerződés értelmében Puskás Londonban mint Edison képviselője üzleti tevékenységet hivatott folytatni.

A szerződésben a központ nem kerül megemlíítésre. Ezzel szemben Pap János azt állítja, hogy Puskás 1877-ben Londonban bejelenti telefonközpontjának szabadalmi igényét, de hogy a szabadalmat megkapta volna, arról nincs szó!

Puskás nevét tudtommal egy idegen nyelvű közlemény sem említi. Az annak idején (1932) megjelent híres szakkönyv „Telephony” (Herber és Procter) a mikrofonnal kapcsolatban felsorol legalább egy tucat nevet, viszont a központtal kapcsolatban senkit sem említ meg, hanem azt állítja, hogy miután összeköttetési igények jelentkeztek, „so the telephone exchange sprang into being” (I. kötet 255. o.), vagyis hogy a központ egyszerűen létrejött!

Mármost itt van Edison dedikált fényképe és Fodor Istvánnak 1912-ben megjelent írása: Edison és a magyarok. Először is elnézést kérek, hogy én valahogy levélre emlékeztem, amelynek csak másolatát adta ki a család. Most megnéztem a képet Pap János könyvében. Ez lenne tehát az egyetlen bizonyítékunk, amelynek alapján igényelhetnők nemzetközi síkon a telefonközpont feltalálásának dicsőségét Puskás Tivadar számára. A képnek két hibája van: nincs dátum rajta és nem Puskás Tivadarnak van címezve, hanem Albert öccse feleségének. A kép után ítélve a kép ajándékozása jóval Puskásnak 1893-ban bekövetkezett halála után történt. A dedikálás lehetett csupán egy udvarias gesztus. Abban az időben, amikor Edison és Puskás aktív levelezésben voltak, és ezek közül Pap János szerint sok a Postamúzeum tulajdonában van, miért nincs utalás a központ feltalálására? Vagy amikor 1879-ben a már „tökéletes” központot felavatták Saratoga-ban és az emelvényen ott ül-

tek együtt Edison és Bell, nem lett volna alkalom Puskás nevét megemlíteni az egyik beszédben, hogy neve belekerüljön egy újságba. Sajnos, ez a dedikált fénykép csak nekünk becses, de Puskás hírnevének megerősítésére nem igen alkalmas.

Fodor István könyve majdnem 20 évvel Puskás halála után jelent meg, amikor Edison szavaira visszaemlékezik, rögtön arra a gondolatra készítetik az embert, hogy miért nem írt erről korábban?

Telefonközpontnak mint alapötletnek tehát nincs szabadalma. Amikor Puskás 1877/78-ban központtervén dolgozott, már létezett egy központ Bostonban. Lehet, hogy erről akkor még Edison sem vett tudomást, ő jó pár évig játékszernek tartotta a telefont.

Restellem, hogy eltévesztettem a bécsi távkábel üzembe he-

lyezésének esztendejét. Én akkoriban egyetemre jártam, minden szünetben az EIVRT-ben dolgoztam és egyik nyáron én magyaráztam el a Posta műszerészeinek a József központban a kábelmérő vizsgálóasztal használatát. Ez pedig csak 1930 előtt lehetett, mert 1930 áprilisában már mint kész mérnök Belgiumban, az antwerpéni Bell Telephone-ban dolgoztam.

Köszönöm Ternyilla kartársnak, hogy foglalkozott a „100 éves a telefon” c. cikkemmel és méltányolom az észrevételeit. Egyben köszönöm a t. Szerkesztőségnek, hogy alkalmat adtak a viszontválaszra.

Budapest, 1977. április 9.

Dr. Kozma László
ny. egyetemi tanár

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

A Helag cég 725 típusszámú érintkezésmentes potenciométere a félvezetők Gauss-effektuson alapuló ellenállásváltozását használja ki. A félvezető ellenállásának érintkezésmentes változtatását egy vezérlőtárcsa segítségével valósítják meg. A potenciométer alapkivitelénél a 160°-os elfordulási tartomány és az ellenállásérték között lineáris az összefüggés. Nemlineáris jelleggörbe kialakítására is van lehetőség, amelyet a mindenkori alkalmazási érdekek határoznak meg. A potenciométer alapkivitele két ellenállásértékkel (800 ohm és 1000 ohm) kapható. Ez az érték 450 ohm, ill. 350 ohm körüli értékre változtatható. Maximális villamos terhelhetősége 1 W. A közel szimmetrikus felépítés következtében a potenciométert 2000 min⁻¹-ig lehet használni. Alapjel adóként és pillanatérték adóként is lehet alkalmazni, de felhasználását főleg olyan esetben ajánlják, amikor az élettartamra és az üzembiztonságra különleges követelményeket írnak elő. (*Elektro Auzeiger*, 1976. szept. 1. [292])

*

Induktív típusokkal bővítette a Philips vállalat ipari automatikák számára gyártott közelítés érzékelőinek választékát. Az érzékelőkben oszcillátor és Schmitt-trigger erősítő található, krómozott sárgaréz csőbe szerelve. Az oszcillátor jól definiált mágneses teret gerjeszt, az erősítő kimenetén magas kimeneti szint van, ha nincs fémtárgy az érzékelő közelében és alacsony szint, amikor fémtárgy közelít az érzékelőhöz. A négy forgalomba hozott típus érzékelési távolsága 1, 2,5 és 5 mm, három eszköz 10...30 V egyenfeszültségtől, a negyedik 240 V, 50 Hz-es váltakozó feszültségről üzemel. (*Elektrical Review*, 1976. aug. 13. [293])

*

A PCM 30-as az adó oldalon 30 beszédcsatorna hangfrekvenciás jelét alakítja át PCM-primer jellé. A letapogató jel frekvenciája a CCITT ajánlásának megfelelően 8 kHz. A letapogató hangfrekvenciás jel kódolja és kódszavakat képez. Ezek sorbaállításával kapja a primer jelet. A nagyfrekvenciás szinttartományt 16 kvantálási szinttel fogja át, úgy, hogy a 4 legalsó szint egyenlő nagyságú, majd a további osztási távolságok mindig duplázódnak, így a kivezrlés mértékével nő a kvantálási szint is. A teljes (256) kvantálási tartományt 8 bites PCM-kódszóban helyezi el. Az első 4 bit megadja a kvantálási szakaszt, a másik 4 a tartományt. (Ha a kvantálási lépésközök azonosak lennének, 12 bitre lenne szükség.) Vevő oldalon egy „nyújtó” kapcsolást alkalmaz, amely a „zsugorított” szinteket egyenletes kvantálási lépésközű 13 bites kóddá alakítja. A dekódoló kimenetén megjelenő PAM jel a csatornkapcsoló a megfelelő csatornákra szétosztja és az egyes csatornák aluláteresztő szűrőinek kimenetén már az analóg jel jelenik meg. (*Nachrichten technischer Zeitschrift*, 1976. aug.; H. Höss u. F. Kühne [294])

*

A BICC Research and Engineering Ltd. és a Brit Posta alig 16-hónapos fejlesztési munkával, mintegy 100 000 font költséggel létesített egy rendkívül gazdaságos gyártó bázist az új

nagy pontosságú körkörös, milliméteres hullámhosszú csőtápvonalak előállítására. Az új terméket, amelynek ára mintegy 20 font/m a világon a legolcsóbb, kereskedelemben kapható gyártmánynak tartják. A BICC máris exportál kísérleti darabokat olasz és NSZK megrendelésre, miközben a Brit Postahivatal számára már 16 km vezetékét szállított. Az új gyártmánnyal olyan nagyfokú tervezési biztonság érhető el, hogy a Brit Postahivatal 1982-re már a nyilvános távközlő hálózatban való alkalmazást tervezi.

Egy vonal kapacitása, 32 GHz...110 GHz közötti üzemben 500 000 beszédcsatorna. Ezek a frekvenciaértékeken a vonal jelenleg 2 dB/km halkulással működik, de elérhetőnek tartják az USA berendezéseinek 1 dB/km halkulását is — azoknál jóval alacsonyabb költséggel. A csőtápvonalakat kereskedelmi anyagokból gyártják 3 méteres hosszokban, amelyeket a szállításra 9 méteres hosszúságúakra kötnek össze. Az összekapcsolások végrehajtására gyors és precíz technológiát dolgoztak ki. Kiépítés után, a hibakeresés és a hibás szakasz cseréje legfeljebb 2 órát vesz igénybe. (*Electronics Weekly*, 1976. aug. 18. [295])

*

Az optikai átviteli rendszerek elterjedése szükségessé teszi a forrás-teljesítmény mind jobb hatásfokú betáplálását a fényvezetőbe. A jó illesztés feltétele a fényforrás kis sugárzó felülete. A kísérletek szerint erre a célra GaAs, GaAlAs lézerdiódák alkalmasak, mert impulzus üzemben kis felületen nagy teljesítményt képesek leadni (pl. az RCA SG2007-es diódája 200 nsec alatt 10 W-ot). Alapvetően, ha az impulzus szélessége 20 nsec, akkor az ismétlődési frekvenciát 5 kHz-nél nem szabad nagyobbra választani. Folyamatos üzemnél, normál környezeti hőmérsékleten 5...10 mW tartomány használható ki és a sáv szélesség meghaladja a 100 MHz-et. Nagy kimenőteli teljesítmény eléréséhez a lézerdiódát nagy árammal kell meghajtani, amit kondenzátor kisütésével nyernek. Az ellenőrzött kisülés sebessége függ az alkalmazott ellenőrző körtől. Példaként az RCA C30130 lézerdiódás, kapacitás kisütésű, CA 3085A-el ellenőrzött meghajtó rendszerét ismerteti. (*Electronics*, 1976. aug. 5. [296])

*

A Torontói Egyetem kutatólaboratóriumában lézerrel működő új tárolási technológiát dolgoztak ki, amely tárolási sűrűség szempontjából versenyképes a mágnesdobos vagy szalagos tárolókkal. A találmány lényeges eleme olyan olcsón előállítható műanyag lap felfedezése volt, amely különleges optikai vagy kémiai megmunkálás nélkül tárolja és visszaadja a rajta lézerrel kódolt információt. A jelenlegi kísérleti stádiumban négyzetmikrononként egy bitet tudnak lézerrel kódolni és kiolvasni. A feltalálók szerint még sok nehézséggel kell megküzdeniük, mire az új megoldás iparilag hasznosítható lesz, de biztatónak tartják, hogy az adatsűrűség szempontjából már ott tartanak, mint a régóta folyamatosan fejlesztett mágnes tárolók jelenleg. Véleményük szerint a már elért jó tulajdonságok még lényegesen javíthatók. (*Canadian Datasystems*, 1976. 8. k. 9. sz. [297])

(Folytatás a 209. oldalon)

* Válogatás a KGM—TMTI tájékoztató anyagából

SECAM-rendszerű televíziós átvitelnél alkalmazott haranggörbe erősítő pontatlan beállításának hatása a jel—zaj viszony javulás mértékére

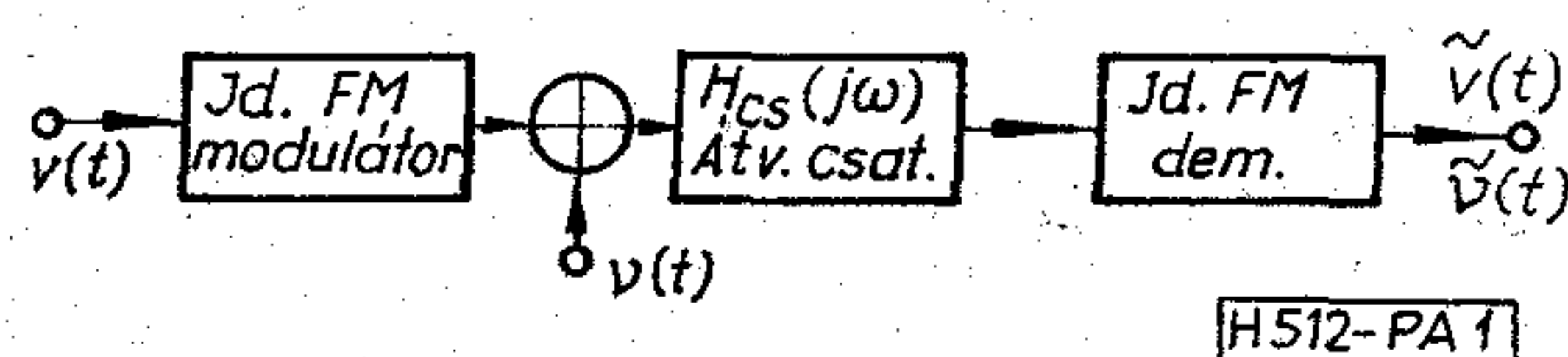
ETO 621.391.837;621.391.883.2;621.397.622 SECAM

A jel—zaj viszony javulás mértékét az 1. és 2. ábrán látható egyszerűsített átviteli modell alapján fogjuk megvizsgálni.

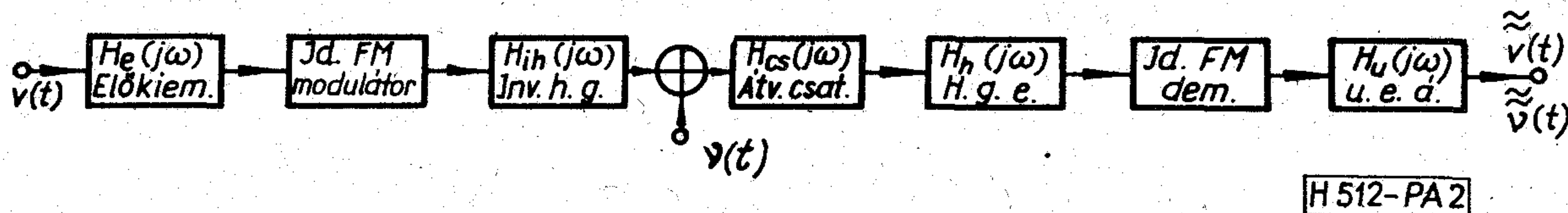
Az 1. és 2. ábrán látható jelölések értelmezése:

- $v(t)$ Sávhatárolt alapsávi szinkülönbségi jel.
 $\tilde{v}(t)$ Alapsávi és nagyfrekvenciás előkiemelő, illetve utóelnyomó áramköröket nem tartalmazó átviteli út esetén a demodulált szinkülönbségi jel.
 $\tilde{\tilde{v}}(t)$ Alapsávi és nagyfrekvenciás előkiemelő és utóelnyomó áramköröket tartalmazó átviteli út esetén kapható demodulált szinkülönbségi jel.
 $v(t)$ Nulla várható értékű stacionárius fehér zaj.
 $\tilde{v}(t)$ Előkiemelést és utóelnyomást nem alkalmazó átviteli út kimenetén létrejövő zaj.
 $\tilde{\tilde{v}}(t)$ Előkiemelést és utóelnyomást is tartalmazó átviteli út kimenetén megjelenő zaj.

- $H_{cs}(j\omega)$ Az átviteli csatorna átviteli karakterisztikája.
 $H_e(j\omega)$ Az alapsávi kiemelő áramkör, átviteli karakterisztikája.
 $H_u(j\omega)$ Az alapsávi utóelnyomó áramkör átviteli karakterisztikája.
 $H_{ih}(j\omega)$ Az inverz haranggörbe erősítő átviteli karakterisztikája.
 $H_h(j\omega)$ A haranggörbe-erősítő átviteli karakterisztikája.



1. ábra. Jel—zaj viszony javító eljárásokat nélkülöző, egyszerűsített átviteli út



2. ábra. Alapsávi és nagyfrekvenciás jel—zaj viszony javító eljárásokat tartalmazó, egyszerűsített átviteli út

Az alapsávi és nagyfrekvenciás előkiemelő és utóelnyomó áramkörök hasznos jelre $[v(t)]$ gyakorolt hatása kompenzálódik mivel pontos beállítás esetén az előkiemelő és utóelnyomó átviteli karakterisztikák között az alábbi összefüggések állnak fenn:

$$H_u(j\omega) = \frac{1}{H_e(j\omega)} \quad \text{és} \quad H_{ih}(j\omega) = \frac{1}{H_h(j\omega)}$$

Emiatt könnyen belátható, hogy modelljeink kimenetén megjelenő $\tilde{v}(t)$ és $\tilde{\tilde{v}}(t)$ hasznos jelek között egyenlőség áll fenn. Ebből viszont az is következik, hogy a jelek négyzetes várható értéke (átlagteljesítmény) is megegyezik egymással, azaz

$$E\tilde{v}^2(t) = E\tilde{\tilde{v}}^2(t) \quad (1)$$

A két modell között értelmezett jel—zaj viszony javulás a következő:

$$\rho = \frac{E\tilde{\tilde{v}}^2(t)/E\tilde{v}^2(t)}{E\tilde{v}^2(t)/E\tilde{\tilde{v}}^2(t)} = \frac{E\tilde{\tilde{v}}^2(t)}{E\tilde{v}^2(t)} \quad (2)$$

A (2) kifejezés számlálójában szereplő $\tilde{v}(t)$ négyzetes várható értéke könnyen meghatározható ha ismeretes, $\tilde{v}(t)$ spektrális sűrűsége:

$$E\tilde{v}^2(t) = \int_{(B)} s_{\tilde{v}}(\omega) d\omega$$

A kimeneti spektrális sűrűség ($s_{\tilde{v}}$) egyszerűen meghatározható, mivel modellünk szerint az átviteli út csak lineáris invariáns transzformációt okoz. Ha feltételezzük, hogy az ideális FM demodulátor bemenetén a spektrális sűrűség $s_{1\tilde{v}}(\omega)$; akkor a kimeneti spektrális sűrűség az alábbi lesz [1]:

$$s_{\tilde{v}}(\omega) = k\omega^2[s_{1\tilde{v}}(\omega + \Omega) + s_{1\tilde{v}}(\omega - \Omega)] \quad (3)$$

Az ideális FM demodulátor bemenetén levő $s_{1\tilde{v}}$ spektrális sűrűség egyszerűen megkapható, mivel az átviteli csatornának csak ideális sávkorlátozó hatását vesszük figyelembe.

Mindezek alapján az 1. ábra modelljének kimenetén megjelenő zaj négyzetes várható értéke a következő alakban írható fel:

$$E\tilde{\tilde{v}}^2(t) = \int_{(B)} k\omega^2 s_0 [g_{cs}(\omega + \Omega) + g_{cs}(\omega - \Omega)] d\omega \quad (4)$$

- ahol B a szinkülönbségi jel sáv szélessége,
 k állandó,
 s_0 az additív fehér zajra jellemző állandó,
 $g_{cs}(\omega) = |H_{cs}(j\omega)|^2$ az átviteli csatorna nyereségfüggvénye,
 Ω a modulált szinkülönbségi jel vivőfrekvenciája.

A 2. ábrán látható modell kimenetén megjelenő $\tilde{v}(t)$ zaj négyzetes várható értékét szintén meghatározhatjuk az előbbi gondolatmenet alapján:

$$E\tilde{v}^2(t) = \int_{(B)} k\omega^2 s_0 g_{cs}(\omega) g_u(\omega) [g_h(\omega + \Omega) + g_h(\omega - \Omega)] d\omega \quad (5)$$

ahol $g_u(\omega) = |H_u(j\omega)|^2$ az utóelnyomó áramkör nyereségfüggvénye.

$g_h(\omega) = |H_h(j\omega)|^2$ a haranggörbe-erősítő nyereségfüggvénye.

A (4) és (5) kifejezések alapján már felírhatjuk a jel-zaj viszony javulás általános alakját.

$$\rho = \frac{\int_{(B)} \omega^2 [g_{cs}(\omega + \Omega) + g_{cs}(\omega - \Omega)] d\omega}{\int_{(B)} \omega^2 g_{cs}(\omega) g_u(\omega) [g_h(\omega + \Omega) + g_h(\omega - \Omega)] d\omega} \quad (6)$$

$$\rho = \frac{2 \int_0^{f_M} f^2 df}{\int_0^{f_M} \left\{ \frac{(f + f_{sv})^2 f_c^2 + Q_2^2 [(f + f_{sv})^2 - f_c^2]^2}{(f + f_{sv})^2 f_c^2 + Q_1^2 [(f + f_{sv})^2 - f_c^2]^2} + \frac{(f - f_{sv})^2 f_c^2 + Q_2^2 [(f - f_{sv})^2 - f_c^2]^2}{(f - f_{sv})^2 f_c^2 + Q_1^2 [(f - f_{sv})^2 - f_c^2]^2} \right\} \frac{9f_1^2 + f^2}{9f_2^2 + 9f^2} df} \quad (7)$$

ahol f_M az alapsávi színelkülönbségi jel sávszélessége,
 f_{sv} a modulált színelkülönbségi jel segédvív frekvenciája.

A (7) kifejezés alkalmas mind a vörös, mind a kék színelkülönbségi sorok jel-zaj viszony javulásának meghatározására.

1. A haranggörbe-erősítő beállítási pontatlanságainak hatása

A haranggörbe-erősítő beállítását akkor tekinthetjük pontatlannak, ha nem teljesül a

$$H_h(j\omega) = \frac{1}{H_{ih}(j\omega)}$$

egyenlőség. Ez a következő esetekben jöhet létre:

a) A haranggörbe-erősítő hangolási frekvenciája (f_c) nem egyenlő az inverz haranggörbe-erősítő hangolási frekvenciájával. (f_{cin})

azaz $f_c \neq f_{cin}$

b) A haranggörbe erősítő jósági tényezői nem egyeznek meg az inverz haranggörbe erősítő megfelelő jósági tényezőivel, azaz $Q_1 \neq Q_{1in}$ és $Q_2 \neq Q_{2in}$

c) Az a és b pontban elmondottak egyszerre következnek be.

Elsőként vizsgáljuk meg azt az esetet amikor a haranggörbe-erősítő elhangolódik. Ha a (7) kifejezésben f_c helyére $f_c + \Delta f$ kerül (ahol Δf az elhangolódás mértéke), akkor az így kapott kifejezés számszerű értéke az adott Δf elhangolódáshoz tartozó jel-zaj viszony javulási tényezőt adja. (A $\Delta f = 0$ értékhez tartozó jel-zaj viszony javulási tényező a pontosan beállított haranggörbe esetének felel meg.) [A vörös színelkülönbségi sorra vonatkozó jel-zaj viszony javu-

A (6) kifejezés kiértékelhető alakra hozása előtt vegyük figyelembe, hogy:

$$g_{cs}(\omega) = |H_{cs}(j\omega)|^2 = 1$$

a modulált színelkülönbségi jel sávjában, egyébként zérus.

$$g_u(\omega) = |H_u(j\omega)|^2 = \frac{9f_1^2 + f^2}{9f_1^2 + 9f^2},$$

ahol

$$f_1 = 85 \text{ kHz},$$

$$g_h(\omega) = |H_h(j\omega)|^2 = \frac{1 + Q_2^2 \left(\frac{f}{f_c} - \frac{f_c}{f} \right)^2}{1 + Q_1^2 \left(\frac{f}{f_c} - \frac{f_c}{f} \right)^2},$$

ahol

$$Q_2 = \sqrt{1,6}, \quad Q_1 = 16,$$

$$f_c = 4286 \text{ kHz}.$$

Elvégezve a szükséges behelyettesítéseket a (6) kifejezésben és némileg átalakítva az alábbi már kiértékelhető eredményt kapjuk:

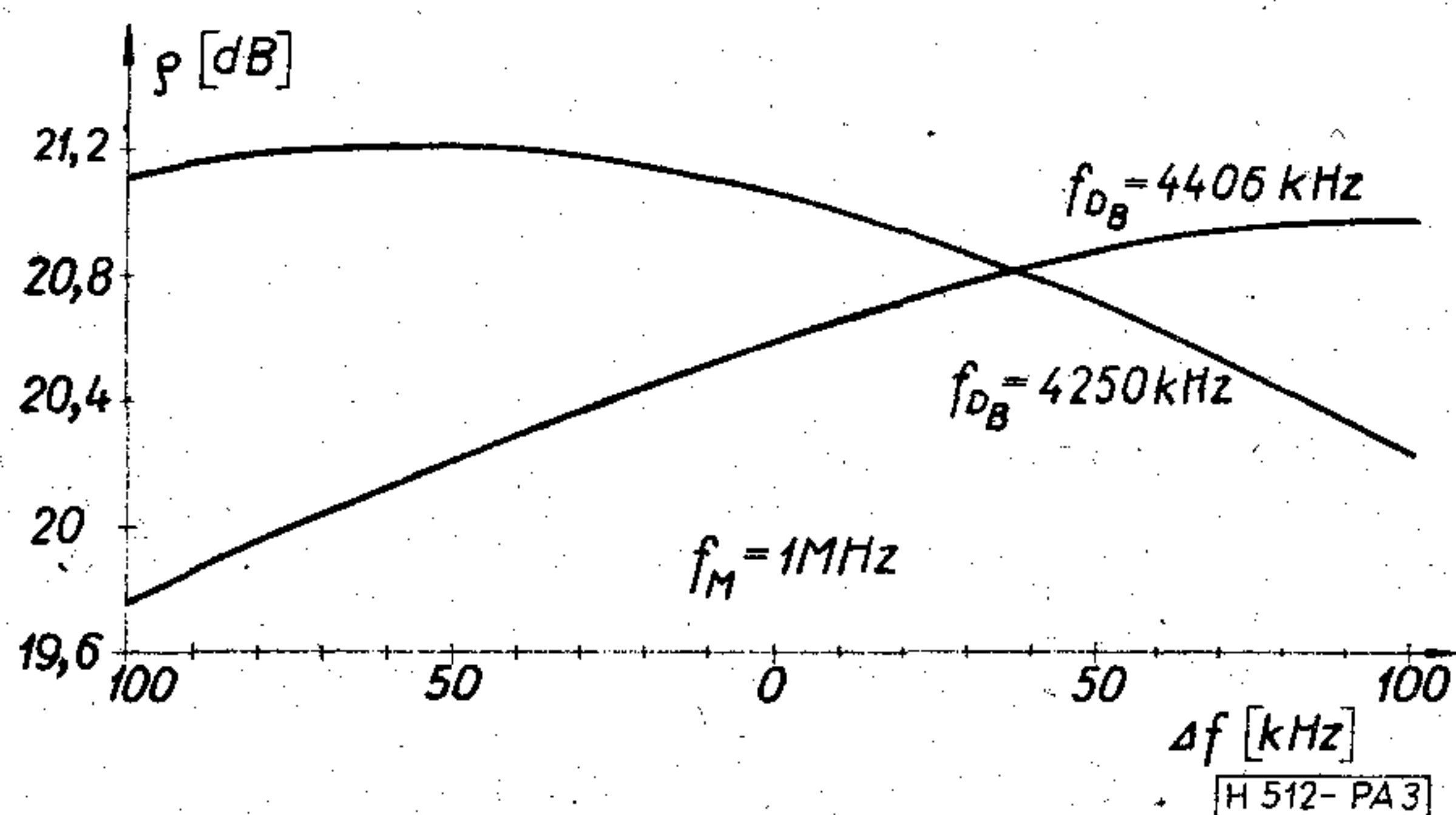
lasi tényező (ρ_{DR}) kiszámításához $f_{sv} = f_{DR} = 4406$ kHz behelyettesítést, a kék színelkülönbségi sorra vonatkozó jel-zaj viszony javulási tényező (ρ_{DB}) kiszámításához pedig az $f_{sv} = f_{DB} = 4250$ kHz behelyettesítést kell elvégezni a (7) kifejezésben.]

A (7) kifejezés számítógéppel kiértékelte eredményeit a 3. ábra mutatja.

A következőkben nézzük meg azt, hogyan változik a jel-zaj viszony javulási tényező értéke, ha a haranggörbe-erősítő rezgőkörének jósági tényezői változnak meg, de elhangolódás nem jön létre. A rezgőköri jóság megváltozását vegyük úgy figyelembe, hogy Q_1 megváltozik „b”-szeresére. Tételezzük fel,

hogy továbbra is megmarad a $Q_2 = \sqrt{\frac{Q_1}{10}}$ összefüggés

és így Q_2 megváltozása $\sqrt{b}$ -szeres lesz. Mindezek figyelembevételével a vörös színelkülönbségi sor jel-zaj viszony javulási tényezője (ρ_{DR}) megkapható, ha a (7) kifejezésben elvégezzük az $f_{sv} = f_{DR} = 4406$ kHz, a $Q_1 = bQ_1$ és a $Q_2 = \sqrt{b}Q_2$ helyettesítéseket.



3. ábra. A jel-zaj viszony javulás mértékének változása a haranggörbe-erősítő elhangolódásának függvényében

Hasonló módon kaphatjuk meg a kék színkülönbségi sorra vonatkozó jel—zaj viszony javulási tényező (Q_{DB}) értékét is, csak el kell végezni a (7) kifejezésben az $f_{sv}=f_{DB}=4250$ kHz, a $Q_1=bQ_1$ és a $Q_2=\sqrt{b}Q_2$ helyettesítéseket.

A számítógéppel kiértékelte eredmények a 4. ábrán láthatók diagram formájában.

Következő lépésként vizsgáljuk meg a beállítási pontatlanságok együttes jelentkezésének hatását! Az eddigiekhez hasonlóan eljárva, a (7) kifejezés kiértékelése az 5. ábrán látható eredményekhez vezet.

2. A jel—zaj viszony javulás változása különböző egyszínű mezők átvitele esetén

Ezzel a kérdéssel azért érdemes foglalkozni, mert a gyakorlatban sokszor előfordul, hogy az átvitt színes kép nagy, egyszínű felületeket tartalmaz. (Pl. labdarúgópálya, úszómedence víztükre, zászlók stb.) Az eddigi számításaink mindegyikénél modulálatlan vivőhullámot tételeztünk fel, tehát közvetlenül ezek egyike sem alkalmazható a most vizsgálandó esetre. A nagy kiterjedésű egyszínű felületek viszont úgy jönnek létre, hogy mind a két színsegédvivő az adott színnek megfelelő lökettel rendelkezik, de ez a frekvencia a nagy felület miatt sok televíziós soron keresztül nem változik meg, azaz konstans értékű és így módon modulálatlan segédvivőnek is tekinthető a jel—zaj viszony javulás számítása szempontjából.

Mind a vörös, mind a kék színkülönbségi sorokra vonatkozóan kiértékelhető kifejezést kaphatunk a (7) kifejezés alkalmas átalakításával. A vörös színkülönbségi sor esetén $f_{sv}=f_{DR}+\Delta F$, a kék színkülönbségi sor esetén pedig $f_{sv}=f_{DB}+\Delta F$ behelyettesítést kell elvégeznünk. (Ahol ΔF az adott színnek megfelelő frekvencialök.)

Az átalakított (7) kifejezés számítógéppel kiértékelte eredményeiből készített diagram a 6. ábrán látható.

3. Összefoglalás

A számítások eredményeiből az alábbi néhány következtetésre lehet jutni:

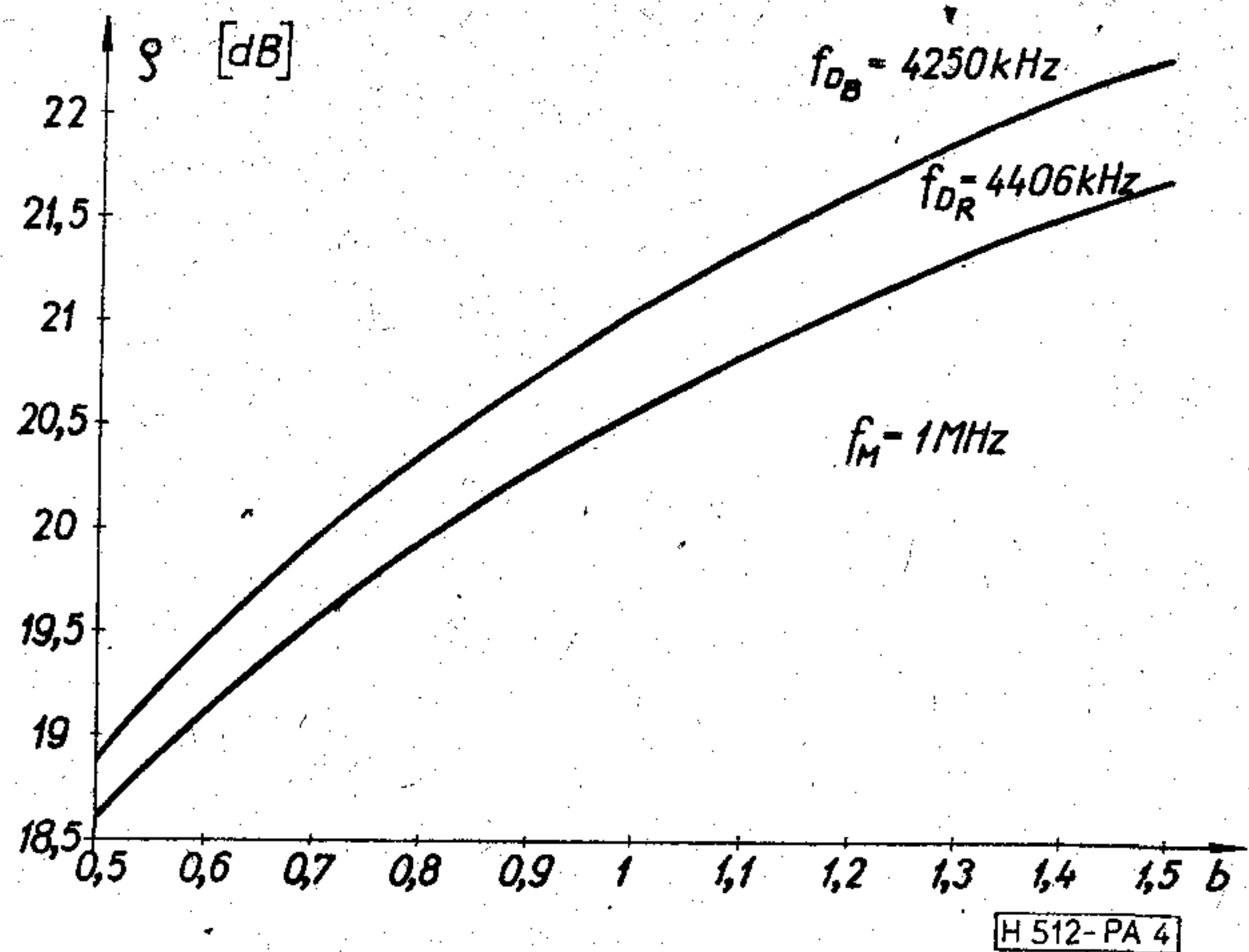
1. A haranggörbeerősítő elhangolódásából származó jel—zaj viszony javulás változás gyakorlatilag elhanyagolható (kisebb mint $\pm 0,7$ dB).

2. Az elhangolódás által okozott jel—zaj viszony változásnál nagyobb változást okoz a haranggörbeerősítő jósági tényezőinek a megváltozása, de még ez sem tekinthető számottevőnek (kisebb mint $\pm 1,5$ dB).

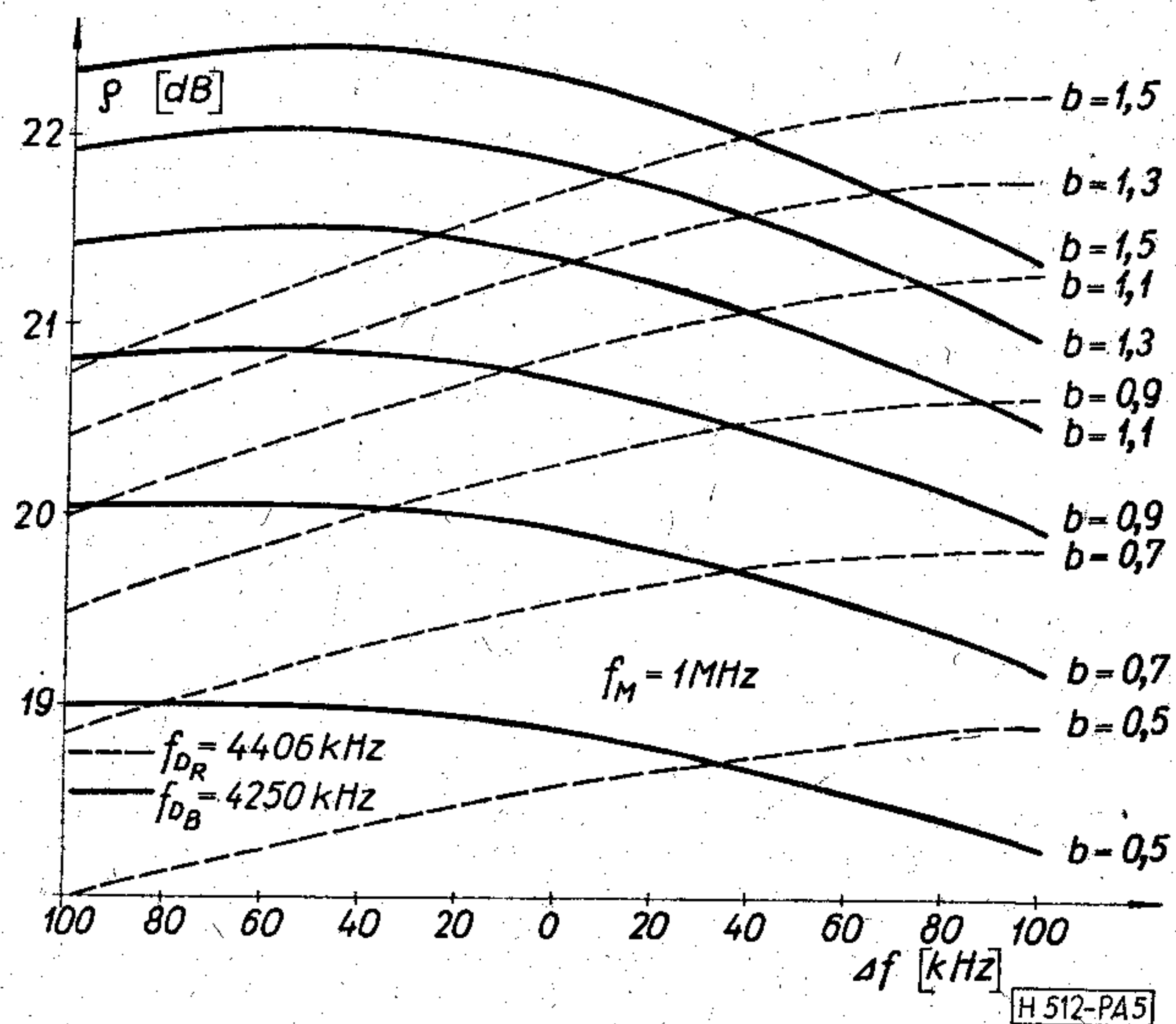
3. A beállítási pontatlanságok együttes jelentkezésénél kapott jel—zaj viszony javulás megváltozások is gyakorlatilag elnyahagolhatók, mivel a megváltozás — szélső eseteket véve figyelembe — mindkét színkülönbségi sorra vonatkozóan kisebb, mint ± 2 dB.

4. A nagy kiterjedésű egyszínű felületekhez tartozó jel—zaj viszony javulási tényező nem változik jelentősen a frekvencialöket függvényében. (Szélső eseteket véve figyelembe $|Q_{DR, DB}| < 3$ dB).

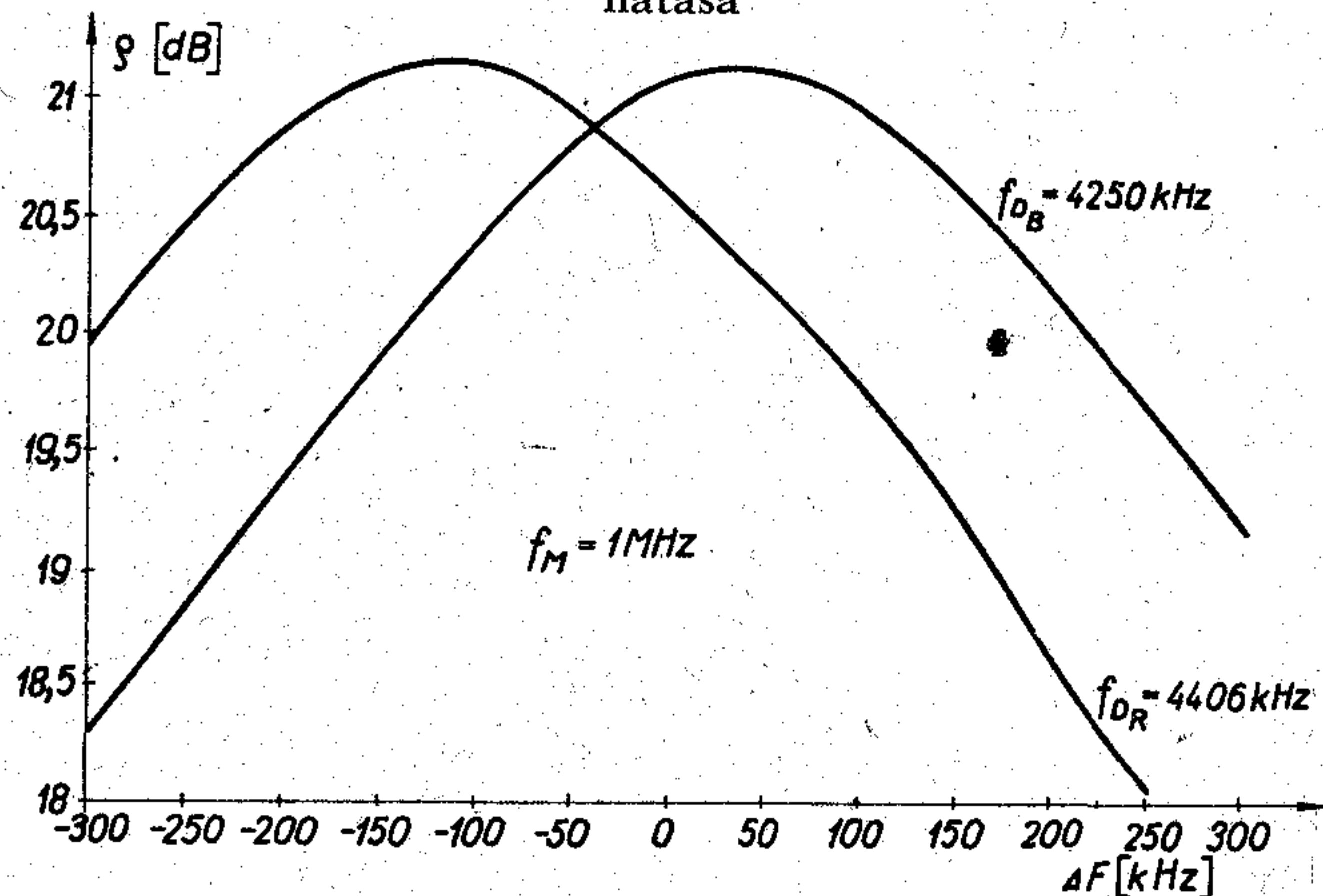
5. A haranggörbe erősítő pontos beállítása nem a megfelelő jel—zaj viszony kialakítása végett, hanem a gyors színátmenetnél keletkező tranziens hibák kiküszöbölése, illetve csökkentése végett szükséges.



4. ábra. A jel—zaj viszony javulás mértékének változása a haranggörbe-erősítő jósági tényezője változásának függvényében



5. ábra. A beállítási pontatlanságok együttes jelentkezésének hatása



6. ábra. Egyszínű felületek átvitelének esete

I R O D A L O M

- [1] S.O. Rice: Statistical Properties of a Sine Wave Plus Random Noise Bell System Techn. J. Vol. 27, Secs. 7. and 8, pp. 138-151, January 1948.
- [2] M. Schwartz: Information transmission, modulation and noise, 1970.
- [3] A. Bartosziák: Szisztéma cvetnogo televidenija SECAM 1968.
- [4] B. M. Pevzner: Szisztémű cvetnogo televidenija, 1969.
- [5] Pálinszki A.: Jel—zaj viszony javítás a SECAM rendszerben. Híradástechnika. 1977. N. 1.

Feszültség-frekvencia konverterek felépítése és hibridáramköri megvalósítása

ETO 621.314.2.049.776;621.314.027;621.314.029

A számítógépes folyamatirányítás elterjedése maga után vonja az interface áramkörök fejlődését. A mérés és beavatkozás analóg volta, valamint a köztes funkciók teljesítésének digitális módja miatt, mind nagyobb szükség van analóg/digitál és digitál/analóg konverterekre. Az analóg/digitál konverterek egy sokoldalúan felhasználható tagja a feszültség-frekvencia konverter. A cikk ezen konverterek részletes ismertetésével foglalkozik, mely áramköri család az OMFB által támogatott átfogó alkalmazástechnikai kutató munkánk része.

1. A feszültség-frekvencia konverterek működése

A feszültség-frekvencia konverter olyan interface áramkör, mely a bemenetire adott feszültséggel arányos kimeneti impulzus-sűrűséget hoz létre.

Ez a funkció sokféleképpen megvalósítható és a konverzió pontossága ennek megfelelően különböző lesz. A legegyszerűbb működés úgy érhető el, ha egy kondenzátort a bemeneti feszültséggel arányos árammal töltünk és sütünk ki, két különböző feszültséghez. A működési elv az 1. ábrán látható. Pozitív bemeneti feszültség esetén az $U_{BE} - U_+/R_3 + R_4$ áram a C kondenzátort negatív irányban tölti. A komparátor bemenete negatív referencia-feszültségre (U_{N1}) kapcsolódik, így állapotot akkor vált, ha $U_{C1} < U_{N1}$. Ekkor az S_2 kapcsoló nyit, S_3 zár, és U_{N2} feszültség kapcsolódik a komparátorra. Ugyanakkor a S_1 is bekapcsol és C és R_3 -on keresztül kisül. A kondenzátort kisütő áram

$$I'_c = U_{BE} \cdot \frac{R_1}{R_3} \cdot \frac{1}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

Ezzel elérhető, hogy a kimeneti frekvencia arányos legyen a bemenetre adott feszültséggel. A C kondenzátor töltéséhez és kisütéséhez szükséges idő a következőképpen számítható:

A C kondenzátor az S_2 zárt állásával jellemezhető állapotban $-U_{N1}$ feszültségre töltődött fel. A rajta levő feszültség az I'_c áram hatására $+U_{N2}$ feszültség felé növekszik.

A kondenzátor feszültségének megváltozása t_1 idő alatt

$$\Delta U_c = U_{N1} + U_{N2} = \frac{I'_c t_1}{C} \quad (2)$$

ahol

$$I'_c = \frac{U_{BE}}{R_3} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

és t_1 az áttöltődéshez szükséges idő. Ez a (2) képletből kifejezhető:

$$t_1 = \frac{(U_{N1} + U_{N2}) C R_3 (R_1 + R_2)}{U_{BE} R_1} \quad (3)$$

Az S_2 és S_1 zárt állásában viszont a kondenzátor $+U_{N2}$ feszültségre töltődik fel, ezt kell kisütetni $-U_{N1}$ értékre. Az ehhez szükséges idő:

$$t_2 = \frac{(U_{N1} + U_{N2}) C (R_3 + R_4)}{U_{BE} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} \quad (4)$$

A kimeneti jelsorozat frekvenciája a két időből számítható:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{(U_{N1} + U_{N2}) C} \cdot U_{BE} \quad (5)$$

$$\cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2) [R_1 (R_3 + R_4) + R_2 R_3]} \quad (6)$$

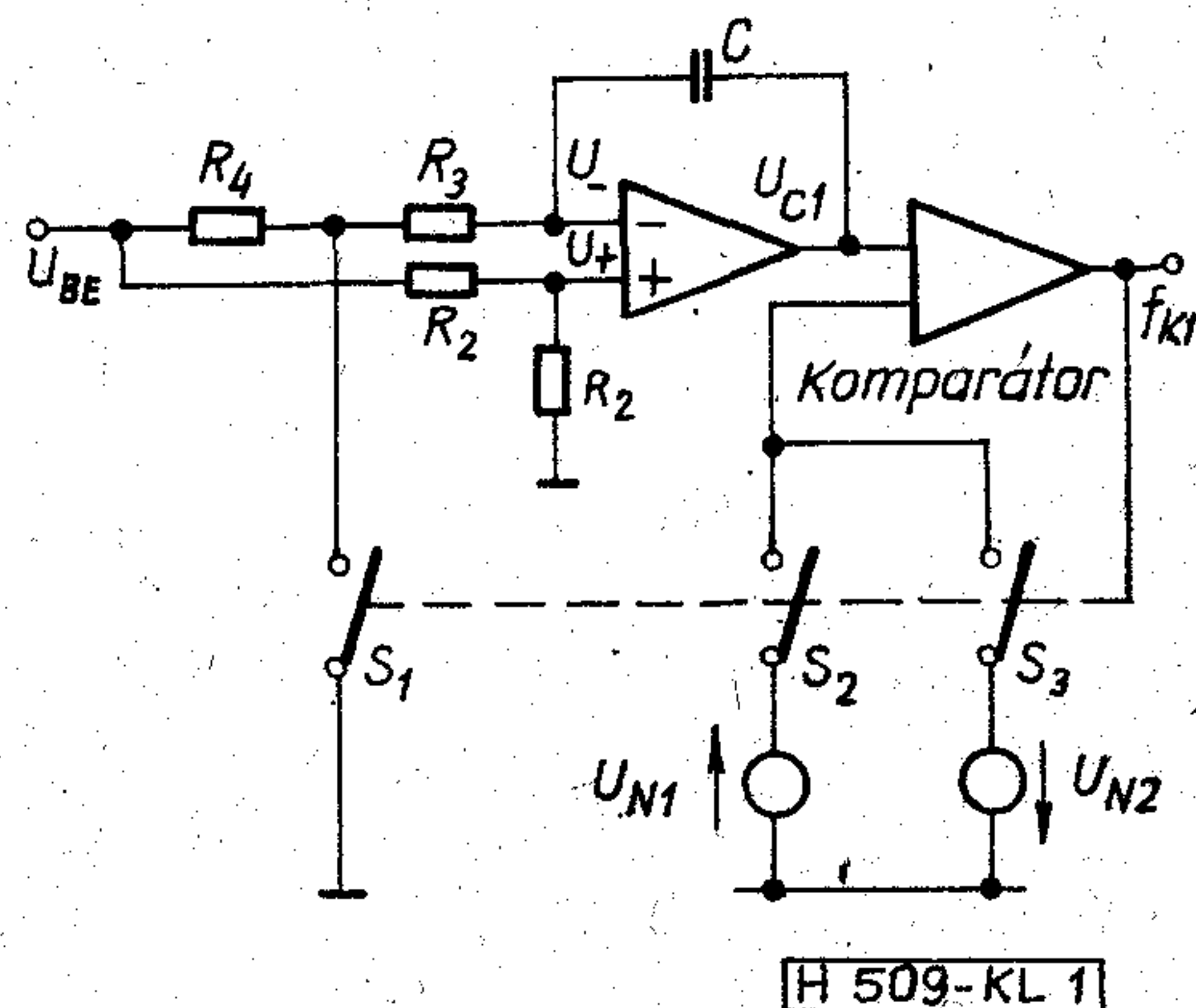
A kimeneti impulzussorozat kitöltési tényezője 1:1 is lehet, ha $t_1 = t_2$. Ennek feltétele:

$$\frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (7)$$

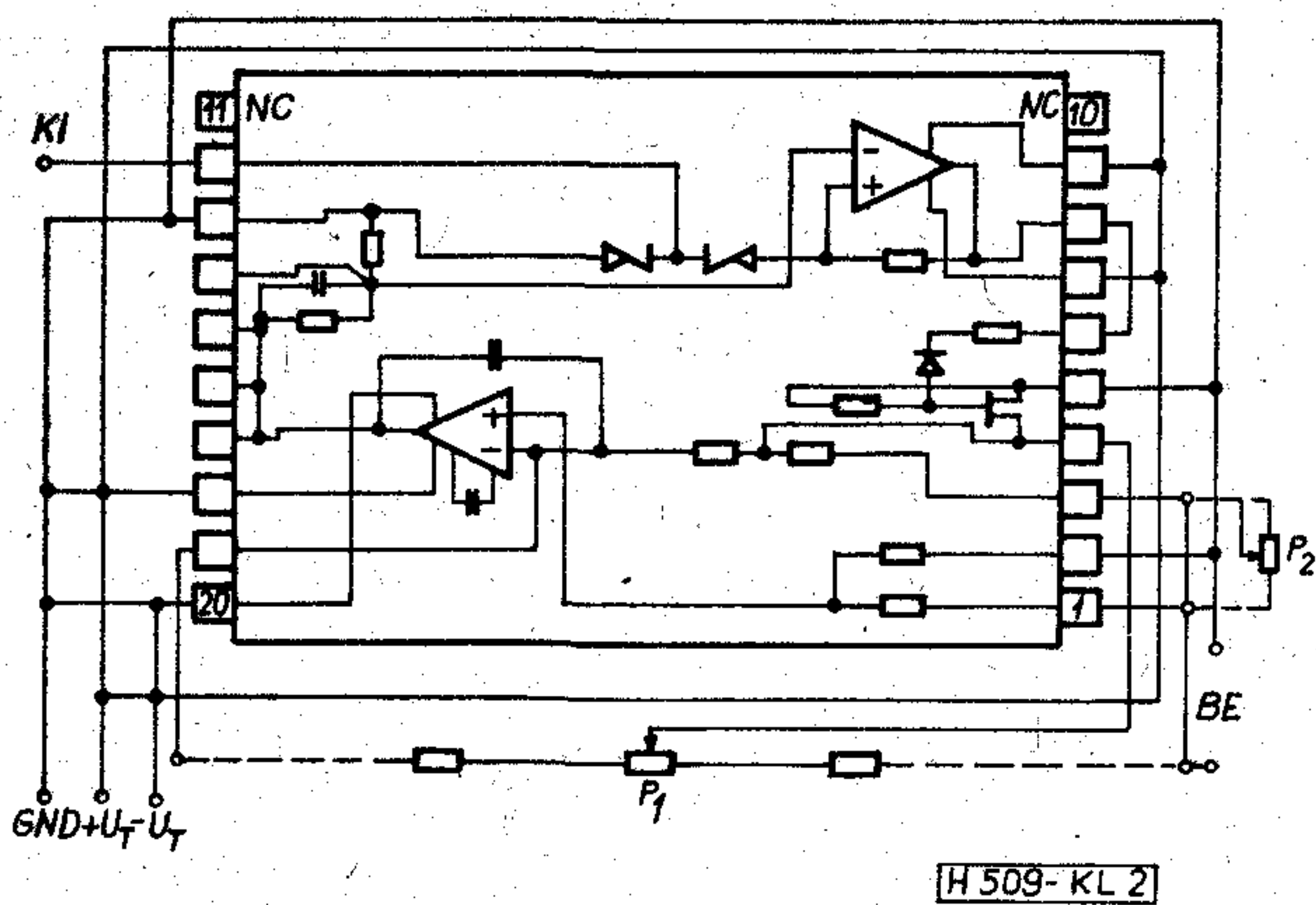
Mint látható (5)-ből a frekvencia az áramkör bemenetére adott feszültségnek lineáris függvénye lesz. A megvalósítás a 2. ábrán látható, mely egyben a HUF-01 típusú feszültség-frekvencia konverter kapcsolási rajza is.

A megoldás előnye annak egyszerűsége és minimális kapcsolószükséglete, hiszen a referenciaváltást a pozitív visszacsatoló ágban elhelyezve, az S_2 és S_3 automatikusan megvalósul.

A megoldás hátránya, hogy mindkét irányban a nyitott diódák feszültsége a referencia Zener-feszültségéhez hozzáadódik, így annak igen erőteljes hőfokfüggése a konverzióban szerepel. Számszerűen a referenciafeszültség $2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ -os megváltozásának



1. ábra. A HUF 01 elvi működési vázlata



2. ábra. A HUF 01 kapcsolási és bekötési rajza

megfelelő hőmérsékleti együttható a 4,7 V-os referenciára vonatkoztatva $\frac{2,2}{4,7} \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ relatív változást jelent (~ 400 ppm).

Fenti hátránya ellenére az áramkör szerényebb (6–8 bit) pontossági igényekig igen jól alkalmazható, mivel a konverziós tényező megváltozása a linearitást nem befolyásolja. Ugyancsak előnye az áramkörnek, hogy szimmetrikus jelet ad ki, így szinuszosítható, vagy PLL hurokban használható fel.

Az előbbtől lényegesen különböző, annál elvében is pontosabb a töltés-kiegyenlítéses módszer. Ennek elvi vázlata a 3. ábrán látható.

Az U_{BE} feszültség az R_{BE} ellenálláson keresztül tölti a C kondenzátort, melynek feszültsége (U_{C1}) a komparátor komparálási szintjéhez (jelen esetben 0V) közelít. A zérus komparálási szintet elérve a komparátor indítja a precíziós monostabil multivibrátort, mely előre beállított ideig I' áramot von ki a kondenzátorból. Ez az áram:

$$I' = I_0 - \frac{U_{BE}}{R_{BE}}$$

nagyságú. A t_0 idő alatt a C kondenzátor

$$U_{C1} = \frac{I' t_0}{C} \quad (8)$$

feszültségre töltődik fel. A kisütési periódusban (4. ábra) ez a feszültség a komparálási szintig csökken. Ennek ideje:

$$t_1 = \frac{U_{C1} \cdot C}{U_{BE}/R_{BE}} = \frac{(I_0 - U_{BE}/R_{BE}) t_0 \cdot C}{C \cdot U_{BE}/R_{BE}} \quad (9)$$

A teljes periódusidő:

$$T = t_1 + t_0 = \left(I_0 - \frac{U_{BE}}{R_{BE}} \right) \cdot t_0 \cdot \frac{R_{BE}}{U_{BE}} + t_0 \quad (10)$$

Ebből frekvencia:

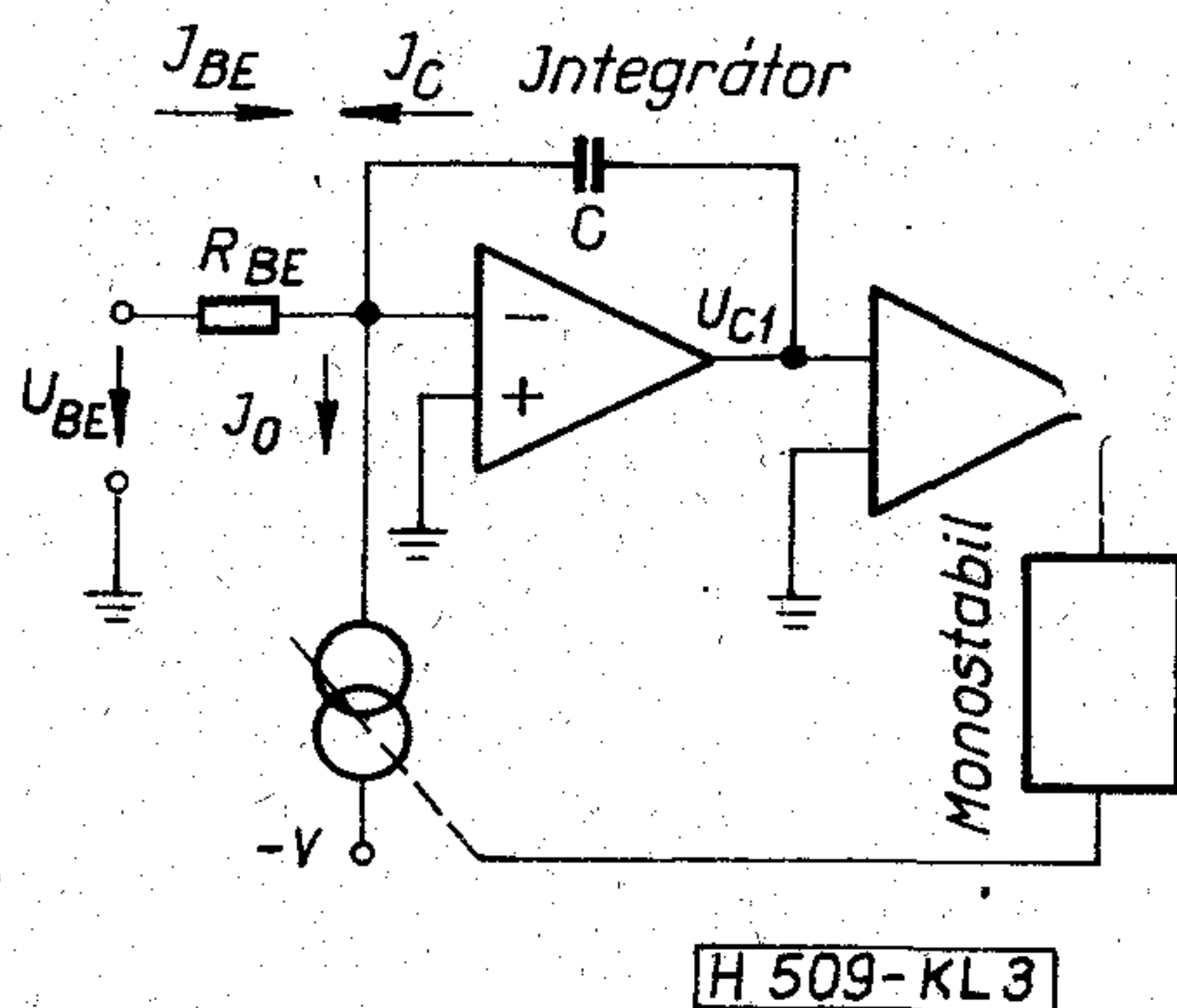
$$f = \frac{U_{BE}}{t_0 I_0 R_{BE}} \quad (11)$$

Mint látható, a frekvencia az U_{BE} feszültség lineáris függvénye, és frekvencia független a C kapacitás értékétől (9). Szerepe csak annyi, hogy a kondenzátorral a komparátor bemenetére kerülő feszültség-szint állítható be optimális értékre.

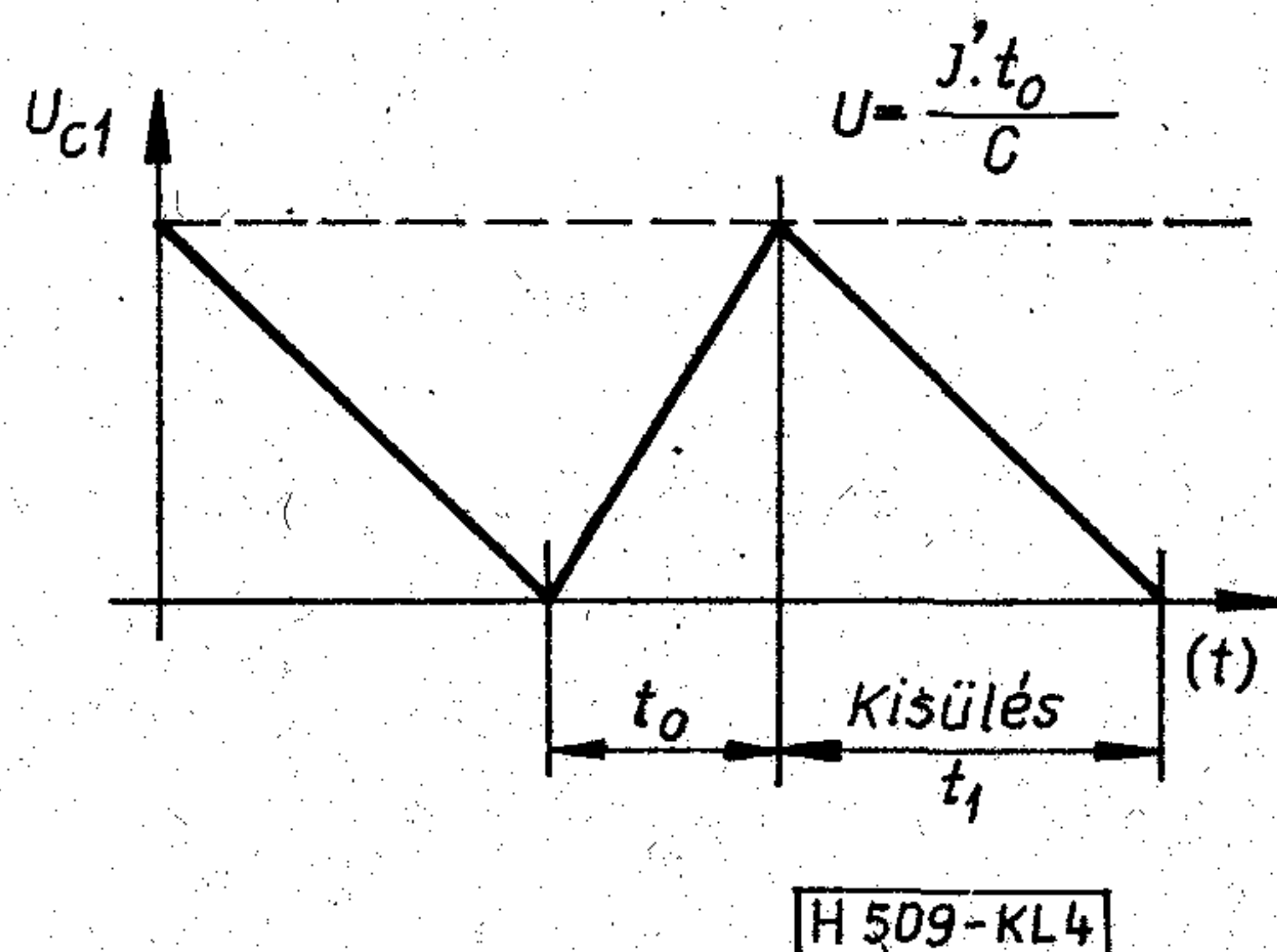
Az áramgenerátor az 5. ábrán vázolt elrendezéssel építhető fel. Miután a tranzisztorok áramerősítési tényezője nagy hőfokfüggéssel rendelkezik, a megoldás csak 0,5% pontossági igények kielégítését teszi lehetővé. Ennél egyszerűbb, pontosabb és gyorsabb áramkapcsoló valósítható meg a 6. ábrán vázolt megoldással.

Ha az U_{BE} jelű pont feszültségét a zérus feszültségű pont fölé visszük, úgy D_1 lezár és az áram D_2 -n folyik keresztül. Ez az egyik leggyorsabb kapcsoló, és így biztonsággal a 100 kHz-es működés is elérhető a megkívánt 12 bites pontosságon belül. (D_1 és D_2 egyetlen kettős diódával realizálható. Típusa BAW 56.)

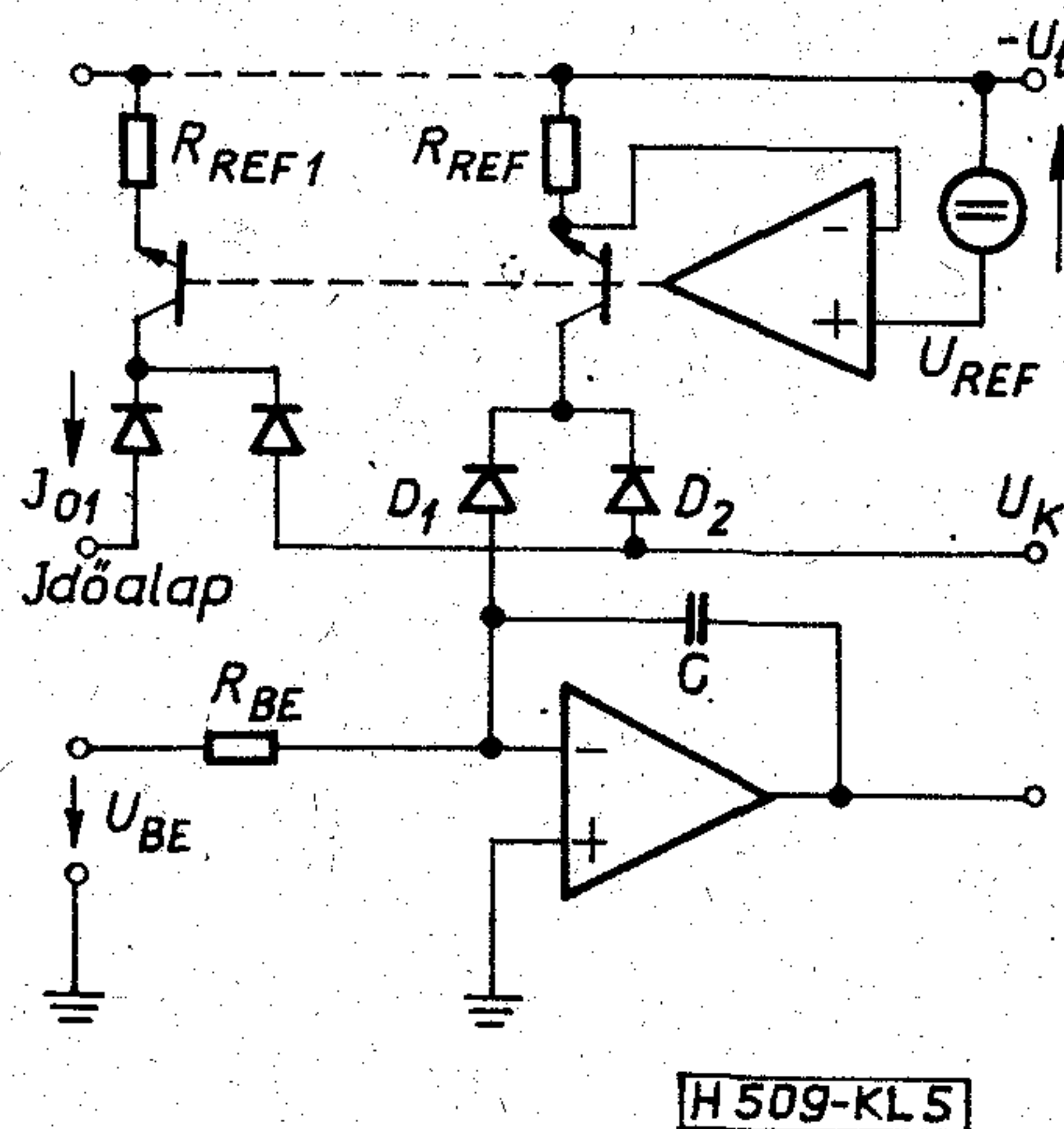
Az áramkör másik lényeges része a precíziós időalapot adó monostabil multivibrátor. Ennek egy lehetséges megvalósítását a 7. ábrán láthatjuk. K_1 kapcsoló



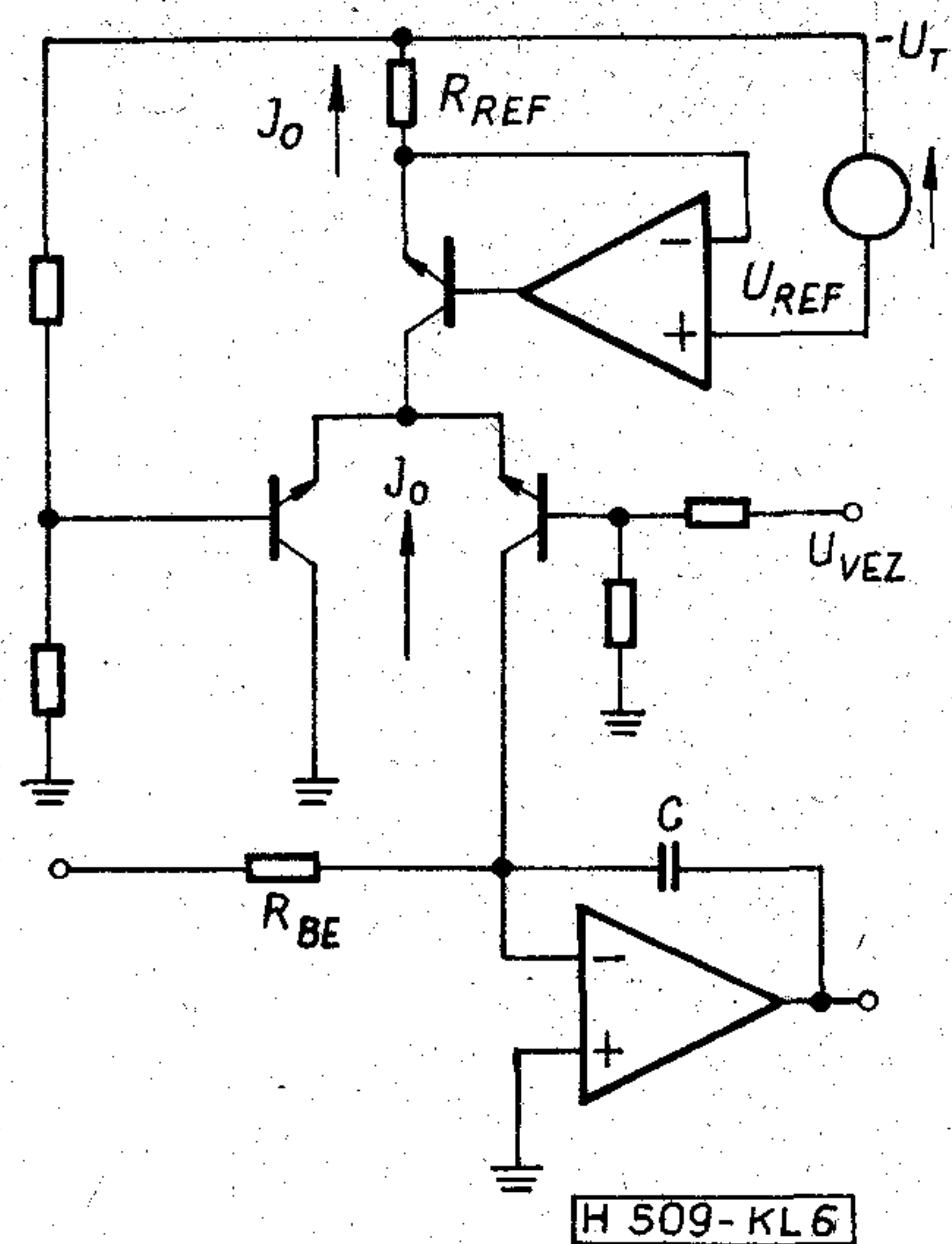
3. ábra. A töltéskiegyenlítéses módszer elvi vázlata



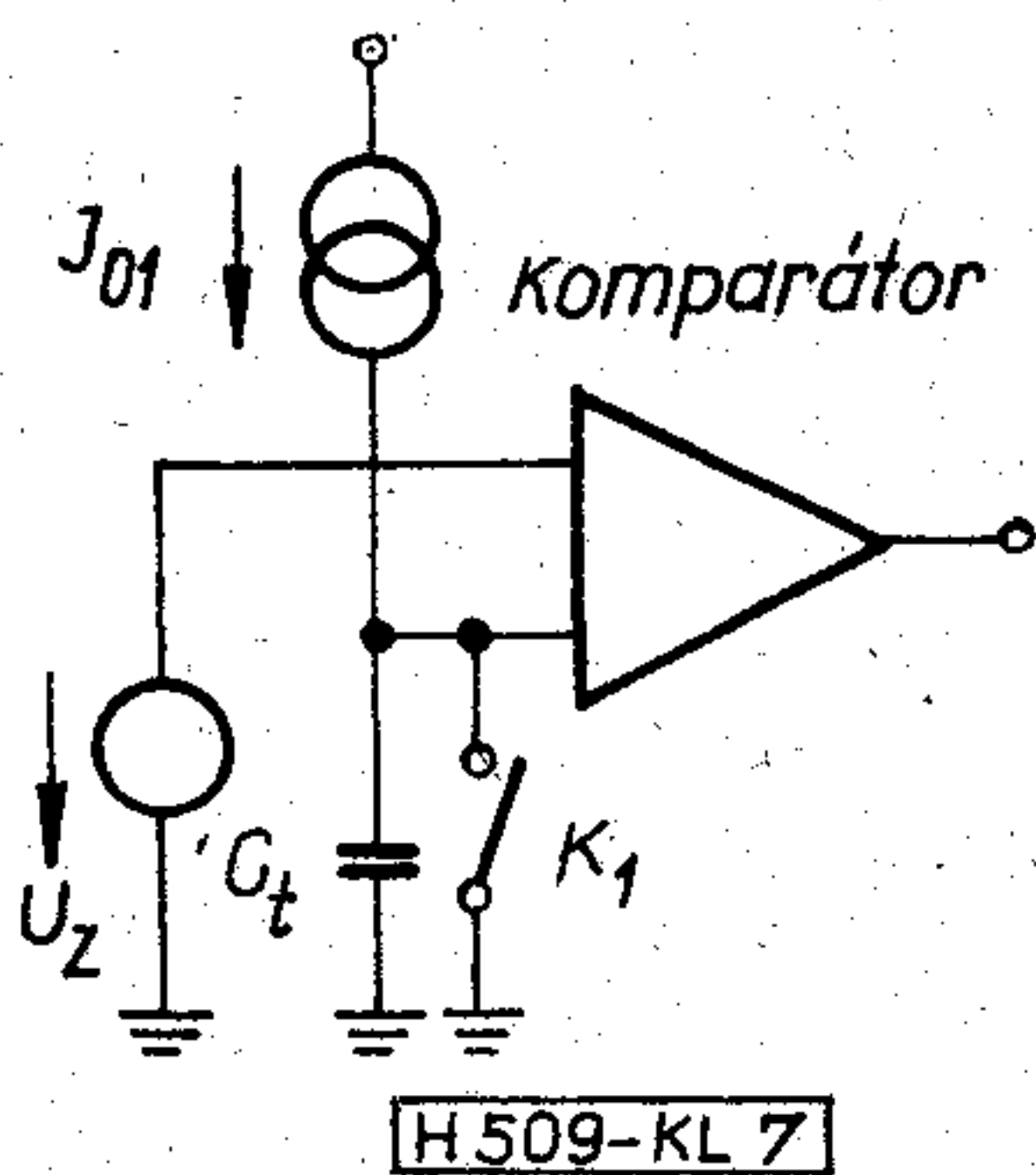
4. ábra. A töltéskiegyenlítéses módszer idődiagrammja



5. ábra. Áramkapcsoló egy elrendezési lehetősége



6. ábra. Az áramkapcsoló egy másik elrendezési lehetősége



7. ábra. Precíziós időalap-generátor elvi kapcsolási rajza

zárt állása mellett a kondenzátor feszültsége zérus. K_1 -et nyitva, a kondenzátor feszültsége

$$t_0 = \frac{C_t U_z}{I_0} \quad (12)$$

idő alatt éri el a referencia feszültséget, amikor is a komparátor előjelet vált.

Ezen t_0 idő szolgál időalapként a konverzióban (áramgenerátorként a 6. ábrán látható megoldást használtuk)

$$I_{01} = \frac{U_{REF}}{R_{REF1}},$$

ahol R_{REF1} az időalap áramgenerátorára utal.

A konverziós tényező az 1. táblázat alapján a t_0 idő behelyettesítése után következő alakú:

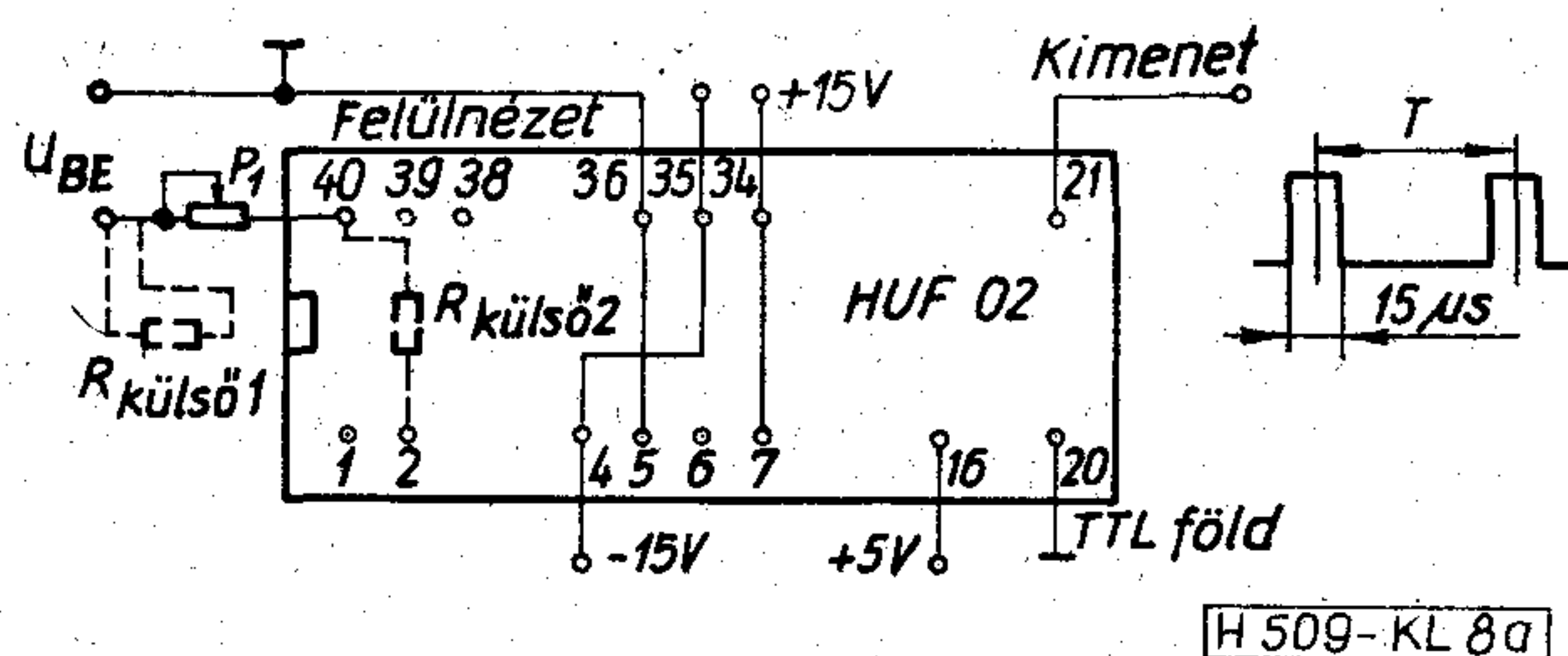
$$f = \frac{U_{BE}}{I_{01} t_0 R_{BE}} = \frac{U_{BE}}{I_0 R_{BE} C_t U_z / I_{01}} = \frac{U_{BE}}{U_z C_t R_{BE}} \quad (13)$$

A frekvencia független az I_0 áramtól, ha az $I_0 = I_{01}$ feltétel teljesül. Az áramkör stabilitását így kizárólag passzív alkatrészek stabilitására lehetett visszavezetni, mely elemek a hibrid technológia számára rendelkezésre állnak. Az így felépített HUF 02 típusú, 10 kHz-es feszültség-frekvencia konverter stabilitására jellemző, hogy az eredő hőmérsékleti együttható kisebb, mint 100 ppm, linearitása jobb, mint 13 bit, a 3 mV–10 V tartományban. Az áramkört úgy alakítottuk ki, hogy mind pozitív, mind negatív feszültséget fel tudjon dolgozni (a bekötéstől függően). Az áramkör bekötési rajza a 8a ábrán látható. (A bekötés negatív bemeneti feszültségnek felel meg.)

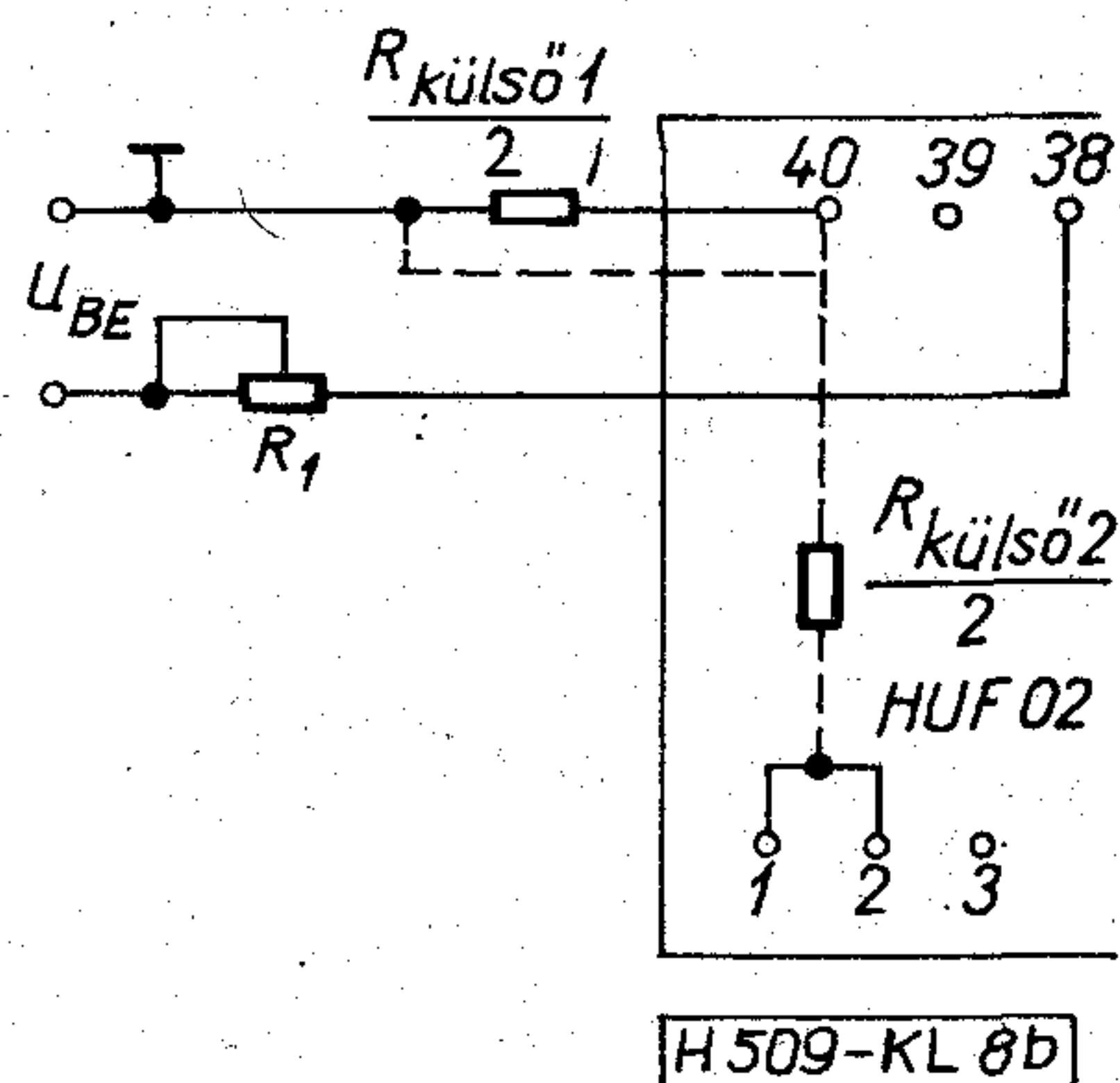
A P_1 potenciométerrel 10 V bemenő feszültségnél a 10 kHz-es kimeneti frekvencia állítható be. (Külső állítás nélkül $f_{KI10V} > 10$ kHz).

Az áramkör bemeneti ellenállása 62 kohm. A kimeneti frekvencia

$$f_{KI} = \frac{U_{BE} \cdot K}{(R_{BE} + R_{KÜLSŐ1})} \quad (14)$$



8a ábra. A HUF 02 bekötési rajza (negatív bemeneti feszültség esetén)



8b ábra. A HUF 02 bekötési rajza pozitív bemeneti feszültség esetén)

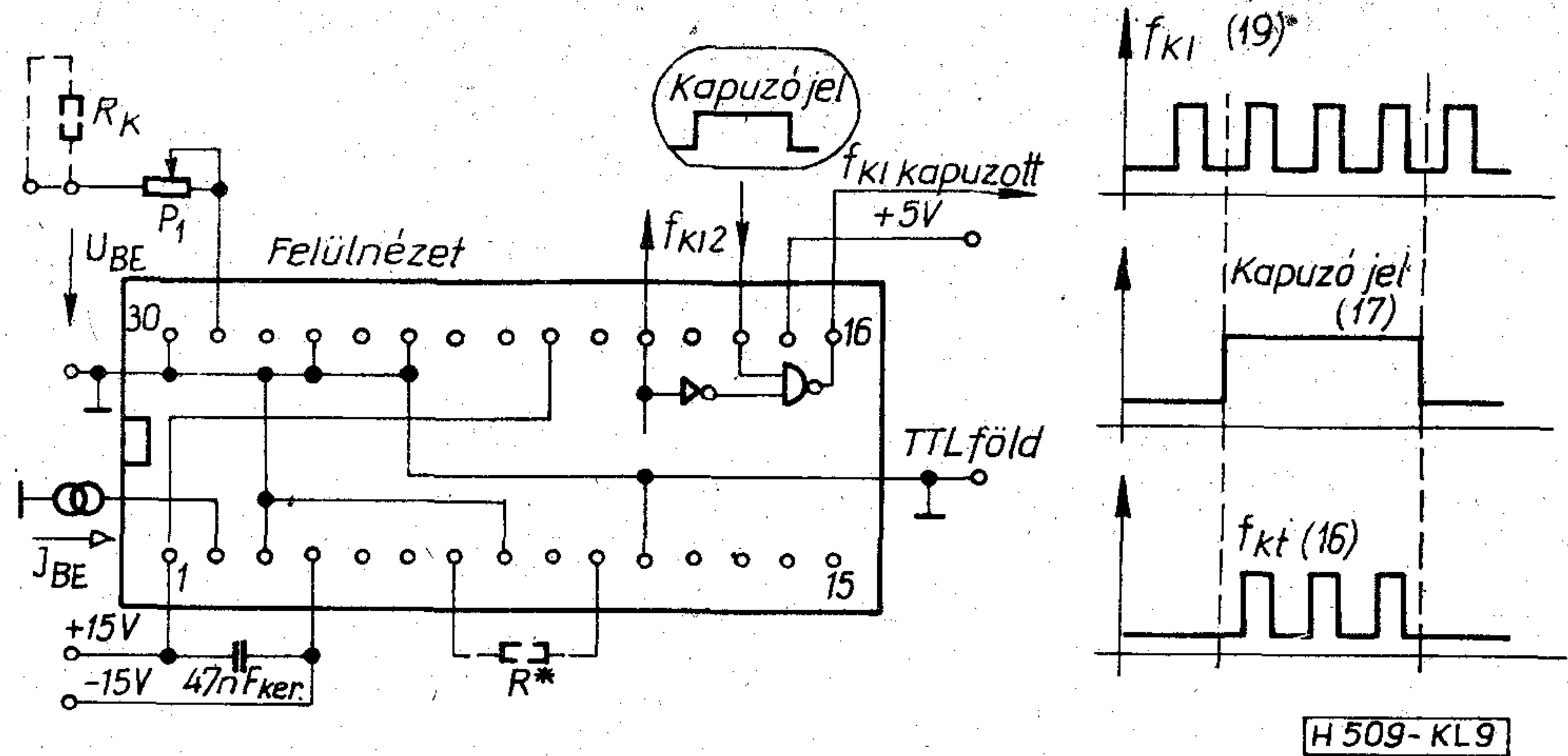
Feszültség-frekvencia konverterek összehasonlító táblázata

1. táblázat

Típus*	Maximális frekvencia	Nemlinearitás	Dinamika tartomány	Hőmérsékleti együttható	Méret (coll-ban)	Megjegyzés
HUF 01	10 kHz	0,3%/FS	10 mV–10 V	600 ppm/°C	1×1	Új fejlesztésre nem ajánl. Helyette HUF 03
HUF 02	10 kHz	0,05%	1 mV–10 V	< 50 ppm/°C	2×2	
HUF 03	10 kHz	0,1%/FS ± 1 Hz	3 mV–10 V	< 100 ppm/°C	1×1,5	
HUF 04	100 kHz	0,1%	1 mV–10 V	100 ppm/°C	2×2	1977 II. né.

* A hibridáramkörök jelölési rendszere megfelel a KGM Szabványosítási Központ 1976. szeptemberi ülésén elfogadott irányelveknek

9. ábra. A HUF 03 bekötési rajza



alakú, ahol $K = 6,2 \cdot 10^7 \frac{\text{Hz}}{\text{A}}$. Ha a felhasználó a 10 kHz/10 V-os meredekségen változtatni akar, úgy csökkentés esetén a 40 kivezető pont és a bemenet közé kell a (14)-ből kiszámított $R_{KÜLSŐ1}$ ellenállást építeni.

A konverziós tényező növekedése esetén

$$f_{KI} = \frac{U_{BE} \cdot K}{R_{BE} \cdot R_{KÜLSŐ2}} \quad (15)$$

alapján a 2 és 40 kivezető pontok közé kell az $R_{KÜLSŐ}$ ellenállást kapcsolni. (A 8b ábra pozitív bemenő feszültség esetén ábrázolja a bekötést.)

Amennyiben a jelforrás kimenete áramgenerátor, úgy lehetőség van arra is, hogy közvetlenül árammal hajtsuk meg a konvertert. A konverter bemenetén FET bemenetű műveleti erősítő van, a konverziós tartomány 5 dekádra növelhető (1,5 nA–150 μA). A jelforrás a 2 (bemeneti) és 36 (föld) pontok közé csatlakoztatható.

A konverter csak negatív irányú áramot tud feldolgozni. A végkiterésnek megfelelő áram ($f_{KI} \text{ max} = 10 \text{ kHz-re } 150 \mu\text{A} \pm 5\%$).

Mint az az eddigiekből látható, a komparátor komparálási szintje a konverziós tényezőben nem szerepel. Belátható, hogy a komparátorral szemben támasztott követelmény a kapcsolási idő állandósága és a komparálási szint rövid idejű stabilitása. Ez azt jelenti, hogy a komparátort nem kell műveleti erősítóből felépíteni, erre a célra hangfrekvenciás tranzistorokból felépített Schmitt-trigger is megfelel. Ez jelentősen csökkenti a végső kivitelezés költségét. Ezen elvek szerint alakítottuk ki a HUF 03 jelű konvertert, mely pozitív bemenő feszültség átalakítására szolgál. Stabilitása megfelel a 12 bit pontossági igényeknek a 0–70 °C hőmérsékleti tartományban (9. ábra). Ennél az áramkörnél alkalmaztuk először együtt a vékony- és vastagréteg-technológiát, melynél a működés szempontjából kritikus ellenállásokat vékonyréteg-, a többi vastagréteg-technológiával alakítottuk ki. Ez lehetővé tette, hogy a t_0 időt meghatározó C_t csillám-kondenzátor hőmérsékleti együtthatóját (-50 ppm) a $+50 \pm 10 \text{ ppm}$ T_k -ra beállított vékonyréteg-ellenállással (mely I_{01} -et határozza meg) kompenzáljuk. A többi ellenállás is hasonló T_k -val készült, ugyanis a többi ellenállásnál csak azok aránya szerepel az átvitelben.

$$(11)\text{-ben } I_0 = \frac{U_{REF}}{R_{REF}} \text{ és}$$

$$(12)\text{-ben } I_{01} = \frac{U_{REF}}{R_{REF1}}$$

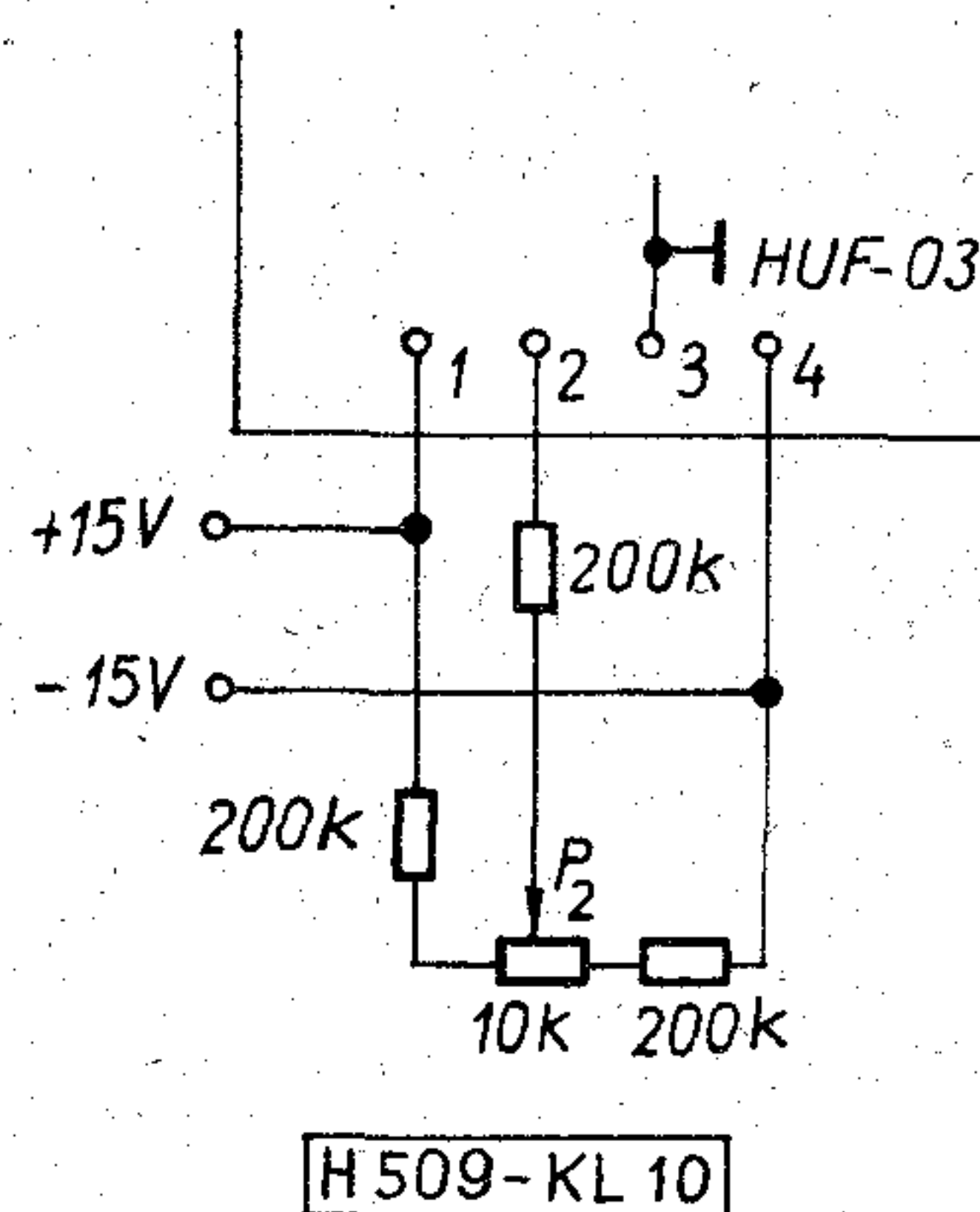
amivel (13) a következő alakú:

$$f = \frac{U_{BE}}{U_z \cdot C_t \cdot \frac{U_{REF}}{R_{REF}} \cdot \frac{R_{REF1}}{U_{REF}} \cdot R_{BE}} = \frac{U_{BE}}{V_z} \cdot \frac{1}{C_t \cdot R_{REF1}} \cdot \frac{R_{REF}}{R_{BE}} \quad (16)$$

A minimális felület érdekében a vékonyréteg-ellenállások üveghordozón készülnek. Az üveghordozó az azonos méretű vastagréteg lapka alatt van elhelyezve. A két hordozó rögzítése a kivezető lábakkal történik.

A kimeneti impulzus szélessége 35 μs. A frekvencia pontos beállítása P_1 segítségével lehetséges. A bemeneti ellenállás 25 kohm, így (14) segítségével $R_{KÜLSŐ1}$ kiszámítható. ($K = 2,5 \cdot 10^7$) A frekvencia növelésére is lehetőség van. E célból a 7 és 10 kivezető pontok közé 4,5 kohmos precíziós ellenállást kell kötni (9. ábra R). Ekkor 10 V-nál $f_{KI} \sim 100 \text{ kHz}$ lesz, melynek pontos értéke P_1 -el beállítható.

Az áramkör kis bemenő feszültségek esetén is pontos kimeneti frekvenciát szolgáltat, ha a bemeneti IC offset hibáját kompenzáljuk. Ez a 10. ábrán vázolt



10. ábra. Egyszerű távadattfeldolgozó rendszer adó része

elrendezéssel oldható meg. Először P_2 középállásánál $U_{BE}=10\text{ V}$ -nál $f_{KI}=10\text{ kHz}$ állítandó be P_1 -el, majd $U_{BE}=10\text{ mV}$ -nál $f_{KI}=10\text{ Hz}$ a P_2 segítségével (10. ábra).

Végül az 1. táblázatban összefoglaltuk az eddig megvalósított és a tervezett feszültség-frekvencia konverterek főbb jellemzőit. Ezen áramkörök felhasználási területe igen nagy, valamennyit számbavenni szinte lehetetlen. A következőkben néhány felhasználási területet ismertetünk.

2. A feszültség-frekvencia konverterek felhasználási lehetőségei

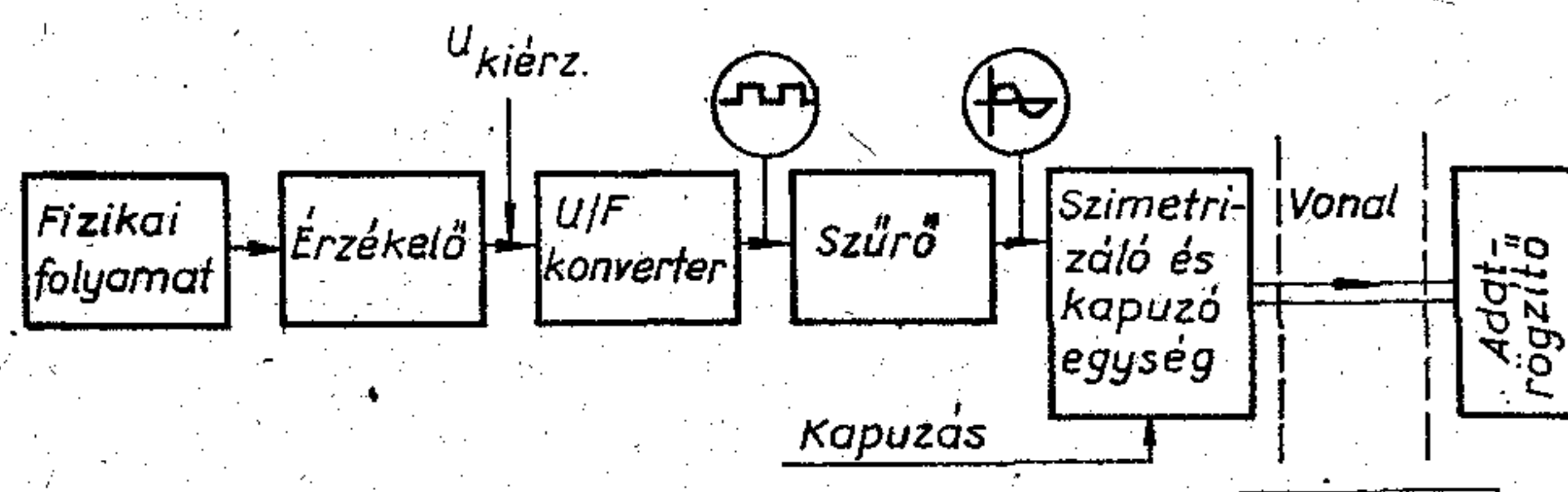
A feszültség-frekvencia konverterek jól használhatók azoknál az A/D konverziós feladatoknál, amelyeknél az átalakítás ideje szabad paraméter. A 10 kHz-es (HUF 02) konverterek például a 100 ms-os integrálási idő esetén 0,1% pontosságot biztosítanak. Amennyiben a mérendő jel jel-zaj viszonya megfelelő, kihasználva azt a tényt, hogy az U/F konverternek kimenetén a frekvenciaváltozás a belépő egységugrást követő $1/T$ idő alatt lejátszódik (T =az új frekvencia periódusideje), a konverzió sebesség 0,1 ms-ig növelhető. Ebben az esetben a kimeneti információ a jel periódusideje, amely a bemeneti feszültséggel fordítottan arányos. Az U/F konverterek legnagyobb előnye mégis az a tény, hogy viszonylag olcsó, de nagy pontosságú, és könnyen feldolgozható A/D konverziót biztosít.

2.1 Lassan változó jelek adatátvittele U/F konverterrel

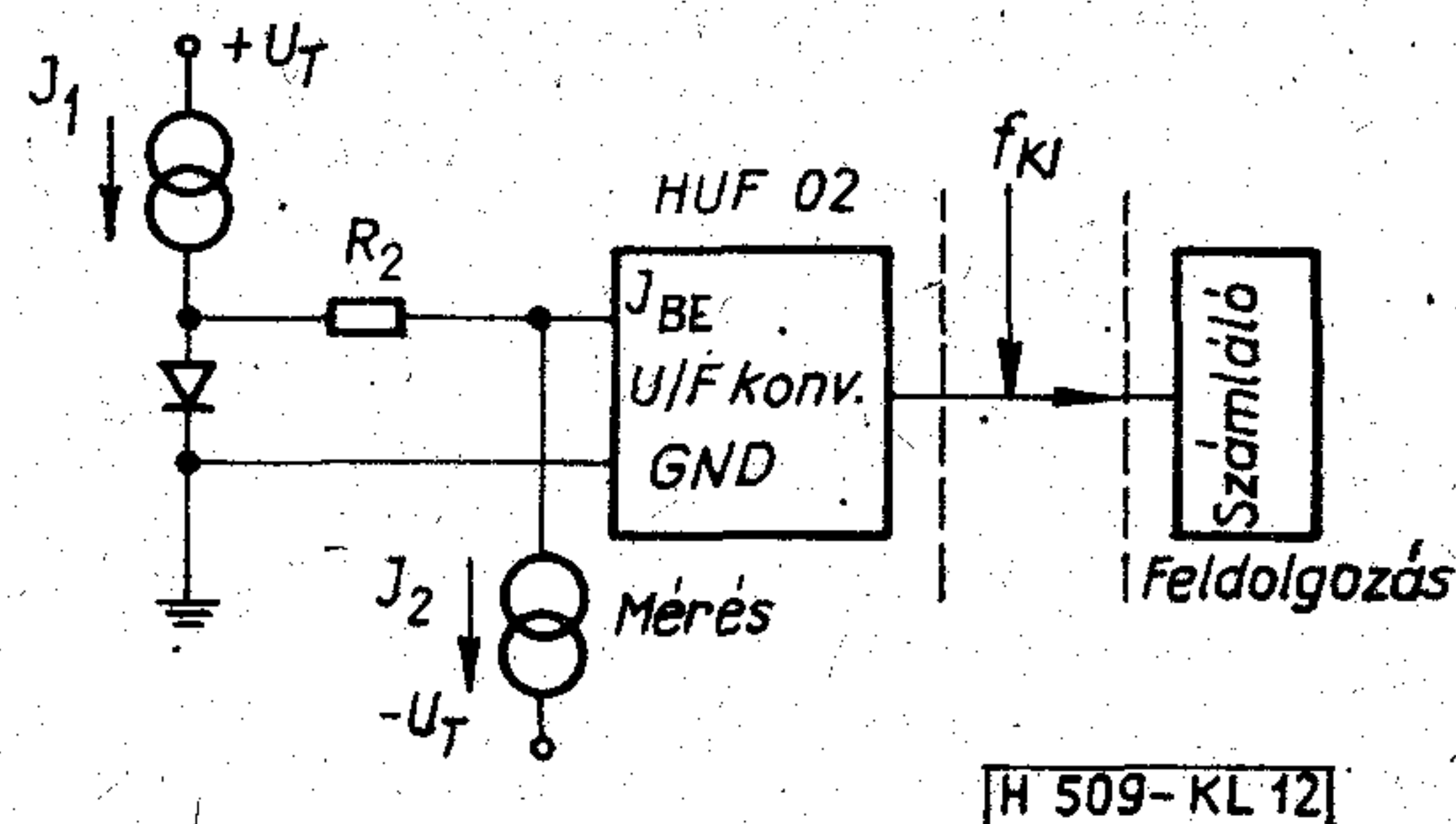
Az U/F konverterek egyik legelterjedtebb felhasználási területe a lassú folyamatok táv-adatfeldolgozása. Itt a folyamat érzékelő egysége áramot vagy feszültséget ad ki, mely az U/F konverterrel impulzussorozattá konvertálható. A 11. ábrán vázolt megoldás segítségével az így kapott impulzussorozat a megfelelő formáló és csatoló áramkörön keresztül szimmetrikus vonalra csatlakoztatható, mely a postai előírások figyelembevételével telefonvonal is lehet. (Kapcsolt vagy bérelt vonal.)

A kapuzáró áramkörrel elérhető, hogy a vonal mindkét irányban igénybe vehető legyen, hiszen az információ elvileg csak 100 ms-ig kell egy mérési ciklus alatt rendelkezésre álljon.

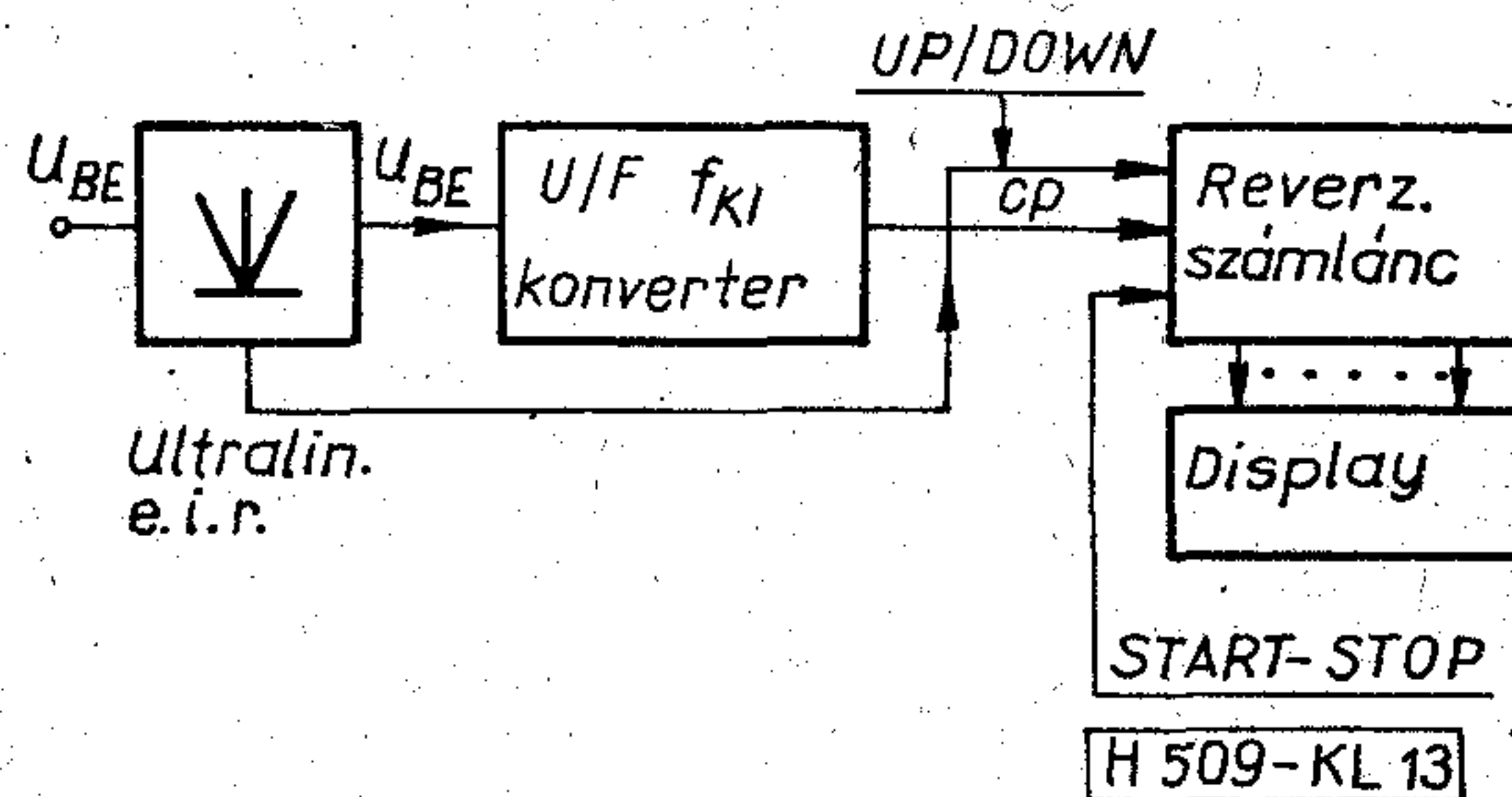
Elvben hasonló feladat merülhet fel pl. tartályok szintjelzésekor, hiszen — elegendően nagy méretek esetén, mely a gyakorlatban mindig teljesül — a tartály tartalma ugrásszerűen nem változik. A fenti megoldással a 0,5%-os átviteli pontosság minden



11. ábra



12. ábra. Hőmérséklet távadó



13. ábra. Integráló típusú DVM

nehézség nélkül, a 0,1%-os átviteli pontosság pedig a mérési idejének 3–6 szoros kibővítésével elérhető.

2.2 Hőmérséklet távadó

A nyitó irányban előfeszített dióda hőmérsékletének függése előnyösen alkalmazható hőmérséklet mérésére. A 12. ábra szerinti összeállításban az I_1 árammal a diódán átfolyó áramot lehet beállítani, míg I_2 -vel a 0 °C -nál a 0 Hz -t. R_2 a $2,2\text{ mV/°C}$ -nak megfelelően 220 ohm , így 100 °C -nál a maximális 10 kHz -es frekvencia jelenik meg a kimeneten.

2.3 Digitális feszültségmérő U/F konverterrel

A felhasználók jelentős része az U/F konvertert feszültségmérésre használja. A 13. ábrán egy feszültségmérő tömbvázlata látható. A bemeneti osztót úgy célszerű megválasztani, hogy az U/F konverterre jutó feszültség a 10 V -ot ne haladja meg, ill. a megfelelő mérési pontosság miatt a mérendő frekvencia 100 Hz alá ne essen.

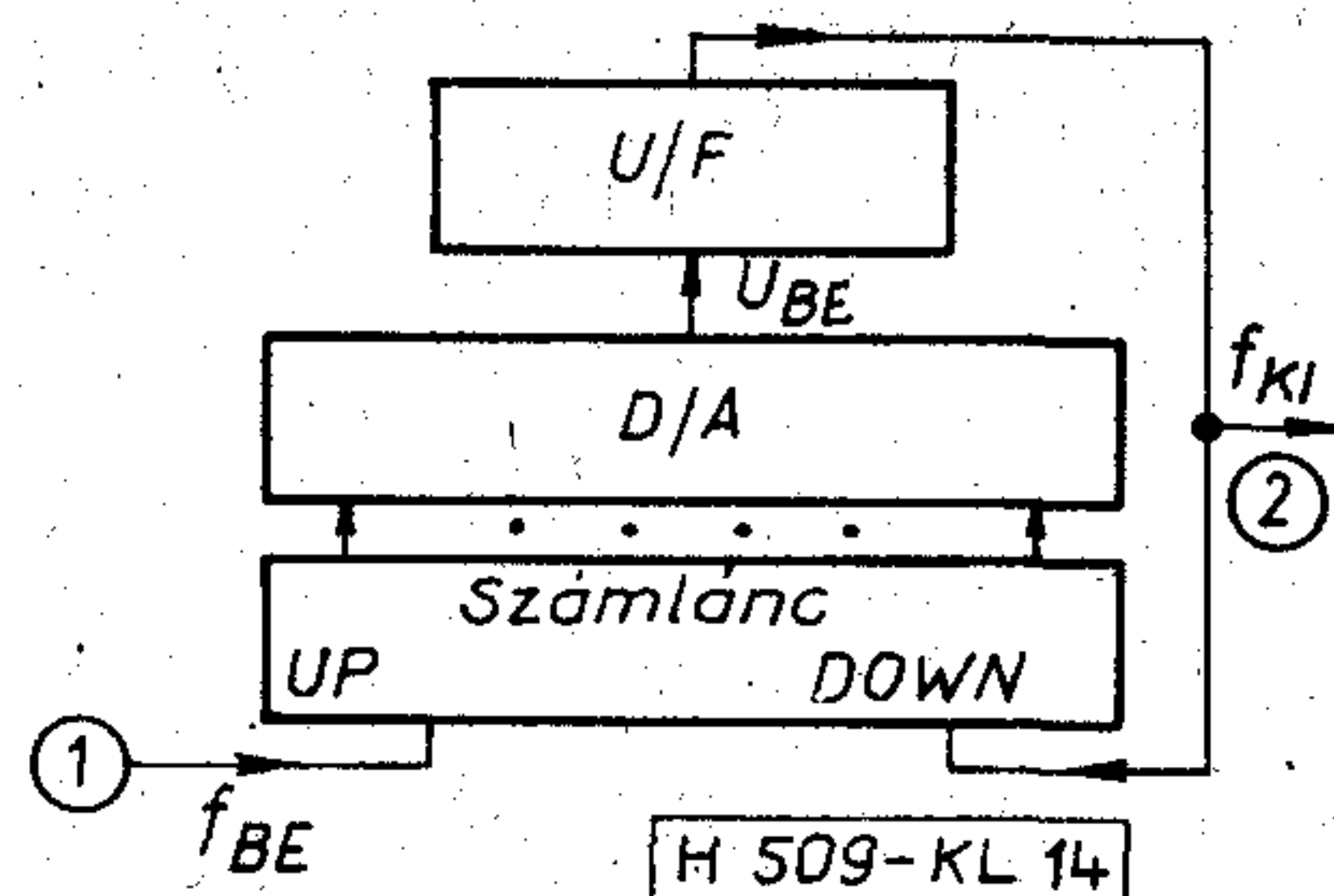
A DVM természetesen csak unipoláris jelet tud mérni. A bemeneti fokozatban az előjel eldöntésére lehetőség van, s azzal az automatikus polaritásváltás megoldható.

Bipoláris digitális voltmérő építhető akkor, ha a bemeneti fokozatban abszolútérték-képző áramkört helyezünk el. Az előjelbit lehetőséget ad arra, hogy a számlálón a mindenkor le- és felszámlálás irányát kijelöljük. Ezzel igen egyszerű módon integráló rendszerű A/D konvertert nyertünk (13. ábra). Ennek a módszernek másik előnye, hogy a számláló és a jelforrás között igen nagy távolság is lehet, mindössze két vezeték használ a rendszer a 8, 10 vagy 12 vezeték helyett. Egyszerűen optocsatolásos eszköz is alkalmazható, amely a földelési problémákat oldja meg.

2.4 Léptetőmotoros hajtás, sebességvezérlés

Bizonyos esetekben, ha a léptetőmotort terhelő nyomaték nagyobb, mint a motornak az adott léptetési frekvenciához tartozó indulási nyomatéka, akkor a motort fel kell gyorsítani a maximális indítási frekvenciájáról a tényleges működési sebességre. Ugyanez vonatkozik a motor leállítására is.

A 14. ábrán vázolt elrendezés alkalmas a probléma megoldására. Az 1 bemeneten érkező jelsorozat egy számláló előreszámláló bemenetére kerül. A számláló kimenete egy D/A konverterre, míg az egy U/F konverterre csatlakozik. Az U/F konverterből származó jelsorozat a számlánc visszaszámláló bemenetére kerül. Indításkor a számlánc tartalma zérus, így f_{KI} is zérus. Az f_{BE} impulzusok elkezdik tölteni a számláncot, a D/A kimenetén növekszik a feszültség, így az f_{KI} is növekszik. Amikor az $f_{KI} = f_{BE}$ -vel, akkor a számláló tartalma csak az 1—1 bit értékkel változik



14. ábra. A sebességvezérlés tömbvázlata

és bináris értéke f_{KI} -vel egyezik meg. Ha f_{BE} megszűnik, úgy f_{KI} hatására a számlánc tartalma csökken, ami tovább csökkenti f_{KI} -t. Mind a frekvencia növekedése, mind esökkenése a kimeneten közel logaritmikusan közelíti f_{BE} -t, ill. a 0 Hz-et.

SZEMLE

(Folytatás a 209. oldalról)

Az elektronikai készülékgyártók munkáját kívánja segíteni a Hewlett-Packard vállalat 5045 A modellszámú digitális integrált áramkör vizsgálójával. A műszert elsősorban integrált áramkörök beépítés előtti vizsgálatához ajánlják. A készülék a kereskedelmi forgalomban kapható ECL, CMOS, TTL, RTL, HTL és DTL integrált áramkörök egyenáramú paramétereinek, valamint funkcionális működésének ellenőrzésére alkalmas. Egy adott típus mérésére a készülék mágneskártyával programozható. Ilyen kártyák a gyártónál kaphatók. A műszerbe beépített nyomtató rögzíti a vizsgálat eredményét és a hibaanalízist. (Hewlett-Packard Journal, 1976. okt. [299])

Egyre több szó esik arról, hogy a nyugat-európai nagy félvezetőgyártó cégek igyekeznek felvenni a versenyt az USA félvezetőiparával. Erre természetesen csak egyesített erővel lehet esélyük, mivel pl. 1975-ben a világ integrált áramkör piacának 82%-át az USA uralta, Japán részesedése 10%-os volt, Európáé 8%-os. A mikroelektronikai áramkörök közül valamivel kedvezőbb a helyzet az európai gyártó cégeknél, ha a fogyasztói termékekbe kerülő integrált áramköröket nézzük. A nyugat-európai piacon fogyasztói célra készült integrált áramkörökből az európai gyártó cégek 30%-kal részesedtek, ipari elektronikai berendezésekből készült integrált áramkörökből viszont csak 8%-kal. (The Financial Times, 1977. jan. 17. [300])

Az angol Gould Advance Limited közvetlenül hálózatról működő kapcsolóüzemű tápegységei között 50...500 W teljesítményű, 5, 12, 15 és 24 V kimenőfeszültségű modellek találhatók. A tápegységek működési elve a következő: az egység 35 kHz-es impulzusszélesség-modulált átalakítóját, a hálózati váltakozó feszültségből közvetlenül egyenirányított, 300...370 V-os egyenfeszültség táplálja. Az átalakító nagyfrekvenciás, szabályozott, kisműködésű váltakozó feszültséget szolgáltat, amely integrálás és szűrés után adja a kimeneti egyenfeszültséget. A kapcsolóüzemű tápegységek mérete és súlya közel negyede egy hasonló lineáris tápegység méretének és súlyának, hatásfokuk 75—80%. (Elektronics Industry, 1977. jan. [301])

Éppúgy mint más országokban, Angliában is komoly nyugtalanságot okozott az elektronika-ipari szakemberek körében a japán gyártmányú televíziós készülékek és tranzistoros rádiók tömeges beáramlása. A közelmúltban japán delegáció járt több európai országban a japán ipar versenyével kapcsolatban fel-

merülő problémák megtárgyalására, azonban a brit elektronika-ipar képviselői már korábban kísérletet tettek arra, hogy a kormány figyelmét felhívják az iparág kilátástalan helyzetére Angliában. Gosling, W. professzornak a BBC programjában ismertetett véleménye szerint az angol elektronika-ipar elsősorban azért esett vissza a nemzetközi műszaki színvonalhoz viszonyítva, mert a mikro-áramkörök fejlesztésére nem fordítottak kellő figyelmet és pénzt. Az USA-ban a hadiiparra fordított pénz egy részét költötték erre a célra, Japánban pedig közvetlen állami támogatást élvezett ez a létfontosságú fejlesztési ág.

A mikroáramkörök által okozott technikai forradalom jelentősége csak a nukleáris energia jelentőségével mérhető össze. Európa már ma a mikroáramkörök felét importálja, főleg az USA-ból és ez a helyzet a jelenlegi iparpolitika mellett csak tovább romolhat, a dekád végére 80%-ban importra fogunk szorulni. Ez a helyzet ugyanolyan veszélyes, mint a külföldi olajtól való függés. (The Radio and Electronic Engineer, 1976. nov. [302])

A közelmúltban Harlow-ban felavatták az első olyan kábelgyárat Európában, amely kizárólag száloptikás kábelek tervezésével, gyártásával és értékesítésével foglalkozik. A Standard Telephones and Cables gyára maga állítja elő az optikai szálak gyártásához szükséges különleges üveget is. A gyár mellett a cég egyúttal megalakította az optikai távközlési technológiával foglalkozó külön egységét. Ez az egység fog foglalkozni a cégen belül minden száloptikai hírközlési feladattal, a cég termékeinek marketingjével, valamint a száloptikás hírközlési rendszerek elterjedésének előmozdításával. (Electrical Review, 1976. nov. [303])

A Pye TMC cég már 1975 áprilisában szerződést kötött az angolai Posta szerveivel távközlési berendezések szállítására. Részen a háborús károk miatt szükségessé váló módosításokkal, részen új elképzelések megvalósításával kapcsolatban a rendeléseket egy újabb, 350 000 t értékű, szerződéssel egészítették ki, mikrohullámú távközlési berendezések szállítására. A távközlési rendszer kiépítése során Közép-Angolában az észak-déli irányban futó fő vonalat és a tengerpart felé irányuló leágazásokat létesítenek, a korábban tervezett 23 helyett 45 állomással.

A távközlő rendszer alkalmas lesz a távíró-, telex-, telefonforgalom lebonyolítására, de felhasználják azt a rádióprogram továbbítására is.

A rendszer kiépítését 1977. szeptemberétől kezdődően mintegy 64 hétre tervezik. (Elektronics Weekly, 1976. nov. [304])

Az aktív RC-szűrők költségoptimalizálása és több paraméteres érzékenységi problémái

ETO 621-372.54.049.776:621.372.57

A hibrid integrált áramköri technika hazai alkalmazási lehetőségeinek vizsgálata intézetünk egyik kiemelt kutatási területe. Ennek keretében a kifejezetten felhasználói igényre tervezett áramkörök mellett egyes áramkör családok fejlesztését végezzük általános felhasználásra, ezt speciális hálózatelméleti kutatásokra építjük. Az áramkör családok egyik csoportját alkotják az aktív RC-szűrők, amelyek felhasználási területe attól függően szélesíthető ki, hogy milyen műszaki színvonalú szolgáltatást nyújtanak adott előállítási költséggel. A széles körű gazdaságos felhasználás elősegítése érdekében szükséges az aktív RC-szűrők költségoptimalizálása, ill. érzékenység-vizsgálata. E cikk a kutatómunka lényegesebb fázisait foglalja össze.

Az első része összefoglalja azt a két legfontosabb szűrőkapcsolást, amely a további tárgyalás alapját képezi, majd foglalkozik a kiemelt áramkörök több paraméteres érzékenység-számításával és toleranciaanalízisével, különös tekintettel a hibrid integrált áramkörök passzív alkatrészei közötti korrelációra.

1. A tömeggyártáshoz illeszkedő célfüggvény előállítása

1.1. Ha egy elektronikus áramkört tömeggyártásra terveznek, alapvető követelmény, hogy a termékmennyiség nagy hányada a megadott specifikáció kívánt tartományába essék, azaz nagy legyen a termelékenység.

A termelékenység és a lehető legkisebb előállítási költség összehangolása érdekében optimalizálni kell a realizálandó hálózat átviteli függvényét, ill. az áramkör árát [1].

Általában kétfajta tolerancia-problémáról beszélhetünk. Az első típusba sorolhatjuk azt az esetet, amikor az elemek toleranciája csak véges számú diszkrét érték lehet. Ez a diszkrét elemekből felépülő áramkör esetében fordul elő. A második kategóriába sorolható az az eset, amikor az áramköri elem folytonosan változó, tetszőleges értéket vehet fel. Ez utóbbi eset az integrált áramköröknél gyakori. Ennek kapcsán tételezzük fel, hogy adott egy áramkör és egy sorozat áramköri elem, amelyet x_i -vel jelölünk ($i=1, 2, 3, \dots, n$). Az átviteli függvény m diszkrét frekvencián legyen adott, ezek értéke T_i^0 ($i=1, 2, 3, \dots, m$) (T_i^0 a névleges áramköri átvitelt jelöli). Ezután meg kell határozni az áramköri elemek Δx_i ($i=1, 2, 3, \dots, n$) toleranciáját oly módon, hogy:

a) A termelékenység megfelelő legyen, azaz az áramkörök egy adott százalékánál a T_i ($i=1, 2, 3, \dots, m$) átviteli függvény ne térjen el jobban a név-

leges T_i^0 értékektől, mint egy előre meghatározott érték az elemek tetszőleges értékétől.

b) Az előállítás költsége legyen kisebb, mint egy előre megadott maximális érték.

Amennyiben egy áramkört 100%-os kihozatalra tervezünk, a felültervezés esetéről beszélhetünk. Ezt megértendő, ha 10% elemszórás is 100% kihozatalt jelent, akkor az 5%-os is. Ennek megfelelően vezessük be a normalizált átviteli eltérést.

Legyen $\bar{T}_i^U$ és $\bar{T}_i^L$ az átviteli függvény toleranciájának felső és alsó határa az i -edik frekvencia-pontban.

$$\bar{T}_i^L < T_i^0 < \bar{T}_i^U, \quad i=1, 2, 3, \dots, m$$

ahol az aktuális átvitel az i -edik frekvencián T_i^U és T_i^L értékek között mozoghat. A normalizált átviteli eltérés így:

$$S_i = \max \left[\left| \frac{T_i^U - T_i^0}{T_i^U - \bar{T}_i^0} \right|; \left| \frac{T_i^L - T_i^0}{\bar{T}_i^L - T_i^0} \right| \right], \quad (\bar{T}_i^0 = T_i^0)$$

a maximális normalizált átviteli eltérés pedig:

$$S_M = \max_i \{ |s_i| \}^m.$$

100%-os termelékenység feltétele, hogy $S_M \leq 1$. A túltervezés elkerülése céljából S_M értéke úgy választandó meg, hogy $K < S_M < 1$ legyen, ahol $K \sim 0,9$.

1.2. A fenti előírások tehát a realizálandó hálózatra vonatkoznak, és az átviteli függvény $T(p)$ oldaláról közelítik meg a tervezési problémát. Ennek az átviteli függvénynek a realizálása többfajta módon történhet, de végül is mindegyikhez az általános hálózat paramétereit kell meghatározni. Jelöljük az általános hálózat-átviteli függvényt

$$T(p) = \frac{\sum_j a_j p_j}{\sum_i b_i p_i} \text{-vel,}$$

ahol p a komplex frekvencia.

A fenti polinom/polinom alakban megadott hálózat-átviteli függvény, amely különböző módon — Butterworth, Csebisev, Thompson, Gaussian, elliptikus stb. közelíti a feladatot — nagyban meghatározza, hogy a feladat mily módon, mekkora költséggel oldható meg. Ha futási időkre nincs különös megkötés, úgy az elliptikus szűrő adja a legkisebb foksámot, míg kötött futási idő esetén a Thompson vagy a korrektorral kiegészített elliptikus aktív szűrő realizálása ajánlható.

E cikkben a különböző approximációkkal nem foglalkozunk, s ezért tételezzük fel, hogy a feladat megadott addig a pontig, hogy a $T(p)$ függvény má-

sodfokú tagok szorzatára bontott:

$$T(p) = \prod_i \frac{1 + a_i p + b_i p^2}{1 + q_i p + s_i p^2}$$

Aktív szűrővel ezek az általános másodfokú blokkok realizálhatók. A továbbiakban néhány aktív szűrőtípust ismertetünk a realizálásukhoz tartozó tervezési módszerekkel, amelyek valamilyen okból hibrid integrált áramköri kivitelezésre alkalmasak.

2. Aktív szűrő konfigurációk

Az 1. ábra egy általános, IC-s aktív RC-szűrőt mutat. A szűrő átviteli függvénye [2]:

$$K(p) = \frac{-Y_1 \cdot Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$

Az elemek megfelelő megválasztásával különböző típusú másodfokú alaptagok nyerhetők.

A különböző típusú szűrőket és paramétereiket a 2. ábra foglalja össze. Az egy IC-vel felépített aktív szűrő érzékenységei arányosak az elérendő Q jósági tényezővel. Így ezek az áramkörök abban az esetben amikor Q értéke nagy, nem használhatók. Az áramkör — különösen sávszűrő esetében — nehezen hangolható, mivel ω_0 és Q általában függ az összes áramköri elemtől. Általános célra ezért olyan megoldás ajánlható, amely mindhárom feladatot egyetlen felépítéssel oldja meg és érzékenységi viszonyai jók. Erre a célra az állapotváltozós szűrők felelnek meg a legjobban.

E típus alap-konfigurációja a 3. ábrán, tervezési értéken az 1. táblázatban láthatók.

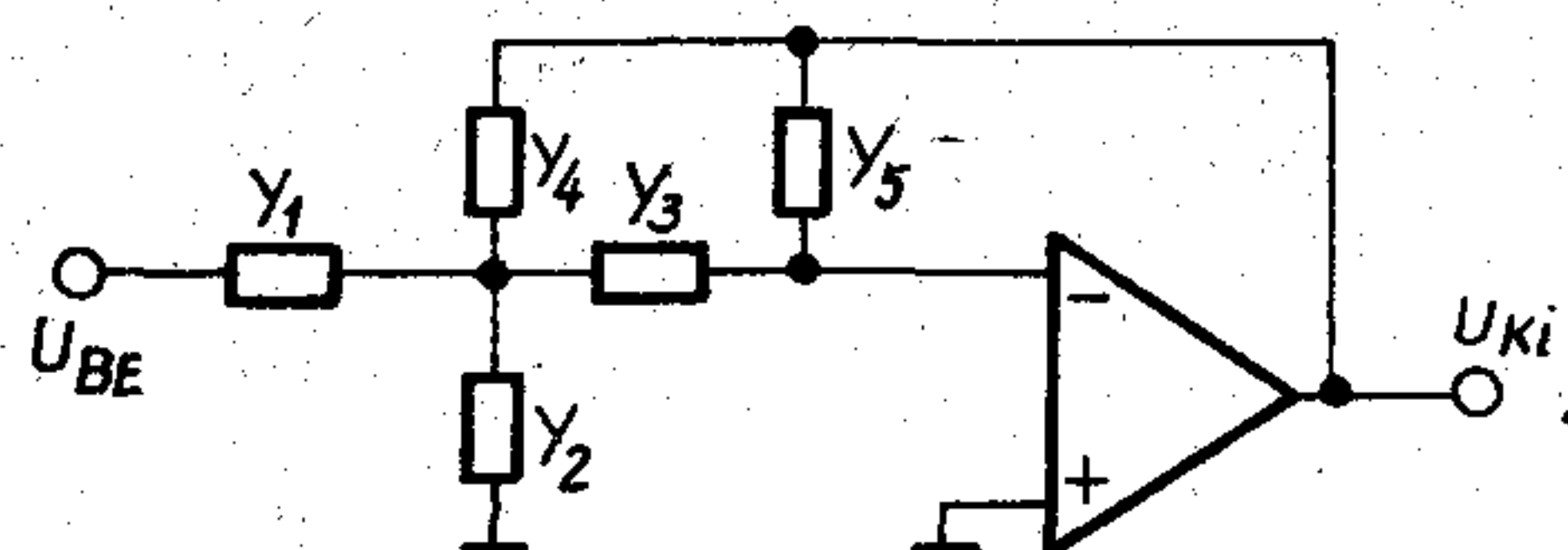
A szűrő hangolása ω_0 beállításával kezdődik, az R_3/R_4 aránnyal ugyanis Q az ω_0 -tól függetlenül változtatható. Erre nyilvánvalóan azért van szükség, mert — mint látható lesz — az elemek névértéke és tényleges értéke között kondenzátoroknál 1%, ellenállásoknál 0,1% különbséget kell minimálisan figyelembe venni. Az R_5/R_6 aránnyal beállított frekvencia az R_3/R_4 viszony változtatásával már nem módosul. Az áramkör két, optimalizálható érzékenységgű eleme ily módon az R_5 és az R_6 ellenállás. A kapcsolás érzékenysége ezen áramköri elemekre:

$$S_{R_6}^z = -S_{R_5}^z = -\frac{1}{2} + \frac{R_6/R_5 \cdot Q}{R_1 C_1 \omega_0 (1 + R_4/R_3)}$$

$$\text{Ha } \frac{1}{2} = \frac{R_6/R_5 \cdot Q}{R_1 C_1 \omega_0 (1 + R_4/R_3)}, \text{ akkor } S_{R_6}^z = -S_{R_5}^z = 0.$$

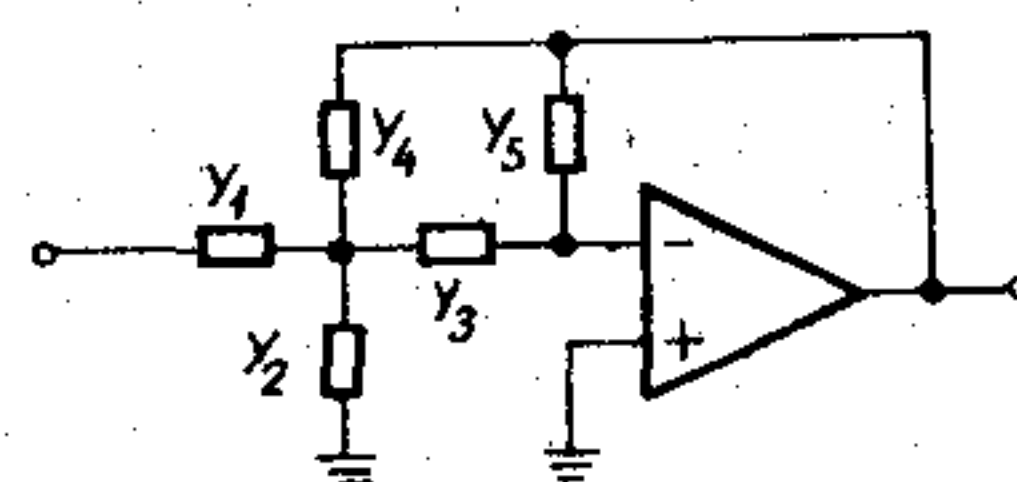
Mivel a tervezési egyenletek e fenti feltételeknek megfelelnek, ezért erre a két elemre a Q érzékenysége zérus. Az áramkörnek egy további előnye is van. Ha ugyanis az LP és HP pontokon megjelenő jelet összegezzük, úgy egy általános elliptikus tag nyerhető:

$$\frac{K_1 \omega_0^2 H_0 \left(\frac{R_5}{R_6} \right)}{p^2 + \frac{\omega_0 p}{Q} + \omega_0^2} + \frac{K_2 p^2 H_0}{p^2 + \frac{\omega_0 p}{Q} + \omega_0^2} =$$



H 507-BK 1

1. ábra

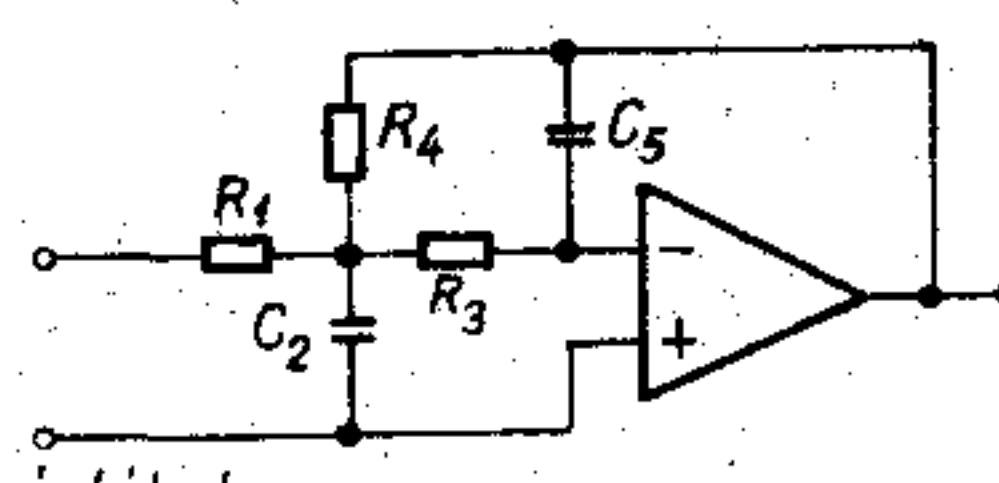


Általános átviteli fgv:

$$K(p) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$

$$T(p) = \frac{H_0}{\left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2 + \frac{\alpha}{\omega_0} p + 1}$$

Aluláteresztő:

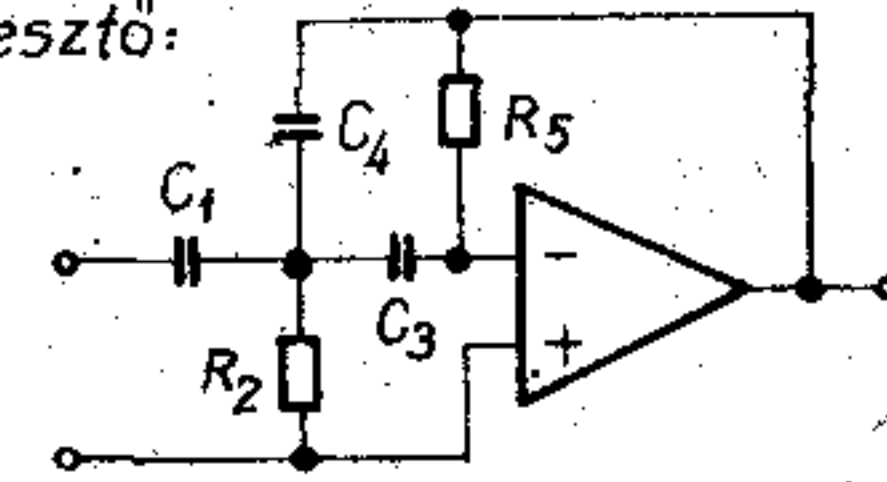


Tervezési értékek:

$$C_2 = C, \quad C_5 = KC, \quad R_1 = \frac{R_4}{H_0}, \quad R_3 = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_4 K}$$

$$R_4 = \frac{\alpha}{2\omega_0 C} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(H_0 + 1)}{K\alpha^2}} \right]$$

Felüláteresztő:



$$C = C_1 = C_3$$

$$C_4 = \frac{C_1}{H_0}$$

$$R_5 = \frac{Q}{\omega_0 C} (2H_0 + 1)$$

$$R_2 = \frac{\alpha}{\omega_0 C (2H_0 + 1)}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{R_2}{R_5} \left(\frac{C_1}{C_3 C_4} + \sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}} \right)}$$

$$H_0 = \frac{C_1}{C_4} \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}$$

$$\alpha = \frac{1}{Q} = \left| \frac{C_5}{C_2} \right| \left(\left| \frac{R_3}{R_4} \right| + \left| \frac{R_4}{R_3} \right| + \left| \frac{R_3 R_4}{R_1^2} \right| \right)$$

Érzékenységek:

$$S_{R_3 R_4 C_2 C_5}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{C_5 C_2}^{\alpha} = \frac{1}{2}$$

$$S_{R_1}^{\alpha} = \frac{Q}{\omega_0 R_1 C_2}$$

$$S_{R_3}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{Q}{\omega_0 R_3 C_2}$$

$$S_{R_2 R_5 C_3 C_4}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

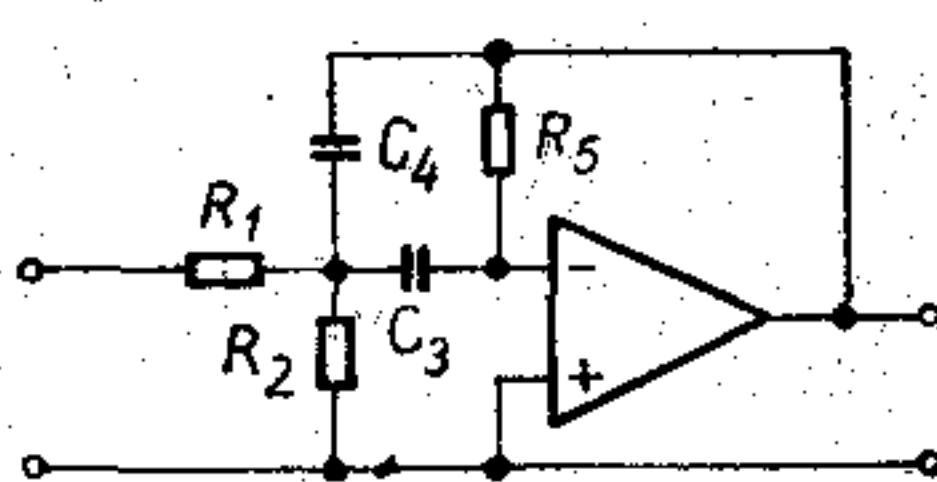
$$S_{R_2}^{\alpha} = \frac{1}{2} - S_{R_5}^{\alpha}$$

$$S_{C_3}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{Q}{\omega_0 R_5 C_3} \left(\frac{C_1}{C_3} + 1 \right)$$

$$S_{C_4}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{Q}{\omega_0 R_5 C_4} \left(\frac{C_1}{C_3} + 1 \right)$$

$$S_{C_1}^{\alpha} = \frac{Q}{\omega_0 R_5} \frac{C_1}{C_3 C_4}$$

Sáváteresztő:



Érzékenységek:

$$S_{R_5 C_3 C_4}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}; \quad S_{C_3}^{\alpha} = \frac{Q}{\omega_0 R_5 C_3} - \frac{1}{2}$$

$$S_{C_4}^{\alpha} = \frac{Q}{\omega_0 R_5 C_4} - \frac{1}{2}; \quad S_{R_5}^{\alpha} = \frac{1}{2}$$

$$S_{R_1}^{\omega_0} = \frac{-1}{2\omega_0^2 R_1 R_5 C_3 C_4} = S_{R_2}^{\omega_0} \cdot \frac{R_1}{R}$$

$$S_{R_1}^{\alpha} = \frac{R_1}{2(R_1 + R_2)} - \frac{1}{2}; \quad S_{R_2}^{\alpha} = \frac{R_2}{2(R_1 + R_2)} - \frac{1}{2}$$

$$H_0 = \frac{1}{\left(\frac{R_1}{R_5} \right) \left(1 + \frac{C_4}{C_3} \right)}$$

$$C = C_3 = C_4$$

$$R_1 = \frac{Q}{H_0 \omega_0 C}$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 H_0) \omega_0 C}$$

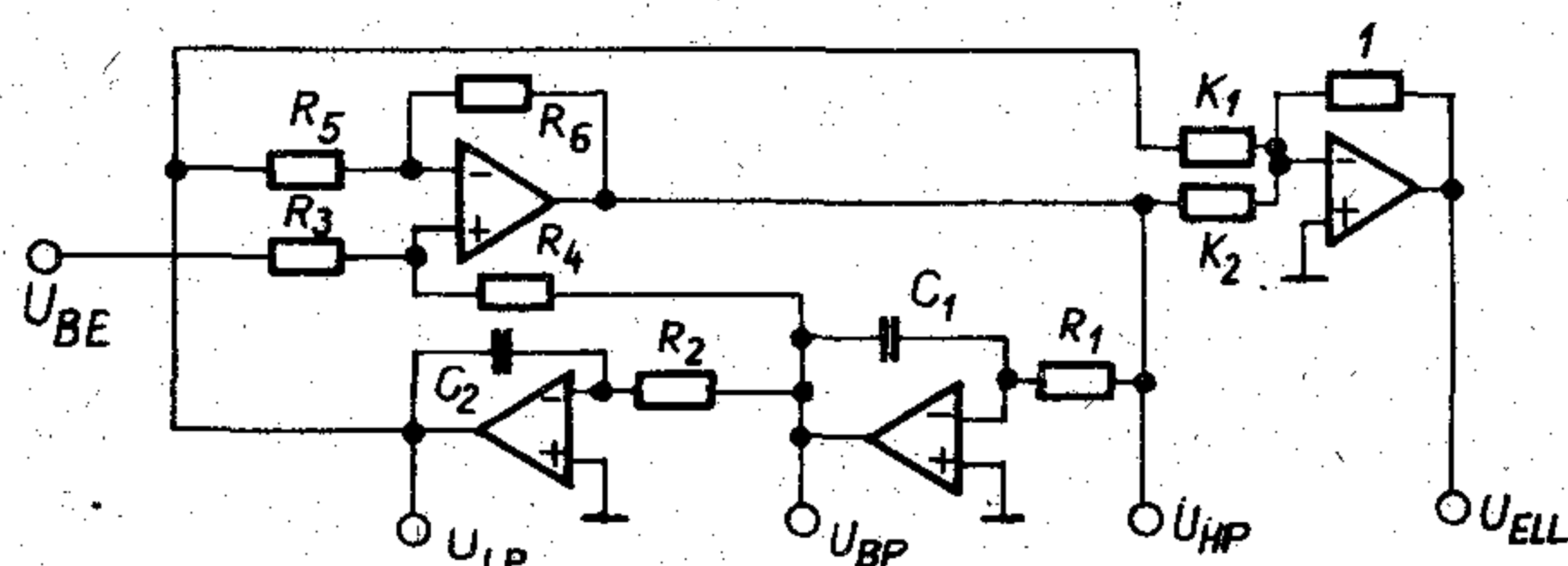
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_5 C_3 C_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{R_5 (G_1 + G_2)}} \left(\sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}} \right)$$

$$R_5 = \frac{2Q}{\omega_0 C}$$

H 507-BK 2

2. ábra



H 507-BK 3

3. ábra

$$= \frac{K_2 H_0 \left[p^2 + \frac{K_1}{K_2} \omega_0^2 \left(\frac{R_5}{R_6} \right) \right]}{p^2 + \frac{\omega_0 p}{Q} + \omega_0^2},$$

ahol K_1 és K_2 a súlyozási tényezők.

A szűrő zérusának helyzete ω_0 -hoz képest K_1/K_2 aránnyal változtatható, és így az áramkör univerzálisan felhasználható.

1. táblázat

Másodfokú állapotváltozós szűrő-elrendezés tervezési értékei

Aluláteresztő
Átviteli függvény:

$$\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} = \frac{U_{LP}}{U_{BE}},$$

$$p^2 + p \frac{1}{R_1 C_1} \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} + \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} = \frac{U_{LP}}{U_{BE}},$$

$$H_0 = \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{R_6}{R_5 R_1 R_2 C_1 C_2}};$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \sqrt{\frac{R_5}{R_6} \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}.$$

Tervezési értékek: $C = C_1 = C_2$; $R_5 = R_6 = R_3$; $R_1 = R_2 = \frac{1}{\omega_0 C}$;

$$R_4 = \left(\frac{2}{\alpha} - 1 \right) R_3; \quad \left(Q = \frac{1}{\alpha} \right), \quad (\alpha < 2).$$

Érzékenységek:

$$S_{R_5}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} = -S_{R_6}^{\omega_0},$$

$$S_{R_3}^{\alpha} = S_{C_2}^{\alpha} = \frac{1}{2} = -S_{R_1}^{\alpha} = -S_{C_1}^{\alpha},$$

$$S_{R_6}^{\alpha} = S_{R_5}^{\alpha} = 0, \quad R_5 = R_6,$$

$$S_{R_3}^{\alpha} = -S_{R_4}^{\alpha} = \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_4}}.$$

Felüláteresztő

Számláló polinomja: $p^2 \cdot \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}$

Sáváteresztő

Számláló polinomja: $-p \frac{1}{R_1 C_1} \frac{1 + \frac{R_6}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}$

A tervezési képletek és érzékenységek az aluláteresztő esetében megadottakkal.

Ahhoz, hogy az áramköröket tesztelni lehessen, ismerni kell azok érzékenységét. A későbbiek folyamán az áramkörök érzékenységének meghatározásával megadható az a legnagyobb Δx_i eltérés az elemek számított névértékétől, amellyel az áramkör biztonsággal gyártható [3].

E célból röviden összefoglaljuk az érzékenység-számítás eddigi eredményeit.

3. Egyparaméteres érzékenység

Tételezzük fel, hogy a hálózat

$$T(p) = T(p, x_1, x_2, \dots, x_k)$$

függvénnyel adott, ahol x_i a hálózatot alkotó elemeket jelöli, p pedig a komplex frekvencia. Definíció szerint a $T(p)$ függvény x_i elemre vonatkozó érzékenysége [4]:

$$S_{x_i} = \frac{\partial T}{\partial x_i}.$$

A fentiekkel megadható a T hálózatfüggvény megváltozása:

$$\Delta T = \sum_{i=1}^k S_{x_i} \Delta x_i.$$

Az abszolút érzékenység helyett a gyakorlatban a relatív érzékenység használatos, azaz

$$S_{x_i}^T = \frac{x_i}{T} S_{x_i},$$

amellyel kifejezve a hálózat relatív toleranciáját:

$$\frac{\Delta T}{T} = \sum_{i=1}^k S_{x_i}^T \frac{\Delta x_i}{x_i}.$$

Az érzékenységgel szoros összefüggésben van az érzékenységi-invariancia fogalma, amelynek lényege a következő:

Amennyiben T impedancia-függvény, és fennáll, hogy $T(p, x_i) = Z(p, RLC)$ bármely frekvenciapontra, úgy bizonyíthatóan:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{R_i}{z} \frac{\partial z}{\partial R_i} + \sum_{i=1}^{N_L} \frac{L_i}{z} \frac{\partial z}{\partial L_i} - \sum_{i=1}^{N_C} \left| \frac{c_i}{z} \frac{\partial z}{\partial c_i} \right| = 1.$$

Az előzők alapján a hálózat eredő toleranciája a következőképpen adható meg [5]:

$$\Delta T < \varepsilon = \sum_{i=1}^k |S_i| |\Delta x_i|,$$

ahol

$$S_i = S_{x_i}^T \frac{T}{x_i},$$

ε a tolerancia határ,

Δx_i a hálózatelemek maximális toleranciája.

A feladat során ε és Δx_i ismertek. Feltételezve, hogy a parciális toleranciák minden elemre azonosak, k db elem esetén a legrosszabb esetre számolva [6]:

$$\frac{\varepsilon}{k} = |S_i| |\Delta x_i|.$$

E kifejezés segítségével az áramköri elemek abszolút toleranciája az alábbi módon határozható meg:

$$\Delta x_i = \frac{\varepsilon/T}{k \cdot S_{x_i}^T} x_i.$$

Tételezzük fel, hogy realizálandó egy másodfokú LP blokk az 1. ábrán bemutatott elrendezésben a következő adatokkal:

$$Q_0 = 2,00 \quad f_0 = 1,00 \text{ kHz}$$

A hálózatelemek értékei rendre:

$$\begin{aligned} C_2 &= 1 \text{ nF}, & R_4 &= 39,79 \text{ kOhm}, \\ C_5 &= 50 \text{ nF}, & R_1 &= 18,73 \text{ kOhm}, \\ K &= 50, & R_3 &= 12,733 \text{ kOhm}, \\ H_0 &= 2,125. \end{aligned}$$

A hálózat érzékenységei a 2. ábra alapján:

$$S_{R_1}^T = 16,99; \quad -S_{R_3}^T = 24,5; \quad S_{R_4}^T = -\frac{1}{2}.$$

A legnagyobb érzékenységu elem tehát R_3 .

A worst-case (legkedvezőtlenebb eset) módszerrel a parciális toleranciák mértéke:

$$\frac{\Delta x_i}{x_i} = \frac{\varepsilon/T}{k \cdot S_{R_3}^T} \cong 3 \cdot 10^{-4}, \quad \text{ha} \quad \varepsilon/T = 3\% \text{ (0,5 dB)}.$$

Az R_3 ellenállásra ekkora a stabilitás igény. Ezt igen nehéz elérni a vastagréteg technikával, így a fenti módszer alapján az áramkör nem alkalmas viszonylag kisebb jósági tényező esetén sem az adott igények kielégítésére.

A gyakorlatban a worst-case módszer nem ad felvilágosítást a hálózat tényleges viselkedéséről. Az áramkörvizsgálat teljessége érdekében a fenti probléma a többparaméteres érzékenység-számítással kezelhető [7].

4. Több paraméteres érzékenység

A $T(p, x_1, x_2, \dots, x_k)$ [jelölése a továbbiakban $T(p, x)$] függvény relatív megváltozása (relatív toleranciája) rögzített p mellett az x_i paraméter kis Δx_i változására a következőképpen adható meg:

$$\frac{\Delta T}{T} = \sum_{i=1}^k \frac{\partial \ln T}{\partial \ln x_i} \cdot \frac{\Delta x_i}{x_i},$$

ahol k az áramköri elemek száma.

Vezessük be a következő jelöléseket:

$S_{x_i} = \frac{\partial T}{\partial x_i}$ a hálózatfüggvény érzékenysége az x_i paraméterre vonatkozóan,

$S_{x_i}^T = \frac{\partial \ln T}{\partial \ln x_i} = \frac{x_i}{T} S_{x_i}$ a hálózatfüggvény relatív érzékenysége

$$\hat{\Delta x} = \begin{bmatrix} \Delta x_1/x_1 \\ \Delta x_2/x_2 \\ \vdots \\ \Delta x_k/x_k \end{bmatrix} \quad \text{ahol} \quad \frac{\Delta x_i}{x_i} \text{ az } i\text{-edik paraméter relatív toleranciája.}$$

Jelöljük $\nabla \ln T$ -vel a $\partial \ln T / \partial \ln x_i$ gradienst, amely egy $1 \times n$ -es sorvektornak felel meg. Így:

$$\nabla \ln T = \left(\frac{\partial \ln T}{\partial \ln x_1}, \dots, \frac{\partial \ln T}{\partial \ln x_k} \right) = (S_1^T, \dots, S_k^T).$$

Ezután a $\frac{\Delta T}{T}$ mint skalár szorzat kifejezhető:

$$\frac{\Delta T}{T} = \nabla \ln T \cdot \hat{\Delta x}.$$

Ez utóbbi egyenletből a több paraméteres érzékenység Goldstein és Kuo szerint a következőképpen definiálható [8]:

$$S^T = \nabla \ln T.$$

Az érzékenységgfüggvény amplitúdója pedig, amely az $\frac{\ln T}{\ln x_i}$ függvény maximumát adja, a következőképp fejezhető ki:

$$|S^T| = (S^T \cdot S^{T*})^{1/2},$$

ahol a $*$ jelöli a komplex konjugálást.

A kifejezés tulajdonképpen a klasszikus egyparaméteres érzékenység kiterjesztése. Az a tény, hogy S^T tartalmazza az egyparaméteres érzékenységgfüggvényeket, feltéti a kérdést, vajon létezik-e valamilyen összefüggés a különböző áramköri elemekre vonatkozó egyparaméteres érzékenység-függvények között?

Az S^T függvényt azon az alapon definiáltuk, hogy a $T(p, x)$ függvény k db paramétere egymástól függetlenül változik. A $T(p, x)$ -re fel kell tételezni azonban, hogy néhány paramétert változtatva, azok egymástól abban az értelemben függenek lineárisan, hogy a paraméter változásnak megfelelő $T(p, x)$ -beni változás létrejöhet minden p érték mellett, egy vagy több másik paraméter hasonló értelmű megváltozására is. Ezt a lehetőséget Lee vetette fel, s így vezette be az érzékenységi csoportok definícióját.

Egy ilyen érzékenységi csoportot úgy adhatunk meg, mint azon elemek legnagyobb alcsoportja, amelynek tagjai $T(p, x)$ -re vonatkoztatva lineárisan összefüggnek. Azaz, ha x_i paraméter egy tetszőleges Δx_i mértékkel megváltozik, és ez $T(p, x)$ -ben $\Delta T / \Delta x_i$ -vel jelölt változást okoz, található egy olyan áramköri x_j paraméter, amelyre fennáll, hogy:

$$\frac{\Delta T}{\Delta x_i} = K_{ij}^T \frac{\Delta T}{\Delta x_j},$$

ahol p minden értékére:

$$\Delta x_j = K_{ji}^T \Delta x_i,$$

valamint $K_{ij}^T \neq 0$ és független p -tól. Bizonyítható, hogy bármilyen Δx_i -nek megfelelő $\Delta T(p, x_i)$ változás arányos Δx_j megváltozása esetén történő $\Delta T(p, x_j)$ változással és ezért x_i és x_j lineárisan összefüggnek a $T(p, x)$ hálózatfüggvényre vonatkozóan.

Az előbbieket áttekintése alapján az S^T többparaméteres érzékenység kifejezhető úgy, hogy mindazon egyparaméteres érzékenység összegét képezzük, amely egyazon érzékenységi csoport elemeire vo-

natkozik. Jelöljük ezt S_j^T -vel akkor:

$$S_j^T = \sum_{i=1}^{k_j} \frac{\partial \ln T}{\partial \ln x_{ij}},$$

ahol k_j a j -edik érzékenységi csoport tagjainak száma és x_{ij} a j -edik csoport i -edik eleme. Ilyen módon a több paraméteres érzékenység a következő egyenlettel fejezhető ki:

$$S^T = \sum_{j=1}^m S_j^T \cdot I_j,$$

ahol I ($m \times m$)-es egységmátrix és m az érzékenységi csoportok száma.

Az így meghatározott egy- és több paraméteres érzékenységek képezik alapját a tolerancia-számításnak.

A $\Delta T_i = S_{x_i} \Delta x_i$ résztoleranciák összegződésére az alábbi feltételezéseket tehetjük [4]:

1. Legrosszabb esetre történő tervezés

Ekkor fennáll, hogy $\Delta T \leq \varepsilon = \sum_{i=1}^k |S_{x_i}| |\Delta x_i|$, ahol ε a tolerancia-határ.

2. Statisztikus tervezés módszere

A résztoleranciákat valószínűségi változóknak tekintjük, és bizonyos selejtet megengedünk. Így a selejt valószínűsége:

$$P(|\Delta T| > \varepsilon) = 2 \left[1 - \varphi\left(\frac{\varepsilon}{\sigma}\right) \right],$$

ahol ε a tolerancia-határ, σ az eredő szórás, φ pedig az eloszlásfüggvény:

$$\varphi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{u^2}{2}} du.$$

A $\Delta T_i = S_{x_i} \Delta x_i = \xi_i$ valószínűségi változó szórása legyen σ_i . Ekkor a $\xi = \xi_1 + \xi_2 + \dots + \xi_k$ valószínűségi változó eredő szórásnégyzete korrelálatlan esetben $\sigma^2 = \sum_{i=1}^k \sigma_i^2$, míg korrelált esetben az $R_{ij} = E[(\xi_i - \bar{\xi}_i)(\xi_j - \bar{\xi}_j)]$ korrelációs együtthatóval (jelen esetben E a várható érték, $\bar{\xi}_i = E(\xi_i)$) kifejezve:

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^k \sigma_i^2 + 2 \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=i+1}^k R_{ij}.$$

Ez utóbbi kifejezés nehezen kiértékelhető. E helyett a számítási eljárás helyett a Ghausi által bevezetett várható értékszámítási módszer használható, amelynek számítógépen történő alkalmazása a legmegfelelőbb.

5. Számítógépes számításra alkalmas több paraméteres érzékenység-vizsgálat módszere és matematikai felépítése

Ghausi az érzékenység számítására az alábbi módszert adta meg [9].

Legyen

$$M(\mathbf{x}) = E \left[\int_{\omega_2}^{\omega_1} \left| \frac{\Delta T}{T} \right|^2 d\omega \right],$$

ahol M az adott frekvenciasávban az érzékenység nagyságára jellemző mérőszám. A relatív tolerancia explicit függvénye Δx szerint nem ismert. Közelítően meghatározva, mint már korábban láttuk:

$$\frac{\Delta T}{T} = \sum_{i=1}^k \frac{\partial \ln T}{\partial \ln x_i} \frac{x_i}{\Delta x_i} = \sum_{i=1}^k \frac{\partial T}{\partial x_i} \frac{\Delta x_i}{T}.$$

Bevezetve a következő jelöléseket:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} x_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & x_2 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & x_k \end{bmatrix}, \quad \nabla_x T = \left(\frac{\partial T}{\partial x_1}, \dots, \frac{\partial T}{\partial x_k} \right)^t,$$

$$\mathbf{d} = \mathbf{D} \frac{\nabla_x T}{T} = \left(\frac{\partial T}{\partial x_1} \frac{x_1}{T}, \dots, \frac{\partial T}{\partial x_k} \frac{x_k}{T} \right)^t = (d_1, \dots, d_k)^t,$$

$\frac{\Delta T}{T}$ írható a következő alakban is:

$$\frac{\Delta T}{T} = \left[\frac{\nabla_x T}{T} \right]^t \cdot \mathbf{D} \hat{\Delta \mathbf{x}} = \mathbf{d}^t \hat{\Delta \mathbf{x}}.$$

Ekkor

$$M = E \left[\int_{\omega_1}^{\omega_2} (\mathbf{d}^t \hat{\Delta \mathbf{x}})^* \hat{\Delta \mathbf{x}}^t \cdot \mathbf{d} d\omega \right] = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \mathbf{d}^{t*} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{d} d\omega,$$

ahol $\mathbf{P} = E[(\hat{\Delta \mathbf{x}})(\hat{\Delta \mathbf{x}}^t)]$ az elemi toleranciák kovarianciamátrixa.

Ezen a ponton lépnek be azok az eredmények, amelyek a hibrid technikából adódtak. Ugyanis e technika alkalmazásával az egyes áramköri elemek megváltozása nem független egymástól. Ha egy áramköri paraméter (pl. Q_0 vagy ω_0) megváltozik valamely áramköri R_i elem hatására, biztos, hogy valamely R_j áramköri elem értéke is megváltozik. Ennek az az oka, hogy a hibrid integrált áramkörök kivitelezéséből adódóan egyetlen ellenállás megváltozásának a valószínűsége igen kicsi. Példaként megemlítenéd, hogy hőmérséklet hatására történő megváltozás valamennyi elemnél létrejön, csak esetleg más-más mértékben. Ugyanígy a kondenzátorok kapacitásának megváltozása is rendszerint összefüggő. A kovarianciamátrix elemeinek meghatározása e kölcsönösen egymásra ható változások miatt igen hosszadalmas és rendszerint az élettartam-vizsgálati eredményeken alapszik.

Az előzőekben ismertetett, a hálózat érzékenységi viszonyaival könnyen kapcsolatba hozható várható érték számítására vonatkozó alapegyenlet kiértékelése a $\mathbf{P}$ kovarianciamátrix ismeretében számítógéppel elvégzendő. Amennyiben $\mathbf{P}$ -t diagonálisnak feltételezzük, úgy az érzékenységre bizonyos alapösszefüggések nyerhetők:

$$M(\mathbf{x}) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \sum_{i=1}^k |S_{x_i}^T|^2 \sigma_{x_i}^2 d\omega,$$

ahol $\sigma_{x_i}^2 = E[(\Delta x_i/x_i)^2]$.

Az általános aluláteresztő másodfokú függvénye: További átalakításokkal az előző kifejezés:

$$T(p) = \frac{K}{p^2 + \frac{p}{Q} + 1} = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{\sum_j b_j p^j}{\sum_j a_j p^j}.$$

E hálózathatárérték esetében d_i a következőképpen fejezhető ki:

$$d_i = \frac{\partial T}{\partial x_i} \frac{x_i}{T} = \frac{x_i}{T} \left(\sum_j \frac{\partial T}{\partial b_j} \cdot \frac{\partial b_j}{\partial x_i} + \sum_j \frac{\partial T}{\partial a_j} \cdot \frac{\partial a_j}{\partial x_i} \right) =$$

$$= \frac{x_i}{T} \frac{\partial b^t}{\partial x_i} \nabla_b T + \frac{x_i}{T} \frac{\partial a^t}{\partial x_i} \nabla_a T, \quad \text{ahol}$$

$$a = (a_{n-1}, \dots, a_1, a_0)^t, \quad b = (b_n, \dots, b_1, b_0)^t,$$

$$\nabla_a T = \left(\frac{\partial T}{\partial a_{n-1}}, \dots, \frac{\partial T}{\partial a_0} \right)^t, \quad \nabla_b T = \left(\frac{\partial T}{\partial b_n}, \dots, \frac{\partial T}{\partial b_0} \right)^t.$$

E kifejezések segítségével:

$$M(x) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \left[\frac{\nabla_a T}{T} \right]^{*t} \cdot C_1^t \cdot P \cdot C_1 \left[\frac{\nabla_a T}{T} \right] d\omega +$$

$$+ \int_{\omega_1}^{\omega_2} + 2 \operatorname{Re} \left(\left[\frac{\nabla_a T}{T} \right]^{*t} \cdot C_1^t \cdot P \cdot C_2 \left[\frac{\nabla_b T}{T} \right] \right) d\omega +$$

$$+ \int_{\omega_1}^{\omega_2} \left[\frac{\nabla_b T}{T} \right]^{*t} \cdot C_2^t \cdot P \cdot C_2 \left[\frac{\nabla_b T}{T} \right] d\omega,$$

ahol:

$$C_1 = \begin{bmatrix} x_1 \frac{\partial a^t}{\partial x_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial a^t}{\partial x_k} \\ x_k \frac{\partial a^t}{\partial x_k} \end{bmatrix} \quad C_2 = \begin{bmatrix} x_1 \frac{\partial b^t}{\partial x_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial b^t}{\partial x_k} \\ x_k \frac{\partial b^t}{\partial x_k} \end{bmatrix}$$

$k \times n$ -es $k \times (n+1)$ -es

C_1 és C_2 a hálózat transzfer függvényéből számítható. A korábban megadott átviteli függvény szerint $C_2 = 0$.

Bevezetve az $M(x) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \sum_{i=1}^k |S_{xi}^D|^2 \sigma_{xi}^2 d\omega$ megfeleltetést, az előző kifejezés alapján:

$$\left[\frac{\nabla_a T}{T} \right]^{*t} \cdot C_1^t \cdot P \cdot C_1 \left[\frac{\nabla_a T}{T} \right] = E[|\Delta D \cdot D^{-1}|^2],$$

ahol

$$S_{xi}^D = x_i \cdot D^{-1} \frac{\partial D}{\partial x_i}, \quad \sigma_{xi}^2 = E \left[\left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right)^2 \right]$$

diagonális
kovariancia-
mátrixból

A fenti esetben, ahol $a_1 = 1/Q$ és $a_0 = a_2 = 1$

$$|S_{xi}^D|^2 = Q^2 \cdot \left[\left(x_i \frac{\partial a_1}{\partial x_i} \right)^2 + \left(x_i \frac{\partial a_0}{\partial x_i} \right)^2 \right].$$

$$|S_{xi}^D|^2 = (S_{xi}^Q)^2 + 4Q^2 (S_{xi}^{\omega_0})^2.$$

Így megadható az érzékenységgel arányos mérőszám nagysága:

$$M(x) = \Delta \omega \sum_{i=1}^k [(S_{xi}^Q)^2 \sigma_{xi}^2 + 4Q^2 (S_{xi}^{\omega_0})^2 \cdot \sigma_{xi}^2].$$

A korábban megadott kifejezésben E várható érték nagysága a gyakorlatban egységnyi (felvett érték), és $\frac{\Delta x_i}{x_i} \sim 10^{-2}$, azaz $\sigma_{xi}^2 = E \left[\left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right)^2 \right] = 10^{-4}$, a $\Delta \omega$ súlyozási tényező $1/Q$ -val egyenlő, s a numerikus integrálás ilyen módon végrehajtható.

A fentiekben ismertetett gondolatsor alapján számunkra a legfontosabb C_1 mátrix meghatározása, ill. P kovarianciamátrix kiszámítása. A 2. ábra szerint C_1 elemei a következőképpen adhatók meg:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{C_2 \cdot K} \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} \right); \quad R_3 \cdot R_4 \cdot C_2 \cdot C_5 = 1,$$

C_1 tehát 5×2 -es dimenziójú mátrix. Az elemek mátrixa pedig:

$$x = (G_1 G_3 G_4 C_2 C_5)^t.$$

A C_1 sorának elemei rendre:

$$G_1 \frac{\partial a^t}{\partial G_1} = G_1 \frac{\partial}{\partial G_1} \left[\frac{G_3}{C_2} + \frac{G_1}{C_2} + \frac{G_4}{C_2}; \frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \right] = \left[\frac{G_1}{C_2}; 0 \right],$$

$$G_3 \frac{\partial a^t}{\partial G_3} = \left[\frac{G_3}{C_2}; \frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \right],$$

$$G_4 \frac{\partial a^t}{\partial G_4} = \left[\frac{G_4}{C_2}; \frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \right],$$

$$C_2 \frac{\partial a^t}{\partial C_2} = \left[-\frac{G_3 + G_1 + G_4}{C_2}; -\frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \right],$$

$$C_5 \frac{\partial a^t}{\partial C_5} = \left[0; -\frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \right].$$

A fentiek alapján:

$$C_1 = \begin{bmatrix} \frac{G_1}{C_2} & 0 \\ \frac{G_3}{C_2} & \frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \\ \frac{G_4}{C_2} & \frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \\ -\frac{1}{Q} & -\frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \\ 0 & -\frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \end{bmatrix}.$$

Legyen $\omega_0 = \frac{1}{a_0} = 1$, $\frac{G_4}{C_2} = x$, $\frac{G_1}{C_2} = x \cdot H_0$, $\frac{G_3}{C_2} =$

$$= \frac{K}{Q} - x - x \cdot H_0.$$

Ilyen módon:

$$C_1 = \begin{bmatrix} x \cdot H_0 & 0 \\ \frac{K}{Q} - x - x \cdot H_0 & 1 \\ x & 1 \\ \frac{1}{Q} & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Az előző példa adataival $f_e = f_0 = 1$ kHz; $C_e = C_5 = 1$ nF; $R_e = 159,2$ kOhm, ekkor:

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0,17 & 0 \\ 0,25 & 1 \\ 0,08 & 1 \\ 0,5 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Egy másodfokú LP blokkban a várható értékfüggvény meghatározásához szükséges $\nabla_a T$ a következő alakban adható meg:

$\nabla_a T = \left[\frac{\partial T}{\partial a_1}, \frac{\partial T}{\partial a_0} \right]^t$, ahol $a_1 = 1/Q$ és $a_0 = 1$ az ω_0 -ra történő normalizálás során.

$$\frac{\partial T}{\partial a_1} = \frac{\partial}{\partial a_1} \frac{1}{p^2 + a_1 p + a_0} = -\frac{p}{(p^2 + a_1 p + a_0)^2}$$

$$\frac{\partial T}{\partial a_0} = \frac{\partial}{\partial a_0} \frac{1}{p^2 + a_1 p + a_0} = -\frac{1}{(p^2 + a_1 p + a_0)^2}$$

$$\left[\frac{\nabla_a T}{T} \right] = \left[\frac{-p}{p^2 + a_1 p + a_0}, \frac{-1}{p^2 + a_1 p + a_0} \right]^t$$

Ilyen módon az integrált kifejezve:

$$\begin{aligned} M(x) &= \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{(-p, 1)^* \cdot C_1^t \cdot P \cdot C_1 \cdot (p, 1)^t}{(p^2 a_1 p + a_0)^* (p^2 + a_1 p + a_0)} d\omega = \\ &= \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{(a_0 - \omega^2)^2 + (a_1 \omega)^2} (-j\omega, 1) \cdot C_1^t \cdot P \cdot C_1 \cdot \\ &\quad \cdot (j\omega, 1)^t d\omega, \end{aligned}$$

ahol az integrál alsó-, ill. felső határa az $\omega_1 = 1 - 1/Q$ és $\omega_2 = 1 + 1/Q$.

A számítást a korrelálatlan esettel kezdtük, azaz ebben az esetben P az elemek számával egyező méretű egységmátrix volt.

Tekintettel arra, hogy feltétel volt a hibrid formában előállított ellenállások egymástól függetlensége, így módon a korrelációs együtthatót az alábbi módon fejezhetjük ki:

$$P_{ij}^{R-R} = E \left[\frac{\Delta R_i / R_i}{\sigma_{R_i}} \cdot \frac{\Delta R_j / R_j}{\sigma_{R_j}} \right] \neq 0 \quad i \neq j\text{-re,}$$

ahol $\sigma_{R_i} = \sqrt{E[(\Delta R_i / R_i)^2]}$.

E korrelációs együttható pontos értékét az élet-tartam-vizsgálat eredményeiből számíthatjuk ki. A rendelkezésre álló mérési eredményeket kiértékelve

az ellenállásokra vonatkozó korrelációs együttható az ellenállások értékétől függően 0,7–0,95 között mozog.

A kondenzátorok értékének megváltozása – tekintettel az egyedi beültetésre – egymástól, ill. az ellenállásoktól is független

$$P_{ij}^{C-C} = P_{ij}^{C-R} = 0, \quad \text{ekkor}$$

$$P = \begin{matrix} & \begin{matrix} G_1 & G_3 & G_4 & C_2 & C_5 \end{matrix} \\ \begin{matrix} G_1 \\ G_3 \\ G_4 \\ C_2 \\ C_5 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0,7 & 0,7 & 0 & 0 \\ 0,7 & 1 & 0,7 & 0 & 0 \\ 0,7 & 0,7 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Az itt feltüntetett 0,7 korrelációs együttható érték a vastagréteg technikával készült ellenállásokra érvényes.

Tantál technikával készített RC-hálózat esetén az egyes korrelációs együtthatók értéke:

$$E \left[\frac{\Delta R_i / R_i}{\sigma_{R_i}} \cdot \frac{\Delta C_j / C_j}{\sigma_{C_j}} \right] = -0,85,$$

$$E \left[\frac{\Delta R_i / R_i}{\sigma_{R_i}} \cdot \frac{\Delta R_j / R_j}{\sigma_{R_j}} \right] = +0,85 = E \left[\frac{\Delta C_i / C_i}{\sigma_{C_i}} \cdot \frac{\Delta C_j / C_j}{\sigma_{C_j}} \right].$$

A negatív előjel jelentése, hogy növekvő ellenállás-értékhez csökkenő kapacitás tartozik és fordítva. A számítási eredmények, amelyeket a következő fejezetben részletesen áttekintünk, igazolják, hogy egyrészt az általunk alkalmazott technológia lehetővé teszi a korábban elemzett érzékenység-invariancia törvényszerűség kihasználását, másrészt ésszerű tűréshatárok biztosíthatók.

Ismételten hangsúlyozni kell azt a tényt, hogy a kiindulás *nem* aktívan trimmelt hálózatokra vonatkozik. A fenti statisztikai becslés akkor igaz, ha sem a lapkák között, sem az áramköri elemeknél (pl. kondenzátor) szelekció nem volt. Kis módosítással a fenti eredmények alkalmazhatók a kész, *nem* selejt áramkörök közül az idővel kieső részarány meghatározására.

6. Több paraméteres érzékenység kiértékelése számítógépes úton

Az előző fejezet alapösszefüggése meghatározza, hogy milyen függvényt kell számítógépen kiértékelni. Ez az előzőek alapján:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \left[\frac{\nabla_a T}{T} \right]^* \cdot C_1^t \cdot P \cdot C_1 \left[\frac{\nabla_a T}{T} \right] d\omega =$$

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{(p, 1)^* \cdot C_1^t \cdot P \cdot C_1 \cdot (p, 1)^t}{(p^2 + a_1 p + a_0)^* (p^2 + a_1 p + a_0)} d\omega =$$

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{|z|^2} (-j\omega, 1) \cdot C_1^t \cdot P \cdot C_1 \begin{bmatrix} j\omega \\ 1 \end{bmatrix} d\omega = \int_{\omega_1}^{\omega_2} f(\omega) d\omega,$$

$$\text{ahol: } \frac{1}{|z|^2} = \frac{1}{(p^2 + a_1 p + a_0)^* (p^2 + a_1 p + a_0)}$$

E határozott integrál kiszámítása természetesen $C_2=0$ esetben ad megfelelő eredményt számunkra. Az $f(\omega)$ -ban szereplő mátrixok jelölése a programban a következő:

$$f(\omega) = \mathbf{DAKT} \times \mathbf{CT} \times \mathbf{P} \times \mathbf{C} \times \mathbf{DA}$$

ahol a mátrixok jelentése a következő:

- P:** elemi toleranciák kovarianciamátrixa, $K \times K$ méretű kvadratikus mátrix.
C: $K \times 2$ méretű mátrix, amely a hálózat átviteli függvényéből határozható meg ($\mathbf{C} = \mathbf{C}_1$).
CT: $2 \times K$ méretű mátrix, $\mathbf{C}$ transzponáltja; a program állítja elő.
K: az az áramköri elemszám, melyre egy adott frekvenciasávban kívánjuk az érzékenység nagyságára jellemző várható értéket kiszámítani.
DA: 2×1 méretű frekvenciafüggő, a hálózat függvényéből képzett komplex értékű mátrix:

$$\mathbf{DA} = \begin{bmatrix} p \\ p^2 + a_1 p + a_0 \\ 1 \\ p^2 + a_1 p + a_0 \end{bmatrix}, \quad \text{ahol}$$

$p = j\omega$, a_0 és a_1 kívülről beolvasandó együttható értékek, amelyek a hálózatfüggvény együtthatói.

DA: értékét a_0 és a_1 ismeretében minden egyes értékre a program számítja ki.

DAKT: 1×2 -es komplex értékű, frekvenciafüggő mátrix, a **DA** mátrix konjugált transzponáltja, tehát

$$\mathbf{DAKT} = \left(\frac{p^*}{(p^2 + a_1 p + a_0)^*}, \frac{1}{(p^2 + a_1 p + a_0)^*} \right).$$

A fentiek ismeretében a számítás menete vázlatosan a következő:

$$1. \quad \begin{matrix} & 1 & 2 & \cdots & k & & 1 & 2 \\ \mathbf{P} \times \mathbf{C} = & \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ k \end{bmatrix} & & & & \times & \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ k \end{bmatrix} & \Rightarrow \mathbf{PC} \\ & k \times k\text{-es} & & & & & k \times 2\text{-es} & k \times 2\text{-es} \end{matrix}$$

$$2. \quad \mathbf{CT} \times \mathbf{PC} \Rightarrow \mathbf{CTPC}$$

$2 \times k \quad k \times 2 \quad 2 \times 2\text{-es}$

$$3. \quad (\mathbf{CT} \times \mathbf{PC}) \times \mathbf{DA}$$

$2 \times 2 \quad 2 \times 1 \Rightarrow 2 \times 1\text{-es}$

$$4. \quad \mathbf{DAKT} \times \{(\mathbf{CT} \times \mathbf{PC}) \times \mathbf{DA}\}$$

$1 \times 2 \quad 2 \times 1 \Rightarrow \text{konstans (frekvencia függvényében)}$

És a teljes frekvenciatartományra történő számítás után

$$5. \quad \int_{\omega_1}^{\omega_2} f(\omega) d\omega \text{ konstans, az adott frekvenciasávban az érzékenységre jellemző mennyiség.}$$

A program felépítése:

Az érzékenység számító program az alábbi szubrutinokat, ill. főprogramot tartalmazza:

MTRANP: mátrix transzponáló szubrutin, amelynek feladata egy tetszőleges **A** mátrix transzponáltjának képzése.

MASZ: Általános mátrix szorzó szubrutin egy **A** mátrix és a **B** mátrix szorzatát állítja elő az **SZ** mátrixban [10].

$f(\omega)$ kiszámítására szolgál az **F(OM)** függvényeljárás. A $\mathbf{CT} \times \mathbf{P} \times \mathbf{C}$ mátrixszorzatot a **CTPC** 2×2 -es mátrixban, az átviteli függvény a_0 és a_1 együtthatók értékét pedig közös adatmezőn keresztül kapja meg. A **CTPC** mátrix valós típusú, frekvencia-független, míg **DAKT** és **DA** frekvenciafüggő, komplex értékű mátrixok. A fenti eljárás minden egyes ω értékre kiszámítja az

$$f(\omega) = \mathbf{DAKT} \times \mathbf{CTPC} \times \mathbf{DA}$$

függvény értékét.

A számítást az **ERZ** nevű főprogram vezérli. Bemenő adatként minden futtatás előtt az alábbi értékeket kéri:

- **K** a számításban érdekelt áramköri elemek száma,
- **Q** jósági tényező, amelyből a program a felső és alsó frekvencia-határokat számítja ki (**OM1**, **OM2**),
- $\begin{Bmatrix} A_0 \\ A_1 \end{Bmatrix}$ a hálózat transzfer függvényének együtthatói,
- **P** a $K \times K$ méretű kovarianciamátrix,
- **C** a hálózat átviteli függvényéből képzett $K \times 2$ -es mátrix.

A számítás menete a következő:

A program **Q** jósági tényező ismeretében kiszámítja ω_1 és ω_2 értékét. A **P**, illetve **C** mátrixok beolvasása után az **MTRANP** eljárás behívásával előállítja a **CT** mátrixot. Ezt követi a **MASZ** eljárás kétszeri behívása. Először a $\mathbf{CT} \times \mathbf{P}$ szorzatot számíttatjuk ki, tárolván az eredményt a **CTP** mátrixban, majd a **CTP** és **C** mátrixok összeszorozása eredményeképp megkapjuk a **CTPC** mátrixot. A várható érték számításához szükséges integrál közelítő értékét a trapéz-módszerrel számítja ki a főprogram úgy, hogy az $[\omega_1, \omega_2]$ intervallumot tíz egyenlő részre osztja. Azaz a

$$h = \frac{\omega_2 - \omega_1}{10} \text{ jelölés bevezetésével}$$

$$\text{INT} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} f(\omega) d\omega \approx h \left(\frac{1}{2} f(\omega)_1 + \frac{1}{2} f(\omega)_2 + \sum_{i=1}^9 f(\omega_1 + i \cdot h) \right).$$

A kifejezésben szereplő $f(\omega)$ értékeket az **F(OM)** eljárás behívásával számíttatjuk ki frekvencia-pontként [11, 12].

Mindezek alapján lefuttattuk a 2. ábrán vázolt aluláteresztő szűrőre vonatkoztatva a programot [13]. $\mathbf{C}_1$ mátrix az áramkört felépítő elemek függvénye. A programba $\mathbf{C}_1$ mátrixot kívülről adjuk be. Készítettünk olyan programot is, amely ω_0 , **C** és **Q** értékek beadásával kiszámítja az elemértékeket és a $\mathbf{C}_1$ mátrix elemeit átadja a következő programrésznek. A vizsgált, 2. ábrán szereplő áramkör felépítése

olyan, hogy Q és ω_0 is függ az ellenállásoktól. Ha valamennyi ellenállás növekszik, úgy Q és ω_0 csökken, ami az integrálnak mint területnek megváltozását (jelen esetben növekedését) vonja maga után.

Független változók esetén, ha $E \left[\frac{\Delta R_i/R_i}{\sigma_{R_i}}, \frac{\Delta C_j/C_j}{\sigma_{C_j}} \right] = 0$, akkor több olyan kiosztás létezik, ahol az R_i -k megváltozása kompenzálja egymást. Minél erősebb a korreláció az egyes R_i elemek között, annál biztosabb az egyik irányban történő eltérés, azaz az érzékenység várható értéke növekszik. Számítási eredményeinknél ez meg is mutatkozik, mivel a legnagyobb M érték akkor adódott, ha csak az ellenállások között van keresztkorreláció. A legkedvezőbb eredményt pedig a szoros RC együttfutás biztosítja, amely átlagosan 1/6-od része a korrelálatlan esetnek. Az eredményeket a 2. táblázatban foglaltuk össze. Az RC szorzat stabil értéken tartására nemcsak a tantáltechnika ad lehetőséget, hanem a csillám vagy NPO kerámia kondenzátorok beültetése esetén vékonyréteg ellenállásokkal a $20 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ -os együttfutás és a hasonló ($20 \cdot 10^{-6}/\text{nap}$) stabilitás érhető el. Azokon a helyeken, ahol csak az ellenállások aránya érdekes (pl. állapot változós eset — 1. táblázat — R_6/R_5 és R_3/R_4 arány stabilitása lényeges), ott a vastagréteg technika is alkalmas a nagy stabilitás biztosítására.

Számítási eredményeink elsősorban az analízist segítik elő. Tervezésnél nehezen alkalmazható, de jó összehasonlítási alap, azért, mert a korreláció nélküli eset eredményeihez a legközelebb a hibák statisztikai összegzése alapján nyerhető tolerancia áll. Ennek alapján ellenőrizhető, hogy a tervezett értékekkel milyen számított várható érték adható.

Egy másik lehetséges felhasználás, hogy adott specifikáció esetén C_1 mátrix elemeit optimalizáljuk. Erre a 2. ábrán vázolt szűrőnél a K szorzó konstans alkalmas megválasztása, illetve csökkenő M értékek irányába történő változtatása ad lehetőséget. E munkánk jelenleg kísérleti állapotban van, ugyanis K értéke a diszkrét kapacitás-értékek miatt nem lehet tetszőleges.

Az eddigi eredmények alapján lehetőség van egy konkrét szűrőrendszer optimalizálására. E munkához feltételezzük, hogy optimálisak az áramkörök abban az értelemben, hogy az egyes elemek értékeihez tartozó érzékenységek statisztikus összege minimális, ill. valamely egyéb paraméterre — pl. ellenállások eredőjére — optimális.

$Q = 2$

2. táblázat

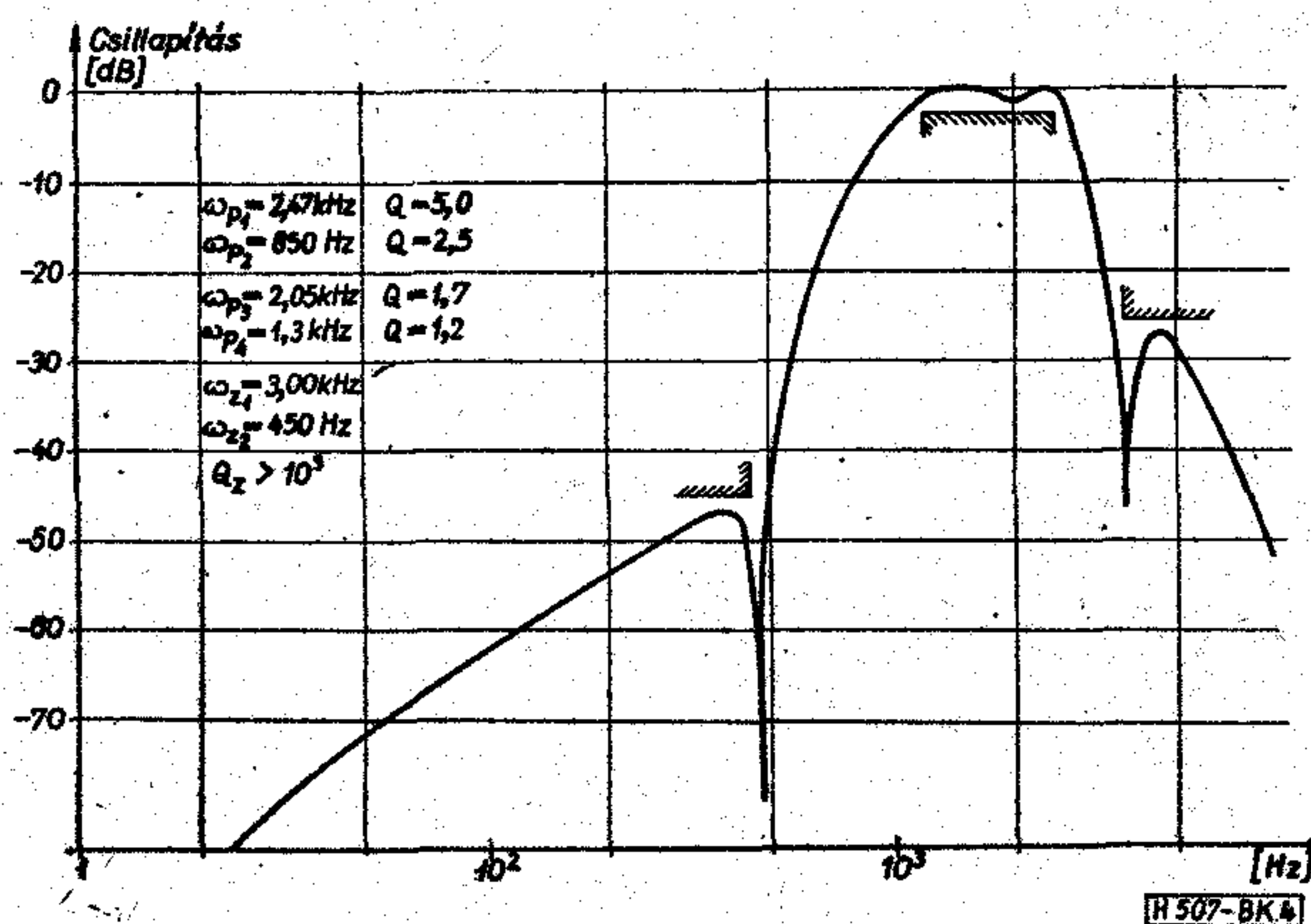
$R_i R_j$	$R_i C_j$	$R_i C_j$	$M(\times 10^{-4})$
0	0	0	10,27
0,7	0	0	13,84
0,85	-0,85	0,85	1,54
0,9	-0,5	0,7	8,13
0	0	0	48,12
0,7	0	0	64,8
0,85	-0,85	0,85	7,2
0,9	-0,5	0,7	38,05

$Q = 10$

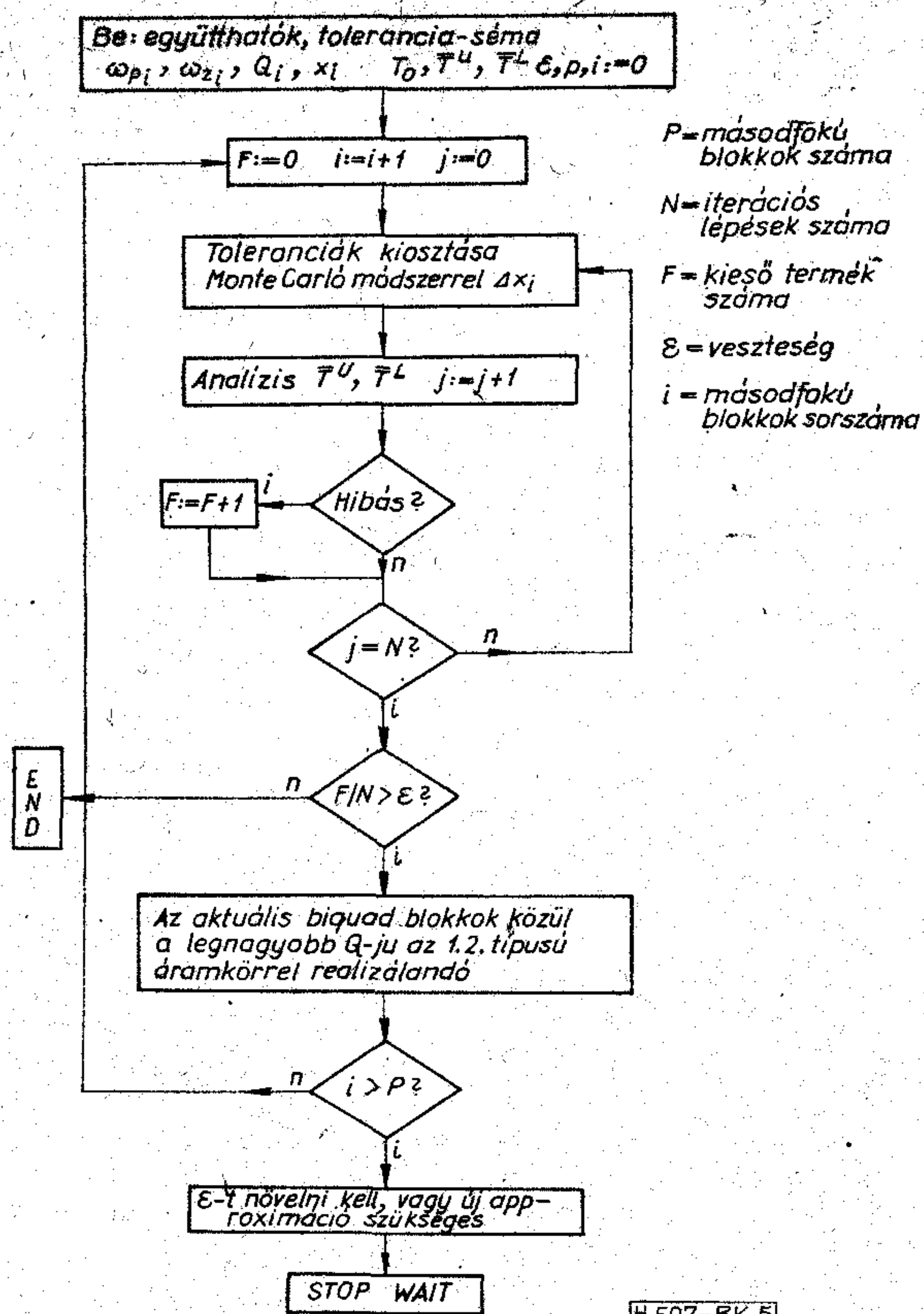
A feladat rendszerint az, hogy a szűrési problémát minimális költséggel oldjuk meg. A technológiának azonban néhány korlátja van, amelyek közül legfontosabb az elemek stabilitása és hőmérsékleti együtthatója. Ebben az esetben a passzív elemek dominálnak, hiszen a felhasznált erősítők erősítése jó kezeléssel végtelen. A kondenzátorok (NPO kerámia vagy csillám) általános jellemzője a nagy stabilitás, de értéksszórásuk is nagy. Így az áramkörbe történő beültetés előtt azokat vagy válogatni, vagy csoportosítani kell, ill. aktív funkcionális trimmelést szükséges végrehajtani, ahol lehet. Ugyancsak vannak korlátok az ellenállások esetében is. Így például a $\Delta \cong 0,2\%$ értékű tűrés és stabilitás. Az optimális tervezéshez fel kell tételeznünk, hogy a működés kezdetekor az egyes áramköri paraméterek ideálisan illeszkednek a követelményekhez, így minden másodfokú tag együtthatói az approximációnál kapottal egyezzenek meg.

Ezek után történhet a realizálás. A legtöbb elemet tartalmazó a legnagyobb költségű, de kis érzékenységgű, míg a legkevesebb elemszámú a legkisebb költségű, de viszonylag nagy érzékenységgű megoldás. Így az optimalizálás célja meghatározni, hogy az egyes másodfokú blokkokat milyen áramkör realizálja. Az approximáció eredménye a Q -k és ω_0 -k sorozata. Az approximálandó mintafeladat a 4. ábrán látható, a megvalósításhoz tartozó Q és ω_0 értékekkel. A minimális költség érdekében a kiindulás minden blokknál a legkisebb költséggel megoldható áramkört jelenti.

A program tömbvázlatát az 5. ábra mutatja. A program leáll, ha a selejt egy adott szint — rendszerint 1% — alatt van, ill. ha az adott specifikációval a feladat a realizált elemekkel nem megoldható. Egy iterációs lépésben a selejtszázalék meghatározása Monte Carló módszerrel történik. A felhasznált alkatrészek tulajdonságaiból adódó megkötések itt vehetjük figyelembe. Az érzékenységek ismeretében, az egyes elemekre kiosztott elem-megváltozásokból adódó M átlagos toleranciát hasonlítja össze a hálózati függvény által megengedett megváltozással, amelyet korábban meghatároztunk. Ha ez nagyobb, mint a megengedett, úgy az várhatóan selejtet jelent, tehát a jó és rossz kiosztások viszonyából a kiadódó selejtszázalék meghatározható. A program ezt a feladatot automatikusan elvégzi, s végül az egyes iterációkhoz tartozó selejtszázalékot kinyomtatja.

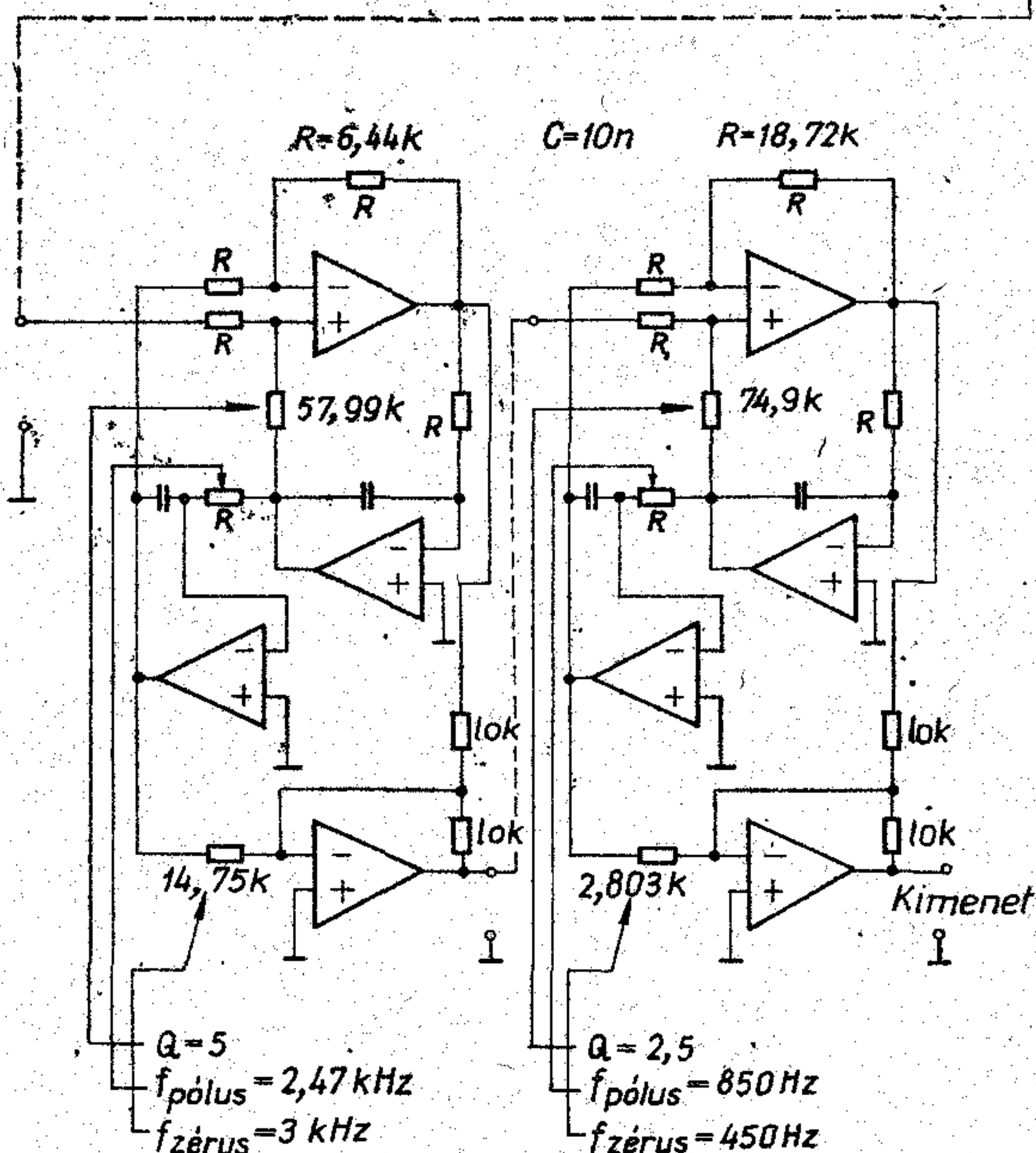
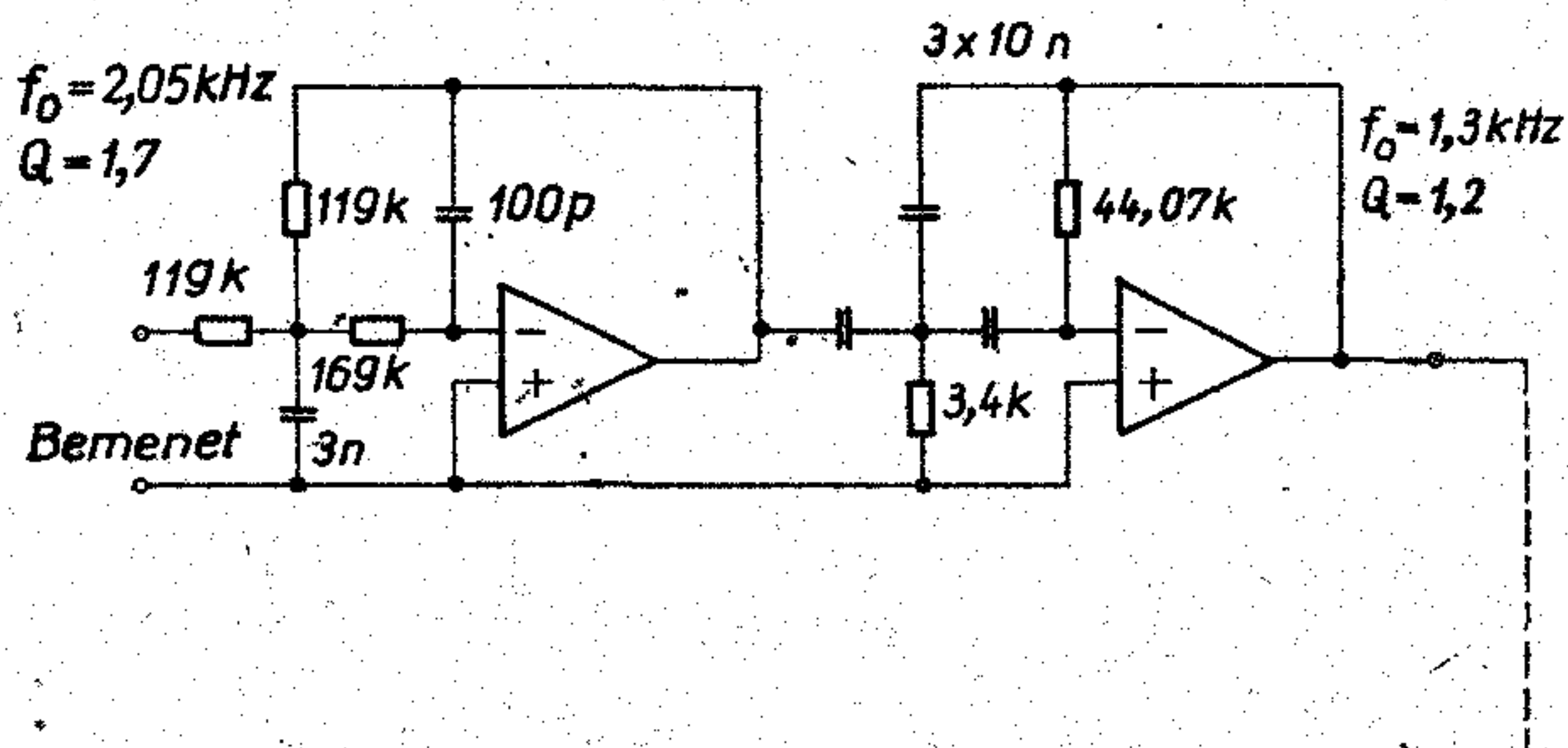


4. ábra



5. ábra

H 507-BK 5



A nyílak azt az elemet mutatják, amivel az adott paraméter behangolható anélkül, hogy a többi megváltozna.

6. ábra

H 507-BK 6

Az egy IC-vel realizált kapcsolás változatánál, aluláteresztő esetet véve figyelembe, ha $Q > 2$, úgy igen nagy a kondenzátorok értékének szórása (kb. $4Q^2$ -tel arányos). Ugyanígy $\alpha = \frac{1}{5}$ esetén $S_{R_3}^{\alpha} \cdot 10^3$ nagyságrendbe esik. Ez igen kedvezőtlen, tehát ezzel az áramkörrel a feladat nem realizálható. Egy jobb választás az, ha a $Q = 1,2$ és $Q = 1,7$ -es eseteket realizáljuk a 2. ábra szerinti áramkörrel, míg a 1. táblázat szerinti áramkörrel oldjuk meg a $Q = 5$ és $Q = 2,5$ -es tagokat a megfelelő zérusokkal együtt. Az így adódó elemértékeket a 6. ábra tartalmazza.

Összefoglalás

A problémakört áttekintve szemléletesen kimutatható, hogy az érzékenység- és ár-analízisnek milyen nagy a jelentősége. Az említett feladatokban szereplő áramköröket realizálva, 100 db szűrőre végzett mérési és megbízhatósági vizsgálataink azt mutatták, hogy az összes realizált áramkör az előre megadott korlátok között működött. Munkánk során a feladat approximálásától kezdve a realizálandó hálózat értékeinek meghatározásáig számítógépet használtunk fel. Bár e feladat igen nagy gépidőt kíván, a kihozatal és az optimális gyárthatóság fedezi a költségeket. A trimmelési utasítást a számolt eredmények alapján ugyancsak számítógép adja. A programrendszer egy része a HP 9100A gépen működik, míg a cikkben részletesebben bemutatott rész az MHE ICL System 4–50 gépen került lefuttatásra. Az ismertett új vizsgálati módszert az OMFB által támogatott hibrid áramköri alkalmazás-technikai kutatásainkra is kiterjesztjük, elsősorban a nagy pontosságú D/A és A/D átalakítókra.

IRODALOM

- [1] Kun L.: Active RC optimization in respect of hybrid realisation. Karl Marx Stadt Technische Hochschule, 1975. jan. 20. Előadás kivonat
- [2] Tobey—Graeme—Huelsman: Operational Amplifiers, Design and Application. McGraw-Hill publication, 1971. Ch. 8. pp. 282–326
- [3] Schoeffler, I. D.: Synthesis of minimum sensitivity networks. IEEE Trans, 1964. CT–11. pp. 271–276
- [4] Dr. Géher K.: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, 1968. p. 444.
- [5] Dr. Géher K.—Dr. Halász E.: Számítógépes áramkörtervezés (fakultatív előadássorozat). Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar, 1968. 1972. Előadásjegyzet
- [6] Dr. Géher K.: Érzékenységi módszerek a hálózatelméletben. Híradástechnika, XIX. évf. 12. sz. pp. 353–365
- [7] Butler, W. J.—Haykin, S. S.: Multiparameter sensitivity. Proc. IEEE, Vol. 117. No. 12. 1970. pp. 2228–2236
- [8] Goldstein, A. J.—Kuo, F. F.: Multiparameter sensitivity. IEEE Trans. on. CT–8, 1961. No. 2. pp. 177–178
- [9] Rosenblum, A. L.—Ghausi, M. S.: Multiparameter sensitivity in Active RC Networks. IEEE Trans. on. CT–18, 1971. No. 6. pp. 593–596
- [10] Herendi M.—Tarnay K.: Egyenáramú hálózatok analízise. Műszaki Könyvkiadó, 1975. Programozás és Elektronika sorozat pp. 43, 130
- [11] Kis O.—Kovács M.: Numerikus módszerek. Műszaki Könyvkiadó, 1976. p. 374–375
- [12] Obádovics J. Gy.: Numerikus módszerek és programozásuk. Tankönyvkiadó, 1975. p. 250–251
- [13] ICL System 4–50 Fortran IV. Manual and Software Notices, ICL publications, 1971.

EGYESÜLETI HÍREK

Beszámoló a Színes TV Munkabizottság üléséről

Egyesületünk Színes TV Munkabizottsága 1976. december 15-én tartott ülésén a hazai színes televíziózás időszerű kérdéseivel foglalkozott. Az ülést az Orion Jászberényi úti gyárában tartották. Az ülés házigazdái *Köteles Zoltán*, vezérigazgató-helyettes és *Szász Gerő*, főkonstruktor voltak.

Köteles Zoltán tájékoztatást adott az Orion gyárban külföldi (NSZK) megrendelés alapján végzett színes-tv-készülék gyártás honosításáról, ezen belül a megbízás létrejöttének körülményeiről, a gyártást megelőző felkészülésről és az azt követő, jelenleg már folyamatban levő, sorozatgyártás megindításáról. A tájékoztató mind a műszaki, mind a kereskedelmi szakembereknek érdekes és értékes információkat adott, a következő kérdésekről:

- A felhasznált hazai és külföldi alkatrészek minőségi és megbízhatósági szempontok alapján történő kiválasztása
- A színes-tv-programban részt vevő szakemberek kiválogatása, kiképzése; a megrendelő gyárában lebonyolított tanulmányútjaik
- A színes-tv-gyártási technológia, a gyártásközi és késztermék minőségi ellenőrzési rendszer átvétele a megrendelőtől és honosítása a gyárban
- A színes-tv-technológia és minőségellenőrzési rendszer honosításával elért magasabb termelékenységi és minőségellenőrzési rendszer kiterjesztése az Orion gyár fekete-fehértv-készülékeinek gyártására
- A gyártott készülékek vizsgálata, átvétele és szállítása a megrendelő előírásainak alapján, a gyári minőségellenőrző szervezet részéről felvett, a megrendelőnek telexen megküldött minőségellenőrzési jegyzőkönyvek figyelembe vételével.

Ezután a munkabizottság vezetője, *S. Tóth Ferenc* beszámolt a nemzetközi részvételű „Színes Televízió Vételtechnikai Szeminárium” (1977. augusztus 29–31.) előkészítéséről.

Az első szeminárium jó tapasztalatai és tanulságai alapján jogos az a remény, hogy az 1977. évi szeminárium biztosítja majd a részt vevő hazai és külföldi szakemberek eredményes tapasztalatcseréjét és jól szolgálja a hazai színes televíziózás előbbre vitelét.

A továbbiakban a munkabizottság a hazai színes televíziózás elterjedésének időszerű feladataival foglalkozott.

Az 1976. évi színes-tv-vevőkészülék értékesítés kb. 11 000 db volt, ami megfelelt a várakozásnak. Az 1977. évi terv 25 000 db. A Ravill hajlandó ennek a tervnek biztosítására önálló propagandatevékenységét fokozni, de ehhez igényli a gyárak és az állami szervek támogatását.

A munkabizottság fontosnak tartja, hogy egynéhány budapesti, valamint a nagy vidéki gócpontokban levő szaküzletben egy-egy olyan bemutató helyiséget létesítsenek, amelyben szakképzett eladók a készüléket adási időben bemutatják, többféle készülék bemutatásával módot adnak a vevőnek a választásra, megmutatják a készülék kezelését. A Ravill egyetért a bemutató helyiségek létesítésére vonatkozó javaslattal, de azt 1977-ben még nem tudja megvalósítani.

Sok a tennivaló a közönség tájékoztatása és a propaganda terén. Ismételten foglalkozott a munkabizottság a televízió nagy nyilvánossága segítségével felhasználásával. Megfelelő, jó propaganda tv-filmre a munkabizottság javaslatot fog kidolgozni. A film tematikájának kialakítására *dr. Ferenczy Pált* kérték fel.

Célszerű lenne 1977-ben a tv-ben színes-tv-tárgyú vetélkedőt rendezni, ami a tájékoztatás, a szakszerű és egyben játékosan közérthető propaganda céljait jól szolgálná.

A propaganda nemcsak új előfizetők szerzése szempontjából szükséges, hanem azért is, hogy a jelenlegi színes-tv-készülék tulajdonosokat a készülék helyes kezeléséről minél gyakrabban és minél közérthetőbb formában tájékoztassák. A tapasztalat ugyanis azt mutatja, hogy ezen a téren nagy a tájékoztatatlanság és ez az egyik oka annak, hogy a közönség nagy része nem részesül a színes-tv-zés igazi élményében, arról nincs jó véleménye, és ez hátráltatja a színes televíziózás gyorsabb terjedését.

A színes tv-készülék ellátással kapcsolatos helyzet a következő: 1977-ben a hazai piacon kaphatók lesznek „Munkácsy Color” és „Color Star” típusú színes-tv-készülékek.

A készülékfejlesztés további szakaszában fokozatosan egyre több integrált áramkört fognak alkalmazni. Az Orion és a Videoton egyeztetett Fairchild típusú integrált áramkörüi választék-jegyzék használatát írja elő konstruktoraiknak, mert ezek hazai beszerzése az EIVRT-ben meginduló hazai integrált áramkör gyártásból, a következő években lehetséges lesz.

A munkabizottság ezután megtekintette az Orion gyár jól felszerelt, jó termelékenységgű, a külföldi megrendelők magas színvonalú követelményeit kielégítő színes-tv-gyártó sorát és a hazai és export igényeket kielégítő, évi 150 000 db-ot termelő fekete-fehér vevőkészülék gyártást.

A vita és az üzemeltetés során ismételten megállapítható volt, hogy a népgazdaság és szakmánk szempontjából igen fontos kooperáció a Videoton és az Orion, valamint a Gelka és a gyárak között eredményes és folyamatos.

A munkabizottság ülésén a BME, a Posta, a kereskedelem, az ipar, a szolgáltatás és az egyesület jelenlevő képviselői nagy érdeklődéssel fogadták a tájékoztatókat és az azokhoz fűződő élénk vitában alakították ki a bizottság további teendőire vonatkozó álláspontjukat.

Makó Zoltán

A HTE vidéki szervezetei vezetőinek idei első ülését a Kecskeméti Csoportnál tartották meg, február 14-én, a BRG kecskeméti gyáregységében.

Az ülést *Mérey Imréné*, a HTE főtitkárhelyettese nyitotta meg. Átfogó képet adott az egyesület titkárságának, Főtitkári Értekezleteinek munkájáról, és ismertette az 1977. évi feladatokat. Rámutatott arra, hogy az Egyesület az elmúlt évben rendezte az ügyrenddel kapcsolatos nyitott kérdéseket. A tagnyilvántartás és az éves költségvetés készítésének irányelveit az illetékes vezetők még az elmúlt év folyamán megkapták.

A vidéki tagság külföldi utaztatásával kapcsolatban *Dr. Szalay Béláné*, a HTE Külügyi Bizottságának tagja felkérte a vidéki szervezetek vezetőit, hogy a korábban kiadott körlevélben foglaltaknak megfelelően bátran éljenek az utazási javaslatok beküldésének lehetőségével. Javasolta, hogy a külföldi utakon részt vevő tagtársaink tartsanak vidéken is beszámoló előadásokat és közöljenek tájékoztató cikkeket az Egyesület folyóiratában.

S. Tóth Ferenc, a HTE titkára elmondta, hogy a vándoroktatás megvalósításához döntő módon hozzájárult a vidéki szervezetek korábbi kezdeményezése. Ennek ellenére, az eddigi igényeket vizsgálva a vidék oktatási igényének részaránya elmarad a várttól. E téren fokozottabb aktivitásra kérte fel a jelenlevőket. A jövőben propaganda plakátok megküldésével is segíteni kívánja az Egyesület, a vándoroktatás elterjedését.

Bejelentette ezután, hogy a „Híradástechnika” folyóirat operatív szerkesztő bizottsága munkájának támogatására Tudományos Tanácsadó Bizottság alakult meg. A jövőben a folyóirat bizonyos strukturális változáson megy keresztül és a publikációs lehetőségeken túl gazdagabbá tesz az „Egyesületi Hírek” rovatot, valamint az ipari — technológiai cikkek, gyártmányismertető részarányát növelik. Ehhez azonban a vidéki szervezetek munkájára is szükség van, hiszen a szerkesztő bizottság csak a beküldött cikkeket közölheti.

Az ülés a Vidéki Szervezetek elnökeinek, titkárainak hozzászólásával folytatódott, majd *Rudasi Károly*, igazgató vezetésével megtekintették a BRG magnetofonfej gyártását.

A vidéki szervezetek vezetői következő ülésüket Szombathelyen tartják.

S. Tóth Ferenc

Szakmai napok rendezése végzős hallgatók részére

A HTE Ifjúsági Bizottsága a Kapcsolástechnikai Szakosztállyal és a BHG Üzemi Csoportjával közösen szakmai napok sorozatát rendezi a gyengeáramú szakot végző egyetemi és főiskolai hallgatók számára. A sorozat célja a kapcsolástechnikával foglalkozó hazai nagyüzemek megismertetése, a mo-

dem kapcsolástechnika időszerű kérdéseinek, várható fejlődési irányainak széles körű ismertetése, terjesztése. E rendezvénysorozat keretében, 1977. február 28-án a Budapesti Műszaki Egyetem „R” klubjában tartott szakmai napot a BME Villamosmérnöki Karának „A” és „B” képzési formában részt vevő végzős híradástechnika szakos hallgatói részére.

A rendezvény iránt — kellő propaganda hiányában — a végzős hallgatók részéről nem mutatkozott meg a várt érdeklődés. Úgy véljük, hogy ilyen, a tanuló ifjúság számára hasznos és egyúttal igen érdekes klubnapra, a Műszaki Egyetem illetékes vezetői részéről több aktivitást, a hallgatók részéről pedig mindenképpen nagyobb érdeklődést várhatunk el.

A rendezvényen bemutatásra kerültek a BHG fejlesztési elképzelései, világpiaci helyzete és nemzetközi kapcsolatai a kutatás és gyártás területén.

A következő előadások hangzottak el:

- *Horváth Gyula*, műszaki-gazdasági tanácsadó: A BHG mérnökei és a világpiac.
- *Eisler Péter*, főkonstruktor: Hírközlés és kapcsolástechnika
- *Pató Lajos*, osztályvezető: Elektronikus telefonközpontok a BHG terveiben

Végül a BHG jelenlevő képviselői válaszoltak a hallgatóság kérdéseire.

A kapcsolástechnikai sorozat második klubdelutánját a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskolán 1977. március 11-én rendezték a főiskolai hallgatók részére. A kapcsolástechnikával foglalkozó tanszék lelkes szervező munkájának eredményeképpen nagy számú diák-résztvevő hallgatta meg az előadásokat, melyek a következők voltak:

- *Vári János*, személyzeti előadó: A BHG szervezeti felépítésének áttekintése
- *Pató Lajos*, osztályvezető: Kvázielektronikus telefonközpontok
- *Eisler Péter*, főkonstruktor: Közforgalmú telefonközpontok fejlődése
- *Szilágyi Sándor*, osztályvezető: AI- és házi-telefonközpontok

Az előadások után a szakemberek válaszoltak a főiskolai hallgatók kérdéseire.

A jó kapcsolatok kiépítése, további szakmai érdeklődés kielégítése céljából a BHG-ban folyó munkákról és gyár által nyújtott lehetőségekről további kérdésekkel, akár egyénileg, akár csoportosan, a gyár szakembereihez fordulhatnak a hallgatók. Felvilágosítással szolgál Gosztony Géza, a 453-300/593 telefonszámon.

Az ipar tevékenységének közelebbi megismerése céljából ugyanennek a rendezvénysorozatnak a keretében a diákok ellátogathattak a Híradástechnika Szövetkezetbe és a BHG-ba. Mindkét üzemlátogatáson körülbelül 50 fő vett részt.

A tervek szerint a sorozat következő klubnapját Győrött, a Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskolán, folyó év őszén tartják meg.

Köszönjük a BHG szakembereinek lelkes munkáját, mely-lyel elősegítik a végzős hallgatók és az ipar, illetve az Egyesület közötti kapcsolatok szorosabbra fűzését, a diákok fokozatos bevonását az Egyesületi és a társadalmi-műszaki-tudományos munkába. Reméljük, hogy az Ifjúsági Bizottság jó kezdeményezése más üzemi csoportoknál követésre talál, hozzájárulva ahhoz, hogy a felsőfokú végzős szakemberek tájékozottabbak legyenek a hazai ipar mai helyzetéről és megoldandó feladatairól.

Nagy-György Gábor

Megalakult a HTE Siófoki Helyi Csoportja

1977. március 15-én megalakult a HTE Siófoki Helyi Csoportja. Az alakuló ülést az Országos Kőolaj- és Gázipari Tröszt részéről Halász Miklós nyitotta meg, üdvözölte a megjelenteket közöttük az MHE elnökhelyettesét, a HTE főtitkárhelyettesét és a vidéki szervezetek titkárát, a HTE Energiaipari Távközlési Szakosztály vezetőségét, a társadalmi szervek helyi képviselőit.

Ezt követően Buday Rezső tartott előadást „A HTE Siófoki Helyi Csoport megalakulásának kérdései” címmel. Az előadás ismertetette az Országos Kőolaj- és Gázipari Tröszt hatáskörében üzemelő országos kiterjedésű üzemi hírközlőhálózat helyzetét, az ipar hírközlési igényeinek kielégítési módját. Az előadás kitért a jövő fejlesztési feladataira, melyek a hálózat továbbfejlődési irányait — úgy volumenében, mint minőségében — meghatározzák.

Ezek után került sor a Helyi Csoport vezetőségének megválasztására.

Elnök: Szakonyi Géza, a Gáz és Olajszáll. V. (GOV) igazgatója

Elnök helyettes: Várhegyi Antal, a Kőolajvezeték Ép. V. (KVV) főmérnöke

Titkár: Buday Rezső, GOV a Távközlési Főosztály vezetője

Vezetőségi tagok:

- Benes János, a KVV szerelés vezetője,
- Benyó Pál, a GOV csoportvezetője,
- Gonda Péter, a GOV üzemvezetője,
- Herold Gyuláné, a GOV csoportvezetője
- Király Attila, a GOV üzemvezetője.

A vezetőség nevében Várhegyi Antal köszönte meg a bizalmat és ismertetette a csoport előtt álló feladatokat.

Ezután *dr. Tófalvi Gyula*, az MHE elnökhelyettese hozzászólásában örömmel üdvözölte a kezdeményezést, s felhívta a figyelmet, hogy az ismertetőben elhangzott sokirányú feladat megoldása az itt dolgozó műszakiaktól nagyon széles skálájú ismereteket igényel, melyek elmélyítésére, továbbfejlesztésére jó lehetőséget nyújt az egyesületi forma.

Horváth István, HTE Energiaipari Távközlési Szakosztályának elnöke hozzászólásában üdvözölte a csoport megalakulását és szoros együttműködés kialakítására kérte fel a megválasztott vezetőséget.

Az alakuló ülés *Szakonyi Gézá*nak, a Csoport elnökének zárszavával ért véget.

A Siófoki Helyi Csoport közel 60 főt számlál. Célul tűzték ki az Országos Kőolaj- és Gázipari Tröszt területén a hírközlési feladatokkal foglalkozó műszakiak, gazdasági szakemberek összefogását — beosztásuktól függetlenül — műszaki-tudományos és gazdasági munkájukon keresztül igyekeznek az ipar céljainak legjobban megfelelni.

A HTE Siófoki Helyi Csoportja

(Buday Rezső)

Siófok, Tanácsház u. 5.

TÁVADATFELDOLGOZÁS—SZÁMÍTÓGÉP-HÁLÓZATOK

Nemzetközi Szimposium

A Neuman János Számítógéptudományi Társaság, a három-évenként megrendezett, immár hagyományos „Számítógéptechnika” rendezvénysorozat keretében, 1977. október 3—7. közötti héten

távadat-feldolgozással, adatátvitellel és számítógép-hálózattal foglalkozó nemzetközi szimposiumot

rendez a Nemzetközi Információfeldolgozási Szövetség (IFIP) TC—6 Bizottsága támogatásával, valamint az MTA Számítógéptudományi Bizottsága és a HTE, MATE részvételével.

A szimposiummal egy időben, annak témaköréhez kapcsolódó hazai és külföldi berendezésekből bemutató is lesz.

Részletes felvilágosítást a Neuman János Számítógéptudományi Társaság (Budapest VI., Anker köz 1—3. Tel.; 222-093, 229-870) ad.

ETO 621.376.4:621.391.822

Szabó Cs.:

A fáziszárt hurok, mint vivőszűrő

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 7. sz.

A cikk fáziszárt hurokoknak vivőszűrés és szinkronizálás szempontjából lényeges tulajdonságaival foglalkozik, additív bemenő zaj esetén. A fáziszaj statisztikus leírása legegyszerűbben a linearizált modellekkel nyerhető. A cikk összefoglalja az alaphurokra, valamint a Costas típusú hurokra adódó eredményeket és levezeti a döntés-visszaesatolt hurok fáziszajának varianciáját. Ez utóbbi esetben az eredményt összeveti a nemlineáris vizsgálatból adódóval. Az eredmények digitális fázismodulált jelek vételének analizálásánál alkalmazhatók a zajos vivő hatásának figyelembevételére.

ETO 621.391.837:621.391.883.2:621.397.622 SECAM

Pálinszki A.:

SECAM rendszerű televíziós átvitelnél alkalmazott haranggörbe-erősítő pontatlan beállításának hatása a jel—zaj viszony javulás mértékére

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 7. sz.

A szerző számszerűen megvizsgálja a vörös és kék színkülönbségi csatorna jel—zaj viszony javulás változásait a nagyfrekvenciás utóelnyomó áramkör beállítási pontatlanságainak függvényében, valamint számszerű vizsgálatokat végez a nagy kiterjedésű egyszínű felületek jel—zaj viszony javulásában bekövetkező változásokról az egyes színekhez tartozó frekvencialöketek függvényében.

ETO 621.314.2.049.776:621.314.027:621.314.029

Kun L.:

Feszültség-frekvencia konverterek felépítése és hibrid áramköri megvalósítása

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 7. sz.

A cikk az U—F konverterek elvi felépítésével és azok realizálásával foglalkozik. Három, hazai fejlesztésű, hibrid integrált áramkörrel realizált konverter működési elvét ismerteti és útmutatást ad azok felhasználási lehetőségeire. Ismerteti egy új technológiai lépést, ahol a vastag és vékonyréteg technikát együttesen alkalmazzák a nagy stabilitás elérésére.

ETO 621.372.54.049.776:621.372.5

Bencsáth P.—Kun L.:

Az aktív RC szűrők költségoptimalizálása és többparaméteres érzékenységi problémái

HÍRADÁSTECHNIKA XXVIII. (1977) 7. sz.

A cikk a hibrid integráció lehetőségéhez legjobban alkalmazkodó aktív RC szűrő áramköröket vizsgálja az érzékenységek szempontjából. A szerzők az irodalom alapján leírást adnak a számítógépre adaptált, több paraméteres érzékenységi vizsgálatokról, melyekben a hibrid elemek közötti keresztkorrelációt is figyelembe veszik.

ДК 621.376.4:621.391.822

Сабо, Ч.:

Петля замкнутой фазы как фильтр несущих частот

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977.) № 7

Статья занимается важными свойствами петли замкнутой фазы с точки зрения синхронизации и фильтрации несущих частот в случае аддитивного входного шума. Статическое описание фазового шума простейшим образом получается с помощью линеаризованных моделей. Статья обобщает полученные результаты для основной петли, а также для петли типа Костаса, и выводит вариантность фазового шума петли с обратной связью по решению. В этом последнем случае результаты сравниваются результатами нелинейного исследования. Результаты могут применяться при анализе приема цифрового фазомодулированного сигнала с учетом влияния шума несущего сигнала.

ДК 621.391.837:621.391.883.2:621.397.622 SECAM

Палински. А.:

Влияние неслаженного усилителя колокообразной кривой — применяемой при телевизионной передаче по системе СЕКАМ — на меру улучшения отношения сигнал/шум.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 7

Автор численно исследует меру улучшения отношения сигнал/шум красного и синего цветоразностного канала в зависимости от неточности установки высокочастотной последующей цепи подавления. Проводятся численные исследования улучшения отношения сигнал/шум, распространенной, одноцветной поверхности в зависимости от девиации частот отдельных цветов.

ДК 621.314.2.049.776:621.314.027:621.314.029

Кун, Л.:

Построение преобразователей напряжения — частоты и их гибридное исполнение

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 7

Статья занимается принципиальным построением и реализацией преобразователей напряжения — частоты. Знакомит с принципами работы трех преобразователей, реализованных на гибридных интегральных схемах отечественной разработки и указывает их возможности применения. Излагается новый технологический метод, где для достижения высокой стабильности совместно применяются толстоплочная и тонкоплочная техника.

ДК 621.372.54.049.776:621.372.57

Бенчатх, П.—Кун, Л.:

Оптимизация стоимости и проблемы многопараметровой чувствительности активных RC фильтров

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVIII. (1977) № 7

Статья, с точки зрения чувствительности исследует цепей активных RC фильтров, наиболее пригодных к возможностям гибридной интеграции. Авторы, на основе литературы дают обзор адаптированных на вычислительные машины испытаний многопараметровой чувствительности, в которых учитывается и поперечная корреляция между элементами гибрида.

Zusammenfassungen

DK 621.376.4:621.391.822

Szabó Cs.:

Phasensynchronisierte Schleife als Trägerfilter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 7.

Der Verfasser beschäftigt sich mit den wesentlichen Eigenschaften der phasensynchronisierten Schleifen von Standpunkt des Trägerfilters und der Synchronisierung im Falle von additivem Eingangsräusch. Die statistische Beschreibung des Phasengeräusches kann am einfachsten mit den linearisierten Modellen erreicht werden. Der Verfasser fasst die Ergebnisse bezüglich der Grundsleifen und Costas-Type-Schleifen zusammen und leitet die Varianz des Phasengeräusches der entschiedenen-rückgekoppelten Schleife ab. In diesem letzten Falle vergleicht er die Ergebnisse mit den Ergebnissen der nichtlinearen Untersuchungen. Die Ergebnisse können bei der Analyse des Empfanges von digitalen phasenmodulierten Signalen zur Beachtung der Trägereffekte der Geräusche angewendet werden.

DK 621.391.837:621.391.883.2:621.397.622 SECAM

Pálinszki A.:

Wirkung der ungenauen Einstellung des Glockenkurven-Verstärkers, welches in der Fernsehübertragung des SECAM-Systems angewendet ist, auf den Verbesserungsmass des Signal-Rausch-Verhältnisses

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 7.

Der Verfasser untersucht numerisch die Änderungen der Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses in den differenzierten Kanälen von roter und blauer Farbe, in dem Funktion der-Einstellungs-genauigkeiten der Hochfrequenz-Deemphasis-Schaltung. Ferner werden numerische Untersuchungen bezüglich der Besserung des Signal-Rausch-Verhältnisses in den breit ausgebreiteten einfarbigen Gebieten, in der Funktion des Frequenzhubes, welche zu den einzelnen Farben gehören, ausgeführt.

DK 621.314.2.049.776:621.314.027:621.314.029

Kun, L.:

Konstruktion von Spannungsfrequenzkonverter und ihre Ausführung mit Hybridstromkreisen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 7.

In dem Aufsatz wird mit dem theoretischen Aufbau der U—K Konverter und mit deren Ausführung beschäftigt. Die Betriebstheorie wird von drei in Ungarn entwickelter und mit hybriden integrierten Stromkreisen ausgeführten Konvertern erörtert und die Direktive zu deren Anwendung gegeben. Ein neuer technologischer Schritt in welchem Dick- und Dünnschichttechnik zur Erreichung von grosser Stabilität zusammenwirken, wird beschrieben.

DK 621.372.54.049.776:621.372.57

Bencsáth, P.—Kun, L.:

Kostenoptimalisation von aktivem RC Filtern und deren Mehrparameter Empfindlichkeitsprobleme

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) Nr. 7.

In dem Aufsatz werden, von Standpunkt der Empfindlichkeit, die aktiven RC Filterstromkreise, welche zu den Hybridintegrationsmöglichkeiten am besten geeignet sind, untersucht. Auf Grund der Literatur geben die Verfasser eine Beschreibung über die auf der Rechenmaschine adaptierten Mehrparameter-Empfindlichkeitsuntersuchungen, in welchen auch die Kreuzkorrelation zwischen den Hybridelementen in Acht genommen wird.

Summaries

UDC 621.376.4:621.391.822

Szabó, Cs.:

Phase-Locked Loop as Carrier Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) N° 7.

The paper deals with the essential properties of phase locked loop from the point of view of carrier filtering and synchronization in case of additive input noise. The statistical description of the phase noise can be obtained most simply by linearized models. The paper summarizes the results regarding the basic loop and the Costas-loop and deduces the variance of the phase noise of the decision-directed feedback loop. In this last case the result is compared with those of the nonlinear examinations. The results can be applied by the analysis of the reception of digital phase modulated signals to consider the effect of the noisy carrier.

UDC 621.391.837:621.391.883.2:621.397.622 SECAM

Pálinszki, A.:

Influence of the Inaccurate Adjustment of the Bellshape-curve Amplifier, Used in the SECAM Television Transmission System, on the Rate of the Improvement of the Signal-to-Noise-Ratio

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) N° 7.

The author examines numerically the variation of improvement of the signal-to-noise-ratio of the red and blue colour difference channel in the function of the adjustment inaccuracy of the high frequency de-emphasis circuit and makes numerical examinations concerning the changes of the improvement of signal-to-noise-ratio of the wide spread unicolour areas in the function of the frequency deviation belonging to certain colours.

UDC 621.314.2.049.776:621.314.027:621.314.029

Kun, L.:

Construction of Voltage Frequency Converters and Their Hybrid Circuit Realization

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) N° 7.

The paper deals with the theoretical construction of the U—F converters and their realisation. The operating principle of three home developed ceonverters realized with hybrid integrated circuits is presented and instruction regarding the possibility of their utilization is given. A new technological step in which thin- and thick film technics are jointly used to obtain high stability is presented.

UDC 621.372.54.049.776:621.372.57

Bencsáth, P.—Kun, L.:

Problems Concerning Expencc Optimalization and Multi-Parameter Sensitivity of Active RC Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) N° 7.

In the paper the active RC filter circuits most favourably adaptable to the possibilities of hybride integrated circuits are examined from the point of view of sensitivity. On the basis of literature the authors give a description of the multi-parameter sensitivity examinations adapted to the computer in wick the cross-corelation between hybrid elements is also taken into account.

Résumés

CDU 621.376.4:621.391.822

Szabó, Cs.:

Maille a accrochage de phase commeun filtre a onde porteuse

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 7.

L'article s'occupe des caractéristiques de maille a accrochage de phase, qui sont essentielles en vue du filtrage de onde porteuse de synchronisation dans le cas de bruit additionnel d'entré. On peut obtenir la indication statisticienne le plus simplement par les modèles linearisés. L'article résume les résultats ainsi que la maille du type Costas et il déduit la variante de la maille à contre réaction de décision. Dans ce dernier cas on compare le résultat à celui provenu de examen non-linéaire. On peut utiliser les résultats à l'analyse de réception des signaux numeriques modulés a phase pour considerer l'effet de l'onde porteuse avec bruit.

CDU 621.391.837:621.391.883.2:621.397.622 SECAM

Pálinszki, A.:

Effet d'ajustement imprécis de l'amplificateur de courbe en cloche a la transmission television de System SECAM sur le taux de amélioration du rapport de signal/bruit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No 7.

L'auteur examine les changements de la amélioration du rapport de signal/bruit du canal a difference de la couleur rouge et blue en fonction des ajustements imprécis du réseau correcteur a haute fréquence également il analyse numeriquement les changements d'amélioration des surfaces monochromes étendues en fonction des balayages de fréquence appartenus aux couleurs particuliers.

CDU 621.314.2.049.776:621.314.027:621.314.029

Kun, L.:

La composition des tension-fréquence convertisseurs et leur réalisation en circuit hybrid

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 7.

L'article traite la composition principale des convertisseurs de tension fréquence et leur réalisation. Elle explique le principe de fonctionnement des trois convertisseurs de développement national réalisés en forme du circuit imprimé hybrid et donne des intructions pour la possibilité de les utiliser. Elle expose une méthode de nouvelle technologie en appliquant ensamble la technique de couche mince et couche épaisse pour réaliser une haute stabilité.

CDU 621.372.54.049.776:621.372.57

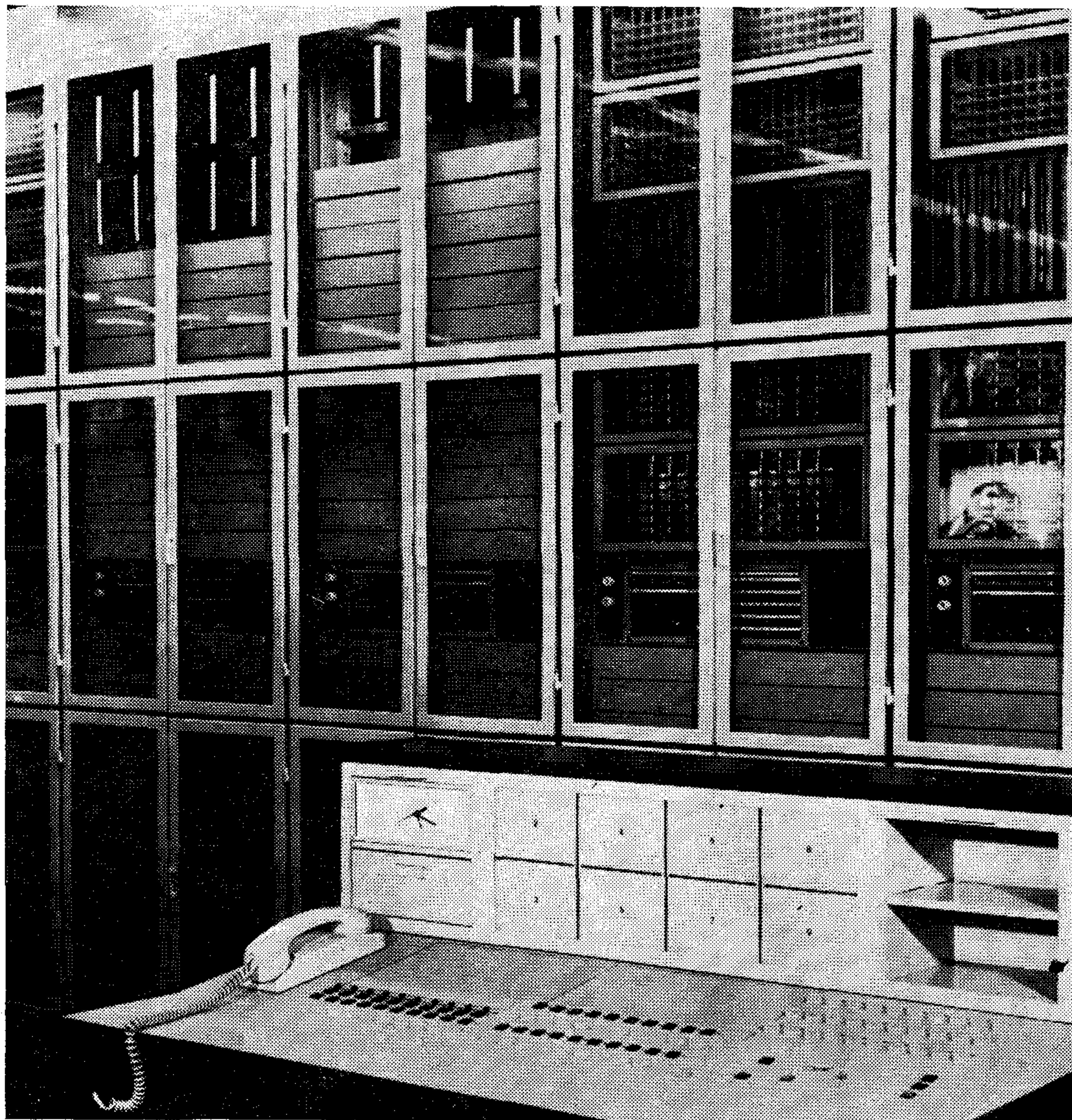
Bencsáth, P. — Kun, L.:

L'optimalisation de frais des filtres actifs RC et leur problems de multiparamètre sensibilité

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVIII. (1977) No. 7.

L'article examine les filters RC actifs accomodant le mieux au possibilités de l'integration hybrid à l'égard de la sensibilité. A la base de la littérature speciale les auteurs donne une description sur des recherches de sensibilité à plusieurs paramètre adapté aux ordinateurs ou il considere aussi la relation de corrélation traversée entre les elements hybrids.

ATZ 65 N automatikus mellékállomás- központ



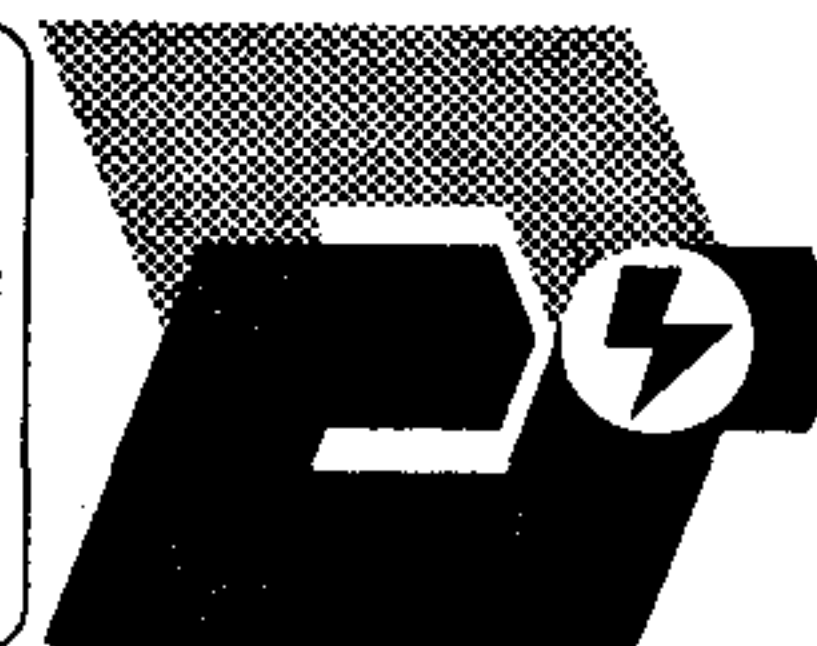
Ezek a koordináta-kapcsolóközpontok gyors és biztos információ-átvitelt garantálnak.

Csekély karbantartási költség és az építőszekrény-elv alkalmazásával a tetszőleges kiépítési lehetőség — 200 hívóegység fölött — az ATZ 65 N gazdaságos felhasználási lehetőségeit kínálja nagyüzemek, hivatalok számára, és a felhasználó-közösségnek is. Az előfizetőnkénti külön díjelszámolás kényelmes és biztonságos.

Részletes felvilágosítást nyújt állandó magyarországi képviselőnk: A Német Demokratikus Köztársaság Magyarországi Nagykövetsége, 27. Kereskedelempolitikai Osztálya

Budapest XIV.
Népstadion út 99.

Exportőr:



20 éves az NDK-RFT védjegy-egyesülés



— HÍRADÁSTECHNIKA • NDK