E-870

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

4

XXII. ÉVFOLYAM, 4. SZÁM, 97—128. OLDAL, BUDAPEST, 1971. ÁPRILIS HÓ

1971. április XXII. évfolyam, 4. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

HENNYEY ZOLTÁN: Lineáris kétkapuk egységes leírása 97
SALLAI GYULA: Adatátviteli összeköttetések kiegyenlítése transzverzális szűrővel 103
DR. JACHIMOVITS LÁSZLÓ: Az állóhullámarány-mérő saját reflexióinak hatása a feszültségi reflexió-tényező mérésére 115
ENDRŐDY TAMÁS—GOSZTONY GÉZA: Számítógépi módszer telefon-kapcsolóhálózat valószínűségigráfos vizsgálatához 121
IEC kiadványok 123
Puskás Tivadar emlékérem 125
Kitüntetések 125
Virág-Pollák díjasaink 126
A Diplomaterv-Pályázat eredménye 126
Diplomaterv-Pályázat 127
Híradástechnikai Technológiai Ankét 127
Közös vevőantenna rendszerek című előadássorozat első előadása 127
Tartalmi összefoglalások 128
Обобщения 128
Summaries 128
Zusammenfassungen 128
Résumés ..... B/III.

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Szabadság tér 5—6. III. em. 320. 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 bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest V., József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

71.5856 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

HENNYEY ZOLTÁN
Távközlési Kutató Intézet

Lineáris kétkapuk egységes leírása

ETO: 621.372.5.001.2

A lineáris kétkapu egységes leírásának feladata egyre fontosabbá válik az áramkörelmélet mai fázisában, amikor nagy lépésekkel halad előre az aktív RC áramkörök elmélete, melyben vezető szerepet játszanak az elfajuló aktív kétkapuk. Ezt a feladatot az univerzális paraméterek oldják meg, melyek jelentősége túlnő az aktív áramkörök határain.

A kétkapu karakterisztikája explicit formában annyiféleképp írható fel, ahány módon négy állapotjellemző jelből kettőt kiválaszthatunk. Ez az alábbi hat lehetőséget adja:

1. impedancia mátrix

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix},$$

2. admittancia mátrix

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix},$$

3. hibrid mátrix

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \end{bmatrix},$$

4. inverz hibrid mátrix

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \end{bmatrix},$$

5. lánc mátrix

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{12} & R_{12} \\ G_{12} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{bmatrix},$$

6. inverz lánc mátrix

$$\begin{bmatrix} u_2 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{21} & R_{21} \\ G_{21} & P_{21} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ -i_1 \end{bmatrix}.$$

Beérkezett: 1970. XI. 8.

Az angol irodalomban a láncmátrix (transmission matrix) elemeinek jelölésére a *PRGS* betűk helyett az *ABCD* betűket használják.

A hat mátrix mindegyike egy-egy speciális gerjesztés esetén adja a kétkapu válaszát. Általános esetben a kétkapu mind a hat mátrixa létezik, azaz a kétkaput bármelyik két állapotjellemzőjével gerjeszthetjük. Elfajuló esetben viszont a négy állapotjellemzőből bizonyos párok választását a kétkapu karakterisztikája nem engedi meg. Elfajuló esetekben a kétkapu egy vagy több mátrixa nem értelmezhető. Az elfajulás mértékének éppen a meg nem engedett gerjesztésmódok számát nevezzük.

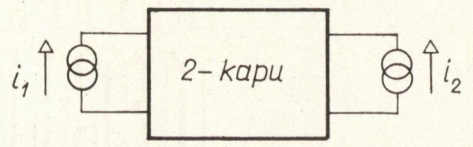
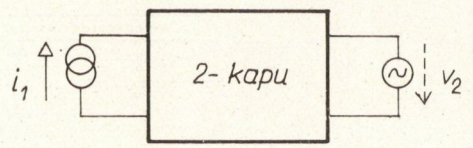
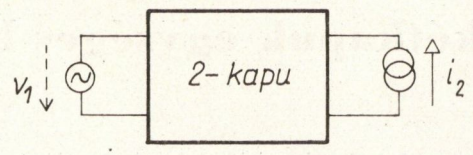
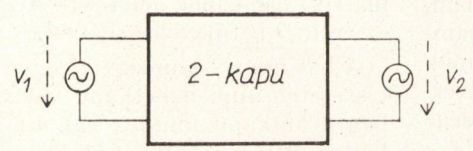
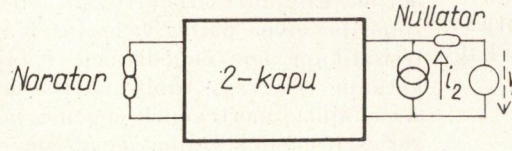
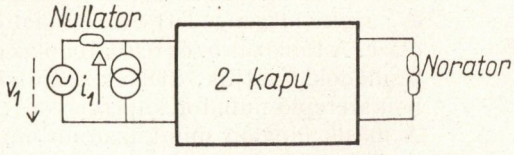
A 1. táblázatban a lehetséges gerjesztésmódokat és azok megengedettségének feltételeit foglaltuk össze. A táblázat 5. és 6. sorában az egyoldali gerjesztésmódokat látjuk, melyek áramkörileg a táblázatban szereplő nullátor kapcsolással valósíthatók meg. A másik oldalon mind az áram, mind a feszültség a gerjesztésre adott válasz; ezen az oldalon a kétkaput természetesen csak norátorral zárhatjuk le.

Kétkapu egységes leírására a fenti hat mátrix karakterisztika egyike sem alkalmas, hiszen elfajuló esetben bármelyik elvesztheti értelmét.

Az egységes leírás igénye burkoltan igen sok áramköri problémában fellép. Ezt az igényt az alább definiálandó univerzális paraméterek vagy univerzális polinomok elégítik ki. Ezeknek a polinomoknak egyike-másika ad hoc jelöléssel és a teljesség igénye nélkül az irodalomban sokszor előfordul. A legérdekesebb példa erre Darlington elméletének leírása Guillemin: „Synthesis of Passive Networks" c. könyvében (369. old.), ahol lényegében az univerzális polinomok szerepelnek.

Az univerzális paraméterek definíciója

Közelítsük meg a kérdést a lánc- és inverz lánckarakterisztikák skalár egyenletekbe való kiírásával. Az inverz lánckarakterisztikában az együtthatókat fejezzük ki a lánckarakterisztika együtthatóival.

A gerjesztés módja:	megengedett, ha értelmezhető:	ennek feltétele:
	Z	$G_u \neq 0$
	H	$S_u \neq 0$
	G	$P_u \neq 0$
	Y	$R_u \neq 0$
	L_{12}	$B_u \neq 0$
	L_{21}	$F_u \neq 0$

H 1069-HZT 1

1. táblázat. Lehetséges gerjesztésmódok

Így az alábbi egyenletrendszert kapjuk:

$$\begin{aligned} 1 \cdot u_1 &= P_{12} \cdot u_2 - R_{12} \cdot i_2; \\ 1 \cdot i_1 &= G_{12} \cdot u_2 - S_{12} \cdot i_2; \\ \Delta_{12} \cdot u_2 &= S_{12} \cdot u_1 - R_{12} \cdot i_1; \\ \Delta_{12} \cdot i_2 &= G_{12} \cdot u_1 - P_{12} \cdot i_1; \end{aligned} \qquad (1)$$

ahol

$$\Delta_{12} = \begin{vmatrix} P_{12} & R_{12} \\ G_{12} & S_{12} \end{vmatrix}. \qquad (2)$$

Az első két egyenletbe az „1" együtthatókat az egységesség kedvéért írtuk. Az egyenletrendszer feltűnő szimmetriáját csak ez a két 1-es zavarja meg. Szorozzuk be az egyenleteket egy önkényesen választott B_u-val, és vezessük be az alábbi rövidítéseket:

$F_u = \Delta_{12} \cdot B_u$; $P_u = P_{12} \cdot B_u$; $R_u = R_{12} \cdot B_u$; és így tovább.

Az alábbi négy egyenletet kapjuk, melyekben rendre az egyik állapotjellemző hiányzik (zárójelben feltüntetve):

$$\begin{aligned} B_u \cdot u_1 &= P_u \cdot u_2 - R_u \cdot i_2 \quad (i_1) \\ B_u \cdot i_1 &= G_u \cdot u_2 - S_u \cdot i_2 \quad (u_1) \\ F_u \cdot u_2 &= S_u \cdot u_1 - R_u \cdot i_1 \quad (i_2) \\ F_u \cdot i_2 &= G_u \cdot u_1 - P_u \cdot i_1 \quad (u_2) \end{aligned} \qquad (3)$$

A négy egyenletből álló egyenletrendszer természetesen azonosság: két redundáns egyenletet tartalmaz.

Általános esetben bármelyik két egyenlete elhagyható lenne, az elfajulás lehetőségeire gondolva viszont egyiket sem hagyhatjuk el, mert nem tudhatjuk, melyik egyenlet veszíti el értelmét (azzal, hogy minden együtthatója zérussá válik).

Az egyenletrendszerben hat különböző együttható van, melyek egy nemzérus szorzóban határozatlanok és (2) miatt eleget tesznek az alábbi determinánskötésnek:

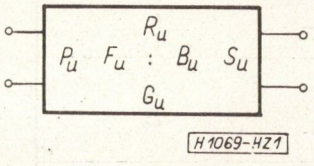
$$\begin{vmatrix} P_u & R_u \\ G_u & S_u \end{vmatrix} = F_u B_u .$$

A paraméterek határozatlansága azt jelenti, hogy az univerzális paraméterek értelme nem változik. ha valamennyit ugyanazzal a tényezővel szorozzuk be. Vagy más szavakkal: áramköri jelentése csak az univerzális paraméterek hányadosának van. Innen következik, hogy megfelelő szorzó választásával bármelyik zérustól különböző paramétert 1-é tehetjük.

Az (1) egyenletrendszert úgy kapjuk vissza (3)-ból, hogy B_u-t 1-nek választjuk. Ezt persze csak akkor tehetjük, ha B_u zérustól különböző. És ez az, amiben a (3) rendszer többet mond, mint (1). A (3) alatti egyenletrendszer akkor is létezik, ha B_u zérus.

A (3) egyenletrendszer a következő nevezetes sajátsággal rendelkezik: e négyes rendszernek a kétkapu tetszés szerinti elfajulása esetén legalább két olyan egyenlete van, mely nem veszti el értelmét (egy egyenlet értelmét veszti, ha minden együtthatója zérussá válik).

A bizonyítás egyszerű: az univerzális paraméterek között legalább egy zérustól különböző van, viszont minden együttható a (3) rendszerben kétszer szerepel, Ezért a (3) egyenletrendszer a kétkapu mindig létező univerzális karakterisztikájának tekinthető, melynek együtthatói az univerzális paraméterek. Ezeket célszerűen úgy írhatjuk a kétkapu szimbólumába, hogy azok a két oldal felcserélése esetén egyszerűen a függőleges szimmetriatengelyre tükröződjenek. A két oldal felcserélésének következtében P_u és S_u, valamint F_u és B_u helyet cserélnek, R_u és G_u pedig helyben maradnak, tehát az univerzális paramétereket az 1. ábrán látható pozíciókba kell írnunk. Az



1. ábra. Az univerzális paraméterek pozíció jelölése

ábra közepén a kettőspont természetesen nem osztást jelent, csupán a szimmetriatengelyt érzékelteti.

A kétkapu mátrixait az univerzális paraméterek ismeretében könnyen felírhatjuk az univerzális karakterisztika alapján, ha kikeressük azt a két egyenletet, melyben a kifejezendő állapotváltozók ugyanazzal az együtthatóval szerepelnek. Így rendre kapjuk a 2. táblázatban található mátrixokat.

2. táblázat

$$Z = \frac{1}{G_u}\begin{bmatrix} P_u & F_u \\ B_u & S_u \end{bmatrix} \qquad Y = \frac{1}{R_u}\begin{bmatrix} S_u & -F_u \\ -B_u & P_u \end{bmatrix}$$

$$H = \frac{1}{S_u}\begin{bmatrix} R_u & F_u \\ -B_u & G_u \end{bmatrix} \qquad G = \frac{1}{P_u}\begin{bmatrix} G_u & -F_u \\ B_u & R_u \end{bmatrix}$$

$$L_{12} = \frac{1}{B_u}\begin{bmatrix} P_u & R_u \\ G_u & S_u \end{bmatrix} \qquad L_{21} = \frac{1}{F_u}\begin{bmatrix} S_u & R_u \\ G_u & P_u \end{bmatrix}$$

Elfajulás esetén a zérussá váló univerzális paraméterek száma az elfajulás mértékét adja meg. A fenti mátrixegyenletekből azt is látjuk, hogy melyik univerzális paraméter zérussá válása melyik mátrixot teszi nem-értelmezetté. Tudjuk, hogy legalább az egyik univerzális paraméter zérustól különböző; tehát a kétkapu valamelyik mátrixa biztosan létezik. Egy kétkapu-mátrix ismeretében az univerzális paraméterek a 3. táblázatban látható módon írhatók fel.

3. táblázat

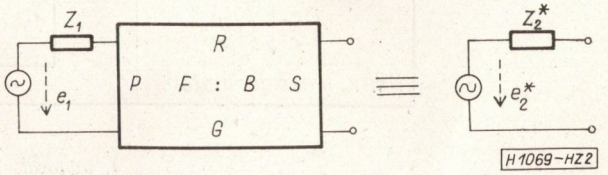
1.	$\det Z$ $z_{11}\ z_{12} : z_{21}\ z_{22}$ 1	**2.** 1 $y_{22}\ -y_{12} : -y_{21}\ y_{11}$ $\det Y$
3.	h_{11} $\det H\ h_{12} : -h_{21}\ 1$ h_{22}	**4.** g_{22} $1\ -g_{12} : g_{21}\ \det G$ g_{11}
5.	R_{12} $P_{12}\ \ 12:1\ \ S_{12}$ G_{12}	**6.** R_{21} $P_{21}\ \ 1:21\ \ S_{21}$ G_{21}

Az analízis eredményeit, az áramköri képleteket érdemes univerzális paraméterekkel kifejezni. Ezek a képletek azért egységesek, mert a fenti összefüggések alapján könnyen átírhatók bármelyik mátrix elemeire. Példaként pár ilyen áramköri képletet az alábbiakban gyűjtünk össze. A 2. ábrán az univerzális paramétereivel adott kétkapu primér oldalán egy Thevenin modelljével ábrázolt kétpólussal van lezárva. A szekunder oldalon jelentkező generátor paraméterei:

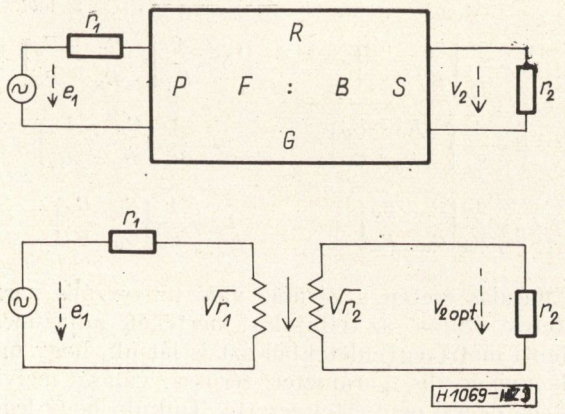
$$Z_2 = \frac{R_u + S_u z_1}{P_u + G_u z_1}, \qquad e_2 = \frac{B_u e_1}{P_u + G_u z_1} .$$

Ha a 2. ábrán látható kétkaput még a szekunder oldalán is lezárjuk z_2-vel, akkor az így keletkezett zárt áramkör sajátfrekvenciáit meghatározó egyenlet:

$$P_u z_2 + S_u z_1 + R_u + G_u z_1 z_2 = 0.$$



2. ábra. A kétkapu impedancia átvitele



3. ábra. Kétoldalon zárt kétkapu átvitele

A 3. ábrán mindkét oldalán ohmosan lezárt kétkaput látunk (záróellenállások r_1 és r_2), primer oldalon generátorral, a szekunderen pedig fogyasztóval. Az átviteli tényező univerzális paraméterekkel:

$$12=\frac{u_{2\,\mathrm{opt}}}{u_2}=\frac{P_u r_2+S_u r_1+R_u+G_u r_1 r_2}{2\sqrt{r_1 r_2}\,B_u}.$$

A 4. táblázatban különböző mértékben elfajuló kétkapura gyűjtöttünk össze példákat.

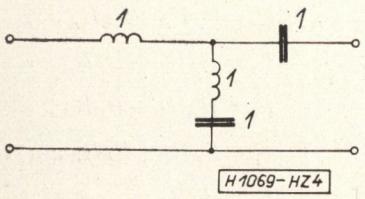
Az univerzális paraméterek jelentősége

Az univerzális paraméterek létjogosultságát kétségtelenül az előző pontban tárgyalt „mindig-értelmezett" sajátság biztosítja. Jelentőségük azonban

Kapcsolás	Univerzális paraméterek	Az elfajulás foka
Z	Z / 1 1 : 1 1 / 0	1
Y	1 / Y Y : Y Y / 0	1
Z	0 / Z Z : Z Z / 1	1
Y	0 / 1 1 : 1 1 / Y	1
	0 / 1 1 : 1 1 / 0	2
	0 / 0 0 : 0 0 / 1	5
1 a	0 / 1 a : a a^2 / 0	2
Girátor	1 / 0 −g : +g 0 / g^2	2
NIC	0 / 1 −1 : 1 −1 / 0	2
Nullor	0 / 0 0 : 1 0 / 0	5
1 (a' a'') Aktív transzformátor	0 / 1 a' : a'' a'a'' / 0	2

H1069-HZT4

4. táblázat. Elfajuló kétkapuk



4. ábra

nem merül ki a mindig-értelmezettségben. Erre két példában szeretnénk rámutatni.

Első példa az 4. ábrán látható reaktáns kétkapu fokszám. Fokszám alatt, mint ismeretes, a megvalósításhoz szükséges elemek minimális számát értjük. Írjuk fel ennek a reaktáns kétkapunak az impedancia-mátrixát:

$$Z=\begin{bmatrix}\dfrac{1+2p^2}{p} & \dfrac{1+p^2}{p}\\ \dfrac{1+p^2}{p} & \dfrac{2+p^2}{p}\end{bmatrix}. \qquad (4)$$

Ha az univerzális paramétereket az impedancia mátrix alapján akarjuk felírni, akkor a 3. táblázat szerint szükségünk van még a mátrix determinánsára:

$$\det Z=\frac{1+3p^2+p^4}{p^2}.$$

Ha ezeket a racionális törtfüggvényeket a 3. táblázatban adott pozíciókba írjuk, és így kapott univerzális paramétereket a közös nevezővel, p^2-tel beszorozzuk, kapjuk a kétkapu univerzális polinomjait:

$$\left|\begin{array}{c}1+3p^2+p^4\\ p+2p^3 \quad p+p^3 : p+p^3 \quad 2p+p^3\\ p^2\end{array}\right| \qquad (5)$$

A kétkapu fokszámát legmagasabb fokú univerzális polinomja adja meg. Ha csak a (4) alatti impedanciamátrixot nézzük, azt hihetnők, hogy a kétkapu fokszáma 2. Az univerzális polinomok alapján viszont ez a fokszám 4-nek adódik. Talán mondanunk sem kell, hogy ez utóbbi a helyes.

Második példa a kétkapu összetételi szabályainak univerzális paraméterekkel való felírása. Ötféle kétkapu-összetételről szokás beszélni:

1. kaszkád kapcsolás;
2. soros—soros;
3. soros—parallel;
4. parallel—soros;
5. parallel—parallel kapcsolás.

Az összetételi szabályok mátrixokkal kifejezve:

1. kaszkád kapcsolásban az eredő kétkapu láncmátrixa az összetevők azonos irányú láncmátrixainak szorzata: (3. ábra) (léteznek, ha $F_A\neq 0$, $F_B\neq 0$ vagy $B_A\neq 0$, $B_B\neq 0$),

$$\mathbf{L}_{12e}=\mathbf{L}_{12A}\cdot\mathbf{L}_{12B} \quad \text{és} \quad \mathbf{L}_{21e}=\mathbf{L}_{21A}\cdot\mathbf{L}_{21B}.$$

2. soros—soros kapcsolásban az impedancia mátrixok összegeződnek: (léteznek, ha $G_A\neq 0$ és $G_B\neq 0$),

$$\mathbf{Z}_e=\mathbf{Z}_A+\mathbf{Z}_B.$$

3. soros—parallel kapcsolásban a hibrid mátrixok adódnak össze: (léteznek, ha S_A és $S_B\neq 0$)

$$\mathbf{H}_e=\mathbf{H}_A+\mathbf{H}_B.$$

4. parallel—soros kapcsolásban az inverz hibrid mátrixok összegeződnek: (léteznek, ha P_A és $P_B\neq 0$)

$$\mathbf{G}_e=\mathbf{G}_A+\mathbf{G}_B.$$

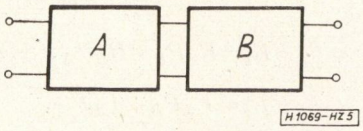
5. parallel—parallel kapcsolásban az admittancia mátrixok összegeződnek: (léteznek, ha R_A és $R_B\neq 0$)

$$\mathbf{Y}_e=\mathbf{Y}_A+\mathbf{Y}_B.$$

Felmerül a kérdés: mi van akkor, ha a fenti összetételi szabályokban szereplő mátrixok egyike, és csak egyike nem értelmezett. Újra megmutatkozik az univerzális paraméterek előnye: ha ezekkel fejezzük ki az összetételi szabályokat, akkor az elfajulás nem korlátozza a szabályok érvényességét.

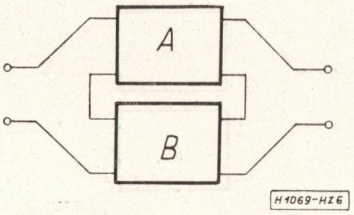
Az eredő kétkapu univerzális paraméterei:

1. kaszkád kapcsolás:



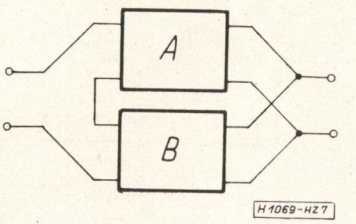
$$P_e=P_AP_B+R_AG_B,$$
$$R_e=P_AR_B+R_AS_B,$$
$$G_e=G_AP_B+S_AG_B,$$
$$S_e=G_AR_B+S_AS_B,$$
$$F_e=F_AF_B,$$
$$B_e=B_AB_B;$$

2. soros—soros kapcsolás:



$$P_e=P_AG_B+P_BG_A,$$
$$F_e=F_AG_B+F_BG_A,$$
$$B_e=B_AG_B+B_BG_A,$$
$$S_e=S_AG_B+S_BG_A;$$
$$G_e=G_AG_B,$$
$$R_e=R_AG_B+R_BG_A+$$
$$+P_AS_B+P_BS_A-F_AB_B-F_BB_A.$$

3. soros—parallel kapcsolás:



$$R_e = R_A S_B + R_B S_A,$$

$$F_e = F_A S_B + F_B S_A,$$

$$B_e = B_A S_B + B_B S_A,$$

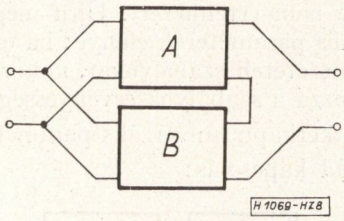
$$G_e = G_A S_B + G_B S_A;$$

$$S_e = S_A S_B,$$

$$P_e = P_A S_B + P_B S_A + R_A G_B +$$

$$+ R_B G_A + F_A B_B F_B + B_A;$$

4. parallel—soros kapcsolás:



$$R_e = R_A P_B + R_B P_A,$$

$$F_e = F_A P_B + F_B P_A,$$

$$B_e = B_A P_B + B_B P_A,$$

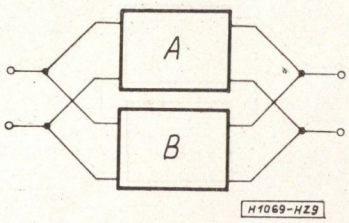
$$G_e = G_A P_B + G_B P_A;$$

$$P_e = P_A P_B,$$

$$S_e = S_A P_B + S_B P_A + R_A G_B +$$

$$+ R_B G_A + F_A B_B + F_B B_A;$$

5. parallel—parallel kapcsolás:



$$P_e = P_A R_B + P_B R_A,$$

$$F_e = F_A R_B + F_B R_A,$$

$$B_e = B_A R_B + B_B R_A,$$

$$S_e = S_A R_B + S_B R_A,$$

$$R_e = R_A R_B,$$

$$G_e = G_A R_B + G_B R_A + P_A S_B +$$

$$+ P_B S_A - F_A B_B - F_B B_A.$$

Ha az összetételi szabályokban szereplő mátrixok egyike sem értelmezett, akkor a szabályok ugyan érvényesek maradnak, mégis: vezethetnek olyan eredményre, mely megfontolást igényel (pl. hat zérus).

Befejezésül az univerzális paraméterek előnyeit mutatjuk be a kétkapu sajátságok és a reaktáns PR-feltételek megfogalmazásánál.

A kétkapuk egy fontos osztályozása a reciprok és nonreciprok sajátságok szerint történik. Egy kétkapu akkor reciprok, ha $F_u = B_u$-val. Ellenkező esetben nonreciprok.

Hasonló osztályozások: a kétkapu szimmetrikus, ha $P = S_u$-val. Antimetrikus, ha $R_u = G_u$. Egyébként a kétkapu aszimmetrikus.

Minden *RLC* kétkapu univerzális paramétereit, a legkisebb közös nevezőjükkel beszorozva, polinomokká tehetjük. A relatív prím univerzális polinomokat a kétkapu polinomjainak nevezzük.

Univerzális polinomjaival adott reaktáns kétkapu akkor és csakis akkor valósítható meg pozitív elemekkel, ha reciprok, azaz $B(p) = F(p)$-vel és

- a $P(p)$, $F(p)$ és $S(p)$ azonos paritású tiszta (tiszta páros vagy tiszta páratlan) polinomok, $R(p)$ és $G(p)$ pedig ellenkező paritásúak;
- az öt polinom eleget tesz a determináns kötésnek, azaz $P(p) \cdot S(p) - R(p) \cdot G(p) = F(p)^2$;
- az $F(p)$ körül elhelyezkedő „kerületi polinomok" közül két egymás melletti összege (azaz $P(p)+R(p)$, $P(p)+G(p)$, $R(p)+S(p)$ és $G(p)+S(p)$) Hurwitz-polinom.

Könnyű felismerni, hogy ezek a feltételek lényegében Darlington PR-feltételei.

SALLAI GYULA
BME Vezetékes Híradástechnika Tanszék

Adatátviteli összeköttetések kiegyenlítése transzverzális szűrővel

ETO 621.372.55 : 621.395.38 : 681.327.8

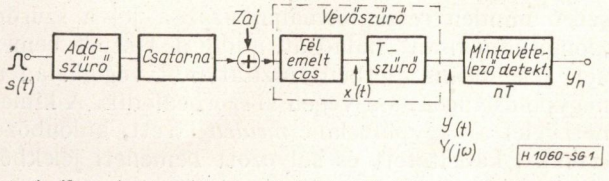
Az utóbbi időben mind gyakrabban találkozhatunk a külföldi szakirodalomban a transzverzális szűrővel, illetve annak adatátviteli alkalmazásával. A transzverzális szűrő elvét Wiener és Lee már 1935-ben szabadalmaztatta [1], Kallman 1940-ben publikálta [2], de a szűrő a tv-átvitelen kívül szélesebb körű felhasználásra — úgy tűnik — csak a nagy sebességű adatátvitel elterjedésével számíthat. Hazánkban a Posta Kísérleti Intézet kezdeményezésére a közelmúltban történtek az első lépések e szűrőtípus tanulmányozására, hazai alkalmazási lehetőségeinek felkutatására.

A transzverzális szűrő (reflexiós szűrő, echo korrektor) a modern mintavételező szűrők családjába tartozik, tulajdonképpen a nonrekurzív digitális szűrő analóg megvalósításának tekinthető. Felépítésénél fogva rugalmas, könnyen változtatható beállítású áramkör, így kiegyenlítési feladatok megoldására rendkívül alkalmas. E cikkben a transzverzális szűrők (továbbiakban T-szűrők) elvével, felépítésével, tervezési módszereivel foglalkozunk, felhasználási területei közül pedig elsősorban az adatátviteli összeköttetések kiegyenlítésében való alkalmazását ismertetjük. Ezzel a szakirodalomban fellelhető eredményeket kívánjuk összefoglalni, s néhány esetben pontosítani. Az itt érintett kérdéseket tárgyalja részletesebben a [14] irodalom.

1. Az adatátvitel és a T-szűrő kapcsolata

Ebben a szakaszban a T-szűrő nagysebességű alapsávi adatátviteli összeköttetésekben való alkalmazását kívánjuk alátámasztani. Két szempontra hívjuk fel a figyelmet: az adatátviteli összeköttetés elemi jel-hiba arányának minimalizálására és a csatorna karakterisztikájának időbeli változására.

A *hibavalószínűséggel* kapcsolatos meggondolásokhoz vegyük alapul az 1. ábrán látható adatátviteli rendszert az alábbi feltételekkel: 1. Az adott jelsorozat a bemeneten T időközönként megjelenő $a \cdot s(t)$ elemi jelekből áll, ahol a véges számú diszkrét értéket vehet fel. 2. E jelsorozatot az ismert karakterisztikájú adószűrő formálja. 3. A csatorna csak lineáris torzításokat okoz, átviteli karakterisztikája adott. A csatorna zajáról feltételezzük, hogy additív, Gauss-amplitúdóeloszlású fehér zaj. 4. A detekciót T időközönként mintavételező detektor végzi.



1. ábra. A vizsgált alapsávi adatátviteli összeköttetés

Célunk a vevőszűrő karakterisztikájának meghatározása úgy, hogy a teljes rendszer optimális legyen. Az optimalizálás a zaj és a jelátlapolódás (intersymbol-interference) által okozott hibák valószínűségének minimalizálását jelenti. (A jelátlapolódásmentes detekciót biztosító első Nyquist-kritériumot a függelékben foglaljuk össze.) Az optimalizálás eredménye függ az optimumfeltételtől, azonban különböző optimalizálási stratégiák a fenti feltételek esetében egyaránt a *vett* jelhez illesztett szűrővel és végtelen tagú T-szűrővel „megvalósítható" vevőszűrőhöz vezetnek. Kimutatható, hogy az illesztett szűrő elsősorban a zaj, a T-szűrő főként a jelátlapolódás hatását csökkenti [4]. Ezen meggondolás alapján vezetékes összeköttetésekben az optimálist jól közelítő vevőt alakíthatunk ki a *csatornára adott* elemi jelhez illesztett szűrővel és egy véges tagú T-szűrővel. Megfelelő adószűrő-karakterisztikával célszerű biztosítani, hogy az illesztett szűrő karakterisztikája a jól ismert emeltkoszinusz négyzetgyöke, az ún. fél-emeltkoszinusz legyen (lásd a vevőszűrőt az 1. ábrán).

A valóságban viszont nem ismerjük, s az *időbeli változások* miatt nem is ismerhetjük a csatorna átviteli karakterisztikáját, így nem adhatjuk meg a szükséges szűrők pontos specifikációját sem. Ezért olyan kiegyenlítő áramkör szükséges, amely az adott valóságos adatrendszer kívánalmainak megfelelően állítható be. Kiegyenlítő áramkörként T-szűrő alkalmazása kedvező idő- és frekvenciatartománybeli tulajdonságai, valamint az automatikus kiegyenlítés megvalósíthatósága miatt igen előnyös.

A nagysebességű adatátviteli célokra kifejlesztett többszintű adatátviteli rendszereknek közel optimálisaknak kell lenniük, és különösen pontos, gyorsan beállítható kiegyenlítést igényelnek. A vevőben alkalmazott T-szűrős automatikus kiegyenlítővel teljesíthetjük mindkét követelményt.

2. A transzverzális szűrő

Ismerkedjünk meg a T-szűrő elméletével, felépítésével, idő-, frekvencia- és z tartománybeli leírásával.

2.1. Elméleti alapok

A T-szűrő működése a *páros echó elméleten* alapszik [3]. Mint látni fogjuk, ha egy négypólus kimeneti

Beérkezett: 1970. XI. 5.

jelében echók jelennek meg, akkor ez arra utal, hogy amplitúdó-, ill. futási idő karakterisztikájában koszinuszos hullámosság van.

Keressük például azt a $K(j\omega)$ átviteli karakterisztikát, amely $\delta_0(t)$ egységimpulzus bemeneti jel esetén a főjelhez képest T_e időtartammal késő, $|c| \ll 1/2$ nagyságú echót is létrehoz (2*a* ábra). A főjel késleltetése t_0. Az ábra alapján a négypólus súlyfüggvénye:

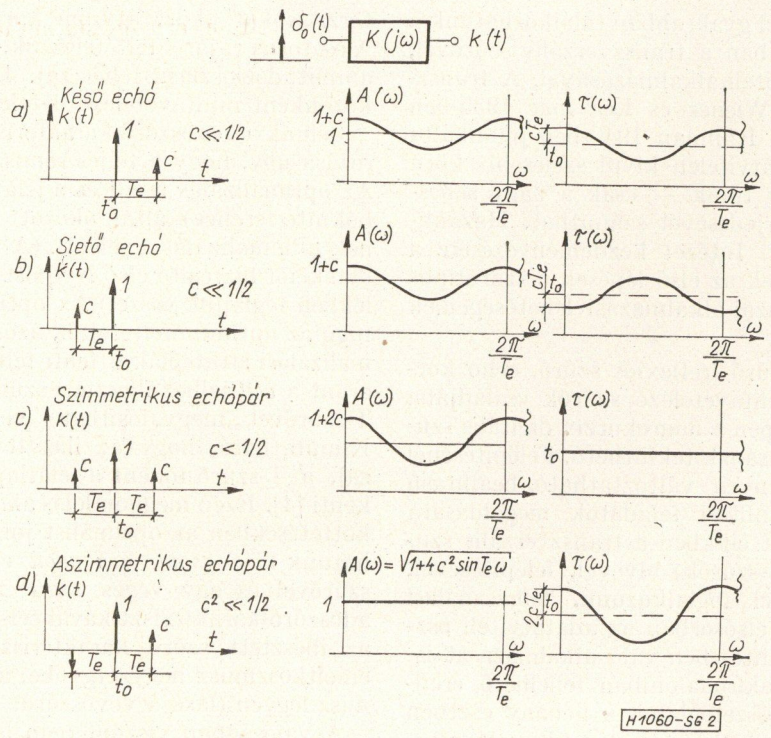
$$k(t) = \delta(t - t_0) + c \cdot \delta[t - (t_0 + T_e)].$$

echópár esetén igen jó közelítéssel konstans az amplitúdó- és koszinuszos a futási idő karakterisztika.

E szakasz gondolatainak alapján már tervezhetünk olyan kapcsolást, amely megfelelő késleltetésű és nagyságú echókat hoz létre, és ezzel hasznos átviteli karakterisztikákat valósít meg.

2.2. *A T-szűrő felépítése*

Összegezzük egy jel egymáshoz képest különböző mértékben késleltetett és tetszőleges nagyságú má-



2. *ábra.* Echós súlyfüggvényeket megvalósító átviteli karakterisztikák

Ebből az átviteli karakterisztika Fourier-transzformációval:

$$K(j\omega) = A(\omega)e^{-j\psi(\omega)} = e^{-j\omega t_0}[1 + c \cdot e^{-j\omega T_e}].$$

$K(j\omega)$ definíciója alapján az amplitúdó-, fázis- és a csoportfutási idő karakterisztika $|c| \ll 1$ figyelembevételével:

$$A(\omega) = \sqrt{1 + c^2 + 2c\cos\omega T_e} \cong 1 + c\cos\omega T_e,$$

$$\psi(\omega) = t_0\omega + \operatorname{arc\,tg}\frac{c\sin\omega T_e}{1 + c\cos\omega T_e} \cong t_0\omega + c\sin\omega T_e$$

$$\tau(\omega) = \frac{d\psi}{d\omega} \cong t_0 + c \cdot T_e\cos\omega T.$$

Tehát egyetlen kis késő echó esetén *közelítőleg* koszinuszos, $1/T_e$ periódisú amplitúdó- és futási idő karakterisztikát kapunk.

Hasonló számítások alapján a 2. ábrán összefoglaltuk a kimeneten késő, siető, ill. kettős echókat megvalósító átviteli karakterisztikákat. Megjegyezzük, hogy a főjelre *szimmetrikusan megjelenő echópár esetén koszinuszos amplitúdókarakterisztikát* és *konstans futási idő karakterisztikát* kapunk. Aszimmetrikus sait, az echókat. A kitűzött feladat végrehajtható a 3. ábrán látható, T-szűrőnek nevezett áramkör segítségével.

A bemeneti jelet mindkét végén illesztett, azonos felépítésű késleltető négypólusok sorozatára adjuk. A $2N$ tagú lánc mentén megjelenő jelek nagyságát és előjelét $2N+1$ darab c_n együtthatónak megfelelő mértékben súlyozzuk beállító áramkörök segítségével. Végül a súlyozott jeleket összegezve kapjuk a vizsgálandó áramkör kimeneti jelét. A kimeneti jelben a legnagyobb amplitúdójú összetevőt főjelnek, a többit echójelnek nevezzük. A főjel súlyozó együtthatója legyen c_0, így c_{-n} a siető, c_n a késő echók együtthatói ($n = 1, \ldots, N$).

A szűrő elve és kapcsolása alátámasztja elnevezését. A transzverzális szűrő elnevezés abból származik, hogy míg a konvencionális szűrők belépő jelét a szűrő minden része formálja, azaz a jel a szűrőn „longitudinálisan" halad át, addig a T-szűrő bemeneti jele ideális esetben torzítatlanul végighalad a négypóluslánccon, s a végén abszorbeálódik. A kimeneti jelet a négypóluslánc *mentén* levett, különböző értékkel késleltetett és súlyozott bemeneti jelekből állítja össze.

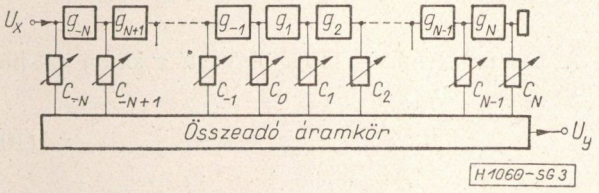
2.3. A T-szűrő analízise

Először a 3. ábrán látható áramkör átviteli karakterisztikáját határozzuk meg. Ha a négypóluslánc tagjainak átviteli mértéke:

$$g_n = g = \ln \frac{U_{NP\,be}}{U_{NP\,ki}} = a(\omega) + jb(\omega); \quad n = \pm 1, \ldots, \pm N;$$

a teljes hálózat kimeneti jelének $U_y(j\omega)$ komplex amplitúdója, ha a bemenetre $U_x(j\omega)$ amplitúdójú jel jut:

$$U_y = c_{-N}U_x + c_{-N+1}U_x e^{-g} + \ldots + c_{-1}U_x e^{-(N-1)g} + c_0 U_x e^{-Ng} + c_1 U_x e^{-(N+1)g} + \ldots + c_N U_x e^{-2Ng}.$$



3. ábra. Transzverzális szűrő

Ebből a T-szűrő átviteli karakterisztikájára írható:

$$K(j\omega) = \frac{U_y(j\omega)}{U_x(j\omega)} = e^{-Ng} \sum_{n=-N}^{N} c_n e^{-ng}. \qquad (1)$$

Így a T-szűrő amplitúdó- és fáziskarakterisztikája, felhasználva a $g = a + jb$ összefüggést, az alábbi formában adódik:

$$A(\omega) = c_0 e^{-Na} \left\{ 1 + \frac{2}{c_0} \sum_{n=1}^{N} (c_n e^{-na} + c_{-n} e^{na}) \cos nb + \frac{1}{c_0^2} \left[\sum_{n=1}^{N} (c_n e^{-na} + c_{-n} e^{na}) \cos nb \right]^2 + \frac{1}{c_0^2} \left[\sum_{n=1}^{N} (c_n e^{-na} - c_{-n} e^{na}) \sin nb \right]^2 \right\}^{1/2}$$

$$\psi(\omega) = Nb + \operatorname{arc\,tg} \frac{\sum_{n=1}^{N} (c_n e^{-na} - c_{-n} e^{na}) \sin nb}{c_0 + \sum_{n=1}^{N} (c_n e^{-na} + c_{-n} e^{na}) \cos nb} \qquad (2)$$

Ha a négypóluslánc tagjait ideális késleltető egységeknek tekintjük — amit egy véges frekvenciasávban jó közelítéssel feltételezhetünk —, akkor az (1) és (2) összefüggés $a(\omega) = 0$ és $b(\omega) = \omega T$ helyettesítéssel egyszerűsíthető. Formai okokból azonban az *ideális* késleltető művonalat tartalmazó T-szűrő átviteli karakterisztikájára az alábbi — a főjel NT nagyságú késleltetésétől eltekintve — $K(j\omega)$-val egyenértékű definíciót vezetik be:

$$T(j\omega;\, c_n) \equiv T(\omega) = \sum_{n=-N}^{N} c_n e^{-j\omega nT} \qquad (3)$$

Tehát

$$K(j\omega) = T(j\omega) e^{-j\omega NT},$$

azaz

$$A(\omega) = |T(j\omega)|, \quad \text{ill.}$$

$$\psi(\omega) = -\arg\{T(j\omega)\} + \omega NT. \qquad (4)$$

Gyakorlati esetekben a főjel két oldalán kis echók létrehozására van szükség, tehát feltételezhető, hogy

$$\sum_{\substack{n=-N \\ n\neq 0}}^{N} |c_n| e^{-na} \ll \frac{c_0}{2},$$

ami ideális T-szűrő esetén egyszerűbb megfogalmazásban azt jelenti, hogy

$$|c_n| \ll \frac{c_0}{4N}; \quad n = \pm 1, \ldots, \pm N. \qquad (5)$$

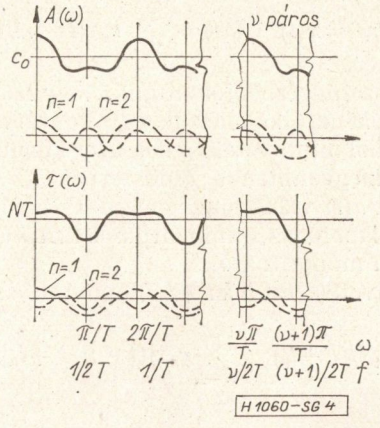
Ha e feltétel érvényesül, az ideális T-szűrő amplitúdó-, fázis- és futási idő karakterisztikája (3)-ból (4) figyelembevételével, közelítőleg:

$$A(\omega) \cong c_0 + \sum_{n=1}^{N} (c_n + c_{-n}) \cos n\omega T,$$

$$\psi(\omega) \cong \omega NT + \sum_{n=1}^{N} \frac{c_n - c_{-n}}{c_0} \sin n\omega T,$$

$$\tau(\omega) \cong NT + \sum_{n=1}^{N} nT \frac{c_n - c_{-n}}{c_0} \cos n\omega T \qquad (6)$$

Ily módon meghatározva a 3. ábrán felvett áramkör karakterisztikáit megállapíthatjuk, hogy ideális késleltető vonal feltételezésével, kis echók esetén az egyes szimmetrikusan elhelyezkedő leágazások jelei egymástól függetlenül koszínuszos amplitúdó-, illetve koszínuszos futási idő karakterisztikát valósítanak meg. Az n-dik koszínuszos amplitúdó és futási idő karakterisztika-komponens nagyságának beállítására a c_n, c_{-n} együtthatópár áll rendelkezésre, így a két karakterisztika-komponens függetlensége is biztosítható. Az egyes komponensek harmonikus viszonyban vannak a négypólusok azonos T késleltetése miatt, így az $1/2T$ frekvenciáig terjedő karakterisztika-szegmens az ideális T-szűrő karakterisztikáját a teljes frekvenciasávban egyértelműen meghatározza (4. ábra). Felhívjuk a figyelmet, hogy általában, ha az (5) feltétel nem teljesül, a periodikus komponensek amplitúdói nem függetlenek egymástól; továbbá, hogy a T-szűrő karakterisztikáját lényegesen módosítja a késleltető művonal aluláteresztő jellege, tényleges fáziskarakterisztikája. Az egzakt leírást a (2) adja meg.



4. ábra. Ideális T-szűrő amplitúdó és futási idő karakterisztikájának jellege két komponens esetén

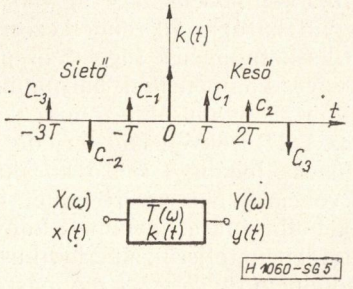
A T-szűrő frekvenciatartománybeli analízise alapján jól látható, hogy a szűrő igen alkalmas mind az amplitúdó-, mind a futási idő karakterisztika kiegyenlítésére a c_n együtthatók megfelelő beállításával. Ha kis korrekcióra van szükség, az egyes harmonikusok egymástól közel függetlenül állíthatók, s a c_n és c_{-n} együtthatópárral mindkét karakterisztika kiegyenlíthető a $(v/2T, (v+1)/2T)$, $v=0, 1, 2 \ldots$, frekvenciasávban. Ez teszi lehetővé a T-szűrő alkalmazását szélessávú összeköttetések kiegyenlítésére.

Érdemes megjegyezni, hogy szimmetrikusan beállított együtthatók ($c_n=c_{-n}$) esetén tiszta amplitúdókorrektorhoz, aszimmetrikus együttható beállítás ($c_n=c_{-n}$) esetén pedig tiszta futási idő korrektorhoz jutunk, amelyek karakterisztikáit (6) összefüggései adják meg a megfelelő behelyettesítéssel. Ebben a két speciális esetben (6) érvényességéhez (5) helyett elegendő a $|c_n|<c_0/2N$, ill. a $c_n^2 \ll (c_0/2N)^2$ egyenlőtlenségek fennállása.

Határozzuk meg az ideális T-szűrő *súlyfüggvényét!* A pontos leírást adó (3) összefüggésből kiindulva csak az eltolást kell figyelembe venni, így:

$$k(t)=\sum_{n=-N}^{N} c_n \delta(t-nT). \qquad (7)$$

Tehát az ideális T-szűrő súlyfüggvénye a főjel mindkét oldalán N számú c_n nagyságú impulzusechót tartalmaz, egymástól T időtartamra (5. ábra). Ezt a továbbiakban mindig feltételezzük, tehát ideális T-szűrőről beszélünk.



5. ábra. Ideális T-szűrő jellemzése súlyfüggvényével

Ha a T-szűrő bemenetére $x(t)$ jel kerül, akkor a kimenetén megjelenő $y(t)$ jelet konvolúcióval kaphatjuk meg:

$$y(t)=x(t) * k(t)=\sum_{n=-N}^{N} c_n x(t-nT). \qquad (8)$$

A (8) összefüggésből jól kitűnik, hogy ha a T-szűrőt kiegyenlítőként alkalmazzuk egy adatátviteli rendszerben, ahol mintavételező detektor követi (1. ábra), akkor a kiegyenlítendő rendszernek az $s(t)$ elemi jelre adott $x(t)$ válaszfüggvénye a T-szűrő segítségével a jelátlapolódás szempontjából kritikus nT időpontokban módosítható.

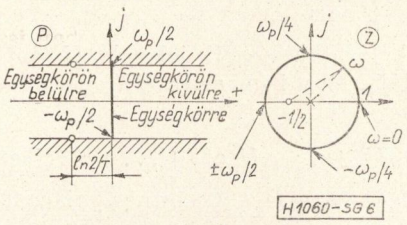
A mintavételezést a $kT+t_0$ időpontokban végezve:

$$y(kT+t_0)=\sum_{n=-N}^{N} c_n x[(k-n)T+t_0].$$

Röviden:

$$y_k=\sum_{n=-N}^{N} c_n x_{k-n}. \qquad (9)$$

Mintavételező rendszerek vizsgálatához előnyös a *Z transzformáció* alkalmazása. A $z=e^{pT}=e^{(\sigma+j\omega)T}$ leképzésben z $\omega_p=2\pi/T$ szerint periodikus, így a z és p síkok közötti leképzés csak az $|\omega| \leq \omega_p/2$ sávban kölcsönösen egyértelmű, de ez számunkra elegendő (6. ábra).



6. ábra. A p sík leképzése a z síkra $z=e^{pT}$ alapján

A T-szűrő transzfer függvénye a z síkon (3)-ból vagy (7)-ből:

$$T^*(z)=\sum_{n=-N}^{N} c_n z^{-n} \qquad (10)$$

A (10) egyenletből kitűnik, hogy az origót kivéve, T-szűrővel pólusokat nem hozhatunk létre, csak valós és konjugált komplex, összesen $2N$ számú zérust. A T-szűrő amplitúdó- és fáziskarakterisztikáját a z síkon a leképzésnek megfelelően az egységkörön határozhatjuk meg (6. ábrán ω frekvencián).

Ha a bemenetre érkező $\{x_n\}$ jelsorozat z transzformáltja:

$$X^*(z)=\sum_n x_n z^{-n},$$

akkor a kimeneti $\{y_k\}$ jelsorozat Z transzformáltját (9) és (10) alapján

$$Y^*(z)=X^*(z) \cdot T^*(z)$$

alakban kapjuk, tulajdonképpen polinomok szorzataként.

A jelátlapolódás-mentes mintavételező detekció feltétele a z tartományban az első Nyquist-kritériumnak megfelelően az, hogy az egységkörön $Y^*(z)$ abszolút értéke konstans, fázisa lineáris legyen. A fentiek alapján a bemeneti jelsorozathoz tartozó zérusok mellé a T-szűrő zérusainak megfelelő elhelyezésével approximálhatjuk az előírt kimeneti függvényt.

3. A T-korrektor tervezési módszerei

Nézzük meg, hogy adott követelmények kielégítéséhez hogyan kell megválasztani a T-szűrő paramétereit, nevezetesen a szükséges tagszámot, az egyes megcsapolásokhoz tartozó súlyozó együtthatókat és a mindentáteresztők késleltetését. Mint láttuk, a T-szűrő kiválóan alkalmas kiegyenlítésre, a jelátlapolódás megszüntetésére. Ebben a szakaszban olyan T-korrektor tervezési szempontjait vázoljuk, amelyet mintavételező detektor követ, így a korrektor feladata a jelátlapolódás-mentesség biztosítása.

Ha a kiegyenlítendő jelet ismertnek tételezzük fel, akkor a kiegyenlítéshez szükséges *fix korrektor beállítását*, vagyis a $2N+1$ darab súlyozó együttható értékét kell meghatároznunk.

A jelátlapolódás megszüntetéséhez általában végtelen hosszú T-szűrő szükséges. Ha igen nagy tagszámú T-korrektort alkalmazunk, akkor célszerű a *végtelen sok együtthatót adó konvergens módszereket* alkalmazni annál is inkább, mivel a kötött hosszúságú T-korrektor együtthatóinak számítási nehézségei a tagszám növekedésével rohamosan nőnek. Ilyen módszerek ismeretesek idő és z tartományban is [4], de gyakorlatilag a frekvenciatartománybeli tervezés a leggazdaságosabb. Ahhoz, hogy megszűnjön a jelátlapolódás szükséges és elégséges, hogy a detektor előtti $y(t)$ jel ekvivalens Nyquist-spektruma konstans legyen. Ha az $y(t)$ jel maximumán vett minta értéke, y_0 előírt:

$$Y_{eq}(\omega)=y_0T \qquad (|\omega|\leqq\pi/T) \text{ (lásd a függeléket).}$$

Az ekvivalens spektrum a kiegyenlített rendszerre az 5. ábra jelöléseivel:

$$Y_{eq}(\omega)=\sum_k X\left(\omega+\frac{2k\pi}{T}\right)T\left(\omega+\frac{2k\pi}{T}\right).$$

Felhasználva, hogy $T(\omega)$ periodikus:

$$Y_{eq}(\omega)=T(\omega)\sum_k X\left(\omega+\frac{2k\pi}{T}\right)=T(\omega)X_{eq}(\omega) \quad (11)$$

A kiegyenlítéshez szükséges karakterisztika tehát konstans késleltetésektől eltekintve:

$$T(\omega)=\frac{y_0T}{X_{eq}(\omega)}, \quad \text{ha} \quad |\omega|\leqq\frac{\pi}{T}. \quad (12)$$

Minthogy a (3) összefüggés szerint $T(\omega)$ valós c_n együtthatójú Fourier-sor, a végtelen tagú T-szűrő súlyozó együtthatói az $\omega=2\pi f$ helyettesítésével:

$$c_n=T\int_{-1/2T}^{1/2T}\frac{y_0T}{X_{eq}(\omega)}e^{jn\omega T}\,df \qquad n=0,\ \pm1,\ \pm2,\ \ldots$$

A (12) egyenletből látható, hogy bármely csatorna teljesen kiegyenlíthető végtelen tagú T-szűrővel ott, ahol $X_{eq}(\omega)\neq0$, és $|\omega|\leqq\frac{\pi}{T}$. Az együtthatók számításához szükséges $X_{eq}(\omega)$ ismerete, amelyet (F. 2) szerint az $\{x_n\}$ mintavett sorozatból is megkaphatunk:

$$X_{eq}(\omega)=T\sum_n x_n e^{-jn\omega T}, \qquad |\omega|\leqq\frac{\pi}{T}.$$

A gyakorlatban a korrektor hossza gazdasági okokon kívül a c_n együtthatók beállítási pontatlanságai miatt is korlátozott. A pontatlanságból eredő hibák összege hosszú korrektornál már nagyobb lehet, mint a további tagok elhagyásából adódó hiba. Természetesen véges korrektorral a jelátlapolódás általában nem szüntethető meg teljesen ($y_n\neq0$ minden $n\neq0$-ra), de megadhatjuk a $2N+1$ darab c_n együttható értékét úgy, hogy a korrigált jel csúcs-, illetve négyzetes középtorzítása minimális legyen.

A *csúcstorzítás* definíciója a kimeneti jelre:

$$D=\frac{1}{y_0}\sum_{\substack{n=-\infty\\ n\neq0}}^{\infty}|y_n|, \quad (13)$$

amely L szintű átvitel esetén — ha a szintek mindkét előjellel és egyenlő szinttávolságban fordulnak elő — $(L-1)\cdot D$ nagyságú maximális szemzárást jelent a jól ismert szemábrán.

Ha a csúcstorzítást minimalizáljuk kitűnik, hogy $2N+1$ megcsapolású kiegyenlítővel a kimeneti válaszfüggvény $2N$ mintavételi időpontjában hozhatjuk létre a kívánt zérust. Bizonyítható, hogy ha a bemeneti $\{x_n\}$ mintasorozat csúcstorzítása $D_0<1$ — ami a gyakorlatban előforduló kis torzítások esete —, minimális kimeneti D csúcstorzítás akkor jön létre $2N$ szabad c_n paraméter esetén, ha az $y_n=0$, követelményt $|n|\leqq N$ $(n\neq0)$ sorszámú mintavételi időpontokban teljesítjük.

Az y_0 középső minta kiegyenlített állapotra vonatkozó, különben tetszőlegesen előírható értékét jelöljük y_E-vel. Ekkor a megoldást adó lineáris egyenletrendszer:

$$\mathbf{X}\,\mathbf{c}=\mathbf{y}_0, \quad (14)$$

ahol $\mathbf{X}$: $2N+1$-ed rendű négyzetes mátrix, amelynek $i\cdot j$-dik eleme: x_{i-j};

$\mathbf{c}$: $2N+1$ elemű oszlopvektor, j-dik eleme c_j $(j=0,\ \pm1,\ \ldots,\ \pm N)$;

$\mathbf{y}_0$: $2N+1$ elemű oszlopvektor 0 elemekkel, kivéve $y_0=y_E$.

Az automatikus kiegyenlítő rendszerek működése szempontjából lényeges az a megállapítás, hogy a D csúcstorzítás konvex függvénye a $2N$ számú c_n $(0<|n|\leqq N)$ változónak. Ez azt jelenti, hogy ha minimumot találunk, akkor az a torzítás abszolút minimuma.

Az

$$E^2=\frac{1}{y_0^2}\sum_{\substack{n=-\infty\\ n\neq0}}^{\infty}y_n^2 \quad (15)$$

négyzetes középtorzítást (RMS) minimalizálva, bár eltérő összefüggéseket kapunk a súlyozó együtthatók meghatározására, gyakorlati esetekben ($D_0<1$) mindkét eljárással majdnem egyenlő együtthatók adódnak.

Bizonyítható, hogy négyzetes középtorzítás szempontjából optimális beállítás esetén a kimeneti jel hibájának és a bemeneti jelnek a keresztkorrelációja zérus a korrektor által átfogott $j\cdot T$ időkülönbségekre. Azaz, ha a kimeneti jel hibáját mint a tényleges $y(t)$ és az ideális kimeneti jel mintáinak különbségét definiáljuk:

$$e_n=y_n \quad (n\neq0) \quad \text{és} \quad e_0=y_0-y_E, \quad (16)$$

akkor

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty}e_nx_{n-j}=0, \qquad j=-N,\ \ldots,\ N \quad (17)$$

E felismerés az úgynevezett adaptív kiegyenlítő rendszerek alapja.

Nézzük meg, hogy N értékének meghatározásakor a gazdasági korlátokon kívül milyen egyéb szempontokat célszerű figyelembe venni. Már említettük, hogy a c_n együtthatók beállításának pontatlansága miatt nem érdemes nagy n indexű és nagyon kis értékű c_n együtthatók megvalósítása. A későbbiekben még visszatérünk az együtthatók beállításánál meg-

követelt pontosság meghatározására. Most az adott kiegyenlítetlenségek kompenzálásához szükséges korrektorhosszúságot becsüljük meg.

A jelátlapolódás-mentesség biztosításához az ekvivalens Nyquist-sávban konstans amplitúdóspektrumot és lineáris fázisspektrumot kell biztosítani. Az ettől való eltérések miatt $D_0 \neq 0$, azaz $x_n \neq 0$, ha $n \neq 0$. Megállapítható továbbá a 2.1. pont és a 2. ábra alapján, hogy a nagyfrekvenciás hullámosság — akár amplitúdóban, akár fázisban — távoli echókat, a lassan változó, kisfrekvenciás hullámosság közeli echókat okoz. A kiegyenlítés szempontjából a még jelentős nagyságú nagyfrekvenciás hullámosság a legkedvezőtlenebb, hiszen kiegyenlítése olyan hosszú korrektort igényel, amely képes a zavaró távoli echó nagyságának jelentős módosítására. Valóban, ha az x_j minta nem megengedett értékű, kompenzálni igyekszünk az y_j mintát. Feltételezve, hogy $D_0 < 1$, minimális csúcstorzítás eléréséhez az $y_1, y_2, \ldots, y_j$ mintákat kell nullára állítani, tehát j „késő" leágazás szükséges. Hasonlóképpen a legtávolabbi zavaró nagyságú siető x_{-j} minta sorszáma megadja a szükséges „siető" leágazások számát. Általában azt mondhatjuk, hogy a korrektor művonalának *teljes késleltetése a kiegyenlítendő elemi jel zavaró nagyságú echói között mérhető legnagyobb időkülönbséggel legyen egyenlő.*

Szemléletes a frekvenciatartománybeli meggondolás. Például az amplitúdóspektrum a még jelentősnek tekintett hullámossággal ($\alpha \ll 1$) legyen: $1 + \alpha \cos \omega T_e$. E hullámosság kiegyenlítéséhez feltételezzük, hogy a $c_N = c_{-N}$ együtthatókra is szükség van. Így az $Y(\omega) = X(\omega) \cdot A(\omega)$ összefüggés, valamint (6) felhasználásával:

$$Y(\omega) = (1 + \alpha \cos \omega T_e)(c_0 + 2c_N \cos N\omega T).$$

Ha $NT = T_e$ és $c_N = -c_0 \cdot \alpha/2$ választással élünk:

$$Y(\omega) = c_0 + c_0 \frac{\alpha^2}{2} \cdot \cos 2\omega T_e,$$

tehát egy kisebb amplitúdójú, kétszeres frekvenciájú hullámosság jön létre. Ha ez már elhanyagolható, akkor az amplitúdó- és fáziskarakterisztika független állíthatóságának biztosítására összesen $2N+1$ együtthatóra van szükség. Itt N az ekvivalens Nyquist-amplitúdó- vagy fázisspektrum jelentős hullámosságai közül a legnagyobb frekvenciájú, azaz legtávolabbi echót adó hullámosságra jellemző T_e és a késleltető egységekre jellemző T viszonya. A gyakorlatban működő automatikus kiegyenlítők N értékét általában 6-ra választják, fix-korrektorokét ennél nagyobbra.

A $2N+1$ leágazású T-korrektor $2N$ darab késleltető egységből álló művonalat tartalmaz. Egy-egy T késleltetésű egységet mindentáteresztő hálózatok, esetleg speciális nagykésleltetésű kábelek segítségével valósítanak meg. Az ideális T-szűrő késleltető egységeinek nincs csillapítása, és fázisforgatásuk a frekvenciával arányos, azaz $b(\omega) = \omega T$. Ez utóbbiból következik, hogy konstans T késleltetés mellett biztosítani kell $b(\nu\pi/T) = \nu\pi$ teljesülését is. A T késleltetési idő a szinkron adatátviteli összeköttetések esetében — ahol a T-szűrőt mintavételező detektor követi — a mintavételezések közötti időtartammal egyenlő. Gyakorlatilag természetesen mind a T nagyságú késleltetést, mind a csillapításmentességet csak véges frekvenciasávban tudjuk közelíteni, de e követelmények kielégítésére valójában csak a kiegyenlítendő jel $X(\omega)$ spektrumának sávhatárain belül van szükség.

Végül megjegyezzük, hogy e szakaszban ismertetett módszerek az adatátviteli célokat szolgáló T-korrektorok tervezésén túlmenően megfelelő értelmezéssel a szélessávú összeköttetések kiegyenlítéséhez alkalmazott T-korrektorok tervezéséhez is útmutatást adnak (lásd az 5. szakaszt).

4. T-szűrős automatikus kiegyenlítés

A T-szűrő fő alkalmazási területe — sajátságos tulajdonságai következtében — a kiegyenlítés. Ebben a szakaszban a T-szűrőt alkalmazó adatátviteli összeköttetések automatikus kiegyenlítésének elméletével és megvalósításával fogunk foglalkozni.

A 3. szakaszban adott tagszámú T-korrektor együtthatóinak meghatározását tekintettük át. Bizonyított, hogy mind az RMS, mind a csúcstorzítás minimuma esetén a T-szűrő együtthatói egy lineáris, $2N+1$ változós egyenletrendszert elégítenek ki. Ha $D_0 < 1$, a csúcstorzítás minimalizálását a (14) összefüggéssel megadott egyenletrendszerrel végezhetjük el:

$$\mathbf{X}\,\mathbf{c} = \mathbf{y}_0. \qquad (14)$$

Mivel $D_0 < 1$, az $\mathbf{X}$ mátrix átlóbeli elemei fognak dominálni, így (14) helyett jó közelítéssel írhatjuk:

$$x_0 c_j + x_j c_0 \cong y_j, \quad \text{ha} \quad 0 < |j| \leqq N \qquad (18)$$

és

$$x_0 c_0 \cong y_0.$$

Ebből a megoldások a súlyozó együtthatókra $y_j = 0$, ill. $y_0 = y_E$ biztosításához:

$$c_j \cong -c_0 \frac{x_j}{x_0} = -\frac{y_E}{x_0^2} x_j, \qquad j \neq 0;$$

mivel

$$c_0 \cong \frac{y_E}{x_0}.$$

A (14) lineáris egyenletrendszer megoldását, azaz a minimális csúcstorzítást biztosító $\mathbf{c}$ vektor meghatározását, áramköri megvalósítás szintjén *iterációs technika* alkalmazásával nagy pontossággal végezhetjük el. Az iterációs megoldási módszerrel helyes eredményre jutunk, hiszen a torzítás a c_n együtthatók konvex függvénye, így ha D tovább nem csökken, elértük az optimális beállítást.

Egyszerűsíthető a szükséges áramköri technika, ha figyelembe vesszük, hogy $D_0 < 1$. Kimutatható, s a (18) egyenletből is kitűnik, hogy *az y_j kimeneti jelmintát a c_j együttható jobban befolyásolja, mint a többi együttható együttvéve.* Ennek megfelelően c_j állításakor csupán az y_j mintát célszerű figyelembe venni.

E néhány meggondoláson alapszanak a gyakorlatban alkalmazott manuális beállító eljárások és a továbbiakban ismertetendő automatikus kiegyenlítők is.

4.1. Automatikus beállító eljárások

A leggyorsabb és legáltalánosabb automatikus kiegyenlítési módszert akkor kapjuk, ha mind a $2N+1$ darab c_n paramétert egyidejűleg állítjuk. A (14) és (16) összefüggésekből kiindulva mondhatjuk, hogy minden iterációs lépés után új $\mathbf{c}$ és új $\mathbf{e}$ hibavektort kapunk.

$$\mathbf{e}^{(m)}=\mathbf{e}^{(m-1)}-\mathbf{G}\,\mathbf{e}^{(m-1)},$$

ahol m az iterációs lépés sorszáma;

$\mathbf{e}^{(m-1)}=\mathbf{X}\,\mathbf{c}^{(m-1)}-\mathbf{y}_0$ $2N+1$ dimenziós hibavektor;

G $(2N+1)$-ed rendű négyzetes operátor-mátrix.

Ha feltételezhető, hogy „laza" kapcsolat van az egyes súlyozó együtthatók között, vagyis $\mathbf{G}$ főátlóban levő elemei dominálnak, akkor írhatjuk:

$$\mathbf{G}\begin{bmatrix} e_{-N} \\ \vdots \\ e_N \end{bmatrix}\cong\begin{bmatrix} g(e_{-N}) \\ \vdots \\ g(e_N) \end{bmatrix}$$

Így a c_j együtthatókat egymástól függetlenül meghatározhatjuk:

$$c_j^{(m)}=c_j^{(m-1)}-g(e_j^{(m-1)}),\qquad |j|\leqq N.$$

Az egymásrahatások ellenére az iterációs eljárás konvergálni fog. A valódi kiegyenlítőben fellépő jelenségek az elkerülhetetlen zaj miatt azonban jelentősen különböznének az itt leírtaktól. A zaj figyelembe vehető a $\xi_j^{(m)}$, m-edik iterációban a j-edik hibakomponens mérésekor fellépő zajmintával:

$$c_j^{(m)}=c_j^{(m-1)}-g(e_j^{(m-1)}+\xi_j^{(m-1)}),\qquad |j|\leqq N. \quad (19)$$

A kiegyenlítés kezdetén az e_j hibakomponensek még nagyok, később azonban nagyságban egyre összehasonlíthatóbbá válnak a zajmintákkal, így az iteráció mind véletlenszerűbbé válik. A kiegyenlítés végén megmaradó átlagos eredő kimeneti csúcstorzítással jellemezhetjük az egyes kiegyenlítőket:

$$D_r=2\cdot N\cdot D_s+D_{\min}, \quad (20)$$

ahol $D_{\min}$ az optimális beállításban megmaradó csúcstorzítás;

$$D_s=\frac{\overline{|e_j^{(m)}|}}{y_E}$$

egy megcsapolásra eső — a zaj miatt megmaradt — átlagos csúcstorzítás m iterációs lépés után.

A kiegyenlítőkkel szemben támasztott követelmények megvilágítására nézzünk egy példát. Feladatunk legyen egy $L=16$ szintes átvitel megvalósítása 50%-os csúcsszemzárással. A csúcsszemzárás 3. szakaszban definiált összefüggése szerint a D_r eredő csúcstorzítás kb. 3% lehet. A telefoncsatornákra szokásos $2N=12$ megcsapolás esetén $D_{\min}$-t már elhanyagolhatjuk. Így (20)-ból következik, hogy D_s értékét 0,25% alatt célszerű tartani. Ha meggondoljuk, hogy ez 52 dB jel-torzítás viszonynak felel meg, s a jel-zaj viszony szokásos értéke 30 dB, a torzítás-zaj viszonyra −22 dB-t kapunk. Világos, hogy ilyen kis torzítást csak a torzítás és a zaj különböző statisztikai tulajdonságait kihasználó *átlagolással* érhetünk el. Tehát a kiegyenlítő egyensúlyi helyzetének eléréséhez az eljárástól függően bizonyos idő szükséges.

Nézzük meg a gyakorlatban alkalmazott egyszerű $g(e)$ szabályozófüggvény esetén a kiegyenlítés konvergenciáját, eredő hibáját és a szükséges beállítási időt. Ez a legegyszerűbb szabályozófüggvény *fix lépcsős beállítást* tesz lehetővé:

$$g(e)=\Delta c\cdot\operatorname{sgn} e.$$

Így

$$c_j^{(m)}=c_j^{(m-1)}-\Delta c\operatorname{sgn}(e_j^{(m-1)}+\xi_j^{(m-1)}),$$

azaz c_j-t Δc értékkel változtatjuk a hiba „irányával" ellentétesen. Ilyen rendszerű kiegyenlítő realizálásához a c_j együtthatókat Δc lépésekben kvantálva kell megvalósítani. Természetesen a kvantálás megakadályozza a tökéletes konvergenciát, azaz azt, hogy zajmentes esetben az $e_j^{(m)}\to 0$, ha $m\to\infty$ fennálljon. Kimutatható azonban $D_0<1$-et feltételezve, hogy minden együttható az optimumhoz

$$\frac{e_j}{y_E}\cong\frac{x_0\cdot\Delta c}{y_E}=\pm\delta$$

hibán belül konvergál, tehát az egy megcsapolásra vonatkoztatott átlagos eredő torzítás:

$$D_s=\frac{\delta}{2}.$$

Fontos feladat δ értékének meghatározása zaj jelenlétében, mert az eljárás konvergenciáját, pontosságát, a kiegyenlítő felépítését lényegesen befolyásolja. Ha $y_E\cdot\sigma$ effektív értékű Gauss-zajt tételezünk fel, a kiegyenlített rendszer egy megcsapolásra vonatkoztatott D_s csúcstorzítását a δ relatív lépcsőméret függvényében, a jel-zaj viszonnyal paraméterezve a 7. ábra mutatja, ha m, az iterációs lépések száma végtelenhez tart. Ha a zaj kicsi, elfogadható a $D_s=\delta/2$ közelítés, a szükséges iterációs lépések száma pedig:

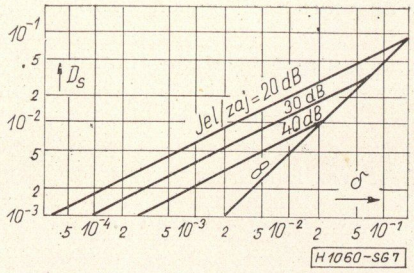
$$m_e=-\frac{\max_j|e_j|}{y_E\cdot\delta}.$$

Ha a zaj igen nagy, sok lépés szükséges kis hiba eléréséhez, közelítőleg $(\sigma/\delta\to\infty)$,

$$D_s=\lim_{m\to\infty}\frac{\overline{|e_j|}}{y_E}\cong\left[\frac{\sigma\cdot\delta}{\sqrt{2\pi}}\right]^{1/2}$$

nagyságú maradék csúcstorzítás érhető el. A beállításhoz szükséges iterációk száma a tényleges σ/δ-val arányos.

Nyilvánvaló, hogy a zaj jelentős szerepet játszik a hibakomponens mérésében s így az egész kiegyenlítési folyamatban. Eredményeinkből kitűnik, hogy a *jelátlapolódás megfelelő csökkentéséhez szükséges D_s érték*, amely kisebb lehet a viszonylagos zajnál is, *elegendően kicsi δ relatív lépcsőméret választásával elérhető*. A 7. ábra megmutatja, hogy adott követelmények és adott jel-zaj viszony esetén maximálisan milyen $\Delta c=\frac{y_E}{x_0}\delta\cong c_0\delta$ lépcsőméret engedhető meg. Az előzőekben említett példában, a 30 dB-es jel-zaj viszonyhoz és $D_s=2{,}5\cdot 10^{-3}$ megengedett torzításhoz



7. ábra. Egy megcsapolásra vonatkoztatott, kiegyenlítés után megmaradó átlagos csúcstorzítás a relatív lépcsőméret függvényében

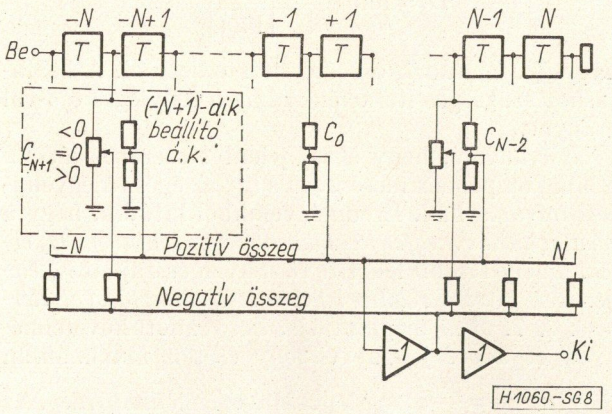
$\delta = 4 \cdot 10^{-4}$ relatív lépcsőméret tartozik. A zaj hatásának elegendő csökkentésére tehát $D_s/\delta \cong 6$ arányt kell biztosítani. Összehasonlításul megemlítjük, hogy ha a hibakomponenst pontosan — zajmentesen — tudnánk mérni, csupán $D_s/\delta = 0{,}5$ arány adódna.

4.2. Fokozatosan állítható összegező áramkör

Az összegező áramkör feladata a főjel és az echók kombinálásának végrehajtása úgy, hogy az echók, azaz az egyes művonal-megcsapolásokon levett jelek nagysága és előjele szabályozható legyen. A fix lépcsős beállító eljárás megvalósításához $2N$ darab egymástól függetlenül, fokozatosan változtatható beállító áramkör szükséges. A középső megcsapolás c_0 együtthatója általában rögzített (8. ábra).

A c_n együttható előjelét és nagyságát az n-edik beállító áramkör változtatható nagyságú „negatív" jele és fix nagyságú „pozitív" jele együttesen határozza meg. Az egyes beállító áramkörök pozitív és negatív jeleit külön-külön összegezzük, és a két eredő jelet szembekapcsolva kapjuk a T-szűrő kimeneti jelét.

Automatikus kiegyenlítőkben a beállító áramkör változtatható csillapítását fokozatosan állítható osztóval — ellenálláslétra hálózattal — valósíthatjuk meg, amelyet egy reverzibilis számlálóval vezérlünk. A beállító reverzibilis számláló, amelyet a kiegyenlítő rendszer automatikája vezérel, tulajdonképpen a kimeneteihez kapcsolt jelfogókészlet segítségével változtatja a létrahálózat csillapítását (9. ábra). Minden ütemjelre az automatika vezérlő jelétől függően a hálózat csillapítása egy fokozattal csökken, illetve



8. ábra. Egy megoldás a késleltető vonal mentén levett jelek nagyságának és előjelének beállítására, a súlyozott jelek összegezésére

nő. A létrahálózatot analizálva azt kapjuk, hogy a számlánc q sorszámú tagjának hozzájárulása a kimeneti feszültséghez:

$$U_q = U_x \frac{r}{R} 2^{-q}.$$

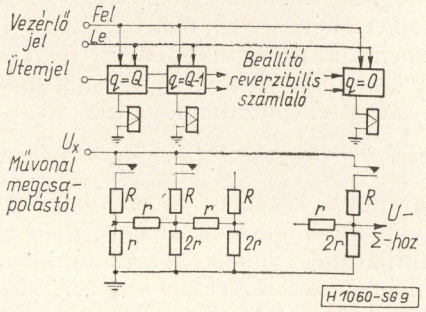
(A levezetés során feltételeztük, hogy $R \gg r$, ezáltal biztosítottuk, hogy a művonal megcsapolásai ne legyenek terhelve.) Ebből következik, hogy a feszültségosztás $Q+1$ tagú számlánc esetén

$$\min \frac{U_-}{U_x} = \frac{r}{R} 2^{-Q} \quad \text{és} \quad \max \frac{U_-}{U_x} = \frac{r}{R}(2 - 2^{-Q})$$

értékhatárok között állítható be $(r/R)2^{-Q}$ nagyságú lépésekben. Az analízis szerint az osztó hibája $(r/R)^2$ nagyságrendű, ezért a minimális lépcsőméretnek ennél lényegesen nagyobbnak kell lennie:

$$2^{-Q} > \frac{r}{R}.$$

Ezzel az automatikus kiegyenlítőkben elterjedt konstrukcióval a c_n együtthatók beállítására kb. 0,3%-os relatív lépcsőméret is megvalósítható [5]. Ennél kisebb értékek megvalósításának problémáit,



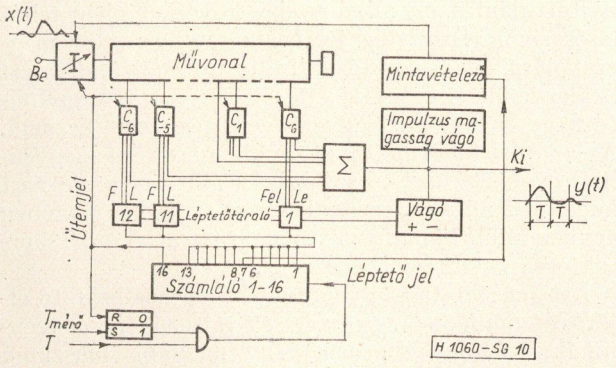
9. ábra. Automatikus kiegyenlítők fokozatosan változtatható csillapítója

illetve a probléma megoldását a hibaminták átlagolásával, a következő pontban érintjük.

4.3. Kiegyenlítő rendszerek

Ebben a pontban — a beállítási eljárások elméletét ismerve — az alapsávi szinkron adatátviteli összeköttetések automatikus korrigálását végző preset és adaptív kiegyenlítő rendszereket tárgyaljuk. Mivel az előzőekben a T-szűrők felépítését nagy vonalakban már ismertettük, most a fő hangsúlyt az egyes kiegyenlítő rendszerek vizsgálata során a hibafeszültségek mérésére és a szabályozás mechanizmusának ismertetésére helyezzük.

A preset típusú kiegyenlítőt a tényleges adatátvitelt megelőzően vagy annak szünetében állítjuk be mérőjel-sorozat segítségével. Az adatátviteli üzem alatt a kiegyenlítő beállítása változatlan marad, ellentétben a később tárgyalandó adaptív kiegyenlítővel. A beállító mérőjelek ugyanolyanok, mint a normál üzemben használt elemi jelek, egymástól $T_m \gg T$ távolságban, így biztosítva az egyes mérőjelek függetlenségét a korrektor beállításában.



10. ábra. Fix lépcsős preset kiegyenlítő

Egyszerűbb megoldásokban fix lépcsős, iterációs eljárással végzik a beállítást. Minden elemi jel átvitele után meghatározzák az egyes hibák előjelét, és ennek ismeretében módosítják adott értékkel a c_n együtthatókat. Mivel a T-szűrő kimenetén megjelenő elemi jel mintavételi időpontokban vett jelmintáinak csak az előjelét kell meghatároznunk, célszerű digitális áramkörök alkalmazása.

A 10. ábrán látható preset kiegyenlítőt integrált áramkörös megoldásban készítették el 2400 bit/s vagy annál nagyobb sebességű összeköttetések számára. 13 megcsapolású művonalat tartalmaz ($N=6$), és az előző pontban ismertetett reverzibilis számlálós együttható-beállító áramköröket alkalmazza.

A kiegyenlítő működésének lényeges része a hibajelek mérésének módja. A mérőjel-sorozatot átküldjük a csatornán és a T-szűrőn. Mindegyik elemi jelet a szűrő kimenetén vágjuk és mintavételezzük az összeköttetésre jellemző T időpontonként léptetve a léptető tárolót. Az így nyert polaritásmintákat a 12 fokozatú léptető tároló tárolja. Amikor a léptető tároló megtelt, a 13. lépés után (pl. a 16.-ban) a számláló ütemjelet ad ki. A 12 együttható-beállító áramkör egyszerre lép felfelé vagy lefelé egyet a léptető tároló polaritásától függően, a c_j az y_j szerint. Tulajdonképpen a reverzibilis számlálók az F vagy L vezetéken kapott jel hatására Δc-vel módosítják az ellenálláslánc csillapítását. Ugyanakkor az impulzus nagyságát is beállítjuk a felülvágó, a mintavételező és egy változtatható csillapító segítségével.

Az áramkör beállításához kb. 100—1000 mérőimpulzus szükséges a csatorna zajától, a δ lépcsők nagyságától és a kezdeti torzításoktól függően. A működési elvből következik, hogy különböző szintű átvitelek esetén ugyanazon áramkör alkalmazható. A kiegyenlítő képességeire jellemző, hogy egy, a kiegyenlítés előtt csak bináris átvitelre alkalmas csatornát nyolcszintű átvitelre tett alkalmassá.

A 4.2. pontban említettük, hogy kis relatív lépcső már nehezen valósítható meg. Ilyenkor több mérőjel hatását célszerű átlagolni mielőtt változtatnánk a kiegyenlítő beállításán. Elegendő nagy átlagolás esetén $\delta=2D_s$, tehát lényegesen nagyobb lépcsőméret választható. A hibaminták átlagolását folyamatos vizsgálattal (sequential testing) célszerű elvégezni. Az eljárás lényege az, hogy az egymást követő mérőjelekből vett hibajeleket folyamatosan összegezzük. Ha az előjeles hibajel-összeg valamelyik soronkövetkező minta hatására átlépi az előre felvett felső vagy alsó küszöbszint egyikét, döntést kapunk c_j-nek Δc-vel történő csökkentésére, illetve növelésére. Az eljárás nagy előnye az adott számú mérőjel hatását átlagoló módszerrel szemben, hogy gyorsan dönt, ha a torzítás viszonylag nagy a zajhoz képest, és igen megfontoltan, ha a hibajel már eltűnik a zajban. Az eljárást digitálisan, reverzibilis puffer számlánccal célszerű megvalósítani. Az egyes $(e_j^{(m)}+\xi_j^{(m)})$ minták polaritásának megfelelően változtatjuk a puffer-számláló tartamát, amely túlcsordulása esetén lépteti a beállító reverzibilis számláncot, s így szabályozza a hozzá tartozó megcsapolás csillapítását.

A módszer alkalmazásával a helyes döntés valószínűsége megnövelhető, s lehetővé válik lényegesen nagyobb — jól megvalósítható — relatív lépcsőméret választása. Természetesen a szükséges reverzibilis puffer-számlálók miatt a hibaátlagoló típusú preset kiegyenlítők lényegesen bonyolultabbak.

Az adaptív kiegyenlítők a hibafeszültséget normál adatátviteli üzem közben is képesek meghatározni, így az összeköttetést folyamatosan kiegyenlítik, illetve kiegyenlítve tartják. Jelentős előnyük tehát, hogy követik a csatorna átviteli karakterisztikájának időbeli változását, s csökkentik a csatorna nemlineáris torzításának hatását is.

Az adaptív kiegyenlítők eme előnyös tulajdonságai a hibafeszültség mérési módszeréből fakadnak. Az e_j hibaminták legjobb becslését kapjuk meg, ha a bemeneti $\{a_{n-j}\}$ adatjelsorozatot keresztkorreláljuk a ténylegesen vett jel $\{w_n\}$ mintái és a kívánt $\{a_n\}$ minták különbségével K hosszúságú sorozaton. Tehát e_j-t az alábbi kifejezés átlagolásával kaphatjuk meg:

$$e_j^{[B]}=\frac{1}{\overline{a^2}K}\sum_{n=1}^{K}a_{n-j}(w_n-a_n), \qquad (21)$$

ahol $w_n=\sum_{i=-\infty}^{\infty}a_i\cdot y_{n-i}+\xi_n$

a_i az i-edik szint amplitúdója;

$\overline{a^2}$ az a_i szintek négyzetes átlaga;

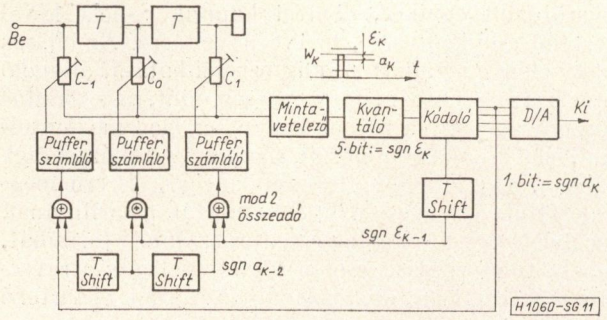
y_k az $y(t)$ válaszfüggvényből vett k-adik minta;

ξ_n az n-edik w_n minta zajösszetevője.

E tétel bizonyítását pl. a [4, 14] irodalmakban találjuk meg.

A mérési módszer ebben a formában csak gyors preset kiegyenlítésére alkalmas, amennyiben különálló mérőjelek helyett olyan álvéletlen jelsorozatot küldünk, amelyet a vevő ismer. Normál adatáviteli üzem esetén a vétel helyén nem áll rendelkezésre az adott $\{a_n\}$ véletlen sorozat. Azonban az adott sorozat egy nagyon jó közelítése feltételezhető a küszöbdetektor kimenetén, ezt használhatjuk fel az $e_j^{[B]}$-k meghatározásához. Az ilyen eljárást irányított döntésnek (decision-directed) nevezhetjük, mivel a vevő tulajdonképpen saját döntéseit tanulmányozza. Ha ezek a döntések jók (a hibás döntések valószínűsége: $p_h<0{,}1$), akkor a kiegyenlítő helyesen becsüli meg a hibakomponenseket a korrelációs eljárás segítségével, s így javítja az együtthatók beállítását, ami még kisebb p_h-t eredményez stb.

A kiegyenlítő analóg megvalósítása (21) alapján történik. Digitális kivitelben *polaritás koincidencia korrelátort* alkalmazva azonban egyszerűbb, jobban



11. ábra. Polaritás-korrelátorral megvalósított adaptív kiegyenlítő

megvalósítható elrendezéshez jutunk. A digitális korrelációt

$$r_j = \sum_{n=1}^{K} \operatorname{sgn}(a_{n-j}) \cdot \operatorname{sgn}(w_n - a_n)$$

formában írhatjuk fel, aminek várható értéke kimutathatóan e_j-vel arányos. Lényeges azonban, hogy fix-lépcsős beállító eljárás esetén a helyes működéshez elegendő csak a $\operatorname{sgn}(r_j) = \operatorname{sgn}(e_j)$ egyenlőség biztosítása. A fix K hosszúságú átlagolást pedig valamilyen döntésátlagoló eljárással, például az előzőleg ismertetett folyamatos vizsgálattal célszerű helyettesíteni.

A 11. ábrán 16 szintű átvitel kiegyenlítésére szolgáló ($N=1$) kiegyenlítő tömbvázlatát láthatjuk. A szükséges polaritás-információkat kvantálás és megfelelő 5 bites kódolás segítségével állítja elő. Az első bit a 16 szintű jel polaritását, az 5. bit pedig a $w_n - a_n$ hibajel polaritását adja meg. A digitális kivitel, a polaritás-korrelátor nagy előnye, hogy a szükséges késleltetéseket léptető tárolókkal, a szorzásokat mod 2 összeadókkal végzi el. Az átlagolást a reverzibilis puffer-számlálók végzik. Adaptív kiegyenlítőben is alkalmazhatjuk a 4.2. pontban ismertetett beállító áramkört, ahol a beállító reverzibilis számláló kimeneteihez kapcsolt jelfogókészlet a csillapító ellenállásláncának megcsapolásait kapcsolja. Természetesen most az összeadók kimenetéhez csatlakozó reverzibilis puffer-számlálók túlcsordulása vezérli a beállító reverzibilis számlálókat.

Az alapsávi jelek automatikus korrigálását végző digitális kivitelű preset és adaptív kiegyenlítőket áramköri megvalósítás és szinkronproblémák szempontjából a [14] tanulmány hasonlítja össze. Mindkét kiegyenlítőt fel lehet használni nemcsak két-, hanem több értékű átvitel esetén is, habár adaptív kiegyenlítő esetében a szintek számának növekedése erősen digitálja a kvantáló-kódoló digitális-analóg átalakítót. Az adaptív kiegyenlítő előnye, hogy üzem közben végzi a kiegyenlítést, míg a preset kiegyenlítő beállításához az adatátviteli üzemet megelőzően mérőjel-sorozatra van szükség. Ennek azonban előnye is van: a beállítás elvégzése után a preset kiegyenlítő lényeges részét kitevő hibajel-mérő és szinkron áramköreit át lehet kapcsolni másik T-korrektorra. Az adaptív kiegyenlítőnek viszont átviteli üzem közben végig ugyanazon korrektorra kapcsolódva kell maradnia, és jelentős hátránya, hogy gyors karakterisztikaváltozás esetén, pl. a kiegyenlítés kezdetén a beállítás nem lesz feltétlenül konvergens. Az irányított-döntés elv alkalmazása következtében tehát elsősorban viszonylag jól beállított korrektor megcsapolásainak csillapításait tudja optimalizálni. Ezért a kiegyenlítést egy álvéletlen jelsorozattal végrehajtott gyors preset kiegyenlítéssel célszerű kezdeni. Az adaptív kiegyenlítővel szemben a preset kiegyenlítő gyakorlatilag tetszőleges beállítású korrektort képes otimalizálni, ezért alkalmas arra, hogy időben egymás után különböző vonalakra csatlakozó T-korrektorok beállítását végezze el.

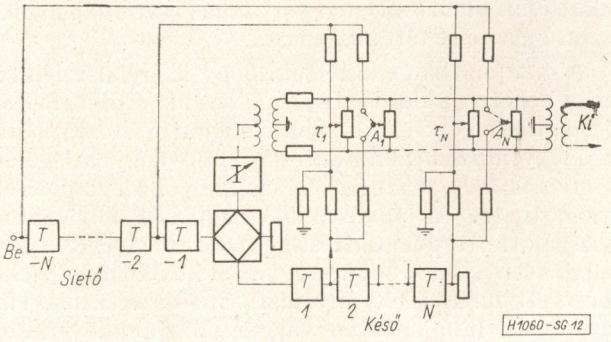
Az ismertetett kiegyenlítők fix lépcsős beállító eljárással működnek. Ismeretesek változó lépcsős technikák, folytonos lineáris vagy nagyobb fokszámú szabályozó függvényt alkalmazó eljárások is, amelyek a beállítás időigényét jelentősen csökkentik, de természetesen lényegesen bonyolultabb berendezéseket igényelnek [4].

Az előzőekben tárgyalt két kiegyenlítőtípus szinkron adatátviteli összeköttetésekben alapsávi jelek korrigálására használható fel. Aszinkron összeköttetések kiegyenlítésére — frekvenciatartománybeli meggondolásokból kiindulva — szintén ismeretesek T-szűrős automatikus kiegyenlítők [6, 7].

5. T-szűrő mint változtatható A és τ korrektor

A T-korrektorok az adatátviteli alkalmazásokon kívül a *szélessávú sokcsatornás vagy tv-összeköttetések*ben is felhasználásra kerülnek mint változtatható amplitúdó- (A) és futási idő (τ) korrektorok. A T-szűrő analízisének eredményei megmutatták, hogy a T-szűrő egyaránt és egyidejűleg alkalmazható A- és τ-korrektorként. Az A-korrektor egy késő echójú vonallal is létrehozható, de ennek mint a szokásos A-korrektoroknak futási idő ingadozása is lesz (2*a* ábra). Konstans futási idejű A-korrektort (2*c* ábra) szimmetrikus echópárokkal valósíthatunk meg. A szokásos konstans csillapítású τ-korrektor karakterisztikát aszimmetrikus echópárokkal hozhatjuk létre (2*d* ábra). Ha az amplitúdó és a futási idő kompenzálását egymástól függetlenül akarjuk végrehajtani, akkor szimmetrikus és aszimmetrikus echópárokra is szükség van, tehát a siető vagy a késő echókat mindkét polaritással elő kell állítani.

Jelentősen egyszerűsödik a szükséges áramkör, ha az A és τ kompenzálást nem kívánjuk függetlenül elvégezni. A kiegyenlítés során először egyes — késő vagy siető — echókkal egyenlítjük ki az amplitúdó-karakterisztikát, majd aszimmetrikus echópárokkal egyenlítjük ki az egyes echók használata mi-



12. ábra. T-szűrő mint változtatható A- és τ-korrektor

att esetleg megnövekedett futási idő torzítást. Azzal, hogy a τ kompenzáláshoz felhasználjuk a kettős echókat, a $\tau(\omega)$ karakterisztika egyes összetevői maximálisan kétszeres amplitúdóval állíthatók be.

Ilyen korrektort mutat a 12. ábra, amely az echók összegezését szimmetrikus transzformátoros áramkörrel valósítja meg. A főjel nagysága csillapítóval állítható be. A szükséges fázisváltást a siető és a késő echók között a hibridáramkör hozza létre. A késő és siető echófeszültségek egy-egy nagyértékű ellenálláson keresztül a τ potenciométerekre jutnak. A potenciométer szabályozásával együtt változtatható a két echó nagysága és előjele. Az A potenciométerekre vagy késő, vagy siető echó kerül. Ha a kiegyenlítendő rendszer minimálfázisú, akkor a késő echók felhasználásával célszerű elvégezni a kiegyenlítést, mivel a minimálfázisú áramkörök késő echókat hoznak létre. Általában a kiegyenlítendő rendszer fix korrektorokat is tartalmaz, így a rendszer nem szükségszerűen minimálfázisú, ezért a siető echókra is szükség lehet a kompenzáláshoz.

A 2. szakasz frekvenciatartománybeli analíziséből következik, hogy a kiegyenlítést maximálisan $1/2T$ szélességű frekvenciasávban végezhetjük el, mégpedig azon f_1 és f_2 frekvenciák között, amelyek között az egyes késleltető egységek 180°-ot forgatnak úgy, hogy

$$b(f_1)=\nu\pi \quad \text{és} \quad b(f_2)=(\nu+1)\pi, \quad \text{ahol} \quad \nu=0, 1, 2, \ldots,$$

Természetesen a hasznosított sáv lehet $1/2T$-nél szűkebb is, ha az alsó és felső határfrekvenciát f_1 és f_2 között vesszük fel. Mégis a művonal tervezését és a kiegyenlítést az (f_1, f_2) sávra célszerű elvégezni. Például a több oktáv relatív sávszélességű rendszereknél célszerű $f_1=0$ értéket választani. Így a művonal egységeinek szükséges késleltetését a kiegyenlítő sáv felső határfrekvenciája határozza meg.

A korrektor beállítását vobulációs módszerrel végezhetjük, először az A_n, majd a τ_n potenciométereket kell beállítani. Az egyes harmonikusok nem teljes függetlensége következtében a pontos kiegyenlítés érdekében több beállítási ciklust kell végezni. Az egyes iterációs ciklusokon belül a legkisebb sorszámú tagokkal kell kezdeni a beállítást. Egy további A-potenciométerekkel kiegészített $N=15$-ös T-korrektor hatásosságára jellemző, hogy Bode-korrektorokkal frissen kiegyenlített kb. 600 km hosszú, 3,25 MHz...8,25 MHz sávban működő koaxiáliskábeles tv-összeköttetés $\pm 0{,}7$ dB csillapítás-, ill. ± 150 ns futási idő torzítását $\pm 0{,}1$ dB-re, ill. ± 50 ns-ra szorította le [8]. A T-korrektorok szélessávú összeköttetésekben való felhasználásával, a beállításhoz szükséges műszerpark kialakításával, az elért eredményekkel számos közlemény foglalkozik, pl. [9, 10].

A T-szűrők egyéb alkalmazásaival kapcsolatban a [4, 11, 12, 14] irodalmakra és azok bő irodalomjegyzékére utalunk. Jelen cikkben a T-szűrőt mint hatásos kiegyenlítőt ismerhettük meg. Láttuk, hogy szélessávú összeköttetések kiegyenlítésére, ha a csillapítás-, ill. futási idő ingadozások kicsik, célszerű T-korrektort alkalmazni nagyfokú flexibilitása, a jól ismert vobulációs technika alkalmazhatósága, a futási idő- és a csillapításkarakterisztika együttes kiegyenlítésének lehetősége miatt. Az adatáviteli összeköttetések automatikus kiegyenlítése is megoldható T-szűrő alkalmazásával. Költségessége miatt azonban csak akkor célszerű alkalmazni, ha a csatornakapacitást a szokásosnál jobban kívánjuk megközelíteni, pl. ha távbeszélő csatornán 2400 bit/s-nál nagyobb információátviteli sebességet akarunk biztosítani.

6. Függelék

Az alábbiakban a jelátlapolódásmentes (intersymbol-interference) detekció feltételét, az irodalomból első Nyquist-kritériumként ismert feltételt foglaljuk össze. A kritérium egyszerű és általános megfogalmazásához bevezetjük az ekvivalens Nyquist-spektrum fogalmát.

Mintavételező rendszerek vizsgálatához előnyös az ekvivalens Nyquist-spektrum értelmezése. Valamely tetszőleges spektrumnak egy $1/2T$ sávszélességű alapsávi spektrum akkor T mintaközű Nyquist-ekvivalense, ha a két spektrumhoz tartozó időfüggvények T-közű mintái megegyeznek. A definíciót három megjegyzéssel egészítjük ki.

1. Unicitás: Elvileg végtelen sok olyan $B \geqq 1/2T$ sávszélességű spektrum létezik, amelynek Nyquist-ekvivalense azonos.
2. Egy spektrumnak a T mintaköztől függően másmás a Nyquist-ekvivalense.
3. Egy $B<1/2T$ sávszélességű spektrum Nyquist-ekvivalense önmaga.

Egy $Y(\omega)$ komplex amplitúdóspektrum T-közű Nyquist-ekvivalensét az $Y(\omega)$ spektrumú jel $nT+t_0$ időpontokban vett mintáinak spektrumából az alábbi módon képezzük:

$$Y_{eq}(\omega)=\begin{cases}\sum\limits_{k=-\infty}^{\infty} Y\left(\omega+\dfrac{2k\pi}{T}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}kt_0}, & \text{ha } |\omega| \leqq \dfrac{\pi}{T},\\ 0 & \text{különben.}\end{cases} \quad \text{(F. 1)}$$

Két kiegészítés a képzési szabályhoz:

1. Az (F. 1) összefüggés szerint az $Y(\omega)$ spektrum $1/T$ sávszélességű szegmenseit kell összegeznünk, ezért meghatározott frekvenciák az ekvivalensképzés szempontjából helyettesíthetik egymást. E felismerés jól kihasználható előírt ekvivalens Nyquist-spektrum megvalósítása során. Az egyenértékű frekvenciák $Y(f)$ egyoldalas Nyquist-ekvivalensének definíciójából közvetlenül kiolvashatók:

$$Y_{eq}(f)=\begin{cases}Y(f)+\sum\limits_{k=1}^{\infty}[Y(kf_0+f)+Y^c(kf_0-f)]e^{j\frac{2\pi}{T}kt_0} & \\ \qquad\qquad \text{ha} \quad 0 \leqq f \leqq f_0/2, & \\ 0 \qquad\qquad \text{ha} \quad f > f_0/2 & \end{cases}$$

ahol

$Y^c(f)$ az $Y(f)$ konjugáltja;

$f_0=1/T$ Baud a jelzési sebesség.

2. A T-közű y_n mintasorozat ismeretében közvetlenül is képezhetjük a megfelelő ekvivalens Nyquist-

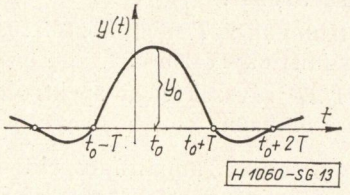
spektrumot, figyelembe véve, hogy $y_n = y(nT+t_0)$:

$$Y_{eq}(\omega) = \begin{cases} T\sum_n y_n \cdot e^{-j\omega(nT+t_0)}, & \text{ha } |\omega| \leqq \frac{\pi}{T} \\ 0 & \text{különben.} \end{cases} \qquad \text{(F.2.)}$$

Miután az ekvivalens spektrum fogalmával megismerkedtünk, feladatunk olyan feltétel megadása, amelynek teljesítése $f_0 = 1/T$ jelzési sebesség esetén — zajmentes esetben — hibamentes mintavételező detekciót tesz lehetővé. Időtartományban vizsgálva biztosítanunk kell, hogy minden mintavételi időpontban csak egyetlen elemi jel hatása legyen észlelhető, azaz az egyes elemi jelekre a vizsgált rendszer (1. ábra) által meghatározott, detektor előtti $y(t)$ válaszok ne zavarják egymást. Ennek feltétele, hogy az $y(t)$ válaszfüggvény a mintavételi időpontok közül csak az impulzus maximumán levőben adjon zérustól különböző értéket (13. ábra). Azaz

$$y_n = \begin{cases} 0, & \text{ha } n \neq 0 \\ y_0, & \text{ha } n = 0. \end{cases} \qquad \text{(F.3.)}$$

Ilyen válaszfüggvényt eredményező $s(t)$ elemi jelek amplitúdómodulálhatók és T időközönként adva nem okoznak átlapolódást a detektor előtt az $(nT+t_0)$ mintavételi időpontokban.



13. ábra. Jelátlapolódásmentes detekciót biztosító időfüggvény

Keressük meg a feltételt teljesítő spektrumot, illetve spektrumokat! Az y_n minták a Fourier-transzformáció segítségével kifejezve:

$$y_n = \int_{-\infty}^{\infty} Y(\omega) e^{j\omega(nT+t_0)}\, df.$$

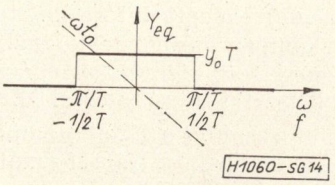
Figyelembe véve az ekvivalens Nyquist-spektrum (F.1.) definícióját írhatjuk:

$$y_n = \int_{-1/2T}^{1/2T} Y_{eq}(\omega) e^{j\omega(nT+t_0)}\, df.$$

Az y_n mintákra megadott (F.3.) feltétel kielégítéséhez szükséges és elégséges, hogy:

$$Y_{eq}(\omega) = \begin{cases} y_0 T e^{-j\omega t_0}, & \text{ha } |\omega| \leqq \frac{\pi}{T} \\ 0 & \text{különben.} \end{cases}$$

Vegyük észre, hogy az ekvivalens Nyquist-spektrum (F.2.) képzési szabályának és az (F. 3.) feltételnek összevetése közvetlenül a fenti eredményt szolgáltatja.



14. ábra. Jelátlapolódásmentes detekciót biztosító ekvivalens Nyquist-spektrum

Tehát az első Nyquist-kritérium: jelátlapolódásmentes detekció biztosításához a mintavételező detektor bemenetén levő jel spektrumának Nyquist-ekvivalense négyszögletes amplitúdó- és lineáris fázisspektrumú legyen (14. ábra).

A kritérium alapján kiértékelhetjük a mintavételező detektor előtt megjelenő valódi spektrumokat a jelátlapolódás szempontjából. Ha a legmegfelelőbb, megvalósítható, jelátlapolódásmentes vételt biztosító spektrumot keressük, akkor célszerű a mintavételi időpontok toleranciája miatt olyan valódi $Y(\omega)$ detektor előtti spektrumot választani, amelynek esetében $y(t)$ gyorsan csökken. E követelményt teljesítik a jól ismert, maximum f_0 sávszélességű emelt-koszinusz spektrumok (lásd pl. [13]).

Befejezésül köszönetet szeretnék mondani dr. Géher Károlynak, dr. Gordos Gézának hasznos tanácsaikért és Balogh Pálnak a munkámhoz nyújtott sok segítségért.

IRODALOM

[1] *Wiener, N.—Lee, Y. W.:* US Patents 2 024 900. Dec. 1935.
[2] *Kallman, H. E.:* Transversal Filters. Proc. IRE, Vol. 28. pp. 302—310. Jul. 1940.
[3] *Wheeler, H. A.:* Interpretation of amplitude and phase distortion in terms of paired echoes. Proc. IRE, Vol. 27. p. 359. 1939.
[4] *Lucky, R. W.—Salz, J.—Weldon, E. J.:* Principles of Data Communication. McGraw-Hill Book Comp. 1968.
[5] *Becker, F. K.—Holzman, L. N.—Lucky, R. W.—Port, E.:* Automatic Equalisation for Digital Communication. Proc. IEEE. Vol. 53, pp. 96—97. Jan. 1965.
[6] *Lucky, R. W.—Rudin H. R.:* Generalised Automatic Equalisation for Communication Channels. Proc. IEEE. (Correspondence) Vol. 54. pp. 439—440. Mar. 1966.
[7] *Lucky, R. W.—Rudin, H. R.:* An Automatic Equalizer for General Purpose Communication Channels. BSTJ. Vol. 46. pp. 2179—2208. Nov. 1967.
[8] *Sperry, R. V.—Surenian, D.:* A Transversal Equalizer for Television Circuits. BSTJ. Vol. 39. p. 405. Mar. 1960.
[9] *Linke, J. M.:* Residual Attenuation Equalisation of Broadband Systems by Generalised Transversal Networks. Proc. IEE. Vol. 114. pp. 339—349. Mar. 1967.
[10] *Kügler, E.:* Ein Messaufbau zur einfachen Einstellung von Entzerrern in TF Übertragungssystemen. Siemens Nachrichtentechnische Zeitschrift, 22. Jahrgang, pp. 193—198. März. 1969.
[11] *Taub, I. I.—Kurpis, G. P.:* Microwave Transversal Equaliser. Microwave Journal, Vol. 11. pp. 63—72. Jan. 1968.
[12] *Hermann, O.:* Transversal Filter für Hilbert Transformation. AEÜ, Vol. 23. p. 581. Dez. 1969.
[13] *Gordos G.—Varga A.:* Adatátvitel és adatfeldolgozás. BME jegyzet, Tankönyvkiadó, 1968.
[14] *Sallai Gy.:* Adatátviteli összeköttetések kiegyenlítése transzverzális szűrővel. Posta Kísérleti Intézeti tanulmány, 1970.

DR. JACHIMOVITS LÁSZLÓ
BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék

Az állóhullámarány-mérő saját reflexióinak hatása a feszültségi reflexiótényező mérésére

ETO 621.317.341.3:621.317.74

Valamely Z_0 hullámellenállású homogén tápvonalban végződő egykapus passzív szerkezet jellemző paramétere a homogén tápvonalon felvett referencia síkra vonatkoztatott $\Gamma = |\Gamma| \exp(j\varphi)$ feszültségi reflexiótényező. A feszültségi reflexiótényező $|\Gamma|$ amplitúdójának és φ fázisszögének mérésére vonatkozó módszerek a szakirodalomból ismeretesek [1, 2, 3, 4]. Legismertebb és leggyakrabban alkalmazott módszer az állóhullámarány-mérővel való mérés. A mérés pontosságát befolyásoló számos tényező között jelentős hatása van az állóhullámarány-mérő saját reflexióinak is.

A cikkben a saját reflexiók okozta mérési bizonytalanságot határozzuk meg a hasított vonal veszteségeinek és a csatoló szonda söntölő hatásának elhanyagolásával. Figyelembe vesszük, hogy a szakirodalom $|\Gamma|$ mérési bizonytalanságára választ ad, s ezért részletesebben a φ fázisszög mérési bizonytalanságának meghatározásával foglalkozunk.

A hasított vonal és a mérendő egykapus szerkezet közé negyedhullámú vonalnyújtót téve és a méréseket megismételve olyan összefüggésekre jutunk, amelyekből $|\Gamma|$ és φ lényegesen kisebb bizonytalansággal határozhatók meg. A számításokat elvégezzük erre az esetre is, s egy eljárást közlünk a mérési eredmények kiértékelésére.

1. A hasított vonalon mért Γ_m és a mérendő Γ feszültségi reflexiótényező közötti összefüggés

A feszültségi reflexiótényező mérése állóhullámarány-mérővel az 1. ábra szerinti mérési összeállításban történik. Első lépésben a mérendő egykapus szerkezet végződésén felvett (2)-jelű referenciasíkba rövidzárt helyezünk és a hasított vonalon a feszültségminimum helyén felvesszük az (1)-jelű referenciasíkot (1*a* ábra). A következő lépésben a rövidzár helyébe a mérendő szerkezetet kapcsoljuk (1*b* ábra).

A hasított vonalon mért r_m feszültségi állóhullámarány, a λ_g csőhullámhossz és a feszültségminimum helyének az (1) jelű referenciasíkhoz viszonyított eltolódása ismeretében az (1) jelű referencia síkra vonatkoztatott $\Gamma_m = |\Gamma_m| \exp(j\varphi_m)$ feszültségi reflexiótényező számítással meghatározható [1]:

$$|\Gamma_m| = \frac{r_m - 1}{r_m + 1} \tag{1}$$

$$\varphi_m = \pi + 2\beta l, \tag{2}$$

ahol β a fázistényező:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}. \tag{3}$$

Az így mért Γ_m feszültségi reflexiótényező egyenlő a mérendő Γ feszültségi reflexiótényezővel, ha:

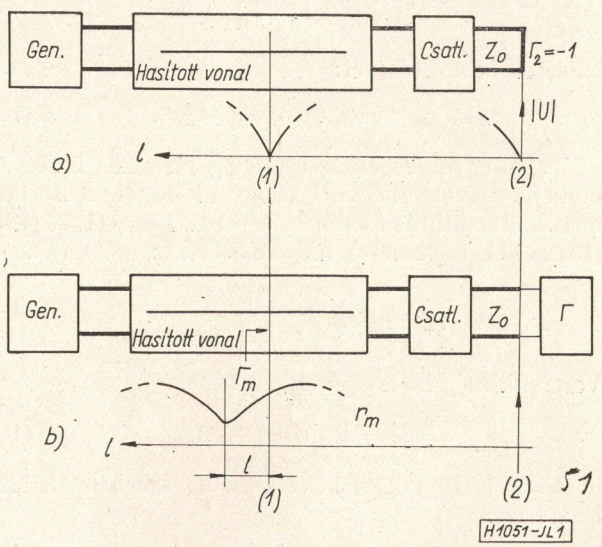
a) az (1) és (2) jelű referenciasíkok között ideális homogén tápvonal helyezkedik el. Ebben az esetben ugyanis a két sík elektromosan ekvivalens, mivel egymástól $n\lambda_g/2$ távolságra vannak.

b) A két referenciasík között elhelyezkedő reaktáns szerkezetek (átmenetek, csatlakozók stb.) által reflektált hullámok eredője az (1) jelű referencia síkban zérus. Ennek bizonyítását a későbbiekben adjuk meg.

A valóságban a fenti feltételek nem teljesülnek, s így általában $\Gamma_m \neq \Gamma$.

Arra a kérdésre, hogy milyen összefüggés áll fenn Γ_m és Γ között, legegyszerűbben az (1) és (2) jelű referenciasíkokkal határolt kétkapus szerkezet S szórási (vagy reflexiós) mátrixának segítségével adhatunk választ. Ismeretes ugyanis, hogyha valamely kétkapus szerkezetet a (2) jelű referenciasíkban $\Gamma_2 = |\Gamma_2| \exp(j\varphi_2)$ reflexiójú egykapus passzív szerkezet terheli, akkor bemenetére, az (1) jelű referenciasíkra vonatkoztatott $\Gamma_1 = |\Gamma_1| \exp(j\varphi_1)$ feszültségi reflexiótényező az $S_{ij} = |S_{ij}| \exp(j\varphi_{ij})$ szórási mátrixelemek segítségével felírható a következő formában [5, 6]:

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_2}{1 - S_{22}\Gamma_2} = \frac{S_{11} - \Delta S\Gamma_2}{1 - S_{22}\Gamma_2}, \tag{4}$$



1. ábra

Beérkezett: 1970. IX. 3.

DR. JACHIMOVITS LÁSZLÓ
BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék

Az állóhullámarány-mérő saját reflexióinak hatása a feszültségi reflexiótényező mérésére

ETO 621.317.341.3:621.317.74

Valamely Z_0 hullámellenállású homogén tápvonalban végződő egykapus passzív szerkezet jellemző paramétere a homogén tápvonalon felvett referencia síkra vonatkoztatott $\Gamma = |\Gamma| \exp(j\varphi)$ feszültségi reflexiótényező. A feszültségi reflexiótényező $|\Gamma|$ amplitúdójának és φ fázisszögének mérésére vonatkozó módszerek a szakirodalomból ismeretesek [1, 2, 3, 4]. Legismertebb és leggyakrabban alkalmazott módszer az állóhullámarány-mérővel való mérés. A mérés pontosságát befolyásoló számos tényező között jelentős hatása van az állóhullámarány-mérő saját reflexióinak is.

A cikkben a saját reflexiók okozta mérési bizonytalanságot határozzuk meg a hasított vonal veszteségeinek és a csatoló szonda söntölő hatásának elhanyagolásával. Figyelembe vesszük, hogy a szakirodalom $|\Gamma|$ mérési bizonytalanságára választ ad, s ezért részletesebben a φ fázisszög mérési bizonytalanságának meghatározásával foglalkozunk.

A hasított vonal és a mérendő egykapus szerkezet közé negyedhullámú vonalnyújtót téve és a méréseket megismételve olyan összefüggésekre jutunk, amelyekből $|\Gamma|$ és φ lényegesen kisebb bizonytalansággal határozhatók meg. A számításokat elvégezzük erre az esetre is, s egy eljárást közlünk a mérési eredmények kiértékelésére.

1. A hasított vonalon mért Γ_m és a mérendő Γ feszültségi reflexiótényező közötti összefüggés

A feszültségi reflexiótényező mérése állóhullámarány-mérővel az 1. ábra szerinti mérési összeállításban történik. Első lépésben a mérendő egykapus szerkezet végződésén felvett (2)-jelű referenciasíkba rövidzárt helyezünk és a hasított vonalon a feszültségminimum helyén felvesszük az (1)-jelű referenciasíkot (1*a* ábra). A következő lépésben a rövidzár helyébe a mérendő szerkezetet kapcsoljuk (1*b* ábra).

A hasított vonalon mért r_m feszültségi állóhullámarány, a λ_g csőhullámhossz és a feszültségminimum helyének az (1) jelű referenciasíkhoz viszonyított eltolódása ismeretében az (1) jelű referencia síkra vonatkoztatott $\Gamma_m = |\Gamma_m| \exp(j\varphi_m)$ feszültségi reflexiótényező számítással meghatározható [1]:

$$|\Gamma_m| = \frac{r_m - 1}{r_m + 1} \tag{1}$$

$$\varphi_m = \pi + 2\beta l, \tag{2}$$

ahol β a fázistényező:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}. \tag{3}$$

Az így mért Γ_m feszültségi reflexiótényező egyenlő a mérendő Γ feszültségi reflexiótényezővel, ha:

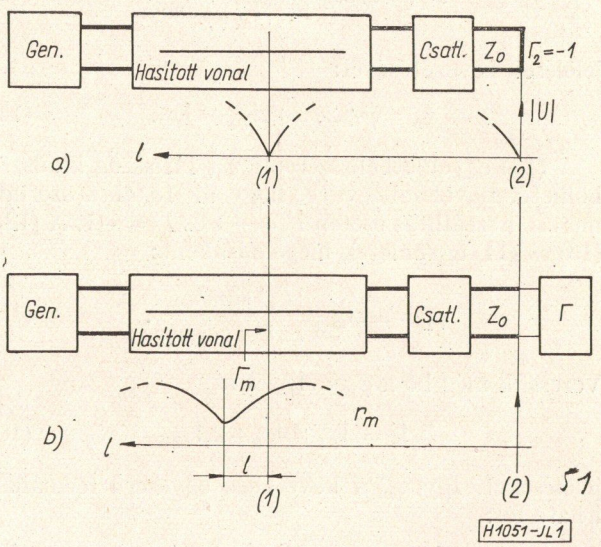
a) az (1) és (2) jelű referenciasíkok között ideális homogén tápvonal helyezkedik el. Ebben az esetben ugyanis a két sík elektromosan ekvivalens, mivel egymástól $n\lambda_g/2$ távolságra vannak.

b) A két referenciasík között elhelyezkedő reaktáns szerkezetek (átmenetek, csatlakozók stb.) által reflektált hullámok eredője az (1) jelű referencia síkban zérus. Ennek bizonyítását a későbbiekben adjuk meg.

A valóságban a fenti feltételek nem teljesülnek, s így általában $\Gamma_m \neq \Gamma$.

Arra a kérdésre, hogy milyen összefüggés áll fenn Γ_m és Γ között, legegyszerűbben az (1) és (2) jelű referenciasíkokkal határolt kétkapus szerkezet S szórási (vagy reflexiós) mátrixának segítségével adhatunk választ. Ismeretes ugyanis, hogyha valamely kétkapus szerkezetet a (2) jelű referenciasíkban $\Gamma_2 = |\Gamma_2| \exp(j\varphi_2)$ reflexiójú egykapus passzív szerkezet terheli, akkor bemenetére, az (1) jelű referenciasíkra vonatkoztatott $\Gamma_1 = |\Gamma_1| \exp(j\varphi_1)$ feszültségi reflexiótényező az $S_{ij} = |S_{ij}| \exp(j\varphi_{ij})$ szórási mátrixelemek segítségével felírható a következő formában [5, 6]:

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_2}{1 - S_{22}\Gamma_2} = \frac{S_{11} - \Delta S\Gamma_2}{1 - S_{22}\Gamma_2}, \tag{4}$$



1. ábra

Beérkezett: 1970. IX. 3.

A mérési bizonytalanság oka, hogy a (16) egyenlettel bevezetett $\Delta\varphi$ értéke függ az ismeretlen φ_{22} fázisszögtől is. A mérési eredmények kiértékelésekor a $0 \leqq \varphi_{22} \leqq 2\pi$ lehetséges értékek közül a legkedvezőtlenebb φ_{22} értékkel kell számolni. Ezért első lépésben φ_{22} értéke rögzítendő ott, ahol $\Delta\varphi$ φ_{22} függvényében $\Delta\varphi_+$ maximumot, illetve $\Delta\varphi_-$ minimumot vesz fel. Az így bevezetett $\Delta\varphi_\pm$ független változója φ, mivel egy adott mérés kapcsán $|\Gamma|$ és $|\Gamma_s|$ ismert paraméterek. A következő lépésben a (17) egyenletből kiindulva, megadhatók a mért φ_m fázisszög korlátai φ függvényében:

$$\varphi_{m-}(\varphi) \leqq \varphi_m(\varphi) \leqq \varphi_{m+}(\varphi), \tag{27}$$

ahol

$$\varphi_{m+}(\varphi) = \varphi + \Delta\varphi_+(\varphi) \tag{28}$$

$$\varphi_{m-}(\varphi) = \varphi + \Delta\varphi_-(\varphi). \tag{29}$$

A fenti egyenletekből φ korlátai explicit formában nem írhatók fel, így a mérési eredmények kiértékelésének lehetséges módja a $\varphi_m \pm(\varphi)$ korlátok ábrázolása adott $|\Gamma|$ és $|\Gamma_s|$ paraméterek esetén, s az így kapott diagramból a mért φ_m ismeretében φ_+, illetve φ_- meghatározása visszametszéssel.

A továbbiakban vegyük figyelembe, hogy ha $|\Gamma_s| \cong |\Gamma|$, akkor φ mérési bizonytalansága a gyakorlat számára elfogadhatatlanul nagy. Pl. $|\Gamma_s| = |\Gamma|$ esetén a (12) egyenletből $\Delta\varphi_{1\pm} = \pm 90°$. Ezért a feladat megoldását célszerűen arra az esetre korlátozzuk, amikor

$$|\Gamma_s| \ll |\Gamma| \quad \text{és} \quad |\Gamma_s| \ll 1.$$

E feltételek teljesülése esetén élhetünk az alábbi közelítésekkel:

$$\begin{aligned} |\Gamma| - |\Gamma_s| \cos\alpha &\cong |\Gamma| \\ 1 - |\Gamma\Gamma_s| \cos\alpha &\cong 1 \\ 1 + |\Gamma_s| \cos\varphi_{22} &\cong 1 \\ \operatorname{arctg} x \cong x, \quad &\text{ha} \quad |x| \ll 1. \end{aligned} \tag{30}$$

Bevezetve még a

$$p = \frac{1 + |\Gamma|^2}{2|\Gamma|} \tag{31}$$

jelölést, a (12), (13), (15) és (16) egyenletekből $\Delta\varphi$ radiánokban kifejezett értékére a következő egyszerű formula adódik:

$$\Delta\varphi = 2|\Gamma_s|\,[p \sin\alpha + \sin\varphi_{22}]. \tag{32}$$

A (32) egyenlet alapján φ_{22} rögzített értékét a

$$\frac{\partial\Delta\varphi}{\partial\varphi_{22}} = 2|\Gamma_s|\,[p\cos\alpha + \cos\varphi_{22}] = 0 \tag{33}$$

egyenlet megoldásaként adódó

$$\varphi_{22\pm} = \operatorname{arctg}\frac{1 + p\cos\varphi}{p\sin\varphi} \tag{34}$$

adja. Kiemelve a (32) jobb oldalán $\cos\varphi_{22\pm}$-t, majd felhasználva a

$$\cos\varphi_{22\pm} = \frac{1}{\pm\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\varphi_{22\pm}}} \tag{35}$$

összefüggést, ahol a (34) egyenlet alapján:

$$\operatorname{tg}\varphi_{22\pm} = \frac{1 + p\cos\varphi}{p\sin\varphi}, \tag{36}$$

a $\Delta\varphi\pm(\varphi)$ függvényre a következő egyszerű kifejezés írható fel:

$$\Delta\varphi_\pm = \pm 2|\Gamma_s|\sqrt{1 + p^2 + 2p\cos\varphi}. \tag{37}$$

A (37) egyenlet alapján $\Delta\varphi_+ = -\Delta\varphi_-$ és $\Delta\varphi_+(-\varphi) = \Delta\varphi_+(\varphi)$. Ezért a $\varphi_{m\pm}(\varphi)$ korlátok ábrázolásához elégséges a $\Delta\varphi_+(\varphi)$ hibafüggvény menetének ismerete a $0 \leqq \varphi \leqq \pi$ intervallumban.

A (37) egyenletből közvetlenül belátható, hogy $\varphi = 0$ helyen $\Delta\varphi_+$ maximális, míg $\varphi = \pi$ helyen minimális értéket vesz fel:

$$\varphi_{+\max} = \Delta\varphi_+(0) = 2|\Gamma_s|(p+1), \tag{38}$$

$$\Delta\varphi_{+\min} = \Delta\varphi_+(\pi) = 2|\Gamma_s|(p-1). \tag{39}$$

Megállapítható az is, hogy a

$$\frac{\partial^2\Delta\varphi_+}{\partial\varphi^2} = 0 \tag{40}$$

egyenlet megoldásaként adódó

$$\varphi_i = \arccos\left(-\frac{1}{p}\right) \tag{41}$$

helyen a $\Delta\varphi_+$ hibafüggvénynek inflexiós pontja van. Az inflexiós pontban a függvény értéke

$$\Delta\varphi_+(\varphi_i) = 2|\Gamma_s|\sqrt{p^2 - 1} \tag{42}$$

és iránytangense:

$$\left.\frac{\partial\Delta\varphi_+}{\partial\varphi}\right|_{\varphi=\varphi_i} = -2|\Gamma_s|. \tag{43}$$

A $\Delta\varphi_+$ hibafüggvénynek $10|\Gamma_s|$-re vonatkoztatott értékét, különböző $|\Gamma|$ értékek mellett a 2. ábrán tüntettük fel. A 3. ábrán látható φ_m korlátainak menete $|\Gamma_s| = 0{,}025$ és $|\Gamma| = 0{,}4$ esetén. Az ábra alapján pl. $\varphi_m = 60°$ esetén a mérendő φ korlátai jó közelítéssel:

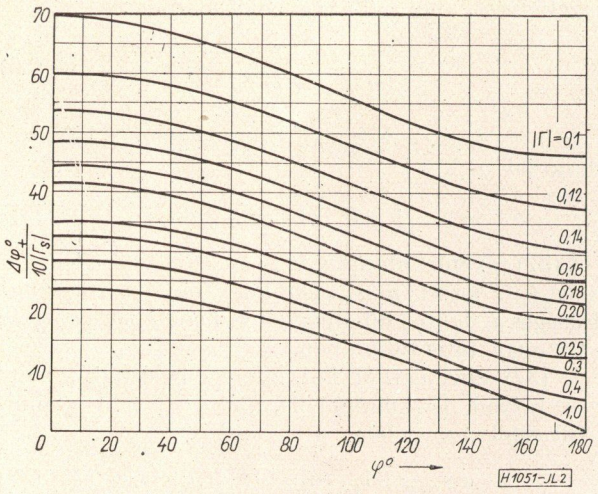
$$53° \leqq \varphi \leqq 67°,$$

és így a mérési bizonytalanság: $2\delta \cong 14°$.

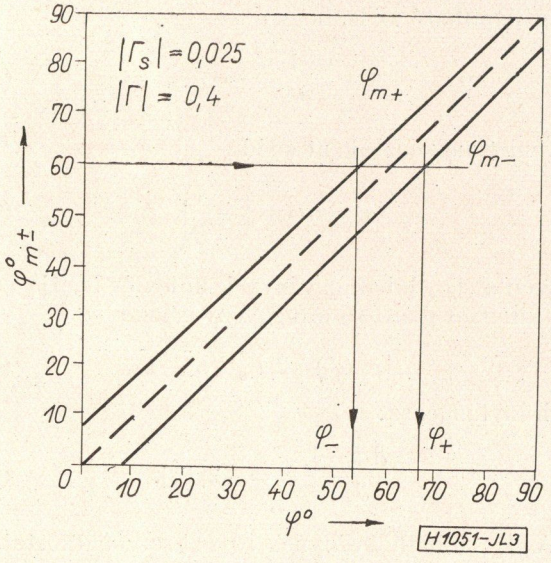
A fentiekben bevezetett összefüggések alapján megállapítható, hogy a feszültségi reflexiótényező fázisszögének mérése állóhullámarány-mérővel meglehetősen pontatlan. A mérési bizonytalanság rendkívül nagy lehet azokban az esetekben, amikor a mérendő szerkezetet a hasított vonalhoz nem közvetlenül, hanem valamilyen átmenet (esetenként átmentek) közbeiktatásával csatlakoztatjuk. Ilyenkor ugyanis a gyárilag specifikált $|\Gamma_s| = 0{,}02 \ldots 0{,}05$ helyett $|\Gamma_s| > 0{,}1$ értékek is adódhatnak.

Általánosságban megállapítható az is, hogy azokban az esetekben, amikor a (30) egyenlettel adott közelítések nem érvényesek, a mérési bizonytalanság a gyakorlat számára elfogadhatatlanul nagy.

niMdamellett ismertek olyan módszerek, amelyekkel a feszültségi reflexiótényező amplitúdója is és fázisszöge is viszonylag nagy pontossággal mérhető állóhullámarány-mérővel. A (11), valamint a (12),



2. ábra



3. ábra

(13) és (15) egyenletek alapján ugyanis $|\Gamma_s|=0$ esetén $|\Gamma_m|=|\Gamma|$ és $\varphi_m=\varphi$. A mérési pontosság fokozásának egyik lehetséges módja tehát az, hogy a hasított vonal végződéséhez hangolható reaktáns kétkapus szerkezetet kapcsolunk s ezzel biztosítjuk a saját reflexiók kihangolását. Az utóbbi években ezzel a megoldással számos külföldi cég hirdetésében találkozunk.

A mérési pontosság fokozásának egy másik lehetséges módja negyedhullámú vonalnyújtó alkalmazása. A következőkben ennek részletes ismertetésével foglalkozunk.

3. A mérési pontosság fokozása negyedhullámú vonalnyújtó alkalmazásával

A negyedhullámú vonalnyújtó alkalmazása abban áll, hogy az 1. pontban leírt mérések elvégzése után a (2) jelű referenciasíkban bontjuk a szerkezetet, beiktatjuk a negyedhullámú vonalnyújtót és megismételjük a méréseket (4. ábra). A két különböző összeállításban végzett mérések eredményeinek és az előzőkben levezetett összefüggéseknek a felhasználásával $|\Gamma|$ és φ értéke az előzőkhöz képest lényegesen kisebb bizonytalansággal határozható meg.

A viszonyok matematikai leírásakor a negyedhullámú vonalnyújtó hatása különbözőképpen vehető figyelembe. Követve a mérés sorrendjét mindenekelőtt φ_{22} lehetséges értékére kapunk választ. Az (1) jelű referenciasík felvétele után a (2') jelű referenciasíkba rövidzárt téve, az előző pontban levezetett összefüggésekbe az $l=-\Delta l$, $\Gamma_2=1$ értékeket helyettesíthetjük, s így a

$$\varphi_m=\pi-2\beta\Delta l\cong\frac{4|\Gamma_s|\sin\varphi_{22}}{1-|\Gamma_s|^2\cos^2\varphi_{22}}\cong 4|\Gamma_s|\sin\varphi_{22} \quad (44)$$

összefüggésre jutunk, amiből:

$$\varphi_{22}=\arcsin\frac{\pi-2\beta\Delta l}{4|\Gamma_s|}. \quad (45)$$

A mérendő egykapus szerkezetet a (2') jelű referenciasíkhoz kapcsolva és a minimumhely eltolódást az (1') jelű referenciasíktól mérve, a negyedhullámú vonalnyújtó hatása úgy fogható fel, hogy a (2) jelű referenciasíkot $-\pi/2$ elektromos hosszal eltolva a (2') jelű referenciasíkba transzformálja. Ennek hatására az S_{22} mátrixelem fázisszöge φ_{22}-ről $(\varphi_{22}-\pi)$-re változik. Így az előző pontban levezetett összefüggések változatlanul érvényesek, a 4*b* ábra szerinti mérési összeállításban végzett mérések esetén is, ha φ_{22} helyett $(\varphi_{22}-\pi)$-vel számolunk.

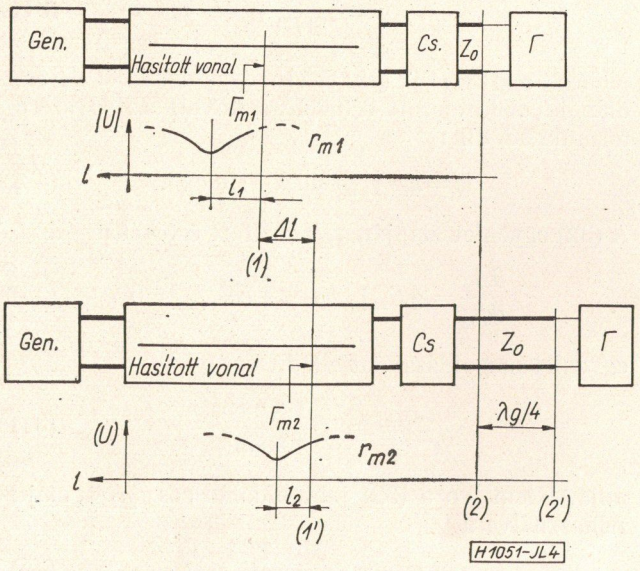
Figyelembe véve még, hogy $\sin(x-\pi)=-\sin x$, $\cos(x-\pi)=-\cos x$, $\operatorname{arctg}(-x)=-\operatorname{arctg} x$ és $\exp[j(x-\pi)]=-\exp(jx)$, $|\Gamma|$ és φ meghatározásához most a következő összefüggések írhatók fel:

$$|\Gamma_{m1}|=\left|\frac{|\Gamma|-|\Gamma_s|e^{-j\alpha}}{1-|\Gamma\Gamma_s|e^{j\alpha}}\right|, \quad (46)$$

$$|\Gamma_{m2}|=\left|\frac{|\Gamma|+|\Gamma_s|e^{-j\alpha}}{1+|\Gamma\Gamma_s|e^{j\alpha}}\right|, \quad (47)$$

$$\varphi_{m1}=2\beta l_1+\pi=\varphi+\Delta\varphi_a, \quad (48)$$

$$\varphi_{m2}=2\beta l_2+\pi=\varphi+\Delta\varphi_b, \quad (49)$$



4. ábra

ahol

$$\Delta\varphi_a = 2\,\mathrm{arctg}\,\frac{|\Gamma_s|\sin\varphi_{22}}{1+|\Gamma_s|\cos\varphi_{22}} + \mathrm{arctg}\,\frac{|\Gamma_s|\sin\alpha}{|\Gamma|-|\Gamma_s|\cos\alpha} + \mathrm{arctg}\,\frac{|\Gamma\Gamma_s|\sin\alpha}{1-|\Gamma\Gamma_s|\cos\alpha}, \quad (50)$$

és

$$\Delta\varphi_b = -2\,\mathrm{arctg}\,\frac{|\Gamma_s|\sin\varphi_{22}}{1-|\Gamma_s|\cos\varphi_{22}} - \mathrm{arctg}\,\frac{|\Gamma_s|\sin\alpha}{|\Gamma|+|\Gamma_s|\cos\alpha} - \mathrm{arctg}\,\frac{|\Gamma\Gamma_s|\sin\alpha}{1+|\Gamma\Gamma_s|\cos\alpha} \quad (51)$$

$|\Gamma|$ meghatározása

A (46) és (47) egyenletekből kiindulva $|\Gamma|$ értéke viszonylag egyszerű módon meghatározható, ha figyelembe vesszük, hogy általában $|\Gamma\Gamma_s| \ll 1$, s így az

$$1 \pm |\Gamma\Gamma_s| e^{j\alpha} \cong 1 \quad (52)$$

közelítéssel élhetünk. Ezért nagyon jó közelítéssel írható, hogy

$$|\Gamma_{m1}| = \big||\Gamma| - |\Gamma_s| e^{-j\alpha}\big| \quad (53)$$

$$|\Gamma_{m2}| = \big||\Gamma| + |\Gamma_s| e^{-j\alpha}\big|. \quad (54)$$

A fenti egyenletekből kiindulva $|\Gamma|$ értéke grafikusan vagy numerikusan meghatározható.

$|\Gamma| \leqq 10|\Gamma_s|$ esetén célszerűbb a grafikus megoldás alkalmazása (5. ábra). Az ábra alapján $|\Gamma|$-en kívül $|\alpha|$ is adódik.

$|\Gamma| \geqq 10|\Gamma_s|$ esetén célszerűbb numerikus megoldást alkalmazni. Az (53) és (54) egyenletekből kiindulva ugyanis írható, hogy

$$|\Gamma_{m1}| + |\Gamma_{m2}| = |\Gamma|\left[\sqrt{1-x_-} + \sqrt{1+x_+}\right], \quad (55)$$

ahol

$$x_\pm = 2\frac{|\Gamma_s|}{|\Gamma|}\cos\alpha \pm \frac{|\Gamma_s|^2}{|\Gamma|^2}.$$

Mivel $|\Gamma| \cong 10\,|\Gamma_s|$ esetén $|x_\pm| \ll 1$, alkalmazható az

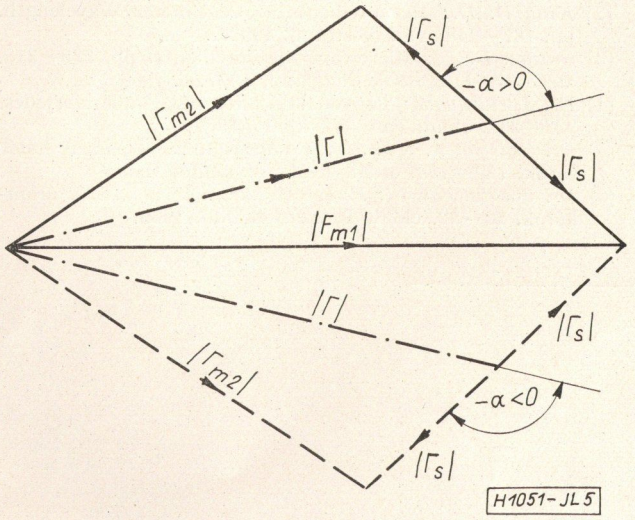
$$\sqrt{1 \pm x} \cong 1 \pm \frac{x}{2}$$

közelítés. Ezzel

$$|\Gamma_{m1}| + |\Gamma_{m2}| \cong 2|\Gamma|\left[1 + \frac{|\Gamma_s|^2}{|\Gamma|^2}\right] \cong 2|\Gamma| \quad (56)$$

összefüggésre jutunk, amiből:

$$|\Gamma| \cong \frac{|\Gamma_{m1}| + |\Gamma_{m2}|}{2}. \quad (57)$$



5. ábra

φ meghatározása

A φ fázisszög meghatározásához vezessük be a

$$\varphi_{mk} = \frac{\varphi_{m1} + \varphi_{m2}}{2} \quad (58)$$

és a

$$\Delta\varphi_k = \frac{\Delta\varphi_a + \Delta\varphi_b}{2} \quad (59)$$

mennyiségeket. Ezek segítségével a (48) és (49) egyenletek alapján írható, hogy

$$\varphi_{mk} = \varphi + \Delta\varphi_k. \quad (60)$$

Így az adott esetben a hibaszöget $\Delta\varphi_k$ írja le, és φ lehetséges értékeinek meghatározásához φ_{mk} korlátainak ismerete szükséges.

Először azokat az eseteket vizsgáljuk, amikor $|\Gamma\Gamma_s| \ll 1$ s így

$$1 \pm |\Gamma\Gamma_s|\cos\alpha \cong 1. \quad (61)$$

A viszonyok egyszerűbb matematikai formában történő felírása céljából vegyük még figyelembe, hogy a gyakorlatban előforduló $|\Gamma_s|$ értékek esetén nagyon jó közelítéssel írható, hogy

$$\frac{|\Gamma_s|\sin\varphi_{22}}{1 \pm |\Gamma_s|\cos\varphi_{22}} \cong |\Gamma_s|\sin\varphi_{22}. \quad (62)$$

A fenti közelítésekkel az (50) és (51) egyenletekből adódik, hogy:

$$\Delta\varphi_k = \frac{1}{2}\left[\mathrm{arctg}\,\frac{|\Gamma_s|\sin\alpha}{|\Gamma|-|\Gamma_s|\cos\alpha} - \mathrm{arctg}\,\frac{|\Gamma_s|\sin\alpha}{|\Gamma|+|\Gamma_s|\cos\alpha}\right]. \quad (63)$$

Bevezetve a

$$q = \frac{|\Gamma|}{|\Gamma_s|} \quad (64)$$

jelölést, $\Delta\varphi_k$-ra a következő egyszerűbb formula vezethető le:

$$\Delta\varphi_k = \frac{1}{2}\,\mathrm{arctg}\,\frac{\sin 2\alpha}{q^2 - \cos 2\alpha}. \quad (65)$$

Képezve a $\Delta\varphi_k(2\alpha)$ hibafüggvény első deriváltját megállapítható, hogy a

$$\cos(2\alpha_M) = -1/q^2 \quad (66)$$

egyenlet megoldásaként adódó $2\alpha_M$ helyen $\Delta\varphi_k$-nak szélső értéke van:

$$\Delta\varphi_k(2\alpha_M) = \Delta\varphi_{k\,\max} = \mp\frac{1}{2}\,\mathrm{arctg}\,\frac{1}{\sqrt{q^4-1}}. \quad (67)$$

Mivel általában írható, hogy

$$\varphi_+ \leqq \varphi_{mk} + \Delta\varphi_{k\,max} \quad \text{és} \quad \varphi_- \geqq \varphi_{mk} - \Delta\varphi_{k\,max}, \tag{68}$$

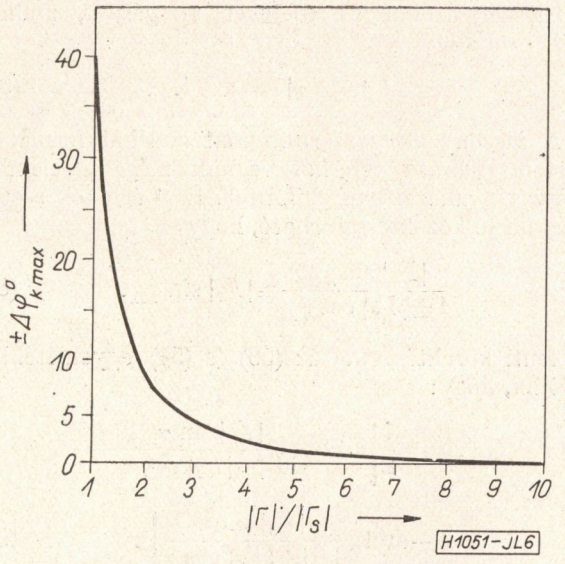
ezért azokban az esetekben, amikor $\Delta\varphi_{k\,max}$ kisebb a megengedett δ_{max} mérési bizonytalanságnál, akkor az (58) egyenlettel meghatározott φ_{mk} azonosan egyenlő a mérendő φ fázisszöggel. A 6. ábra alapján megállapítható, hogy ez a feltétel az esetek többségében, főképpen nagy amplitúdójú reflexiótényezők mérése esetén teljesül. Ezért szükségtelen külön vizsgálni azt az esetet, amikor a (61) egyenlettel felírt közelítés már nem érvényes.

$\delta_{max} < \Delta\varphi_{k\,max}$ esetén φ korlátainak meghatározásához vegyük figyelembe, hogy ez az eset csak $q < 10$ értékekre fordulhat elő. Ezekben az esetekben viszont $|\Gamma|$ szerkesztéssel történő meghatározásakor $|\alpha|$ is meghatározható (5. ábra). Így $\Delta\varphi_k$ konkrét értéke a (65) egyenletből meghatározható, és ezzel φ korlátai:

$$\varphi_+ = \varphi_{mk} + |\Delta\varphi_k| \tag{69}$$

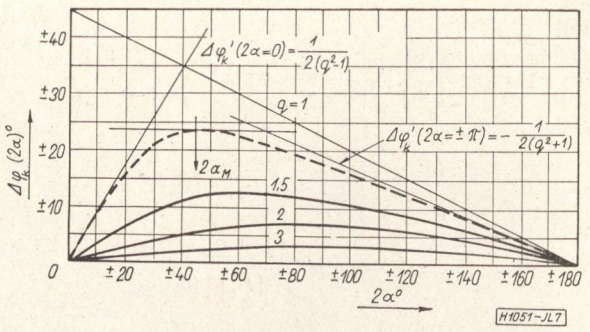
$$\varphi_- = \varphi_{mk} - |\Delta\varphi_k|. \tag{70}$$

A mérési eredmények gyorsabb kiértékeléséhez célszerű a $\Delta\varphi_k(2\alpha)$ hibafüggvényt különböző q paraméterekkel ábrázolni (7. ábra).



6. ábra

A fenti összefüggések alapján megállapítható, hogy negyedhullámú vonalnyújtó alkalmazásával $|\Gamma|$ a szerkesztés pontosságát meghaladó pontossággal, φ értéke pedig a 2.2 pontban ismertetett eljárásénál lényegesen kisebb bizonytalansággal határozható meg. Pl. az előző pontban $|\Gamma_s| = 0{,}025$ és $|\Gamma| = 0{,}4$



7. ábra

esetén adódó $2\delta = 14°$ helyett φ mérési bizonytalanságára $2\delta \leqq 0{,}22°$ adódik. Az is látható viszont, hogy $q < 3$ esetén φ mérési bizonytalansága viszonylag még így is nagy lehet. Ezért ha $q < 3$, akkor a mérési pontosság fokozásához a saját reflexió kihangolása is szükséges lehet.

Befejezésül megjegyezzük még, hogy a (45) egyenlet megoldásaként φ_{22} a következő formában írható fel:

$$\varphi_{22} = K\left(\frac{\pi}{2} \pm \Theta\right), \tag{71}$$

ahol

$$K = \begin{cases} +1, & \text{ha} \quad \Delta l < \lambda_{g/4} \\ -1, & \text{ha} \quad \Delta l > \lambda_{g/4}. \end{cases}$$

Ezzel a (65) egyenletből $\Delta\varphi_k$-ra a következő kifejezés vezethető le:

$$\Delta\varphi_k = -\frac{1}{2}\operatorname{arctg}\frac{\sin 2(\varphi \pm \Theta)}{q^2 + \cos 2(\varphi \pm \Theta)}. \tag{72}$$

Ábrázolva tehát a

$$\varphi_{mk}(\varphi) = \varphi - \frac{1}{2}\operatorname{arctg}\frac{\sin 2(\varphi \pm \Theta)}{q^2 + \cos 2(\varphi \pm \Theta)} \tag{73}$$

egyenlettel adott korlátokat, φ korlátai visszametszéssel is meghatározhatók.

IRODALOM

[1] *Dr. Almássy György:* Mikrohullámú mérések és műszerek. 172—177. oldal, Műszaki Könyvkiadó, 1961.

[2] *King D. D.:* Measurements at Centimeter Wavelength. pp. 187—248. Van Nostrand, 1952.

[3] *Ginzton E. L.:* Microwave Measurements. pp. 235—312. McGrow—Hill Book Company, 1957.

[4] *Dr. Istvánffy E.:* Tápvonalak, antennák, hullámterjedés. 222—232. oldal. Tankönyvkiadó, 1967.

[5] *Dr. Csurgay Á.— Markó Sz.:* Mikrohullámú passzív hálózatok, 150—153. oldal. Tankönyvkiadó, 1965.

[6] *Dr. Jachimovits L.:* Elosztott paraméterű passzív áramkörök. 30—32. oldal. Tankönyvkiadó, 1969.

ENDRŐDY TAMÁS
MTA Automatizálási Kutató Intézet

GOSZTONY GÉZA
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

Számítógépi módszer telefon-kapcsolóhálózat valószínűségi — gráfos vizsgálatához

ETO 519.14:654.15.027:681.3

Sokfokozatos telefon-kapcsolóhálózatok torlódásszámításához az elmúlt két évtizedben számos módszert dolgoztak ki. Ezek egyike Lee nevéhez fűződik [1] és érdeme az, hogy gyakran indokolt egyszerűsítő feltevések alapján könnyen számítható képletekre vezet. Azonban ez az eljárás is gyakran csődöt mond, mert tömör számítási képleteket csak bizonyos szerkezetű kapcsolóhálózatok esetében lehet felírni. Az ilyen irányú nehézségek megkerülése érdekében, a módszer matematikai modelljét felhasználva, utánzásos vizsgálatokra tértek át és így az alapgondolatot változatlanul alkalmazni lehetett [2].

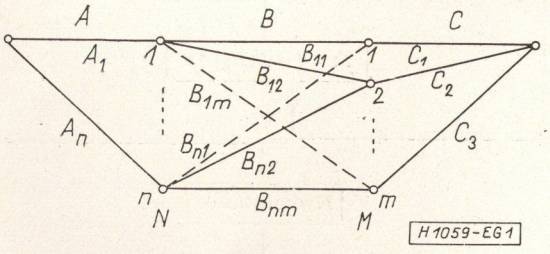
Az utánzásos vizsgálatoknak az a hátrányuk, hogy viszonylag pontos eredményt csak sok kísérlet után adnak. A pontos eredményekre azonban szükség lehet pl. közelítő számítások, sőt esetleg magának az utánzási módszernek az ellenőrzéséhez is.

Az alábbi eljárást a TELMOD elektronikus modellező berendezés [3] ellenőrzésével kapcsolatban dolgoztuk ki. Lehetővé teszi, hogy a Lee-féle matematikai modell alapján számszerűen pontos torlódási valószínűséget állapítsunk meg egyébként csak utánzással vizsgálható kapcsolóhálózatokhoz.

Az említett matematikai modell szerint a kapcsolóhálózat egyes elemeinek (vonalak, csatolóutak stb.) foglaltsági állapota egymástól független. Ez lehetővé teszi, hogy a kapcsolóhálózat részeit a teljes kapcsolóhálózatból kiszakítva vizsgálhassuk és így a torlódás meghatározása visszavezethető két végpont közti kapcsolóhálózat vizsgálatára. Az ilyen kapcsolóhálózat-részletet a torlódásszámításhoz valószínűségi gráffal írhatjuk le (1. ábra).

A vonalaknak, csatolóutaknak a gráf élei, a kapcsoló mátrixoknak, illetve azok részleteinek a gráf csomópontjai felelnek meg.

A módszert háromszakaszú, tetszőleges kiépítésű, szakaszonként egyforma foglaltsági valószínűséggel rendelkező elemekből álló csatolóutas kapcsolóhálózatra alkalmazva mutatjuk be. Az eljárás általánosításának módja a példából látható.



1. ábra. Háromszakaszú kapcsolóhálózat

Beérkezett: 1970. XI. 4.

1. Az eljárás algoritmusa

Az 1. ábra háromszakaszú kapcsolóhálózatot szemléltet. Jelölések az alábbiak:

A, B és C	— szakaszok neve
A_i, B_{ij}, C_j	— az A, B és C szakasz élei
a_i, b_{ij} és c_j	— a szakaszok egyes éleinek foglaltsági valószínűségei $i=1, 2, \ldots, n$ $j=1, 2, \ldots, m$
n, m	— az egyes fokozatokban levő csomópontok száma,
N, M	— a fokozatok neve

$$B_{ij}=\begin{cases}1, & \text{ha a kérdéses él létezik (folytonos vonal)}\\ 0, & \text{ha a kérdéses él nem létezik (szaggatott vonal)}\end{cases}$$

A B_{ij}-ket tartalmazó $B[1{:}n,\ 1{:}m]$ mátrixszal a B szakasz aktuális topológiája leírható.

Legyen az egyes szakaszok éleinek foglaltsági valószínűsége egyforma, rendre a, b, c. Az előbbiek alapján felírhatjuk a következő összefüggéseket:

$$a_i=a$$
$$b_{ij}=bB_{ij}$$
$$c_j=c$$

A továbbiakban meghatározzuk a torlódás valószínűségét, vagyis annak valószínűségét, hogy az 1. ábrán látható gráf két végpontja között nincs szabad élekből álló összefüggő útvonal. Aszerint, hogy az A szakasz mely élei foglaltak, páronként diszjunkt eseményekből álló teljes eseményrendszert képezhetünk:

$$E=E_0+E_1+\ldots+E_n+E_{12}+E_{13}+\ldots+E_{(n-1)n}+$$
$$+\ldots+E_{12\ldots n}$$

ahol az „n"-szeres indexek éppen az A szakasz n db élének az aktuális foglaltsági állapotára utalnak. Az összesen 2^n eseményhez rendeljük indexként a pozitív természetes számokat 0-tól (2^n-1)-ig, akkor az előbbi összefüggés így alakul:

$$E=\sum_{k=0}^{2^n-1}E_k$$

A k indexből rekonstruálni lehet az élek foglaltsági állapotát a megfelelő E_k eseményben, ha k-t 2-es számrendszerben írjuk fel:

$$k=2^0F_k(1)+2^1F_k(2)+\ldots+2^{n-1}F_k(n)$$

Az F_k $[1{:}n]$ vektor elemei az A fokozat éleinek foglaltsági állapotát adják meg a k-dik eseményben

$$F_k(i)=\begin{cases}1, & \text{ha a kérdéses él szabad}\\ 0, & \text{ha a kérdéses él foglalt}\end{cases}$$

A gráfra jellemző torlódási valószínűség meghatározásához abból indulhatunk ki, hogy az A szakaszon való átjutást feltételezve, a torlódás csak a többi, jelen esetben a B és C szakaszon való torlódásvalószínűségétől függ. Jelöljük ezeket a torlódási valószínűségeket $P(T|E_k)$-val.

A teljes torlódási valószínűséget ennek alapján a

$$P(T)=\sum_{k=0}^{2^n-1}P(T|E_k)P(E_k) \qquad (1)$$

összefüggésből határozhatjuk meg. A $P(T|E_k)$ valószínűségek közül szükségszerűen eggyel lesz egyenlő az, amelyikhez tartozó E_k esemény éppen az összes A szakaszbeli élek foglalt állapotát jelöli.

Az E_k események $P(E_k)$ előfordulási valószínűségeit a k-dik eseményhez tartozó szabad és foglalt élek száma alapján adhatjuk meg. A szabad élek száma az n élből álló nyalábban:

$$s=\sum_{i=1}^{n}F_k(i) \qquad (2)$$

Ha meghatározott s darab él szabad és a többi $n-s$ darab él foglalt, akkor

$$P(E_k)=a^{n-s}(1-a)^s \qquad (3)$$

Célszerűségi okból bevezetjük az

$$A(s)=a^{n-s}(1-a)^s$$

jelölést, továbbá az $A(s)$ elemű $A[0{:}n]$ vektort. A $P(T|E_k)$ feltételes valószínűségek meghatározásához az 1. ábra gráfját átalakítjuk a 2. ábrán látható alakúra. A szabad A_i éleket egyetlen csomópontba lehet összevonni. Ezáltal s darab N fokozatbeli csomópontot vonunk össze, $(n-s)$ darab csomópont nem szerepel a továbbiakban. A közös N fokozatbeli csomópontból az M fokozat egyes csomópontjaiba különböző számú él fut be, annak megfelelően, hogy a B szakasz milyen kiépítettségű. Jelölje az egyes 1, 2, ..., $m-1$, m csomópontokba befutó élek számát rendre a $D_i(1)$, ..., $D_i(m)$ többszörösségi tényező. Az adott k eseményhez tartozó D_k $[1{:}m]$ vektor az $F_k[1{:}n]$ vektor és a B szakasz éleinek $B[1{:}n, 1{:}m]$ mátrixának szorzata szolgáltatja:

$$[F_k(1), F_k(2), \ldots, F_k(n)]\begin{bmatrix}B_{11} & B_{12} & \ldots & B_{1m}\\ \vdots & & & \\ B_{n1} & B_{n2} & \ldots & B_{nm}\end{bmatrix}=$$

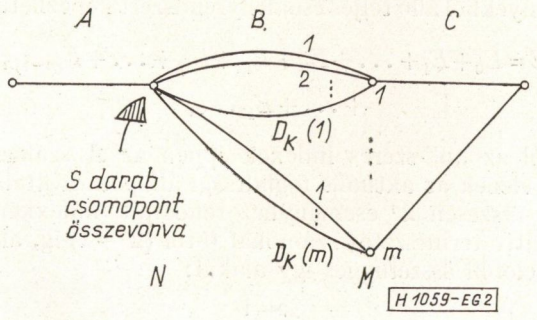
$$=[D_k(1), D_k(2), \ldots, D_k(m)].$$

azaz

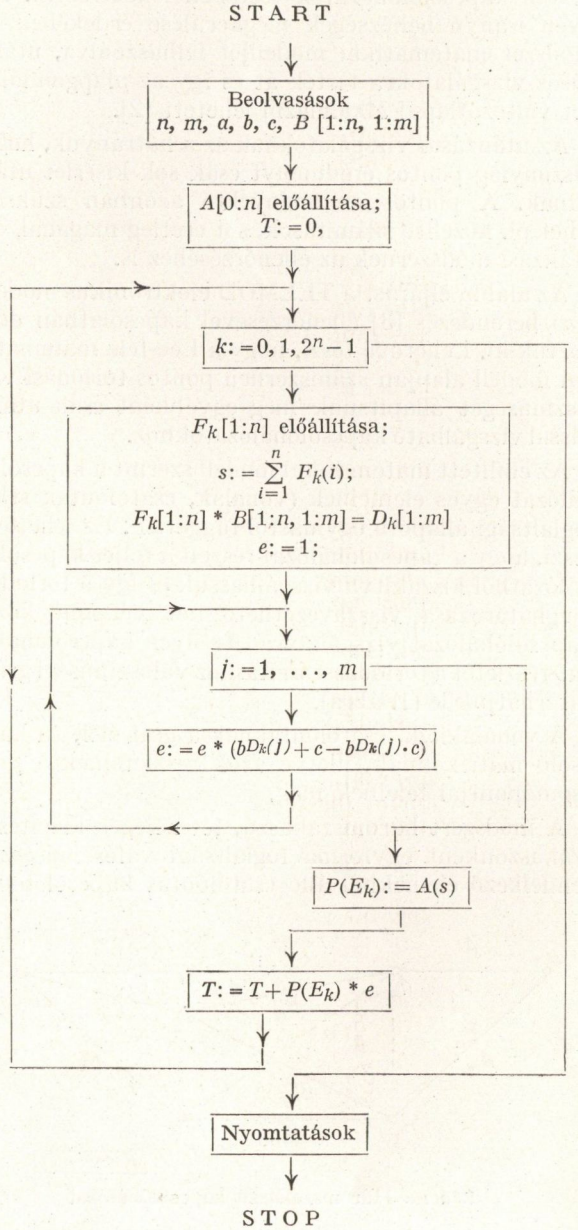
$$F_k[1{:}n] * B[1{:}n,\ 1{:}m]=D_k[1{:}m] \qquad (4)$$

A $D_k(j)$ többszörösségi tényezők ismeretében a $P(T|E_k)$ valószínűségek egyszerűen felírhatók:

$$P(T|E_k)=\prod_{j=1}^{m}(b^{D_k(j)}+c-b^{D_k(j)}\cdot c) \qquad (5)$$



2. ábra. Összevont elrendezés. Δk-dik eseményhez tartozó összevont elrendezés előfordulási valószínűsége: $P(E_k)$



3. ábra

Végeredményben tehát a (2), (3), (4) és (5) összefüggések felhasználásával (1) végleges alakja:

$$P(T)=\sum_{k=0}^{2^n-1}\prod_{j=1}^{m}(b^{D_k(j)}+c-b^{D_k(j)}\cdot c)\cdot a^{n-s}(1-a)^s \quad (1a)$$

2. Az eljárás folyamatábrája

A számítógépi folyamatábra a 3. ábrán látható. Az $F_k(i)$ elemek és az $A[0:n]$ vektor számítását nem részleteztük. Látható, hogy a j ciklus végén eredményül kapott $e=P(T|E_k)$, továbbá, hogy a k ciklus végének eredménye, ami a nyomtatásban is megjelenik $T=P(T)$. Az eljárást Algol nyelven, GIER III gépi reprezentációban készítettük el és alkalmaztuk.

Végül megemlítjük, hogy a módszer általánosítható arra az esetre is, amikor az élek foglaltságának valószínűsége egy szakaszon belül is különböző; ez természetesen bonyolítja az ismertetett egyszerű képleteket és a folyamatábra is módosul. A gyakorlati tapasztalatok szerint három- és négyszakaszos gráfok esetében az eljárás gyorsabban vezet eredményre, mint az utánzás.

IRODALOM

[1] *Lee, C. Y.:* Analysis of switching networks BSTJ 34. 1955. 6. pp 1287—1315.

[2] *Grantges, R. F.—Sinowitz, N. R.:* NEASIM: a general purpose computer simulation program for load-loss analysis of multistage central office switching networks BSTJ 43. 1964. 3. pp 965—1005.

[3] *Gosztony, G.—Endrődy, T.:* TELMOD — a simulating equipment for the loss-analysis of switching networks. Budavox Telecom. Rev. 1968. 3—4, pp 1—21.

IEC KIADVÁNYOK

A híradástechnikai és elektronikai ipari gyártmányoknál a nemzetközi szabványosítás egyre nagyobb jelentőségűvé válik. A Szerkesztőbizottság ezért szükségesnek tartja, hogy olvasóinkat a legfontosabb nemzetközi szabványok megjelenéséről tájékoztassuk.

Megindítjuk ezért állandó rovatunkat, a szabványosításról szóló beszámolónkat. Elsősorban az IEC-ben megjelenő legfontosabb ajánlásokról, ajánlástervezetekről, valamint a hazai szabványosítás legfontosabb eseményeiről kívánunk tájékoztatást nyújtani.

Az IEC-anyagok végleges formája a Publikáció. A Publikáció kiadását kb. 1 évvel meglőzi a Central Office (Központi Iroda) által kiadott anyag, amelyen már csak jelentéktelen változtatásokat szoktak végrehajtani.

Közleményünkben mind a publikáció, mind pedig a legfontosabb Central Office-anyagok címét fogjuk közölni. Valamennyi megtekinthető a KGM Híradástechnikai és Elektronikai Szabványosítási Központnál.

12A(Central Office)64. Süketszobák és hőre lágyuló anyagból készült burkolatok három méter távolságban való méréshez.

29B(Central Office)23. 268—4 Publikáció 4. rész: Elektroakusztikai rendszerek mikrofonjai.

29B(Central Office)24. 268—5 Publikáció 5. rész: Elektroakusztikai rendszerek hangszórói.

29B(Central Office)25. Mikrofonok érzékenységi jelleggörbéje.

34A(Central Office)61. A 155 Publikáció reviziója: Izzógyújtók fénycsövekhez.

34C(Central Office)32. Javaslat a 82. Publikáció 3. kiadására. Fénycső előtétek.

39(Central Office)244. Non-linearitás hatása az elektroncsövekben.

40A(Central Office)12. Változtatható kondenzátorok elektronikus berendezésekhez.

47(Central Office)324. Egyenirányító diódák. Módszer a nemismétlődő áteresztőirányú túláram áramlökés értékének az ellenőrzésére.

47(Central Office)325. Thirisztorok. Módszer a nemismétlődő áteresztőirányú túláram áramlökés értékének az ellenőrzésére.

48B(Central Office)55. 48B(CO)42 Módosítás: Csatlakozók polarizációs vizsgálata: Kiegészítés a 130—1 (1962) Publikációhoz: Csatlakozók 3 MHz alatti frekvencián.

50(Central Office)150. IEC 68—2—10A Publikáció J vizsgálat: Penészállóság. Kiegészítés.

50(Central Office)151. Y vizsgálat: Villamossági és mechanikai tartóssági vizsgálat.

50(Central Office)152. 68—2—21 Publikáció kiegészítése: U vizsgálat revíziója: Kivezetők szolárdsága.

50A(Central Office)132. 68—2—6 Publikáció kiegészítése. 2 rész: Fc Rázás-vizsgálat

56(Central Office)30. Irányelvek a tétel- és ismétlődő vizsgálatoknak az alkatrészek specifikációjába való beiktatására.

IEC 151—22 Publikáció. (1970). Elektroncsövek elektronikus tulajdonságainak mérései. .— 22. rész. Hideg katódos számkijelző indikátorcsövek mérési módszerei.

40A(Central Office)14. Szilárd dielektrikumú hangolókondenzátor. 2. típus.

46C(Central Office)50. PVC szigetelésű és PVC köpenyű kisfrekvenciás kábelek és huzalok. 2. rész: Páros, hármas, négyes és ötös kábelek belső használatra.

48C(Central Office)19. Hőkapcsolók híradástechnikai és hasonló jellegű elektronikus készülékek számára. Általános követelmények és mérési módszerek.

48C(Central Office)20. Forgótárcsás kapcsolók nyomtatott huzalozású tárcsákkal.

51(Central Office)99. Szélessávú és impulzus transzformátorokban alkalmazott ferrit toroidmagok méretei.

52(Central Office)61 és *52(Central Office)67.* Nyomtatott huzalozású lemezek. Általános követelmények és mérési módszerek. IEC 326 Publikáció kiegészítése.

52(Central Office)68. Nyomtatott huzalozású lemezek. Általános követelmények és mérési módszerek. A 326 Publikáció kiegészítése.

52(Central Office)69. Fémbevonatú alapanyagok nyomtatott áramkörök számára. 1. rész: Vizsgálati módszerek. A 249—1 Publikáció kiegészítése.

12C(Central Office)74. Rádió adóberendezések mérési módszerei: Kívánt és nem kívánt modulációk. Nem kívánt modulációk beleértve a nyávogás és zaj modulációt.

12C(Central Office)75 12C(Central Office)76. Rádiótelefónia és rádióadás amplitúdófrekvencia jellemzők és non lineáris torzítások. Általános mérési körülmények.

50B(Central Office)154. Összetett klímavizsgálatok.

50B(Central Office)158. „A" Hidegvizsgálat, az IEC 68—2—1 Publikáció 3. kiadásának revíziója.

51(Central Office)100. Nyomtatott huzalozás rácsméretéhez alkalmas ferritmagok (RM-magok).

52(Central Office)71. Kiegészítés az IEC 249—2 Publikációhoz: Fémmel borított alapanyagok nyomtatott áramkörök számára.

Vékony epoxidgyantás üvegszövetbetétes lemezek rézbevonattal, nemgyúlékony vagy önkioltó, a többrétegű nyomtatott huzalozás gyártásához.

52(Central Office)72. Kiegészítés az IEC 249—2 Publikációhoz: Fémmelborított alapanyagok nyomtatott áramkörök számára.
Vékony epoxidgyantás üveg-szövetbetétes lemezek rézbevonattal, általános használatra többrétegű nyomtatott huzalozás gyártásához.

52(Central Office)73. Betét és kötőlemez anyagok, többrétegű nyomtatott huzalozás gyártásához.

52(Central Office)74. Kiegészítés az IEC 249—1 Publikációhoz: Fémmel borított alapanyagok nyomtatott áramkörök számára. — Vizsgálati módszerek. Fluidizált homokfürdő hősokk vizsgálathoz.

60A(Central Office)11. Az IEC 94 Publikáció kiegészítése. Mágneses hangszalaggal működő hangrögzítő és lejátszó rendszerek. — Méretek és jellemzők. — Szalagkazetták házi és általános használatra. Ikermagos, négycsikos, monó- és stereoüzemmódra egyaránt alkalmazható.

3A(Central Office)5. Polarizált jelfogókhoz rajzjelek

3A(Central Office)6. Ferritmagok és mágneses tárolók rajzjelei

3A(Central Office)8. Mérőjelfogók és azzal kapcsolatos eszközök rajzjelei

40(Central Office)259. Fémezett polyetylénтereftalát dielektrikumú egyenáramú kondenzátorok. Vizsgálati módszerek kiválasztása és általános követelmények

40(Central Office)266. Kiegészítés az IEC 108 Publikációjához: Kerámiakondenzátorok. I. típus

40(Central Office)269. Javaslat az ellenállások és kondenzátorok részére. Irányelvek részletes specifikáció készítésére

47(Central 325. Tyristorok. Nem ismétlődő túlterhelés mérési módszer

48A(Central Office)26. 14 csapos miniatűr diheptar foglalat

50A(Central Office)133. Stochasztikus széles sávú rázásvizsgálat

51(Central Office)102. Ferromágneses oxid vagy fémporból készült indukciós tekercs és transzformátormagok híradástechnikai célokra. Harmadik harmonikus torzítás. Mérési módszer

51(Central Office)103. Kiegészítés az IEC 223 Publikációhoz: Ferromágneses oxidból készült rúd- és lapos antennák méretei

51(Central Office)104. Kiegészítés az IEC 221 Publikációhoz: Ferromágneses oxidból készült menetes magok méretei. Légrésméretek

51(Central Office)105. Információk transzformátorokat és indukciós magokat gyártók katalógusaiban előforduló anyagok specifikációjára

Számítástechnikai Oktató Központ Felhívása

A Számítástechnikai Oktató Központ (SZÁMOK) a számítástechnika teljes területét átfogó oktatási program keretében képez ki szakembereket. A tanfolyamokat elvégző hallgatók mint programozók, rendszerszervezők, gépkezelők helyezkednek el a számítóközpontokban.

E fő tevékenység mellett azonban a SZÁMOK fontos feladatainak tekinti a szakemberek további állandó tájékoztatását a legújabb ismeretekről, eljárásokról, gépekről. E célból hazai és külföldi előadók, gyártócégek bevonásával előadássorozatokat, szimpóziumokat, kiállításokat rendeznek. S minthogy a számítástechnika fejlődése, új eredményei egyre nagyobb érdeklődésre tartanak számot, szívesen meghívják azokat az iparral, technikával, műszaki tudományokkal foglalkozókat, akik érdeklődnek e téma iránt, s készségesen felajánlják szakembereiknek segítségét cikkeik megírásához.

Pályázati felhívás

Az „ELEKTRONIKA" átviteltechnikai szövetkezet pályázatot hirdet a CCITT 1968. évi ajánlásainak eleget tevő pszofometer pályatervének kidolgozására.

Műszaki követelmények

Frekvenciatartomány	*15 Hz—20 kHz*
Végkitérési feszültségtartomány	*30 μV...30 V (13 fokozatban)*
Legkisebb leolvasható feszültség	*kb. 5 μV*
Hőmérsékletfüggés a —10...+50 °C tartományban	*≤ ±0,05%/°C*

Átviteli karakterisztikája „Telephone", illetve „Progr. transm." állásban teljesítse a CCITT 1968. ajánlásait.

Effektív értékmérés hibája	*≤ ±0,5 dB*
Quasi csúcsértékmérés hibája	*DIN 45405 szerint*
Táplálás	*hálózatról és telepről*
Üzemi hőmérséklet-tartomány	*—10...+50 °C*

A pályázatok elbírálásának alapjául szolgálnak

- *a rendszerterv, szintdiagram és a garantált specifikáció,*
- *a kritikus áramkörök tervezési paraméterei,*
- *a kritikus áramkörök kapcsolási rajzai és*
- *a műszer műszaki, konstrukciós és működési leírása.*

A pályázat jeligés.

A pályázatokat az „ELEKTRONIKA" átviteltechnikai szövetkezet címére (Budapest VII., Klauzál u. 30.) kell eljuttatni.

A beküldés határideje: 1971. VII. 15. déli 12 óra.

A pályadíj összege: 40 000,— Ft.

A részletes pályázati feltételek a szövetkezet Fejlesztési Osztályán, Budapest VII., Nyár utca 26, Bondi Róbert osztályvezetőnél átvehetők.

Puskás Tivadar emlékérem

A március hó 25-én tartott ünnepélyes elnökségi ülésen *dr. Barta István* akadémikus, egyesületünk elnöke, kiosztotta az 1971. évi Puskás Tivadar Emlékérmet és az azzal járó díjakat. A díjkiosztás előtt *Susánszky László* főtitkár ismertette Puskás Tivadar életét és érdemeit méltatta. A kitüntetettek:

DR. BOGNÁR GÉZA

akadémikus, a Távközlési Kutatóintézet tudományos igazgatója, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnökségének tagja. Munkássága kiemelkedő a magyar híradástechnikai tudomány és ipar szempontjából. A hazai mikrohullámú kutatás és fejlesztés úttörője és jelenleg is irányítója. A Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium rendezőbizottságának elnöke, az immár negyedízben megrendezett kollokvium a magyar híradástechnikának nemzetközi elismerést szerzett.

DR. CSURGAY ÁRPÁD

a Távközlési Kutató Intézet tudományos osztályvezetője, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület elnökségének tagja, a Mikrohullámú Összeköttetések Kollokviumok rendezőbizottságának tagja. A hálózatelmélet területén — elsősorban az elosztott paraméterű hálózatok témakörében — nemzetközileg is elismert eredményeket ért el. Aktív szerepet vállalt az elektronikai tervezést elősegítő számítógép programok kidolgozásában. Egyesületi tevékenysége sokoldalú. Kiterjedt nemzetközi tudományos kapcsolatának felhasználásával segíti az Egyesület szervezési munkáját.

DR. KORMÁNY TERÉZ

kandidátus, a Távközlési Kutató Intézet tudományos főmunkatársa, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület titkára, Elnökségének és Végrehajtó Bizottságának tagja. Az elektrolitkondenzátorok és félvezető anyagok területén végzett tudományos munkássága mellett részt vállalt az Egyesület társadalmi feladataiból: több hazai és nemzetközi tudományos konferencia, szimpózium szervezésében eredményesen működött közre.

SELLŐ DÉNES

a Beloiannisz Híradástechnikai Gyár vezérigazgatója, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnökségének és Végrehajtó Bizottságának tagja. A távközlési Kutató Intézetben, a Műszeriparban, majd a Beloiannisz Híradástechnikai Gyárban végzett irányító és szervező munkája mellett hosszabb idő óta aktív tagja Egyesületünknek, amelyet javaslataival, koncepcióinak kidolgozásában támogat.

VÁRALLYAI IVÁN

az Egyesült Izzó gyöngyösi félvezetőgyárának főmérnöke, a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnökségének és Végrehajtó Bizottságának tagja. A gyöngyösi helyi csoport aktív szervezője, megalakulása óta titkára. Több sikeres belföldi tanulmányút, hazai és nemzetközi ankét, szimpózium szervezésében eredményesen működött közre.

Kitüntetések

A Híradástechnikai Tudományos Egyesületben kifejtett értékes társadalmi munkájukért az ünnepélyes elnökségi ülésen az alábbiakat tüntették ki:

Dr. Dékány Lászlóné, a Környezetállósági Szakosztály titkára;

Fehérváry János, a HTE Ajkai Csoportjának titkára;

Dr. Flesch István, a Híradástechnika szerkesztőségének munkatársa;

Makó Zoltán, a Rádió és TV Szakosztály elnöke;

Nemes László, több szakosztály aktív tagja;

Dr. Pusztabíró Gyula, az Ipargazdasági Szakosztály titkára;

Dr. Ruppenthal Péter, a Híradástechnika szerkesztőségének munkatársa;

Dr. Szalay Béláné, az Alkatrész Szakosztály titkára.

Szerkesztőségünk nevében őszinte nagyrabecsüléssel köszöntjük egyesületünk kitüntetettjeit és további sikereket kívánunk munkásságukhoz.

Virág—Pollák-díjasaink

A Virág—Pollák-díj alapításának célja, hogy az Egyesület tudományos folyóiratának, a Magyar Híradástechnikának műszaki tudományos színvonalát emelje, és elősegítse, hogy a magyar híradástechnikai szakirodalom fejlődése a népgazdasági követelményekkel és a világszínvonallal lépést tartson.

A díj odaítélésének szempontjai:

1. A Virág—Pollák-díjat elnyerheti minden olyan személy, akinek dolgozata a Magyar Híradástechnika c. folyóiratban megjelent.
2. Olyan, önálló eredményeket tartalmazó dolgozatok tüntethetők ki díjjal, amelyek elérik a tudományos színvonalat.
3. A fenti 2. pont alatti feltételeknek eleget tevő dolgozatok közül előnyben részesítendők:
   - amelyek elősegítik az adott időszak aktuális ipari problémáinak megoldását;
   - azok, amelyeknek szerzője szakmai felkészültségéhez képest kimagasló teljesítményt nyújt. Ezzel a szemponttal az egyesület a fiatalabb műszaki generáció szakirodalmi tevékenységét óhajtja serkenteni.
4. Díjjal kitüntethetők olyan, nem önálló kutatásokon alapuló dolgozatok is, amelyek nagymértékben elősegítik a szakmai továbbképzést.

1970. megjelent cikkeikért Virág—Pollák-díjat kaptak:

1. díj. *Sztankovics László:* Integrált áramkörök hordozóiként alkalmazott szigetelőanyagok. Mikroelektronikai áramkörök alumínium-oxid hordozói

2. díj. *Bognár László:* Színes televízió átviteli rendszerek. Az NTSC, PAL és SECAM rendszer

2. díj. *Csiminszky Győző:* Szélessávú frekvenciamodulált mikrohullámú összeköttetések televízió kép- és kísérőhang csatornáinak zajmérleg összeállításánál alkalmazott gyakorlati megfontolások

2. díj. *Fejes László—Beke István—Koblinger László:* Többemitteres integrált áramköri tranzisztorok egyenáramú tulajdonságai

2. díj. *Gordos Géza:* AM rendszerek torzításainak transzformációja szorzódemoduláció esetén

2. díj. *Kovács Zsolt—Kovács Zsoltné:* Optimalizálási eljárások

---

A Diplomaterv-Pályázat eredménye

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1970-ben is megrendezte — a korábbi gyakorlatnak megfelelően — a végzős híradástechnikus mérnök hallgatók Diplomaterv-Pályázatát. A beérkezett diplomaterveket a kiírt feltételeknek megfelelően öttagú Bíráló Bizottság vizsgálta meg.

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület Elnöksége a Bíráló Bizottság javaslata alapján az alábbi díjakat osztotta ki:

Az I. díjat kapta:

Tóth Árpád: „Pszeudovéletlen jelelmélet összefoglalása. Ezek alapján digitális zajgenerátor tervezése" című tervéért.

A II. díjat kapták:

Dobos Mária Magdolna: „Az átvivőrendszer torzítása szempontjából optimális adó és vevő szűrő rendszertechnikai tervezése" című tervéért,

Fazekas Sándor: „Logikai áramkörök tervezése" c. tervéért,

Gruber Gábor: „Dekádikus hangolású RC-oszcillátor integrált áramkörökkel" c. tervéért.

A III. díjat kapták:

Adorján Péter: „Folytonosan csatolt inhomogén tápvonalakkal kialakított iránycsatolók tervezési módszerei" című tervéért,

Megyeri Károly: „Áramkörök toleranciaszámítása" c. tervéért,

Macskássy Péter: „120 km hosszú kis koaxiális távkábel létesítésének tervezése" c. tervéért.

A Diplomaterv-Pályázat díjaihoz a Telefongyár 5000 Ft-tal, a Távközlési Kutató Intézet 3000 Ft-tal járult hozzá.

A díjazottak jogot nyertek a diplomatervük alapján megírandó cikkük közlésére a Híradástechnikában.

Diplomaterv-Pályázat

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület pályázatot hirdet a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar Híradástechnikai Szakán, valamint a Híradás- és Műszeripari Technológia Szakán 1971-ben végző nappali hallgatók részére az alábbi feltételekkel:

1. A PÁLYÁZATON azok a hallgatók vehetnek részt, akik államvizsgájukat legkésőbb 1971. október 31-ig jeles vagy jó eredménnyel leteszik.
2. A PÁLYÁZATON való részvétel feltétele az egyesületi tagság.

A PÁLYÁZAT célja a legjobb diplomatervet kidolgozó és jó tanulmányi eredményt elért fiatal szakemberek megbecsülése és munkájuk külön jutalmazása.

A PÁLYÁZATON való részvételi szándékot a hallgató az államvizsga alkalmával a vizsgáztató bizottságnak jelenti be.

Az illetékes tanszék a diplomaterveket a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek 1971. november 15-ig megküldi.

Az elbírálás határideje: 1971. december 15.

A bírálóbizottság tagjai: elnökét és két tagját a HTE, további két tagját a BME Villamosmérnöki Kara jelöli ki.

A PÁLYADÍJAK:	I. díj	1500,— Ft
	II. díj	1000,— Ft
	III. díj	800,— Ft

A jutalmakat az Egyesület ünnepélyes ülésén nyújtják át a nyerteseknek.

A nyertesek az Egyesületben diplomatervükről előadást tarthatnak, és a témától és a kidolgozástól függően hosszabb vagy rövidebb tanulmányban számolhatnak be munkájukról lapunkban.

Dr. Komarik József
a HTE Oktatási Bizottságának vezetője

Híradástechnikai Technológiai Ankét

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1971. június 2—3—4-én Híradástechnikai Technológiai Ankétot rendez. Az ankéton megvitatásra kerülnek a híradástechnikai gyártás korszerű módszerei, fejlődési irányai és aktuális problémái.

Kérjük a vállalatok vezetőit, illetékes szakkollektíváit, a témakörben érdekelt szerkezeti konstruktőröket, közgazdászokat, termelési szakértőket, hogy az ankéton történő részvételüket irányozzák elő.

Az ankéton három szekcióban az alábbi témakörök kerülnek előadásra és megvitatásra:

1. A híradástechnikai alkatrészek gyártástechnológiai problémái.
2. Korszerű nagyberendezés-gyártás és bemérés.
3. Aktuális technológiai, gazdasági problémák felvetése és elemzése.

„Közös vevőantenna-rendszerek" című előadássorozat első előadása

Január 26-án volt az előadássorozat első előadása, melynek előadója Bárdos Sándor mérnök, a HTV főkonstruktőre volt. Az előadássorozat céljaként jelölte meg ezen igen aktuális témakörnek, a mai tömegkommunikáció egyik legkiemelkedőbb eszközének ismertetését és a HTV-nél a témával kapcsolatban végzett kutatási-fejlesztési eredmények publikálását. Ismertette az egyedi antennák által okozott villamos, épületgépészeti és városesztétikai problémák kiküszöbölésére létrehozott közösségi vevőantenna rendszereket. Ezek jellemzője, hogy egyetlen antennacsoportból erősítőkön és falba süllyesztett elosztóhálózaton keresztül néhányszor tíz előfizető 1...3 TV, HKR- és URH rádióműsorral való ellátását biztosítják.

A közösségi vevőantenna-rendszerek alkalmazása esetén is maradnak megoldatlan kérdések. A jelenlegi adósűrűség mellett is vannak térerő szempontjából ellátatlan területek. Az ellátott területeken belül a tereptárgyak elkerülhetetlen reflexiókat hozhatnak létre stb. A városesztétikai problémák is csak részben oldódtak meg. Jobb megoldást a nagy közösségi vevőantenna-rendszerek (NKR) létrehozása hozott. Ezek jelentőségének alátámasztására ismertette, hogy az USA-ban ilyen rendszerek létrehozása ma már külön iparágat képez és 1975-re várhatóan 3 milliárd dollár piaci értéket termel. Európában is több rendszer üzemel. Hazai viszonylatban folyamatban van az első rendszerek fejlesztése és felépítése. Ezután ismertette a kábelmultiplex és a frekvencia multiplex NKR-rendszert, majd a két rendszer előnyeit és hátrányait tárgyalta.

Az USA-ban, az NSZK-ban és Svájcban alkalmazott rendszerek részletes ismertetése után rátért a hazai alkalmazásra javasolt rendszer elvi felépítésének ismertetésére, részletesen tárgyalva az egyes, műszaki vagy gazdasági szempontból érdekes részletkérdéseket. Szólt az alkalmazott kábelek követelményeiről és sajátosságairól, a szintszabályozás szükségességéről és módjairól, a transzponálás alkalmazási lehetőségeiről és azok feltételeiről, az erősítők rendszeréről és felépítéséről, az alkalmazott különleges antennamegoldásokról és az ellenőrző berendezésekről.

Befejezésül a témával kapcsolatos matematikai módszerekről, approximációs eljárásokról adott tájékoztatást az előadó. Az előadást élénk vita követte.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.5.001.2

Hennyey Z.:

Lineáris kétkapuk egységes leírása

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 4. sz.

A lineáris kétkapuk egységes leírását a szerző az általa bevezetett ún. univerzális paraméterekkel oldja meg. Az univerzális paraméterek mind passzív, mind elfajuló aktív RC kétkapuk egyöntetű tárgyalását teszik lehetővé.

ETO 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Sallai Gy.:

Adatáviteli összeköttetések kiegyenlítése transzverzális szűrővel

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 4. sz.

A cikk a transzverzális szűrővel és annak egy alkalmazási területével, az adatátviteli összeköttetések kiegyenlítésével foglalkozik. Tárgyalja a transzverzális szűrő és az optimális alapsávi adatrendszerek kapcsolatát, a transzverzális szűrő felépítését, jellemző tulajdonságait, tervezési elveit. Foglalkozik a transzverzális szűrőt alkalmazó automatikus kiegyenlítők elméletével, két (preset és adaptív) megvalósításával és azok beállításával, továbbá a transzverzális szűrővel megvalósított változtatható amplitúdó- és futási idő korrektorokkal.

ETO 621.317.341.3:621.317.74

Dr. Jachimovits L.:

Az állóhullámarány-mérő saját reflexióinak hatása a feszültségi reflexiótényező mérésére

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 4. sz.

A cikkben az állóhullámarány-mérő saját reflexióinak hatását írjuk le egykapus passzív szerkezetek Γ feszültségi reflexiótényezőjének mérésére. Meghatározzuk a mért Γ feszültségi reflexiótényező amplitúdójának és fázisszögének korlátait, s ezek ismeretében a mérendő Γ feszültségi reflexiótényező amplitúdójának és fázisszögének lehetséges szélsőértékeit. A számításokat elvégezzük arra az esetre is, amikor a mérési bizonytalanság csökkentése céljából negyedhullámú vonalnyújtót alkalmazunk.

ETO 519.14:654.15.027:681.3

Endrődy T.—Gosztony G.:

Számítógépi módszer telefon-kapcsolóhálózat valószínűségi-gráfos vizsgálatához

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 4. sz.

Az eljárás lehetővé teszi, hogy a torlódásnak a Lee-féle matematikai modell szerinti pontos értékét tetszőleges szerkezetű kapcsolóhálózatban megállapíthassuk. Közelítő számítások és utánzásos vizsgálatok ellenőrzéséhez a módszer nagy segítséget nyújt.

Zusammenfassungen

DK 621.372.5.001.2

Hennyey, Z.:

Einheitliche Beschreibung der linearen Zweitore

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 4.

Der Verfasser löst die einheitliche Beschreibung der linearen Zweitore mit dem von ihm eingeführten universalen Kennwerten. Diese universalen Kennwerte ermöglichen eine einheitliche Diskussion sowohl der passiven und entarteten aktiven RC Zweitore.

DK 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Sallai, Gy.:

Ausgleich von Datenübertragungsverbindungen mit Transversalfiltern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 4.

Der Verfasser beschäftigt sich mit dem Transversalfilter und mit einem dessen Anwendungsgebiete, d. h. mit dem Ausgleich der Datenübertragungsverbindungen. Er erörtert den Zusammenhang des Transversalfilters mit dem optimalen Grundband-Datensystemen, den Aufbau des Transversalfilters, dessen charakterisierenden Eigenschaften und Entwurfsprinzipen. Er beschäftigt sich mit der Theorie des automatischen Ausgleiches, welche Transversalfiltern anwenden, ferner mit zwei Ausführungen (Preset und Adaptive) derselben und deren Einstellung. Zuletzt beschäftigt er sich mit der veränderbaren Amplituden- und Laufzeitkorrektoren, welche mit Transversalfiltern ausgeführt wurden.

Обобщения

ДК 621.372.5.001.2

Неннеи З.:

Единое описание линейных четырехполюсников

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 4.

Автор решит описание линейных четырехполюсников так называемые универсальными параметрами, представленными им. Универсальныи параметры дают возможность едино рассматривать пассивные и вырождающиеся активные RC четырехполюсники.

ДК 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Шаллаи, Г.:

Выравнивание связей передачи данных с помощью трансверсальных фильтров

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 4.

Статья излагает тансверсальный фильтр, его область применения и выравнивание связей передачи данных. Трактуется связ между поперечным фильтром и оптимальными системами основной полосы данных, построение поперечного фильтра, его характерные параметры и принципы проектирования. Рассматриваются теория автоматических корректоров применяющие поперечные фильтры, их два осуществления, дальше корректоры переменной амплитуды и переменного времени задержки осуществленные поперечные фильтром.

ДК 621.317.341.3:621.317.74

Д-р Яхимович Л.:

Влияние собственного отражения измерителя стоящей волны на измерение коэффициента отражения напряжения

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 4.

Описывается влияние собственного отражения измерителя стоящей волны на измерение коэффициента отражения напряжения Γ схем с одной парой полюсов. Определяются пределы амплитуды и угла фазы измеряемого коэффициента отражения напряжения Γ, а потом возможные крайные величины амплитуды и фазы измеряемого коэффициента напряжения Γ. Расчёты сделаны тоже в случае применения четвертьволного добавления линии

ДК 519.14:654.15.027:681.3

Эндрёди, Т.—Гостони, Г.:

Метод ЭВМ для испытания сети телефонной связи с вероятностиыми-графами

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 4.

Метод дает возможность определить точную величину перегрузки с. помощью математического моделя Ли в сети связи любой структуры. Метод даёт большую помощь тоже к проверке приблизительных расчетов и испытаний моделирования.

Summaries

UDC 621.372.5.001.2

Hennyey, Z.:

Uniform Description of Lienar Two-Ports

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 4.

The author achieves the uniform description of the linear two-ports with universal parameters. The universal parameters enable the uniform discussion both of the passive and the degenerated active RC two-ports.

UDC 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Sallai, Gy.:

Equalization of Data Transmission Links by Means of Transversal Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 4.

The paper deals with the transversal filter, with its application in the equalization of data transmitting links. It discusses the relation of the transversal filter with the optimal base-band data systems, the structure of the transversal filter, its characteristic properties and design principles. It deals with the theory of automatic equalizers using transversal filters, with its two realisations (adaptive and present), and with their adjusment. Finally it discusses the variable amplitude and delay time correctors realized with transversal filters.

DK 621.317.341.3:621.317.74

Dr. L. Jachimovits:

Einwirkung der Eigenreflexion des Stehwellenverhältnismessers auf die Messung des Reflexionsfaktors

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 4.

In dem Artikel werden die Einwirkung der Eigenreflexion des Stehwellenverhältnismessers auf die Messung des Spannungsreflexionsfaktors Γ der passiven Eintor-Netzwerke beschrieben. Es werden die Grenzen der Amplitude und Phasenwinkel des gemessenen Spannungsreflexionsfaktors Γ_m und ferner in Kenntnis derselben die möglichen Extremwerte der Amplitude und Phasenwinkel des zu messenden Spannungsreflexionsfaktors Γ bestimmt. Die Berechnungen werden für jenen Fall ausgeführt, wenn zur Verminderung der Messungenauigkeiten eine Viertelwellen-Linienverlängerungseinheit angewendet wird.

DK 519.14:654.15.027:681.3

Endrődy, T.—Gosztony, G.:

Rechenmaschinenmethode zur Untersuchung Fernsprechvermittlungsnetzes mit Wahrscheinlichkeits-Graphs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971). Nr. 4.

Dieses Verfahren ermöglicht die Bestimmung des genauen Wertes der Blacklerung gemäss des Lee'schen mathematischen Modells. Diese Methode ist eine grosse Hilfe zur Kontrolle Annäherungsberechungen und Simultaionsprüfungen.

UDC 621.317.341.3:621.317.74

Dr. L. Jachimovits:

Effect of the Selfe Reflection of the Standing Wave Ratio Meter on the Measurement of the Reflection Factor

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 4.

In the paper the effect of the self-reflection of the standing wave ratio meter on the measurement of the voltage refelction factor Γ of one-port passive networks is described. The limits of the amplitude and phase angle of the measured voltage reflexion factor Γ_m are determined and using these, the possible extreme values of the amplitude and phase angle of the voltage reflexion factor Γ to be measured, are determined. The calculations are made also for that case, when a quater-wave line stretcher is used to reduce the uncertainity of measurement.

UDC 519.14:654.15.027:681.3

Endrődy, T.—Gosztony, G.:

Computer Probability-Graph Method for the Analysis of Telephone Networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 4.

This method enables to determine the exact value of the congestion in an arbitrary switching network in accordance with Lee's mathematical model. This method is a great aid to check approximate calculations and simulation tests.

Résumés

CDU 621.372.5.001.2

Hennyey, Z.:

Description unifiée des réseaux à deux portes linéaires

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N°. 4.

L'auteur s'acquitte de la description des réseaux à deux portes linéaires à l'aide des paramètres universels introduits par lui. Les paramètres universels donnent la possibilité de discuter, par une méthode unifiée, tant des réseaux à deux portes passifs que des réseaux à deux portes dégénérés actifs des éléments RC.

CDU 621.372.55:621.395.38:681.327.8

Sallai, Gy.:

Égalisation des liaisons de transmission des données par filters transversaux

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N°. 4.

L'article traite le filtre transversal et un des domaines de son application: l'égalisation des liaisons de transmission des données. Les rélations entre le filtre transversal et des systèmes des données des bandes de base optimales, la construction et les propriétés caractérostiques, principes de projet du filtre transversal sont exposées. La théorie des égaliseurs automatiques utilisant un filtre transversal, deux réalisations (« preset » et adaptive) et leur mise au point et dans la suite les correcteurs d'amplitudeet du temps retard variables, réalisés par un filtre transversal, sont décrits.

CDU 621.317.341.3:621.317.74

Dr. Jachimovits, L.

L'influence de la réflexion propre de l'appareil de mesure du rapport d'ondes stationnaires sur la mesure du coefficient de réflexion de tension

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N°. 4.

L'influence de la réflexion propre de l'appareil de mesure du rapport d'ondes stationnaires est décrite sur la mesure du coefficient de réflexion de tension Γ des réseaux passifs à une entrée. Les limites de l'amplitude et de l'angle de phase du coefficient de réflexion mesurées Γ_m et en connaisance de celles-ci les valeurs extrêmes possibles de l'amplitude et de l'angle de phase à mesurer du coefficient de réflexion de tension Γ sont déterminées. Les calculs sont faits aussi pour les cas si un extenseur de ligne quart-d'onde est appliqué.

CDU 519.14:654.15.027:681.3

Endrődy, T.—Gosztony, G.:

Une méthode par ordinateur pour l'essai de probabilité à graphes d'un réseau de connexion téléphonique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N°. 4.

La méthode donne la possibilité de déterminer la valeur exacte de la congestion par le modèle mathématique de Lee dans un réseau de connexion de structure arbitraire. Elle donne une aide considérable aussi au contrôle des calculs approximatifs et des essias de simulation.