

2870

HÍRADÁS- TECHNIKA

157/869



A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

1

XXII. ÉVFOLYAM, 1. SZÁM, 1—32. OLDAL, BUDAPEST, 1971. JANUÁR HÓ

HÍRADÁS- TECHNIKA

 A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

✓ DR. E. P. DEMENT'EV: Lineáris négy pólusok zajparamétereinek racionális rendszere	1
✓ TARLACZ LÁSZLÓ: A hullámparaméteres szűrőtervezésről, különös tekintettel az üzemi tulajdonságokra	5
✓ GRUSZ JÓZSEF — KERESZTES ZOLTÁN — MIKLÓSI JÓZSEF: Katódsugárcsöves optikai kijelző..	15
Szemle	18
✓ BALOGH ALBERT — DR. DUKÁTI FERENC: Megbízhatósági terminológia	19
✓ DR. PILLER GYÖRGY: Keretrácsok tekercselése közben fellépő dinamikus hatások	24
Hungaroplast — 1971	14
Hálózatelméleti Nyári Iskola, 1971	14
Újjáalakult a HÍRADÁSTECHNIKA Szerkesztő Bizottsága	30
Tartalmi összefoglalások	31
Обобщения	31
Résumés	31
Zusammenfassungen	32
Summaires	32

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, II., Mártírok útja 85. I. 140. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

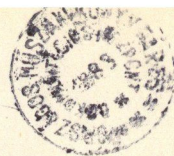
Szerkeszti a szerkesztőbizottság

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9—11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hirlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. Csekk számlaszám: egyéni 61,254, kerületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KUTURA” P. O. B. 149 Budapest, 62.

70.5367 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató



Tartalomjegyzék

XXII. évfolyam (1971)

	Szám	Oldal		Szám	Oldal
<i>Dr. Bajor György:</i> Korszerű félvezetőtechnológiai laboratórium a műegyetemi oktatásban.....	5	147	<i>Dr. Gschwindt András:</i> Új irányzatok az A3 üzemmódú műsorszóró adóberendezések tervezésében .	6	178
<i>Balogh Albert—Dr. Dukáti Ferenc:</i> Megbízhatósági terminológia	1	19	<i>Hennyey Zoltán:</i> Lineáris kétkapuk egységes leírása .	4	97
<i>Bálint Lajos:</i> Két- és háromvezetős tápvonalak számítottépes modellezése	5	135	<i>Dr. Jachimovits László:</i> Parametrikus erősítők jel-frekvenciás körének hangolása	2	33
<i>Bartha Attila—Tormási György:</i> Tv-csatornák legfontosabb minőségi paramétereinek távellenőrzésére vizsgálosort kis sávzélességű információvá átalakító berendezés, I. rész	11	335	<i>Dr. Jachimovits László:</i> Az állóhullámarány-mérő saját reflexióinak hatása a feszültségi reflexiótényező mérésére	4	115
<i>Bartha Attila—Tormási György:</i> Tv-csatornák legfontosabb minőségi paramétereinek távellenőrzésére vizsgálosort kis sávzélességű információvá átalakító berendezés, II. rész	12	375	<i>Jámbor István:</i> A „System 4” számítógép alkalmazása a középtávú tervezésben	11	347
<i>Bárdos Sándor:</i> Közösségi vevőantenna rendszerek..	12	365	<i>Juhász Béláné:</i> Központi vevőantenna rendszer vilámos tervezése	8	239
<i>Dr. Bereci Tibor—Koncsányszky Gyula:</i> Alagut-diódás erősítő a 8 GHz-es sávra	5	129	<i>Dr. Kása István—Adorján Péter:</i> Folytonosan csatolt inhomogén szalagtápvonalakból kialakított iránycsatolók tervezése, I. rész	11	327
<i>Dr. Bercei Tibor:</i> A mikrohullámú összeköttetések fejlődési irányai	6	161	<i>Dr. Kása István—Adorján Péter:</i> Folytonosan csatolt inhomogén szalagtápvonalakból kialakított iránycsatolók tervezése, II. rész	12	368
<i>Csabai István:</i> Katódsugárcsővek gyártása az Egyesült Izzóban	3	89	<i>Kesselyák Péter:</i> Üllepődő por hatása jelfogó- és crossbar kapcsológép érintkezők megbízhatóságára ...	9	276
<i>Csornai László:</i> A FET tranzisztor elektródáinak elnevezése	2	40	<i>Kiss Dénes—Gajári Gyula:</i> A System 4-es operációs rendszer	10	296
<i>Csornai László:</i> Planár tranzisztorok áramköri megbízhatósággal összefüggő tulajdonságai	3	70	<i>Kocsis Mihály:</i> A híradástechnikai jelfogók fejlődési irányai	9	258
<i>Debreczeni Gábor:</i> A fényforrások fejlődési irányai .	3	85	<i>Dr. Lajtha György—Dr. Gordos Géza—Horváth Imre—Lajkó Sándor:</i> A vezetékes távközlés tudományos helyzetképe	12	353
<i>Dr. Dékány Lászlóné:</i> Jelfogóérintkezők megbízhatósága a környezeti és üzemeltetési feltételek függvényében	9	271	<i>Lorx Ádám—Rác György:</i> Elektronikus hibridáramkör	7	219
<i>Dement'ev, E. P. Dr.:</i> Lineáris négypólusok zajparamétereinek racionális rendszere	1	1	<i>Majoros Kászon:</i> A System 4 PERT programcsomagja	10	314
<i>Endrődy Tamás—Gosztony Géza:</i> Számítógépi módszer telefon-kapcsolóhálózat valószínűségi-grafos vizsgálatához	4	121	<i>Martin, A.:</i> Új irányzatok a katódsugárcsővek alkalmazásában, a katódsugárcsőves kijelző	6	183
<i>Dr. Erdélyi János—Barla Endre:</i> Szennyezésmentes vákuumrendszerek	3	76	<i>Dr. Nagy János:</i> Az ionimplantációs eljárás	3	80
<i>Fejes László—Beke István:</i> Az integrált TTL áramköri rendszer funkcionális jellemzői	2	49	<i>Pallagh László:</i> Jelfogó élettartam vizsgálatok a BHG-ban	12	360
<i>Dr. Ferenc Csaba—Heller Márta:</i> Megjegyzések a mesterséges holdak kétfrekvenciás Doppler mérésének hiba elemzéséhez	7	194	<i>Dr. Pálincás Jenő:</i> A műszaki kutató-fejlesztő munka hatékonyságát befolyásoló tényezők kutató-fejlesztő intézetekben	6	165
<i>Dr. Gál József:</i> A magneto-elektronikus relé és kapcsolástechnikája	9	265	<i>Pap László—Simon Gyula:</i> Differenciálerősítők viszonyai	8	232
<i>Dr. Gärtner Péter:</i> Tranzisztor Y paraméterek helygörbéjének meghatározása számítógéppel	7	216	<i>Pápay Zolt:</i> A kvantálási hiba statisztikus analízise .	11	321
<i>Dr. Géher Károly:</i> Számítógép programok katalógusa, 1970	8	246	<i>Pásztor Gyula—Bárony István:</i> Hazai kísérletek a lavinaüzemű fotodióda létrehozására	11	341
<i>Gosztony Géza:</i> A valódi, visszacsatolt jellegű telefonforgalom várakozásos rendszerekre gyakorolt hatásának utánzásos vizsgálata	5	150	<i>Dr. Piller György:</i> Keretrácsok tekereselése közben fellépő dinamikus hatások	1	24
<i>Dr. Gracza Lajosné:</i> Az ICL System 4 szállítási feladat programcsomagjának ismertetése	10	311	<i>Plank György:</i> Reed-relék vizsgálata	9	279
<i>Granát János—Takács Ferenc:</i> Vas- és ferritmagos transzformátorok tervezése	7	201	<i>Sallai Gyula:</i> Adatátviteli összeköttetések kiegyelítése transzverzális szűrővel	4	103
<i>Grusz József—Keresztes Zoltán—Miklósi József:</i> Katódsugárcsőves optikai kijelző	1	15	<i>Ságody István:</i> A System 4 típusú számítógépek adatkezelési rendszere	10	302
			<i>Sellő Dénes:</i> INREKO 71	9	257
			<i>Sillay Bálint:</i> A PCM vonali jelek átvitelénél használt regenerátor időzítő jelének kinyerésével kapcsolatos megfontolások	5	133

<i>Steffens Oszkár</i> : Új huzalrugós telefon-jelfogók	9	262
<i>Dr. Székely Vladimír</i> : A dekonvolúció és technikai alkalmazásai	6	169
<i>Dr. Székely Vladimír—Tarnay Kálmán</i> : Nyquist-diagram szerkesztés és konform leképzés számítógéppel	8	225
<i>Tarlaczk László</i> : A hullámparaméteres szűrőtervezésről, különös tekintettel az üzemi tulajdonságokra .	1	5
<i>Tarlaczk László</i> : Kötetlen hullámparaméteres alulátresztő szűrők realizálása	2	41
<i>Tordai Tamás</i> : Színes televízió-vevőkészülékek új elektroncső-típusai	3	65
<i>Trembeczki Sándor</i> : A System 4—50 számítógép hardware felépítése	10	290

Egyéb

Hungaroplast — 1971	1	14
A Híradástechnika Szerkesztő Bizottsága	1	30
Híradástechnikai Alkatrész Anket	2	60
Mikroelektronikai Alkatrész Anket	3	80
Egyesületi hírek	3	80
Egyesületi hírek	3	94
IEC kiadványok	4	123
A Számítástechnikai Oktató Központ felhívása	4	124
Az Elektronika Átviteltechnikai Szövetkezet pályázati felhívása	4	124
Puskás Tivadar Emlékérem	4	125
Kitüntetések	4	125

Virág—Pollák díjasaink	4	126
A Diplomaterv Pályázat eredménye	4	126
Diplomaterv Pályázat	4	127
Közös vevőantenna rendszerek című előadássorozat első előadása	4	127
Híradástechnikai Technológiai Anket	5	127
Egyesületi hírek	5	156
Könyvismertetések	6	164
A Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola pályázati felhívása számítástechnikai oktatói állásokra	6	168
Egyesületi hírek	6	182
Winter Ernő	7	193
Egyesületi hír	7	200
IEC kiadványok	9	264
Az INREKO 71 híradástechnikai vonatkozású külföldi előadásainak referátumai	9	281
Az INREKO 71 előadásainak publikálása folyóiratokban	9	286
Számítógépek alkalmazása	10	289
Pályázati felhívás a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola tanári állására	10	301
Könyvismertetés	10	301
Elektrotechnika, elektronika, tudományos műszer- és készülékgyártás az NDK-ban, kiállítás Budapesten	11	326
Szerkezeti Konstrukció az Elektronikában kiállítás és konferencia	11	340
Mikroelektronikai Alkatrész Anket Szombathelyen .	11	346
A Posta Kísérleti Intézet tudományos napjai a Technika Házában	11	350
IEC kiadványok	12	374
Hálózatelméleti Nyári Iskola	12	380



PROF. DR. DEMENTEV E. P.

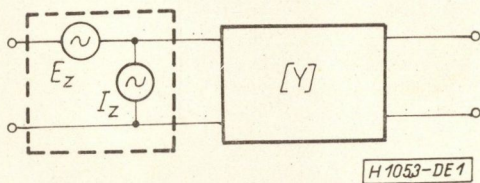
a Lenin-renddel kitüntetett Leningrádi V. I. Uljanov (Lenin)
Elektrotechnikai Egyetem professzora

Lineáris négypólusok zajparamétereinek racionális rendszere*

ETO 621.382.3.012:621.391.822

Villamos jelek erősítőinek méretezési és analízismódszerei közül egyre nagyobb jelentőséggel bírnak azok, amelyek a zajos négypólusok elméletén alapuló általános eljárásokat tartalmaznak. Ennek az az oka, hogy a modern erősítőtechnika a tökéletesség olyan fokát érte el, melynél a további fejlődés a kis jelek erősítésében elválaszthatatlanul az erősítőrendszerek saját zajának problémájához vezet, a különböző típusú erősítők száma pedig olyannyira megnőtt, hogy egyenkénti tanulmányozásuk sok időt igényelne. Természetesen igyekeztek összegyűjteni a különböző erősítőrendszerek matematikai leírásait, melyekkel nem magukat az erősítőket, hanem az eredeti rendszer viselkedését gyakorlatilag elegendő pontossággal követő, idealizált modelleket lehet tanulmányozni.

A zajos négypólusok általános elméletét tárgyaló munkákból [1, 2] ismeretes, hogy tetszőleges, lineáris, zajos négypólus, két, egymásután kapcsolt, idealizált négypólussal ábrázolható (1. ábra).



1. ábra. Tetszőleges, lineáris, zajos négypólus két idealizált négypólus láncbakapcsolásaként

Az első négypólus két korrelált zajforrásból áll: belső ellenállással és vezetéssel nem rendelkező E_z zajfeszültség és I_z zajáram generátorokból, a másik négypólus $[Y]$ mátrixával van jellemezve, amit csak az átviteli függvényt jellemző (zaj nélkül) Y_{11} , Y_{12} ; Y_{21} és Y_{22} négy komplex paraméter ír le

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

* A szerző által a Budapesti Műszaki Egyetemem 1966. december 15-én tartott előadás alapján fordította Prónay Gábor (BME, Vezetékes Híradástechnikai Tanszék).

Beérkezett: 1970. IX. 7.

Ez és I_z zajforrások a Nyquist formulának megfelelően

$$E_z^2 = 4kTR_z \Delta f \quad (2)$$

és

$$I_z^2 = 4kTG_z \Delta f \quad (3)$$

ahol

$$k - \text{a Boltzmann állandó } (1,38 \cdot 10^{-23} \text{ joule} / \text{°K})$$

T — abszolút hőmérséklet

Δf — effektív sáv szélesség

R_z — zajellenállás

G_z — zajvezetés

R_z és G_z a négypólus zajparamétere.

Az E_z és I_z zajforrások közötti korrelációt, mint komplex, korrelációs vezetést ($Y_{korr} = G_{korr} - jB_{korr}$) vesszük figyelembe, ahol G_{korr} és B_{korr} kiegészítik a négypólus zajparamétereinek rendszerét. Ebben az esetben a lineáris négypólus zaj-tulajdonságait négy paraméter jellemzi: R_z , G_z , G_{korr} és B_{korr} .

Ilyen zajparaméter rendszernél elfogadott, hogy I_z zajáram két összetevő összegeként adható meg, ahol az egyik, I_{zH} statisztikus, független E_z -től, a másik arányos E_z -vel és Y_{korr} -al.

$$I_z^2 = I_{zH}^2 + |Y_{korr}|^2 E_z^2 \quad (4)$$

Itt

$$I_{zH}^2 = 4kTG_{zH} \Delta f \quad (5)$$

G_{zH} — zajáramtól statisztikusan függetlenül adódó zajvezetés.

Felhasználva a zaj ideális szinuszekvivalensének [2] és fázistérnek a fogalmát, amik lehetővé teszik ideális, szinuszekvivalenciájú zajokra a vektoranalízis eredményeinek alkalmazását, a lineáris négypólus zajforrásait térvektor diagrammal lehet ábrázolni (2. ábra). Szemléletessége miatt ez a diagram jelentősen segíti az analízist és a négypólus zajtulajdonságait jellemző mennyiségek számítását.

Itt az E_z vektor a fázis-sík valós tengelyébe esik, az I_z vektor a zajforrások közötti korrelációtól függő helyzetet foglal el a térben.

A zaj ideális szinuszekvivalenseinek frekvenciától való függését az effektív sáv szélesség kifejezésében vesszük figyelembe

$$\Delta_f = \int_0^\infty \left[\frac{K(f)}{K(f_0)} \right]^2 df \quad (6)$$

$K(f)$ a bemenetén a már látott zajforrásokkal terhelt erősítő amplitúdó karakterisztikája, $K(f_0)$ pedig az erősítési tényező, a tetszőlegesen kiragadott f_0 frekvencián (3. ábra), melyen az összes számítását végezzük.

Ez esetben a zajforrások frekvencia-spektrumát egyenletesnek tekintjük.

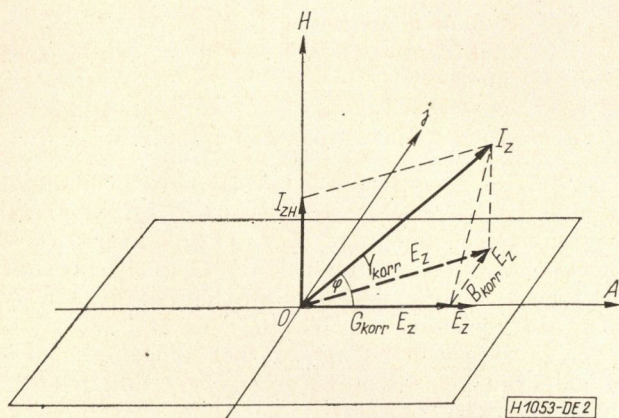
Kapcsoljuk a négy pólus bemenetére, terhelésként vezetést (a jelforrás belső vezetése) $Y_0 = g_0 - jb_0$, I_{z0} termikus zajforrásként jelentkezik (4. ábra).

$$I_{z0}^2 = 4kTg_0 \Delta f \quad (7)$$

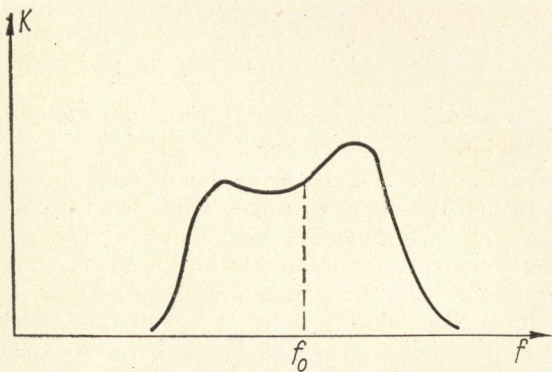
E_z -t Y_0 -val párhuzamosan bekötött $Y_0 E_z$ ekvivalens áramgenerátorral helyettesítjük (5. ábra), majd $Y_0 E_z$ és I_z zajforrásokat, korrelációjuk figyelembevételével egyesítjük (6. ábra).

$$I_{ze}^2 = |Y_0|^2 E_z^2 + 2(g_0 G_{korr} + b_0 B_{korr}) \sqrt{\frac{R_z}{G_z}} E_z I_z + I_z^2 \quad (8)$$

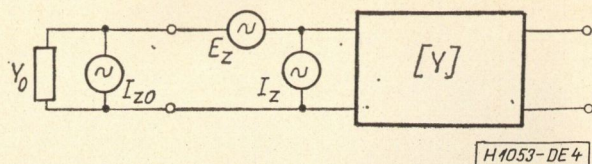
Jelen esetre a vektorábra a 7. ábrán látható. Az I_{ze} eredményvektor az $Y_0 E_z$ és I_z vektorok eredője.



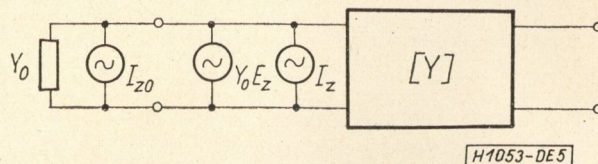
2. ábra. Zajforrások vektordiagramja



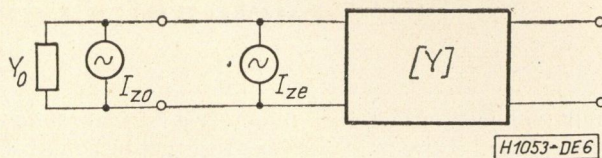
3. ábra. A bemenetén zajforrásokkal terhelt erősítő amplitúdó karakterisztikája, f_0 a kiragadott frekvencia, amin a vizsgálatokat végezzük



4. ábra. A bemeneti terhelést Y_0 , a termikus zajt I_{z0} zajáram generátor modellezi



5. ábra. A 4. ábrán látható E_z zajfeszültség generátor zajáram generátorra alakítva



6. ábra. Zajforrások egyesítése korrelációjuk figyelembevételével, eredő zajforrás I_{ze}

A tárgyalt rendszer zajtényezője

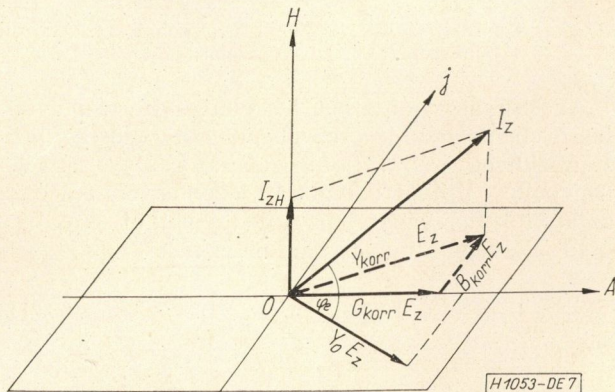
$$F = \frac{I_{z0}^2 + I_{ze}^2}{I_{z0}^2} \quad (9)$$

Ebbe a kifejezésbe a (2), (3), (7) és (8) kifejezések értékeit helyettesítve, majd $4kT \Delta f$ -fel egyszerűsítve kapjuk:

$$F = 1 + \frac{1}{g_0} [|Y_0|^2 R_z + 2R_z(g_0 G_{korr} + b_0 B_{korr}) + G_z] \quad (10)$$

Megoldva az alábbi egyenletrendszert

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial b_0} &= 0 \\ \frac{\partial F}{\partial g_0} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$



7. ábra. I_{ze} eredő zajforrás árama $Y_0 E_z$ és I_z vektorok eredőjeként adódik

„+” az előjel, ha b_0 és a négypólus bemenő vezetéseinek reaktáns része különböző előjelű (induktivitás és kapacitás), „-” az előjel, ha az említett reaktanciák azonos jelűek (kapacitás és kapacitás vagy induktivitás és induktivitás). Gyakorlatban a tranzisztorok bemenő vezetése kapacitív jellegű, tehát b_0 induktív jellegénél „+”, kapacitív jellegénél „-” előjelet kell alkalmazni.

Az alkalmazott közelítés az elmélet és a gyakorlat jó egyezését adja, nem haladva meg a tranzisztorok zajtényezőjének mérésére használt műszerek pontosságát.

$b_0=0$ -nál a (25) képlet $K_e=K$ alakú lesz, a (23)-as kifejezés pedig a következőképpen egyszerűsödik

$$F = 1 + g_0 R_z + 2K\sqrt{G_z R_z} + \frac{G_z}{g_0} \quad (27)$$

Ez a kifejezés alapvető az R_z ; G_z és K zajparaméterek kísérleti meghatározásánál.

Tekintve, hogy $r_0 = \frac{1}{g_0}$, a tényleges r_0 bemenő ellenállás értékeként három értéket választva, például r_1 , r_2 és r_3 -at és három megjelenő zajtényezőt mérve (F_1 , F_2 és F_3), három egyenlethől álló háromismeretlenes egyenletrendszert kapunk.

$$F_1 - 1 = \frac{R_z}{r_1} + 2K\sqrt{R_z G_z} + r_1 G_z$$

$$F_2 - 1 = \frac{R_z}{r_2} + 2K\sqrt{R_z G_z} + r_2 G_z \quad (28)$$

$$F_3 - 1 = \frac{R_z}{r_3} + 2K\sqrt{R_z G_z} + r_3 G_z$$

Bevezetjük a következő jelöléseket:

$$\begin{aligned} a &= \frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2} \\ b &= r_1 - r_2 \\ c &= \frac{1}{r_3} - \frac{1}{r_2} \\ d &= r_3 - r_2 \\ \Delta &= ad - bc \end{aligned} \quad (29)$$

A (28) egyenletrendszert megoldva a (29) bevezetett jelölések figyelembevételével, a minket érdeklő zajparamétereket kapjuk.

$$R_z = \frac{d(F_1 - F_2) - b(F_3 - F_2)}{\Delta} \quad (30)$$

$$G_z = \frac{a(F_3 - F_2) - c(F_1 - F_2)}{\Delta} \quad (31)$$

$$K = \frac{F_2 - \left(1 + \frac{R_z}{r_2} + r_2 G_z\right)}{2\sqrt{G_z R_z}} \quad (32)$$

A (32) kifejezésben elvileg közömbös, hogy N és r_0 -nak milyen értékpárokat választunk. A gyakorlatban azonban a K mennyiség meghatározásának pontossága nő, ha N_2 és r_2 -nek olyan értékpárokat választunk, melyekre fennáll, hogy $r_1 < r_2 < r_3$.

Racionálisan megválasztva r_1 , r_2 és r_3 értékeit, a (30)–(32) formulák szerinti számításokat lényegesen le lehet egyszerűsíteni, valamint meg lehet növelni a minket érdeklő mennyiségek kísérleti meghatározásának pontosságát.

Az R_z , G_z és K zajparaméterek függvényei a frekvenciának és a tranzisztorok működési módjának, tehát ezeket adott frekvencián, adott működési módnál kell mérni.

Erősítő méretezésénél a tranzisztor zajparaméterein kívül, az átviteli paramétereit (Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22}) is ismerni kell.

Általános esetben ezek a paraméterek komplex mennyiségek: $Y_{11} = g_{11} - jb$, $Y_{12} = g_{12} - jb_{12}$, $Y_{21} = g_{21} - jb_{21}$ és $Y_{22} = g_{22} - jb_{22}$.

b_{22} értéke sok esetben pótolja a nem megfelelő B_{korr} négypólus zajparamétert. Ilyenkor a mérnöki számítások pontossága tökéletesen megfelelő.

A nagyfrekvenciás esetek kivételt képeznek, viszonylag keskeny áteresztő sáv esetén, amikor B_{korr} szerepe jelentősen megnő és lényegesen eltérhet b_{11} -től.

Ha b_{11} -et használunk B_{korr} helyett, a (14) képlet érvényben marad, a (12) és (13) a következő alakú lesz:

$$b_{0,opt} \approx -b_{11} \quad (33)$$

$$g_{0,opt} \approx \sqrt{\frac{G_z}{R_z} - b_{11}^2} \quad (34)$$

Zajparaméterek racionális rendszerének alkalmazásánál a minimális zajtényező, általános esetben a (15) kifejezés helyett a következő alakú lesz:

$$F_{min} = 1 + 2(1 + K_e) \frac{G_z}{g_{0,opt}} \quad (35)$$

$b_0=0$ speciális esetben

$$F_{min} = 1 + 2(1 + K)\sqrt{R_z G_z} \quad (36)$$

A 7. ábra vektordiagramjából, vagy az említett összefüggések összehasonlításából könnyen meggyőződhetünk arról, hogy

$$K = G_{korr} \sqrt{\frac{R_z}{G_z}} \quad (37)$$

Az elmondottakra és sok mérésre támaszkodva a következőket mondhatjuk:

A mérnöki gyakorlat számára ajánlható a tranzisztorok zajparamétereinek racionális rendszere, mely három mennyiségből áll: R_z ; G_z és K .

Ezeket a paramétereket a zajtényező három, egyszerű mérése alapján határozzuk meg (hat bonyolultabb helyett).

Ilyen zajparaméterrendszer alkalmazásánál minden számítás és mérés lényegesen leegyszerűsödik, a számítások pontossága pedig nem haladja meg a modern mérőberendezések pontosságát, melyek segítségével a tranzisztor zajparamétereire határozhatók meg.

I R O D A L O M

[1] Rothe H., Dahlke W.: Theory of noisy fourpoles — „Proc. IRE”. 1956. v. 44. No. 6.
 [2] Демитьев Е. П.: Элементы одшей теории и расчёта шумящих линейных цепей. Госенергоиздат, 1963.

A hullámparaméteres szűrőtervezésről, különös tekintettel az üzemi tulajdonságokra

ETO: 621.372.54.001.2

A hullámparaméteres szűrőtervezést sokan már elavultnak tartják az üzemi paraméteres méretezéshez képest. Ezt a véleményt — bár vitatható — a hullámszintézisnek a század elején Wagner, Zobel és társaik által megalkotott, klasszikus formájára vonatkozóan talán el is fogadhatjuk. Bár itt meg kell jegyeznünk, hogy a hullámparaméteres szűrőméretezést a legújabb könyvek is az eredeti, lényegében változatlan alakjában tárgyalják [5, 9, 12].

A cikkünkben ismertető általános vagy kötetlen hullámszintézis nemcsak az elmélet terén jelent továbblépést a klasszikushoz képest, hanem az így tervezett szűrő alig, vagy nem is nagyobb elemszámú, mint az üzemi paraméteres szűrő. Ugyanakkor számítástechnikai szempontból továbbra is egyszerű és könnyen kezelhető, ami eddig is a hullámparaméteres méretezés fő erénye volt.

Az általános hullámszintézis létét a hullámszűrő modern, üzemi paraméteres szemléletének köszönheti.

A kötetlen hullámszűrő éppúgy felfogható speciális üzemi paraméteres szűrőnek, mint általános értelemben vett hullámszűrőnek; hiszen valahol a kettő között áll. Mi — az alapvető tulajdonságok miatt — inkább az utóbbi felfogást valljuk magunkénak.

1. Mit nevezünk hullámszűrőnek?

Amikor egy szűrőtervezési feladatot üzemi paraméteresen oldunk meg, nem kell más figyelembe vennünk, mint a pozitív elemekkel való megvalósíthatóság feltételeit (röviden: PR-feltételek). Ha egy hullámszűrőt akarunk tervezni, akkor ezen kívül még egy megkötést kell teljesítenünk. Ez a feltétel hullámparaméterekkel fejezhető ki legegyszerűbben; nevezzük hullámfeltételnek.

Minden reaktáns négyfólus, így az üzemi paraméterek szerint tervezett szűrő is jellemezhető hullámparamétereivel. Három egymástól független hullámparaméter egyértelműen meghatároz egy reaktáns négyfólust. Mi a továbbiakban a primér és szekundér oldali hullámimpedanciát és a diagonálviszonyt tekintjük a három meghatározó paraméternek. Ezek definíciója az üresjárású és rövidzárási impedanciákkal:

$$Z_{10} = \sqrt{Z_{1r} Z_{1ü}}; \quad Z_{20} = \sqrt{Z_{2r} Z_{2ü}}; \quad Q = \sqrt{\frac{Z_{1r}}{Z_{1ü}}} = \sqrt{\frac{Z_{2r}}{Z_{2ü}}}; \quad (1)$$

A három hullámparaméter mindegyike a frekvencia függvényében valós vagy képzetes értéket vehet fel. A valós és képzetes tartományokat elválasztó frekvenciákat — ahol a hullámparaméterek értéke mindig extrém — elméleti határfrekvenciáknak nevezzük. A hullámimpedanciák és a Q diagonálviszony egymáshoz képest komplementer jellegűek: a hullámimpedanciák valós tartományában Q képzetes és megfordítva.

Hangsúlyozzuk, mindez az üzemi paraméteres szűrőre is fennáll. Ami a hullámszűrőt az üzemi paraméterestől megkülönbözteti, az az, hogy egy hullámszűrőnél annak gyakorlati áteresztő tartományában a hullámimpedancia mindenütt valós, a záró tartományban pedig a hullámimpedancia minden frekvencián képzetes. Másszóval: hullámszűrőnél az elméleti határfrekvenciák száma minimális; mindig annyi, mint ahányszor a gyakorlati áteresztő és záró tartományok váltják egymást. (Alul- és felüláteresztőnél 1, sávszűrőnél 2 stb.) Ezt a hullámfeltételt kell tehát teljesítenünk, ha hullámszűrőt akarunk tervezni.

Még egy megjegyzést teszünk. Fentebb három egymástól független hullámparaméterről beszéltünk. Ha azonban figyelembe vesszük a PR-feltételeket, éppen azt látjuk, hogy ez a három paraméter nem teljesen független egymástól. A Z_{10} -ra, Z_{20} -ra és Q -ra vonatkozó realizálhatósági feltételeket már Cauer megadta ([1] 252–255. oldal). Ezek a feltételek viszonylag egyszerűek és csak a szűrőtervezés elején kell számításba vennünk őket.

2. A klasszikus hullámszintézis

A hullámparaméteres szűrőméretezés régóta jól ismert [1, 5, 6, 11, 13], ezért részletesen nem térünk ki rá.

A klasszikus hullámszintézist tekintve három dologt vizsgálva különítsük el egymástól: azt az elméletet és szemléletet, amelyre támaszkodik, a végeredményül kapott szűrő tulajdonságait, és azt a számítási apparátust — elsősorban az approximációra gondolunk —, amelynek révén a szűrő megszületik. A három dolog természetesen nem független egymástól.

a) A szemlélet a hullámparaméterek bevezetésén nyugszik. Ennek több előnye volt. Egyrészt hullámparaméterekben rendkívül szemléletesen lehetett megfogalmazni azt, hogy mik az ideális szűrő — amelynek csillapítása az áteresztő tartományban (a továbbiakban röviden ÁT-ban) zérus, a záró tartományban (ZT-ban) végtelen — megvalósításának feltételei. Ha biztosítjuk az előző pontban tárgyalt

hullámfeltétel teljesülését, a szűrő hullámcsillapítása Q képzetes tartományában máris zérus (ÁT), a hullámcsillapítás pedig ott végtelen, ahol $Q=1$. Másrészt a hullámparaméterek bevezetésével lehetővé vált az, hogy a szűrőt egyszerű L-tagokból építsük fel. Ehhez nem kell mást tennünk, mint az ún. hullámillesztés feltételét teljesítenünk: az egymáshoz illesztett tagok az illeszkedő oldaluk felől azonos hullámimpedanciát mutassanak. E mögött az az elméleti tétel áll — amely szintén csak hullámparaméterek esetén ilyen egyszerű —, hogy egymáshoz illesztetten csatlakozó tagok (négy-pólusok) láncba kapcsolása útján kapott négy-pólus eredő hullámátviteli mértéke (hullámcsillapítása) egyenlő a tagok hullámátviteli mértékének (hullámcsillapításának) algebrai összegével. A PR-feltételek is ezáltal egyszerűen elintézhetőkké váltak: ha az alaptagok pozitív elemekkel realizálhatók, akkor a belőlük összerakott szűrő is pozitív elemekkel realizálható volt; és ezek az alaptagok mint jól bevált építőkövek legtöbbször eleve rendelkezésünkre álltak. A hullámfeltétel teljesülését ezek az építőkövek ugyancsak eleve biztosították.

S harmadrészt — ami végeredményben az egész tervezési módszer létezését jogosulttá tette — kiderült az, hogy az elvont hullámparaméterektől vezet út a valóságos üzemi paraméterekhez, vagy inkább fordítva: az üzemi paraméterekben megfogalmazott követelmények a hullámparaméterek nyelvére lefordíthatók. Igaz, hogy ezt a lefordítást pontosan elvégezni nagyon bonyolult, de még az elnagyolt fordítás is elegendőnek bizonyult ahhoz, hogy a hullámparaméteres méretezés — kihasználva számítástechnikai egyszerűségét — évtizedekig szinte egyeduralkodó legyen. De ez már egyben az approximáció problematikája is.

b) Mindenesetre a klasszikus úton kapott hullám-szűrő fő vonásai a következők. A szűrő egymáshoz illeszkedő tagokból van összerakva. Hullámimpedanciái azonosak a végeken levő két tag kifelé forduló hullámimpedanciáival. Értékük az ÁT-ban 1 körül ingadozik. (Amennyiben a lezáró ellenállásokat 1-nek vesszük.) Ezáltal az üzemi csillapítás alig tér el a hullámcsillapítástól, amely utóbbi pedig az ÁT-ban zérus. Ahol $Z_0=1$, ott az üzemi csillapítás pontosan zérus. A ZT-ban tetszés szerinti frekvencián választható Q 1-nek, ahol is a szűrőnek hullámcsillapítás pólusa van. A többi frekvencián Q 1-hez tetszés szerint közelebbi értéket vehet fel, ezáltal nagy hullámcsillapítás jön létre. Ahol a hullámcsillapítás végtelen, ott egyben az üzemi csillapításnak is pólusa van. Ahol a hullámcsillapítás nagy, ott az üzemi csillapítás is nagy.

Lényegében ennyit mond számunkra a klasszikus hullámszűrőelmélet. Hogy az üzemi követelményeknek a hullámszűrő milyen hatásfokkal tesz eleget, az az approximációs módszertől is függ. Ezt alább még megvizsgáljuk, amikor is a klasszikus hullámszűrő újabb, kevésbé ismert tulajdonságai is felszínre kerülnek. Ezek közül a leglényegesebb az lesz, hogy a hullámszűrőnek az ÁT-ban a $Z_0=1$ helyeken kívül még azokon a frekvenciákon is üzemi csillapítás-zérushelyei vannak, ahol — szimmetrikus vagy antiszimmetrikus szűrő esetén — Q -nak szingularitása van;

a ZT-ban pedig Q 1-helyein kívül ott is üzemi csillapítás-pólus van, ahol a primér vagy a szekundér hullámimpedanciának van szingularitása. Ezekkel a szingularitásokkal a klasszikus szintézis nem törődik. De részben — burkoltan és rendkívül elkenve — figyelembe veszi azon közelítő összefüggések révén, amelyeket az approximáció során felhasznál. Ez utóbbi módon létrejött csillapítás-zérusok, ill. csillapítás-pólusok ugyanolyan rangúak, mint az előbbiek. Téves az az elképzelés, miszerint pl. az ún. ütközési csillapítás-pólusok keskenyebbek, kevésbé hatások lennének, mint a hullámcsillapítás pólusok. A különbség csak annyi, hogy az egyiket Z_0 , a másikat Q adja.

És itt kell rámutatnunk a klasszikus hullámszűrő számunkra legfontosabb sajátására, amely a fenti hiedelemnek is némi tápot adott. Ez pedig az, hogy a klasszikus hullámszűrőnél Z_0 ZT-beli szingularitásai kivétel nélkül egybeesnek Q 1-helyeivel; másszóval: azokon a frekvenciákon, ahol ütközési csillapítás-pólus van, hullámcsillapítás-pólus is fellép. (Fordítva ez nem áll fenn, azaz nem minden hullámpólus ütközési pólus is egyben!) A hullámpólusok ilyenképpen mindig elfedik az ütközési pólusok hatását: innen eredhet a hamis elképzelés. A kétféle pólus egyazon frekvenciára való esése eleve nem olyan gazdaságos, mintha a két — egyenrangú — pólus két különböző frekvencián lépne fel. Ez a veszteség még növekszik is azáltal, hogy az így létrejött feleslegesen kettős csillapítás-pólus a ZT-beli csillapításkövetelmény szempontjából legtöbbször nem esik jó helyre. Hiszen ennek felvételét nem a ZT-beli követelmények, hanem az ÁT-beli illesztés követelményei szokták megszabni. Ennek a hátrányos tulajdonságnak az oka pedig közvetlenül abban a szemléletben keresendő, amely szerint a szűrőt illesztett (fél)tagokból kell összerakni.

c) A klasszikus hullámszintézis approximációját illetően a következő fő vonásokat kell kiragadnunk.

Egy négy-pólus univerzális paraméterei a hullámparaméterekkel kifejezve [6]:

$$\begin{aligned} \text{sh } g_0 : Z_{10} \text{ ch } g_0 : \sqrt{Z_{10}Z_{20}} : \sqrt{Z_{10}Z_{20}} : \\ : Z_{20} \text{ ch } g_0 : Z_{10}Z_{20} \text{ sh } g_0, \end{aligned} \quad (2)$$

ahol g_0 a hullámátviteli mérték. Ugyanez felírható a Q diagonálviszonnyal is, figyelembe véve a

$$\text{th } g_0 = Q \quad (3)$$

összefüggést:

$$Q : Z_{10} : \sqrt{Z_{10}Z_{20}} \sqrt{1-Q^2} : \sqrt{Z_{10}Z_{20}} \sqrt{1-Q^2} : Z_{20} : Z_{10}Z_{20}Q. \quad (4)$$

Ismeretes a Γ üzemi átviteli tényező és a Φ karakterisztikus függvény kifejezése univerzális paraméterekkel:

$$\Gamma = \frac{GR_1R_2 + PR_2 + SR_1 + R}{2B\sqrt{R_1R_2}}, \quad (5)$$

$$\Phi = \frac{-GR_1R_2 + PR_2 - SR_1 + R}{2B\sqrt{R_1R_2}} \quad (6)$$

$G, P, B = F; S, R$ az univerzális paraméterek, R_1 és R_2 pedig a lezáró ellenállások.

Helyettesítsük most a (2) és (4)-szerinti univerzális paramétereket (5)-be és (6)-ba. Négy egyenletet kapunk, amelyek közül a rövidség kedvéért csak kettőt írunk fel:

$$\Gamma = \frac{R_1 R_2 \operatorname{sh} g_0 + R_2 Z_{10} \operatorname{ch} g_0 + R_1 Z_{20} \operatorname{ch} g_0 + Z_{10} Z_{20} \operatorname{sh} g_0}{2\sqrt{Z_{10} Z_{20}} \sqrt{R_1 R_2}} \quad (7)$$

$$\Phi = \frac{-QR_1 R_2 + Z_{10} R_2 - Z_{20} R_1 + Z_{10} Z_{20} Q}{2\sqrt{Z_{10} Z_{20}} \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{1-Q^2}} \quad (8)$$

Ezekben az összefüggésekben elvileg minden bentfoglaltatik. Az általánosság csorbitása nélkül választhatjuk azonban a lezáró ellenállásokat egységnyinek. Hiszen egy ideális transzformátor esetleges beiktatása egy reaktáns négy-pólusba annak reaktáns jellegén és csillapításán nem változtat. Ekkor (6)-ból lesz:

$$\Phi = \frac{(P-S) + (R-G)}{2B}, \quad (9)$$

(8) pedig a következő alakba írható:

$$\Phi = \frac{Z_{10} - Z_{20}}{2\sqrt{Z_{10} Z_{20}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-Q^2}} + \frac{Z_{10} Z_{20} - 1}{2\sqrt{Z_{10} Z_{20}}} \cdot \frac{Q}{\sqrt{1-Q^2}} \quad (10)$$

Tudjuk, hogy $B=B(p)$ vagy tiszta páros, vagy tiszta páratlan függvény. A pólusok tehát reaktáns négy-pólusnál a p -sík képzetes tengelyére esnek. Kézenfekvő — bár nem kötelező —, hogy a zérusok is ott helyezkedjenek el. Ez akkor lép fel, ha (9) számlálójára is vagy tiszta páros, vagy tiszta páratlan. Ennek pedig — mivel $(P-S)$ mindig ellenkező paritású $(R-G)$ -hez képest — az a feltétele, hogy vagy $(P-S)$ vagy $(R-G)$ zérus legyen. Így jutunk az első esetben szimmetrikus, a második esetben antiszimmetrikus szűrőhöz.

$$\Phi_{\text{szim}} = \frac{R-G}{2B}; \quad \Phi_{\text{antim}} = \frac{P-S}{2B} \quad (11)$$

(4)-ből látható, hogy a hullámparamétereket illetően szimmetrikus esetben a $Z_{10}=Z_{20}=Z_0$, antiszimmetrikus esetben pedig a $Z_{20}=1/Z_{10}$ egyenlőség áll fenn. A (10) egyenlőség két tagja közül pedig valamelyik zérus lesz.

$$\Phi_{\text{szim}} = \frac{Z_0^2 - 1}{2Z_0} \cdot \frac{Q}{\sqrt{1-Q^2}}; \quad \Phi_{\text{antim}} = \frac{Z_{10}^2 - 1}{2Z_{10}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-Q^2}}, \quad \left(Z_{20} = \frac{1}{Z_{10}} \right) \quad (12)$$

A továbbiakban szorítkozunk szimmetrikus szűrőre. Antiszimmetrikus esetben analóg módon hasonló összefüggések írhatók fel, amelyre ezért nem szükséges kitérnünk.

Vegyük figyelembe, hogy szimmetrikus szűrőnél a diagonálviszony mindig felírható

$$Q = \frac{2q}{1+q^2} \quad (13)$$

alakban, ahol q a hídviszony. Ekkor (12)-ből kapjuk:

$$\Phi = \frac{Z_0^2 - 1}{Z_0} \cdot \frac{q}{1-q^2} \quad (14)$$

És most, mivel szemléltetés a célunk, nézzünk egy példát. Legyen egy aluláteresztő Z_0 -ja és Q -ja az 1. ábra szerinti jellegű. Az ábrán q jellegdiagramját is feltüntettük. Az elméleti határfrekvenciát 1-nek választottuk. A hullámimpedancia harmadfokú (kétszeres derivált), a diagonálviszony pedig hatodfokú, azaz a szűrőnek 3 egész hullámpólusa van.

A hullámimpedanciának modulusaival (illesztő- vagy ütközési modulusok) való felírása jól ismert:

$$Z_0 = \frac{M_1}{M_0} \cdot \frac{1 + (1 - m_R^2) p^2}{1 + (1 - m_A^2) p^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+p^2}} = \frac{M_1}{M_0} \cdot \frac{1 - m_R^2 p^2}{1 - m_A^2 p^2} \cdot \sqrt{1-p^2}, \quad (15)$$

ahol Z_0 -t még a

$$\varphi = \frac{p}{\sqrt{1+p^2}} \quad (16)$$

transzformált frekvenciával is kifejeztük. $\frac{M_1}{M_0}$ egy konstans, a hullámimpedancia zérus frekvencián felvett értékével egyezik meg. Ugyancsak ismert q -nak 1-helyeivel (hullámmodulusokkal) való felírása is:

$$q = \frac{m_{123} \varphi + m_{123}^{(3)} \varphi^3}{1 + m_{123}^{(2)} \varphi^2} \quad (17)$$

A (17) képletben a hullámmodulusok elemi szimmetrikus formái szerepelnek.

Nyilvánvaló, hogy Z_0 is kifejezhető 1-helyeivel, csakúgy, mint q a szingularitásaival. Ezen ÁT-ban levő jellegzetes pontokkal való leíráshoz vezessük be a

$$\psi = \frac{1}{\sqrt{1+p^2}} \quad (18)$$

transzformációt, amely φ -nek pitagoraszi komplementere:

$$\varphi^2 + \psi^2 = 1 \quad (19)$$

Ekkor felírható:

$$Z_0 = \frac{k_{123} \psi + k_{123}^{(3)} \psi^3}{1 + k_{123}^{(2)} \psi^2} \quad (20)$$

$$q = \frac{K_1}{K_0} \frac{1 - k_R^2 \psi^2}{1 - k_A^2 \psi^2} \sqrt{1 - \psi^2} \quad (21)$$

(20)-nak (15)-tel, (21)-nek (17)-tel való összehasonlítása révén a kétféle paraméterezés közti összefüggések is felírhatók:

$$\begin{aligned} k_A^2 &= \frac{m_{123}^{(2)}}{1 + m_{123}^{(2)}} & K_1 &= m_{123} + m_{123}^{(3)} \\ k_R^2 &= \frac{m_{123}^{(3)}}{m_{123} + m_{123}^{(3)}} & K_0 &= 1 + m_{123}^{(2)} \\ m_A^2 &= \frac{k_{123}^{(2)}}{1 + k_{123}^{(2)}} & M_1 &= k_{123} + k_{123}^{(3)} \\ m_R^2 &= \frac{k_{123}^{(3)}}{k_{123} + k_{123}^{(3)}} & M_0 &= 1 + k_{123}^{(2)} \end{aligned} \quad (22)$$

Ezek után minden készen áll Φ (14) szerinti kifejtéséhez. (15) és (17)-nek (14)-be való behelyettesítésével Φ φ -ben, (20), (21)-nek (14)-be való behelyettesítésével Φ ψ -ben kifejezett alakját nyernénk. A

$$\Phi = H_0 \frac{(1 - k_1^2 \psi^2)(1 - k_2^2 \psi^2)(1 - k_3^2 \psi^2)(1 - k_A^2 \psi^2)(1 - k_R^2 \psi^2) \sqrt{1 - \psi^2}}{(1 - m_1^2 \varphi^2)(1 - m_2^2 \varphi^2)(1 - m_3^2 \varphi^2)(1 - m_A^2 \varphi^2)(1 - m_R^2 \varphi^2) \sqrt{1 - \varphi^2}}, \quad (23)$$

ahol $H_0 = \frac{K_0 K_1}{M_0 M_1}$.

Ez a rendkívül kifejező alak az 1. ábrával együtt gyönyörűen mutatja egy hullámszűrő minden tulajdonságát: az ÁT-ben Z_0 1 helyei és q szingularitásai (itt egyben Q zérusai, antimetrikus szűrőnél Q pólusai) adják az üzemi csillapítás (és fojtás) zérusait, a ZT-ban pedig Q 1-helyei és Z_0 szingularitásai az üzemi csillapítás (és fojtás) pólusait. Látható — amit egyébként is tudunk —, hogy szimmetrikus aluláteresztőnél fentiekén kívül egy fél pólus végtelen frekvencián és egy fél zérus nulla frekvencián mindig fellép. Az is világosan kitűnik a képletből, hogy a kétféle eredetű zérusok és pólusok hatásukban teljesen egyenrangúak.

A klasszikus hullámszintézis azonban nem ezt az utat járja. A karakterisztikus függvényen keresztül történő szemléletet nem ismeri. Tehát nem a (8), hanem a (7) összefüggésből indul ki, amelyből igen rövid úton lehet eljutni a Zobel-féle felbontáshoz [5]:

$$\Gamma = \Gamma_0 \frac{R_1 + Z_{10}}{2\sqrt{R_1 Z_{10}}} \cdot \frac{R_2 + Z_{20}}{2\sqrt{R_2 Z_{20}}} \left(1 - \frac{R_1 - Z_{10}}{R_1 + Z_{10}} \cdot \frac{R_2 - Z_{20}}{R_2 + Z_{20}} e^{-2g_0} \right), \quad (24)$$

$$a = a_0 + \ln \left| \frac{R_1 + Z_{10}}{2\sqrt{R_1 Z_{10}}} \right| + \ln \left| \frac{R_2 + Z_{20}}{2\sqrt{R_2 Z_{20}}} \right| + \ln \left| 1 - \frac{R_1 - Z_{10}}{R_1 + Z_{10}} \cdot \frac{R_2 - Z_{20}}{R_2 + Z_{20}} e^{-2g_0} \right|. \quad (25)$$

Itt még $\Gamma_0 = e^{g_0}$ a hullámátviteli tényező, $a = \ln |\Gamma|$ az üzemi csillapítás, $a_0 = \ln |\Gamma_0|$ a hullámcsillapítás.

A Zobel-felbontás nagy jelentősége abban volt, hogy belőle kiindulva igen egyszerű és meglepően jó közelítésekhez lehetett eljutni az üzemi paraméterek-

legfrappánsabb azonban a hibrid-alak, ahol φ és ψ valamint az összes szingularitás és 1-hely is szerepel. A ravasz helyettesítésekből álló levezetést elhagyván a végeredményt közöljük:

nek hullámparaméterekre való átfogalmazását illetően. Itt elsősorban két jól ismert összefüggésre gondolunk [5], [11]. Az egyik az áteresztő tartományban ad meg korlátot az üzemi csillapításra, amely szimmetrikus esetben így néz ki:

$$a_{\text{ÁT}} \leq \ln \frac{1 + \Theta^2}{2\Theta}, \quad (26)$$

ahol $\Theta = Z_0/R_Z$ az ún. hullámmellenállás-ingadozás. A másik pedig az a tétel, hogy a ZT-ban az üzemi csillapítás legfeljebb 0,7 N-rel lehet kisebb a hullámcsillapításnál:

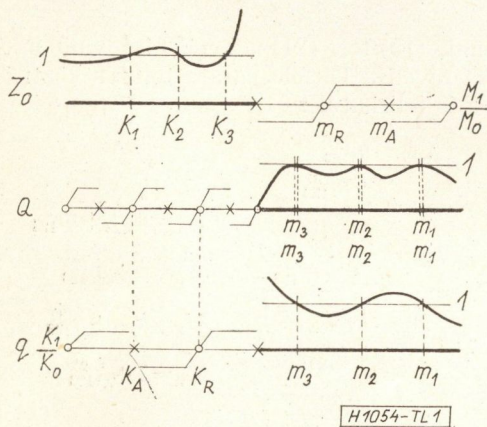
$$a_{\text{ZT}} \geq a_0 - \ln 2 = a_0 - 0,7 N \quad (27)$$

E két összefüggés révén vált a klasszikus hullámparaméteres méretezés olyan egyszerűvé, hiszen ezáltal az ÁT-ban csak Z_0 , a ZT-ban pedig csupán Q (azaz a_0) hatását kellett szem előtt tartani.

A (26) és (27) közelítések által okozott hibát is nyomon követhetjük. A ZT-ban ez a hiba rögtön látszik magából a Zobel-felbontásból. Mivel (25) utolsó tagja a ZT-ban legfeljebb 1–2 cN [11] járulékot ad, a hiba lényegében az a_0 utáni két tagnak, a primér és a szekunder ütközési csillapításnak –0,7 N-rel való helyettesítéséből származik. Ez különösen jelentős az ütközési csillapítás-pólusok környezetében. De ebből az is következik, hogy a (27) közelítéssel nem okvetlenül kell élnünk, mert a ZT-beli üzemi csillapítás pontos számítása a primér és a szekunder ütközési csillapítás figyelembevételével kis többletmunkával elvégezhető. Ehhez csupán a hullámpedancia-függvényre van szükségünk, amely az ÁT miatt egyébként is rendelkezésünkre áll, s legtöbbször nem is túlságosan magas fokszámú.

És itt az approximációban egy éles határvonalat érzünk. Az eddig a pontig terjedő approximációt nevezzük Zobel-felbontás szerinti approximációnak. Amely — mint az előzőekből kitűnik — tulajdonképpen záró tartomány-centrikus: a ZT-ban pontosan számol az üzemi csillapítással, míg az ÁT-ban megmarad a (26) nyújtotta korlátos közelítés mellett. Ha emellett még úgy járunk el, hogy az elméleti határfrekvenciákat nem mechanikusan, egyszer s mindenkorra választjuk meg, hanem annak optimális helyét iteratív úton közelítjük meg; az ÁT-ban nem ragaszkodunk mechanikusan az egyenletes hullámmellenállás-ingadozás elvéhez, akkor látni fogjuk, hogy jelentős tartalékok tűnnek elő. Ezt a későbbiekben (4. pont) még illusztrálni fogjuk.

A (26) szerinti közelítést illetően más a helyzet. (24) és (25)-ből látható, hogy pontos számítás esetén még g_0 -t, vagy ami az ÁT-ban ugyanaz, jb_0 -t, vagyis a hullámforgatást kellene — pl. (3) felhasználásával — számításba vennünk. Ez azonban ezen az úton nagyon bonyolultnak látszik. A közelítés által oko-



1. ábra

zott hibát felmérni sem olyan könnyű, mint (27) esetében volt. Annyi mindenesetre hosszú számítások nélkül is érezhető, hogy a hiba jellege és hatása hasonló ahhoz, mint amit az ütközési csillapítások elhanyagolása okoz a ZT-ban, talán mennyiségileg kevésbé számottevő.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a klasszikus hullámszűrő a kötelező hullámfeltételen kívül még egy felesleges megkötésnek is eleget tesz, nevezetesen annak, hogy az ütközési csillapításpólusok helyére mindig esik egy-egy hullámcsillapítás-pólus is. További veszteséget okoz a klasszikus hullámparaméteres approximáció közelítő volta. Ha a hullámszűrőt gazdaságosságában is közelíteni akarjuk az üzemi paramétereshez, mindkét irányban előre kell lépünk.

3. Általános vagy kötetlen hullámszintézis. Approximáció

A kötetlen hullámszűrő szemléletében teljesen egzakt és nélkülöz minden előzetes kötöttséget. A kérdés felvetése egészen általános, amely így hangzik: tervezendő az adott csillapításelemlírásokra olyan szűrő, amely a kötelező PR-feltételeken kívül még a hullámfeltételt is kielégíti. (Ez utóbbi feltétel elhagyásával születik az üzemi paraméteres szűrő.)

Eredményét illetően pedig a kötetlen hullámszűrő csupán abban különbözik a klasszikustól, hogy az ütközési csillapítás-pólusok és a hullámcsillapítás-pólusok függetlenek lesznek egymástól. Ez a függetlenség ebben a kérdésfeltevésben természetesen adódik, hiszen a kettő közötti kötöttséget sem a PR-feltételek, sem a hullámfeltétel nem követeli, a csillapítás-előírások pedig szinte sohasem indokolják. Természetesen az ütközési csillapítás-pólusok és a hullámcsillapítás-pólusok egybeesése nincs megtiltva sem, tehát a kötetlen hullámszűrő egyben a klasszikus hullámszűrő általánosítását is jelenti.

Az általános hullámszűrő lényegesen kevesebb elemszámú, mint a klasszikus, és majdnem eléri az üzemi paraméteres szűrő gazdaságosságát. Igaz, hogy ezzel szemben egyszerű féltagokból már nem rakható össze többé. A kötetlen hullámszűrő egységes egész, az elemértékek például hasonló lefejtés útján kaphatók meg, mint az az üzemi paraméteres méretezésnél szokásos. Sokszor azonban még erre sincs szükség. Aluláteresztők esetén máris sikerült egészen egyszerű explicit formulákat találnunk, amelyekkel az elemértékek csaknem olyan egyszerűen számíthatók, mint a klasszikus, tagokból álló hullámszűrő elemértékei. Erről azonban majd csak egy következő cikkünkben lesz szó.

A kötetlen hullámszűrő már azáltal is gazdaságosabb a klasszikusnál, hogy nem tartalmaz feleslegesen kettős üzemi csillapítás-pólusokat.

Az általános hullámszűrő approximációjának problémája azonban igen nehéz, s még nem is egészen tisztázott. Annyi bizonyos, hogy a (26) és (27) egyenlőségekkel jelzett approximációnál pontosabbra van szükség. Hiszen ellenkező esetben az ütközési csillapítás-pólusok hatását nem is tudnánk befolyá-

sukhoz méltóan figyelembe venni. Az approximáció javításának azonban fokozatai vannak, a felhasznált közelítések pontossága egyre növekedhet, egészen az abszolút pontosságig. Ezen az úton két ponton célszerű megállni: az egyik pont valahol az út közepén van, nevezük ezt részleges approximációnak, a másik az út végpontja, nevezük teljes approximációnak.

Részleges approximáció

A részleges approximáció az, amit tulajdonképpen már a 2. pontban leírtunk és Zobel-felbontás szerinti approximációnak neveztünk.

Ennek az approximációnak kétségtelen előnye az, hogy viszonylag kevés számolást igényel, és hogy lényegében megmarad a klasszikus hullámparaméteres elméletből jól ismert fogalmak és számítási segédeszközök (pl. Rumpelt-sablon) keretei között.

A méretezés elkezdésekor, Z_0 és Q jellegének megválasztásakor figyelembe kell vennünk a PR-feltételeket [1]. Q 1-helyeit (a hullámcsillapítás-pólusokat) teljesen szabadon választjuk meg, Z_0 szingularitásait vagy 1-helyeit pedig úgy, hogy Z_0 végül is az ÁT-ban megfeleljen legalább a (26) szerinti korlátos összefüggésnek, a ZT-ban pedig az általa okozott ütközési pólusok a lehető legjobb helyre essenek. Aluláteresztők esetén a fő hullámimpedancia-típusok jellemzőit — amelyekre a számítások szükség lehet — a függelékben adjuk meg, sávszűrők esetén pedig [10] és [11]-ra utalunk.

Teljes approximáció

Teljes approximáción olyan approximációt értünk, amelynek folyamán, ÁT-ben és ZT-ban egyaránt, a szűrő üzemi csillapítását végig pontosan, közelítések és elhanyagolások nélkül tartjuk szem előtt, ill. számítjuk ki. Erre az approximációra a Zobel-felbontás nem alkalmas. Ehhez az approximációhoz a legalkalmasabbnak a karakterisztikus vagy fojtásfüggvény felhasználása látszik; nevezhetjük ezt fojtásapproximációnak.

A fojtásfüggvény reciproka egyben a reflexió-fojtás (28), ha pedig az ÁT-ban az a_r reflexió csillapítást, a ZT-ban az a üzemi csillapítást tekintjük, akkor a viszonyok szimmetrikussá és rendkívül szemléletesé válnak.

$$e^{2\alpha} = 1 + |\Phi|^2; \quad e^{2\alpha_r} = 1 + \left| \frac{1}{\Phi} \right|^2 \quad (28)$$

Hátránya ennek az approximációnak az elméleti egyszerűsége és szemléletessége ellenére is várható számítástechnikai igényessége. Bár ez a hátrány a számítástechnika korszakában nem biztos, hogy valódi. Ugyancsak nehéz felmérni azt is, hogy ennek az approximációnak gyakorlati, pl. elemszámában, csillapítástöbbletben megnyilvánuló előnye pontosan mennyi az előbb tárgyalt részleges approximációéhoz képest. Hiszen, mint azt a 4. pontban majd megmutatjuk, már a részleges approximációval elért eredmények is nagyon jók, az üzemi paraméteres szűrő gazdaságosságát pedig ezzel az approximációval

sem lehet elérni a hullámfeltétel-szabta korlátok miatt. Ezek a korlátok azok, amelyek a számítást is olyan bonyolulttá teszik.

Most röviden felvázolunk — a sok lehetséges elképzelés közül — egy módszert, amellyel egy ilyen approximáció végigvihető. A kiindulás (8)-ból, ill. (10)-ből történik, mi azonban felhasználva eddigi eredményeinket (23)-ból indulunk ki. Ez nem megy az általánosság rovására, hiszen a példánkban (1. ábra) követett módszer minden más esetre könnyen átvihető.

A (23) összefüggés úgy született, hogy célszerűen felvettük Z_0 1-helyeit, azaz k_1, k_2 és k_3 -at, valamint

Q 1-helyeit, azaz az m_1, m_2, m_3 hullámmódulusokat. Ezekből a (22) képletek szerint adódtak Q és Z_0 szingularitásai, valamint a konstansok. Nézzük meg ezek után, hogy az így felvett karakterisztikus függvény mennyire elégíti ki az előírásokat. A csillapításeleírásokat célszerű a ZT-ban $\ln |\Phi|$ -ben, az ÁT-ban $-\ln |\Phi|$ -ben fogalmazni. Nagy üzemi és reflexió csillapításeleírás esetén az átfogalmazott értékek jól megegyeznek magával a ZT-beli üzemi csillapítással, ill. az ÁT-beli reflexiócsillapítással.

Írjuk át (19)-nek megfelelően a (23) képletet tiszta φ -függvénybe. További átalakítások elvégzésével kapjuk:

$$\Phi = H \sqrt{\varphi} \cdot \frac{\frac{k_1^* \varphi + \frac{1}{k_1^* \varphi}}{2} \cdot \frac{k_2^* \varphi + \frac{1}{k_2^* \varphi}}{2} \cdot \frac{k_3^* \varphi + \frac{1}{k_3^* \varphi}}{2} \cdot \frac{k_A^* \varphi + \frac{1}{k_A^* \varphi}}{2} \cdot \frac{k_R^* \varphi + \frac{1}{k_R^* \varphi}}{2}}{\frac{m_1 \varphi - \frac{1}{m_1 \varphi}}{2} \cdot \frac{m_2 \varphi - \frac{1}{m_2 \varphi}}{2} \cdot \frac{m_3 \varphi - \frac{1}{m_3 \varphi}}{2} \cdot \frac{m_A \varphi - \frac{1}{m_A \varphi}}{2} \cdot \frac{m_R \varphi - \frac{1}{m_R \varphi}}{2}} \sqrt{\frac{\varphi - \frac{1}{\varphi}}{2}}, \quad (29)$$

ahol

$$k_i^* = \frac{k_i}{\sqrt{1 - k_i^2}}, \quad (30)$$

és

$$H = \frac{j}{\sqrt{2}} \cdot H_0 (1 - k_1^2)(1 - k_2^2)(1 - k_3^2)(1 - k_A^2)(1 - k_R^2) \frac{k_1^* k_2^* k_3^* k_A^* k_R^*}{m_1 m_2 m_3 m_A m_R}. \quad (31)$$

A ZT-ban $\varphi = \omega / \sqrt{\omega^2 - 1}$ valós. Vezessük be mi is a sokszor használt γ -transzformációt:

$$\ln \varphi = \gamma, \quad (32)$$

továbbá legyen

$$\ln k_i^* = -\gamma_{0i} \quad \text{és} \quad \ln m_i = -\gamma_{\infty i}. \quad (33)$$

Könnyű belátni, hogy ezek után (29) a következő alakot öltheti:

$$\Phi_{ZT} = H \sqrt{\varphi} \frac{\text{ch}(\gamma - \gamma_{01}) \text{ch}(\gamma - \gamma_{02}) \text{ch}(\gamma - \gamma_{03}) \text{ch}(\gamma - \gamma_{0A}) \text{ch}(\gamma - \gamma_{0R})}{\text{sh}(\gamma - \gamma_{\infty 1}) \text{sh}(\gamma - \gamma_{\infty 2}) \text{sh}(\gamma - \gamma_{\infty 3}) \text{sh}(\gamma - \gamma_{\infty A}) \text{sh}(\gamma - \gamma_{\infty R}) \sqrt{\text{sh} \gamma}}, \quad (34)$$

amiből

$$\ln |\Phi|_{ZT} = \ln |H| + \frac{1}{2} \gamma - \frac{1}{2} \ln \text{sh} |\gamma| - \sum_i \ln \text{sh} |\gamma - \gamma_{\infty i}| + \sum_i \ln \text{ch} |\gamma - \gamma_{0i}| \quad (35)$$

A (35) összefüggés ugyancsak rendkívül szemléletesen mutatja a viszonyokat. $\ln |\Phi| \gamma$ függvényében felrajzolható. A γ transzformált frekvenciaskála ugyanaz, mint amit megszoktunk a klasszikus esetben. $\gamma = \gamma_{\infty i}$ esetén a sh tagok csillapítás-pólust adnak, míg a többi tag hatása együttesen meglehetősen kiegyenlített. A kiértékelés és a szükségessé váló vál-

toztatás iránya egy ilyen ábráról könnyen leolvasható.

Az ÁT-ban φ képzetes. Megmaradhatnánk ugyan egy $\gamma^* = \ln |\varphi|$ skála mellett, de az ÁT maga sem esik egy ilyen skálán kedvező helyre. (A zérus frekvencia $-\infty$ -be tolódik.) Célszerűnek látszik ezért az ÁT-beli viszonyokat ψ -n keresztül szemlélni. Írjuk át (23)-at ψ -be. Némi átalakítás után kapjuk:

$$\Phi = H \cdot \frac{1}{\sqrt{\psi}} \cdot \frac{\frac{k_1 \psi - \frac{1}{k_1 \psi}}{2} \cdot \frac{k_2 \psi - \frac{1}{k_2 \psi}}{2} \cdot \frac{k_3 \psi - \frac{1}{k_3 \psi}}{2} \cdot \frac{k_A \psi - \frac{1}{k_A \psi}}{2} \cdot \frac{k_R \psi - \frac{1}{k_R \psi}}{2}}{\frac{m_1^* \psi + \frac{1}{m_1^* \psi}}{2} \cdot \frac{m_2^* \psi + \frac{1}{m_2^* \psi}}{2} \cdot \frac{m_3^* \psi + \frac{1}{m_3^* \psi}}{2} \cdot \frac{m_A^* \psi + \frac{1}{m_A^* \psi}}{2} \cdot \frac{m_R^* \psi + \frac{1}{m_R^* \psi}}{2}} \sqrt{\frac{\psi - \frac{1}{\psi}}{2}} \quad (36)$$

ahol

$$m_i^* = \frac{m_i}{\sqrt{1 - m_i^2}} \quad (37)$$

és

$$H = -j \sqrt{2} H_0 \frac{1}{(1 - m_1^2)(1 - m_2^2)(1 - m_3^2)(1 - m_A^2)(1 - m_R^2)} \frac{k_1 k_2 k_3 k_A k_R}{m_1^* m_2^* m_3^* m_A^* m_R^*}. \quad (38)$$

Az $\dot{A}T$ -ban $\psi=1/\sqrt{1-\omega^2}$ valós. Vezessünk be itt továbbá legyen egy δ -transzformációt a következőképpen:

$$\ln k_i = -\delta_{0i} \quad \text{és} \quad \ln m_i^* = -\delta_{\infty i}. \quad (40)$$

$$\delta = \ln \psi, \quad (39) \quad \text{Ekkor (36) a következő alakú lesz:}$$

$$\Phi_{\dot{A}T} = H \frac{1}{\sqrt{\psi}} \frac{\text{sh}(\delta - \delta_{01}) \text{sh}(\delta - \delta_{02}) \text{sh}(\delta - \delta_{03}) \text{sh}(\delta - \delta_{0A}) \text{sh}(\delta - \delta_{0R}) \sqrt{\text{sh} \delta}}{\text{ch}(\delta - \delta_{\infty 1}) \text{ch}(\delta - \delta_{\infty 2}) \text{ch}(\delta - \delta_{\infty 3}) \text{ch}(\delta - \delta_{\infty A}) \text{ch}(\delta - \delta_{\infty R})}. \quad (41)$$

amiből

$$\ln \left| \frac{1}{\Phi} \right|_{\dot{A}T} = -\ln |\Phi|_{\dot{A}T} = -\ln |H| + \frac{1}{2} \delta - \frac{1}{2} \ln \text{sh} |\delta| - \sum_i \ln \text{sh} |\delta - \delta_{0i}| + \sum_i \ln \text{ch} |\delta - \delta_{\infty i}| \quad (42)$$

A (42) összefüggés (35) párja. Z_0 1-helyei és q szingularitásai reflexió-pólusokat adnak, míg a többi tag hatása kiegyenlített.

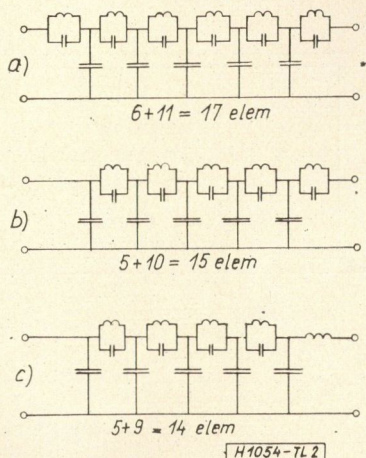
Ez az approximáció tehát a két tartomány egyidejű figyelembevételét igényli. A ZT-beli viszonyokat a (35), az $\dot{A}T$ -béli viszonyokat pedig a (42) alapján készült diagramon szemléltethetjük. Az iteráció természetesen szimultán és többlépcsős. Mindig az 1-helyeket vesszük fel először, a szingularitáshelyek ezután már kiadódnak. S ezt nemcsak azért célszerű így csinálni, mert – mint a (22) összefüggések mutatják – ebben az irányban könnyebb számolni, hanem azért is, mert a szingularitások a γ -, ill. δ -skálán tekintve csak kb. feleannyit tolódnak odébb, mint amennyivel az 1-helyeket megváltoztattuk.

A kötetlen hullámszűrő approximációját ezzel befejezettek tekinthetjük. Hiszen a leírt módszer végén rendelkezésünkre állnak a hullámimpedanciák és a Q diagonáloverviszony. Ez utóbbiak pedig – mint már megállapítottuk – a reaktáns négy-pólusú egyértelműen meghatározzák. A leírtakat egy példán keresztül szeretnénk illusztrálni, s egyben összehasonlítást tenni a különböző módokon tervezett szűrők között, beleértve az üzemi paraméteres szűrőt is.

4. Összehasonlítások

4.1. Összehasonlítás egy példa kapcsán

Az összehasonlítás alapjául szolgáló konkrét szám-példát a gyakorlatból vettük. Tervezendő aluláteresztő szűrő, melynek áteresztő tartománya 0 és 558 kHz, előírt záró tartománya 570 és 768 kHz



2. ábra. Egy feladat megoldása klasszikus hullámszűrővel, kötetlen hullámszűrővel és üzemi paraméteres szűrővel

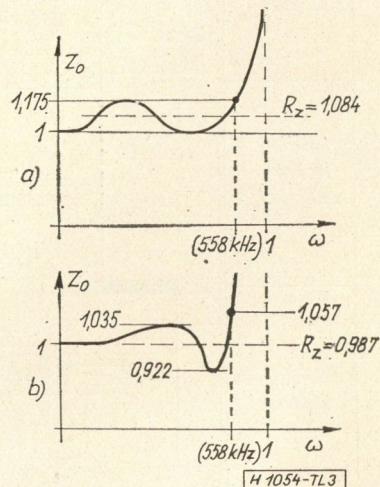
között van. Az $\dot{A}T$ -ban előírt minimális reflexiócsillapítás 2,5 N, a ZT-ban előírt minimális üzemi csillapítás 4,5 N.

Részletekbe nem megyünk bele, csak a főbb jellemzőket és a végeredményt közöljük. A fenti követelményeket elérendő minimumnak tartjuk, és mindig megnézzük azt is, hogy az adott kapcsolásból maximum mi hozható ki. Ebből a szempontból egy adott kapcsolás teljesítmény-mércéjének az $(a_r + a_{\bar{u}})$ reflexió- és üzemi csillapítás-összeget tekintjük. Kibújtás tehát: $a_r + a_{\bar{u}} \cong 7$ N.

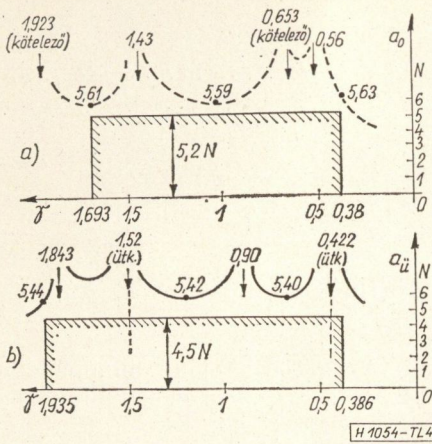
1a megvalósítás. Klasszikus hullámparaméteres méretezés. Kapcsolás: 2a ábra. Elemszám: 6 tekercs + 11 kondenzátor = 17.

Hamar kiderült, hogy harmadfokú (kétszeres derivált) hullámimpedanciát kell használnunk (l. függelék) mindkét oldalon. A szűrő szimmetrikus. Az elméleti határfrekvencia: $\omega_e = 560,276$ kHz úgy adódott, hogy a gyakorlati $\dot{A}T$ -ban a hullámellenállás-ingadozás egyenletes és optimális legyen. Ennek menete a 3a ábrán látható. A ZT-ban a hullámcsillapítást a γ -skálán a 4a ábra mutatja. A hullámcsillapítás-pólusok helyét nyílal jelöltük meg. Az így méretezett szűrő teljesítménye: $a_r + a_{\bar{u}} = 2,5 + 4,9 = 7,4$ N.

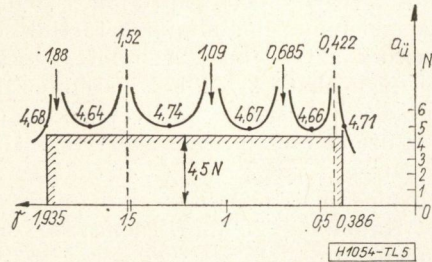
1b megvalósítás. Kapcsolás, mint 1a-nál. A ZT-ban figyelembe vettük az ütközési csillapításokat is. A határfrekvenciát és az illesztő modulusokat is megváltoztattuk. Az elméleti határfrekvencia: $\omega_e = 564$ kHz. A hullámimpedancia menete a 3b ábrán, a ZT-beli viszonyok a 4b ábrán láthatók. A zárótartomány a γ -skálán kiszélesedett ugyan, ezt azonban bőven kiegyenlíti az, hogy az ütközési pólusok jobb



3. ábra



4. ábra. Klasszikus hullámszűrő záró tartománya a γ -skálán



5. ábra. Kötetlen hullámszűrő záró tartománya a γ -skálán

helyre esnek. Nem állítjuk, hogy ez a változat a végső határát jelenti annak, ami ebből a kapcsolásból kihozható, mégis 0,7 N-es csillapításnövekedést tudunk elérni az 1a. iskolás módszerrel kapotthoz képest, ami meglepően számottevő. E változat teljesítménye ugyanis: $a_r + a_{ii} = 2,7 + 5,4 = 8,1$ N.

2. megvalósítás. Kötetlen hullámszűrő. Kapcsolás: 2b ábra. Elemszám: $5 + 10 = 15$. Az általános hullámszintézis alkalmazása 2 elem megtakarítást eredményezett. Ez annak tudható be, hogy a hullámpólusokat teljesen szabadon vehettük fel. Így az eddigi

4 hullámszintézis-pólus helyett 3 is elegendő volt. Ez látható az 5. ábrán. A hullámpólusok helyét nyílal jelöltük meg. A két ütközési pólus most kitűnően érvényesül, mert hatásukat nem árnyékolja le ugyanoda eső hullámpólus. A hullámimpedancia menete és az elméleti határfrekvencia ugyanaz, mint 1b esetben volt. A szűrő produktuma: $a_r + a_{ii} = 2,7 + 4,65 = 7,35$ N. A gyakorlatban ezt a változatot fogadtuk el véglegesnek. Jellemző erre a változatra, hogy záró tartománya igen szépen kiegyenlített, de az ÁT-beli reflexió-csillapítás menet még messze nem optimális. További javítástól a sok számítás miatt eltekintettünk.

3. megvalósítás. Üzemi paraméteres szűrő. Kapcsolás: 2c ábra. Elemszám: $5 + 9 = 14$. — Mint látható, mindössze egyetlen kondenzátort takaríthatnánk meg a kötetlen hullámszűrőhöz képest. Az üzemi paraméteres szűrő egyébként

$$a_r + a_{ii} = 2,55 + 4,60 = 7,15 \text{ N-t}$$

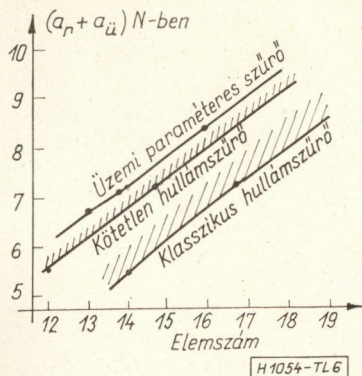
teljesít, valamivel kevesebbet, mint az előző hullámszűrő.

4.2. Összehasonlítás általában

A példa kapcsán kapott eredmény az általános hullámszintézis szempontjából rendkívül jó. De vajon más esetben is ilyen kedvező a helyzet? Hiszen tudjuk, hogy az elemek száma a követelmények — amelyek elvileg bármekkora lehetnek — függvényében csak diszkrét értékeket vehet fel, s lényeges eltérés adódhat a gazdaságosságot illetően aszerint, hogy a tényleges előírás milyen távol van attól a ponttól, ahol az elemek száma éppen egyet (vagy kettőt-hármat) ugrik. Ezt a kérdést is igyekeztünk felderíteni. Széles sávban változó követelmények esetén vizsgáltuk meg, hogy mekkora elemszámú szűrővel lehet azokat kielégíteni. A számítás keretében most is a példának választott aluláteresztőnk szolgált. Az eredményeket az 1. táblázat mutatja.

1. táblázat

	A	B	A	B	A			
Megvalósítás	Klasszikus hullámszűrővel	1	2	a	b	3		
		$5+9=14$ elem (fokszám: 11)	$6+11=17$ elem (fokszám: 13)			$7+13=20$ elem (fokszám: 15)		
		Kötetlen hullámszűrővel	4	5	c	6		
$4+8=12$ elem (fokszám: 9)	$5+10=15$ elem (fokszám: 11)			$6+12=18$ elem (fokszám: 13)				
Üzemi paraméteres szűrővel	7		8	9	10			
	$4+9=13$ elem (fokszám: 9)	$5+9=14$ elem (fokszám: 10)	$5+11=16$ elem (fokszám: 11)	$6+11=17$ elem (fokszám: 12)				
$(a_r + a_{ii})$ követelmény N-ben:	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	Np



6. ábra

A hullámparaméteres megvalósításoknál az, hogy egy adott kapcsolás mit tud, nagyban függ a tervező ügyességétől és türelmétől. Ezt fejezik ki a szaggatott határvonalak, amelyek közül egyébként az α , b és c -vel jelzettek megegyeznek a 4.1. pontban tárgyalt változatok határaival. Ezek tehát nem fix, hanem elmosódott határvonalak. Az üzemi paraméteres megvalósításnál a határvonal egyértelmű.

A táblázatot természetesen lehetett volna tovább lépcsőzni. Ez a lépcsőzés természetesen mondható. Kivéve talán azt, hogy hiányzanak a táblázatból az antimetrikus hullámszűrők. Ezeknek beiktatása pedig javítaná is a követlen hullámszűrő pozícióját. De az antimetrikus aluláteresztőknek — mint azt az üzemi paraméteres sorban 8 is mutatja — általában kisebb az életterük, hiszen a ZT a gyakorlatban legtöbbször nem végtelen frekvenciáig terjed, ott meg amúgy is mindig van egy üzemi felpólus.

A táblázatból látható, hogy a követelmények széles szakaszán (vonalkázott rész) a követlen hullámszűrő csupán egy elemtöbbletet tartalmaz az üzemi paramétereshez képest. Ide számítottuk azt a tartományt is, ahol a klasszikus hullámszűrő — megelőzve az általánost — marad el csupán 1 elemmel az üzemi paraméterestől. Finomabb lépcsőzés esetén természetesen az általános hullámszűrő itt is megelőzné a klasszikust. Van egy — igaz, hogy nagyon keskeny — olyan szakasz is (befekettített rész), ahol a követlen hullámszűrő eggyel kevesebb (!) elemmel oldja meg a feladatot, mint az üzemi paraméteres. Ez a két tartomány együtt, ahol tehát a hullámszűrő legfeljebb 1 elemmel marad le az üzemi paraméterestől, az esetek kb. 2/3-ad részét teszi ki („A” tartomány). A fennmaradó, B-vel jelzett tartományban az általános hullámszűrő és az üzemi paraméteres szűrő közötti különbség 2 elem, de csak 1 tekercs. Ennél nagyobb különbség sehol sincsen.

S ez — úgy véljük — az általános hullámszintézis komoly eredménye. Lényeges módosításra szorul ezek után az a szemlélet, hogy a hullámszűrő sokkal gazdaságosabb az üzemi paraméteresnél. A követlen hullámszűrő e tekintetben közelebb áll az üzemi paraméteres szűrőhöz, mint a klasszikus hullámszűrőhöz. Ez talán még jobban látszik a 6. ábrából, amely az 1. táblázat alapján készült. Úgy gondoljuk, hogy — legalábbis aluláteresztők esetén, ahol a következő cikkünkben megadandó explicit formulák az elemértékek kiszámítását is rendkívül egyszerűvé teszik — az általános hullámszintézis

jogosult arra, hogy a klasszikus hullámszintézist teljesen kiszorítsa. Sőt, bizonyos mértékig az üzemi paraméteres szűrővel is felveszi a versenyt. Hiszen — itt nálunk — még nem mindenkinek áll rendelkezésére elektronikus számítógép, s különösen nem komplett és jól használható üzemi paraméteres szűrő-méretezési program.

Befejezésül még egy fontos megjegyzést kell tennünk. Fentebb összehasonlítási alapként egy konkrét példa szolgált. Felmerül a kérdés, hogy más esetben, s nagy általánosságban mi a helyzet? A például választott aluláteresztők ugyan nem különlegesen extrém, de szigorú előírású volt. Tudvalevő, hogy a klasszikus hullámszűrő éppen ott a leggazdaságtalább, ahol — mint esetünkben — többszörös derivált illesztésre van szükség. S ha egy ilyen kedvezőtlen esetben ilyen nagymértékű javulást értünk el, joggal tételezhető fel, hogy nagy általánosságban a helyzet még kedvezőbb: sok esetben a követlen hullámszűrő nem is tartalmaz több elemet, mint az üzemi paraméteres. És ezt a következtetést sávszűrők esetén is jogosnak érezzük.

*

Ezúton is szeretném megköszönni *Hennyey Zoltán* kandidátusnak, a Távközlési Kutató Intézet tudományos műszaki tanácsadójának a sok érdekes beszélgetést és rendkívül hasznos tanácsait.

Függelék

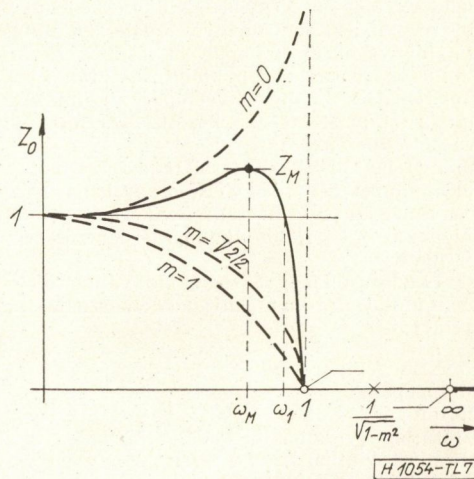
Minden magyarázat nélkül közöljük az aluláteresztő hullámimpedanciák fő jellemző adatait.

1. Aluláteresztő, másodfokú (egyszeres derivált) hullámimpedancia. Jellegdiagram, ill. az áteresztő tartománybeli viselkedés a 7. ábrán látható.

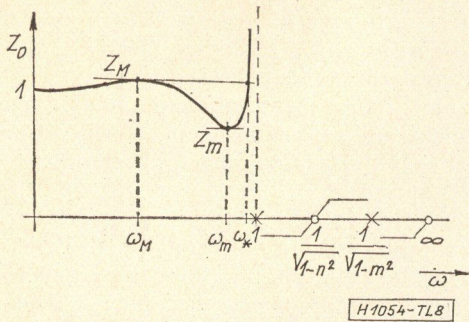
$$Z_0 = \frac{\sqrt{1-\omega^2}}{1-\omega^2(1-m^2)}, \quad \omega_1 = \frac{\sqrt{1-2m^2}}{1-m^2},$$

$$\omega_M = \sqrt{\frac{1-2m^2}{1-m^2}}, \quad Z_M = \frac{1}{2m\sqrt{1-m^2}}.$$

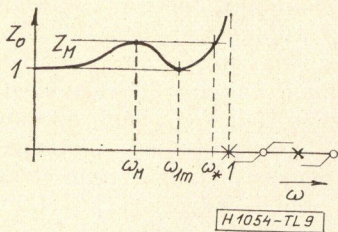
Mint az ábráról is látható, a maximum eltűnik (ill. $\omega=0$ helyre esik) $m \cong \sqrt{2}/2 = 0,7071$ esetén. $m=0$ és $m=1$ esetén az impedancia *elsőfokúvá* fajul.



7. ábra. Másodfokú aluláteresztő hullámimpedancia



8. ábra. Harmadfokú aluláteresztő hullámimpedancia



9. ábra

2. Aluláteresztő, harmadfokú (kétszeres derivált) hullámimpedancia (8. ábra)

$$Z_0 = \frac{1 - \omega^2(1 - n^2)}{1 - \omega^2(1 - m^2)} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \omega^2}} \quad (m > n).$$

Vezessük be még az $M = 1 - m^2$ és $N = 1 - n^2$ jelölést, továbbá legyen $D = (N - M)(N + 8MN - 9M)$, akkor a szélsőértékhelyekre:

$$\omega_M^2 = \frac{(3M - N) - \sqrt{D}}{2MN}, \quad \omega_m^2 = \frac{(3M - N) + \sqrt{D}}{2MN}.$$

$$\omega_*^2 = 1 - (1 - \omega_M^2) \left(\frac{N - M - \sqrt{D}}{N - M + \sqrt{D}} \right)^2.$$

Mindkét szélsőérték hely eltűnik ($\omega = 0$ helyre tolódik) $m = \sqrt{3}/2$ és $n = 1/2$ esetén. A 9. ábrán látható

speciális (csak illesztést tekintve optimális) eset akkor áll fenn, ha $1 - m^2 = (1 - n^2)^2$.

(Feltétel: $m < \sqrt{3}/2$ és $n < 1/2$). Ekkor

$$\omega_M^2 = \frac{1 - 2n}{1 - n^2}, \quad \omega_m^2 = \frac{1 - 2n}{(1 - n)^2},$$

$$\omega_*^2 = \frac{1 - 2n}{(1 - n)^2(1 - n^2)}, \quad Z_M = \frac{1 + n}{2 - n} \frac{\sqrt{1 - n^2}}{m}.$$

I R O D A L O M

- [1] Caurer, W.: Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Akademie-Verlag, Berlin, 1954.
- [2] Fetzer, V.: Vergleich von Filtern nach der Wellenparametertheorie mit den Filtern der Betriebsparametertheorie und die neuzeitlichen Methoden der Filterberechnung. A. E. Ü. 10. 1956. jun., 225—240.
- [3] Fischer, J. B.: Über elektrische Wellenfilter mit vorgegebenen Betriebseigenschaften. A. E. Ü. 14. 1960. jul., 283—298.
- [4] Fischer, J. B.: Ein Beitrag zur Berechnung elektrischer Wellenfilter. A. E. Ü. 17. 1963. Hefte 6 und 7.
- [5] Géher K.: Lineáris hálózatok, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1968.
- [6] Hennyey Z.: Lineáris áramkörök elmélete. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1958.
- [7] Hennyey Z.: Modern hullámszintézis. TKI évkönyve, 1968. 149—150. oldal.
- [8] Laurent, T.: Frequency Filter Methods. Almqvist & Wiksells, Uppsala, 1964.
- [9] Pattantyus Á. G.: Gépész- és villamosmérnökök kézikönyve. 10. kötet. 1969. B/8.
- [10] Tarlacz L.: A hullámparaméteres szűrőelmélet alapján méretezett sávszűrő L-tagok. Híradástechnika XV. évf. 10. sz. 1964. 296—305. old.
- [11] Tarlacz L.: Sávszűrők tervezése. Híradástechnika XVI. évf. 6. sz. 1965. 174—185. old.
- [12] Van Valkenburg, M. E.: Introduction to modern network synthesis. J. Wiley & Sons; New York—London—Sydney, 1965.
- [13] Willoner G.—Hennyey Z.: Átviteltechnika I—II—III. (Műegyetemi jegyzet). Jegyzetkiadó, 1955.
- [14] Worden, D. J.: Modern Image Parameter Filters Synthesis, The Marconi Review XXIX. 163. 1966. 159—174.

HUNGAROPLAST '71

Műanyagok a gépiparban—Budapest, 1971. április 14-20.

A Chemolimpex Magyar Vegyiárú Külkereskedelmi Vállalat 1971-ben is megrendezi hagyományos műanyagkiállítását. Az 1969. évi „Műanyagok az építőiparban” és az 1970. évi „Műanyagok a mezőgazdaságban” c. kiállítások után a következő évi kiállítás témája a műanyagok gépipari alkalmazása.

A kiállítás 1971. április 14—20. között lesz a Budapesti Nemzetközi Vásár területén.

A műanyag témájú szakkiállítások rendszeres megszervezésével a Chemolimpex célja, hogy elsősorban üzleti kapcsolatai segítségével a magyar szakemberek széles körű áttekintést nyerjenek a műanyagok legújabb alkalmazási lehetőségeiről egy-egy szakterületen.

A jövő évi kiállításon magyar és külföldi vállalatok az alábbi ágazatokban mutatják be a műanyagok felhasználásában elért eredményeiket:

- Szerszámgépipar
- Mezőgépek
- Járműipar
- Erősáramú villamos berendezések
- Híradástechnikai berendezések
- Műszaki tömegcikk
- Háztartási gépek és készülékek

HÁLÓZATELMÉLETI NYÁRI ISKOLA, 1971

Az 1965-ben és 1968-ban rendezett hálózatelméleti nyári iskolákhoz (SSCT) hasonlóan (Híradástechnika XVII. évf. 12. sz. 1966. január, 21—22. old., Híradástechnika XIX. évf. 12. sz. 1968. december, 370—372. old.) 1971-ben is megrendezi a Csehszlovák Tudományos Akadémia Rádióelektronikai Intézete az SSCT 71-t. A konferenciára 1971. szeptember 13—18 között kerül sor Tale-ban, a Hotel Partizánban, az alábbi tematikával:

1. Lineáris hálózatok számítógépes tervezése
2. Aktív funkcionális egységek alkalmazása
3. Mikroelektronikai áramkörök optimalizálása
4. Érzékenységek és toleranciák
5. Digitális szűrők
6. Approximációs módszerek
7. Aktív RC szintézis
8. Elosztott paraméterű hálózatok
9. Mikroelektronikai eszközök morfológiája

Az előadások beküldési határideje 1971 március 1., a résztvételi jelentkezés határideje 1971. június 1. A rendezőbizottság címe: Dr. M. Novak, Prague, 8. Lumumbova 1. URE.

Katódsugárcsöves optikai kijelző

ETO: 621.385.832:681.327.11

A BME Vezetékes Híradástechnika Tanszéktől diplomatervezésként kaptuk egy oktatási és bemutatási célokat szolgáló katódsugárcsöves kijelző tervezését és elkészítését.

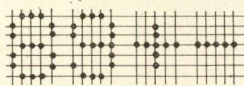
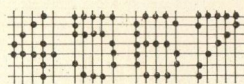
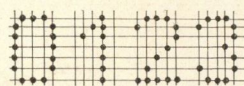
A készülék segítségével oszcilloszkóp ernyőjén tetszőleges hatjegyű számot jeleníthetünk meg előjellel és tizedesvesszővel. A számjegyek felrajzolása a képernyőn balról jobbra, időben egymás után történik. A katódsugárcső hasznos felületét az elektronsugár a vízszintes és függőleges erősítő bemenetére adott fűrészel hatására ciklikusan letapogatja. Az elektronsugarat megfelelő pillanatokban felvillantva kirajzolódik a kívánt karakter.

A számjegyek kiírása ciklikus, a számmező másodpercenként 60-szor rajzolódik ki. A kép igen stabil és vibrálásmentes.

Az ábrázolt karakterek

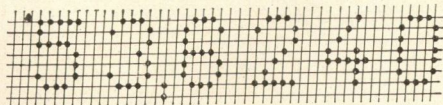
A képernyőn a karakterek fénypontokból állanak, ezért olyan karakter-rendszert kellett kialakítanunk, amely egymástól jól megkülönböztethető, jól felismerhető számalakokat biztosít. A jól olvasható számok kijelzéséhez legmegfelelőbb és legegyszerűbb az 5×7 -es mátrix alkalmazása. A választott karakterek az 1. ábrán láthatók.

Beérkezett: 1970. VI. 19.



H-1045-GKM1

1. ábra. Az ábrázolt karakterek alakja



H-1045-GKM2

2. ábra. A számmező

A képernyőn hatjegyű szám kijelzésére kellett lehetőséget teremteni, természetesen tizedesvesszővel együtt. Ezért a karaktereket úgy helyeztük el, hogy közöttük az írás betűközének megfelelő távolság maradjon. Ezen távolság közepén helyezhető el a tizedesvessző. Célszerű a számmezőt függőleges irányban még egy sorral kiterjeszteni, így a vessző a számok alsó sora alá is terjedhet. A számmező a 2. ábrán látható.

A képernyő letapogatása

A számmező (a képernyő hasznos felülete) letapogatása két fűrészel segítségével történik. A függőleges erősítő-bemenetre gyors, a vízszintes erősítő-bemenetre lassú fűrészelet kapcsolunk. A két fűrészel az elektronsugarat egyidejűleg téríti el. A függőleges alulról fölfelé, a vízszintes pedig balról jobbra. Így kissé jobbra dőlő számsort kapunk. Az ilyen eltérítő rendszer lényeges tulajdonsága, hogy az egyes karakterek időben egymás után kerülnek kijelzésre, ami nagyfokú egyszerűsítést tesz lehetővé, ugyanis egyszerre csak egy karaktert kell tárolni, illetve egy szám kiírását kell vezérelni. A televízióban szokásos soronkénti letapogatás esetén egyszerre kell minden számot kezelni, tehát sokkal bonyolultabb rendszer szükséges.

A 2. ábrán látjuk, hogy a berendezés működése elemi időszakokra bontható. Ezt az elemi időt nevezzük T_0 -nak. T_0 az az idő, amely alatt az elektronsugár egy oszlopban megtesz két pont közötti távolságot. A következőkben T_0 segítségével meghatározzuk a berendezés minimális működési sebességét.

a) A függőleges fűrészel emelkedési ideje: $8 T_0$ (egy oszlopban 8 pont van).

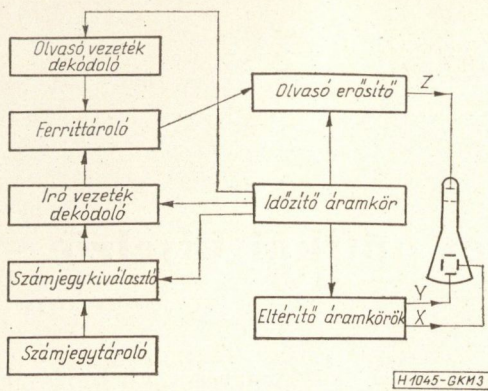
b) Egy szám kijelzésének ideje: $8 \cdot 8 T_0$ (a betűköz-zel együtt egy szám 8 oszlopból áll).

c) A teljes számmező (6 számjegy) felrajzolásának ideje: $6 \cdot 8 \cdot 8 T_0 = 384 T_0$.

Miután vibrálásmentes, álló kép elérésére törekszünk, szükséges, hogy a számmezőt másodpercenként legalább 50-szer felrajzoljuk. Így T_0 értékére maximálisan

$$T_0 = \frac{1}{384 \cdot 50} = 52 \mu\text{s}-ot \text{ kapunk.}$$

Amennyiben a megvalósított rendszerben T_0 -t kisebbre választjuk, a kép minősége tovább javul.



3. ábra. A készülék tömbvázlata

Vezérlő berendezés

A vezérlőegység feladata a tárolt 6 helyértékű numerikus információt olyan időjellé alakítani, amely a fénypontot a számmező letapogatása közben a megfelelő időpillanatokban felvillantja, s így a számokat a képernyőn megjeleníti. A berendezés tömbvázlata a 3. ábrán látható.

A kijelző számok tárolása

Egy decimális számjegy tárolásához 4 bite van szükség. Ezért hatjegyű számhoz 24 tároló elem szükséges (binárisan kódolt decimális alakban tárolunk). Figyelembe véve a berendezés rendeltetését, a költséges elektronikus megoldástól eltekintettünk. Jelen megoldásban a kijelző számok 6 darab 13 állású kapcsolón állíthatók be (10 szám, előjelek és KI állás). A kapcsoló KI állásában külső információforrásból lehet számokat a kijelzőbe betáplálni.

Ezek a kapcsolók statikusan állítják elő a beállított számjegyeknek megfelelő 4 bites, parallel kódot.

Számjegy-kiválasztó

Feladata az, hogy az információt feldolgozó rész számára mindig csak egy, az éppen kijelzésre kerülő számjegyet tegye hozzáférhetővé. Tehát a számjegy-kiválasztó 0-tól 63 T_0 -ig az első kapcsoló kódját engedi a feldolgozó részbe, 64 T_0 -tól 127 T_0 -ig a második kapcsolóét, és így tovább. A 320 T_0 és 383 T_0 között szakaszban kijelzésre kerül a hatodik számjegy is, és a folyamat azonnal kezdődik előlről.

Információ-feldolgozó rész

Az egység feladata a számjegy-kiválasztó által rendelkezésre bocsátott információ átalakítása fénypont-felvillantó időjellé, vagyis a 4 bites parallel kódnak 64 bites soros kóddá alakítása. Ez a feladat ferrittárolóval igen egyszerűen megoldható.

a) A ferrittároló

A 4 bites információ segítségével kiválasztunk egy vezetékét, amely a tároló megfelelő magjain át van fűzve. Ha erre a vezetékre megfelelő amplitúdójú és polaritású impulzust adunk, akkor a ferrittárolónak a fűzéssel kiválasztott magjai „1”-es állapotba billennek. Ha T_0 időközönként a tároló valamennyi

magját sorban kiolvassuk, akkor a kimeneti érzékelő vezetéken (amely minden magon keresztül van fűzve) mindig a tárolt „1”-nek megfelelő időpontokban keletkezik jel. Ezt a jelet használjuk fel megfelelő átalakítások után az oszcilloszkóp ernyőjének felvillantására.

A 4 bites parallel kódnak 64 bites soros kóddá átalakítását tehát tulajdonképpen két lépésben végzzük:

1. A 4 bites parallel kódot dekódolva kiválasztjuk a 12 kijelző karakter közül a beállítottnak megfelelő íróvezetékét. Ez az íróvezeték a ferrittárolónak — a 64 bites kódnak — megfelelő magjain halad keresztül. Az író impulzussal ezeket a magokat „1”-es állapotba billentjük, s ezzel előállítjuk a megfelelő kódot.

2. A tárolóban tárolt 64 bites információt sorosan kiolvassuk, és így előállítjuk a 64 bites soros kódot.

Az eddigiekben mindig 64 bites tárolóról, 64 bites soros kódról beszéltünk. Meg kell jegyezni, hogy csak elvileg van szükség 64 bite. Ugyanis, a 8×8 -as fénymátrix (egy karakter helyigénye) sok olyan pontot tartalmaz, amely sohasem villan fel — a számok közötti 3 oszlopnyi köz, az utolsó sorban csak tizedesvessző van stb. A valóságos, megépített tároló, amely az összes kijelző pontot tartalmazza, 36 bit kapacitású.

b) A ferrittároló szervezése

Láttuk, hogy a ferrittárolóba beírás a karakternek megfelelő egyetlen íróvezetéken átbocsájtott árammal a kiolvasás pedig magonként történik. Mivel a szokásos tárolók között ilyen szervezésű nincs, csak kiolvasás szempontjából tekinthetjük tárolónkat 2D szervezésűnek. Tárolónk abban is speciális, hogy a tárolt szavak egy bit hosszúságúak. Ez a különleges szervezés jelentős előnyökkel jár a vezérlő áramgenerátorok szempontjából:

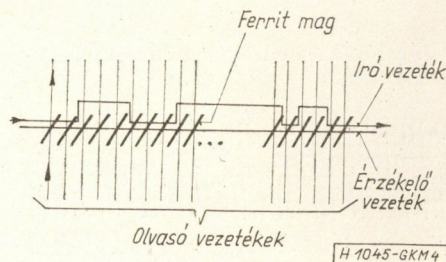
1. Beírás: az íróáramnak minden magot billentenie kell, amely az íróvezetéken van, tehát az áram nagyságára a megkötés:

$$I_{\text{ír}} > I_{\text{min}}$$

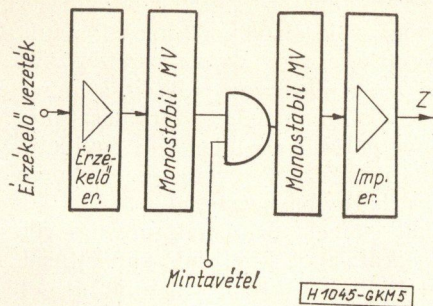
2. Kiolvasás: mivel minden olvasóvezeték csak egy magon megy keresztül, ezért az olvasóáramra hasonló megkötésünk van:

$$I_{\text{olv}} > I_{\text{min}}$$

A két feltételben szereplő I_{min} azt a minimális áramot jelenti, amely elegendő a ferritmagoknak megfelelő remanenciaállapotba billentéséhez. A ferrittároló vázlat a 4. ábrán látható.



4. ábra. A ferrittároló szervezési vázlat



5. ábra. Az olvasó-erősítő tömbvázlata

c) Az olvasó-erősítő

Feladata az érzékelő vezetéken megjelenő jelek erősítése, formálása. Mivel az érzékelő vezeték a tároló valamennyi magján át van fűzve, feszültség-impulzus indukálódik benne, ha valamelyik mag „1”-ből „0”-ba billen. Ezt a jelet felerősítjük, majd mintavételezéssel a zavarjeleket leválasztjuk a hasznos jelről. Ezután formáljuk, azaz megfelelő szélességű, logikai szintet adó impulzussá alakítjuk. Az impulzus szélessége a fénypont alakját és fényességét befolyásolja. Végül az impulzus amplitúdóját és polaritását állítjuk be. Így a kijelző oszcilloszkóp katódsugárcsőve akár rácásban, akár katódban vezérelhető lesz, és fényerejét tág határok között be tudjuk állítani (az impulzus amplitúdóját 0–40 V tartományban lehet szabályozni). Az olvasó-erősítő tömbvázlata az 5. ábrán látható.

Időzítő áramkör

Az áramkör feladata a működés összehangolása: az eltérítő áramkörök, a számjegykiválasztó, a ferrit tároló beírás, kiolvasás és az olvasó-erősítő koordinálása. Feladatai tehát két csoportra oszthatók:

- az egyes T_0 időszakok megkülönböztetése,
- az egyes T_0 időszakokon belül a szükséges

műveletek végrehajtása. Az időzítő áramkör tömbvázlata a 6. ábrán látható. A vázlatban szereplő áramkörök funkciói a következők:

Az óragerátor T_0 periódusidejű négyzetjellet állít elő. A megvalósításban egy 50 kHz-es blocking oszcillátor jelének felére osztásával kapjuk, a tulajdonképpeni órajelet.

A 6 bites számlánc segítségével különböztetjük meg a ciklus egyes T_0 időszakait. A 6 bites számlánc 64-ig számolja az órajeleket. A számlánc állapotait dekódolva a következő feladatokat végezzük el:

1. A megfelelő tárolóelem kiolvasása. Mint már említettük a tároló elején több hely üres. Bár ezeken a helyeken nem kell kiolvasni magokat, az ütemeket meg kell tartani, hiszen csak így kapunk megfelelő számmezőt. Ez minden esetre egyszerűsítést jelent a hozzáférési áramkörök számában. Az olvasóvezetékek kiválasztására az úgynevezett kétszintű kapuzást alkalmaztuk, ami további egyszerűsítést jelent.
2. A kiválasztott számjegy beírásának vezérlése. A tárolóba beírásához olyan időpontot kell kiválasztani, amikor nincs kiolvasás. Erre a célra külön ütem kellene. Mivel azonban a tá-

roló első helyei üresek, itt valamelyik ütemben elvégezhető a beírás. Ezzel külön ütem a beírás-hoz nem szükséges, a ciklus csak a 64 kiolvasási T_0 -ból áll. A beírásra a harmadik T_0 -t választottuk.

3. A függőleges fűrészelés vezérlése. A függőleges oszlopban 8 pont van, tehát a fűrészelésnek 8 T_0 -ig emelkednie kell, a 8-ik órajel után viszont ki kell sülnie. Ezt a kisütést vezérli a 6 bites számlánc.

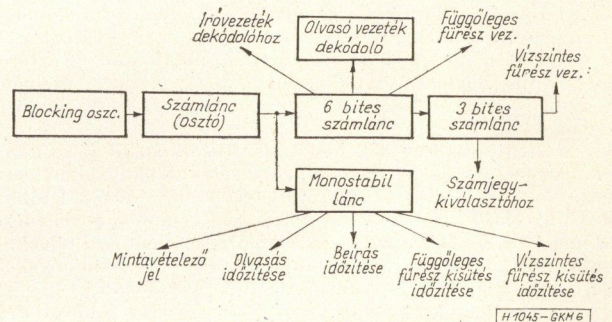
A 3 bites számlánc szintén bináris számolást végez. A 6 bites számlánc kimenetén minden 64-ik órajel után keletkezik egy jel, amely jelzi, hogy egy számjegy kijelzése befejeződött. Ez a jel lépteti a 3 bites számláncot, tehát ennek állapota az éppen aktuális számjegy helyértékét jelzi. A 3 bites számlánc feladatai a következők:

1. vezérli a számjegykiválasztót,
2. a hatodik kijelzett karakter után kisüti a vízszintes fűrészelést.

A 3 bites számláncnak 8-féle állapota lehetséges, de mivel csak 6 számjegyet kell kijelezni, 6 lépés után a számláncot nullázni kell. Itt jegyezzük meg, hogy a számjegyek számának 8-ra emelése láthatólag igen egyszerűen elvégezhető lenne.

A tömbvázlaton (6. ábra) látható monostabil áramkörök állítják be az egyes T_0 időszakokon belül az egyes műveletek pontos idejét. Ezek a műveletek a következők:

1. A kiolvasott jelek mintavételezése.
2. A harmadik ütemben a beírás időzítése (kezdet, tartam).



6. ábra. Az időzítés tömbvázlata

3. A kiolvasás időzítése (kezdet, tartam).
4. A kisütő impulzusok kezdetének időzítése. A fűrészt csak akkor szabad kisütni, ha már ki-
aludt a legutolsó fénypont is. Ellenkező esetben a felső sor megjelenne alul is.
5. Számláncok, kapuk vezérlése.

Az eltérítő áramkörök

Feladatuk az elektronsugár mozgatása a képernyőn a számmezőnek megfelelő szektorban. Mint már említettük, az eltérítő áramkörök két fűrészigenerátort tartalmaznak. Ezek közül a lassú, vízszintes fűrészelés egy periódusa alatt a gyors, függőleges fűrészelés 48 periódusa fut le. A fűrészelek amplitúdóját tág határok között lehet változtatni,

így a számmező méretét szinte tetszőleges nagyságra állíthatjuk. Annak érdekében, hogy kijelzőnk bármilyen típusú oszcilloszkóphoz csatlakoztatható legyen, a fűrészelek polaritását is változtatni lehet.

A kijelző felhasználása

A kijelző vezérlő egységének ismertetéséből látható, hogy célunk olyan elektronikus berendezés elkészítése volt, amely bármilyen oszcilloszkópot felhasználhat kijelző egységként. A képernyőn 6 helyértékű decimális számot lehet megjeleníteni tizedesszöveggel együtt. A szám első helyértékén + vagy - előjel kijelzésére is van lehetőség. A számok mérete, fényessége tág határok között szabályozható. Ha a számokat tároló kapcsolókat „KI” állásba állítjuk, akkor az egység dobozán elhelyezett csatlakozó sávon keresztül külső információ kijelzésére van lehetőség. Ilyen külső információt kaphatunk például digitális

mérőműszer kimenetéről; ekkor berendezésünket a digitális műszer kijelzőjeként használhatjuk fel. Miután a vezérlő egység és az oszcilloszkóp között mindössze 3 vezetékre van szükség, a mérés és a kijelzés helyét könnyen lehet szétválasztani. Mivel a vezérlő egység több oszcilloszkóp egyidejű vezérlésére is alkalmas, ezért egy mérés eredményét több helyen is láthatóvá lehet tenni.

A logikai elemek számának növelésével minden akadály nélkül lehet kijelzőnk kapacitását növelni (több sor, több karakter), valamint át lehet térni alfanumerikus információ kijelzésére.

I R O D A L O M

- [1] PHILIPS Application Information 834
- [2] Grusz J.: Diplomaterv, 1969.
- [3] Keresztes Z.: Diplomaterv, 1969.
- [4] Miklósi J.: Diplomaterv, 1969.

SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Az amerikai kereskedelemügyi minisztérium adatai szerint az USA 1969. évi elektronikus alkatrész gyártása az 1968. évinek 101,7%-a.

Az un. polgári szektorban felhasznált alkatrészek termelése — a TV képesövek kivételével, melyek gyártása az előző évhez viszonyítva 6%-kal visszaesett — 1968-hoz viszonyítva 6%-kal emelkedett. A növekedés az integrált áramkörök területén volt a legerőteljesebb, melyek termelése az előző évhez viszonyítva 57%-kal növekedett. (*Buletin Inostranoj Kommerceszkoi Informacii, 1970. IX.*)

*

Az elmúlt évben Franciaországban az elektromos alkatrészek termelésének értéke meghaladta a 3 milliárd frankot. Ez a termelési volumen 25%-kal volt több, mint 1968-ban. Ezzel a növekedési ütemmel az elektronikus alkatrészek gyártása messze megelőzte a többi hasonló iparág fejlődési ütemét. 1969-ben a termelésnek 46%-a exportra került. Az import ugyanakkor 42%-kal növekedett.

Az elektronikus és elektromos alkatrészek közül egyes főbb csoportok exportja a következőképpen alakult: különösen kedvező volt az export a képesövek területén (150%-kal több, mint az előző évben). A félvezetők exportjának növekedési üteme 100%-os. Ugyanakkor az import is jelentősen növekedett (ind:180). A mikro-áramkörök exportja 150%-kal növekedett, míg a passzív alkatrészeké mintegy 20%-kal.

A szakemberek egybehangzó becslése szerint a következő években az elektronikus építőelemek iránti kereslet tovább növekszik. A kereslet kielégítésének érdekében a Siemens Konsern Bordeaux közelében új elektronikus alkatrész gyártó üzemet hoz létre. E gyár mind a hazai, mind a külföldi piacokra termel. A gyárnak legkésőbb 1972 elején készen kell állnia. Ha a gyár teljes kapacitással dolgozik, úgy mintegy 2000 munkavállalót tudnak alkalmazni. (*Marktinformationen, 1970. aug.*)

*

Ismét eggyel szaporodott azoknak a japán számítógép gyártó cégeknek a száma, amelyek bécsi székhelyükről próbálják meghódítani a kelet-európai piacokat. Megnyílt Bécsben a Wien-Facom Központ. Ebben a központban a japán Fujitsu cég Facom 230 és 250 modelljeivel próbálja meg intenzívebbé tenni harcát a keleti piacokért. A központban software szakemberek, vevőszolgálat specialisták, üzletkötők és betanító személyzet tevékenykedik.

A Fujitsu, a hírek szerint eddig már 40 kisebb és közepes méretű berendezést szállított többek között Bulgáriába. Jelenleg export tárgyalások folynak Romániával és Csehszlovákiával is. Bécs ideális központnak tűnik a japánok számára, mert itt kevésbé szigorúak a know-how átadását illető megkötések, mint más nyugat-európai nagyvárosokban. (*Nachrichten für Aussen handel, 1970. szept.*)

Feltűnően nagy volt a kazettás magnetofon kínálat az augusztusban megrendezésre került düsseldorfi Funkausstellungon. Míg ugyanis két évvel ezelőtt az NSZK-ban csak 20 kazettás magnetofon típus volt forgalomban, számuk jelenleg már 160 körül mozog. A következő évben valószínűleg már a Hi-Fi kivételű kazettás magnetofon is kapható lesz, amit a nemrégiben bemutatott chrom-oxid magnetofonszalag felhasználásával fognak gyártani. (*Funktechnik, 1970. 18. sz.*)

*

Azon speciális követelmények messzemenő szem előtt tartásával, melyeket jelenleg a fogyasztók a hordozható TV-készülékekkel szemben támasztanak, az ITT kifejlesztette VA 31-376 W típusú új 31 cm-es fekete-fehér képesövét. A képeső szupersarkított 110°-os eltérítésű, elektrostatikus fókuszálású, alumínizált képernyőjű. A 31 cm-es képátló mellett az oldalak egymáshoz való viszonya 3:4, a beépítési mélység 22,9 cm. A vékony nyakú kivétel lehetővé teszi, hogy az azonos méretű többi képesövekhez viszonyítva a szükséges eltérítési teljesítmény csökkenjen. (*Funktechnik, 1970. 18. sz.*)

*

A japán színes TV gyártó cégeket meglehetősen váratlanul érte az az amerikai döntés, miszerint felülvizsgálják a japán TV ipar „tisztességtelen” árcsökkenésének problémáját. Ezért most a japán TV gyártó cégek abban reménykednek, hogy a Telefunken-től végül is sikerül megszerezniök a PAL rendszer szabadalmát, és ily módon megjelenhetnek a nyugat-európai piacokon. A Telefunken azonban ez ideig mereven elzárkózott a szabadalom átadásától, jölehet a Hitachi, a Sony és a Toshiba cégek licenc-csere egyezmény megkötését ajánlották fel.

Amennyiben a PAL licenc megszerzésére végül mégis sor kerülne, a japán cégek még mindig nem jelenhetnek meg a SECAM rendszert alkalmazó Franciaország és a szocialista országok piacain. Megfigyelők ezért feltételezik, hogy a japán cégek előbb-utóbb a SECAM rendszer szabadalmáról is tárgyalásokat kezdeményeznek. (*Financial Times, 1970. szept.*)

*

2,5 mm-es raszterhálózathoz illeszkedő, műanyagtokozású miniatűr reed-jelfogót fejlesztett ki 801 típuszámmal az Elfein. A ródiüm-érintkezőkkel ellátott jelfogó főbb jellemzői a következők:

- szigetelési ellenállás a tekercs és az érintkezők között 10^{12} ohm
- gerjesztőtéljesítmény érintkező-páronként 170 mW
- kapcsolási teljesítmény érintkező-páronként 10 W

A műanyagtokozás megvédi az üvegszöves jelfogót a mechanikai igénybevételek ellen. (*Int. Elektronische Rundschau, 1969. 10. sz.*)

Megbízhatósági terminológia

ETO: 62-192+621.3.019.3

A különböző ipari termékekkel szemben támasztott szigorú megbízhatósági követelmények az 1950-es évek kezdetétől szerepelnek a korszerű ipari gyártmányokkal szemben támasztott igények között. A megbízhatósági szint szigorítása szükségessé tette a gyártmányok megbízhatósági vizsgálatát, az ezzel kapcsolatos elméleti kutatásokat és gyakorlati kísérleteket. Jelentős számú tanulmány, könyv, publikáció jelent meg a megbízhatóság témakörével kapcsolatban. Ezek a munkák különböző lehetőségeket vizsgáltak, különböző tudományos szinten, különböző célkitűzésekkel. A fenti különbözőségek mellett egyeztetett terminológia hiányában egyre gyakrabban jelentkezett a fogalmi különbözőség is, amelynek eredményeként a különböző szabványok azonos fogalmak alatt különböző meghatározásokat értettek, más esetekben pedig különböző fogalmak alatt közel hasonló meghatározásokat értelmeztek. Ez a fogalmi különbözőség a matematikai tárgyú elméleti tanulmányokban volt a legkevésbé zavaró, mivel ezekben a dolgozatokban a képletek pontos meghatározása megszüntette a zavaró kétértelműségeket.

A pontos és egységes terminológia hiánya azonban főként a műszaki-tudományos publikációkban és ezen túlmenően az egységes megbízhatósági követelmények előírását biztosító szabványokban jelentős nehézségeket okozott. Ez utóbbi esetben már komoly gazdasági és műszaki következményeket is maga után vont az egységes terminológia hiánya. Így világszerte nélkülözhetetlenné vált a megbízhatósági terminológia nemzeti és nemzetközi szinten történő szabványosítása. A nemzeti szabványok kidolgozása területén a Szovjetunióban, az USA-ban, az NSZK-ban és NDK-ban, valamint a Franciaországban, Csehszlovákiában, Romániában és Bulgáriában kidolgozott szabványokat kell kiemelni. A nemzetközi szabványosítás területén az IEC-ben az 56-os számú Műszaki Bizottság foglalkozik a kérdéssel és a terminológia egy részének elfogadása már megtörtént. A KGST-ben hasonló tevékenység folyik több szervben belül, így van ilyen téma a SZÁB, a REÁB és a Szabványügyi Intézet gondozásában is.

Bár a különböző országok megbízhatósági terminológiái, valamint az IEC-ben és a KGST-ben kidolgozott terminológiák között jelentős eltérések észlelhetők, mégis megállapítható, hogy a meglévő eltérések ellenére is kialakulóban van egy egységes nemzetközi nyelv a megbízhatóság területén. Ezért vált szükségessé, hogy hazánkban is kiadásra kerüljön egy nemzeti szabvány, amely a legfontosabb szakkifejezéseket és azok meghatározását tartalmazza.

A Magyar Szabványügyi Hivatal által kidolgozott MSZ 17100 22 fogalmat tartalmaz a megbízhatósági terminológia területéről. A szabvány elkészítésénél figyelembe vették a GOSZT 13377-67 szabványtervezetet, valamint a KGST hasonló tárgyú tervezeteit. A 17100 magyar szabvány a termékek megbízhatóságára vonatkozó, a népgazdaság különböző ágaiban használatos fontosabb szakkifejezéseket tartalmazza. Ezek értelmezései meghatározott felhasználásra, üzemeltetési feltételekre vonatkoznak, ideértve a tárolási és szállítási feltételeket is. Az általános fogalmakból az egyes szakterületek megfelelő fogalmi természetesen külön-külön határozhatók meg.

A megbízhatósági terminológia ugyan csak 22 szakkifejezést tartalmaz, azonban ezek a legfontosabb fogalmak magukban foglalják és lehetővé teszik a terminológia jövőbeni bővítését. A szabványt úgy dolgozták ki, hogy az mind a matematikában járatosak, mind a kevésbé járatosak számára használható legyen. Ennek megfelelően a matematikai ismereteket kívánó rész a függelékben van.

Ismertetésünkben az MSZ 17100 szabványt kívánjuk tárgyalni, valamint rá szeretnénk világítani a fogalmak alkalmazási körére és egyes olyan kérdésekre, amelyek a fogalmak egyértelmű felhasználását biztosítják.

1. A szabvány ismertetése

Az alábbiakban részletesen ismertetjük a szabvány által tartalmazott 22 fogalomnak meghatározását.

Megbízhatóság: A termék azon képessége, hogy előírt funkciót elvégezzen, adott működési és környezeti feltételek mellett, miközben meghatározott tényleges működés alatt előírt állapotú.

A megbízhatóságnak fenti meghatározása magában foglalja a termék minden olyan képességét, amely előírt feladatainak teljesítésének végrehajtásához szükséges. Így pl. tartalmazza a hibamentesség, a javíthatóságra és karbantartásra való alkalmasság, tárolhatóság és tartósság tulajdonságát is. Javítható gyártmányoknál tehát a megbízhatóság összetett fogalomná válik, mivel a termék hibamentességén kívül megköveteli a javításra való alkalmasság tulajdonságát is. Nem javítható gyártmányoknál a megbízhatóság már szűkebb értelemben vett fogalom, mivel nem tartalmazza a javításra, helyreállításra való alkalmasság kritériumát.

A megbízhatóság ezen meghatározása nem tartalmaz mennyiségi definíciót, szemben némely nyugati országban használatos terminológiákkal, ame-

lyek a megbízhatóságot mennyiségi mérőszám segítségével definiálják. Ugyanakkor fel kell hívni a figyelmet arra a tényre, hogy a megbízhatóság mennyiségi meghatározására szolgálhatnak olyan fogalmak, mint pl. a hibamentes működés valószínűsége, üzemi készenléti tényező, műszaki kihasználási tényező, amelyeket egyes nyugati irodalmi források azonosan megbízhatóságnak neveznek. Az MSZ 17100 szabványban, mint ahogy azt a későbbiekben ismertetjük, a terminológiai fogalmak kettős csoportosításban kerülnek tárgyalásra: az általános fogalmak és az általános fogalmak mennyiségi jellemzésére vonatkozó fogalmak szerinti csoportosításban.

Működőképesség: A termék azon állapota, amelyben alkalmas adott feladatának ellátására a műszaki követelményeknek megfelelő jellemzőkkel.

A működőképesség meghatározásánál figyelembe kell vennünk azt a tényt, hogy a terméknek olyan műszaki követelményeknek kell megfelelnie, amelyek a működéséhez elengedhetetlenül szükségesek, azonban a másodlagos műszaki követelményeket, mint pl. helyes feliratozás, külalak, csomagolás stb. nem kell szükségképpen kielégítenie.

Meghibásodás: A működőképesség elvesztése.

A meghibásodás fogalma a működőképesség részleges vagy teljes elvesztését foglalja magában. Így pl. lehetséges, hogy egy termék alkalmas ugyan egyes részfeladatai elvégzésére vagy annak csökkentett teljesítményű ellátására, ugyanakkor mégis meghibásodottnak kell tekinteni az adott alkalmazási területen. A meghibásodás kritériumait, azaz azokat a határokat, amelyeknek túllépése a gyártmány működőképességének részleges vagy teljes elvesztéséhez vezet, az adott típusú gyártmány műszaki előírásai rögzítik.

A meghibásodásokat különböző szempontok szerint lehet osztályozni, így pl. a bekövetkezés módja szerint megkülönböztethetünk váratlan és fokozatos meghibásodást, függő és független meghibásodást (rendszerek esetében).

Előírási állapot: A termék azon állapota, amelyben a műszaki előírásban meghatározott minden követelménynek megfelel.

Az előírási állapot már nemcsak az alapvető, működést jellemző követelmények teljesítését jelenti, hanem a másodlagos jellemzőkre vonatkozó előírások kielégítését is.

Az előírási állapotnak ellentéte a nem előírási állapot (hiba), amelyet az jellemez, hogy a termék legalább egy olyan követelménynek nem felel meg, amelyet a szabványok akár az alapvető, akár a másodlagos jellemzők vonatkozásában előírnak. Mivel a másodlagos jellemzőkre vonatkozó követelmények nem teljesítése nem minden esetben vezet meghibásodáshoz, ezért meg kell különböztetnünk olyan nem előírási állapotot, amely meghibásodást eredményez és olyan nem előírási állapotot, amely nem jelenti a termék működőképességének elvesztését. Ilyen nem előírási állapotnak tekinthető egyes esetekben pl. a helytelen feliratozás, amely nem befolyásolja lényegesen a termék működőképességét.

Tényleges működés: A termék rendeltetés szerint teljesített működésének mennyisége a mérőszám és a megfelelő mértékegység feltüntetésével.

Ez a fogalom és annak meghatározása annak kihangsúlyozására szolgál, hogy a termék működése nemcsak időegységben mérhető, mint pl. az elektronikai gyártmányoknál szokásos, hanem pl. km-ben, hektárban, ciklusban, köbméterben vagy más egységben.

A vizsgálatok, ill. üzemeltetések során megkülönböztethetünk egy napra történő tényleges működést, egyhavi tényleges működést, első meghibásodásig tartó tényleges működést, meghibásodások közötti tényleges működést, meghibásodások közötti átlagos tényleges működést stb.

Hibamentesség: A termék azon képessége, hogy működőképességét megőrzi a folyamatos vagy szakaszos tényleges működés során.

A hibamentesség fogalma a megbízhatóság fogalmának legfontosabb összetevője, mivel nem javítható gyártmányoknál a hibamentesség határozza meg gyakorlatilag a megbízhatóságot.

A hibamentesség mennyiségi jellemzői nem javítható gyártmányoknál, vagy az első meghibásodás után cserélendő gyártmányoknál, valamint olyan gyártmányoknál, amelyeknél biztonsági előírásokból kifolyólag meghibásodások nem engedhetők meg, a következők lehetnek: hibamentes működés valószínűsége, meghibásodási tényező (ráta).

Javítható termékekre a hibamentesség jellemzője a következő: a meghibásodások közötti átlagos tényleges működés, a hibamentes működés valószínűsége.

Tartósság: A termék azon képessége, hogy megtartja működőképességét a határállapotig, a műszaki karbantartáshoz és javításokhoz szükséges megszakításokkal.

A tartósság fogalma, amely a termék hosszú élettartamának jellemzésére szolgál, főként olyan berendezésre vonatkozik, amelyeknek üzemeltetése meghatározott működés elvégzése után nem megengedhető, ugyanakkor a meghatározás figyelembe veszi, hogy ezen működés alatt a terméken karbantartást és esetleg javítást is el kell végezni.

A termék határállapotát a határozza meg, hogy további üzemeltetése nem lehetséges, vagy határfoka csökkenést mutat, vagy a biztonsági követelmények nem tarthatók be. A határállapotot műszaki előírások rögzítik.

A tartósság mennyiségi jellemzői a következők: a hasznos működés, élettartam stb.

Javíthatóság: A termék alkalmassága a meghibásodások és a nem előírási állapot megállapítására, ill. kiküszöbölésére műszaki karbantartással és javításokkal.

A javíthatóság a megbízhatóság fogalmának igen fontos alkotó része, mivel javítható termékek esetében nagyon lényeges a javításra való alkalmasság mértéke.

A meghibásodás kiküszöbölésén a működőképesség helyreállítását (esetleg az előírási állapot visszaállítását) értjük.

A javíthatóság legfontosabb mennyiségi jellemzői a következők lehetnek: átlagos helyreállítási idő, a helyreállítás vagy javítás adott időn belüli elvégzésének valószínűsége, a helyreállítási tényező, a műszaki karbantartás és javítás átlagos költségei stb.

Tárolhatóság: A termék előre meghatározott üzemeltetési, ill. felhasználási jellemzőinek megtartása a műszaki előírásokban rögzített tárolás és szállítás tartama alatt.

A tárolhatóság a hibamentességgel és javíthatósággal együtt a megbízhatóság alapvető meghatározó fogalmai közé sorolható. A tárolhatóság mennyiségi jellemzői a következők lehetnek: átlagos tárolhatósági idő, hibamentes tárolhatóság valószínűsége stb.

Hasznos működés: A termék tényleges működése a határállapotig, amelyet a műszaki előírások határoznak meg.

A hasznos működés az egyes termékeknél véletlenszerűen változó mennyiség, azaz valószínűségi változóként kell tekinteni. Ennek megfelelően különböző jellemzőit adhatjuk meg a hasznos működést leíró valószínűségi változó eloszlásának. Ezek pl. a következők lehetnek: előírt hasznos működés, első javításig tartó hasznos működés, javítások közötti hasznos működés, átlagos hasznos működés, a hasznos működés kvantilise, a hasznos működés mediánja, a hasznos működés szórása, ill. relatív szórása stb.

Hasznos működés kvantilise: A hasznos működés azon értéke, amelyet az adott típusú termékek előre meghatározott része elér vagy meghalad.

A termékek előre megadott kvantilise előírt valószínűségi értéknek felel meg, amely azt jelenti, hogy ezen valószínűséggel a termékek meghatározott százaléka működőképes marad a kvantilis által meghatározott hasznos működés értékig. Pl. a hasznos működés 90%-os kvantilise jelenti azt a hasznos működés értéket, amelyet a termék elér vagy meghalad az esetek 90%-ában.

A hasznos működés 50%-os kvantilisét a hasznos működés mediánjának szokták nevezni.

A hasznos működés kvantilise a termékek megbízhatósági jellemzésének nagyon hasznos, katalógusokban és szabványokban jól használható eszköze. Pl. egyes elektronikai termékekre vonatkozó katalógusokban megadják, hogy 100 000 óráig a termékeknek legfeljebb 5%-a hibásodik meg, azaz legalább 95%-a működőképes marad, ebben az esetben a 95%-os kvantilis 100 000 óra.

Előírt hasznos működés: A termék hasznos működése, amelynek elérésénél az üzemeltetést a termék állapótól függetlenül be kell fejezni.

A termék hasznos működésére az előírt értéket a biztonság és gazdaságosság szempontjait figyelembe véve kell megadni.

Élettartam: A termék üzemeltetésének naptári időtartama a műszaki előírásokban meghatározott határállapot bekövetkezésének időpontjáig vagy az elavulásig.

Megkülönböztethető az első főjavításig tartó élettartam, főjavítások közötti élettartam, az előregedésig tartó élettartam stb. Az élettartam eloszlásának jellemzői: átlagos élettartam, élettartam mediánja és kvantilise stb.

Szavatossági idő: Az az időtartam, amely alatt biztosítandó a termékre előírt követelmények teljesítése, feltételezve, hogy a felhasználó betartja az üzemeltetési előírásokat, ideértve a tárolási és szállítási előírásokat is.

Megjegyzendő, hogy ezeket a követelményeket vagy a műszaki előírásokban, vagy pedig a szolgáltató és megrendelő közötti megállapodás útján rögzítik. A szavatossági idő jogi vonatkozásait a szabvány nem érinti, mert azt a Polgárjogi Törvénykönyv szabályozza.

Szavatolt tényleges működés: A termék azon tényleges működése, amelynek befejezéséig biztosítandó a termékre meghatározott követelmények teljesítése, feltételezve, hogy a felhasználó betartja az üzemeltetési előírásokat, ideértve a tárolási és szállítási előírásokat is.

A szavatolt tényleges működés vagy műszaki előírásokban rögzíthető, vagy pedig a szolgáltató és megrendelő közötti megállapodásokban.

Meghibásodások közötti átlagos működés: Javítható termékmeghibásodások közötti tényleges működésének átlagos értéke.

Nem javítható termékek esetében hasonlóan értelmezhető az első meghibásodásig tartó tényleges működések átlagos értéke. Megjegyzendő, hogy az átlagos működés mellett szokásos annak szórásának és relatív szórásának meghatározása is.

Átlagos helyreállítási idő: Kényszerű, nem előírás szerinti, hanem a hibák felkutatása és kijavítása miatti állások átlagos ideje.

A javíthatóság jellemzésére az átlagos helyreállítási idő mellett még a következő fogalmakat szokták használni: helyreállítás és javítás valószínűsége, helyreállítási tényező, átlagos helyreállítási költség abszolút és relatív értéke stb.

Üzemi készenléti tényező: Annak valószínűsége, ill. azon valószínűség tapasztalati értéke, hogy a termék működőképes az előzetes műszaki karbantartások elvégzése között kiválasztott bármely időpontban.

Az üzemi készenléti tényező a megbízhatóság összetett fogalmának mennyiségi mutatója, mivel nemcsak a tényleges működést veszi figyelembe, hanem a helyreállítási időt is. Így minél rövidebb a helyreállítási idő, annál nagyobb az üzemi készenléti tényező értéke, tehát javítható termékeknél a felhasználókat ezen érték jobban érdekelheti, mint a tényleges működés értéke.

Műszaki kihasználási tényező: A termék időegységekben kifejezett tényleges működése adott üzemeltetési időszakaszban, osztva ezen tényleges működésnek és ugyanazon üzemeltetési időszakaszban elvégzett műszaki karbantartás és javítás által előidézett összes állások idejének összegével.

A megbízhatóság mennyiségi jellemzésének legösszetettebb mutatója a műszaki kihasználási tényező, mivel megadja a teljes üzemidőnek a karbantartási és javítási időhöz való viszonyát. A gyakorlati életben a felhasználókat ez a viszony szám érdeklí a legjobban, mivel ez ad felvilágosítást a termék műszaki kihasználásának mértékére vonatkozóan.

Hibamentes működés valószínűsége: Annak valószínűsége, hogy adott időszakban vagy adott tényleges működés határai között, előírt működési és környezeti feltételek mellett nem következik be a termék meghibásodása.

A hibamentes működés valószínűsége a hibamentesség mennyiségi jellemzője, nem javítható gyártmányoknál a megbízhatóságot jellemzi, így ezért szokták egyes irodalmi források ezt a fogalmat megbízhatóságnak nevezni.

Meghibásodási tényező (ráta): A termék adott időpont utáni, elég kicsi időegységre vonatkoztatott meghibásodási valószínűsége, feltéve, hogy az adott időpontig a termék nem hibásodott meg.

A meghibásodási tényező az egyik leggyakrabban használatos mennyiségi jellemző. A nemzetközi irodalomban széles körben alkalmazzák a termékek meghibásodási intenzitásának jellemzésére. Egyik speciális esete az ún. konstans meghibásodási tényező, amelyet akkor kapunk, ha az élettartam eloszlás exponenciális. Ezt a nemzetközi irodalomban λ -faktornak, hazai irodalomban egyes forrásmunkákban P -faktornak nevezik.

Tartalékolás: A termék megbízhatósága növelésének módszere olyan alkatrészek vagy részegységek alkalmazásával, amelyek a gyártmány rendeltetészerű működéséhez feleslegesek, de biztosítják a megfelelő alkatrészek vagy részegységek feladatainak ellátását.

A tartalékolásnak többféle módja lehet. Berendezések esetében pl. lehet az egész berendezést tartalékolni (általános tartalékolás), vagy részeit külön-külön tartalékolni (osztott tartalékolás), a kétféle tartalékolás keverése is lehetséges (kevert tartalékolás). Megkülönböztethető ún. terhelt (meleg) tartalék, amelyben a tartalék az alapegységgel azonos igénybevételnek van kitéve, valamint aláterhelt tartalék, amelynek igénybevétele az üzemelő alapegység igénybevételénél kisebb, végül pedig terheletlen (hideg) tartalék, amely nincs igénybevételnek alávetve. A tartalékolás fokozata a tartalékolt egység számától függően lehet egyszeres vagy többszörös.

Az MSZ 17100 szabvány a fogalmak meghatározásán túlmenően a legalapvetőbb matematikai ismereteket is közli függelékében. A következőkben a szabvány függelékének ismertetésére térünk át.

2. Az MSZ 17100 szabvány függelékének ismertetése

A megbízhatósági terminológiában felsorolt 22 fogalom és annak meghatározása után 3 függelék tartalmaz a szabvány. Az első a fogalmak mennyiségi meghatározására vonatkozó elméleti és tapaszt-

lati képleteket ismerteti, a második rész a képletekben szereplő betűjelölésekre vonatkozik, a harmadik függelék rész pedig a fogalmak angol, orosz és német nyelvű megfelelőit sorolja fel azokban az esetekben, amelyekben az irodalmi források erre lehetőséget adtak.

A matematikai jellegű kérdések tárgyalásához kapcsolódóan röviden ismertetjük az erre vonatkozó függelékben közölt legfontosabb összefüggéseket.

A meghibásodásig tartó tényleges működés, hasznos működés, az élettartam véletlenszerűen változó mennyiség, amelynek értéke minden egyedi termék-nél más és más lesz, így valószínűségi változónak kell tekinteni, amelyet τ -vel jelölünk. Ennek a valószínűségi változónak leírására szolgál az eloszlásfüggvény, amely minden t értékre megadja, hogy mi annak valószínűsége, hogy a τ valószínűségi változó t -nél kisebb értéket vesz fel, azaz az $F(t)$ eloszlásfüggvény a következő:

$$P(\tau < t) = F(t).$$

Általában τ nemnegatív valószínűségi változó, így $F(t) = 0$, ha $t < 0$. A fenti képletből egyszerűen megkapható a hibamentes működés valószínűsége, amelyet $P(t)$ -vel jelölünk:

$$P(t) = 1 - F(t).$$

Ha $F(t)$ -nek létezik differenciálhányadosa, akkor az eloszlást jellemezhetjük a $f(t)$ sűrűségfüggvény-nel is:

$$f(t) = F'(t).$$

$F(t)$ vagy $f(t)$ ismeretében meghatározhatók a valószínűségi változó momentumai, azaz a tényleges működés, hasznos működés, élettartam mennyiségi jellemzői. A továbbiakban ezeket a mennyiségeket csak a tényleges működésre vonatkozóan tárgyaljuk azzal a megjegyzéssel, hogy hasonlóan értelmezhetők ezek a mennyiségek a többi fogalom esetében is.

Átlagos tényleges működés a τ valószínűségi változó várható értéke, azaz

$$M(\tau) = \int_0^{\infty} t f(t) dt = \int_0^{\infty} P(t) dt. \quad (1)$$

Az átlagos tényleges működés γ kvantilise azon tényleges működés érték, amelyre a hibamentes működés valószínűsége éppen γ -val egyenlő, azaz az a t_γ , amelyre

$$P(t_\gamma) = \gamma.$$

Az átlagos tényleges működés szórása a következő képlettel számolható ki:

$$D(\tau) = \sqrt{M(\tau^2) - M^2(\tau)}.$$

Az átlagos tényleges működés relatív szórása, a szórás és a várható érték hányadosa:

$$V(\tau) = \frac{D(\tau)}{M(\tau)}.$$

A meghibásodási tényező (ráta) a következő képlettel adott:

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{P(t)}.$$

A megbízhatósági jellemzők tapasztalati értékének meghatározása a vizsgálatok vagy üzemeltetések során megfigyelt meghibásodási időpontok által szolgáltatott minta alapján történik. Legyen a kezdeti vizsgálati darabszám $n(0)$, a meghibásodási időpontok pedig a következők: t_1, t_2, \dots, t_r , ahol $r \leq n(0)$, a t időpontig megfigyelt meghibásodások számát jelöljük $n(0)-n(t)$ -val, azaz $n(t)$ a t időpontban működőképes darabok száma. Ekkor az egyes jellemzők becslése a következő:

$$\hat{F}(t) = 1 - \frac{n(t)}{n(0)},$$

$$\hat{P}(t) = \frac{n(t)}{n(0)},$$

$$\hat{\lambda}(t) = \frac{n(t) - n(t + \Delta t)}{n(t) \Delta t}.$$

Javítható termékekre a következő mennyiségi jellemzőket adja meg a függelék.

Meghibásodások átlagos száma: a $(0, t)$ időszakban megfigyelt meghibásodások száma valószínűségi változó $v(t)$, amelynek várható értéke

$$M(v(t)) = H(t),$$

az ún. felújítási függvény.

Ennek differenciálhányadosa a felújítási sűrűség:

$$h(t) = H'(t).$$

A meghibásodások közötti átlagos működés a (t_1, t_2) szakaszban a következő:

$$T = \frac{t_2 - t_1}{H(t_2) - H(t_1)}.$$

A hibamentes működés valószínűsége a fenti időszakban:

$$P(t_2 - t_1) = e^{H(t_2) - H(t_1)}.$$

Az átlagos helyreállítási idő (1) képlet szerint számítható ki. Az üzemi készenléti tényező a következő képlettel adott:

$$K_k = \frac{T}{T + T_H},$$

ahol T az átlagos tényleges működés, T_H az átlagos helyreállítási idő.

A műszaki kihasználási tényező a következő képlettel adott:

$$K_M = \frac{T}{T + T_j + T_k},$$

ahol T_j a javítási idő átlagos értéke, T_k a karbantartási idő átlagos értéke.

Az átlagos tényleges működés és a kvantilis ugyanúgy határozható meg, mint nem javítható gyártmányok esetében.

A javítható gyártmányok megbízhatósági jellemzőinek tapasztalati meghatározására az alábbi értékeket használjuk:

$$\hat{H}(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n m_i(t),$$

$$\hat{h}(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{m_i(t + \Delta t) - m_i(t)}{\Delta t}$$

ahol $m_i(t)$ az i -edik gyártmánynak t idő alatt megfigyelt meghibásodási száma.

A műszaki kihasználási tényező és az üzemi készenléti tényező tapasztalati értékének meghatározására a képletekben szereplő időértékek átlagait használjuk fel.

Következtetések

Az MSZ 17100 szabványban közölt megbízhatósági fogalmak, azok meghatározásai és a függelékben ismertetett matematikai képletek, idegennyelvű fogalmak jelentős mértékben elősegítik a műszaki tudományos életben az egységes megbízhatósági terminológia kialakítását. Így lehetővé válik a magyar szakirodalomban és szabványokban a közös megbízhatósági fogalmak pontos meghatározása és értelmezése, ezen túlmenően lehetőség nyílik arra, hogy a szabványosított megbízhatósági terminológia alapján a különböző iparágakban speciális fogalmaknak megfelelően megtörténjen a meghatározások szabványosítása, ezáltal pedig a megbízhatósági követelmények egyértelmű rögzítése, ill. a gyártmányok megbízhatóságának egyértelmű kiértékelhetősége válik lehetővé, így a termékek megfelelő megbízhatósági szintjének biztosítására és a megbízhatósági szint nemzetközi színvonalnak megfelelő növelésére mód nyílik.

Noha e szabvány fontos terminológiai rendezést jelent, mégis csak első lépésnek tekinthető a termékek megbízhatóságának növelése terén.

Mérési eredmények elemzésének, összehasonlításának és gazdaságosságának biztosítására *szabványt* vagy *műszaki irányelvet* kell kidolgozni a vizsgálatok egyes közös jellemzőire, az adatok gyűjtésére, feldolgozás módjára és a vizsgálati tervekre.

A szabványt dr. Sarkadi Károly elnöklete alatt működő szaktanácsadó bizottság dolgozta ki, amelynek tagjai voltak: dr. Almássy György, Bráda Ferenc, Bujdosó János, Oldal Endre, Szász György, Zukál Endre, valamint e cikk írói.

Keretrácsok tekerceselése közben fellépő dinamikus hatások

ETO 531.391.3:621.3.032.24:621.798.426

Az alábbiakban az 1. ábrán látható, elektroncsövekben alkalmazott keretrács tekerceselése közben fellépő jelenséget vizsgáljuk meg. A keretrácsokon kívül azonban egyéb alakos testek, így pl. transzformátorok tekerceselések is hasonló jelenségek lépnek fel, ezért a vizsgálatok eredményeit ott is fel lehet használni.

Tekerceseléskor a keret hossz tengelye körül forgatjuk és hosszirányban a menetemelkedésnek megfelelően mozgatójuk, ezáltal a huzaltartó orsóról lefejtődik a huzal és létrejönnek a menetek. A viszonyokat jól áttekinthetjük a 2. ábrán. A keret állandó szögsebességű forgása közben a huzal változó sebességgel fejtődik le, ami a huzaltartó orsó rángatásához vezet. Ennek következtében a huzaltartó orsó állandó szögsebességű forgásán kívül lengő mozgást is végez. A tekerceselés csak abban az esetben valósítható meg, ha a lengő mozgásból származó erőhatások nem szakítják el az igen vékony, kb. 10 mikron átmérőjű huzalt.

Nagy fordulatszámú tekerceselés megvalósítására legcélszerűbb a huzaltartó orsót egy kis tehetetlen-

ségi nyomatékú forgórészsel rendelkező — célszerűen serleges szervomotor — tengelyére erősíteni. Ez a motor a huzalt tekerceselés közben vezérlő feszültségtől függő nyomatékkal fékezi.

A továbbiakban ez az elrendezés szolgál a tárgyalás alapjául.

Az optimális tekerceselési paramétereket az alábbiakban határozzuk meg.

1. A huzal út-, sebesség-, gyorsulási diagramjának meghatározása

A számítást a 2. ábra alapján végeztük el.

Ha a huzaltartó orsó és a keretrácsborda x , ill. y irányú távolságát x_r -rel és y_r -rel jelöljük, akkor felírhatjuk a következő egyenleteket:

$$x_r = a_0 + r \sin \alpha \quad (1)$$

$$y_r = r_0 - r_1 + r \cos \alpha, \quad (2)$$

ahol:

a_0 a huzaltartó orsó és a keretrács burkolókör tetőpontjainak távolsága,

r a keretrács gerincének középpontja által leírt kör sugara,

r_0 a huzaltartó orsó legördülő körének sugara,

r_1 a keretrács tekerceselés közben leírt burkolókörének sugara,

α a keretrács elfordulási szöge.

Ezután felírhatjuk azt az egyenletet, amely megadja a huzalnak a keret forgása által meghatározott út-egyenletét. Ezen egyenlet felállításakor feltételezzük, hogy a huzal a keret minden állásában az orsó y irányú tetőpontjából a gerinc y irányú tetőpontjába fut be. A valóságban a huzal a huzaltartó orsó elfordítási szögének, γ -nak megfelelően helyezkedik el. Ez azt jelenti, hogy a huzaltartó orsónál körívet egyenessel, a gerincnél pedig egyenest körívvel helyettesítünk.

Tekintettel arra, hogy a γ szög kicsiny, az elhanyagolások nem vezetnek a tárgyalást zavaró hibához. Tehát a huzal útja, mialatt a keret α szöggel fordul el:

$$s = \sqrt{a_0^2 + 2r^2 + 2a_0r \sin \alpha - 2r^2 \cos \alpha + r_b \alpha} - a_0, \quad (3)$$

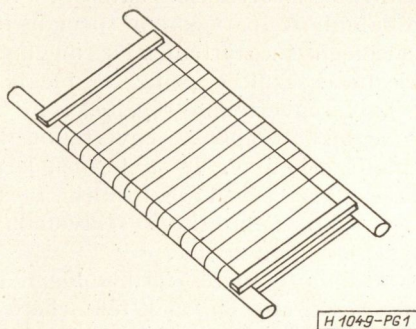
ahol:

a_0 a huzaltartó orsó és a keretrács burkolókör tetőpontjainak távolsága,

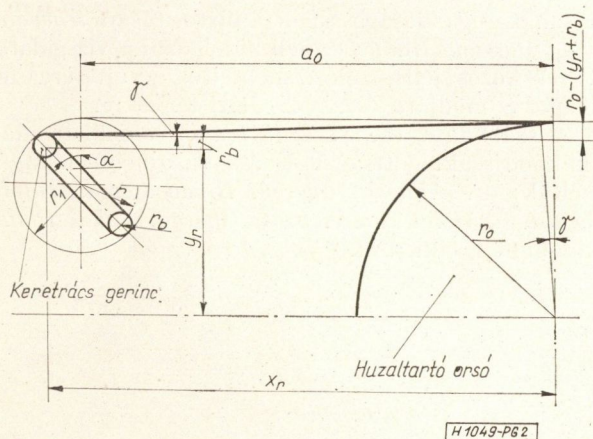
r_b a keretrács gerincének sugara,

s a huzal rácskeret melletti pontja által megtett út.

Beérkezett: 1970. VIII. 13.



1. ábra. Elektroncsövekben használatos keretrács



2. ábra. A keretrács-tekerceselés elrendezési vázlatja általános helyzetben

Tekintve, hogy $\alpha = \omega t$, a (3) egyenlet t szerinti első differenciálhányadosa megadja a sebességet:

$$\dot{s} = \frac{\omega}{\sqrt{a_0^2 + 2r^2 + 2a_0r \sin \alpha - 2r^2 \cos \alpha}} (a_0r \cos \alpha + r^2 \sin \alpha) + r_b. \quad (4)$$

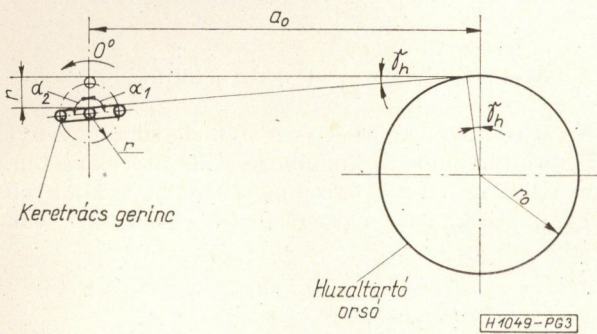
t az idő,
 ω a rácskeret forgásának szögsebessége.

A (3) egyenlet t szerinti második differenciálhányadosa megadja a gyorsulást:

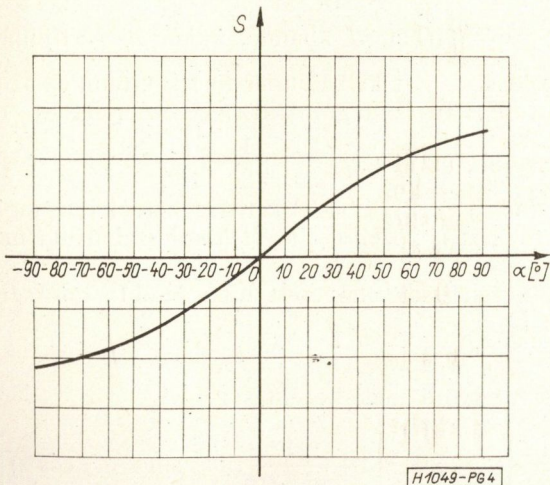
$$\ddot{s} = -\frac{\omega^2}{\sqrt{(a_0^2 + 2r^2 + 2a_0r \sin \alpha - 2r^2 \cos \alpha)^3}} (a_0r \cos \alpha + r^2 \sin \alpha)^2 + \frac{\omega^2}{\sqrt{a_0^2 + 2r^2 + 2a_0r \sin \alpha - 2r^2 \cos \alpha}} (-a_0r \sin \alpha + r^2 \cos \alpha). \quad (5)$$

A fenti egyenletek a tekerceselés folyamán az $\alpha_1 = 0^\circ - (90^\circ - \gamma_h)$ -től $\alpha_2 = 0^\circ + (90^\circ + \gamma_h)$ -ig érvényesek, ahol a $\gamma_h = \arctg \frac{r}{a_0}$, mint ahogy az a 3. ábrából látható.

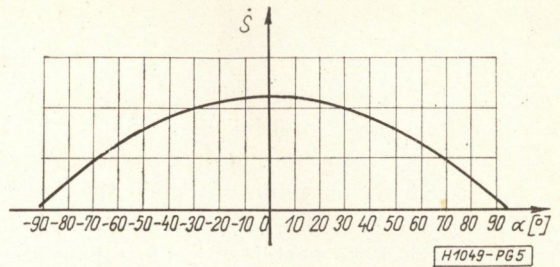
A (3), (4), (5) egyenleteknek megfelelő diagramokat a 4., 5. és 6. ábrák tartalmazzák.



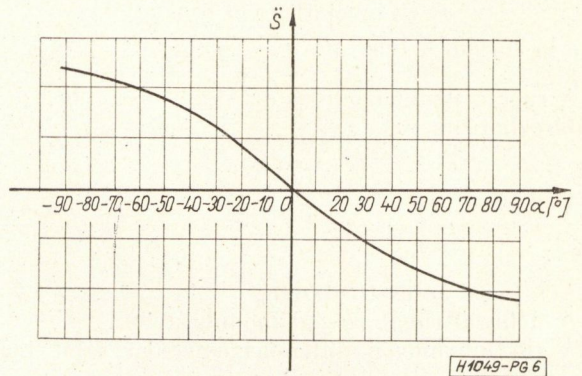
3. ábra. A keretrács-tekerceselés elrendezési vázlatja a tekerceselési periódus kezdő pillanatában



4. ábra. A huzal útgörbéje a keret elfordulási szög függvényében (nyújthatatlan huzal esetén)



5. ábra. A huzal sebességgörbéje a keretelfordulási szög függvényében (nyújthatatlan huzal esetén)



6. ábra. A huzal gyorsulásgörbéje a keretelfordulási szög függvényében (nyújthatatlan huzal esetén)

A (3) egyenlet megadja azt az út-görbét, amely a keret forgása közben létrejön. Abban az esetben, ha a huzaltartó orsót tehetetlenségmentesnek tételezzük fel, akkor forgása hűen követi a keret forgása által meghatározott huzalmazgást és így a huzalban nem ébred erő.

Első közelítésként a tehetetlenségi nyomatékot figyelembe vesszük, de a huzalt nyújthatatlannak tekintjük. A huzalt feszítő nyomatékot megkapjuk, ha a huzaltartó orsó és a motor forgórész tehetetlenségi nyomatékának összegét megszorozzuk $\ddot{\gamma}_2 = \frac{\ddot{s}}{r_0}$ -val, ahol \ddot{s} -ot az (5) egyenletből határozzuk meg.

A valóságban azonban a huzaltartó orsó és a motor forgórészének tehetetlensége mellett a motor forgórészének a csapágyazástól függő súrlódása van, hat rá a fékezónyomaték és a tekerceseléshez felhasznált huzal rugalmassága. Így a huzalban ébredő feszítőerőt meghatározó huzaltartó orsó mozgást csak a fentiek figyelembevételével lehet pontosan meghatározni.

A huzal nyúlását a (3) egyenlet által meghatározott út-görbe és a huzaltartó orsó mozgásából adódó út-görbe különbsége adja meg. A huzal nyúlásából a rugalmassági modulus ismeretében a húzóerőt könnyen kiszámíthatjuk.

2. A huzaltartó orsó mozgásának meghatározása

A huzaltartó orsó mozgásának meghatározásához fel kell írni a keret forgásával és a fékezónyomatékkal gerjesztett és a motor súrlódásával csillapított, motor forgórészéből, huzaltartó orsóból és huzalból álló rezgőrendszer differenciálegyenletét:

$$O\ddot{\gamma} + \kappa\dot{\gamma} + \frac{1}{c}\gamma = \frac{1}{c}\gamma_2 - M, \quad (6)$$

ahol:

- c a rugóállandó,
- M a motor fékezőnyomatéka,
- γ a huzaltartó orsó elfordulási szöge,
- $\dot{\gamma}, \ddot{\gamma}$ a huzaltartó orsó elfordulási szögének idő szerinti első, ill. második differenciálhányadosa,
- γ_2 a huzaltartó orsó elfordulási szöge a rács keret-elfordulása következtében, a huzal nyúlását figyelmen kívül hagyva,
- Θ a huzaltartó orsó és fékezőmotor forgórészéből álló rendszer tehetetlenségi nyomatéka,
- \varkappa a súrlódási tényező.

A rugalmassági modulus az alábbi összefüggésből határozható meg:

$$\frac{1}{c} = \frac{r_0^2 AE}{a_0}, \quad (7)$$

ahol:

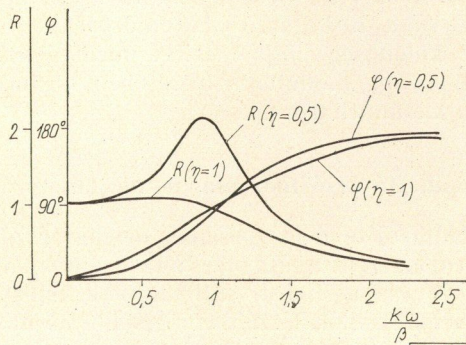
- A a huzal keresztmetszete,
- E a huzal rugalmassági modulusa.
- A (6) inhomogén differenciálegyenlet saját kör-

$$\begin{aligned} \gamma \approx \gamma_{\text{inh.part}} &= \gamma_{20} - cM_0 + \sum_{k=1}^n \frac{1}{\left\{ \left[1 - \left(\frac{k\omega}{\beta} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\varkappa}{\theta\beta} \right)^2 \left(\frac{k\omega}{\beta} \right)^2 \right\}^{1/2}} \cdot [C_k \cos(k\omega t - \varphi_k) + S_k \sin(k\omega t - \varphi_k)] = \\ &= \gamma_{20} - cM_0 + \sum_{k=1}^n R_k [C_k \cos(k\omega t - \varphi_k) + S_k \sin(k\omega t - \varphi_k)], \end{aligned} \quad (10)$$

ahol:

- C_k a cosinus függvényt tartalmazó tagok együtthatója,
- k a felharmonikusok jelzőszáma,
- R a rezonanciafüggvény,
- R_k az egyes felharmonikusokhoz tartozó rezonanciafüggvény-értékek,
- S_k a sinus függvényt tartalmazó tagok együtthatója,
- φ_k a fázisszög.
- A fázisszög értéke:

$$\varphi_k = \arctg \frac{\frac{k\omega}{\beta} \cdot \frac{\varkappa}{\theta\beta}}{1 - \left(\frac{k\omega}{\beta} \right)^2}. \quad (11)$$



7. ábra. Rezonancia és fázisszög $\eta=0,5$ és $\eta=1$ súrlódási tényezők esetén a gerjesztő frekvencia harmonikusai és a sajátfrekvencia hányadosának függvényében

frekvenciáját az alábbi egyenlet adja:

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{c\Theta}} = \sqrt{\frac{r_0^2 AE}{a_0\Theta}}. \quad (8)$$

Az inhomogén differenciálegyenlet megoldását az [1] irodalom alapján az alábbiakban végezzük el.

Az inhomogén differenciálegyenlet egy partikuláris megoldását az állandók variálásának módszerével kaphatjuk meg. Tekintve, hogy a gerjesztőnyomaték függvénye periodikus, a differenciálegyenlet lineáris, így elegendő a függvény Fourier-sorának minden egyes tagjával külön-külön foglalkozni.

A partikuláris megoldás állandó tagja:

$$\gamma_0 = \gamma_{20} - cM_0, \quad (9)$$

ahol:

- γ_{20} a huzaltartó orsónak, a rácskeret elfordulása következtében létrejövő szögelfordulása állandó része; a huzal megnyúlását figyelmen kívül hagyva,
- M_0 a fékező motor nyomatékának állandó része.
- A teljes partikuláris megoldás:

A következőkben a $\frac{\varkappa}{\theta\beta}$ -t η -val jelöljük.

Az R rezonanciagörbét és a φ_k fázisszögfüggvényt a 7. ábra tartalmazza különböző csillapítások esetén. Visszatérve a (6) összefüggéshez, γ_2 -t könnyen megkaphatjuk, ha a (3) egyenletet elosztjuk r_0 -val.

$$\gamma_2 = \frac{s}{r_0} = \frac{1}{r_0} [(a_0^2 + 2r^2 + 2a_0r \sin \alpha - 2r^2 \cos \alpha)^{1/2} + r\alpha - a_0]. \quad (12)$$

A periódus szintén $\gamma_h - 90^\circ$ -tól $\gamma_h + 90^\circ$ -ig tart. A (6) differenciálegyenletben a gerjesztőnyomaték $\frac{1}{c}\gamma_2 - M$. Ha M állandó, akkor a partikuláris megoldáshoz γ_2 -t kell Fourier-sorba fejteni, ez azonban elliptikus integrálokhoz vezetne. Hogy ezt elkerüljük, az $(1 + x_a)^{1/2} \approx 1 + \frac{1}{2} x_a$ közelítést vezetjük be, ahol x_a a (12) egyenlet két trigonometrikus tagját jelenti. Ezt a közelítést azért alkalmazhatjuk, mert $a_0^2 + 2r^2 \gg 2a_0r \sin \alpha - 2r^2 \cos \alpha$.

A közelítéssel elkövetett hiba kisebb, mint $H = \frac{1}{24} N x_a$; $0 < N < 1$.

Bevezetve a fenti közelítést:

$$\gamma_2 = \frac{1}{r_0} \left\{ (a_0^2 + 2r^2)^{1/2} \left[1 + \frac{1}{a^2 + 2r^2} (a a_0 r \sin \alpha - r^2 \cos \alpha) \right] + r_b \alpha - a_0 \right\}. \quad (13)$$

A periódus $\gamma_n - 90^\circ$ -tól $\gamma_n + 90^\circ$ -ig tart.

Ezt az alakot könnyen Fourier-sorba fejthetjük. Az egyszerűbb számolás érdekében a sorbafejtést

-90° -tól $+90^\circ$ -ig végezzük el. γ_2 -t ezután a következő egyenlet adja, ha a sorfejtésben a 8ω feletti harmonikusokat elhanyagoljuk:

$$\begin{aligned} \gamma_2 = \frac{1}{r_0} & \left\{ (a_0 + 2r^2)^{\frac{1}{2}} - a_0 - \frac{r^2}{(a_0 + 2r^2)^{1/2}} \left[\frac{2}{\pi} + \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega t + \frac{4}{35\pi} \cos 6\omega t - \frac{4}{63\pi} \cos 8\omega t \right] \right. \\ & + \frac{a_0 r}{(a_0 + 2r^2)^{1/2}} \left[\frac{8}{3\pi} \sin 2\omega t - \frac{16}{15\pi} \sin 4\omega t + \frac{24}{35\pi} \sin 6\omega t - \frac{32}{63\pi} \sin 8\omega t \right] + \\ & \left. + r_b \left[\sin 2\omega t - \frac{1}{2} \sin 4\omega t + \frac{1}{3} \sin 6\omega t - \frac{1}{4} \sin 8\omega t \right] \right\} \quad (14) \end{aligned}$$

A (14) egyenletet megfelelő rendezés után behelyettesítve a (10) egyenletbe, megkapjuk a (6) differenciálegyenlet partikuláris megoldását:

rencialegyenlet partikuláris megoldását:

$$\begin{aligned} \gamma \approx \frac{1}{r_0} & \left\{ (a_0 + 2r^2)^{1/2} - a_0 - \frac{a_0}{EA r_0^2} M - \frac{2}{\pi} \frac{r^2}{(a_0^2 + 2r^2)^{1/2}} + \frac{1}{\left[\left[1 - \left(\frac{2\omega}{\beta} \right)^2 \right]^2 + \eta^2 \left(\frac{2\omega}{\beta} \right)^2 \right]^{1/2}} \left[-\frac{4}{3\pi} \frac{r^2}{(a_0^2 + 2r^2)^{1/2}} \cos (2\omega t - \right. \right. \\ & \left. \left. - \varphi_2) + \left(\frac{8}{3\pi} \frac{a_0 r}{(a_0^2 + 2r^2)^{1/2}} + r_b \right) \sin (2\omega t - \varphi_2) \right] \frac{1}{\left[\left[1 - \left(\frac{4\omega}{\beta} \right)^2 \right]^2 + \eta^2 \left(\frac{4\omega}{\beta} \right)^2 \right]^{1/2}} \left[\frac{4}{15\pi} \frac{r^2}{(a_0^2 + 2r^2)^{1/2}} \cos (4\omega t - \varphi_4) \right] - \\ & - \left(\frac{16}{15\pi} \frac{a_0 r}{(a_0^2 + 2r^2)^{1/2}} + \frac{1}{2} r_b \right) \sin (4\omega t - \varphi_4) + \frac{1}{\left[\left[1 - \left(\frac{6\omega}{\beta} \right)^2 \right]^2 + \eta^2 \left(\frac{6\omega}{\beta} \right)^2 \right]^{1/2}} \left[-\frac{4}{35\pi} \frac{r^2}{(a_0^2 + 2r^2)^{1/2}} \cos (6\omega t - \varphi_6) + \right. \\ & \left. + \left(\frac{24}{35\pi} \frac{a_0 r}{(a_0^2 + 2r^2)^{1/2}} + \frac{1}{3} r_b \right) \sin (6\omega t - \varphi_6) \right] + \frac{1}{\left[\left[1 - \left(\frac{8\omega}{\beta} \right)^2 \right]^2 + \eta^2 \left(\frac{8\omega}{\beta} \right)^2 \right]^{1/2}} \left[\frac{4}{63\pi} \frac{r^2}{(a_0^2 + 2r^2)^{1/2}} \cos (8\omega t - \varphi_8) - \right. \\ & \left. - \left(\frac{32}{63\pi} \frac{a_0 r}{(a_0^2 + 2r^2)^{1/2}} + \frac{1}{4} r_b \right) \sin (8\omega t - \varphi_8) \right] \right\}. \quad (15) \end{aligned}$$

Ezzel meghatároztuk γ -t, a huzaltartó orsó szögelfordulását.

Ha a huzaltartó orsó mozgásából származó huzalhossz változást — amit úgy kapunk meg, hogy γ értékét megszorozzuk r_0 -val — kivonjuk a huzal kényszermozgásának (3) út-egyenletéből, megkapjuk a huzal megnyúlását, tehát:

$$\Delta l = s - \gamma r_0. \quad (16)$$

A (16) egyenlet segítségével meghatározva a huzalra ható erőt:

$$P = \frac{\Delta l}{s + a_0} AE \approx \frac{\Delta l}{a_0} AE. \quad (17)$$

Ezzel megkaptuk az idő függvényében azt az erőt, amely igénybe veszi a huzalt és amelynek hatását kompenzálással csökkenteni akarjuk.

3. A huzalban tekeréselés alatt ébredő erők csökkenésének módosítói

Első lépésként a (16) egyenlet szerinti Δl huzalmegnyúlást határozzuk meg a keret elfordulási szögének függvényében, különböző $\frac{2\omega}{\beta}$ értékek esetén.

A viszonyokat a 7. ábrán tekinthetjük át, ahol az $\frac{2\omega}{\beta}$ függvényében a rezonancia-függvény és a fázisszög-függvény van ábrázolva $\eta=0,5$ és $\eta=1$ értékeknek megfelelő csillapításokra.

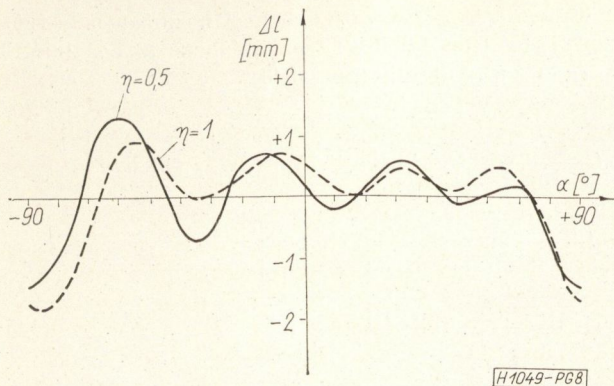
A 8–12. ábrákon levő huzalmegnyúlás-diagramokat megvizsgálva a következő észrevételeket tehetjük.

A 8–10. ábrákon $\frac{2\omega}{\beta}$ értéke kisebb mint egy, tehát a kétszeres fordulatszám frekvencia kisebb mint a sajátfrekvencia. A 10. és 11. ábrákon a $\frac{2\omega}{\beta}$

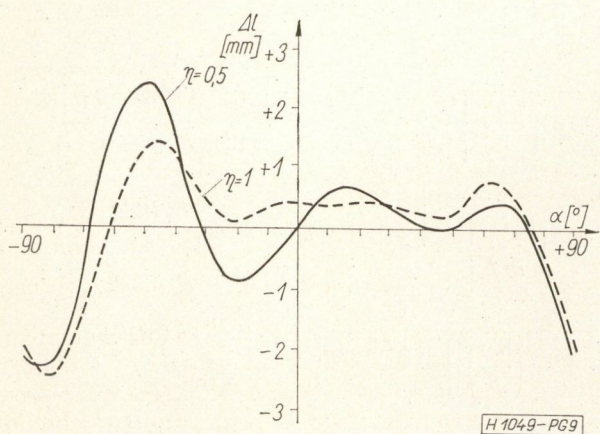
érték egynál nagyobb. A $\frac{2\omega}{\beta}$ érték az ábrák sorrendjében nő.

A 8–10. ábrákon levő diagramokon megfigyelhetjük, hogy a lengés -90° -nál negatív, tehát lazulási résszel kezdődik. Az első lengési periódusban a legnagyobb az amplitúdó, a további periódusok során egyre csökken, majd $+90^\circ$ előtt ismét elkezdődik a nagy amplitúdójú periódusba való átmenet.

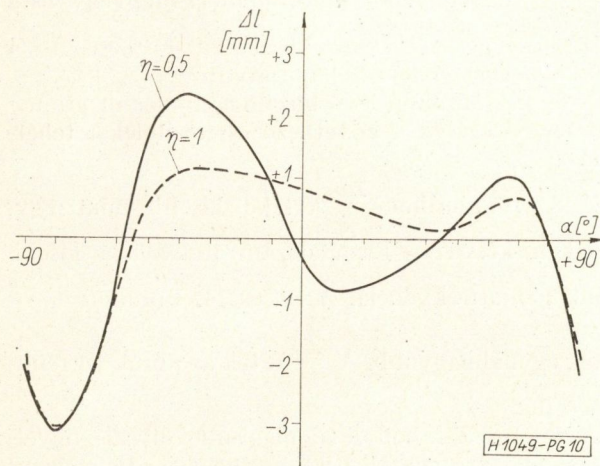
Mindhárom ábrán megfigyelhetjük, hogy az $\eta=1$ -nek megfelelő, nagyobb csillapítás esetén a lengés elnyújtottabbá válik és a lengésamplitúdók csökkennek.



8. ábra. Δl húzalmegnyúlás az α keretelfordulási szög függvényében, $\frac{2\omega}{\beta} = 0,285$, $\eta = 0,5$ és $\eta = 1$ paraméterek esetén



9. ábra. Δl húzalmegnyúlás az α keretelfordulási szög függvényében, $\frac{2\omega}{\beta} = 0,38$, $\eta = 0,5$ és $\eta = 1$ paraméterek esetén



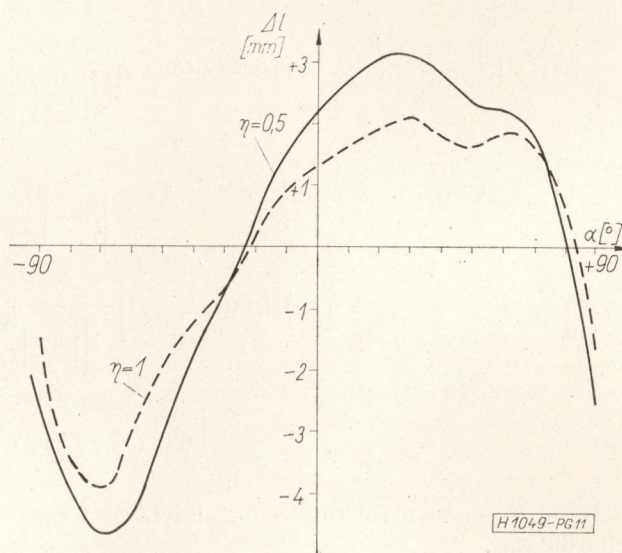
10. ábra. Δl húzalmegnyúlás az α keretelfordulási szög függvényében, $\frac{2\omega}{\beta} = 0,55$, $\eta = 0,5$ és $\eta = 1$ paraméterek esetén

Kisebb csillapítási tényezőhöz tartozó nyúlásdiagramokat azért nem ábrázoltunk, mert a lengések amplitúdói erőteljesen nőnek.

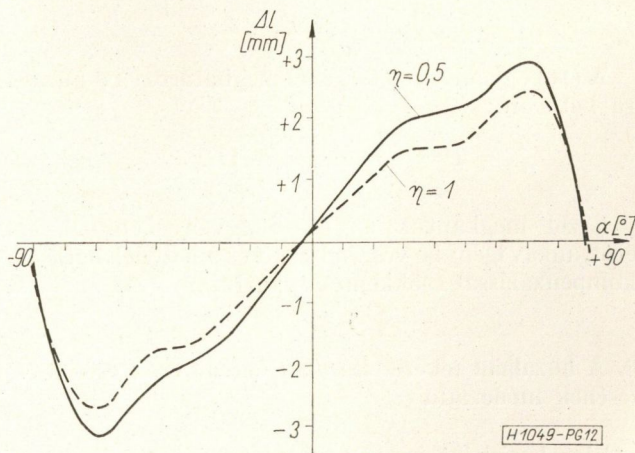
A három ábrát összehasonlítva láthatjuk, hogy a lengések amplitúdói $\frac{2\omega}{\beta}$ függvényében elég lassú ütemben csökkennek. Ez az oka annak, hogy csak viszonylag nagyon kis fordulatszámokon lehet a keretrácsokat húzalszakadás nélkül könnyen tekerceselni.

Megfigyelhetjük még, hogy az egyes ábrákon $\frac{2\omega}{\beta}$ csökkenésével egyre nagyobb harmonikusok hatása jelentkezik nagy amplitúdóval, ami a rezonancia görbéből közvetlenül adódik.

Összegezve a fentieket, kis lengésekkel való tekerceselés csak abban az esetben valósítható meg, ha $\frac{2\omega}{\beta}$ elég kicsi és a csillapítás elég nagy. Nagy fordulatszámokon a csillapítást növelve nem lehet a ránngatást megfelelően csökkenteni.



11. ábra. Δl húzalmegnyúlás az α keretelfordulási szög függvényében, $\frac{2\omega}{\beta} = 1,14$, $\eta = 0,5$ és $\eta = 1$ paraméterek esetén



12. ábra. Δl húzalmegnyúlás az α keretelfordulási szög függvényében, $\frac{2\omega}{\beta} = 2,28$, $\eta = 0,5$ és $\eta = 1$ paraméterek esetén

A 11. és 12. ábra diagramjaiban a gerjesztő erő valamennyi harmonikusa a rezonanciapont felett fekszik. Szembetűnő ezért, hogy mindkettőben a rezonanciaponthoz legközelebb eső második harmonikus dominál. A lengés az előzőkhez hasonlóan itt is lazulási periódussal kezdődik. Az amplitúdók nagyobbak, mint az előző három ábrán és az eddigieknek megfelelően a nagyobb csillapításhoz kisebb amplitúdó tartozik.

A két ábrát összehasonlítva láthatjuk, hogy a nagyobb $\frac{2\omega}{\beta}$ értékhez tartozó lengések lényegesen kisebbek, mint a kisebb $\frac{2\omega}{\beta}$ értékhez tartozók.

A 7. ábrán látható rezonancia-diagramból következik, hogy $\frac{2\omega}{\beta} = 2$ felett a lengésamplitúdók csökkenése nagyon lassú, ezért $\frac{2\omega}{\beta}$ értékét tovább növelve nem következik be lényeges változás a 12. ábrán látható diagramokhoz képest.

A fentiekből az alábbi következtetéseket lehet levonni.

Motorral történő aktív fékezés nélkül az ábrákon bemutatott valamennyi esetben van a lengésnek olyan periódusa, ahol a huzal belazul. Ez eleve lehetőséget ad a huzalnak az elmozdulásra, ami a menetemelkedés szórásának növekedéséhez vezet. Az ábrák tanúsága szerint a belazulást a csillapítási tényező növelésével nem lehetett lényegesen csökkenteni.

Fékező motor alkalmazása esetén a huzal lazulása kiküszöbölhető akkor, ha a fékezőmotor által a huzalra gyakorolt húzóerő nagyobb, mint a lengésből származó belazulásnak és a huzal rugóállandójának szorzata. Ebben az esetben azonban a huzaltartó orsó tömegéhez hozzáadódik a hozzá képest nagy tehetetlenségi nyomatékú motor forgórész tömege. Ennek következtében a rendszer sajátfrekvenciája lecsökken, aminek következtében a kis amplitúdójú lengéseket okozó fordulatszám is nagyon lecsökken és ezáltal a gép termelékenysége kicsi lesz.

A fordulatszám növelésére kétféle megoldási módszert ismertetünk.

Az első módszernél a rángatás csökkentésére kiegyenlítő lengőrendszert alkalmazunk. Erre a módszerre két megoldási módot mutatunk be.

Az egyik megoldási mód szerint a huzaltartó orsót rugó közvetítésével rögzítjük a fékező motor tengelyére. Ezzel különválasztottuk a huzaltartó orsót a fékező motor forgórészétől. Ez egy összetett lengőrendszert eredményez, melynek lengéseit számítással igen nehézkes követni, azonban a tehetetlenségi nyomatékok, rugóállandó és súrlódási tényező helyes megválasztásával nagy fordulatszámú tekerceselés valósítható meg, minthogy lengéseket gyakorlatilag csak a kis tehetetlenségi nyomatékú huzaltartó orsó végez, a motor pedig a rugót feszíti elő. Ezen túlmenően a rugó közbeiktatása az eredő rugóállandót csökkenti, ami szintén a huzalra ható erők csökkenéséhez vezet.

Az első módszer másik megoldási módja szerint az orsó és a keret közé nagy sajátfrekvenciájú, külön lengő rendszert iktatunk be. Ebben az esetben a lengéseket gyakorlatilag ez a lengő rendszer végzi és a motor forgórész, valamint huzaltartó orsóból álló rendszer majdnem egyenes szögsebességgel forog. Így a hatás az előző eljáráshoz hasonló.

A második módszer szerint a lengések hatását a fékező motor nyomatékának szabályozásával lehet kiegyenlíteni.

Ebben az esetben a lengő tömeg elég nagy, így nagy fordulatszám esetén $\frac{2\omega}{\beta}$ -ra 1-nél nagyobb értéket kapunk. Célszerű ezért a 12. ábrának megfelelően $\frac{2\omega}{\beta} = 2$ -nél nagyobb értéket választani. Példaképpen Kerekes Béla 149.378 sz. szabadalmában [2] leírt megoldást említjük, amely szerint a fékező motor nyomatékát egy rezolver segítségével a lengéssel ellenütemben vezérelve, a huzalban ébredő húzóerőt lényegesen le tudja csökkenteni és közel állandóvá tudja tenni. Célszerű a huzaltartó orsó és a keret közt hosszú huzalszakasz alkalmazása annak érdekében, hogy minél kisebb fajlagos nyúlás jöjjön létre. Ebben az esetben is tanácsos megfelelően nagy csillapítást alkalmazni.

I R O D A L O M

- [1] Dr. Bosznay Á.: Műszaki rezgésstan. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1962.
 [2] Kerekes B.: 149.378 sz. magyar szabadalom.
 [3] Piller Gy.: A keretrács előállításával kapcsolatos problémák. Híradástechnika, 1968. 10. sz.

Újjáalakult a HÍRADÁSTECHNIKA Szerkesztő Bizottsága

Az Egyesület Elnöksége egyetértett lapunk szerkesztőségének azzal az elgondolásával, hogy szélesebb alapokra helyezze a HÍRADÁSTECHNIKA szerkesztését. Ezért 1970. december 9-én, az Egyesületben bővített szerkesztőbizottsági ülést tartottunk, amelyre meghívtuk a szakosztályok és munkabizottságok vezetőit. Az ülésen résztvett az Egyesület illetékes alelnöke, főtítkára és szervező titkára is.

A főtítkár bevezető felszólalása után a főszerkesztő ismertette, hogy a lap szerkesztéséhez eddig is több szakosztály nyújtott segítséget, viszont néhány fontos szakterületről az utóbbi időben alig vagy egyáltalán nem érkezett be cikk. Ilyenek a rendszertechnika, a technológia, a konstrukció, a közfogyasztású cikkek területe és a gyártmányismertetés. Kevés az egy-egy témakört átfogóan ismertető (kompillatív) cikk és a gyakorlati tervezési eljárásokat, új berendezéseket, gyártási segédesszközöket ismertető közlemény.

A szerkesztőséghez spontán beérkező kéziratok nagyrésze erősen specializált, elméleti jellegű és a szakemberek viszonylag szűk körét érdeklő témát dolgoz fel. Az ilyen cikkek közlése elől nem lenne helyes elzárkózni, mert részben új eredményeket tartalmaznak, részben tudományos minősítéshez szükséges publikációk és a lap gyakorlatilag az egyetlen, rendszeresen megjelenő magyar nyelvű publikációs fórum a híradástechnika szakterületén.

Ilyen körülmények között a szerkesztőségnek nem volt lehetősége arra, hogy a lappal szemben támasztott indokolt igényeknek teljes mértékben eleget tegyen.

A szerkesztés színvonalának emeléséhez, az egyes számok érdekesebbé tételéhez és általában a lap célkitűzéseinek jobb megközelítéséhez azonban a szakosztályok és munkabizottságok tevékeny közreműködése szükséges. El kell érni, hogy a lap ne csak publikációs fórum, hanem a híradástechnikai szakemberek széles körének érdeklődését kielégítő tudományos szakfolyóirat, vitafórum és az egyesületi élet tükrözője legyen. A szakosztályoknak és munkabizottságoknak élniük kell azzal a lehetőséggel, hogy a lapot tervszerűen és rendszeresen felhasználják tudományos munkásságuk és szervezeti életük jelentősebb eseményeinek publikálására. Helyes, ha a szakosztályok és a munkabizottságok vetik fel szakterületük időszerű súlyponti műszaki tudományos kérdéseit, határozzák meg publikációs témáit és választják ki a témák feldolgozására leghivatottabb szerzőket. Ezért szükséges, hogy a szakosztályok és a munkabizottságok rövid időn belül kidolgozzák szakterületük 1971. évi publikációs tervét.

A főszerkesztő kérte, hogy az Egyesületnek a lap szerkesztésben résztvevő szervei jelöljék ki sajtó-összekötőjüket, akikkel a szerkesztőség az operatív kapcsolatot tarthatja.

A felszólalásokban számos értékes javaslat hangzott el, amelyeket a szerkesztőség további munkája során figyelembe vesz.

Ezután megalakult a HÍRADÁSTECHNIKA új szerkesztőbizottsága az alábbiak szerint:

Kincses István, a HTE alelnöke
dr. Ambrózy András

a műszaki tudományok kandidátusa
dr. Csurgay Árpád
dr. Géher Károly
a műszaki tudományok kandidátusa
dr. Komarik József
a műszaki tudományok kandidátusa
Nádas Tibor

Az alkatrész Szakosztály részéről

Dr. Katona János
a műszaki tudományok doktora,
szakosztály-elnök
Balogh Albert sajtóösszekötő

Az Átviteltechnika Szakosztály részéről:

Lajkó Sándor szakosztály-elnök
Galántha Sándor sajtóösszekötő

A Félvezetőeszközök és Integrált-áramkörök Szakosztály részéről:

Kocsis Miklós szakosztály-elnök

A Konstrukciós Szakosztály részéről:

Dr. Almássy György
a műszaki tudományok doktora,
egyetemi tanár, szakosztály-elnök
Temesi Ernőné sajtóösszekötő

A Környezetállóság Szakosztály részéről:

Schmidt János szakosztály-elnök
Dékány Jánosné sajtóösszekötő

A Külkereskedelmi Szakosztály részéről:

Czeglédy György szakosztály-elnök és sajtó-összekötő

Az Ipargazdasági Szakosztály részéről:

dr. Fedák Gyula szakosztály-elnök
Pogány Károly sajtóösszekötő

A Mikrohullámú Szakosztály részéről:

Battistig György szakosztály-elnök

A Rádió és Televízió Szakosztály részéről:

Makó Zoltán szakosztály-elnök
S. Tóth Ferenc sajtóösszekötő

A Távbeszélő Szakosztály részéről:

Horváth Gyula szakosztály-elnök
Gosztony Géza sajtóösszekötő

Az Alapanyag, a Gyártástechnológia és a Vákuumtechnikai Szakosztály a bővített szerkesztőségi ülésen nem képviseltette magát. Kérjük az említett szakosztályokat, csatlakozzanak a Szerkesztő Bizottsághoz és mielőbb vegyék fel a kapcsolatot a főszerkesztővel.

Az újjáalakult Szerkesztő Bizottság legközelebbi ülését 1971 márciusában tartja, amikor a főszerkesztő beszámol majd az időközben végzett munkáról, az elért eredményekről és az elhangzott javaslatok megvalósításáról.

Végül a szerkesztőség kéri az olvasókat is, hogy konkrét tematikai javaslataikat írásban közöljék és ezzel segítsék elő, hogy a HÍRADÁSTECHNIKA a vele szemben támasztott igényeknek fokozottabb mértékben eleget tegyen.

A szerkesztőség

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.382.3.012:621.391.822

Dr. Dement'ev E. P.:

Lineáris négyfókusok zajparamétereinek racionális rendszere

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) 1. sz.

A szerző tranzisztorok zajparamétereire racionális rendszert mutat be, mely három mennyiségből áll (R_z — zajellenállás G_z — zajvezetés; K — korrelációs tényező). Az említett zajparaméterek három, egyszerű zajtényező mérésével meghatározhatók. Ezzel a paraméter rendszerrel a mérések és számítások leegyszerűsödnek.

ETO 621.372.54.001.2

Tarlac L.:

A hullámparaméteres szűrőtervezésről, különös tekintettel az üzemi tulajdonságokra

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) 1. sz.

A szerző olyan hullámszűrőszintézist ismertet, amellyel erősen megközelíteni, sőt sok esetben el lehet érni az üzemi paraméteres szintézis gazdaságosságát. Ebben a cikkében az ún. általános, vagy kötetlen hullámszűrő származtatását, tulajdonságait és approximációját tárgyalja. Részletesen összehasonlítja a klasszikus hullámszűrővel és az üzemi paraméteres szűrővel is.

ETO 621.385.832:681.327.11

Grusz J. — Keresztes Z. — Miklósi J.:

Katód sugáresőves optikai kijelző

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) 1. sz.

A kijelző segítségével oszcilloszkópon fénypontokból álló hatjegyű egész vagy tizedes számot jeleníthetünk meg (az első helyen plusz vagy mínusz előjel is állhat). Ismertetjük a kijelző rendszertechnika felépítését, az egyes egységek működésének főbb jellemzőit, az alkalmazott ferritárolót, amelynek szervezése — az adott feladatnak megfelelően — eltér a szokásos felépítésektől. Rámutatunk a berendezés alkalmazási és továbbfejlesztési lehetőségeire.

ETO 62—192 + 621.3.019.3

Balogh A. — Dr. Dukáti F.:

Megbízhatósági terminológia

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) 1. sz.

Magyarországon az egységes megbízhatósági terminológia hiánya jelentős mértékben megnehezítette a megbízhatóság vizsgálati eredmények összehasonlíthatóságát és alkalmazhatóságát. Ezt a hiányt részben megszünteti az új magyar szabvány, amely 22 alapvető szakkifejezést és azok meghatározását tartalmazza. A szerzők ezt a szabványt ismertetik, saját magyarázataikkal és matematikai indokolásokkal kiegészítve.

ETO 531.391.3:621.3.032.24:621.798.426

Dr. Piller Gy.:

Keretrácsok tekeresése közben fellépő dinamikus hatások

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) 1. sz.

A cikk első részében a keretrácsok tekeresésekor fellépő, a huzalra ható dinamikus erőhatások matematikai meghatározását ismerteti. A második részben a gyakorlatban előforduló lengéseket mutatja be és azok csökkentésére ad megoldásokat. Transzformátorok tekeresésekor a jelenségek hasonlóak, ezért a cikkben közölt eredmények ott is felhasználhatók.

Обобщения

ДК 621.382.3.012:621.391.822

Д-р Дементев Е. П.:

Рациональная система шумовых параметров линейных четырёхполюсников

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 1

Показывается рациональная система по шумовым параметрам транзисторов, которая состоит из трёх величин: — шумовое сопротивление; — шумовая проводимость; K — коэффициент корреляции. Упомянутые шумовые параметры определяются тремя простыми измерениями коэффициента шума. С помощью этой системы параметров измерения и расчеты упрощаются.

ДК 621.372.54.001.2

Тарлац Л.:

О проектировании фильтров по волновым параметрам с особым вниманием на их свойства в эксплуатации

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 1.

Автор излагает синтез волновых фильтров, с помощью которого можно хорошо приближать, более того в многих случаях осуществлять экономно синтеза по рабочим параметрам. В этой статье трактуются происхождение, свойства и приближение т. н. общего волнового фильтра.

ДК 621.385.832:681.327.11

Грус Й. — Керестеш З. — Миклоши Й.:

Оптическое воспроизводящее устройство с электронно-лучевой трубкой

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 1.

С помощью воспроизводящего устройства можно воспроизводить целые или десятичные числа, состоящие из шести цифров, на экране осциллоскопа, в форме блестящих пятен (на первом месте может быть знак плюса или минуса). Изложены решение системы воспроизводящего устройства, основные параметры эксплуатации отдельных блоков, применённые ферритовые памяти, конструкция которых — согласно данной задаче — отличается от обычной структуры. Показаны возможности применения и дальнейшего развития устройства.

ДК 62—192 621.3.019.3

Балог А. — Д-р Дукати Ф.:

Терминология в области надёжности

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 1.

В Венгрии отсутствие разработанной унифицированной терминологии в области надёжности значительно препятствовало возможности сопоставления результатов измерений и их применения. Для устранения этой проблемы разработан новый венгерский стандарт, который содержит лишь 22 основных термина и их определений. В статье изложена суть этого стандарта с дополнительными объяснениями и математическими обоснованиями авторов.

ДК 531.391.3:621.3.032.24:621.798.426

Д-р Пиллер Д.:

Динамические воздействия возникающие при намотке рамообразных сеток

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 1.

В первой части статьи излагается математическое определение динамических сил воздействующих на провод при намотке рамообразных сеток. Во второй части показываются колебания случающиеся в практике и даются решения их уменьшения. При намотке трансформаторов влияния являются аналогичными, поэтому результаты с статье могут быть применены в той же области.

Summaries

UDC 621.382.3.012:621.391.822

Dr. E. P. Dement'ev:

Rational System of the Noise Parameters of Linear Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

A rational system is presented for noise parameters of transistors. This consists of three quantities R_2 — noise resistance; G_2 — noise conductance K — correlation factor. The above mentioned noise parameters can be determined by the simple measurement of these noise factors. With this parameter system the measurements and calculations are simplified.

UDC 621.372.54.001.2

L. Tarlacz:

Wave Parameter Filter Design with Special Regard to Service Properties

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

The author presents a wave filter synthesis, by which the economy of the service parameter synthesis can be obtained in many cases. In this paper the derivation properties and approximations of the general wave filter are discussed. A comparison is made in detail with the classical wave filter and the service parameter filter.

UDC 621.385.832:681.327.11

J. Grusz—Z. Keresztes—J. Miklósi:

Cathode-Ray Tube Optical Display

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

By the aid of the display integers or decimal numbers comprising six ciphers (of which the first can be a plus or minus sign) can be made to appear as a pattern of high spots on an oscilloscope. The setup of the system, the main characteristics of the operation of the separate units, the applied ferrite stores, the structure of which — corresponding to the given task — deviates from the usual constructions, are presented. Attention is drawn to the possibilities of application and their further development.

UDC 62—192+621.3.019.3

A. Balogh—Dr. F. Dukáti:

Reliability Terminology

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

The lack of unified reliability terminology in Hungary made considerably more difficult the comparability and applicability of the results of reliability tests. The Hungarian Standard containing 22 basic technical terms and their definitions partially eliminates this deficiency. The authors present this standard amended with their own explanations and mathematical justification.

UDC 531.391.3:621.3.032.24:621.798.426

Dr. Gy. Piller:

Dynamic Effect Occurring at the Winding of Frame Grids

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

In the first part of the paper the mathematic determination of the dynamic forces occurring at the winding of frame grids are presented. In the second part the vibrations occurring in practice and the solution of their reduction is presented. When winding transformers the phenomena are similar, therefore the results published in the paper can also be used in this case.

CDU 621.382.3.012:621.391.822

Dr. Dement'ev, E. P.:

Un système rationnel des paramètres de bruit des quadripôles linéaires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

Un système rationnel des paramètres de bruit des transistors est présenté comprenant trois quantités (R_2 — résistance de bruit; K — coefficient de corrélation G_2 — conductivité de bruit). Ces paramètres de bruit peuvent être déterminés par trois mesures simples du facteur de bruit. Par application de ces paramètres les mesures et calculs seront simplifiés.

Zusammenfassungen

DK 621.382.3.012:621.391.822

Dr. E. P. Dement'ev:

Rationelles System der Geräuschparameter der linearen Vierpole

HÍRADÁSTECHNIKA (BUDAPEST) XXII. (1971) Nr. 1.

Ein rationelles System wird für die Geräuschparameter der Transistoren erörtert. Dieses System besteht aus 3 Quantitäten u.z.w. R_2 — Geräuschwiderstand G_2 — Geräuschleitfähigkeit K — Korrelationsfaktor. Die erwähnten Parameter können mit drei einfachen Geräuschfaktormessungen bestimmt werden. Mit diesem Parametersystem werden die Messungen und Kalkulationen vereinfacht.

DK 621.372.54.001.2

L. Tarlacz:

Über den Wellenparameter-Entwurf von Filtern mit besonderer Hinsicht auf dessen Betriebseigenschaften

HIRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 1.

In dem Artikel wird solche eine Wellenfiltersynthese erörtert, mit welcher man die Wirtschaftlichkeit der Betriebsparametersynthese gut annähern, sogar in vielen Fällen erreichen kann. In diesem Artikel wird die Ableitung der sogenannten allgemeinen, oder ungebundenen Wellenfilter, dessen Eigenschaften und Approximation diskutiert. Es wird ein Vergleich mit dem klassischen Wellenfilter und dem Betriebsparameter-Filter gemacht.

DK 621.385.832:681.327.11

J. Grusz—Z. Keresztes—J. Miklósi:

Kathodenstrahlröhren

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 1.

Mit Hilfe des optischen Anzeige-Gerätes können auf dem Oszilloskop sechsstellige Ganz- oder Dezimalnummer dargestellt werden (auf dem ersten Platz können auch plus- oder minus Vorzeichen stehen.) Der systemtechnische Aufbau des Anzeige Gerätes, die Hauptkennwerte der Funktion der einzelnen Einheiten, die angewandte Ferritspeicher, dessen Strukturen — im Einklang mit der gegebenen Aufgabe von dem gewöhnlichen Aufbau abweicht — werden erörtert.

DK 62—192+621.3.019.3

A. Balogh—Dr. F. Dukáti:

Terminologie der Zuverlässigkeit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 1.

Der Mangel der einheitlichen Zuverlässigkeitsterminologie hat in Ungarn die Vergleichbarkeit und Anwendbarkeit der Zuverlässigkeits-Prüfergebnisse bedeutungsvoll erschwert. Dieser Mangel wird teilweise durch die ungarischen Norm, die 22 Grundfachausdrücke und deren Bestimmung enthält, aufgehoben. Die Verfasser fügen zur Erörterung dieser Norm ihre eigenen Erklärungen und mathematischen Begründungen.

DK 531.391.3:621.3.032.24:621.798.426

Dr. Gy. Piller:

Dynamische Wirkungen, die während der Windung von Rahmengittern auftreten

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 1.

In dem ersten Teil des Artikels werden die mathematische Bestimmung der dynamischen Beanspruchungen des Drahtes, die bei der Windung von Rahmengittern auftreten, erörtert. In dem zweiten Teil werden die Schwingungen, die in der Praxis vorkommen dargestellt und es werden Lösungen zur Verminderung derjenigen beschrieben. Da die Erscheinungen bei der Windung von Transformatoren ähnlich sind, können die in dem Artikel gegebenen Resultate auch hier angewendet werden.

Résumés

CDU 621.372.54.001.2

Tarlacz, L.:

Sur le projet des filtres à paramètres d'ondes en considération spéciale des propriétés en fonction

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

L'auteur expose un synthèse d'ondes qui permet d'approximer bien plus d'atteindre l'économie du synthèse à paramètres de fonction. Dans cet article la dérivation, propriétés et approximation du filtre d'ondes nommé général sont traitées. Une comparaison détaillée est donnée avec le filtre classique d'ondes et le filtre à paramètre de fonction.



CDU 621.385.832:681.327.11

Grusz, J.—Keresztes, Z.—Miklósi, J.:

Dispositif d'information optique avec tube à rayons cathodiques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

A l'aide du dispositif on peut faire apparaître sur l'écran d'un oscilloscope nombres entiers et décimaux comprenant six chiffres (sur la première place un signe plus ou moins peut apparaître). Il y a une exposition sur la structure du système, sur les caractéristiques principales des fonctions des blocs séparés, sur le mémoire à ferrites, dont la construction diffère — correspondant à la tâche donnée — des réalisations habituelles. Les possibilités de l'application et du développement additionnel sont présentées.

CDU 62—192+621.3.019.3

Balogh, A.—Dr. Dukáti, F.:

Terminologie de la fiabilité

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

Le manque de la terminologie de la fiabilité en Hongrie a rendu plus difficile considérablement la comparaison et l'applicabilité des

résultats des essais. Ce manque sera partiellement éliminé par le nouveau standard hongrois comprenant 22 termes techniques et leurs définitions. Les auteurs décrivent ce standard avec leurs explications et justifications mathématiques.

CDU 531.391.3:621.3.032.24:621.798.426

Dr. Piller, G.:

Effets pendant l'enroulement des grilles à cadre

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) № 1.

Dans la première partie de l'article une analyse mathématique des forces dynamiques exercées sur le fil est donnée. Dans la deuxième partie les vibrations qui se produisent dans la pratique sont présentées et quelques solutions pour les réduire sont données. En enroulant des transformateurs les phénomènes sont similaires, en conséquence les résultats publiés dans l'article peuvent être appliqués ainsi dans ce cas.

