HÍRADÁSTECHNIKA

TUDOMÁNYOS HÍRADÁSTECHN. EGYESÜLET

XXVII. ÉVFOLYAM, 2. SZÁM, 3

2

976. FEBRUÁR

HÍRADÁSTECHNIKA

1976. február XXVII. évfolyam 2. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

DR. SIMON GYULA: Analóg integrált áramkörök termikus elektromos kölcsönhatásainak számítógépes vizsgálata 33
NEMESSZEGHY GYÖRGY: Induktív transzformátor nélküli aszimmetrikus csatoló négypólusok számítógépes szintézise 37
Megemlékezés dr. Alkér Tiborról 42
KORDA TIBOR: Új mérési módszer kvázilineáris rendszerek nemlinearitásának vizsgálatára, szohasztikus mérőjellel 43
Szemle 47
HAJDER TIBOR: Monostabil multivibrátorral megvalósított FM-demodulátor belső zajának vizsgálata 48
LENGYEL JENŐ: Mikrohullámú teljesítménymérő nagy pontosságú közvetlen kijelzéssel 53
Makó Zoltán kitüntetése 55
DR. SIMON GYULA: Nemlineáris karakterisztikájú eszközök egyfajta linearizálása és ennek numerikus optimálása 56
Szemle 60
Tartalmi összefoglalások 61
Обобщения 61
Zusammenfassungen 62
Summaries 63
Résumés 64

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCH ISTVÁN, MAY PÉTER, DR. RUPPENTHAL PÉTER, DR. SÁRKÖZY GÉZA. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ, telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. *Szerkesztőség címe*: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. *Telefon*: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221 285. Levélcím: 1906 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA" Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 75.4479 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25 375

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

Dr. SIMON GYULA
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

Analóg integrált áramkörök termikus-elektromos kölcsönhatásainak számítógépes vizsgálata

ETO 621.3.017.7:621.3.049.77:681.335

Az integrált áramkörön belüli eszközök elektromos paraméterei a chipen belüli hőmérsékleteloszlás függvényében változnak. A hőmérsékleteloszlást viszont a disszipáció és a hűtési viszonyok határozzák meg. Ez a kölcsönös csatolásban levő elektromos-termikus folyamat módosítja az áramkör sztatikus és dinamikus karakterisztikáit [4], [9]. A sztatikus karakterisztika módosulásának figyelembevétele bipoláris tranzisztoros áramkörök kisáramú tranzisztorainál a kollektoráram hőmérsékletfüggésére vezethető vissza [5]:

$$I_c=\frac{q\cdot A_E\cdot n_{i0}^2}{Q_B/D_B}\exp\left(\frac{qU_{BE}-E_g}{kT}\right),$$

ahol A_E az emitter felülete, n_{i0} az intrinsic félvezető hőegyensúlyi állapotában a szabad lyukak és elektronok száma, Q_B a bázis többségi töltéshordozóinak száma felületegységre vonatkoztatva, D_B a bázisbeli kisebbségi töltéshordozók diffúziós állandója, U_{BE} a „belső" bázis-emitter dióda feszültsége, E_g a tiltott sáv szélessége. A hőmérsékletfüggés leglényegesebb forrása az exponenciális tagban szereplő T abszolut hőmérséklet. A hőmérsékletet viszont a jelentősen disszipáló elemek szabják meg. A másik problémakör a disszipáló elemek helyi hőmegfutása (pl. a teljesítménytranzisztoroké). Ebben az esetben az elektromos-termikus kölcsönhatás maradandó károsodáshoz vezethet [5].

Mindkét fenti problémakörre vonatkozóan bonyolítja a helyzetet, hogy az elektromos viselkedést külső tényezők is befolyásolják (tápellátás, meghajtás, terhelés).

Műveleti erősítők DC és kisfrekvenciás jellemzőit általában erőteljesen befolyásolja a hővisszacsatolási jelenség és ezt az ilyen áramkörök analízisénél, illetve tervezésénél feltétlenül figyelembe kell venni [4], [9].

Beérkezett: 1975. XI. 26.

A hőkapacitás disszipációs viszonyok megváltozásához képest késleltetést okoz a hőmérsékletváltozásban. Ennek alapján aluláteresztő jellegű szűrőkarakterisztikák valósíthatók meg. A bemeneti eszközök elektromos jellel vezérelhetők disszipációjúak, a kimeneti eszközök a hőmérsékletváltozást alakítják elektromos jellé; valamennyi elem természetesen közös szubsztráton helyezkedik el [1].

A fentiek alapján az volt a cél, hogy a feladatok és elrendezések sokfélesége mellett is jól használható termikus analízis program készüljön, mely a kölcsönhatások figyelembe vételére az adatok módosítási lehetőségein keresztül alkalmas.

1. A termikus leírás problémái

A hősugárzást és konvekciós hűtést elhanyagoljuk. A háromdimenziós hővezetés parciális differenciálegyenlete jól ismert [5]:

$$\frac{\partial T}{\partial t}=\frac{1}{c\cdot\varrho\cdot g}\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right)+\frac{p(x,\,y,\,z,\,t)}{c\cdot\varrho},\qquad(1)$$

ahol T a hőmérséklet, g a fajlagos hővezetés [W/C°m], c a fajlagos hőkapacitás [Ws/C°kg], ϱ a sűrűség [kg/m³], $p=\frac{\partial P}{\partial V}$ a fajlagos hődisszipáció [W/m³].

A legjelentősebb problémák, melyek (1) megoldását nehezítik, az alábbiak:

1.1 g minden anyagra függ a hőmérséklettől. Szilíciumra például a 300...400 °K tartományban a hőmérséklettel közel fordított arányban változik [3].

1.2 A félvezető chip nem homogén. Az erősen szennyezett szilícium fajlagos hővezetése a tiszta szilíciuménak kb. ötödrésze és a szennyezéssűrűséggel folytonosan változik [7].

1.3 A fajlagos helyi disszipáció (p) a helyi hőmérséklet és elektromos paraméterek függvénye [5].

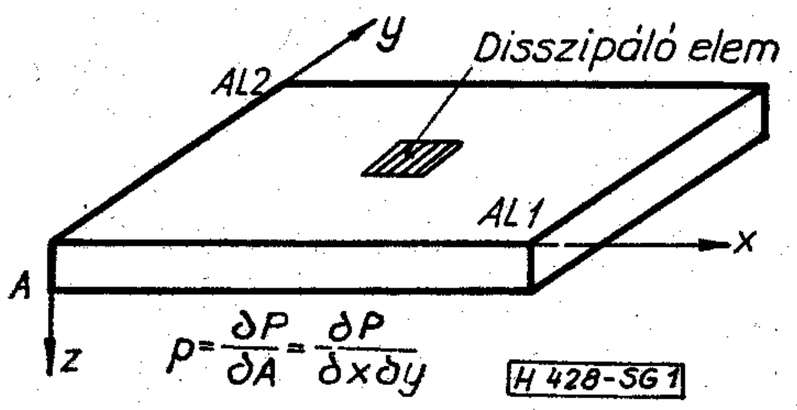
1.4 Az elektromos makro-változók (tápegység, bemeneti jel) elektromos peremfeltételeket adnak, idő-, illetve hőmérsékletfüggők lehetnek.

Az elosztott jellegű, inhomogén és időfüggő általános parciális differenciálegyenlet, mely a csatolt elektromos-termikus rendszer viselkedését leírná, még viszonylag egyszerű peremfeltételek mellett is zárt alakban megoldhatatlan.

2. Közelítések és ezek hatásai

2.1 A félvezető chip téglatest alakú (1. ábra).

2.2 Az integrált áramköri elemek z-irányú kiterjedése A-hoz képest elhanyagolhatóan kicsi. Így a disszipáló részeket a chip felületén értelmezett területegységre normált teljesítményükkel jellemezhetjük (1. ábra). A felületi szennyezettség 1.2 pont szerinti hatását elhanyagoljuk, vagyis a chip anyagát homogénnek tételezzük fel. Ezek az egyszerűsítő feltételek a helyi túlmelegedések pontos leírását igen durva hibával teszik csak lehetővé, mert a helyi hőmegfutás először csak az erősen szennyezett kollektorbázis kiürített réteg kis szakaszán kezd létrejönni.



1. ábra

2.3 A fajlagos hővezetés hőmérsékletfüggését elhanyagoljuk.

2.4 Az idő szerinti parciális derivált nulla (állandósult állapotot vizsgálunk).

2.5 A kivezető huzalokon át létrejövő hűtést, a sugárzási és konvekciós hőleadást elhanyagoljuk.

2.6 A téglatest alakú alaplemez a chip alsó síkjához csatlakozik ($z=A$; l. az 1. ábrát). Az alaplemez egyes felületrészei ideális hűtőtesthez csatlakoznak. Három, többnyire az egyes esetekre jó közelítésnek tekinthető hűtési módot tűntet fel a 2*a*...2*d* ábrasor.

3. Peremfeltételek

Az 1. és 2. ábra szerinti elrendezések határsíkjai a chip-alaplemez és alaplemez-hűtőtest érintkező felületeinek kivételével adiabatikusak vagy izotermálisak. Az elsőnek $\frac{\partial T}{\partial \bar{n}}=0$ felel meg ($\bar{n}$ a sík normális vektora), míg a második T=konstans-nak. A hőforrások határfeltételként értelmezhetők; pl. az 1. ábra elrendezésére:

$$FS\frac{\partial T}{\partial z}\bigg|_{z=0}=-p(x,\,y), \qquad (2)$$

ahol FS a szilícium fajlagos hővezetése. A chip és alaplemez határfelületén:

$$FS\frac{\partial T}{\partial z}\bigg|_{z=A^-}=FH\,\frac{\partial T}{\partial z}\bigg|_{z=A+}, \qquad (3)$$

ahol FH az alaplemez fajlagos hővezetése.

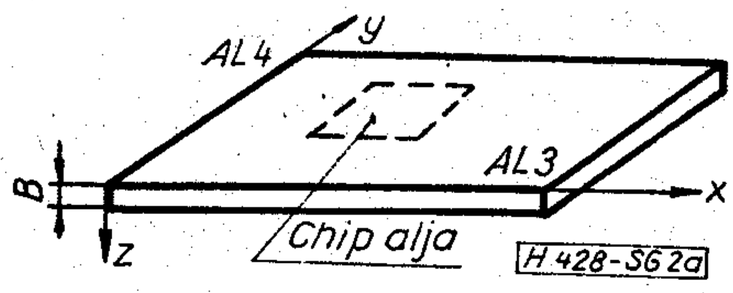
A hővezetésre állandósult állapotban felírható kontinuitási egyenletet fejezi ki (2) és (3); mindkettő a felületegységre vonatkoztatott hőáram-sűrűséget adja meg. Az átmeneti hőellenállást állandó értékűnek tekintjük. Az 1. ábra szerinti elrendezésre például:

$$T|_{z=A+}T-|_{z=A^-}=-AR1\left(FS\,\frac{\partial T}{\partial z}\bigg|_{z=A^-}\right), \qquad (4)$$

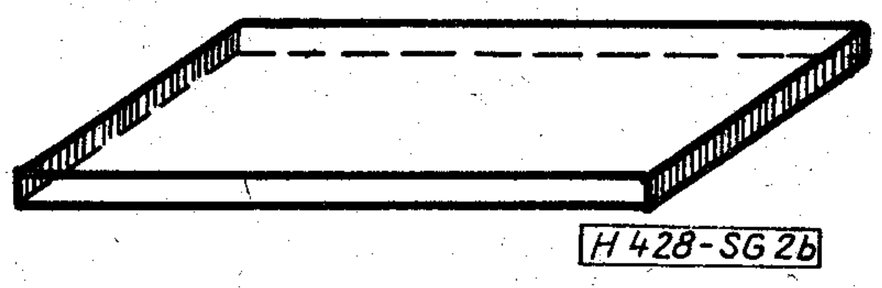
ahol $AR1$ a chip és alaplemez közti fajlagos átmeneti hőellenállás. A 2*c* ábrán vázolt esetre hasonlóképpen:

$$T|_{z=(A+B)^-}=-AR2\left(FH\,\frac{\partial T}{\partial z}\bigg|_{z=(A+B)^-}\right), \qquad (5)$$

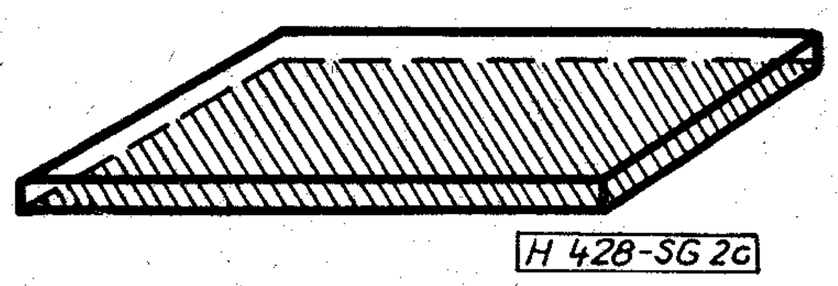
ahol $AR2$ az alaplemez és hűtőtest közötti fajlagos átmeneti hőellenállás.



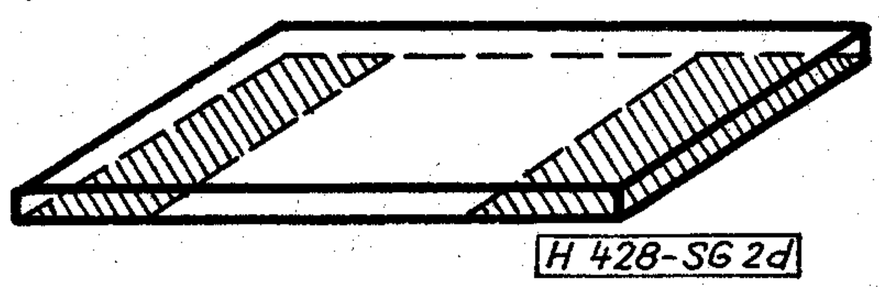
2a. ábra. Az alaplemez geometriája



2b. ábra. A két oldallap hűtött



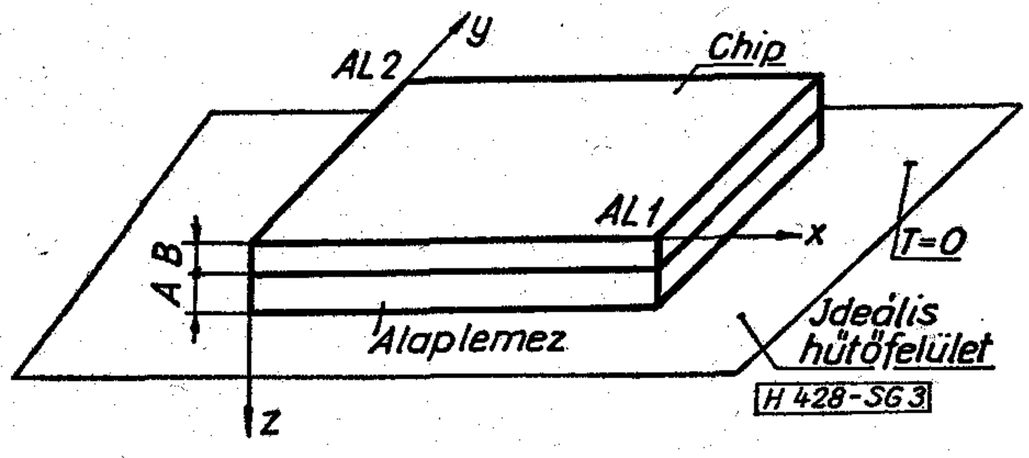
2c. ábra. Az alsó lap hűtött



2d. ábra. Az alsó lap részlegesen hűtött

4. A differenciálegyenlet megoldása

Először a 3. ábrán látható elrendezés viszonyaira keressük meg a megoldást, mely az [1] gondolatmenetét követi, csak egyes végeredmények helyesbítésével.



3. ábra

A Laplace egyenlet:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}=0 \qquad \text{mindkét anyagban.}$$

A mi esetünkben

$$\left.\frac{\partial T}{\partial x}\right|_{x=0;\ x=AL1}=\left.\frac{\partial T}{\partial y}\right|_{y=0;\ y=AL2}=0 \qquad (6)$$

mind a chipre, mind az alaplemezre.

Valamely $z=$konstans síkban a hőmérséklet-eloszlás kétdimenziós Fourier-sor alakjában írható fel:

$$T(x,\ y,\ z)=\sum_{n,\ m} a_{nm}(z)\cdot\cos\left(n\pi x/AL1\right)\cos\left(m\pi y/AL2\right) \qquad (7)$$

A koszinusz függvények ortogonális rendszert alkotnak a 0 és $i\pi$ argumentumtartományban (i pozitív, egész szám).

A felszínnel kezdve a disszipáció eloszlás nyilván felírható Fourier-sor alakjában:

$$p_{nm}=$$

$$=\int_0^{AL2}\int_0^{AL1} p(x,\ y)\cdot\cos\left(n\pi x/AL1\right)\cos\left(m\pi y/AL2\right)dx\,dy \qquad (8)$$

(6) és (7) alapján $AL^2=(n\pi/AL1)^2+(m\pi/AL2)^2$ bevezetésével:

$$\frac{\partial^2 a_{nm}}{\partial z^2}\ AL^2 a_{nm}$$

a_{nm}-re az általános megoldás:

$$a_{nm}(z)=K_1\,\mathrm{sh}\,(AL\cdot z)+K_2\,\mathrm{ch}\,(AL\cdot z), \qquad (9a)$$

vagy

$$a_{nm}(z)=L_1\exp\left(AL\cdot z\right)+L_2\exp\left(-AL\cdot z\right). \qquad (9b)$$

A (9a) összefüggésnek megfelelő megoldás:

$$a_{nm}(z)=K_{1nm}\,\mathrm{sh}\,(AL\cdot z)+K_{2nm}\,\mathrm{ch}\,(AL\cdot z)$$

a chipre, és

$$a'_{nm}(z)=K'_{1mn}\,\mathrm{sh}\,(AL\cdot z)+K'_{2mn}\,\mathrm{ch}\,(AL\cdot z)$$

az alaplemezre. Az együtthatók a (2), (3), (4) és (5) peremfeltétel figyelembevételével számíthatók. A számításhoz a $p_{nm}=1$ normálást vezetjük be. Az alaplemez-rendszer számításához érdemes új koordinátarendszert felvenni, melynek origója az eredeti rendszer (0,0,A) pontja. Az eredmények nyilván egyenértékűek az eredeti koordináta-rendszerbeliekkel, de a kifejezések lényegesen egyszerűbbek. A végeredmények ($n+m\neq 0$):

$$K_1=\frac{-1}{FS\cdot AL},$$

$$K_2=\frac{\mathrm{ch}\,(AL\cdot A)+C[AR1\cdot\mathrm{ch}\,(AL\cdot A)+\mathrm{sh}\,(AL\cdot A)/(FS\cdot AL)]}{AL\cdot FS\cdot\mathrm{sh}\,(AL\cdot A)+C[\mathrm{ch}\,(AL\cdot A)+AR1\cdot FS\cdot AL\cdot\mathrm{sh}\,(AL\cdot A)]},$$

ahol

$$C=\frac{AL\cdot FH\,\mathrm{ch}\,(AL\cdot B)+AR2\cdot FH\cdot AL\cdot\mathrm{sh}\,(AL\cdot B)}{\mathrm{sh}\,(AL\cdot B)+AR2\cdot FH\cdot AL\cdot\mathrm{ch}(AL\cdot B)}.$$

Ha $n=m=0$, akkor $\frac{\partial T}{\partial x}=\frac{\partial T}{\partial y}=0$ minden pontban.

Így $$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}=\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}=\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}=0.$$

A megoldások:

$a_{00}(z)=K_2+K_1\cdot z$ a chipre és

$a'_{00}(z)=K'_2+K'_1\cdot z$ az alaplemezre, ahol

$$K_1=-\frac{1}{FS\cdot AL},$$

$$K_2=\frac{A}{FS}+AR2+AR1+\frac{B}{FH}.$$

Ezen függvények jellegét a 4. és 5. ábra mutatja.

Így az eredő hőmérsékletfüggés a chip belsejében:

$$T(x,\ y,\ z)=$$

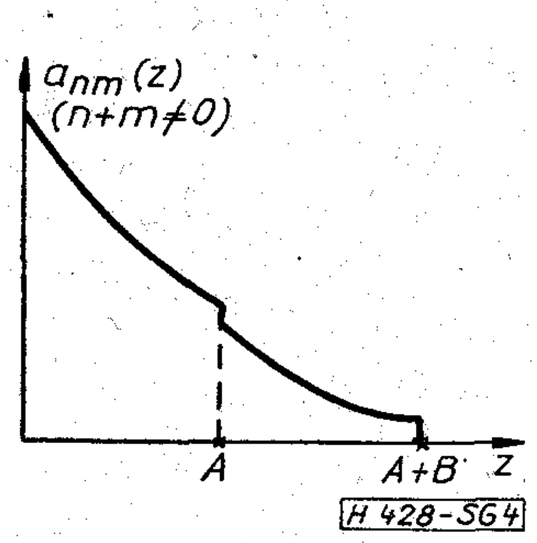
$$=\frac{4}{AL1\cdot AL2}\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=0}^{\infty}M_{nm}\frac{p_{nm}}{[1+\mathrm{sgn}\,(n)][1+\mathrm{sgn}\,(m)]}\cdot$$

$$\cdot\cos\left(n\pi x/AL1\right)\cdot\cos\left(m\pi y/AL2\right)+K,$$

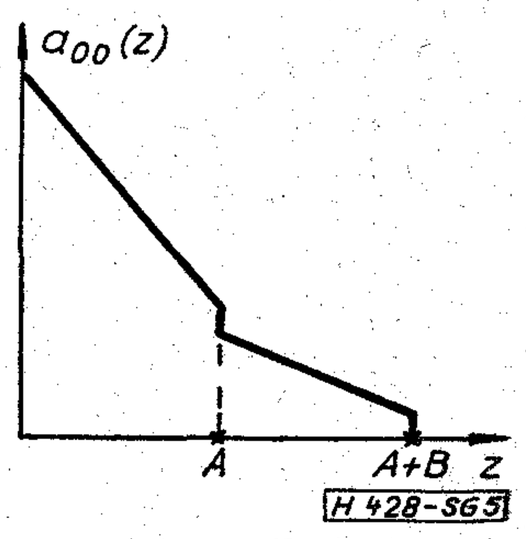
ahol

$$M_{nm}=K_{1nm}\,\mathrm{sh}\,(AL\cdot z)+K_{2nm}\,\mathrm{ch}\,(AL\cdot z).$$

K a hűtőtest hőmérséklete.

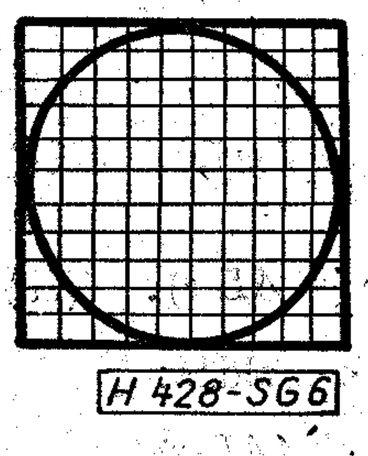


4. ábra

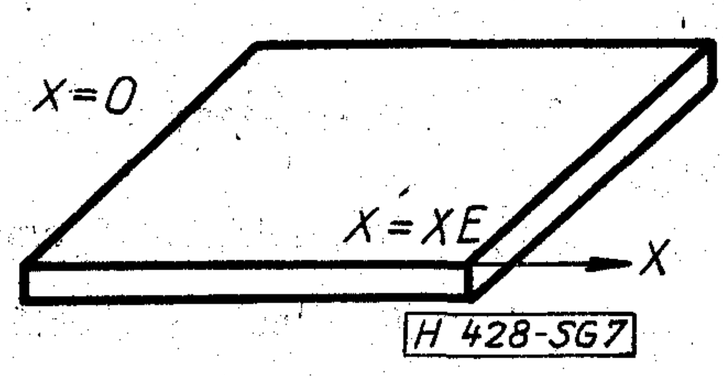


5. ábra

A felületi hőmérsékleteloszlás meghatározására Fortran nyelven írt analízis-program a disszipáló elemek felületelemeinek átlagos disszipációján kívül az egyes elemekre súlyozó tényezők megadását is lehetővé teszi, így nem derékszögű elrendezések figyelembevétele is lehetséges. A 6. ábra görbe körvonalú disszipáló elemét könnyen kezelhetjük: a négyzetrács azon elemeire, melyeket a felület nem fed le, a súlyozó függvény értéke 0. A program végeredményeként az átlaghőmérséklet és az egyes pontok hőmérsékletének ettől való eltérése külön-külön rendelkezésre áll.



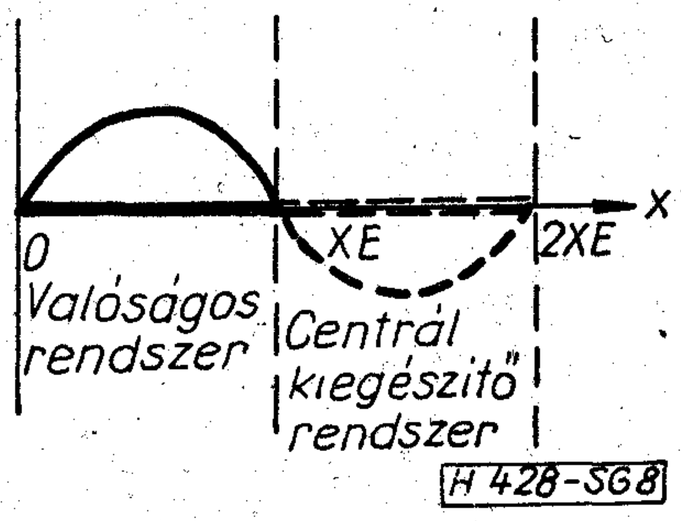
6. ábra



7. ábra

5. A többi elrendezés vizsgálata

5.1 Ha a hűtés oldalirányú (2*b* ábra), akkor a megfelelő tengelyirányban a sorfejtés koszinusz helyett szinusz függvények szerint kell történjék. Minthogy a szinusz függvény π páratlan többszöröseire nem ortogonális, fiktív centrál-szimmetrikus rendszerrel célszerű a valóságos rendszerünket kiegészíteni $n=1$-re pl. a 8. ábra szerint. Ezen tükör-rendszernek nincs fizikai tartalma.



8. ábra

5.2 Ha az alsó sík csak részlegesen hűtött, akkor a peremfeltételekben az izotermikus és adiabatikus résztartományokat kell figyelembe venni (2*d* ábra).

5.3 Ha a chip és alaplemez x és y irányú méretei különböznek, szukcesszív approximációk sorozata szükséges. Első lépésben a chip hőmérséklet eloszlását határozhatjuk meg úgy, hogy alsó határfelületét állandó hőmérsékletűnek tekintjük. A számított hőáram-sűrűség felhasználásával második lépésben az alaplemez felső felületének hőmérséklet eloszlását számolhatjuk. Ez képezi a chipre vonatkozó ismételt számítás új peremfeltételét. A sorozatot addig ismételjük, míg a csatlakozó felület hőmérsékleteloszlása mindkét oldalról számolva rögzített hibahatáron belül megegyezik.

5.4 A helyi disszipáció értéke nyilván változó hőmérséklettel változik. Az eredeti disszipációtérkép hatására létrejövő hőmérsékleteloszlás meghatározása után ismételt korrekciók végezhetők [5]. Ha az ismételt ciklusok (lehetséges *kvázi-sztatikus megoldások* sorozata) divergens eredményt ad, akkor a rendszer instabil. Ha az iteráció konvergens, akkor a rendszer lehet stabil vagy instabil (a valódi tranziens mintavételei nem esnek egybe a fenti iterációsorozat eredményeivel, mert a hőkapacitás hatása módosíthatja azt). A 1.2 pont korlátozásait figyelembe véve csak kvázi-sztatikus instabil folyamatoknál adhat használható eredményeket a módszer.

6. Egyéb lehetőségek

Analóg szimulációs programok futtathatók digitális számítógépeken, de az integrálási lépések igen nagy gépidőt igényelnek és a halmozódó numerikus hibák hatása sem tartható kézben.

Az elosztott paraméterű rendszer approximálható koncentrált eleművel (a differenciálegyenleteket differencia egyenletekkel közelítjük). A „Beuken-modell"-lel kapcsolatos kérdéseknek széleskörű irodalma van (pl. [8]). A modell olyan elektromos hálózat, mely ellenállásokat (hőellenállás), áramgenerátorokat (disszipáló elem) és kapacitásokat (hőkapacitás) tartalmaz; a létrejövő feszültség-különbségek hőmérséklet-különbségnek felelnek meg [4]. A csomópontszám növelésével a közelítés hibája csökken, de az áramkör bonyolultsága nő.

Befejezésül felvetjük, hogy adott esetben érdemes lenne az approximált model vizsgálatát valóban felépített áramkörön elvégezni, vagy a számításokat hibrid számítógépen lefolytatni.

IRODALOM

[1] *Paul Gray*: A 15-W monolithic power operational amplifier. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-7, pp. 474—480. December 1972.

[2] *A. Bilotti:* Static temperature distribution in IC chips with isothermal heat sources. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED—21, pp. 217—226. March 1974.

[3] *P. Gray:* Analysis of electrothermal integrated circuits. IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC—6, pp. 8—14. Febr. 1971.

[4] *R. Microlet:* Interactions thermiques dans les amplificateurs opérationels à fort gain: Applications au 741. EMI 170/1—4—1973. pp. 61—68.

[5] *P. Hower—P. Gowil:* Comperison of one- and two-dimensional medels of transistor thermal instability. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED—21, pp. 617—623. October 1974.

[6] *Sokolnikoff—Redheffer:* Mathematics of physics and modern engineering. Mc Graw-Hill, 1958.

[7] *Buchanan, Reeber:* Thermal considerations in the design of hybrid microelectronic packages, Solid State Technology, vol. 16, pp. 39—43. February 1973.

[8] The collection of the papers on the „International Colloquium on field simulation in association with the IV th. international colloquium on the Beuken Model" 18—20 Sept. 1974. London.

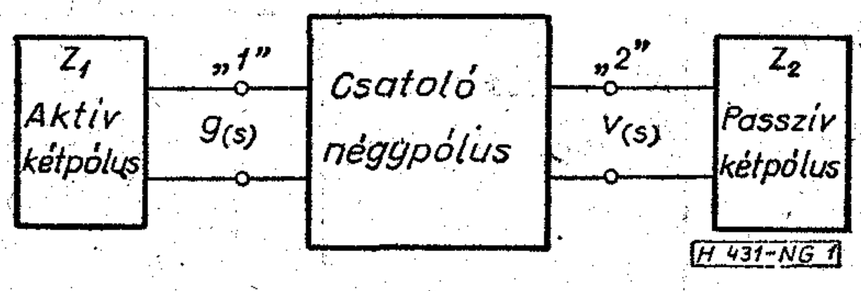
[9] *J. E. Solomon:* The monolithic op amps: a tutorial study (invited paper). IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC—7. pp. 314—332. December 1974.

NEMESSZEGHY GYÖRGY
Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola

Induktív transzformátor nélküli aszimmetrikus csatoló négypólusok számítógépes szintézise

ETO 621.372.512.24.011.73:681.32.06

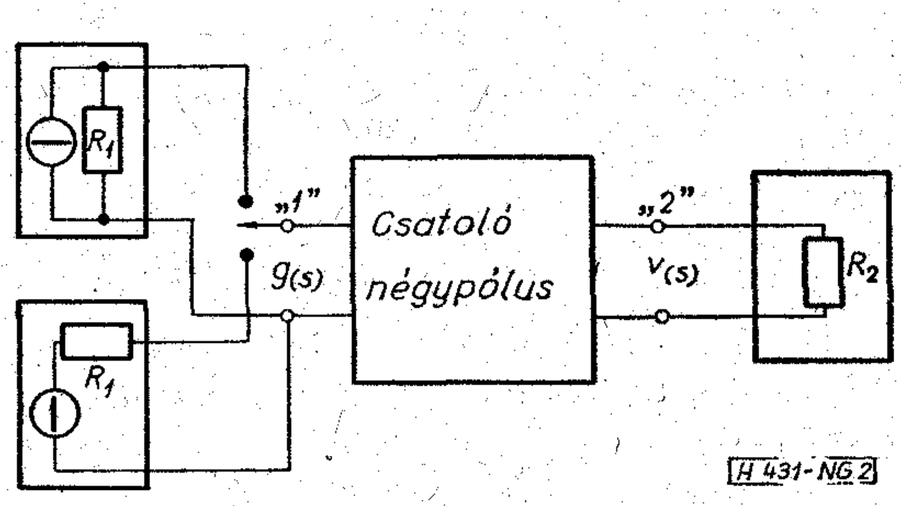
A lineáris hálózatok csatoló négypólusainak fogjuk nevezni azokat a négypólusokat, amelyeket a Z_1 operátor-impedanciájú, ismert aktív kétpólus és az előre megadott, Z_2 operátor-impedanciájú passzív négypólus közé kell iktatni azért, hogy az 1. ábra 2-es kapcsaihoz tartozó Laplace-transzformált $v(s)$ válaszfüggvény az előírt értékű legyen. Az 1-es kapcsokhoz tartozó $g(s)$ gerjesztő függvényt felhasználva definiálhatjuk a csatoló négypólus átviteli függvényét



1. ábra

$$F(s)=\frac{v(s)}{g(s)}.$$

Ebben a dolgozatban elsősorban a csatoló négypólusoknak azon igen gyakran használt speciális esetével kívánunk foglalkozni, amelyeknél az aktív kétpólus, ohmos belső ellenállású áram-, illetve feszültség-generátor, a passzív kétpólus pedig ohmos ellenállás (2*a*, 2*b* ábra).



2. ábra

Az előírt $v(s)$ válaszfüggvény ilyenkor a 2-es kapcsokhoz tartozó feszültség- vagy teljesítményfüggvény Laplace-transzformáltja. Sok esetben az 1. ábrán látható elrendezést a 2. ábrán felrajzolt speciális elrendezésre alakíthatjuk át úgy, hogy a Z_1, illetve Z_2 impedanciák egy részét a csatoló négypólushoz tartozónak tételezzük fel. Később utalni fogunk arra, hogyan végezhető el a csatoló négypólus szintézise, ha az előbb említett átalakítás nem hajtható végre. Helyhiány miatt nem térhetünk ki az 1. ábrának arra a speciális esetére, amikor például az aktív kétpólus impulzusgenerátor, és az előírt függvény a 2-es kapcsokon megjelenő feszültségidő függvény.

Beérkezett: 1975. XI. 26.

Jelöljük a 2. ábra R_2 ellenállásán megjelenő Laplace-transzformált teljesítményt P_2-vel, P_1-gyel pedig az aktív kétpólus által leadott teljesítményt. Vezessük be a $G(s)=\sqrt{P_2/P_1}$, illetve $\Gamma(s)=\sqrt{P_1/P_2}$ átviteli függvényeket. A $|G(j\omega)|$-t amplitúdó-karakterisztikának, az arc $G(j\omega)$-t fázis-karakterisztikának nevezzük. A 2-es kapocspárhoz tartozó $v(s)$ függvény úgy adódik, hogy előírjuk az amplitútó-karakterisztika (illetve fázis-karakterisztika) tulajdonságait. Tehát az induktív transzformátor nélküli csatoló négypólusok szintézisét úgy kívánjuk elvégezni, hogy adott R_1 és R_2 ellenállásokhoz megkeressük azt az LC csatoló négypólust, amely az előírt amplitúdó-, illetve fázis-karakterisztikát eredményezi. Dolgozatunk az alábbi fejezeteket tartalmazza:

1. A transzformáló I és J osztályú négypólusok című fejezetben választ adunk arra, hogy mi a feltétele annak, hogy maximális számú ω_i körfrekvencián jöjjön létre reflexiómentes illesztés:

$$|\Gamma(j\omega_i)|=1.$$

Természetesen az ω körfrekvenciákon a csatoló négypólusnak, amely nem tartalmaz induktív transzformátort, impedancia transzformátormációt is kell végeznie.

2. Illesztő négypólusok és azok osztályozása című fejezetünkben az illesztő négypólusokat a csatoló négypólusok részhalmazaként definiáljuk, és a bővített karakterisztikus függvény zérus-pólus helyei alapján osztályozzuk.

3. A számítógépes szintézis című fejezetben ALGOL programjaink könnyebb megírása érdekében új számítási módszert vezetünk be: a kapcsolási paraméterek relatív értékeit a karakterisztikus függvény zérushelyeivel fejezzük ki. Ezenkívül az iterációs eljárásokat felhasználó programjainkat az általunk bevezetett új fogalomra az *illesztési hely-görbére* építjük [4].

4. A tranzisztoros erősítő fokozatok csatolásánál nem feltétlenül szükséges az illesztés, hiszen az elillesztésből származó teljesítményveszteségeket az erősítéstartalékból pótolhatjuk. Elillesztés csatoló négypólussal című fejezetünkben azt vizsgáljuk, mi a feltétele annak, hogy a szelektív erősítőknél az amplitúdó-karakterisztika ingadozása adott frekvencia-tartományban előírt értékek között maradjon. Ilyenkor nem lesz olyan frekvencia, amelyhez zérus reflexió tartozik, de viszonylag nagy sávszélesség érhető el, az amplitúdó karakterisztika oldalfal meredeksége kis értékre süllyeszthető, és megfelelő stabilitás biztosítható.

Végül a miniatürizálás és integrálás érdekében válaszolnunk kell arra a kérdésre, hogyan lehet a passzív *LC* csatoló négypólusokat aktív áramkörökkel szimulálni. Erre a kérdésre az [5] irodalomban a részletes választ megadtuk, így erre most nem térünk ki.

1. Transzformáló I és J osztályú négypólusok

Számításainkban az *a*, *b*, *c*, *d* láncparaméterekből és a $\varphi(s)$ karakterisztikus függvényből indulunk ki.

Ismeretesek az alábbi összefüggések:

$$\Gamma(s)=\frac{H(s)}{N(s)}, \qquad \varphi(s)=\frac{h(s)}{N(s)}, \qquad r(s)=\frac{h(s)}{H(s)},$$

ahol $r(s)$ a reflexiós polinom, $H(s)$ Hurwitz-polinom és $|\Gamma|=\sqrt{1+|\varphi|^2}$.

Az R_1 és R_2 lezárással bővített *LC* csatoló négypólus karakterisztikus függvénye:

$$\varphi(s)=0{,}5\left[a\ddot{u}-\frac{d}{\ddot{u}}+cR-\frac{b}{R}\right] \qquad (1)$$

ahol

$$\ddot{u}=\sqrt{R_2/R_1}, \qquad R=\sqrt{R_1R_2}.$$

A fenti összefüggésekből következik, hogy reflexiómentes frekvenciák csak akkor lesznek, ha a $h(s)$ függvény zérushelyei a képzetes tengelyre esnek. Azokat az *LC* csatoló négypólusokat, amelyeknél $h(s)$ zérushelyei mind a képzetes tengelyre esnek, *I* osztályú négypólusoknak neveztük el. Azokat a négypólusokat, amelyeknél $\varphi(s)$ pólushelyei mind a képzetes tengelyre esnek, *J* osztályú négypólusoknak fogjuk hívni [4].

Annak szükséges feltétele, hogy a $h(s)=0$ egyenletnek csak képzetes gyökei legyenek az, hogy az *s* változónak csak páros hatványkitevői legyenek. Mivel az origo is rajta van a képzetes tengelyen, ezért az *I* osztályú négypólusok karakterisztikus függvényének a számlálója $s^n h_p(s)$ alakú is lehet, ahol *n* pozitív egész szám és a $h_p(s)$ polinom hatványkitevői csak páros számok lehetnek. Az *I* osztályhoz tartozás elégséges feltételét a következőképpen fogalmazhatjuk meg: az a négypólus *I* osztályú, amelynél a $h(s)=0$ egyenletbe $s=j\omega$-t helyettesítve az $x=\omega^2$ redukcióval kapott egyenlet gyökei mind pozitív valós számok. Ismeretes, hogy a pozitív gyökök léte a Descartes-jelszabállyal eldönthető.

Az (1) összefüggésből látszik, hogy a karakterisztikus függvény kifejezése az alábbi két feltétellel rövidíthető:

a) $a\ddot{u}-d/\ddot{u}=0$, vagyis $R_2/R_1=d/a$, ilyenkor
$\varphi(s)=cR-b/R$, (2)

b) $cR-b/R=0$, vagyis $R_2R_1=b/c$, ilyenkor
$\varphi(s)=a\ddot{u}-d/\ddot{u}$. (3)

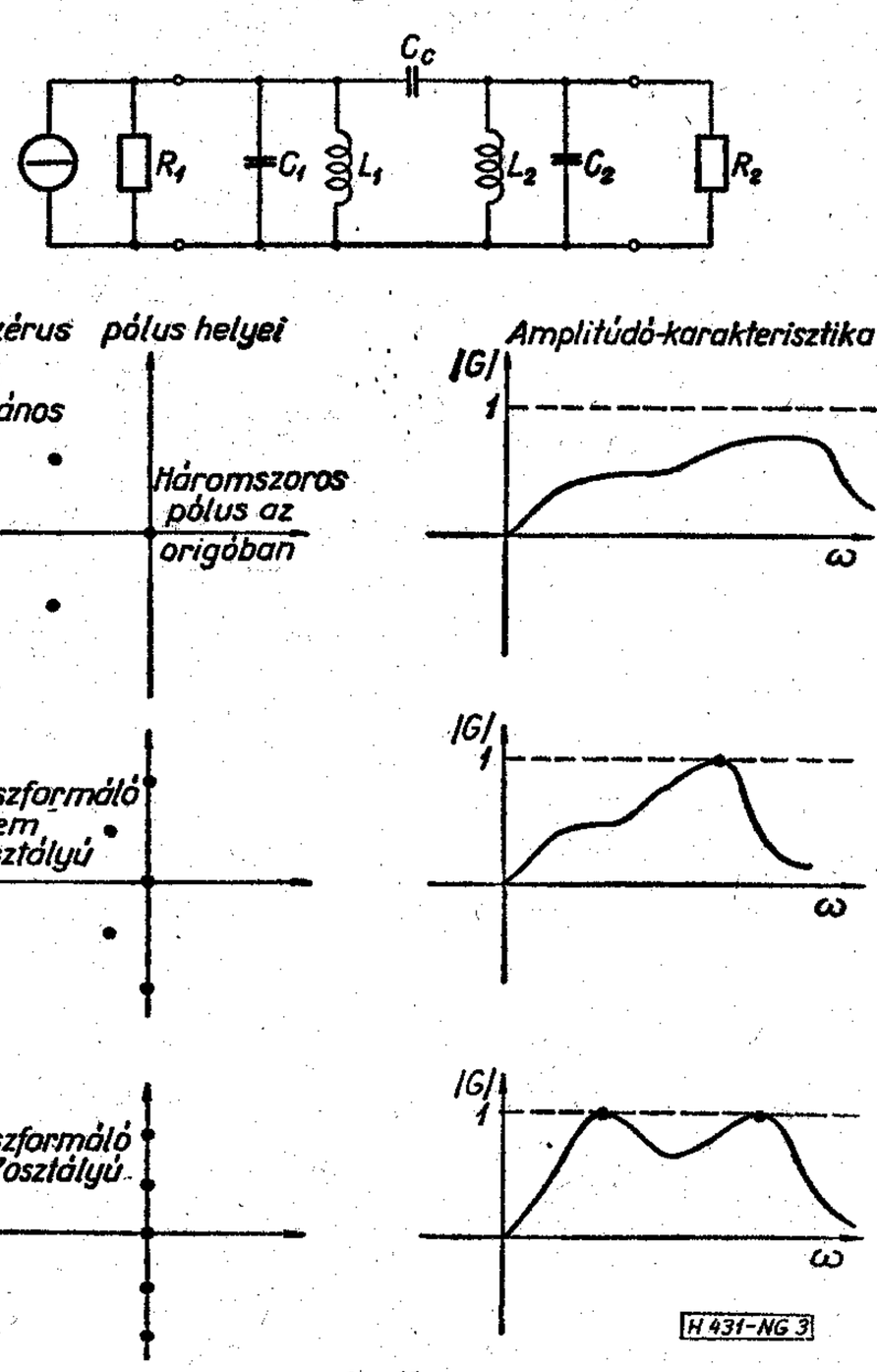
A (2) feltétel teljesülésekor a szimmetrikus felépítésű és szimmetrikus lezárású szűrőkével azonos karakterisztikus függvényt kapunk. Ekkor ugyanis $R_2=R_1$ és $a=d$. A (3) feltétel teljesülésekor viszont a karakterisztikus függvény az antimetrikus szűrők karakterisztikus függvényével egyezik meg.

Mivel a d/a hányados a szekunder (Z_{2h}) és primer (Z_{1h}) hullámellenállás hányadosát adja, ezért a (2) feltételt így is írhatjuk: $R_2/R_1=Z_{2h}/Z_{1h}$.

Ekkor tehát a hullámellenállások hányadosa frekvenciafüggetlen, és az ohmos lezáró ellenállások hányadosával egyezik meg. Az ilyen négypólusokat transzformáló négypólusoknak neveztük [4].

Az *I* és a nem *I* osztályú transzformáló négypólusok előnyösen használhatók fel csatoló négypólusként.

Példák: 1. Transzformáló *I* osztályú négypólus a 3. ábrán felvázolt felső kapacitív csatolású sávszűrő.



3. ábra

Abban az esetben, ha $L_1(C_1+C_c)=L_2(C_2+C_c)$ és $\ddot{u}^2=L_2/L_1$, akkor a négypólus transzformáló lesz. Határfrekvenciák:

$$\sqrt{1/L_1(C_1+C_c)}, \qquad \sqrt{1/L_2(C_2+C_c)},$$
$$\sqrt{1/[C_1+C_c(1-\ddot{u})]L_1}$$

Látjuk, a transzformáló négypólus esetén az első két határfrekvencia egybeesik. A transzformáló négypólus karakterisztikus függvényében nem szerepelnek már páratlan hatványkitevők:

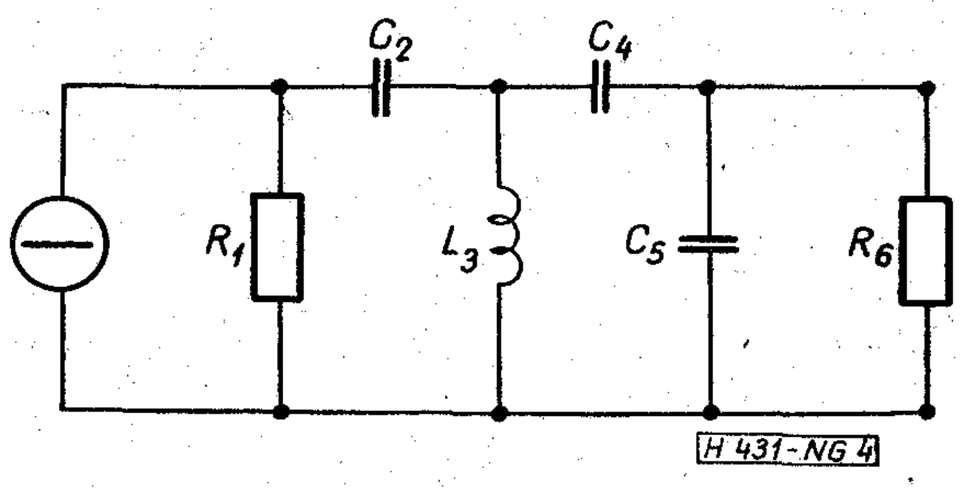
$$\varphi(s)=\frac{1}{2s^3}\left[s^4\sqrt{R_1R_2}\left(\frac{C_1C_2}{C_c}+C_1+C_2\right)+\right.$$
$$+s^2\left\{\frac{\sqrt{R_1R_2}}{L_2}\left(\frac{C_1}{C_c}+1\right)-\frac{1}{C_c\sqrt{R_1R_2}}+\right.$$
$$\left.\left.+\frac{\sqrt{R_1R_2}}{L_1}\left(\frac{C_2}{C_c}+1\right)\right\}+\frac{\sqrt{R_1R_2}}{L_2L_1C_c}\right].$$

Az *I* osztályba tartozás *szükséges* feltételét így megkaptuk. Az *I* osztályba tartozás *elégséges* feltétele azt követeli meg, hogy az s^2-es tag együtthatója pozitív legyen. Látjuk, ez az időállandók között jelent kapcsolatot.

2. A nem *I* osztályú transzformáló négypólusra példát a 4. ábrán látunk. A transzformáló négypólushoz tartozás feltételei:

$$C_4=C_2+\frac{C_4C_5}{C_4+C_5} \quad \text{és} \quad \frac{R_6}{R_1}=\frac{C_2}{C_4+C_5}.$$

A transzformálóvá tett négypólus karakterisztikus függvényében most sem szerepelnek páratlan hatványkitevők, azonban a konstans tag negatív előjele miatt nem lehet az összes gyök képzetes, így nem kaphatunk *I* osztályú négypólust:



4. ábra

$$\varphi(s)=0{,}5\,\frac{s^4L_3C_2C_5C_4R^2+s^2[R^2(C_2C_4+C_2C_5)-L_3(C_4+C_5)]-1}{s^3L_3C_2C_4R},$$

ahol $R=\sqrt{R_1R_6}$.

2. Illesztő négypólusok osztályozása

Az illesztő négypólusokat a következőképpen definiáljuk: azok a négypólusok az illesztő négypólusok, amelyeknek a lezárásukkal bővített karakterisztikus függvényük olyan, hogy zérushelyek csak az *S* sík tengelyeire (képzetes vagy valós) esnek. Még azt is kikötjük, hogy a *képzetes tengelyen annyi zérushelypárnak kell lennie, ahány LC párt tartalmaz az illesztő négypólus.* A párnélküli induktivitások, és kondenzátorok illesztő négypólus esetében csak valós tengelyen hozhatnak létre zérus helyeket, illetve újabb pólushelyeket. Mivel nem építhetünk ideális elemekből *LC* illesztő négypólusokat, ezért azt is meg kell engednünk, hogy a karakterisztikus függvény zérushelyei a tengelyek körül felvett ε_v és ε_k szélességű sávba essenek.

Számítógépes szintéziseinket ideális kapcsolási elemekre végeztük el, és számítógépes analízissel vizsgáltuk meg a nem ideális kapcsolási elemek veszteségeinek hatását [4].

A fentiek szerint definiált illesztő négypólusokat aszerint osztályoztuk, hogy milyen a karakterisztikus függvényük zérus-pólus elrendezése. Helyhiány miatt táblázatunkból csak részleteket közlünk.

Példa II.

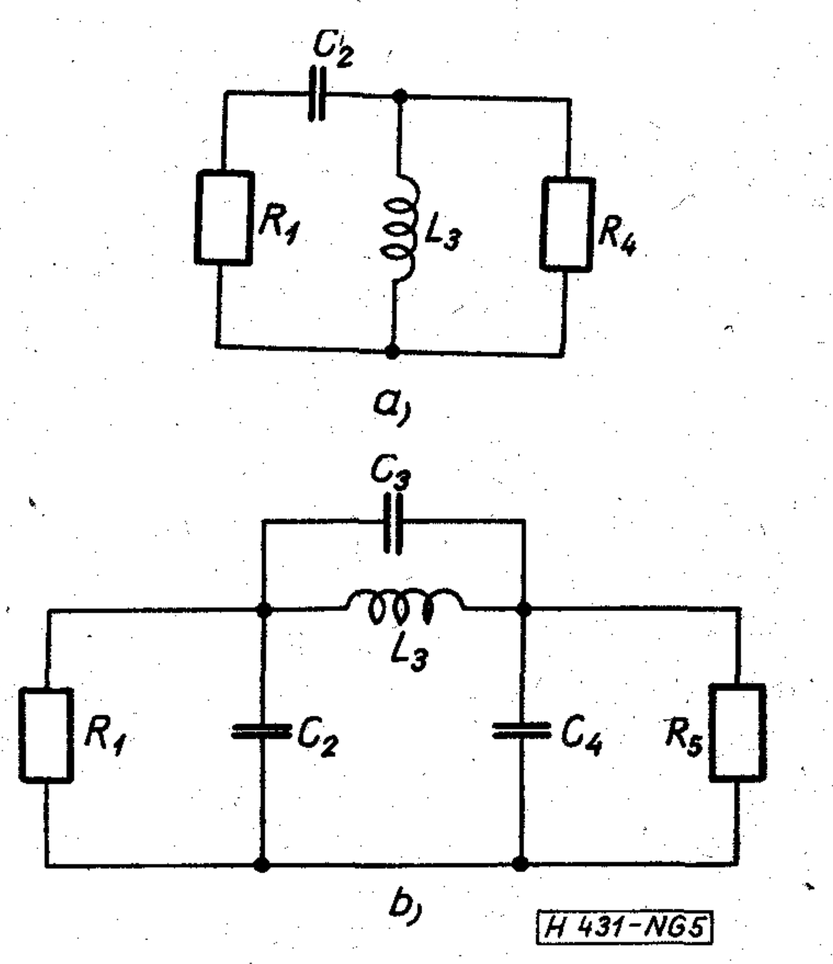
1. A $h(s)$ és $N(s)$ másodfokú eset lehetséges megvalósítását az 5*a* ábrán láthatjuk.

Az illesztő négypólushoz tartozás feltételei:

$$C_2\sqrt{R_1R_4}=\frac{L_3}{\sqrt{R_1R_4}} \quad \text{és} \quad \ddot{u}=\sqrt{\frac{R_4}{R_1}}>1.$$

Az illesztési körfrekvencia:

$$\omega_i=\sqrt{\frac{\ddot{u}^2}{(\ddot{u}^2-1)L_3C_2}}.$$



5. ábra

Az *I* osztályú négypólus karakterisztikus függvénye:

$$\varphi(s)=0{,}5\,\frac{s^2L_3C_2(\ddot{u}^2-1)+\ddot{u}^2}{\ddot{u}s^2L_3C_2}.$$

2. A $h(s)$ harmadfokú és $N(s)$ másodfokú eset lehetséges megvalósítását az 5*b* ábrán láthatjuk.

A képzetes zérushelypárt $\pm j\omega_i$-vel jelöljük. Az illesztési körfrekvencia:

$$\omega_i=\sqrt{\frac{C_2+C_3}{L_2(C_1C_3+C_2C_1+C_2C_3)}-\frac{1}{R^2(C_1C_3+C_2C_1+C_2C_3)}}$$

A valós zérushely:

$$z=\ddot{u}\,\frac{C_2+C_3}{R(C_1C_3+C_2C_1+C_2C_3)}-\frac{1}{\ddot{u}}\,\frac{C_2+C_1}{R(C_1C_3+C_2C_1+C_2C_3)},$$

ahol $R=\sqrt{R_1R_5}$.

A karakterisztikus függvény:

$$\varphi(s)=0{,}5\,\frac{s^3RL_2(C_1C_3+C_2C_1+C_2C_3)+s^2L_2\left[\ddot{u}(C_2+C_3)-\frac{1}{\ddot{u}}(C_2+C_1)\right]+sR(C_2+C_3)-sL_2/R)+\ddot{u}-1/\ddot{u}}{1+s^2L_2C_2}.$$

1. táblázat

$\varphi(s)=\frac{h(s)}{N(s)}$	Illesztő négypólushoz tartozás feltételei	$\varphi(s)$ zérus-pólus elrendezése	Megvalósítási lehetőség min. induktivitás számmal
$h(s)=As^2+Bs+C$ $N(s)=K$ $N(s)=Ks^2$	$A>0 \quad C>0 \quad B=0$ (I osztályú) (J osztályú)	Zérus helypár a képzetes tengelyen. Pólushely a végtelenben. Pólushely az origóban.	Egy induktivitás és egy kapacitás.
$h(s)=As^3+Bs^2+Cs+D$ $N(s)=K$ $N(s)=Ks$ $N(s)=Ks^2$ $N(s)=K+Rs^2$	$A>0$ és $C/A=D/B>0$ $K>0, \quad R>0$ (J osztályú)	Zérushelypár a képzetes tengelyen, zérushely a valós tengelyen. Pólushely a végtelenben. Pólushely az origóban. Pólushelypár a képzetes tengelyen.	Egy induktivitás és két kapacitás. Egy induktivitás és három kapacitás.
$h(s)=As^4+Bs^3+Cs^2+Ds+E$	$B=0, \quad D=0$ (Transzformáló, de nem „I" osztályú)	Egy zérushelypár a képzetes tengelyen, egy zérushelypár a valós tengelyen.	Egy induktivitás és három kapacitás.
$N(s)=K$ $N(s)=Ks$ $N(s)=Ks^3$ $N(s)=Ks(1+s^2R)$	$A>0$ és $E>0$, $B=0, \quad D=0$ (I osztályú) $K>0, \quad R>0$ (J osztályú)	Két zérushelypár a képzetes tengelyen. Pólushely a végtelenben. Pólushely az origóban. Pólushelypár a képzetes tengelyen.	Két induktivitás és két kapacitás (Puskás-szűrő). Két induktivitás és 3 kapacitás. (Felső kapacitív csatolású szűrő).
$h(s)=As^5+Bs^4+Cs^3+Ds+Es+F$ $N(s)=K$.	$\frac{F}{D}=\frac{E}{C}>0$ és $\frac{D}{B}=\frac{C}{A}>0$.	Két zérushelypár a képzetes tengelyen, egy zérushely a valós tengelyen. .	Két induktivitás és három kapacitás (Alsó kapacitív csatolású sávszűrő). .

Az illesztő négypólushoz tartozás feltétele:

$$z\cdot\omega_i^2=\frac{\ddot{u}^2-1}{\ddot{u}}\,\frac{1}{RL_2(C_1C_3+C_2C_1+C_2C_3)}.$$

A pólushelyhez tartozó körfrekvencia:

$$\omega_p=\sqrt{\frac{1}{L_2C_2}}.$$

3. A negyedfokú $h(s)$ megvalósítható egy induktivitással és két induktivitással is. Egy induktivitás esetében egy, két induktivitás esetében két illesztési frekvencia lehet. Egyetlen induktivitást tartalmazó lehetséges megvalósítást a 4. ábrán láthatunk. A transzformáló, de nem I osztályú négypólus két valós zérushelyének az abszolút értékét egyformának vettük [$h(s)$-nek lehet zérushelye a jobb félsíkban is].

A valós zérushely:

$$z=\sqrt{\frac{1}{C_2C_5R^2}}.$$

Az illesztési körfrekvencia:

$$\omega_i=\sqrt{\frac{C_4+C_5}{L_3C_4C_5}-\frac{1}{R^2C_4C_5}}.$$

Az illesztő négypólushoz tartozás feltételei most a transzformáló négypólushoz tartozás feltételeivel megegyeznek (Lásd: I/2. példa).

A negyedfokú $h(s)$ megvalósítására két induktivitással ad egy lehetséges példát a 3. ábrán felrajzolt I osztályú, felső kapacitív csatolású sávszűrő. Ebben az esetben az illesztő négypólushoz tartozás feltételei az I osztályhoz tartozás feltételeivel megegyeznek.

Az ötödfokú $h(s)$-re példa az alsó kapacitív csatolású sávszűrő, amit a [3] irodalomban már ismertettünk.

3. A számítógépes szintézis

A csatoló négypólusok számítógépes szintézisének a megkönnyítésére több, az irodalomban eddig még nem szereplő, új fogalmat vezettünk be.

A négypólusokat az átviteli függvény zérus-pólus elrendezésével szokás jellemezni. Az előző fejezetben láttuk, hogy az illesztő négypólusokat a karakterisztikus függvény zérus-pólus elrendezése alapján definiáltuk és osztályoztuk. Nyilvánvaló, hogy a karakterisztikus függvény zérus-pólus elrendezése és az átviteli függvény zérus-pólus elrendezése között szoros kapcsolat van. Az illesztő négypólus karakterisztikus függvényének zérusai és pólusai, definíciónk szerint csak a tengelyeken (valós, illetve képzetes) helyezkedhetnek el. Az illesztő négypólusok ezen zérus-, ill. pólushelyeinek tengelymenti mozgatásakor az átviteli függvény zérus-, ill. pólushelyei helygörbéket írnak le a komplex S síkon. Ezeket a helygörbéket *illesztési helygörbéknek* neveztük el. Az iterációs

eljárásaink során gépidő-megtakarítást jelentett az, hogy a megoldást adó átviteli függvény zérus-pólus elrendezést csupán az illesztési helygörbéken kell a számítógépnek megkeresnie. A futási idő további csökkenését értük el azáltal, hogy a kapcsolási paraméterek relatív értékeit a karakterisztikus függvény zérus-, illetve pólushelyeivel fejeztük ki. Amint a számítógép megtalálta a karakterisztikus függvénynek azt a zérus-pólus elrendezését, amelyhez az átviteli függvénynek a megoldást adó zérus-pólus elrendezése tartozik, a kapcsolási paraméterek relatív értékei a karakterisztikus függvény zérus-pólus helyeiből azonnal adódnak.

Példa III.

1. Jelöljük a karakterisztikus függvény képzetes zérushelypár relatív értékét $\pm jy$-nal. A 4. ábrán felvázolt illesztő négypólus kapcsolási paramétereit a következőképpen számíthatjuk ki:

$$C_4=\frac{\ddot{u}^2+1-y^2}{(1-\ddot{u}^2)(1-y^2)};\qquad C_5=\frac{1}{C_4(1-y^2)};$$

$$C_2=\ddot{u}^2(C_4+C_5);\qquad L_3=C_4.$$

A C és L betűk most relatív értékeket jelentenek, és kiszámításuk azzal a feltétellel történt, hogy a valós zérushelyek abszolút értéke egyforma. A valós zérushely abszolút értéke a frekvenciaegység kiválasztásakor kiadódik. A számítógéppel így csak y értékét kell zérus és egy között változtatni, és a legmegfelelőbb érték kiválasztása után a kapcsolási paraméterek azonnal adódnak.

2. A 3. ábrán felvázolt *I* osztályú négypólus zérushelyeinek relatív értékeit $\pm jy_1 \pm jy_2$-vel jelöljük. A kapcsolási paraméterek:

$$L_1=\frac{1}{\ddot{u}}\,\frac{\sqrt{(1-y_1^2)(1-y_2^2)}}{y_1y_2};\qquad L_2=\ddot{u}\,\frac{\sqrt{(1-y_1^2)(1-y_2^2)}}{y_1y_2};$$

$$C_1=\frac{(\ddot{u}-1)+(1+\ddot{u})y_1^2y_2^2}{2y_1y_2\sqrt{(1-y_1^2)(1-y_2^2)}};$$

$$C_2=\frac{1-\ddot{u}+(1+\ddot{u})y_1^2y_2^2}{2y_1y_2\ddot{u}\sqrt{(1-y_1^2)(1-y_2^2)}};$$

$$C_c=\frac{1}{2}\,\frac{1-y_1^2y_2^2}{y_1y_2\sqrt{(1-y_1^2)(1-y_2^2)}}.$$

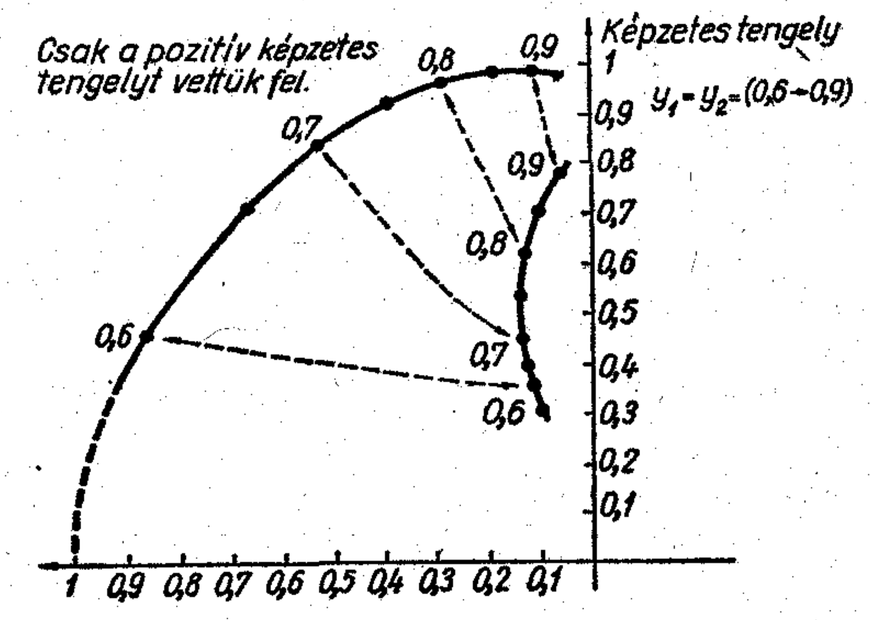
A megvalósítás feltétele:

$$y_1^2y_2^2>\frac{1-\ddot{u}}{1+\ddot{u}}.$$

A 6. ábrán az illesztési helygörbéket látjuk. Ha $\ddot{u}$ kicsi (R_1 és R_2 nagyon különböző), akkor az illesztési helygörbéknek azon részei passzív áramkörökkel, nem valósíthatók meg, amelyekhez nagyobb sávszélesség tartozik.

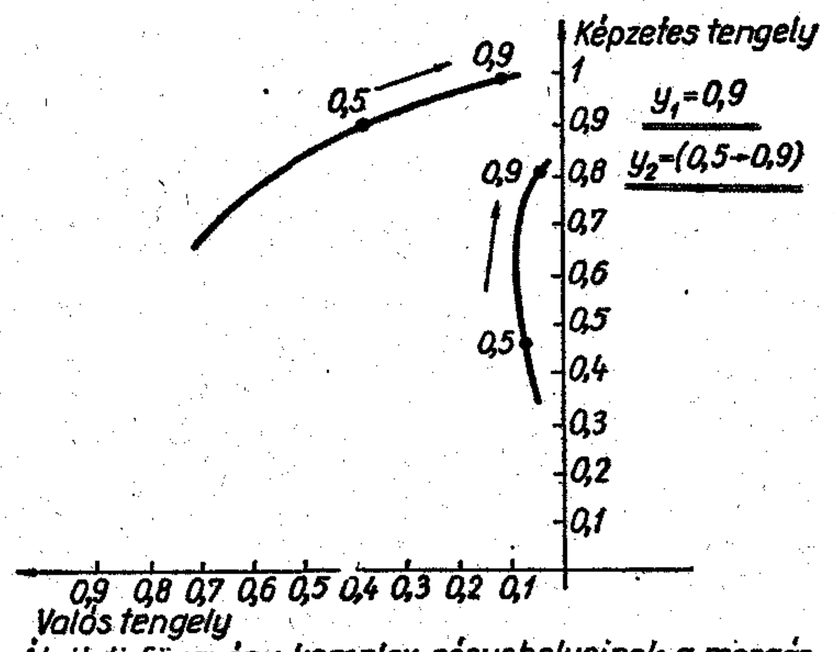
A transzformáló *I* osztályú négypólus karakterisztikus függvénye olyan, mint szimmetrikus esetben, vagyis ha $L_1=C_1$, $L_2=C_2$ és $R_1=R_2$, akkor:

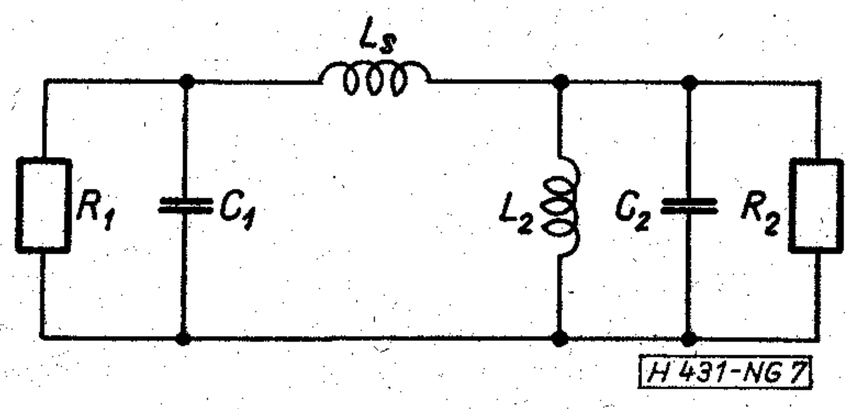
$$\varphi(s)=\frac{y_1y_2}{(1-y_1^2y_2^2)\sqrt{(1-y_1^2)(1-y_2^2)}}\cdot\frac{(s^2+y_1^2)(s^2+y_2^2)}{s^3}.$$



Átviteli függvény komplex zérushelyeinek a mozgáspályája, miközben a karakterisztikus függvény képzetes zérus helye (y) változik. H 431-NG 6

6. ábra





7. ábra

3. A két képzetes zérushelypárral rendelkező illesztő négypólusok közül a legkevesebb eleme és legnagyobb sávszélessége a 7. ábrán felvázolt Puskás-szűrőnek van. A [3] irodalomban még a nem *I* osztályú Puskás-szűrő amplitúdó-karakterisztikáit közöltük, látjuk csak egyetlen frekvencián történt illesztés. A két frekvencián történő illesztés, vagyis az *I* osztályba tartozás feltételei:

$$\frac{L_2}{L_s}=\frac{\ddot{u}^2}{1-\ddot{u}^2},\qquad C_1=\ddot{u}^2C_2.$$

A kapcsolási paraméterek:

$$L=\sqrt{\frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}^2}[(1-y_1^2)+(1-y_2^2)-\ddot{u}(y_1^2+y_2^2)]},$$

$$L_2=L_s\frac{\ddot{u}^2}{1-\ddot{u}^2},\qquad C_2=\frac{1}{L_s}\cdot\frac{1+\ddot{u}}{\ddot{u}^2},\qquad C_1=\ddot{u}^2C_2.$$

Látjuk, hogy az y_1 és y_2 értékét nem választhatjuk meg egymástól függetlenül, mint ahogy azt az előbbi példánkban tettük.

Megjegyzés: Amennyiben *I* és *J* osztályú négypólusokat kívántunk szintetizálni a képzetes tengelyen levő pólushelyek abszolút értékét a képzetes tengelyen levő zérushelyek abszolút értékének a reciprokával tettük egyenlővé, és így a kapcsolási paraméterek relatív értékei a zérushelyek relatív értékeivel kifejezhetők ebben az esetben is.

ALGOL nyelven írt számítógépprogramjaink bemenő adatai:

- R_1 és R_2 lezáró ellenállások értékei,
- az áteresztési sáv és az ott megengedhető maximális reflexiós tényező,
- a zárási tartomány és az ott megengedhető minimális reflexiós tényező.

Kimenő adatok a kapcsolási paraméterek számértékei. Kiegészítő információként közölni kell azt, hogy hány frekvencián kívánunk reflexiómentesen illeszteni.

4. Elillesztés csatoló négypólussal

Az elillesztés problémáját csupán másodfokú $h(s)$-re kívánjuk bemutatni. Az itt elmondottak természetesen magasabb fokú $h(s)$-re is értelemszerűen alkalmazhatók.

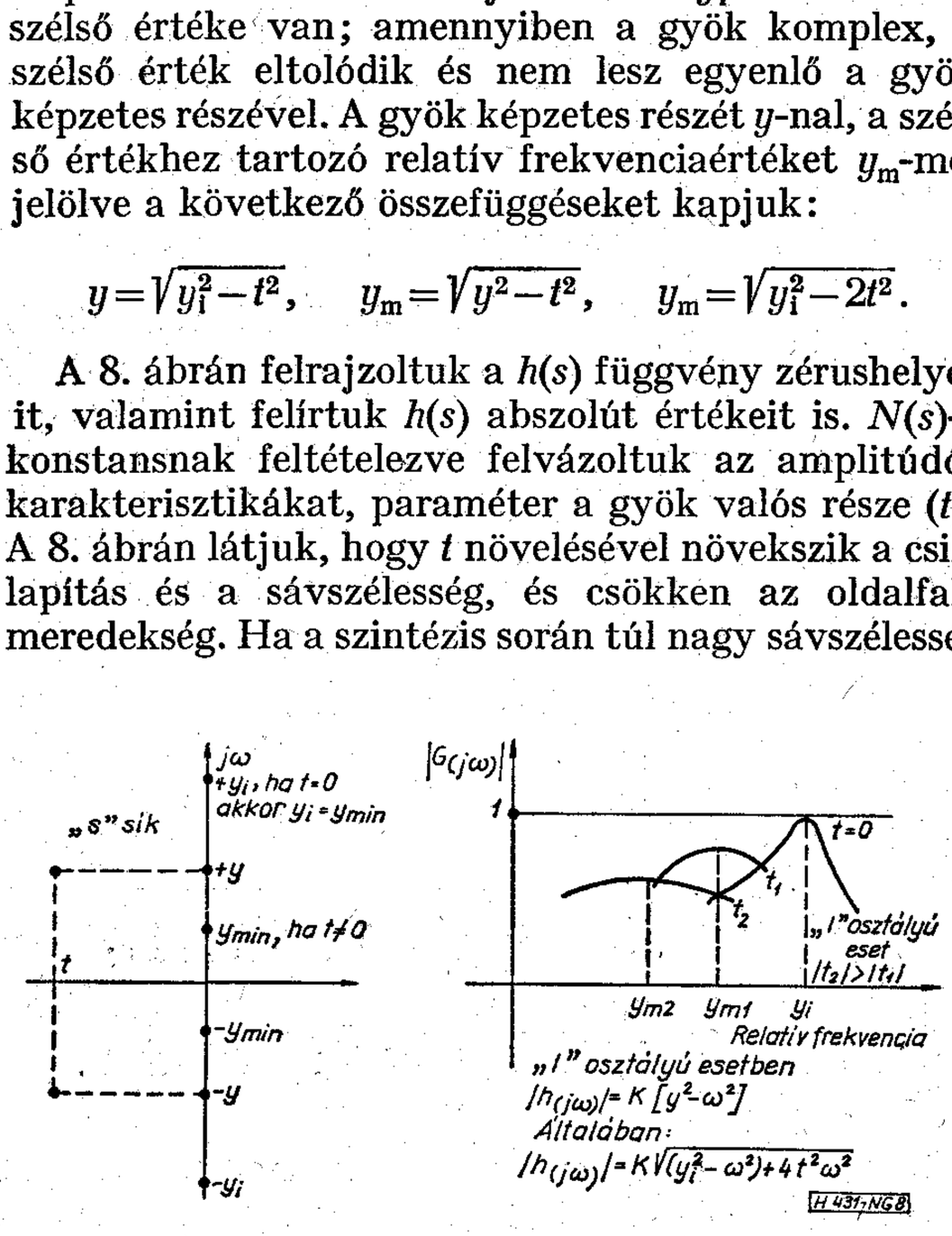
Említettük már, hogy a $h(s)=As^2+Bs+C$ másodfokú egyenletnek tiszta képzetes gyökei vannak, ha $B=0$, $A>0$ és $C>0$. Használjunk relatív értékeket és jelöljük a képzetes gyököket $\pm jy_i$-vel, akkor a gyökök valós része zérus: $t=0$. Amennyiben a fenti *I* osztályba tartozás feltétele nem teljesül, a komplex gyökpár jelölése: $t\pm jy$. Az *I* osztályú négypólus amplitúdó-karakterisztikájának az y_i frekvencián szélső értéke van; amennyiben a gyök komplex, a szélső érték eltolódik és nem lesz egyenlő a gyök képzetes részével. A gyök képzetes részét y-nal, a szélső értékhez tartozó relatív frekvenciaértéket y_m-mel jelölve a következő összefüggéseket kapjuk:

$$y=\sqrt{y_i^2-t^2}, \quad y_m=\sqrt{y^2-t^2}, \quad y_m=\sqrt{y_i^2-2t^2}.$$

A 8. ábrán felrajzoltuk a $h(s)$ függvény zérushelyeit, valamint felírtuk $h(s)$ abszolút értékeit is. $N(s)$-t konstansnak feltételezve felvázoltuk az amplitúdókarakterisztikákat, paraméter a gyök valós része (t). A 8. ábrán látjuk, hogy t növelésével növekszik a csillapítás és a sávszélesség, és csökken az oldalfalmeredekség. Ha a szintézis során túl nagy sávszélességet írunk elő, akkor lehet, hogy az nem valósítható meg illesztő négypólussal. Ekkor programjaink alapján a számítógép t értékét mindaddig növeli, amíg az előírt sávszélességet meg nem kapjuk. Ezután a gép a kapcsolási paraméterek értékei mellett a max $|G|$ értékét is kinyomtatja.

A magasabb fokú karakterisztikus függvényeknél arra kell vigyázni, hogy a sok zérushely elhelyezkedése olyan legyen, hogy az amplitúdó-karakterisztika ingadozása az áteresztési tartományban ne legyen az előírtnál nagyobb, az amplitúdó-karakterisztika függvénygörbéje bent maradjon az előírt sávban. Ezért a csatoló négypólusok szintézisét az illesztő négypólusok szintézisével kezdjük, a tengelyeken beállítjuk a zérus-pólus helyeket, majd a valós tengellyel párhuzamosan eltoljuk a karakterisztikus függvény zérus-pólus elrendezését olyan mértékben, hogy a szükséges sávszélességet vagy a stabilitás miatt előírt kis oldalfal-meredekséget elérjük.

Az általunk ismertetett, számítógép által támogatott csatoló négypólus szintézis jól kézben tartható és viszonylag rövid futási idejű.



8. ábra

IRODALOM

[1] *Géher K.:* Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó
[2] *Nemesszeghy Gy.:* Aluláteresztő tulajdonság szemléltetése pólusmozgással. Híradástechnika, 1969. szeptember.
[3] *Nemesszeghy Gy.:* Aszimmetrikus illesztő négypólusok számítógépes szimulációja. Híradástechnika, 1972. szeptember.
[4] *Nemesszeghy Gy.:* Számítógépes módszerek hatványszűrők és aszimmetrikus csatoló négypólusok szintéziséhez. KTMF Tudományos Ülésszak kiadványa, Győr, 1975. április.
[5] *Nemesszeghy Gy.:* LC négypólusok szimulálása aktív áramkörökkel. Híradástechnika, 1975. augusztus.
[6] *Nemesszeghy Gy.:* Gazdaságosság az áramkörtervezésben. Operációkutatás a gyakorlatban '72. Előadásgyűjtemény, Pécs, 1972.
[7] *Nemesszeghy Gy.:* Rechnergestüzte Synthese von passiven und aktiven Filtern ohne Transformatoren. A drezdai „Fridrich List" Főiskola 10. Tudományos Napok-on német nyelven elhangzott előadás.

DR. ALKÉR TIBOR

Szomorú szívvel jelentjük, hogy dr. Alkér Tibor, a műszaki tudományok kandidátusa, egyesületünk alapító, egyesületünk Elnökségének tiszteletbeli tagja több hetes szenvedés után, 1976. január 1-én elhunyt.

Mérnöki pályafutását 1925-ben a Postakísérleti Állomáson kezdte, s rádió, valamint vezetékes átviteltechnikai mérésekkel és vizsgálatokkal hamar megalapozta mérnöki tekintélyét. 1933-ban az akkor üzembe helyezett lakihegyi 120 kW-os rádióállomás első vezető mérnöke, majd a Belváros automata távbeszélő-központ üzemvezető mérnöke, később a Központi Távíróhivatal vezetőhelyettese lett. A felszabadulás után különböző vezető helyeket töltött be, többek között az Országos Tervhivatalban és a Magyar Tudományos Akadémia Méréstechnikai és Műszerügyi Intézetében, majd nyugdíjba meneteléig a Posta Kísérleti Intézetnél folytatta műszaki tudományos tevékenységét.

Mérnöki szakterületével nyugdíjba menetele után is megtartotta kapcsolatát. Gyakori részvevője volt az egyesületi rendezvényeknek, amelyeken értékes, nagy szaktudásról tanúskodó előadásaival és hozzászólásaival gazdagította egyesületünk műszaki tudományos munkásságát.

Emlékét megőrizzük!

KORDA TIBOR
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

Új mérési módszer kvázilineáris rendszerek nemlinearitásának vizsgálatára sztohasztikus mérőjel segítségével

ETO 621.317.353.1:621.391.832.4

A híradástechnikában igen fontos szerepet játszanak a lineáris áramkörök és az ezekből felépített lineáris rendszerek.

Valamely rendszer bemenetére adott X gerjesztés és ennek hatására a rendszer kimenetén megjelenő Y felelet között egy $\mathbf{O}_p$ operátor adja meg a kapcsolatot

$$Y = \mathbf{O}_p\{X\}$$

Lineáris rendszerek esetében az $\mathbf{O}_p$ operátor a működési tartomány minden X-értékénél független a gerjesztéstől. A gyakorlatban a „lineárisra tervezett" rendszerek nagyrésze csak első közelítésben tekinthető lineárisnak, mert a működési szinttartománynak legalább egy részében a rendszert jellemző operátor függ a gerjesztéstől, azaz van bizonyos mértékű nemlinearitása.

Kvazilineáris rendszerek nemlinearitása mértékének meghatározására három módszer használatos: a linearitás, a dinamikacsökkenés és a torzítás mérése. Mindhárom mérési módszernél a méréshez használt gerjesztő jel — a mérőjel — determinisztikus jel, pontosabban szinuszos jel.

A linearitás és a dinamikacsökkenés mérése egyszerű eszközöket kíván ugyan, de csak relatíve nagy nemlinearitás kimutatására alkalmas. Kis nemlinearitás csak torzításméréssel határozható meg.

1. Kvázilineáris rendszerek nemlinearitásának jelenleg használt vizsgálati módszerei

A jelenleg használatos torzításmérési módszerek mindegyike azon a felismerésen alapszik, hogy a kvázilineáris rendszer nemlinearitása „eltorzítja" a mérőjel frekvenciaspektrumát. E torzulás úgy észlelhető, hogy a kimeneti jel frekvenciaspektrumában olyan összetevők is megjelennek, amelyek a bemeneti jel spektrumában nem szerepeltek, de azzal valamilyen kapcsolatban vannak.

A torzításmérésnek két főbb fajtája használatos: a harmonikus torzításmérés és az intermodulációs torzítás mérése. A harmonikus torzításméréshez egyetlen szinuszos mérőjelet használnak és a kimeneti jel spektrumában megjelenő harmonikusok amplitúdóit lemérve és az alapharmonikushoz viszonyítva, a kapott harmonikus torzítási tényező (klirr-faktor), vagy a harmonikus torzításcsillapítás jellemző a nemlinearitásra.

Intermodulációs torzításméréshez két szinuszos gerjesztőjelet alkalmaznak és a kimeneti jelben a nemlinearitás hatására megjelenő kombinációs frekvenciájú jelek amplitúdóit viszonyítják valamelyik alapfrekvenciás jel amplitúdójához.

A torzításmérés előnye, hogy kis nemlinearitás kimérésére is alkalmas. Hátránya:

a) speciális műszert (torzításmérőt, vagy szelektív feszültségmérőt) kíván,
b) a műszert a mérési frekvenciának megfelelően minden mérésnél pontosan be kell hangolni,
c) a kiértékelés általában hosszadalmas (vagy számolni kell, vagy minden mérőszintnél az alapharmonikusra kell normalizálni),
d) az előző két pontból következik, hogy a mérés nehezen automatizálható,
e) a kapott torzítási érték nem jellemzi jól a kvázilineáris rendszer nemlinearitását, ha az szinusztól eltérő jelek átvitelére használatos.

2. Kvázilineáris rendszerek vizsgálata sztohasztikus mérőjellel

2.1 Sztohasztikus mérőjelek alkalmazásának jelentősége

A kvázilineáris rendszerek nemlinearitásának az átvitt sztohasztikus jelekre (beszéd, zene, videojel, stb.) gyakorolt torzító hatását a szinuszos mérőjellel mért harmonikus, vagy intermodulációs torzítási tényezők nem jellemzik jól. A sztohasztikus jel ugyanis egészen más mértékű torzulást szenvedhet a nemlinearitás hatására, mint egy azonos effektív értékű szinuszos jel. Ennek oka az, hogy a rendszerek torzítása frekvencia- és szintfüggő. A szinuszos jeltől eltérően a sztohasztikus jelben a jel effektív értékénél lényegesen nagyobb (pl. 3—4-szeres) amplitúdójú pillanatértékek is előfordulnak és a jelnek relatíve igen széles lehet a frekvenciaspektruma. Ezért a sztohasztikus jeleket átvivő kvázilineáris rendszereket célszerű — szinuszos jel helyett — sztohasztikus mérőjellel mérni.

A mérések reprudukálhatósága végett csak ergodikus, stacioner sztohasztikus mérőjel használható. Emellett még lényeges, hogy a mérőjel könnyen előállítható legyen. Így gyakorlatilag a Gauss-amplitúdóeloszlású, sávhatárolt fehérzaj alkalmazása látszik elsősorban célszerűnek. A kereskedelemben kapható ún. véletlenzajt adó generátorok is ilyen jelet szolgáltatnak.

A sztohasztikus mérőjelek előnyeinek hatására a távközléstechnikában az utóbbi években kezdenek elterjedni a sztohasztikus mérőjellel működő intermodulációs torzításmérők. Ezek azonban speciális célokra (pl. áthallási torzításméréshez) készülnek és igen költségesek.

Beérkezett: 1975. XI. 26.

A BME Híradástechnikai Elektronika Intézetben végzett vizsgálataink az első fázisban annak megállapítására irányultak, hogy a Gauss-eloszlású, sávhatárolt fehérzajnak melyek azok a jellemzői, amelyek egy kvázilineáris rendszer nemlinearitásának hatására úgy változnak meg, hogy azok egyszerűen és jól kimérhetők legyenek. Kísérleteink azt mutatták, hogy a fenti szempontokat figyelembe véve a sztohasztikus mérőjelnek az elsőrendű (egyváltozós) amplitúdó-eloszlását célszerű vizsgálni. Ez a megállapítás összhangban van azzal a közismert ténnyel, hogy a kvázilineáris rendszerek nemlinearitása a mérőjel frekvenciaspektrumának torzításán kívül — több különböző amplitúdójú összetevőt tartalmazó mérőjel esetén — az amplitúdók arányát is megváltoztatja, vagyis az amplitúdó-eloszlás torzulását okozza. A sztohasztikus jel véletlenszerűen változó, de ergodikus, stacioner mérőjelek esetén (így a Gauss-eloszlású jeleknél is) az amplitúdó-eloszlás független az időtől, ezért az eloszlásmérés eredménye bármikor jól reprodukálható.

2.2 Sztohasztikus mérőjelek amplitúdó-eloszlása

A sztohasztikus mérőjel amplitúdó-eloszlását az amplitúdó-eloszlásfüggvénnyel, annak deriváltjával az amplitúdó-sűrűségfüggvénnyel, ill. ennek momentumaival jellemezhetjük.

Az $F(x)$ amplitúdó-eloszlásfüggvény — röviden eloszlásfüggvény — megmutatja, hogy mi a valószínűsége annak, hogy a jel pillanatértéke egy adott x_k értéknél kisebb (vagy vele egyenlő)

$$F(x)=P[x(t)\leq x_k].$$

Az 1. ábra alapján a méréshez is felhasználható értelmezés

$$F(x)=\lim_{T\to\infty}\frac{\sum_{i=1}^{n}\Delta t_i}{T}. \qquad (1)$$

Az $f(x)$ amplitúdó-sűrűségfüggvény — röviden sűrűségfüggvény Δx-értékkel szorozva annak valószínűségét adja meg, hogy a jel pillanatértéke éppen egy adott x_k érték körüli Δx sávba esik, ha $\Delta x\to 0$. Vagyis

$$f(x)\,\Delta x=P[x_k\leq x(t)\leq x_k+\Delta x]=$$
$$=F(x+\Delta x)-F(x)=\Delta F(x).$$

Tehát

$$f(x)=\frac{dF(x)}{dx}.$$

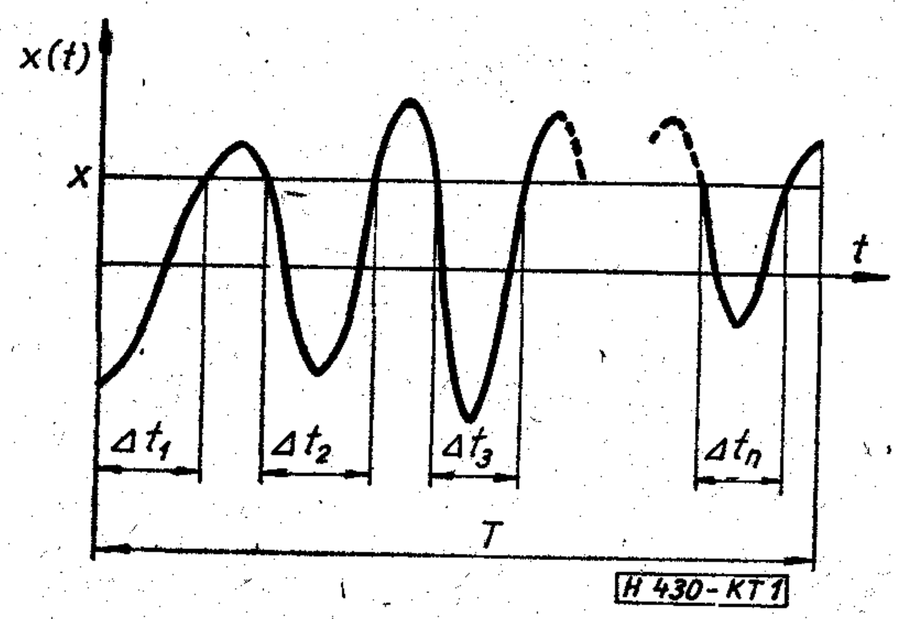
A 2. ábra alapján a méréshez is felhasználható értelmezés szerint

$$f(x)=\frac{1}{\Delta x}\lim_{T\to\infty}\frac{\sum_{i=1}^{n}\Delta t_i}{T}. \qquad (2)$$

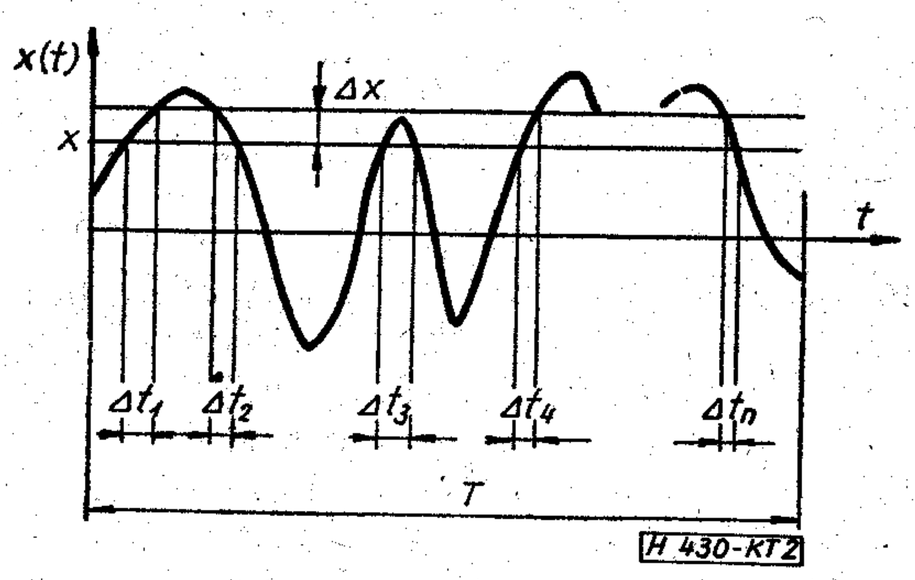
Gauss-elosztású jelek sűrűségfüggvénye

$$f(x)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\exp\left[-\frac{[x-m]^2}{2\sigma^2}\right],$$

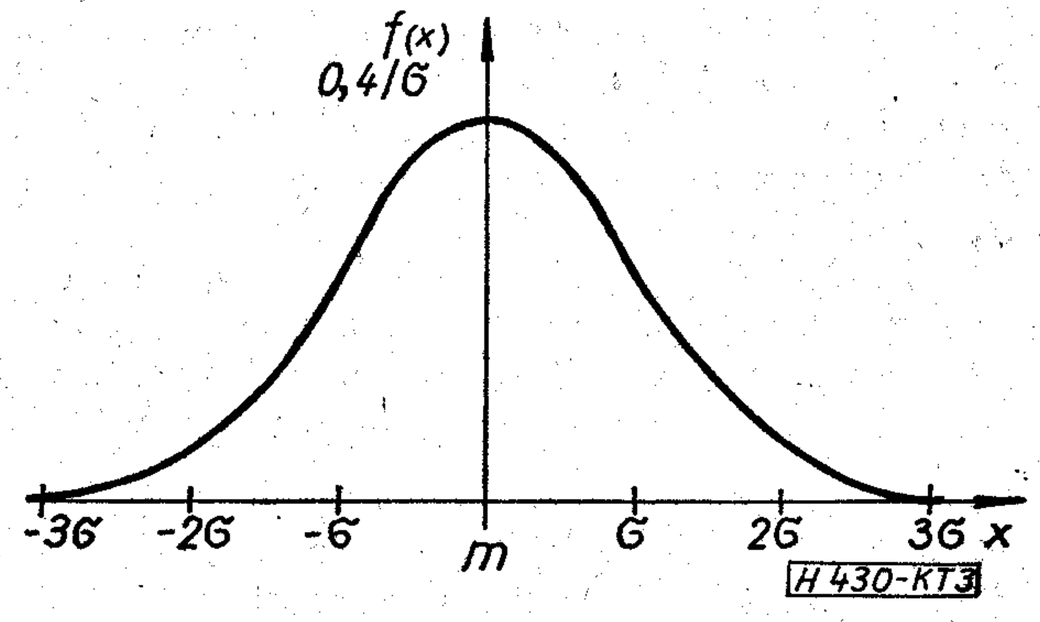
ami a közismert Gauss-görbét adja (3. ábra).



1. ábra



2. ábra



3. ábra

Ergodikus jelek esetén az eloszlás σ—szórása megegyezik a jel váltókomponensének effektív értékével az m-várható értéke a jel egyenátlagával. Így írható, hogy

$$\sigma^2=\overline{x^2(t)}-[\overline{x(t)}]^2,$$

ahol

$$\overline{x^2(t)}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int_{-T}^{T}x^2(t)\,dt$$

a jel négyzetátlaga (a jel egységnyi ellenállásra vonatkoztatott teljesítménye) és

$$\overline{x(t)}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int_{-T}^{T}x(t)\,dt$$

a jel egyenátlaga (a jel egyenkomponense).

A gyakorlatban alkalmazott zajgenerátoroknál

$\overline{x(t)}=0$. A további vizsgálatainknál mindig élünk ezzel a feltételezéssel.

A Gauss-eloszlású jel eloszlásfüggvénye $\overline{x(t)}=0$ esetén

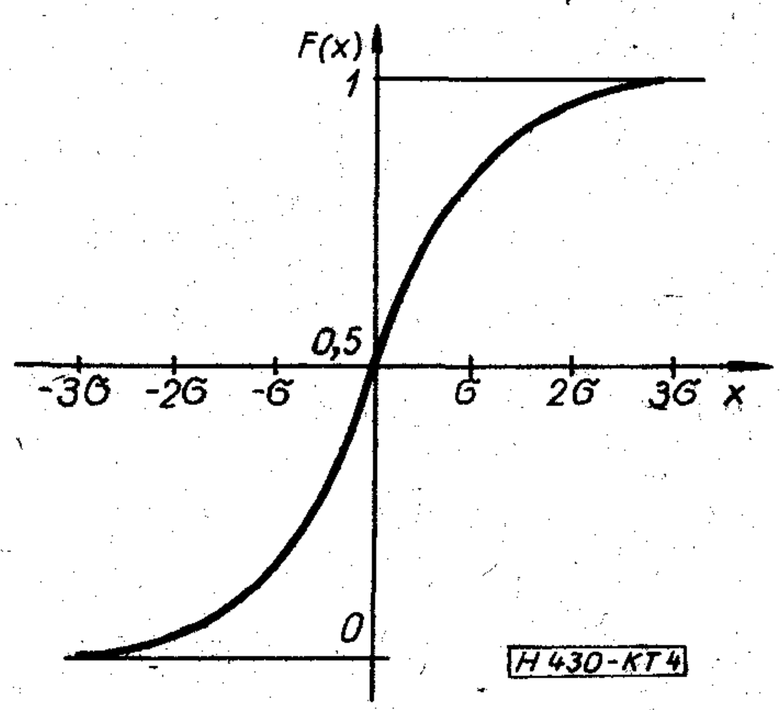
$$F(x)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x}\exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right]dx=\Phi\left[\frac{x}{\sigma}\right],$$

ahol $\Phi\left[\frac{x}{\sigma}\right]$ a matematikában hibaintegrálként ismert táblázatosan megadott függvény (4. ábra). Ennek segítségével kiszámítható mekkora a valószínűsége annak, hogy a jel pillanatértéke egy adott $X_0=k\sigma$-értéknél kisebb.

A túllépési valószínűség

$$\eta(x)=1-F(x)=1-\Phi\left[\frac{x}{\sigma}\right]$$

értéke is jól számítható, és ezt a mérés során fel is használjuk.



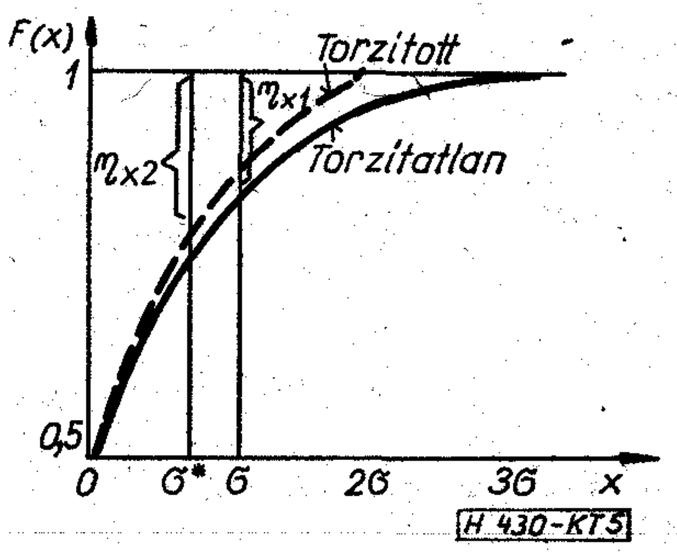
4. ábra

2.3 Kvázilineáris rendszerek vizsgálata az amplitúdóeloszlásfüggvény torzulása alapján

2.3.1 A mérési alapelv és a hozzárendelhető torzítási tényező ismertetése

Ha a Gauss-eloszlású jel lineáris rendszeren halad át, az amplitúdó-eloszlás „Gauss-jellege" változatlan marad. Ha azonban a rendszernek van nemlinearitása, az eloszlás eltorzul.

Ha a kvázilineáris rendszeren átmenő, a rendszer sávjánál keskenyebb sávra határolt Gauss-eloszlású jel eloszlásfüggényét vizsgáljuk, azt tapasztaljuk, hogy a nemlinearitás okozta amplitúdóarány-csökkenés hatására a jel effektív értéke az $F(x)$ görbén lejjebb tolódik. Ennek az lesz a következménye, hogy pl. az új, σ^* effektív értékhez tartozó η_x túllépési valószínűség megnő. Feltételezve, hogy az $F(x)$ függvény $-X$, ill. $+X$ amplitúdókhoz tartozó szakasza egyformán torzul, elegendő a függvény felét vizsgálni (5. ábra).



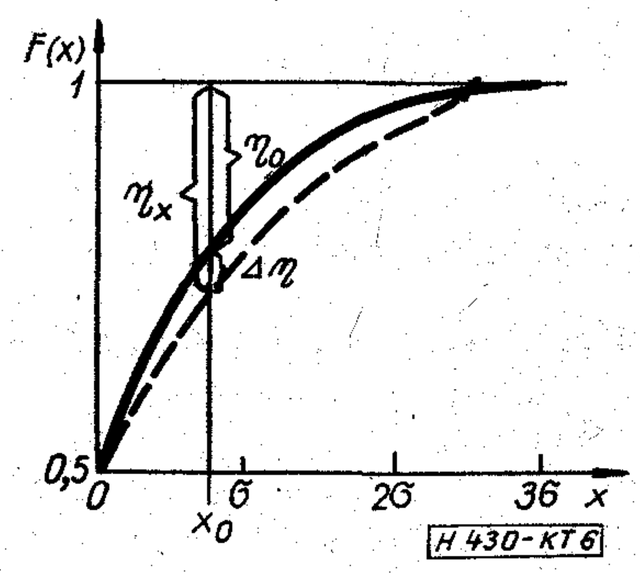
5. ábra

Ha a torzítás miatt lecsökkent effektív értékű jelet a torzítatlan jellel azonos effektív értékre hozzuk, a két jel $F(x)$ függvénye a 6. ábra szerint alakul. Látható, hogy ugyanazon effektív értékű torzítatlan, ill. torzult eloszlású jelek ugyanazon $X_0\leq\sigma$ értéknél vizsgált túllépési valószínűsége eltérő lesz. Az eltérés

$$\Delta\eta=\eta_x-\eta_0,$$

nagysága a torzulással arányosan nő.

A mérés egyszerűsítéséhez célszerű az eloszlásfüggvényt és így a mért túllépési valószínűségeket a pillanatnyi kimenőjel effektív értékére normalizálni. Ez ugyanis biztosítja, hogy a torzítatlan eloszlásfüggvény esetén a mért η_0 túllépési valószínűség állandó lesz, akkor is, ha a vizsgáló szintet változtatjuk. A normalizálás egyszerűen azzal érhető el, ha az X_0 vizsgálószint értékét a kimeneti jel effektív értékével arányosan változtatjuk, azaz biztosítjuk, hogy $X_0=k\sigma_{ki}$; legyen. Így adott k-esetén η_0 értéke

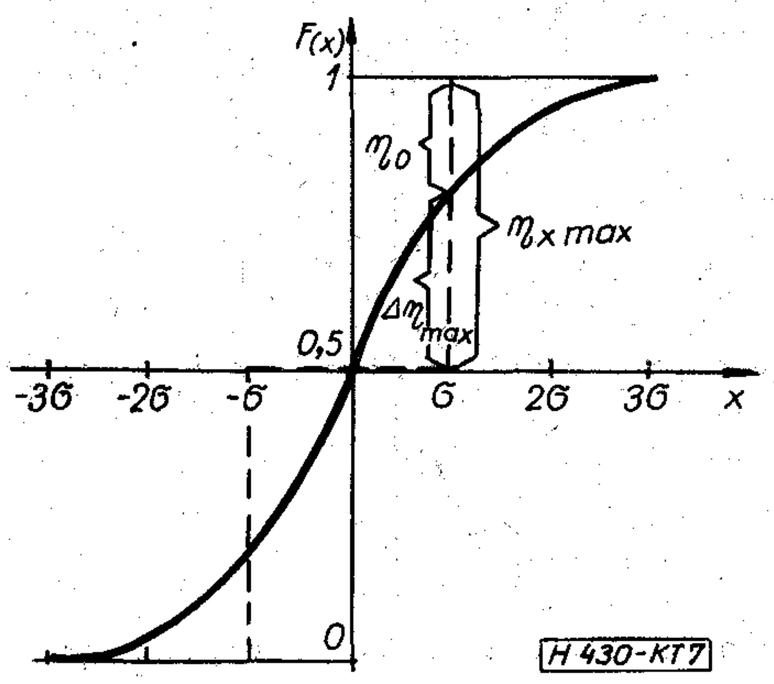


6. ábra

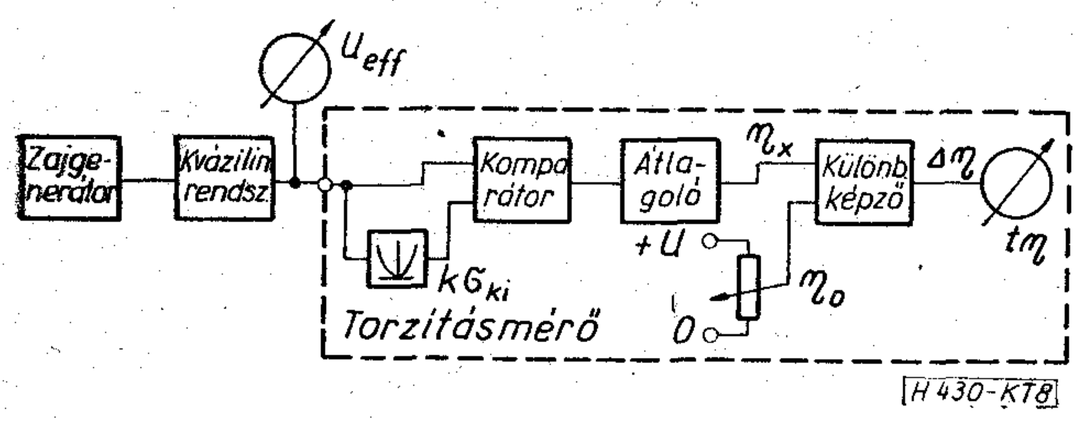
kiszámítható és egy fix U_0 feszültséggel szimulálható. Ez viszont lehetővé teszi, hogy egy különbségképző segítségével közvetlenül a $\Delta\eta$ túllépési különbséget mérjük.

Az eloszlásfüggvény változását jelző *torzítási tényező* értelmezése attól függ, mit tekintünk maximális torzításnak. Célszerűnek látszik olyan rendszer torzítását tekinteni 100%-os torzításnak, amely a mérőjel eloszlását a legnagyobb mértékben torzítja el, vagyis amikor a kimeneti jelben csak kétféle amplitúdó-érték fordul elő (bináris véletlen jel). Ilyen jel effektív értéke az adott amplitúdóval egyenlő. Egy ilyen torzított és azonos effektív értékű torzítatlan Gauss-eloszlású jel $F(x)$ függvényei a 7. ábrán láthatók. Az így definiált 100%-os torzítás esetére a túllépési valószínűség megváltozása $\Delta\eta_{max}=0{,}5-\eta_0$ a torzítási tényező

$$t_\eta=\frac{\Delta\eta}{\Delta\eta_{max}}100=\frac{\Delta\eta}{0{,}5-\eta_0}100[\%].$$



7. ábra



8. ábra

Ha pl. a mérőjel túllépési valószínűségét $X_0=0{,}67\sigma$ értéknél mérjük, akkor

$$\eta_0=0{,}25,$$

így

$$t_\eta=4\,\Delta\eta\cdot 100[\%].$$

2.3.2 Az eloszlásfüggvény torzulásának mérésén alapuló torzításmérő elvi felépítése és jellemzői

Az eloszlásfüggvény (1)-ben adott értelmezése alapján $F(x)$ és így $\eta(x)$ is, komparátorral és azt követő átlagoló áramkör segítségével mérhető. A normalizálás úgy biztosítható, ha a komparátor referenciafeszültsége mindenkor a kimeneti feszültség effektív értékével arányos ($X_0=k\sigma_{ki}$)

Az előzőekben elmondottak alapján a mérés és a műszer blokksémája a 8. ábra szerinti lesz.

Az új elven működő torzításmérő előnyei a harmonikus, ill. intermodulációs torzításmérőkkel szemben:

a) sztohasztikus mérőjel használható,
b) a műszert nem kell hangolni, ugyanakkor igen széles frekvenciatartományra készíthető,
c) a műszer skálájáról közvetlenül a torzítási tényező olvasható le, anélkül, hogy a mérés előtt az adott mérőjel szintjével normalizálni kellene,
d) a műszer felépítése igen egyszerű és olcsó,
e) a mérés könnyen automatizálható,
f) a mérőjel pozitív, ill. negatív amplitúdóeloszlásának torzulása külön kimérhető (aszimmetrikus torzulásnál).

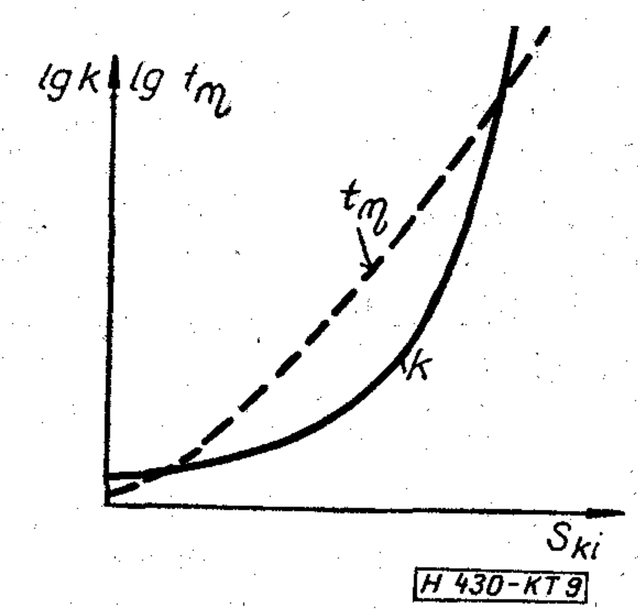
Hátránya: a sztohasztikus mérőjel miatt relatíve nagy átlagolási idő szükséges, ami a műszer beállítási idejét megnöveli (néhány sec-ra), esetenként a zajgenerátorhoz sávhatároló szükséges.

2.3.3 Az eloszláson értelmezett t_η torzítási tényező és a k harmonikus torzítási tényező kapcsolata

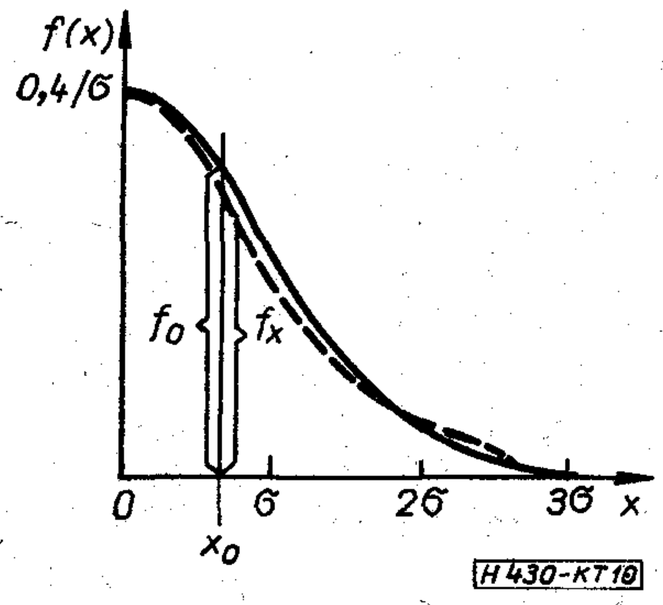
Egy adott kvázilineáris rendszeren, adott effektív értékű, Gauss-eloszlású mérőjellel mért t_η ill. ugyanakkora effektív értékű szinuszos mérőjellel mért k-torzítási tényező között nem adható meg egyértelmű, közvetlen kapcsolat. E kapcsolat ugyanis függ a vizsgált rendszer harmonikus torzításának frekvencia- és szintfüggésétől. Ha különböző frekvenciákon felvesszük a rendszer harmonikus torzítási tényezőjét a szint függvényében, majd e karakterisztikákat átlagoljuk, akkor ezen átlagkarakterisztikának a mérőjel effektív értéke környezetében (kb. 3σ-szinttartományban) a Gauss-eloszlásnak megfelelően súlyozott átlaga egyértelmű kapcsolatba hozható t_η-val. Tehát t_η a frekvenciában lineárisan átlagolt, szintben pedig a Gauss-eloszlásnak megfelelő súlyozással átlagolt harmonikus torzítási tényezőnek felel meg. Ennek alapján a két torzítási tényező szintfüggése a 9. ábrán láthatóan alakul. E görbék viszonyát a mérési eredmények igazolták. A két karakterisztika eltérése különösen akkor jelentős, ha a rendszer transzferkarakterisztikája élesen törik le.

2.4 Kvázilineáris rendszerek vizsgálatának elve a sűrűségfüggvény torzulása alapján

A kvázilineáris rendszerek nemlinearitása a Gauss-eloszlású mérőjel sűrűségfüggvényét is eltorzítja (10. ábra). A sűrűségfüggvény torzulásának mértéke ugyancsak jellemző a rendszer nemlinearitására.



9. ábra



10. ábra

A sűrűségfüggvény torzulásának vizsgálatára két módszer látszik alkalmasnak:

a) $f(x)$ értékének mérése valamely adott X_0 értéknél,
b) a sűrűségfüggvénynek relatíve nagy amplitúdókhoz ($2 \sim 3\sigma$) tartozó részén 2. rendű momentum mérése.

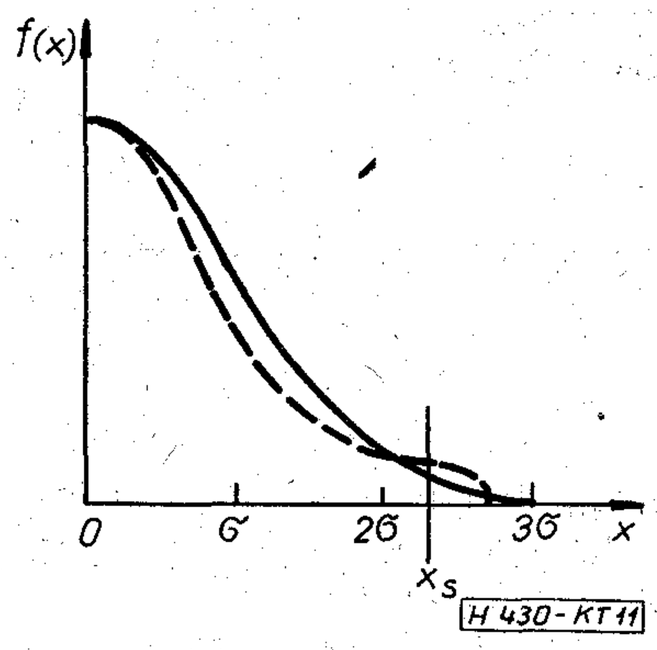
2.4.1 A sűrűségfüggvény torzulásának mérése $f(x)$ értékének mérésével

A sűrűségfüggvény a (2) definíció alapján ablakkomparátorral és azt követő átlagolóval mérhető, valamely adott X_0 érték környezetében.

A sűrűségfüggvény vizsgálatának hátránya az eloszlásfüggvény vizsgálatával szemben az, hogy nehezebben normalizálható. Torzítatlan sűrűségfüggvény esetén a jel effektív értékével arányosan növelt X_0 értéknél $f_0\sigma$ értéke állandó, így a szinttől független érték σ-való szorzás, vagy a komparátor ablakszélességének arányos változtatásával érhető csak el.

2.4.2 A sűrűségfüggvény torzulásának mérése a függvény szélső része momentumának mérésével

A sűrűségfüggvény szélső része relatíve nagy értékű amplitúdókhoz tartozik, így ez a rész torzul el legjobban. E torzulás jól kimutatható, ha a sűrűségfüggvényen az X_S szint feletti rész 2. rendű momentumát, azaz U_S effektív értékét (esetleg abszolút átlagértékét) mérjük (11. ábra).



11. ábra

Torzítatlan sűrűségfüggvény esetén $X_S = s\sigma$ biztosításával az U_S/σ tartható csak állandó értéken. Így a σ-ra való normalizáláshoz σ-val arányos értékkel U_S értékét osztani kell.

A sűrűségfüggvény X_S-feletti részének effektív értéke $X_S = s\sigma_{ki}$ feszültséggel előfeszített egyutas egyenirányítóval mérhető.

Hátránya a körülményes normalizálás és az, hogy nehezen realizálhatók a kis szinten és nagy frekvenciákon működő egyenirányítók.

Megjegyzés:

Az amplitúdó-eloszlás mérésének további előnye, hogy determinisztikus jelek vizsgálatára is használható, pl. fűrészjelek linearitásának, négyszögjelek felfutási meredekségének, stb. mérésére.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Mikroprocesszorokkal és univerzális szabályozó elemekkel vezérelt, érdekes automatikus gépsort helyeztek üzembe a tokiói postán. Segítségükkel az ügyfél pillanatok alatt elintézheti egyszerű, ajánlott és express levél- és csomagküldeményeinek feladását. A levélfeladás lépései: súlymérés, levélméret-ellenőrzés (a szabványmérettől való eltérés külön díjszabása miatt), ezután a megfelelő gomb(ok) lenyomásával jelzi a feladó, hogy küldeménye egyszerű, express, ajánlott, vagy ezek kombinációja. A gép jelzi a fizetendő összeget. Az ügyfél bedobja a szükséges érméket, s utasítja a gépet a bérmentesítő ragszalag kiadására. Ezt a fél maga ragasztja fel a levélre és a megfelelő nyílásba dobja be a levelet. Figyelemreméltó az említett műveletek során a gép (intelligenciája): a mérést háromszor ismétli, a díjszabás jelzése előtt a gépi logika megkérdezi a díjszabástáblázatot, s ellenőrzi, hogy helyes volt-e a memória tartalmának leolvasása és a számítás. Mindezeken felül a gép pontos elszámolást készít, ennek eredményét kinyomtatja. Ötletes az 5000 yen érték alatti, ajánlott levelek kezelése is. Lényegében az előzőhöz hasonló lépések után a bedobott levélről a gép bizonylati vényt ad ki, amelyen a levél cím- és hátoldaláról készült másolati képek is megtalálhatók, egy ilyen példányt a gép elszámolás céljára visszatart.

A csomagfeladó gépen — dinamikus tablóhoz hasonlóan — Japán térképe látható, a postai körzetek feltüntetésével, a feladó ezen állítja be a címzést, majd jelzi, hogy küldeménye egyszerű, ajánlott stb. A fél a jelzett díjtételnek megfelelő bérmentesítő ragszalagot egy másik gépnél szerzi be, s a bérmentesített csomagot a felvételi ablaknál adja le.

Az a gép, amely bélyegeket, illetve a ragszalagokat adja ki, egyben pénzbeváltó automata is: 1000 yenes bankjegy ellenében 10 db 100 yenes érmét ad ki. Mikroprocesszora ellenőrzi az eladásokat és vezérli a bizonylatnyomtatót. Valamennyi gép „autonóm" üzemben készít belső célra elszámolásokat stb. és a postai ügyvitelnek megfelelő példányszámú bizonylatot is. *(Electronics, 1975. jún. 10. [128])*

*

A „Megamini" olyan kisszámítógép, amelynek mágnesmagos tárolókapacitása 1 millió byt-ig bővíthető. Így tehát valójában már nem is kisszámítógép, másrészről egy ilyen „mini" számítógép ára 646 000 DM. Ez fejezi ki azt a strukturális különbözőséget, amely a „mini"-k és a nagy központi egységek között fennáll. Az Interdata új gépének fölénye elsősorban ott érvényesül, ahol viszonylag bonyolult az adatfeldolgozási folyamat. És itt nem csupán a folyamatszabályozásra vagy a tudományos feladatok megoldására kell gondolni, hanem például szimulációkra, vagy igen nagy mennyiségű adatok cseréjére (hírközlés). Említésre érdemes, hogy az Interdata „megaminijével" az IBM 370/158-as gépekével egyező utasítás-végrehajtási idők érhetők el. Tekintettel az ilyen típusú kisszámítógépekhez kifejlesztett nagyszámú és sokféle, változatos üzemi rendszerek kiépítésére alkalmas perifériális berendezésre, az alkalmazó amellett, hogy kedvére válogathat a szinte „receptre" összeállított kész rendszerek között, megfontolhatja azt is, hogy saját, egyedi rendszert épít ki. Ennek mérlegelését, műszaki és gazdasági kihatásainak egybevetését azonban jobb, ha ebben járatos szaktanácsadóira bízza. *(BIT-Büro+Informationstechnik, 1975. jún. 7. [129])*

(Folytatás a 60. oldalon.)

HAJDER TIBOR
Elektromechanikai Vállalat

Monostabil multivibrátorral megvalósított FM-demodulátor belső zajának vizsgálata

ETO 621.373.431.1:621.376.33:621.391.822.4

A frekvenciamodulált rezgések detektálásának egyik lehetséges módszere, hogy a limiter fokozatok után kapott négyszögjellel közvetve monostabil multivibrátort indítunk. Ennek az FM-demodulátornak a kimenő jele nagyobb, mint az azonos körülmények között működő, négyszögjel differenciálás elvén működő impulzus számlálós detektoré, mivel a kimenőjel az impulzus alatti területtel arányos.

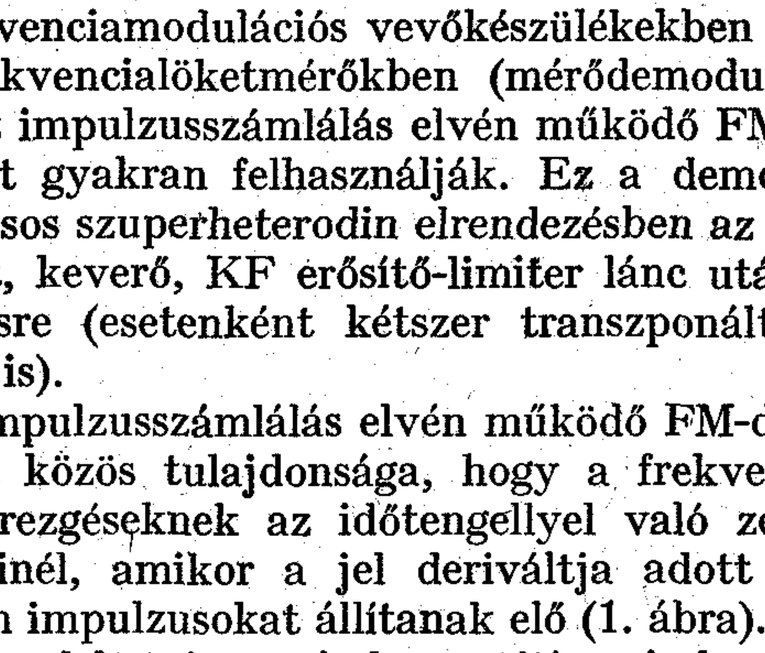
A monostabil multivibrátorral működő FM-detektor viszont zajt állít elő a belső működési tulajdonságából eredően. A monostabil multivibrátor lefutó éle jitteres, melynek következménye, hogy az impulzus alatti terület, ezzel együtt a kimenő jel is az időnek véletlen változó függvénye. Az impulzus lefutó élének sztohasztikus ingadozása az áramkör paramétereitől függ, melyeknek alkalmas megválasztásával a kimeneti jel-zaj viszony minimalizálható.

1. Monostabil multivibrátorral megvalósított impulzusszámlálós FM-demodulátor

Frekvenciamodulációs vevőkészülékekben különösen frekvencialöketmérőkben (mérődemodulátorokban) az impulzusszámlálás elvén működő FM-demodulátort gyakran felhasználják. Ez a demodulátor a szokásos szuperheterodin elrendezésben az RF előfokozat, keverő, KF erősítő-limiter lánc után kerül beépítésre (esetenként kétszer transzponált változatban is).

Az impulzusszámlálás elvén működő FM-demodulátorok közös tulajdonsága, hogy a frekvenciamodulált rezgéseknek az időtengellyel való zérus átmeneteinél, amikor a jel deriváltja adott előjelű, uniform impulzusokat állítanak elő (1. ábra).

Elvileg lehetséges mind a pozitív mind a negatív előjelnél is előállítani egy-egy impulzust, de ennek csak a gyakorlati megvalósításnál van jelentősége.

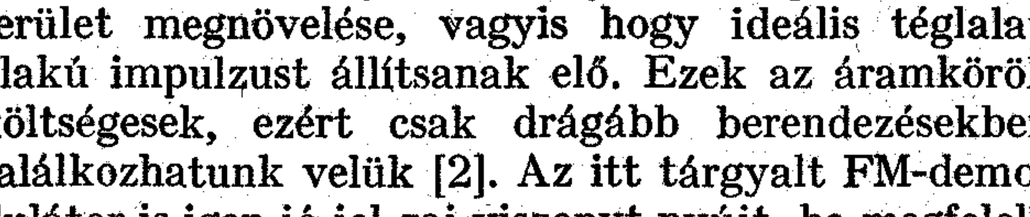


1. ábra

Beérkezett: 1975. X. 7.

Az uniform impulzus alakja sokféle lehet. A legegyszerűbb RC differenciáló tagnál exponenciálisan lefutó hátsó éllel rendelkező tűimpulzust kapunk, melynek a kimenőjele kicsi. Ezzel a demodulátorral az [1] foglalkozik részletesen. Léteznek művonallal és művonal utánzattal realizált számláló-típusú FM detektorok is, melyeknek célja, az impulzus alatti terület megnövelése, vagyis hogy ideális téglalap alakú impulzust állítsanak elő. Ezek az áramkörök költségesek, ezért csak drágább berendezésekben találkozhatunk velük [2]. Az itt tárgyalt FM-demodulátor is igen jó jel-zaj viszonyt nyújt, ha megfelelő clipper-impulzuserősítő fokozattal egészítjük ki.

A 2. ábrán egy ilyen integrált áramkörös megoldás blokkvázlata látható a jelenleg széles körben alkalmazott integrált áramkörök típusainak feltűntetésével. Az SN 74121, SN 74122, SN 74123 típusú integrált áramkörökben a monostabil multivibrátor működtetéséhez szükséges indító áramkör is be van építve, így a limiter fokozat kimenetén megjelenő frekvenciamodulált négyszögjel közvetlenül működteti a monostabil multivibrátort. A multivibrátor kimenetére jelvágó (clipper) — erősítő fokozat is



2. ábra

csatlakozhat, melyet az FM jel detektálásához szükséges aluláteresztő szűrő követ. A szűrő kimenetén a demodulált hangfrekvenciás jelet kapjuk.

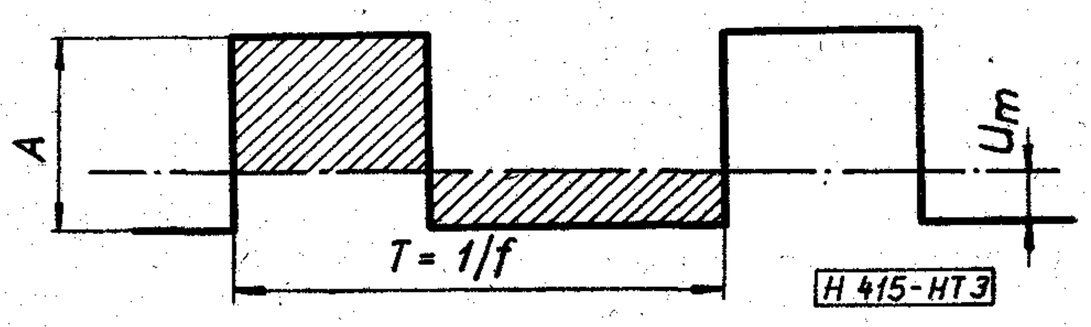
2. A demodulátor kimenő jelének meghatározása

Modulálatlan jelnél a kimeneten megjelenő U_m egyenfeszültség a 3. ábrából:

$$t_0(A-U_m)=\left(\frac{1}{f}-t_0\right)\cdot U_m \qquad (1)$$

a két vonalkázott terület azonosságából, amelyből

$$U_m=A\cdot f\cdot t_0. \qquad (2)$$



3. ábra

Ha a vivőhullám frekvenciamodulált:

$$f = f_0 + \Delta f \cdot \cos \omega t \tag{3}$$

$$U_m = U_{m0} + \Delta U_m \tag{4}$$

ahol:

$$U_{m0} = f_0 \cdot t_0 \cdot A \tag{5}$$

$$\Delta U_m = \Delta f \cdot t_0 \cdot A \cdot \cos \omega t . \tag{6}$$

A csúcslökethez tartozó demodulált jelamplitúdó:

$$\Delta U'_m = \Delta f \cdot t_0 A \tag{7}$$

tehát a demodulált kimenőjel a frekvencialöket és az impulzus alatti terület szorzatával arányos.

3. A kimeneten keletkező zaj effektív értékének meghatározása

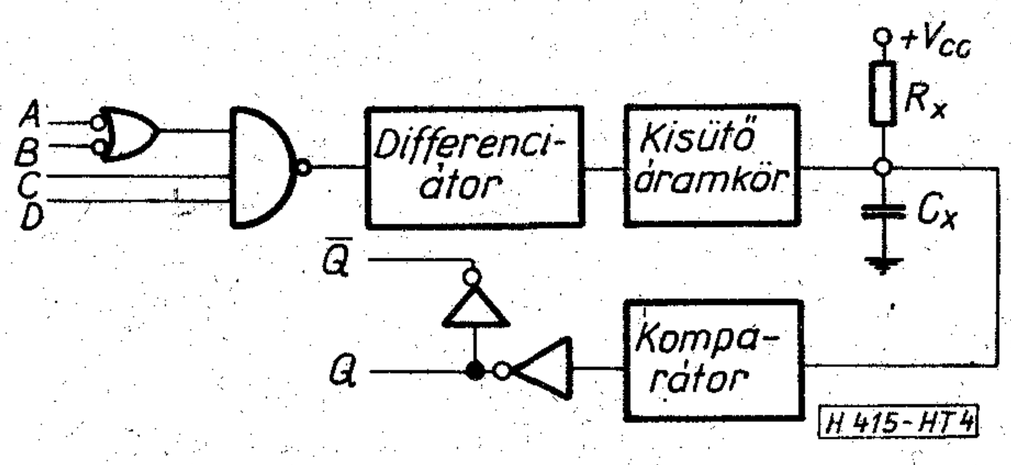
A következő részben egy általánosan alkalmazott monostabil multivibrátor visszabillenésekor lejátszódó fizikai jelenségeit vizsgáljuk meg. Az SN 74121 blokkvázlata a 4. ábrán látható.

Az áramkör akkor ad ki egy impulzust, ha $(\overline{A} + \overline{B})C \cdot D$ logikai feltétel teljesül. A differenciátor áramkör a bejövő jel pozitívba menő zérus átmeneteinél (C és D bemeneteket használva) egy-egy indító impulzust állít elő, melynek eredménye, hogy a bemeneti és kimeneti periódusok bizonyos határig függetlenek. A kisütő áramkör a differenciátortól egy keskeny impulzust kap, amely a C_x kapacitást kisüti. A C_x lassan a $+V_{cc}$ feszültségre kezd feltöltődni az R_x-en keresztül. A komparátor ezt a feszültséget érzékeli és egy adott komparálási szinten a kimenő fokozat Q kimeneti pontján a pozitív impulzust leállítja. Így a bemenet indításakor a kimeneten egy t_0 szélességű logikai 1 szintet kapunk. A t_0 értékét az R_x C_x időállandó határozza meg az alábbi összefüggés szerint:

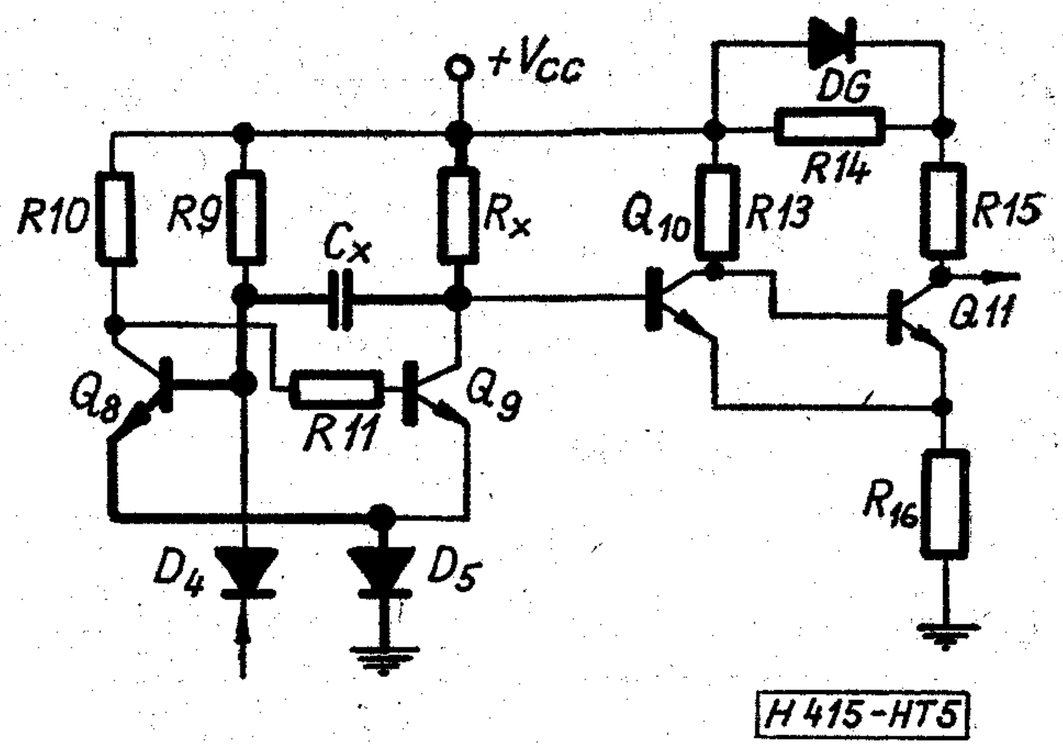
$$t_0 = R \cdot C \cdot \ln 2 \tag{8}$$

A $\overline{Q}$ kimeneten a fenti jel komplemense vehető le.

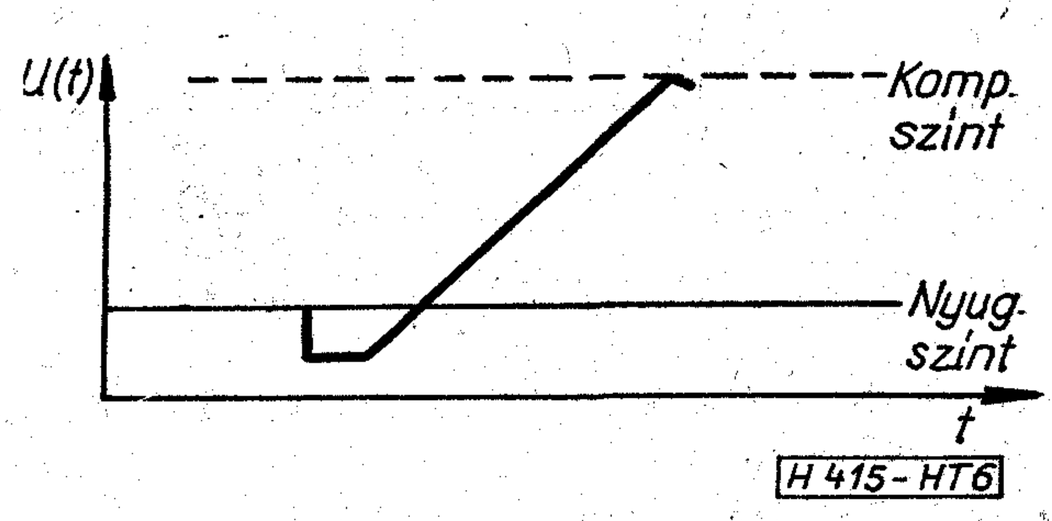
A zajviszonyok vizsgálatához a kisütő áramkört is fel kell rajzolni, melyet az 5. ábrán láthatunk. Állandósult állapotban a Q_8 vezet Q_9 lezárt állapotban van. Az indító impulzust előállító fokozatból a D_4 diódára negatív tűimpulzus jön, mely a Q_8-at lezárja, így Q_9 kinyit R_9-en és D_5-ön keresztül C_x-et kisüti, majd a C_x lassan a $+V_{cc}$ felé töltődik és egy adott komparálási szinten a Q_{10} és Q_{11}-ből álló komparátor átvált pozitív kimenetű állapotba. A leírt folyamatot a 6. ábra szemlélteti. Az eredeti nyugalmi



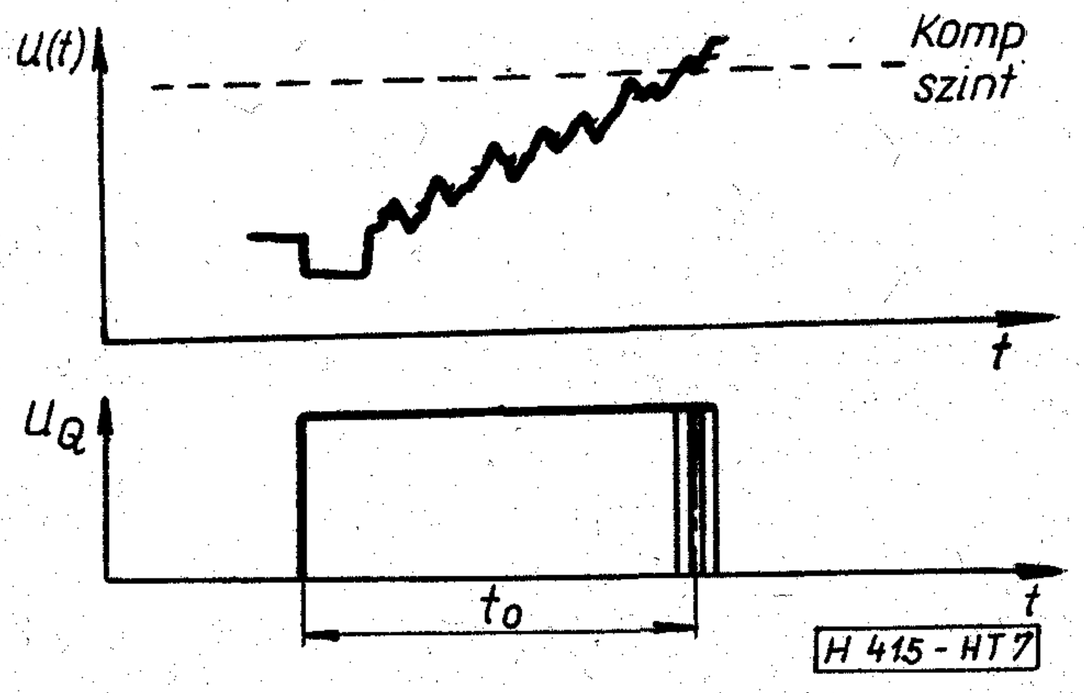
4. ábra



5. ábra



6. ábra



7. ábra

állapotot visszaállító áramkör az ábrán nincs feltüntetve. Az ábrán a C_x feltöltésében részt vevő elemek vastagon vannak kihúzva.

Ebben a körben a zajfeszültséget a rezisztív elemek hozzák létre, melyről részletesebben a későbbiekben lesz szó. A töltőáramkörben keletkező zajfeszültség a 6. ábrán bemutatott exponenciálisan felfutó jelre szuperponálódik, melynek az a következménye, hogy a komparálási szintet jelképező egyenest nem egy adott időben metszi át, így a kimeneten az impulzus szélessége jitteres lesz, lásd a 7. ábrát.

A (7) összefüggésben látható, hogy a demodulált kimenőjel az impulzusszélességgel lineárisan változik, így a jelen kívül zajfeszültség is keletkezik. Az alábbi levezetésnél egy egyszerűsítő közelítést alkalmazunk, azaz az exponenciális görbének és a komparálási szintnek a metszéspontjánál nem az exponenciális görbével, hanem annak érintőjével számolunk. Ez

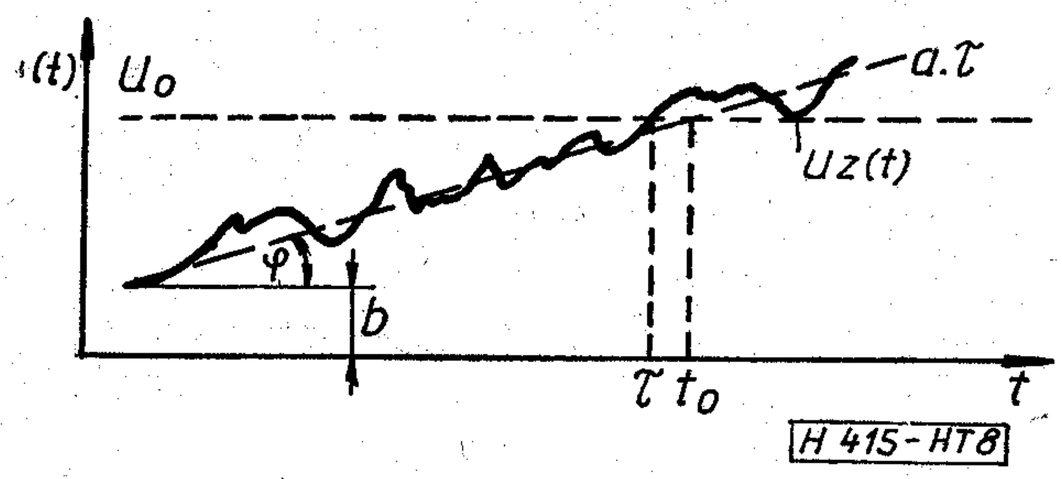
a közelítés megengedhető, mert a zajfeszültség több nagyságrenddel kisebb az exponenciális görbe csúcs-tól-csúcsig mért feszültség szintjéhez képest.

A 8. ábrán csak a görbe iránytangense van felvéve, az ábrából az alábbi összefüggések írhatók fel:

$$U = U_z(t) + a \cdot \tau + b, \tag{9}$$

ahol

$$\operatorname{tg} \varphi = a = \frac{dU}{dt}.$$



8. ábra

$U_z(t)$ Normális eloszlású zérus várható értékű zajfeszültség.

A rendszer akkor billen át, ha $U = U_0$, ahol U_0 a komparálási szint.

$$U_0 = U_z(t) + a \cdot \tau + b \tag{10}$$

melyből

$$= \frac{U_0' - U_z(t)}{a}; \qquad U_0' = U_0 - b, \tag{11}$$

ahol τ Gauss eloszlású véletlen változó függvény, melynek várható értéke:

$$E\{\tau\} = \frac{U_0'}{a} = t_0, \tag{12}$$

mivel

$$E\{U_z(t)\} = 0, \tag{13}$$

ahol az $E\{\ \}$ a várható érték szimbóluma.
szórása:

$$E\{[t - E(t)]^2\} = \sigma_\tau^2 = E\{t^2\} - E^2(\tau) =$$

$$= E\left\{\frac{U_0'^2}{a^2} - \frac{2U_0 \cdot U_z(t)}{a^2} + \frac{U_z^2(t)}{a^2} - \frac{U_0'^2}{a^2}\right\} =$$

$$= E\left\{\frac{U_z^2(t)}{a^2}\right\}, \tag{14}$$

ahol a (13) feltételt ismét alkalmaztuk.
Így

$$\sigma_\tau = \frac{\sigma_z}{a}, \tag{15}$$

ahol σ_z az $U_z(t)$ szórása, azaz az áramkörben keletkező zajfeszültség effektív értéke. A teljesség kedvéért az impulzus szélesség sűrűség függvénye is felírható:

$$f(\tau) = \frac{a}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_z} \cdot \exp \frac{-a^2(\tau - t_0)^2}{2 \cdot \sigma_z^2}. \tag{16}$$

A demodulátor kimenetén levő effektív zajfeszültség az előbbiek alapján felírható:

$$U_{z\,\mathrm{eff}} = \frac{A \cdot \sigma_\tau}{T} = A \cdot f \cdot \sigma_\tau. \tag{17}$$

4. A demodulátor jel-zaj viszonyának számítása

A jel-zaj viszonyt, mint a csúcslökethez tartozó demodulált jel effektív értékének és a kimeneten megjelenő zaj effektív értékének a hányadosát írhatjuk fel:

$$\frac{\text{jel}}{\text{zaj}} = \frac{\frac{\Delta U_m'}{\sqrt{2}}}{\Delta U_{z\,\mathrm{eff}}} = \frac{\Delta f \cdot t_0 \frac{A}{\sqrt{2}}}{A \cdot \sigma_\tau \cdot f} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{t_0}{\sigma_\tau} \tag{18}$$

(15)-öt behelyettesítve (18)-ba:

$$\frac{\text{jel}}{\text{zaj}} = \frac{a}{\sqrt{2}} \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{t_0}{\sigma_z}, \tag{19}$$

ahol

$$\sigma_z = \sqrt{E\{U_z^2(t)\}}.$$

Ez az összefüggés csak az impulzus szélesség sztohasztikus ingadozásából adódó jel-zaj viszonyt tartalmazza. Az impulzus magassága is hasonló véletlen ingadozású lehet, mely a (7) értelmében a demodulátor kimenetén zajt okoz. Ezek az amplitúdó ingadozások viszont egyszerűen eltávolíthatók egy megfelelően méretezett vágó áramkörrel.

Az „q" paraméter a következők szerint határozható meg: Adjunk U_T amplitúdójú egységugrást a C_x-re. Laplace transzformációval az ismert összefüggést kapjuk:

$$U(t) = U_T(1 - \exp[-t/\tau_0]), \tag{20}$$

ahol

$$\tau_0 = R_x \cdot C_x \tag{21}$$

$$\frac{dU(t)}{dt} = [\exp(-t/\tau_0)] \cdot \frac{U_T}{t_0}. \tag{22}$$

A (20)-ból exp. $-t/\tau_0$-at kifejezve és (22)-be behelyettesítve:

$$a = \frac{dU}{dt} = \left(1 - \frac{U(t)}{U_T}\right) \cdot \frac{U_T}{\tau_0}, \tag{23}$$

ahol

$$U_T = V_{cc} - U_{CE}(Q8) - U_{D5}. \tag{24}$$

$U_z(t)$ zajfeszültség numerikus számításához vizsgáljuk meg az 5. ábra vastagon kihúzott részletét, mely a töltő áramkört mutatja. A töltés folyamatában az R_x, Q_8 és D_5 elemek vesznek részt, melyek között az R_x zaja a domináló.

Mind az integrált áramkörbe beépített, mind a kívülről csatlakoztatott ellenállás két különböző típusú, egymással csak igen kis tartományban korellált zajt termelnek. Az első típusú zaj az elektronok hőmozgásának a következménye az ún. Johnson-zaj. Ez egyenletes frekvenciaspektrummal rendelkezik igen magas frekvenciákig. A második típusú zaj az ún. áram-zaj, melynek frekvenciaspektruma nem egyenletes, ez a flicker vagy $1/f$ zaj, melynek értékét adott típusú és értékű ellenállásokra a katalógusok adják meg [6].

Így az ellenálláson keletkező zajfeszültség:

$$E\{U_z^2\}=4kTR_x\cdot B_{\text{eff}}+E\{U_l^2\}, \qquad (25)$$

ahol

$k=1{\cdot}38{\cdot}10^{-23}W/°C$,

T az abszolut hőmérséklet $K°$-ban,

B_{eff} az effektív zajsávszélesség.

Megjegyzendő, hogy a katalógusok $E\{U_l^2\}$-et $\mu V/V$ értékben adják meg [6], ami azt mutatja, hogy hány mikrovolt effektív zajfeszültség keletkezik 1 kHz sávszélességben 1 kHz közepes frekvencia környezetében, ha 1V feszültséget adunk az ellenállás sarkaira. B_{eff} számításánál elvileg az egész rendszer hálózatfüggvényével kellene számolnunk, de az esetek többségében elegendő a demodulátor utáni aluláteresztő szűrő effektív zajsávszélességét figyelembe venni.

$E\{U_l^2\}$ számításánál nem szabad elfelejtkeznünk a frekvenciaspektrum $1/f$ szerinti eloszlásáról, melynél az alábbiak szerint kell eljárni:

$$E\{U_l^2\}=\int_{f_1}^{f_2} S(f)\cdot|H(f)|^2\,df, \qquad (26)$$

ahol

$$S(f)=S_c\cdot\frac{f_c}{f} \qquad (27)$$

egyoldalas teljesítmény sűrűség spektrum,

S_c a thermikus zaj teljesítménysűrűsége,

$H(f)$ a hálózatfüggvény.

S_c és f_c kapcsolatát lásd a 9. ábrán.

A (27) összefüggés csak $f_2<f_c$ tartományban érvényes, ahol nem kell a korellációt sem figyelembe venni. A Q_8 és D_5 elemek zaja egyszerre tárgyalható, mert mindkét elem nyitott p-n átmenetként működik. A zajáram négyzete egy p-n átmenetre

$$I_z^2=[4kTG-2qI]\cdot B_{\text{eff}}, \qquad (28)$$

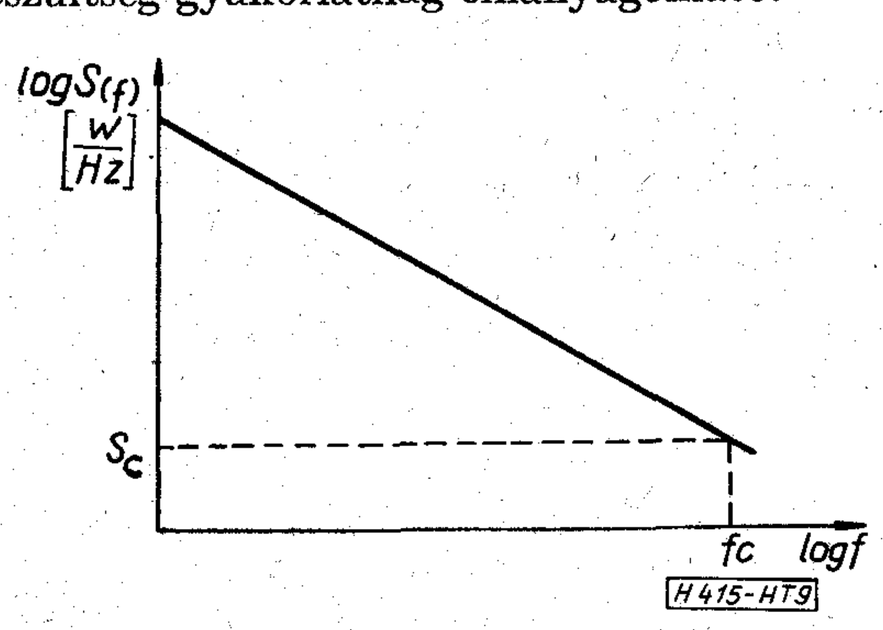
ahol

G a dióda konduktanciája,

$q=1{,}6\cdot10^{-19}$ A/s,

I a diódán átfolyó áram A-ben.

A részletes számítások azt mutatják, hogy a nyitott p-n átmenet sarkain a zajfeszültség igen kicsiny még akkor is, ha az $1/f$ összetevőt is figyelembe vesszük, ugyanis a (28) szerinti zajáram csak néhányszor 10 Ω ellenálláson folyik át, így az azon keletkező zajfeszültség gyakorlatilag elhanyagolható.



9. ábra

5. Alkalmazási példa

Számítsuk ki az alábbi adatokkal rendelkező RC deemphasis szűrővel ellátott impulzusszámlálós demodulátor jel-zaj viszonyát:

Vivőfrekvencia	500 kHz
Frekvencialöket	50 kHz
Deemphasis időállandó	50 μsec.

$C_x=82$ pF; $R_x=10$ kΩ; $V_{cc}=5$ V

Alkalmazott integrált áramkör SN 74121 N

A kimeneti jel-zaj viszonyhoz ki kell számítani a (9) szerint definiált „a" paramétert, melynek számításához ismerni kell a multivibrátor belső komparálási szintjének a telepfeszültséghez való viszonyát. (23)-ból kifejezve:

$$\frac{U(t)}{U_T}=1-e^{-t_0/\tau_0}$$

$$\tau_0=R_x\cdot C_x=10^4\cdot8{,}2\cdot10^{-11}=8{,}2\cdot10^{-7}$$

$$t_0=R_x\cdot C_x\cdot\ln 2=8{,}2\cdot10^{-7}\cdot\ln 2=5{,}7\cdot10^{-7}$$

$$\frac{U(t)}{U_T}=0{,}5,$$

mivel

$$U_T=V_{cc}-U_{cc}(Q_9)-U_{(D5)}$$

$$U_{CE}(Q_9)\approx U(D_5)\approx0{,}6V$$

$$U_T=5-1{,}2=3{,}8V$$

$$a=\frac{dU}{dt}=\left(1-\frac{U(t)}{U_T}\right)\cdot\frac{U_T}{\tau_0}=0{,}5\cdot\frac{3{,}8}{8{,}2\cdot10^{-7}}=2{,}3\cdot10^6$$

A billenési szint:

$$U(t)=U_T\cdot0{,}5=0{,}5\cdot3{,}8=1{,}9V$$

Az ellenálláskatalógus (Remix) R 512 típusú kis zajú ellenállásra 10 Ω-os értéknél, kisebb mint 1 μV effektív zajt garantál, ha az ellenállás sarkain 1 V feszültség van az IEC szerinti sávszélességnél.

Esetünkben a billenési szintnél, azaz 1,9 V-nál, ha elfogadjuk a fenti 1 $\mu V/V$-ot, mint maximális értéket:

$$\sqrt{\overline{U_z''^2}}=1{,}9\ \mu V_{\text{eff}}$$

1 kHz-es sávszélességben az 1 kHz frekvencia környezetében, 1 Hz-es sávszélességre átszámítva:

$$\sqrt{\overline{U_z'''^2}}=\sqrt{\overline{U_z''^2}}\cdot\frac{1}{\sqrt{B}}=\frac{1{,}9\,\mu V}{\sqrt{1000}}=0{,}06\ \mu V/\sqrt{\text{Hz}}.$$

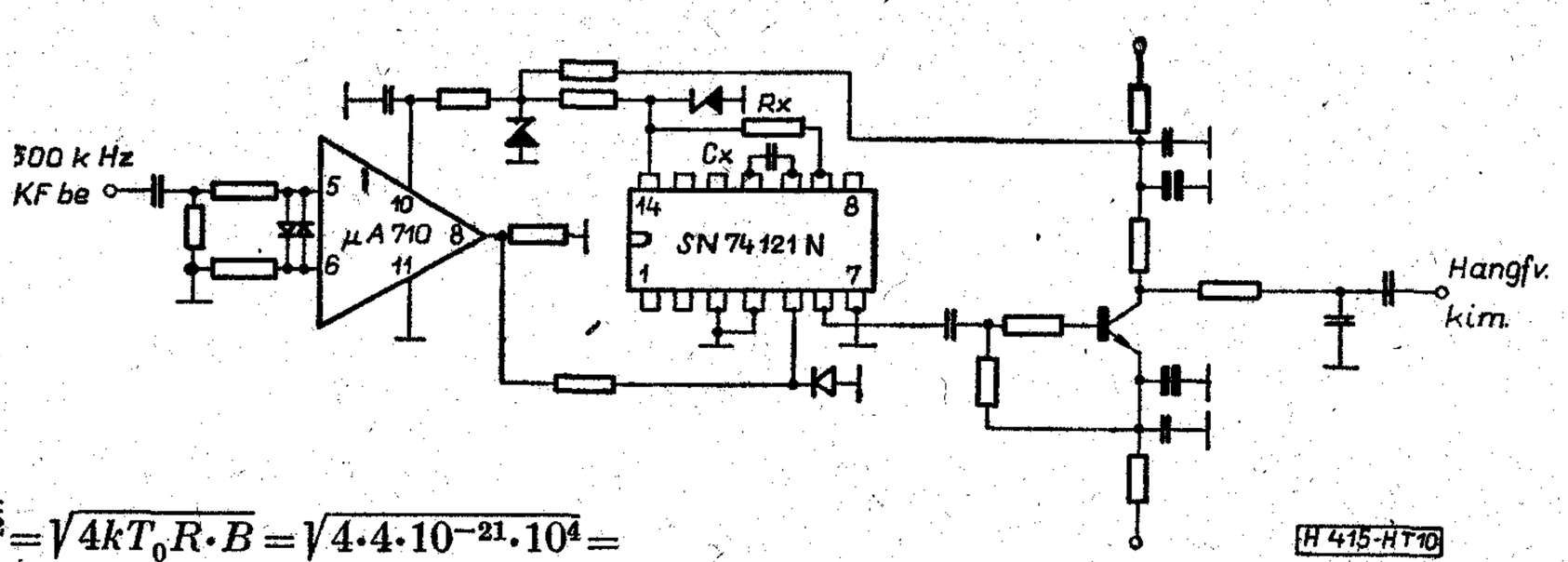
U_z'''-vel az 1 kHz-es pontban felvehetjük a teljesítmény sűrűségértékét:

$$S_{(f=1\text{ kHz})}=\left[\frac{6\cdot10^{-8}\text{ V}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right]^2=3{,}6\cdot10^{-15}\text{ V}^2/\text{Hz}.$$

Ezzel az értékkel szerkeszthetünk egy a 9. ábra szerinti teljesítménysűrűség-görbét úgy, hogy a fenti pontból egy 3 dB/oktáv meredekségű egyenest húzunk $1/f$ összefüggés értelmében.

Szükségünk van még a thermál-zajszint teljesítménysűrűség értékére is:

$B=1$ Hz; $R=10^4$; $4kT_0=4\cdot10^{-21}$ (szobahőn)



10. ábra

adatokkal:

$$\sqrt{\overline{U_z^{*2}}} = \sqrt{4kT_0R \cdot B} = \sqrt{4 \cdot 4 \cdot 10^{-21} \cdot 10^4} = 1{,}28 \cdot 10^{-8}\ V/\sqrt{Hz},$$

ezzel

$$S(f)_{th} = 1{,}64 \cdot 10^{-16}\ V^2/Hz.$$

Ez definíciószerűen (lásd a 9. ábrát):

$$S(f)_{th} = S_c.$$

Az előbbi 3 dB/oktávos egyenes ezt az S_c teljesítmény sűrűségszintet $f_c = 18$ kHz értéknél metszi.

Mivel az f_c frekvencia a rendszerünk felső határfrekvenciája felett van, jó közelítéssel az $1/f$ szerinti teljesítmény sűrűségspektrummal számolhatunk. A deemphasis RC szűrő miatt a hangfrekvenciás tartományban hálózatfüggvényünk nem konstans, így a kimeneten létrejövő zajteljesítmény négyzetátlaga:

$$S(f) = S_c \cdot \frac{f_c}{f},$$

valamint

$$|H(jf)|^2 = \frac{1}{1 + (f/f_a)^2}$$

összefüggéseket felhasználva:

$$\overline{U_z^2} = \int_{f_1}^{f_2} S_c \cdot \frac{f_c}{f} \cdot \frac{1}{1 + (f/f_a)^2}\, df.$$

Ezt integrálva

$$\overline{U_z^2} = \frac{S_c \cdot f_c}{2} \cdot \ln \frac{f^2}{1 + (f/f_a)^2}\Bigg|_{f_1}^{f_2}$$

$f_1 = 15$ Hz alsó, $f_2 = 20$ kHz felső határfrekvenciával. valamint $f_a = 3{,}2$ kHz értékkel (ahol f_a az 50 μsec. RC tag törésponti frekvenciája.).

$$\overline{U_z^2} = \frac{1{,}64 \cdot 10^{-16} \cdot 1{,}8 \cdot 10^4}{2} \left[\ln \frac{(2 \cdot 10^4)^2}{1 + \left(\frac{2 \cdot 10^4}{3{,}2 \cdot 10^3}\right)^2} - \ln \frac{15^2}{1 + \left(\frac{15}{3{,}2 \cdot 10^3}\right)^2} \right] = 1{,}57 \cdot 10^{-11}$$

$$\sqrt{\overline{U_z^2}} = \sigma_z = 3{,}95\ \mu V_{eff}.$$

A jel-zaj viszony a demodulátor kimenetén:

$$\frac{\text{jel}}{\text{zaj}} = \frac{a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\Delta F}{f_0} \cdot \frac{t_0}{\sqrt{\overline{U_z^2}}} = \frac{2{,}3 \cdot 10^6}{\sqrt{2}} \cdot \frac{5 \cdot 10^4}{5 \cdot 10^5} \cdot \frac{5{,}7 \cdot 10^{-7}}{3{,}95 \cdot 10^{-6}} = 2{,}36 \cdot 10^4.$$

Jel/zaj = 88 dB. Ez a legrosszabb esetre számított érték.

Egy vágófokozattal kiegészített FM-demodulátort megépítve a mért jel/zaj 94 dB volt.

A fenti 88 dB-es számított érték 1 μV/V-os áramzajú ellenállásra vonatkozik. A valóságban az R 512 ellenállások zaja ennél jobb. A fenti 94 dB egy kis zajú példány méréséből adódott. Más ellenállástípust beépítve a mért zaj 6—8 dB-el rosszabb volt a fenti értéknél. Megjegyzendő, hogy R_x helyére célszerű indukciószegény huzalellenállást alkalmazni, melynek az áramzaja igen csekély.

A megépített domodulátor teljes kapcsolási rajza a 10. ábrán látható, melynél a kimeneti vágófokozat amplitúdózajra optimalizálva van.

A fenti adatok mérése TT 1550 típusú psophométerrel (Elektronika ktsz) történt „Flat I", azaz 15 Hz...20 kHz-es tartományban egyenletes átviteli karakterisztikájú belső szűrővel. Súlyozott CCIR átviteli karakterisztika esetén 100 dB feletti érték adódott, mely mérés pontosságát a psophométer saját zaja is korlátozta.

Az egyenletes átvitelű üzemmódban a psophométer kimenetére egy spektrum analizátort csatlakoztatva a zajspektrum $1/f$ jellege igazolható.

A fenti zajmérésekhez a modulálatlan vivőt egy 0,5 MHz-es kristályoszcillátor szolgáltatta. A vonatkoztatási jelszint mérésénél egy 0,5 MHz-re transzponált FM szignálgenerátor jele lett felhasználva.

6. Összefoglalás

Jelen cikkben a monostabil multivibrátorral megvalósított FM-detektor belső zajára vonatkozó jel-zaj viszony összefüggést határoztuk meg. A jel-zaj viszony elsősorban a kívülről csatlakoztatott, impulzusszélességet beállító ellenállás zajától függ, melynek alkalmas megválasztásával a kimeneti zajszint alacsony értéken tartható.

IRODALOM

[1] *Dr. Komarik J.:* Számláló diszkriminátor méretezése. Magyar Híradástechnika, 1960 október.
[2] *A. H. Seidman:* Pulse-Counting Detector for FM Tuners Electronics World, 1967 jan.
[3] *T. S. Gray, R. M. Walker:* Design of a Retriggerable IC One-Shot. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1970 aug.
[4] *Dr. Komarik J.:* Az impulzusszámlálás elvének alkalmazása FM jel demodulálására. Magyar Híradástechnika, 1961 dec.
[5] *Dr. Ambrózy A.:* Elektronikus zajok, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.
[6] IEC recommendation, publication 195, 1965.
[7] *A. Papoulis:* Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. Mc Graw-Hill Book, 1965.
[8] *V. F. Arnold:* FM/AM Modulation Meter, Marconi Instrumentation, 1965. dec.

LENGYEL JENŐ
Országos Mérésügyi Hivatal

Mikrohullámú teljesítménymérő nagypontosságú közvetlen kijelzéssel

ETO 621.317.784.029.6

Az Országos Mérésügyi Hivatal mikrohullámú laboratóriumában a műszerek vizsgálatakor, nemzetközi összehasonlítások során gyakran jelentkezik a feladat, hogy nagyszámú nagyfrekvenciás teljesítményértéket kis bizonytalansággal kell megmérni. A mW-os tartományban erre a célra legtöbbször barettert, illetve termisztort tartalmazó, önkiegyenlítő ellenálláshidat alkalmaznak. A jól bevált, kitűnő stabilitású mérési módszer további javítására irányuló fejlesztés során egy közvetlen kijelzést biztosító áramkör készült el, amely lehetővé teszi a hosszadalmas számítás elkerülését és a mérés pontossági szintjét nem csökkenti.

A kifejlesztett műszert ismertető tanulmány a következőképpen tagolódik:

— Az automatikus kiegyenlítésű mérőhíd működésének összefoglalása, átviteli függvényének felírása, a feldolgozandó jelek definiálása. Pontossági igények.

— Az analóg áramkörök ismertetése. A pontosságot és stabilitást javító áramköri részletek tárgyalása.

— Az ellenőrző mérések eredményeinek ismertetése.

Automatikus kiegyenlítésű teljesítménymérő hídkapcsolás

Az 1. ábrán látható a hídáramkör. A híd mindig kiegyenlített állapotban üzemel, mivel a hídelemek részt vesznek az erősítő visszacsatolásában; az erősítő éppen akkora áramot kényszerít a hídra, hogy a bolométer ellenállása mindig egyenlő a kiegyenlített állapothoz szükséges R értékkel. A bolométer munkaponti ellenállása így állandó, értéke csak a többi hídellenállás nagyságától függ. A bolométeren átfolyó egyenáram teljesítménye legyen P_{1e}. Ha a bolométerre nagyfrekvenciás teljesítmény is jut, az elnyelt nagyfrekvenciás teljesítmény hőhatása megváltoztatná a bolométer ellenállását, de a hídáramkör a bolométer egyenteljesítményét visszaszabályozza úgy, hogy a nagyfrekvenciás teljesítmény (P_{MH}) és a megmaradt egyenteljesítmény (P_{2e}) összege egyenlő legyen a nyugalmi egyenteljesítménnyel:

$$P_{MH}=P_{1e}-P_{2e}. \tag{1}$$

Ha kimeneti jelnek a hídfeszültséget tekintjük, az elnyelt nagyfrekvenciás teljesítmény a következőképpen írható fel:

$$P_{MH}=\frac{U_1^2}{4R}-\frac{U_2^2}{4R}, \tag{2}$$

ahol U_1 a hídfeszültség nagyfrekvenciás teljesítmény nélkül, U_2 pedig a hídfeszültség nagyfrekvenciás teljesítménnyel, R a bolométer munkaponti ellenállása.

Az összefüggés másképpen is felírható:

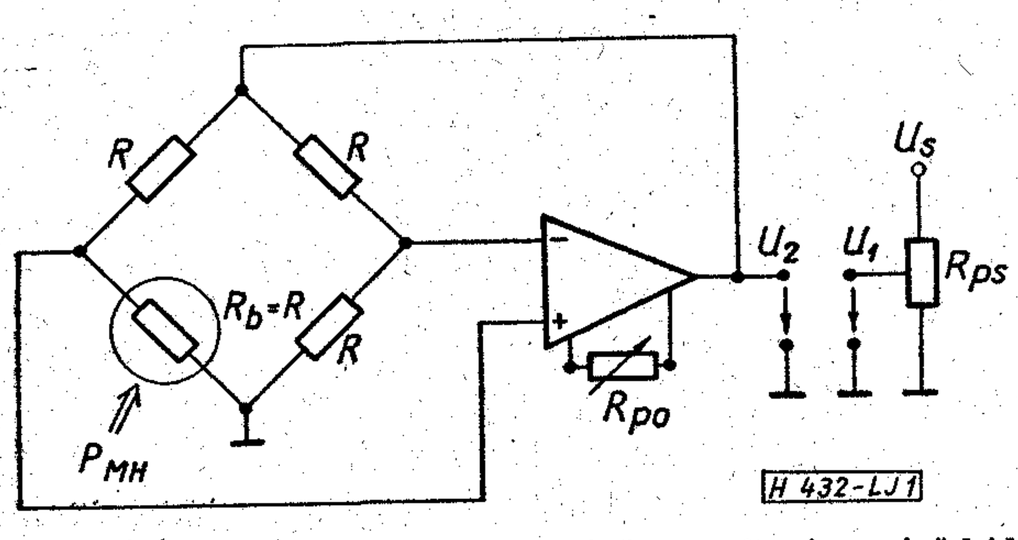
$$P_{MH}=\frac{1}{4R}(U_1+U_2)(U_1-U_2). \tag{3}$$

Látható, hogy a mérendő nagyfrekvenciás teljesítmény kellő pontossággal történő megjelenítése több számítási művelet elvégzését igényli. Mérni kell két, különböző időpontban fellépő feszültséget, ezeket fel kell jegyezni (illetve tárolni), majd tagonkénti négyzetreemelés, különbségképzés és konstanssal való szorzás következik [a (2) összefüggés szerint]; vagy egy összegzés és egy különbségképzés, a kapott eredmények összeszorzása és konstanssal való szorzás [a (3) összefüggés szerint].

A módszer hosszadalmas, de nagy pontosságot biztosít. A hídfeszültség vagy hídáram közvetlen mérésével is megoldható elvileg a kijelzés, de a teljesítményben kalibrált skála nem lineáris és meglehetősen pontatlan. Ezért érdemes a számításos eljárást alkalmazni. Ha a feszültségeket megfelelő pontosságú digitális egyenfeszültségmérő méri, a hídkapcsolás mérési hibája az alábbi okokra vezethető vissza:

— a hídelemek toleranciája,
— a híderősítő driftje,
— a híderősítő véges erősítése,
— a híderősítő véges bemenőellenállása,
— a fellépő termofeszültségek,
— a környezeti hőmérséklet megváltozásának a bolométerre gyakorolt hatása.

Bebizonyítható, hogy ezen tényezők közül a környezeti hőmérséklet megváltozása miatti bolométer-munkaponteltolódás a domináns hibaok [4, 6]. Ez azt



1. ábra. Automatikus kiegyenlítésű teljesítménymérő híd kapcsolása

R_b – bolométer
R_{ps} – nullázás
R_{po} – ofszet komp.
P_{MH} – mikrohullámú telj.
$U_1=U_2/P_{MH}=0$ – hídfesz.

Beérkezett: 1975. XI. 26.

jelenti, hogy a mérést igen gyorsan kell elvégezni, és kívánatos valamilyen hőkompenzálást is végezni. A második jelentős hibaok a hídelemek különbözősége. Kereskedelmi precíziós ellenállásokból felépült híd esetében a teljesítménymérés összhibája kb. 0,1%.

Tekintsük a (3) összefüggést. Itt egy szorzat szerepel, tehát egy analóg szorzóáramkör alkalmas a teljesítményérték közvetlen kijelzésére, amennyiben az a mért feszültségértékek összegét, illetve különbségét kapja bemeneteire. Az U_1 feszültség egy előzetes „nullázás" során beállítható, értékét egy potenciométer, vagy a mérőhíddal azonos felépítésű, nagyfrekvenciás teljesítménnyel nem táplált hőkompenzáló híd tartja; az U_2 feszültség pedig mindaddig jelen van, amíg nagyfrekvenciás teljesítmény esik a bolométerre. A nehézséget az okozza, hogy az analóg szorzó bizonytalansága nem haladhatja meg a mérőáramkör bizonytalanságát, azaz a mérés pontosságát a számítóegység nem csökkentheti.

A feladat tehát úgy jelentkezik, hogy egy legalább 0,1% pontosságú analóg számítóegységet kell tervezni, amelynek átviteli függvénye a következő:

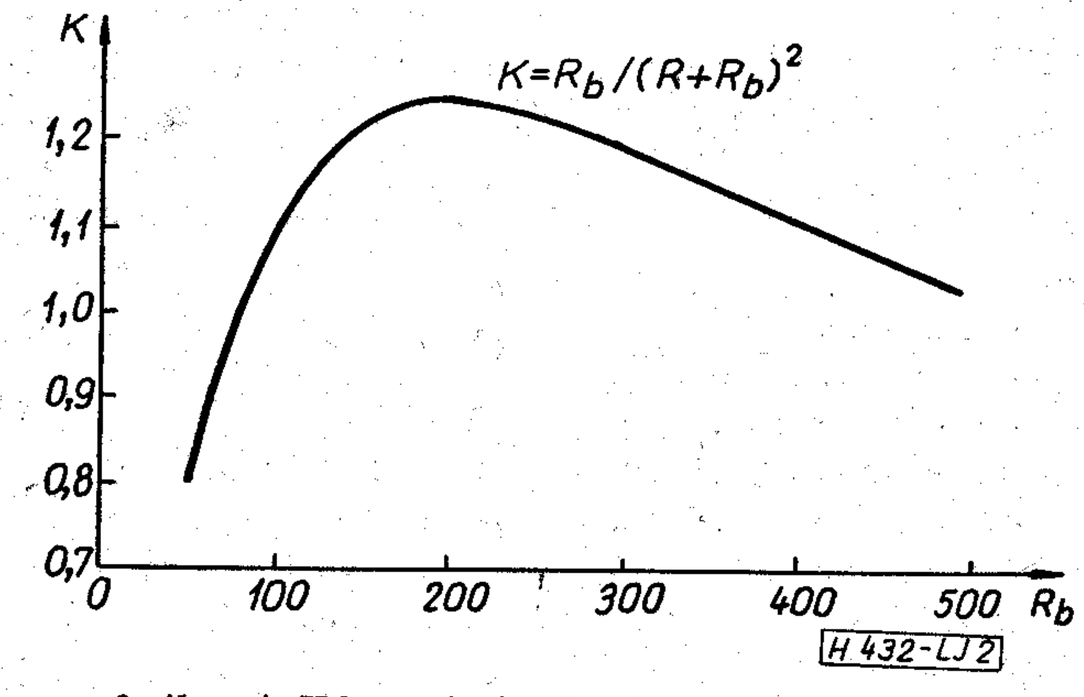
$$U_z = K(U_1 + U_2)\cdot(U_1 - U_2)\,. \qquad (4)$$

Itt U_z a kimeneti feszültség, amelynek számértéke egyezik a mért, mW-ban kifejezett teljesítmény számértékével, K pedig 1/V dimenziójú állandó.

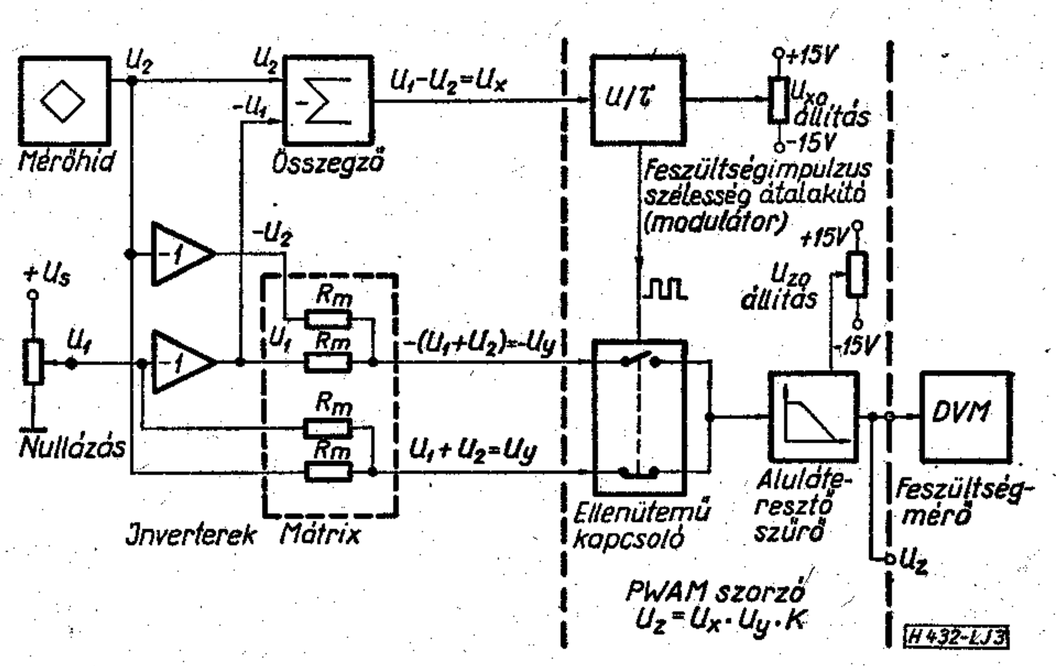
Az 1—10 mW-os teljesítmények mérésére alkalmas, tipikusnak mondható $R_b = 200$ ohm munkaponti ellenállású, $I_b = 8{,}75$ mA munkaponti áramú baretterhez célszerű a mérőhidat 200 ohmos ellenállásokból felépíteni. Egy ilyen hídra az U_1 feszültség kb. 3,5 V, $U_2 = 2 \div 3{,}5$ V, a K állandó pedig 1,25 1/V. Más ellenállású baretter is kapcsolható a hídba, ha a szemközti hídág ellenállását azonos értékűre váltja egy átkapcsoló. Ilyenkor K értéke is változik. A 2. ábra mutatja a beállítandó K értékeket a baretterellenállás függvényében. A leggyakoribb értékeket nyomógombbal lehet a műszeren beállítani, de folyamatos szabályzásra is van mód.

Az analóg áramkör ismertetése

A kívánt átviteli függvényt megvalósító áramkör alapeleme egy nagypontosságú analóg szorzó. A szó-



2. ábra. A K kalibrációs állandó értékei az R_b bolométer-ellenállás függvényében ($R = 200$ ohmos felső hídági ellenállások esetén)



3. ábra. Közvetlen kijelzésű teljesítménymérő blokkvázlata

bajöhető szorzókapcsolások elemzése során kiderült [1, 6], hogy az egyidejű, lineáris impulzusamplitúdó és -szélesség modulációra alapított módszer (PWAM) ígéri a legnagyobb pontosságot. A 3. ábrán látható elrendezést azonban csak kis sávszélességigény esetén lehet alkalmazni, hiszen a jelátvivő láncban egy adott frekvenciájú impulzus a közbenső hordozó, amely határt szab az átvihető legnagyobb jelfrekvenciának. A teljesítménymérő áramkörnél azonban ez nem okoz bajt, mert a feldolgozandó jelek egyenfeszültségek. A sávszélességre vonatkozó egyetlen megkötés az, hogy a szűrőkör időállandója egy szokásos műszer-beállási időnél kisebb legyen; a leolvasónak ne kelljen sokat várnia az eredmény megjelenésére. A sávszélesség rovására lehet tehát a szigorú pontossági követelményeknek eleget tenni.

A 3. ábrán látható a műszer blokkvázlata, a szaggatott vonalak közötti rész a PWAM szorzó. A feszültség-impulzusszélesség átalakító integrált áramkörökkel felépített háromszöggenerátorból és komparátorból áll. A háromszöggenerátort integrátor és hiszterézises komparátor alkotja. Az igen nagy pontossággal állandó frekvenciájú, nagy linearitású háromszögjelet a komparátor összehasonlítja az U_x bemeneti feszültséggel. Ha $U_x = 0$, a komparátor kimenőjele 50%-os kitöltési tényezőjű négyszögfeszültség. Az U_x feszültség megváltozásakor arányosan nő vagy csökken a kitöltési tényező, azaz az impulzusszélesség arányos az U_x feszültség értékével.

Ezt a szélességmodulált jelet kapja a kapcsolóáramkör vezérlőjelként. Az ellenütemben vezérelt kapcsolók komplementer térvezérlésű tranzisztorok, amelyek felváltva az U_y, illetve a $-U_y$ feszültséget kapcsolják az összegző aluláteresztő szűrőre. A szélességmodulált impulzusjel tehát amplitúdóban is modulált lesz, $|U_y|$ értékének megfelelően.

Az aluláteresztő szűrő egy 1 Hz alatti levágási frekvenciájú elsőfokú aktív összegzőszűrőből és egy passzív LC-tagból áll. Kimenőjele az említettek szerint arányos az $|U_y|$ feszültséggel, valamint az idővel, amíg U_y, illetve $-U_y$ feszültség van jelen a bemenetén, tehát U_x feszültséggel is. Az U_z kimenőfeszültség, az impulzusjel modulációktól függő átlagértéke tehát

$$U_z = K\cdot U_x\cdot U_y, \qquad (5)$$

ami $U_x = U_1 - U_2$ és $U_y = U_1 + U_2$ helyettesítéssel megfelel a (4) összefüggésnek.

Elvileg akár az összeg-, akár a különbségfeszültséggel vezérelhető az impulzusszélesség-modulátor,

de a feltüntetett választás előnyösebb[1]. Mérés előtti nullázáskor az impulzusszélesség-modulátor 0 feszültséget kap, a kapcsolófokozatot megelőző összegzőmátrix pedig néhány voltos pozitív, illetve negatív feszültséget. Ez megkönnyíti a nullázást, a szűrőáramkör zavarérzékenysége a viszonylag nagy bemenőjelek miatt alacsony, az impulzusszélesség modulátor szűkebb dinamikus tartományban működik, mint az ellenkező esetben, így lineárisabb. Az elméletileg szükséges legalább három nullázási lépés helyett csak kettő számára van kivezetett beállítószerv, ugyanis az U_y jelet feldolgozó ellenállásmátrix és kapcsoló válogatott és illesztett elemekből áll, amelyek igen stabilaknak bizonyultak, itt utánállításra nincs szükség. A szűrőáramkörben állítható a kimeneti ofszet (U_{z0}), a hiszterézises komparátornál pedig a háromszögjel kis mértékű szinteltolásával az alapkitöltési tényező állítható be pontosan 50%-ra, (U_{x0}). A két nullázószerv egymásutáni használatával két lépésben elegendő pontossággal nullázható a műszer. Az előlapon elhelyezett átkapcsolóval adhatók a nullázáshoz szükséges feszültségek a kívánt helyre.

Az inverterek és az összegzőfokozat, valamint a komparátorok nagy stabilitású, kedvező offszet- és drift-adatokkal, nagy slew-rate-tel rendelkező integrált áramkörökkel épültek fel. A mérőhídban, a háromszöggenerátor integrátorában és a kimeneti szűrőben hőstabilizált, integrált áramkörökkel felépített erősítő üzemel. A passzív elemek is jó minőségűek, a mátrix elemei válogatottak. A háromszögfrekvencia stabilitása — így a műszer stabilitása is — igen érzékeny a háromszögfeszültséget előállító integrálókondenzátor minőségére. Ezért ezen a helyen TKE $= \pm 50.10^{-6}$/C° hőmérsékleti együtthatójú, KCO—10 típusú csillámkondenzátor működik. Jól stabilizált és szűrt tápfeszültségek biztosítják a stabil működést.

A kapcsolástechnika is az említett célt szolgálja. Az impulzusszélesség-modulátor felépítése olyan, hogy az időbeli változások kompenzálódnak, az egyszer ofszet-mentesített áramkör driftje az impulzus szélességében nem okoz érezhető változást. Az alapfrekvencia 300 Hz körüli érték, elegendően kicsi ahhoz, hogy az átkapcsolási tranziensek elhanyagolhatóak legyenek az egész periódusidőhöz képest.

A beépített kijelző három és fél digites panelműszer, $\times 1$, $\times 2$, $\times 0{,}5$ méréshatár-bővítéssel, de külső digitális egyenfeszültségmérő is csatlakoztatható a műszer által nyújtott pontosság teljes kihasználhatósága érdekében.

Az ellenőrző mérések eredményeinek ismertetése

Az összegző erősítő és az inverterek átviteli hibája nem haladja meg a 0,05%-ot. Drift-feszültségük a viszonylag nagy jelszint miatt nem okoz jelentős bizonytalanságot.

Az impulzusszélesség-modulátor linearitására jellemző, hogy több napig tartó mérési sorozatok által adott eredményeket számítógépen értékelve a regressziós tényezőre kapott érték $r^2 = 0{,}999\,999$.

A teljes analóg számítóáramkörre vonatkozó adatok: az egyszer nullázott készülék 2 óra alatti driftje a legkisebb méréshatárban is 0,05%-nál kisebb hibát eredményez; a tápfeszültségfüggés 0,008%/0,1 V. A mért teljesítményértékeknek megfelelő feszültségekre vonatkoztatott teljesítménymérési pontosság a nullázást követő időre még sokkal jobb, mint a hosszú időre mért 0,1%.

A K átviteli tényező értékét időnként ellenőrizni kell, ez jelenti egyúttal a műszer kalibrálását is.[2]

Értékes tanácsaiért, hathatós irányításáért köszönet illeti Herpy Miklóst, a TKI osztályvezetőjét; Schneider Ferencet, az OMH mérnökét az áramkörök megtervezésénél és bemérésénél nyújtott segítségéért.

Köszönetemet fejezem ki Török Andrásnak, az OMH mérnökének, aki a műszer tervezésében és megépítésében folyamatosan segítségemre volt.

IRODALOM

[1] *Herpy Miklós:* Analóg integrált áramkörök. Budapest, 1973. Műszaki Könyvkiadó.

[2] *Dr. Almássy György—Dr. Kenderessy Miklós—Dr. Róna Péter:* Mikrohullámú Kézikönyv. Budapest, 1973. Műszaki Könyvkiadó. Mikrohullámú méréstechnika, Teljesítménymérés.

[3] Microwave Power Measurement. Hewlett Packard, Application Note 74, 1969.

[4] *Edward E. Aslan:* Accuracy of a Temperature-Compensated Precision RF Power Bridge. IEEE, Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. IM—18 No. 3. September 1969 pp 232—236.

[5] *L. M. Zaksz:* Obrazcóvij avtomatyícseszkij termisztornij moszt posztojánnava tóka. Isszledoványija v óblasztyi ragyiotyehnyícseszkih izmerényij TIK, Vűpuszk 48(108) Moszkva—1960.

[6] *Lengyel Jenő:* Mikrohullámú teljesítménymérő tervezése Diplomaterv 1975.

[1] A részletes kapcsolási rajz [6] vizsgálatakor több egyszerűsítés kínálkozik. Pl. az $U_1 + U_2$ feszültséget ellenállásokkal összegezve lehet adni az impulzusszélesség modulátor bemenetére, az $U_1 - U_2$ különbségképzést pedig egy differenciálintegrátorral, amely egyúttal a szűrést is elvégzi. Az egyszerűbb változatok a kísérletek szerint a kívánt magas követelményeknek nem tettek eleget.

[2] Ha az invertereket ideálisnak tekintjük, az átviteli tényező az állítható összegző-erősítésen kívül csak a háromszögjel csúcsfeszültségétől függ, azzal fordítottan arányos. Az említett kompenzációk következtében ez a függés jelentősen kisebb, mint az összegzőerősítő erősítésdriftjének hatása.

Makó Zoltán kitüntetése

Az MTESZ XI. Közgyűlésén Makó Zoltánt, egyesületünk elnökségének tagját MTESZ Nagydíjjal tüntették ki, három évtizedes kiemelkedő társadalmi tevékenységéért.

Dr. SIMON GYULA
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

Nemlineáris karakterisztikájú eszközök egyfajta linearizálása és ennek numerikus optimálása

ETO 519.712.7:536.531

Számos műszaki problémával kapcsolatban felmerül annak igénye, hogy az alkalmazott elem (pl. átalakító) kimeneti jele a független változó lehető lineáris függvénye legyen. Ha a karakterisztika nem lineáris, akkor a kimeneti jelet megfelelő kompenzáló karakterisztika segítségével módosítani kell.

A továbbiakban általános módszert ismertetünk, amely egyszerű függvénytranszformáció bevezetésével a linearitási paraméterek nagymérvű javításához vezet.

1. A függvénytranszformációk vizsgálata

Tekintsük az $y=f(x)$ függvényt, amely az $[a, b]$ intervallumban folytonos, a függvény és differenciálhányadosa monoton. Az intervallum alsó határpontjában húzott érintőhöz viszonyított helyzete szerint kétféle függvényt különböztethetünk meg (1. ábra). Ha

$$\Delta=|f(b)-f(a)|-|M(b-a)|>0, \quad \text{akkor}$$

a függvény, a továbbiakban (alulról) konvex (1. görbe), ha viszont $\Delta<0$, akkor a továbbiakban (alulról) konkáv.

Itt $$M=\left.\frac{\mathrm{d}f(x)}{\mathrm{d}x}\right|_{x=a}.$$

Az általánosabb tárgyalásmód kedvéért normáljuk a függvényt úgy, hogy bevezetjük az

$$u=\frac{x-a}{b-a} \quad \text{és} \quad v=\frac{y-f(a)}{M(b-a)}$$

új változókat. Az új koordinátarendszerben a normált függvény a 2. ábra szerint alakul. Könnyen belátható, hogy

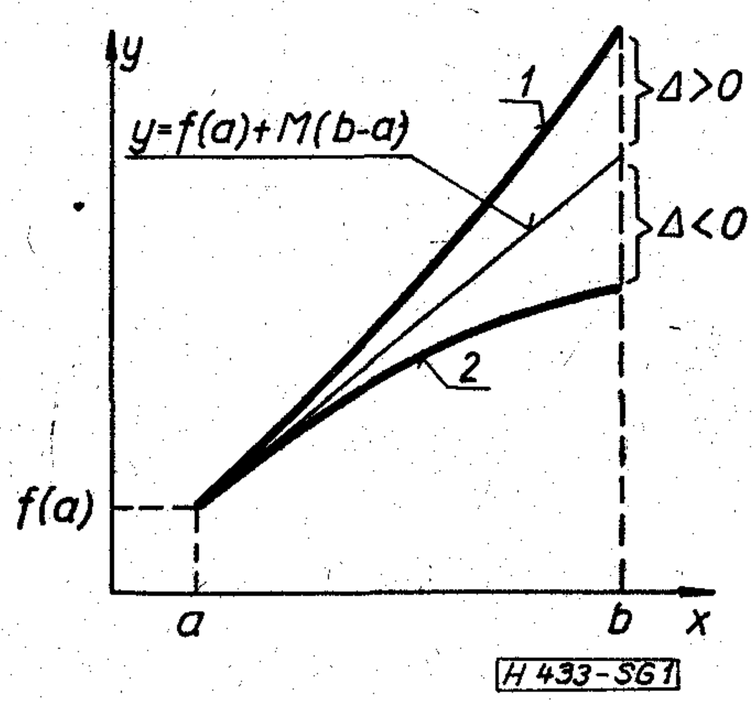
$$\delta=\frac{\Delta}{M(b-a)}, \tag{1}$$

és általánosabban: valamely egyenestől értelmezett relatív eltérésként az (1) által definiált jellemzőt választva, ez valóban a linearitási hiba szokásos definíciójával egyenértékű.

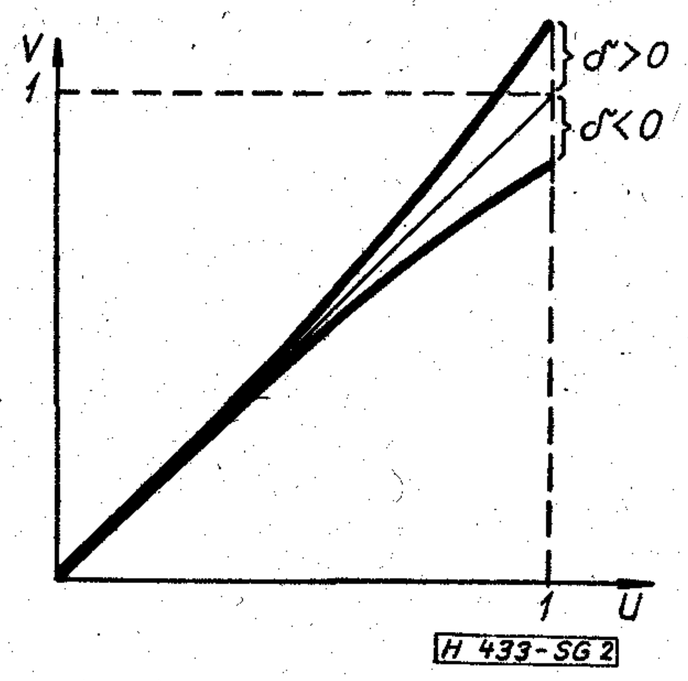
Az eredeti függvény linearitáshibáját transzformáció segítségével szeretnénk csökkenteni. A transzformáció utáni új függő változónk legyen z.

A választott transzformáció:

$$z=\frac{v(u)}{v(u)+K}, \tag{2a}$$



1. ábra



2. ábra

vagyis

$$z=1-\frac{K}{v(u)+K}. \tag{2b}$$

A (2*a*) és (2*b*) kifejezések alapján belátható, hogy linearitási szempontból a

$$z_1=\frac{v(u)}{v(u)+K},$$

illetve

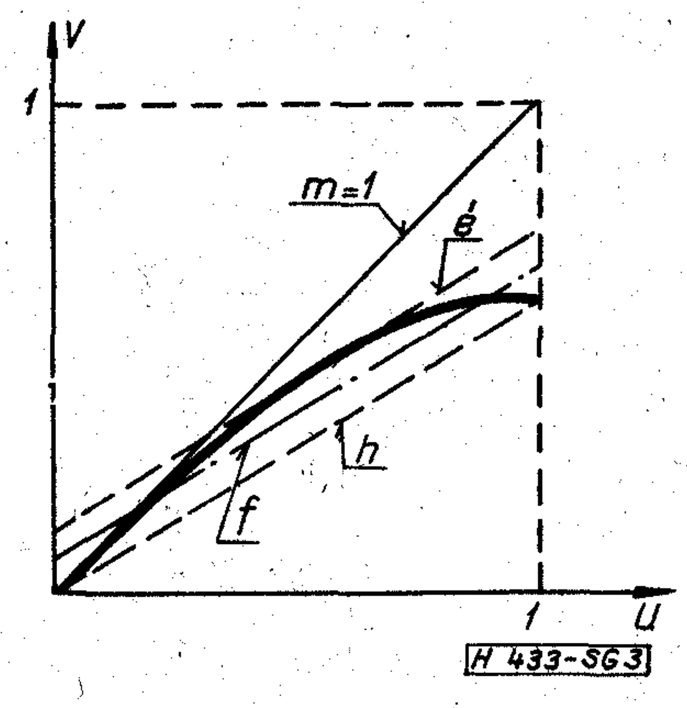
$$z_2=\frac{K}{v(u)+K}$$

transzformáltak egyenértékűek.

Eredeti függvényünk maximális nemlinearitási hibájának jellegét a 3. ábra segítségével szemléltethetjük. Ha adott görbének a közelítő függvénytől való maximális eltérését szeretnénk minimálni, akkor biztosítanunk kell, hogy egyenlő abszolút értékű hibák lépjenek fel (Csebisev-közelítés). A 3. ábra

Beérkezett: 1975. XI. 26.

rögzített görbéhez tartozó optimálisan közelítő egyenes meghatározását szemlélteti. A *h* húr és a húrral párhuzamos *é* érintő közé berajzolt *f* felező egyenes lesz, a Csebisev-értelemben optimálisan közelítő lineáris függvény.



3. ábra

A rendszer szabadsági fokának növelése a transzformáció bevezetésével lehetséges. Az eggyel több zérus hibájú pont és ezzel együtt eggyel több helyi hiba-szélsőérték megvalósításának feltétele nyilvánvalóan az, hogy a *z* függvény az érdekes tartományban ($0 \leqq u \leqq 1$) inflexiós ponttal rendelkezzen, vagyis legyen olyan *u* érték, melynél a transzformált függvény második deriváltja zérus.

Vizsgáljuk meg ennek feltételét:

$$\frac{\partial^2 z}{\partial u^2}=\frac{K}{(v+K)^2}\,\frac{\partial^2 v}{\partial u^2}-2\cdot\frac{K}{(v+K)^3}\left(\frac{\partial v}{\partial u}\right)^2=0.$$

Így az inflexiós pontra:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial u^2}\,\frac{v+K}{2}=\left(\frac{\partial v}{\partial u}\right)^2. \qquad (3)$$

Minthogy $\left(\frac{\partial v}{\partial u}\right)^2>0$, így (3) teljesítéséhez konvex függvénynél $v+K>0$, míg konkáv függvénynél $v+K<0$ szükséges. A (3) feltétel teljesítése *K* megfelelő megválasztásával nyilván biztosítható tetszés szerinti *u* értékre. Másik fajta függvényünknél konstans értéket szeretnénk közelíteni. Eredeti függvényünk $v(u)$ az érdekes tartományban monoton, s differenciálhányadosa szintén monoton. A transzformáció az alábbi:

$$z(u)=v(u)\cdot\frac{K}{g(u)+K}, \qquad (3a)$$

ahol $g(u)$ ugyanolyan tulajdonságú, mint $v(u)$.

A szélsőérték feltétele $z'(u)=0$ alapján:

$$K\cdot v'+f\cdot v'-v\cdot f'=0,$$

ami *K* megfelelő megválasztásával nyilván biztosítható.

2. A javulás mértéke

A legegyszerűbb esetektől eltekintve (pl. konstans közelítése hatványsorral: Csebisev-polinomok) a Csebisev-jellegű optimális közelítések csak numerikus módszerekkel találhatók meg. Az elérhető javulás nagyságrendi becslésére válasszuk az alábbi másodfokú konkáv függvényt:

$$v=u-\delta\cdot u^2, \qquad (4)$$

és legyen δ értéke 10%.

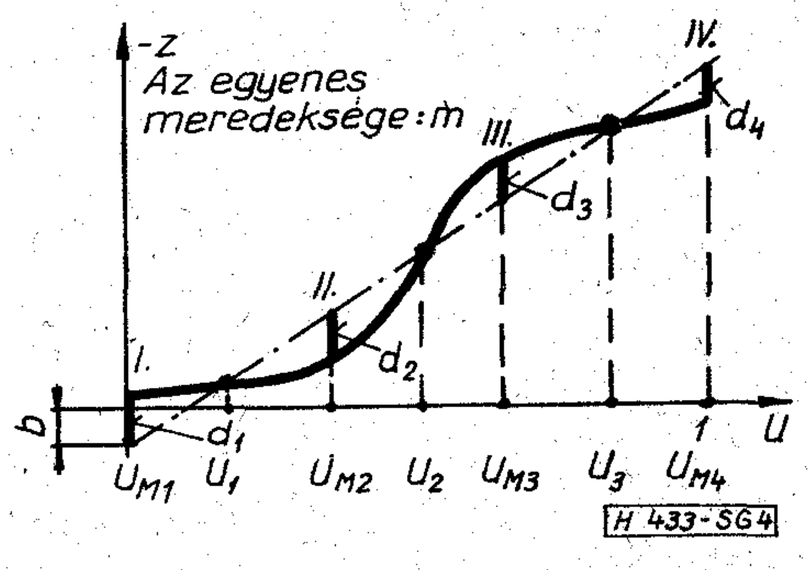
(1) alapján a linearitáshibát a következőképpen írhatjuk fel:

$$l=d/m,$$

ahol *d* a névleges lineáris karakterisztikától való eltérés, míg *m* ezen egyenes meredeksége. A 3. ábra alapján a Csebisev-metrikában optimális egyenestől való három egyenlő abszolút értékű maximális eltéréshez tartozó linearitáshiba esetünkben:

$$l=\frac{\delta}{4(1-\delta)}=2{,}78\%. \qquad (5)$$

Válasszuk most meg a (2*a*) transzformáló kifejezésben *K* értékét úgy, hogy a transzformált görbe $U_1=1/6$; $U_2=1/2$ és $U_3=5/6$ pontjai essenek egy egyenesre (4. ábra).



4. ábra

A numerikus számítást elvégezve az eredmények:

$$K=-8{,}564,$$

$$m=\ \ 0{,}1176,$$

$$b=-0{,}000096.$$

A meredekségre normált *l* linearitási hiba értékek az egyes tartományokban:

Tartomány	I.	II.	III.	IV.
l[‰]	0,81	−0,17	0,18	−0,9

A végeredményből arra következtethetünk, hogy a zérus hibájú pontok megválasztása nem optimális, mert a hibák abszolút értéke igen különböző. A numerikus optimálás algoritmusa éppen ezen alapulhat: a zérus hibájú pontok eltolhatók úgy az *u* tengely mentén, hogy a maximális eltérések abszolút értéke (gyakorlatilag persze megengedett hibakorláton belül) azonos legyen. Az is kitűnik, hogy a nem optimális metszéspont-eloszlás ellenére a javulás mértéke kb. 1,5 nagyságrendet tesz ki.

A numerikus analízis általános tételei rendszerint csak a javulás-függvény jellegére adnak felvilágosítást, de a műszaki gyakorlat szempontjából érdekes számszerű eredmények nem származtathatók. Ezért a javulás mértékének általánosabb tárgyalásától ezen a helyen eltekinthetünk.

3. Elektronikus alkalmazások lehetőségei

Az alkalmazások körét most olyan esetekre szűkítjük, mikor az átalakításnál szerepet játszó függvény ellenállás jellegű. Ilyen analóg rendszereknél nemlineáris transzfer karakterisztikájú linearizáló áramkör használható, digitális kijelzésű esetben a korrekció történhet az A/D átalakító kimeneti jelének módosításával is (korrekciós program). Ezek a megoldások viszonylag költségesek és bonyolultak. A linearitáshiba az 1. pontban említett egyszerű transzformációval (a K konstans most fizikailag pozitív vagy negatív ellenállás) csökkenthető.

3.1 Platina hőmérséklet-átalakító ellenállás linearizálása

Az ellenállás értéke a hőmérséklet függvényében az alábbi:

$$R/R_0 = 1 + \alpha[T - \delta(t-1)t - \beta(t-1)t^3],$$

ahol T a hőmérséklet C°-ban, $t = T/100$ és

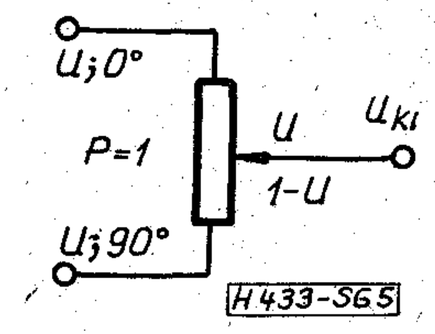
$$\alpha = 0{,}003916,$$
$$\beta = 0{,}11, \quad \text{ha} \quad T < 0°\text{C},$$
$$\beta = 0{,}0, \quad \text{ha} \quad T \geqq 0°\text{C},$$
$$\delta = 1{,}49,$$
$$R_0 = 100 \text{ ohm (általában).}$$

A (4) összefüggésben szereplő δ érték $\Delta T = 200$ °C hőmérséklet-változásra kb. 3%, így linearizálás nélkül a linearitási hiba erre a tartományra (5) alapján kb. 0,75% ÷ 1,5°C. A karakterisztika konkáv, ezért negatív ellenállásra van szükség. A numerikus optimálásra Fortran program készült. Ennek bemenő adata az alsó és felső hőmérséklethatár. A számítások és mérések tanulsága szerint 200 °C-os tartományban a linearitási hiba jóval 1‰ alá szorítható. A szükséges negatív ellenállás értéke kb. 2,6 kohm. A gyakorlati megvalósításnál a rendszer hibáját már nem a linearitási hiba korlátozza, hanem a nagy áramszintű működtetésnél a platina saját melegedése, míg kis áramszint alkalmazásakor a kapcsolás egyéb ellenállásainak és műveleti erősítőinek hőmérsékleti driftje.

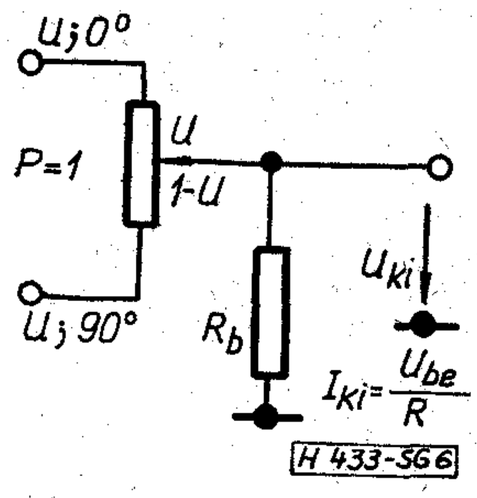
3.2 Fázistoló rendszer amplitúdóhibájának minimálása

Kétfázisú oszcillátor kimeneti jeleiből az 5. ábrának megfelelő kapcsolásban folyamatosan változtatható fázisú kimeneti jelet állíthatunk elő, amelynek amplitúdója

$$\hat{U}_{ki} = U\sqrt{(1-u)^2 + u^2},$$



5. ábra



6. ábra

vagyis

$$v = \frac{\hat{U}_{ki}}{U} = \sqrt{1 - 2u + 2u^2},$$

míg fázisszöge:

$$\varphi = \text{arc tg}\left(\frac{u}{1-u}\right).$$

Az $\hat{U}_{ki}/U$ maximális értéke 1 (ha $u=0$ vagy $u=1$), minimális értéke $1/\sqrt{2}$ (ha $u=0{,}5$). Fázisszögtől független amplitúdóra törekszünk, így a közelítő egyenes meredeksége rögzített, 0 értékű. A relatív hibát most a meredekség helyett értelemszerűen az $\hat{U}_{ki}/U$ legjobb közelítő értékére vonatkoztatjuk, vagyis $l = d/b$. Az eredeti rendszer relatív hibája így 17,16%. A 6. ábrának megfelelő elrendezés is bonyolultabb transzformációnak felel meg:

$$z = v \cdot \frac{K}{K + u - u^2}.$$

Az $u = x + 0{,}5$ függvénytranszformáció bevezetésével egyszerűen bizonyítható, hogy mind v, mind z az $u = 0{,}5$-ös pontra vonatkozóan páros függvény, így a vizsgálatot elegendő a $0 \leqq u \leqq 0{,}5$ intervallumra elvégezni.

A transzformáció jellege tehát a (3a) összefüggésnek megfelelő, az áramköri megoldás viszont a 3.1 alattival rokon.

A numerikus optimálásnál a $0 \leqq u \leqq 0{,}5$ intervallumban most csak két zérus hibájú pont választható. Az $U_1 = 0{,}125$ és $U_2 = 0{,}375$ kezdeti értékekből kiindulva és a hibák abszolút értékének eltérését $\leqq 0{,}001$-re választva három ciklus lefutása után:

$$K = -0{,}854,$$
$$b = \quad 1{,}008$$
$$U_1 = \quad 5{,}3 \cdot 10^{-4},$$
$$U_2 = \quad 0{,}1785,$$

és az egyes tartományok maximális hibái:

i	1	2	3
U_{Mi}	0	0,053	0,332
Δ_{Mi}	−0,0076	0,0072	−0,0078

vagyis az eredő amplitúdóhiba 1% alatt marad. Ez a módszer egyszerűbb, olcsóbb és jobb paraméterekkel rendelkező áramköri megvalósítást tesz lehetővé, mint a szokásos megoldások.

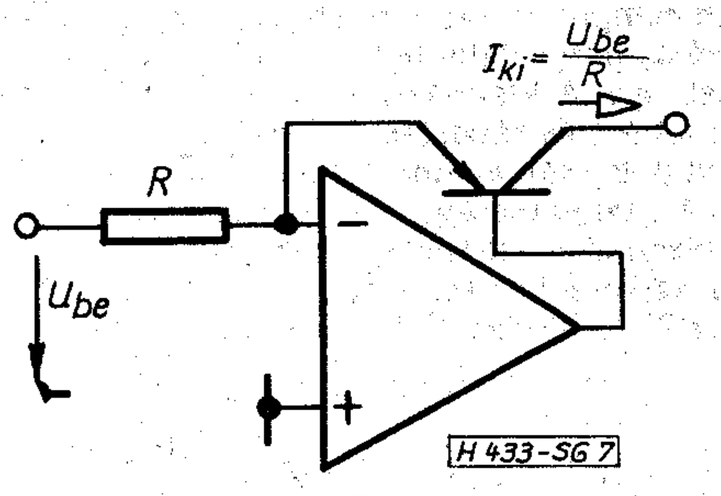
4. Áramköri elemek

4.1 Feszültségvezérelt áramgenerátorok

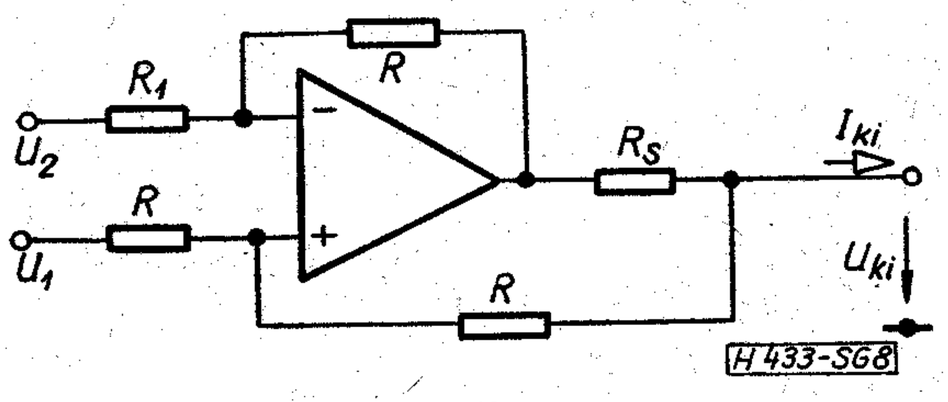
A teljesség igénye nélkül néhány megoldás ismertetése következik. Aszimmetrikus terhelés állandó áramú táplálására a legegyszerűbb megoldás a 7. ábra szerinti, annek egyenáramú beállítási problémái lehetnek. A 8. ábra szerinti megoldásban ideális műveleti erősítőt feltételezve $R_1=R^2/(R+R_S)$ választással:

$$I_{ki}=\frac{U_1-U_2}{R\times R_S}, \qquad (6)$$

vagyis a meredekség abszolút értéke mindkét bemenetről azonos.



7. ábra



8. ábra

4.2 Pozitív vagy negatív kimeneti ellenállású generátor

A 8. ábra szerinti elrendezésre:

$$I_{ki}=\frac{U_1}{2R_S}\left(1+\frac{R}{R_1}+\frac{R_S}{R}\right)-\frac{U_2}{R_S}\,\frac{R}{R_1}+$$
$$+\frac{U_{ki}}{2R_S}\left(\frac{R}{R_1}-\frac{R_S}{R}-1\right), \qquad (7)$$

vagyis a kimeneti vezetés

$$G_{ki}=\frac{1}{2R_S}\left(1-\frac{R}{R_1}-\frac{R_S}{R}\right).$$

A negatív kimeneti vezetésre beállított rendszernél a lezáró vezetés megengedett értéktartománya az egyenáramú stabilitás biztosítására a visszacsatolt rendszer vizsgálatából:

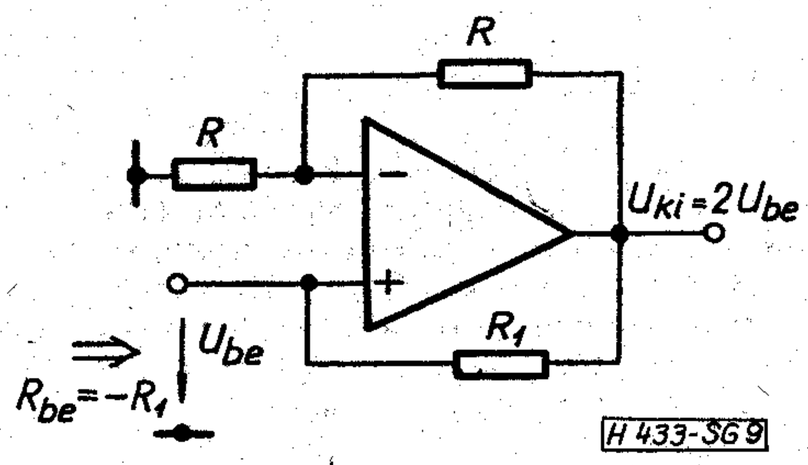
$$|G_{ki}|<G_t<\infty \quad \text{(rövidzárstabil)}.$$

Pozitív kimeneti vezetésű rendszerben egyenáramú stabilitási probléma nincs.

Ez a megoldás nyilván alkalmas a 3.1 pontban vázolt feladat ellátására.

4.3 Negatív ellenállás megvalósítása

A 3.1 pontban vázolt rendszer áramgenerátoros táplálással és párhuzamos negatív ellenállás beiktatásával is megvalósítható (két műveleti erősítő kell). A 3.2 pontban leírt feladat megoldásához mindenképpen negatív ellenállás szükséges. Az egyik nyilvánvaló lehetőség a 8. ábra szerinti kapcsolás a 4.2 pont szerinti beállításban, bemeneti vezérlés nélkül. Sokkal előnyösebb a 9. ábra szerinti NIC-es



9. ábra

megoldás, mert a negatív ellenállás megvalósításán kívül a negatív ellenálláson fellépő feszültséggel arányos feszültséggenerátoros kimenete (U_{ki}) is van.

Az egyenáramú stabilitás feltétele, hogy a bemenet és föld között jelentkező generátor-vezetés, G_t értéke:

$$\frac{1}{R_1}<G_t<\infty \quad \text{(rövidzárstabil)}.$$

Ha az invertáló és nem invertáló bemeneteket felcseréljük, az egyenáramúlag stabil rendszerre

$$0\leqq G_t<\frac{1}{R_1}$$

adódik (szakadásstabil).

Az eddigiekben vázolt feladatok (3.1 és 3.2 pontok) megoldása rövidzárstabil rendszerekkel lehetséges.

5. Számítástechnikai megjegyzések

A 2. pont számításai zsebkalkulátorral történtek (SR 10). A 3.1 és 3.2 pont optimáló programjai Fortran nyelvűek és CDC számítógépen futottak.

A zérus hibájú pontok korrigálására igen gyorsan konvergáló algoritmus:

$$\Delta U_i=0{,}5\cdot(u_{M(i+1)}-u_{M(i)})\,\frac{d_{M(i+1)}+d_{M(i)}}{d_{M(i+1)}-d_{M(i)}}.$$

IRODALOM

[1] *Kis O.—Kovács M.:* Numerikus módszerek. Műszaki Könyvkiadó, 1973.

[2] *Tietze—Schenk:* Analóg és digitális áramkörök. Műszaki Könyvkiadó, 1973.

SZEMLE

(Folytatás a 47. oldalról.)

Az üzleti sajtóban felvetett vita, az elektronikai adatfeldolgozásban foglalkoztatott szakemberek diplomájára vonatkozólag arra késztette a Számítógép Szakembereket Minősítő Intézetet, hogy kifejtse álláspontját. (Institute for Certification of Computer Professionals: ICCP). Jelenleg még nem alakultak ki az elektronikus adatfeldolgozás területén körülhatárolt munkafeladatok és nincsenek pontosan meghatározva azok az ismeretek és szaktudás, amelyeket az ilyen munkák ellátásához meg kell követelni. Nem dolgozták ki az egységesen értékelhető tesztrendszereket sem, amelyek alkalmasak lennének a szükséges ismeretek mérésére. Az ICCP jelenleg foglalkozik ezeknek a problémáknak a megoldásával és az egységes diplomák kiadását csak akkor tartja időszerűnek, amikor a munkakörök, a szükséges szakismeretek és tesztek pontosan definiálhatók lesznek. *(ICCP Issues Statement on EDP Licensing Computer, 1975. ápr. [130])*

*

A nemzetközi egyezmény alapján létesített központ végleges telephelyén — az angliai Reading melletti, Shinfield Park-ban — 1978-ra kezd teljes kapacitással működni. Ekkorra fejeződik be a CDC 6600 nagyszámítógépre alapozott számítóközpont berendezéseinek felállítása, kisérleti és próbaüzeme. A rendszer mágnesmagos központi tárolóját (131 K szó), két mágneslemezes és két mágnesszalagos tároló, s kiterjedt periféria egészíti ki. A már jelenleg is folyó kísérletek célja, egyebek közt, a meteorológiai folyamatokat leíró egyenletek komplex rendszerének integrálása, ami rendkívül magas szintű számítási teljesítményeket és igen gyors műveletvégzést (másodpercenként 50 millió utasítás), és ezen felül nagy kiterjedésű és teljesítményű távadatközlési hálózat létesítését kívánja az egyezményt aláíró valamennyi ország meteorológiai szolgálatával. A központ szerződésben biztosította, hogy feladatai ellátásához kísérleti időszak alatt is használhatja az Egyesült Királyság Meteorológiai Hivatalának igen nagy teljesítményű, IBM 360/195 és IBM 370/158 gépekre alapozott multiprocesszoros rendszerét. 1977-től a jelenlegi 40 óráról heti 110 órás gépidőre térnek át. *(Financial Times, 1975. júl. 22. [131])*

*

A most üzembe helyezett távbeszélő tengeri kábelkapcsolat az NSZK és Svédország között újabb 1200 áramkört bocsát a hírközlés rendelkezésére. A kábel 200 km hosszú és 13,7 millió DM-be kerül. A költségeket a két ország fele-fele arányban viseli. A kábel lefektetését megelőző tárgyalások során úgy látszott, hogy a pályázó japán Itoh Ocean Cabel Company fekteti le a kábelt, de svédek ajánlata előnyösebbnek bizonyult, bár a japánok kábelei jobbak. Így lehetséges, hogy a harmadik német—svéd tengeri kábel lefektetését az említett japán cég fogja elvégezni. A harmadik vonalnak 1978-ig kell elkészülnie. Az NSZK szintén fele-fele alapon tervezi Angliába irányuló tengeri kábel lefektetését. *(Handelblatt, 1975. júl. 1. [132])*

*

A Sharp Co (Japán) a világon elsőnek hozott a piacra cigarettatartó nagyságú, dobozszerűen szétnyitható kalkulátorokat. A két részegységet összekötő, hajlítható poliamidgyanta áramköri lapok 100 000 hajlítást bírnak. Az Elsi-Mate EL—8010 típus 42,6 dollárnak megfelelő összegbe kerül, becsukva 9 mm vastag, súlya a szokásos 8-számjegyes kalkulátorénak csak mintegy a fele (100 g), teljesítményfelvétele 0,025 W. Saját tölthető akkumulátoráról, elemről és hálózatról egyaránt működtethető. A gyártás kezdeti időszakában havi 100 000-et gyártanak belőle. A másik típus az EL—8009 ára kb. 33 dollárnak felel meg, kinyitva 142 mm hosszú, bőrrel borítva 115 g súlyú. A kalkulátor teljesítményfelvétele 0,02 W, amelyet a készülék ezüstoxid gombakkumulátorai 25 órás folyamatos üzemben tudnak feltöltés nélkül ellátni. A gyártás kezdeti szakaszban havi 50 000 darab. *(Electronics Industry (Japán) 1975. jún. [133])*

A Mostek Co. és a Fairchild Camera and Instrument Co. hamarosan hivatalosan is bejelentik kölcsönös szerződésüket. Ennek értelmében a Mostek másodgyártóként gyártja Fairchild F 8 mikroprocesszorát, beleértve a fix (read only memory) tárolókat. Közreműködik az F 8 gyártmánycsalád fejlesztésében is. Az egyezmény a technológia, a software és hardware kölcsönös cseréjére is kiterjed. A Fairchild viszont gyártja a Mostek 16 kivezetésű 4K dinamikus, tetszés szerinti hozzáférésű tároló egységét. Ezt a típust egyébként a Motorola is átvette. A Mostek saját, p típusú gyártmánycsaládjának kiegészítésére n típusú MOS mikroprocesszort keresett. A Fairchild-dal most kötött egyezmény ennek jó megoldását nyújtja és előnyös helyzetet biztosít számára az n típusú MOS mikroprocesszorok növekvő piacán.

A Fairchild egyébként az Intel és a Motorola cégekkel is egyezményre lépett, amelynek keretében e vállalatoknak engedélyezte mikroprocesszor termékeinek másodgyártókénti előállítását.

A Mostek n típusú MOS gyártmányai teljesen kompatibilisek lesznek a Fairchild, az Intel és a Motorola F 8 gyártmánycsaládbeli termékeivel.

A Fairchild-nak a Philips-sel korábban kötött információcsere egyezményét a Mostek-kel most kötött szerződés nem érinti. *(New Electronics, 1975. jún. 10. [134])*

*

„Minicomputer Software Quarterly" címmel, negyedévenként megjelenő új kiadványt indít, az Applied International Management Inc. (70 Boston Post Rd., WAYLAND, Mass. 01778). A kiadvány célja: rendszeres és részletes tájékoztatás minden bevált minicomputer software-ről, beleértve a software cégeket, a forrást, potenciális felhasználókat, intézeteket, tanácsadó cégeket stb. A kiadvány minden felvett software termékről pontos leírást és részletes adatokat nyújt (funkció, forrásnyelv, modulok száma, operációs rendszer, hardware igény, üzemmód, ár, szavatosság, dokumentáció, up-dating, továbbá a berendezéssel és a kiképzéssel foglalkozó szerv stb.) Az első szám 1975. szeptember 15-én jelent meg. Évi előfizetés 75 dollár körül. *(EDP-Weekly, 1975. aug. 11. [135])*

*

A Detector Electronics cég új tűzjelző készüléke a másodperc törtrésze alatt reagál a bekövetkezett gyulladásra. Érzékelője csak a láng, vagy a robbanás ibolyántúli sugárzását érzékeli egy keskeny sávban, ezért nem érzékeny a hamis riasztásokra, amit pl. a napsugárzás, izzólámpák és egyéb hőforrások okoznak. A kisméretű (100 × 60 mm) műszer korrózió- és rezgésálló, ezért különösen előnyös olajipari alkalmazásokra, pl. finomítókban, csővezetékeknél vagy kompresszorállomásoknál. A készüléknek szabványos robbanásbiztos tokozása van, 120 V és 220/240 V-os hálózatról, vagy 12/24 V-os egyenáramról táplálhatják. Működési hőmérséklet-tartománya — 40...+ 77 °C. *(Gas World, 1975. aug. [136])*

*

Az elektromos zsebszámológépek területén elért hatalmas fejlődés felvetette azt a kérdést is, vajon lehetséges-e hasonló mérvű fejlődés más területeken is. Az órapiacon fokozottan merült fel az igény a teljesen elektromos óra iránt. Az egyik jelentős japán zsebszámológép-gyártó cég, most egy teljesen elektromos szerkezetű órát dobott piacra. Az elektrotechnika mai színvonalán semmi akadálya nincs az elektromos órák gyártásának, amelyekben egyáltalán nincs mozgó rész. Az elektromos építőelemek, integrált kapcsolások könnyen megoldhatóvá teszik az elektromos órák előállítását. Az órához szükséges egy lengésadó, egy kvarc, integrált kapcsolás, kijelzőrendszer. Amerikában a két jelentős félvezetőgyártó cég, a Motorola és Texas Instruments már megpróbálkozott kis elektromos órák gyártásával, de a sikertelenség miatt a gyártást beszüntették. Tekintettel arra, hogy a 74 legjelentősebb félvezetőgyártó cég Amerikában működik, a nyugatnémet elektromos óra gyártók is innen importálják a szükséges anyagokat. *(Frankfurter Allgemeine, 1975. aug. 19. [137])*

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.3.017.7:621.3.049.77:681.335

Dr. Simon Gy.:

Analóg integrált áramkörök termikus-elektromos kölcsönhatásainak számítógépes vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 2. sz.

A szerző a termikus jelenségek elektromos paraméterekre gyakorolt hatásait sorolja fel. Foglalkozik azokkal a fizikai jelenségekkel, amelyek a vonatkozó differenciálegyenletek egzakt megoldását lehetetlenné teszik. Hasáb alakú elrendezések stacionárius viselkedésének meghatározására alkalmas közelítő Fourier-soros megoldásra számítógépprogram készült. A kissé eltérő esetekre történő alkalmazások bemutatása után a használattól eltérő számítási módszerek értékelő bemutatásáról van szó.

ETO 621.372.512.24.011.73:681.32.06

Nemesszeghy Gy.:

Induktív transzformátor nélküli aszimmetrikus csatoló négypólusok számítógépes szintézise

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 2. sz.

A cikk újszerűen definiálja a csatoló, illetve illesztő négypólus fogalmát és több új fogalmat vezet be. A számítógéppel szintetizált LC négypólusok induktív transzformátor nélkül illesztenek, és impedancia-transzformációt, illetve csatolást végeznek.

ETO 621.317.353.1:621.391.832.4

Korda T.:

Új mérési módszer kvázilineáris rendszerek nemlineáritásának vizsgálatára sztohasztikus mérőjel segítségével

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 2. sz.

A kvázilineáris rendszerek nemlinearitását szinuszos jellel végzett harmonikus, vagy intermodulációs torzítás mérésével határozzák meg. E módszer közös hátránya, hogy a beszédet, zenét, videojelet, vagy más sztohasztikus jelet átvivő rendszerekben e jeleket ért torzításokról nem adnak reális képet, a hangolási és kiértékelési problémák miatt a mérés hosszadalmas és nehezen automatizálható. A BME—HEI-ben kidolgozott új mérési módszer sztohasztikus mérőjel amplitúdó-eloszlásának torzulását használja fel a rendszerek nemlinearitásának mérésére. E módszer előnye, hogy jól jellemzi az információt vivő sztohasztikus jeleken fellépő torzulás mértékét, nem kell hangolni, gyors a kiértékelés, a mérés könnyen automatizálható, a műszer egyszerű és olcsó.

ETO 621.373.431.1:621.376.33:621.391.822.4

Hajder T.:

Monostabil multivibrátorral megvalósított FM-demodulátor belső zajának vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 2. sz.

Az FM demoduláció egyik lehetséges módja, hogy a megfelelően felerősített és limitált frekvenciamodulációs jel monostabil multivibrátort indít, mely uniform szélességű impulzust állít elő. Az így előállított impulzus területével arányos kimenő jel jelenik meg a demodulátor kimeneten. A multivibrátor visszabillenésekor az áramkörben létrejövő zajfeszültség az impulzusszélesség sztohasztikus ingadozását okozza, amely a kimenőjelen zajfeszültséget hoz létre. A cikk levezeti a kimeneti jel-zaj viszony összefüggését az áramkör paramétereinek függvényében, majd a zaj létrejöttének okaival részletesebben foglalkozik.

ETO 621.317.784.029.6

Lengyel J.:

Mikrohullámú teljesítménymérő nagypontosságú közvetlen kijelzéssel

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 2. sz.

A mikrohullámú méréstechnikában a hőmérsékletfüggő ellenállást tartalmazó teljesítménymérőket igen elterjedten alkalmazzák. Ezeknél a teljesítménymérőknél a bolométer általában önkiegyenlítő ellenálláshídban üzemel. A mW-os teljesítménytartományban ezeket a hidakat magasabb igények kielégítésére használják. A mért teljesítmény kellő pontossággal csak számítással kapható meg. A viszonylag hosszadalmas és kényelmetlen számítás elkerülésére több analóg kijelző megoldás született. A jelen tanulmány olyan analóg áramkört ismertet, amely alkalmas arra, hogy az említett mérőhídhoz kapcsolva egy nagypontosságú, közvetlen kijelzésű mikrohullámú teljesítménymérőt alkosson.

ETO 519.712.7:536.531

Dr. Simon Gy.:

Nemlineáris karakterisztikájú eszközök egyfajta linearizálása és ennek numerikus optimálása

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 2. sz.

Elektronikus kimenetű jelű analóg átalakítók nemlineáris karakterisztikája sok műszaki alkalmazásnál zavaró. A szerző két függvénytranszformáció bevezetésével a nemlinearitás mértékének csökkentésére alkalmas módszereket mutat be. A Csebisev-metrikában optimális megoldások csak számítógépes numerikus optimálás segítségével határozhatók meg. Az általános tételek elektronikus áramköri alkalmazásaira példaképpen platina hőmérsékletátalakító ellenállás és fázistoló áramkör linearizálásának bemutatása szerepel. A cikk a kapcsolási megoldások és ezek egyenáramú stabilitásfeltételeinek ismertetése után az optimáló algoritmus leírását adja meg.

Обобщения

ДК 621.3.017.7:621.3.049.77:681.335

Д-р Шимон, Г.:

Испытание ЭВМ термическо-электрических взаимодействий аналоговых интегральных схем

HIRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII (1976) № 2

Автор вычислит влияния термических явлений на электрические параметры. Рассмотрены физические явления, которые не дают возможность точного решения соответствующих дифференциальных уравнений. Создана программа ЭВМ пригодная к аппроксимативному решению рядом Фурье для определения установившегося поведения структур призматической формы. После показания применений в случаях немного отклоняющих от обыкновенных дана оценка методов расчета.

ДК 621.372.512.24.011.73:681.32.06

Немешсеги, Г.:

Синтез ЭВМ асимметричных четырехполюсников связи без индуктивного трансформатора

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 2

Статья определит понятие четырехполюсника связи или согласования новым методом и введет некоторые новые понятия. Четырехполюсники LC синтезированные ЭВМ согласят без индуктивного трансформатора и выполнят трансформацию импеданса или связь импедансов.

ДК 621.317.353.1:621.391.832.4

Корда, Т.:

Новый метод измерения к испытанию нелинейности квази-линейных систем с помощью стохастического измерительного сигнала

HIRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 2

Нелинейность квази-линейных систем определяется измерением гармонического или взаимно-модуляционного искажения с помощью синусоидального сигнала.
Недостатком этого метода является, что не получается реальное изображение об искажениях сигналов в этих системах, передающих стохастические сигнали речи, музыки, видеоспектра, а измерения длинные, трудно автоматизироваемые вследствие проблем настройки и оценки.
Новый метод, разработанный в Электронном Институте Связи Будапештского Технического Университета применяет искажение распределения амплитуд к измерению нелинейности систем. Преимуществом этого метода является, что он правильно характеризует величину искажения поступающего на стохастических сигналах, носящих информацию, настройка остает, оценка быстра, измерение легко автоматизироваемо, прибор прост и дешев.

ДК 621.373.431.1:621.376.33:621.391.882.4

Хайдер, Т.:

Испытание внутренного шума демодулятора ЧМ моностабильным мультивибратором

HIRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 2

Один из методов осуществления демодуляции ЧМ является пуск в ход моностабильного мультивибратора сигналом ЧМ с необходимым усилением и ограничением с целью создания импульса равномерной ширины. На выходе демодулятора появляется сигнал пропорциональный площади импульса генерированного такм образом. При опрокидывании мультивибратора шумовое напражение в цепи вызывает стохастическую флуктуацию ширины импульса, производящую шумовое напряжение на выходном сигнале. Статья дает вывод соотношения сигнала-шума в зависимости параметров цепи, а подробно рассматривает причины генерации шума.

ДК 621.317.784.029.6

Лендель, Й.:

Измерительное устройство для инепосредственного, точного измерения СВЧ мощности

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 2

В качестве средств измерений мощности СВЧ широко пользуются болометрические и термисторные измерительные приборы. При таких средствах измерений болометр работает обычно в самобалансирующем мосту сопротивлений. В диапазоне мощности нескольких мВт эти мосты применяются для удоблетворения более высоких требований. Измеряемая мощность может определится с необходимой точностью пищь путемь вычислений. Во избежание сравнительно длительных и неудобных вычислений было разработано несколько аналогичных вычислительных устройств. Описываемая в настоящей статье аналогичная электрическая цепь, присоединенная к вышеупомянутому мосту применяется для непосредственного, точного измерения СВЧ мощности.

ДК 519.712.7:536.531

Д-р Шимон, Г.:

Линеаризация блоков с нелинейными характеристиками и ее численная оптимализация

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт)
XXVII. (1976) № 2

Нелинейная характеристика аналоговых преобразователей является мешающим во многих технических применениях. Автор показает методы пригодные к уменьшению величины нелинейности введением двух функциональных преобразований. В метрике Чебышева оптимальные решения могут быть определены только численной оптимизацией ЭВМ. Как примера применения обшей теории в электронных цепях являются температурный преобразователь с платиновым сопротивлением и фазовращатель. Статья, после изложения решений схем и их условий стабильности постоянного тока, дает написание алгоритма оптимализации.

Zusammenfassungen

DK 621.3.017.7:621.3.049.77:681.335

Dr. Simon, Gy.:

Untersuchung mit Rechenmaschine der thermisch-elektrischen Wechselwirkungen in analogen integrierten Stromkreisen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 2

Der Verfasser zählt die Wirkungen der thermischen Erscheinungen auf die elektrischen Parameter auf. Er beschäftigt sich mit jenen physikalischen Erscheinungen welche die exakte Lösung der bezüglichen Differentialgleichungen unmöglich machen. Ein Rechenmaschinen-Programm wurde ausgearbeitet zur approximativen Lösung mit Fourier-Serie, welches zur Bestimmung des stationären Benehmens der Anordnungen prismatischer Form geeignet ist. Nach der Vorführung der Anwendungen für wenig abweichenden Fälle, wird eine Bewertungsmethode für einige Berechnungen dargestellt, welche von den üblichen abweichen.

DK 621.317.353.1:621.391.832.4

Korda, T.:

Neue Messmethode zur Prüfung der Nichtlinearität von quasilinearen Systemen mit stochastischen Messignalen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 2

Die Nichtlinearität von quasilinearen Systemen wird mit der Messung der harmonischen Verzerrung oder Intermodulationsverzerrung mit Hilfe eines sinusförmigen Signals bestimmt. Der gemeinsame Nachteil dieser Methode ist, dass kein realistischer Bild über die Verzerrung der Signale in Systemen für die Übertragung von Sprach-, Musik-, Video oder andere stochastischen Signalen erhalten wird und die Messung wegen der Abstimmungs- und Auswertungsprobleme langwiering und schwer automatisierbar ist. Die im Elektronischen Institut für Nachrichtentechnik der Budapester Technischen Universität ausgearbeitete neue Messmethode verwendet die Verzerrung der Amplitudenverteilung des stochastischen Messignals zur Messung der Nichtlinearität der Systeme. Der Vorteil dieser Methode ist die gute Charakterisierung der Verzerrung auf den informationstragenden stochastischen Signalen, man muss nicht abstimmen, die Bewertung geht schnell, die Messung kann leicht automatisiert werden und das Instrument ist einfach und billig.

DK 621.372.512.24.011.73:681.32.06

Nemesszeghy, Gy.:

Rechnergestüzte Synthese von asymmetrischen Kopplungsvierpolen ohne induktiven Transformator

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 2

In dem Aufsatz wird der Begriff des Kopplungs-, beziehungsweise des Anpassungsvierpols neuartig definiert und mehrere neue Begriffe werden eingeleitet. Die mit Rechenmaschine synthetisierten LC Vierpole realisieren die Anpassung ohne induktiven Transformator und verwircklichen Impedanz-Transformation, beziehungsweise Kopplung.

DK 621.373.431.1:621.376.33:621.391.822.4

Hajder, T.:

Untersuchung des inneren Geräusches eines mit monostabilem Multivibrator ausgeführten FM-Demodulators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 2

Eine mögliche Art der FM-Demodulation ist, dass die entsprechend verstärkte und begrenzte frequenzmodulierten Signale einen monostabilen Multivibrator anlassen, welcher einen Impuls gleichmässiger Breite erzeugt. Ein Ausgangssignal erscheint auf dem Ausgang des Demodulators, welches der Fläche des auf dieser Weise erzeugten Impulses proportional ist. Im Augenblick des Umkippens des Multivibrators erregt die, in der Schaltung entstandene Geräuschspannung eine stochastische Schwankung der Impulsbreite, welche auf dem Ausgangsignal eine Geräuschspannung erzeugt.

DK 621.317.784.029.6

Lengyel, J.:

Mikrowellen Leistungsmesser mit direkter Anzeige grosser Genauigkeit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 2

Die Leistungsmesser, die einen temperaturabhängigen Widerstand enthalten, werden in der Mikrowellentechnik verbreitet angewendet. Bei diesen Leistungsmessern funktioniert der Bolometer im allgemeinen in einer selbstausgleichender Widerstandbrücke. In dem mW-Gebiet werden diese Instrumente für die Befriedigung von höheren Anforderungen angewendet. Die gemessene Leistung kann mit entsprechender Genauigkeit nur durch Berechnung erreicht werden. Mehrere analoge Anzeige-Lösungen sind ausgearbeitet worden wegen Vermieden der relativ langen und schwierigen Berechnungen. In diesem Aufsatz wird ein Stromkreis erörtert, welcher geeignet ist, um zur obenerwähnten Messbrücke verbunden, einen Mikrowellenleistungsmesser mit hoher Genauigkeit und direkter Anzeige zu bilden.

DK 519.712.7:536.531

Dr. Simon, Gy.:

Eine Art der Linearisierung von Geräten mit nichtlinearen Charakteristiken und deren nummerischen Optimalisation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr. 2

Die nichtlineare Charakteristiken von Analogkonvertern mit elektronischen Ausgangssignal sind bei vielen technischen Anwendungen störend. Der Verfasser zeigt mit der Einleitung von zwei Funktionstransformationen Methoden geeignet zur Verminderung der Nichlinearität. In der Tschebischeff-Metrik können optimale Lösungen nur durch nummerische Rechner-Optimalisation bestimmt werden. Zur Anwendung für elektronische Stromkreise der allgemeinen Grundsätze werden als Beispiele die Linearisation des Platinen-Temperaturkonverterwiderstandes und das Phasenschieberstromkreises angegeben. Nach der Erörterung der Schaltlösungen und deren Stabilitätsbedingungen für Gleichstrom gibt der Verfasser die Beschreibung des optimalisierenden Algorithmus.

Summaries

UDC 621.3.017.7:621.3.049.77:681.335

Dr. Simon, Gy.:

Examination of Thermo-electrical Interaction in Analogue Integrated Circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 2

The author enumerates the influences of the thermic phenomena on the electrical parameters. He deals with those physical phenomena which make the exact solution of the corresponding differential equations impossible. A computer programme was made to determine the stationary behaviour of prismatic structure by means of a computer programme with approximative Fourier-series solution. After showing the applications for slightly different cases the presentation of unusual computing methods with assessment follows.

UDC 621.373.431.1:621.376.33:621.391,822.4

Hajder. T.:

Examination of the Internal Noise of FM-Demodulator Realized with a Monostable Multivibrator

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 2

One of the possible methods of the FM demodulation is to start a monostable multivibrator by the suitably amplified and limited frequency modulated signal generating a pulse of uniform width. An output signal proportional to the area of the pulse generated this way appears at the output of the demodulator. The noise voltage generated at the triggering of the multivibrator causes a random fluctuation of the pulse width which produces a noise voltage on the output signal. The author deduces the relation of the output signal/noise ratio as a function of the parameters of the circuit and further deals with the cause of the generation of the noise in detail.

UDC 621.372.512.24.011.73:681.32.06

Nemesszeghy, Gy.:

Computer-Aided Synthesis of Unbalanced Coupling Fourpoles without Inductive Transformer

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 2

The paper defines in a novel way the term of the coupling and matching fourpole and introduces several new terms. The LC fourpoles synthetized by a computer match without inductive transformers and carry out impedance transformation and coupling.

UDC 621.317.784.029.6

Lengyel, J.:

Microwave Power Meter with High Accuracy Direct Display

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 2

Power meters comprising temperature-dependent resistance are generally applied in the microwave engineering. At these power meters the bolometer operates usually in a self-equalising resistance-bridge. In the mW power range these meausuring bridges are generally used to satisfy higher demands, higher requirements. The measured power of satisfactory accuracy can be obtained only by computation. Several analogue display solutions were developed to avoid the relatively lengthy and sophisticated computation. This paper presents an analogue circuit which, connected to the above-mentioned measuring bridge, is suitable to form a high accuracy microwave power meter with direct display.

UDC 621.317.353.1:621.391.832.4

Korda, T.:

New Measuring Method to Test the Nonlinearity of Quasi-linear Systems by Means of a Random Signal

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 2

The nonlinearity of quasi-linear systems is determined by the measurement of harmonic or intermodulation distortion by means of a sinusoidal signal. The common disadvantage of these methods is that they do not give a realistic picture of the distorions of signals in transmission systems of speech-, music-, video signals or any other random signals, further because of the problems of tuning and assessment of the measurement is long and difficult to automate. The new measuring method developed in the Electronic Institute for Telecommunication of the Budapest Technical University uses the distortion of the amplitude distribution of a random signal to measure the nonlinearity of the system. The advantage of this method is, that it characterizes well the degree of the distortions occurring on the random signals transmitting the information, tuning is unnecessary, assessment is quick, the measurement can be easily automated and the instrument is simple and cheap.

UDC 519.712.7:536.531

Dr. Simon, Gy.:

One Kind of Linearization of Devices with Nonlinear Characteristics and Its Numerical Optimation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 2

The nonlinear characteristic of analogue converters with electronic ouput signal is disturbing at many technical applications. The author presents by the introduction of two function transformations, a method suitable to reduce the degree of nonlinearity. In the Chebisheff metric, optimal solutions can be determined only be means of computer-aided numerical optimization. For the electronic circuit application of the general theses the linearization of temperature converter resistance of platinum and of a phase-shift circuit are presented as examples. After discussing the circuit solutions and their d.c. stability conditions the author gives the description of the optimal algorithm.

Résumés

CDU 621.3.017.7:621.3.049.77:681.335

Dr. Simon, Gy.:

Examen de l'interaction thermoélectrique des circuits integrés analogiques par un ordinateur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 2

L'auteur expose les effets des phénomènes thermiques sur les paramètres électriques. Les phénomènes physiques faisant impossible la solution exacte des équations differentielles rélatives sont examinés. Un programme d'ordinateur pour la solution approximative par sèrie Fourier était préparé, afin de déterminer le comportement stationnaire des structures prismatiques. Après la présentation des applications pour cas un peu différents, une évaluation des méthodes de calcul déviantes de l'usage normal est donnée.

CDU 621.372.512.24.011.73:681.32.06

Nemesszeghy, Gy.:

Synthèse des quadripôles de couplage asymétriques sans transformateur inductif par un ordinateur

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 2

L'article donne une définition nouvelle du concept du quadripôle de couplage et introduit quelques concepts nouveaux. Les quadripôles LC synthétisés par un ordinateur adaptent sans transformateur inductif, ou bien font un couplage.

CDU 621.317.353.1:621.391.832.4

Korda, T.:

Une méthode de mesure nouvelle pour examiner la non-linéarité des systèmes quasi-linéaires par signaux de mesure aléatoires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 2

La non-linéarité des systèmes quasi-linéaires est déterminée en mesurant la distorsion harmonique ou d'intermodulation par signaux sinusoïdaux. Cette méthode a la désavantage qu'elle ne donne pas un image réel des distorsions générées dans les systèmes de transmission des paroles, de musique, ou du spectre vidéo, étant données les problèmes de l'accord et d'évaluation, les mesures sont longues et difficiles pour l'automatisation. L'Institut d'électronique de télécommunication de l'Université technique de Budapest développait une méthode nouvelle, utilisant la distorsion de la distribution des amplitudes des signaux aléatoires pour mesurer la non-linéarité des systèmes. Cette méthode a l'avantage qu'elle charactérise bien le taux de distorsion produit sur les signaux aléatoires portants l'information, l'accord est superflu, l'évaluation est vite, l'automatisation est facile, l'instrument est simple et économique.

CDU 621.373.431.1:621.376.33:621.391.822.4

Hajder, T.:

Examen du bruit interne d'un démodulateur MF réalisé par un multivibrateur monostable

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 2

Une méthode possible de la démodulation MF est réalisé à l'aide de la mise en marche d'un multivibrateur par le signal MF, amplifié convénablement et limité, produisant une impulsion de largeur uniforme. Un signal proportionnel à l'aire de l'impulsion produite de telle façon sera présent aux bornes de sortie du démodulateur. Au moment du basculement du multivibrateur la tension de bruit produite dans le circuit provoque la fluctuation aléatoire de la largeur de l'impulsion, produisant la tension de bruit sur le signal de sortie. L'article donne la déduction de la rélation du rapport signal-bruit de sortie en fonction des paramètres du circuit et ensuite une analyse détaillée des causes de la génération du bruit.

CDU 621.317.784.029.6

Lengyel, J.:

Un appareil de mesure des puissances à microondes avec indication directe à haute prècision

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 2

Dans la technique des microondes les appareils de mesure des puissances comprenant une résistance sensible aux températures sont fréquemment appliqués. Dans ces appareils le bolomètre est généralement inseré dans un pont à résistances à équilibrage automatique. Dans le domaine des puissances d'ordre de mW cet appareil est utilisé pour satisfaire des exigences plus hautes. La puissance mesurée peut être obtenue seulement par calculs avec une précision requise. Pour éviter les calculs rélativement longs et ingrats, plusieurs solutions d'indicateurs analogiques étaient développées. L'article expose un circuit analogique approprié pour un appareil de mesure des puissances à microondes avec indication directe à haute précision, connecté au pont mentionné ci-dessus.

CDU 519.712.7:536.531

Dr. Simon Gy.:

Un type de linéarisation des dispositifs des caractéristiques non-linéaires et sa optimisation numérique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) N° 2

La caracteristique non-linéaire des convertisseurs analogiques à sortie électronique est troublante. L'auteur présente méthodes appropriées pour réduire le taux de la non-linéarité par l'introduction de deux transformations de fonction. Dans la métrique de Tchébycheff solutions optimales numériques peuvent rête déterminées seulement par optimisation avec un ordinateur. Comme illustrations des thèses générales, appliquées en pratique, la linéarisation d'un convertisseur de température à resistance de platine et d'un circuit déphaseur sont présentés. Après l'exposition des solutions de circuit et leurs conditions de stabilité pour courant continu, la description de l'algorithme d'optimisation est donnée.