ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

XVI. ÉVFOLYAM, 4. SZÁM, 97—128 OLDAL
BUDAPEST, 1965. ÁPRILIS HÓ 4

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

1965. április XVI. évfolyam, 4. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

HERENDI MIKLÓS: Az átviteli mátrix és alkalmazása lánckapcsolású hálózatok gépi számítására 97
GOSZTONY GÉZA: Csatolóutas (link) rendszerek torlódásszámításának alapelvei II. rész 105
FORGÓ MIHÁLY: Erősítő fokozatok szórt kapacitásának mérése sweep-generátor segítségével 112
KISS DÉNES: Lineáris hálózatok tervezése katalógusok segítségével 117
Szemle 116, 126
Szabadalmi Szemle 123
Külföldi események 125
Könyvismertetés 126
Tartalmi összefoglalások 127
Обобщения 127
Zusammenfassungen 127
Summaries 127
Résumés 128

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA felelős szerkesztő, SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és VÁRALJAI VILMOS tudományos szerkesztők, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, FLESCH ISTVÁN, RUPPENTHAL PÉTER, VÁSÁRHELYI PÁL szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Október 6. utca 7. IV. 421. Telefon: 183—772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113—027

Főszerkesztő: BALOGH PÁL. Szerkesztő bizottság: ALMÁSSY GYÖRGY, kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KŐMŰVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

Index: 52.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Műszaki Könyvkiadó, Budapest, V., Bajcsy-Zsilinszky út 22. Telefon: 113-450. Felelős kiadó: SOLT SÁNDOR. A lap megjelent 1400 példányban. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest 62.

65.7138 Egyetemi Nyomda, Budapest

ORSZ. SZÉCHÉNYI KÖNYVTÁR

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

HERENDI MIKLÓS
Finommechanikai Vállalat

Az átviteli mátrix és alkalmazása lánckapcsolású hálózatok gépi számítására

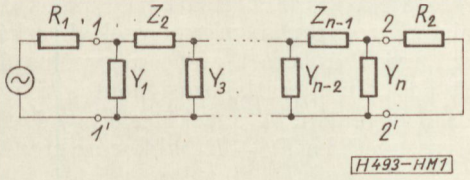
ETO 621.372.001.24 : 681.142

A híradástechnikában nagy jelentősége van a mindkét oldalon ellenállással lezárt lánckapcsolású hálózatok jellemzői számításának. Sok kapcsolási elemet tartalmazó szűrők számítása csak számítógéppel végezhető gazdaságosan, különösen akkor, ha az elemek — esetleg elemről elemre változó — veszteségeit is figyelembe kívánjuk venni.

A számítási módszerek vizsgálata arra az eredményre vezetett, hogy a több szerző által többékevésbé eltérően definiált *átviteli mátrix* (transfer matrix, Betriebskettenmatrix, Übertragungsmatrix) [1, 2, 3, 4, 5, 6] gépi számítás céljára, de egyéb számításokhoz is nagyon alkalmas. Ezért a következőkben bemutatjuk az átviteli mátrixot és alkalmazására példákkal mutatunk rá.

1. A láncparaméterek

Vizsgáljuk az 1. ábrán látható, lezárásokkal ellátott lánckapcsolású hálózatot. Azok a hálózatok amelyek nem sönt ággal kezdődnek vagy végződnek, zérus adminittanciájú sönt ágakkal kiegészítve szintén ilyen alakra hozhatók. Ez a megkötés tehát nem jelenti az általánosság csorbítását, csak a tárgyalás egyszerűsítésére szolgál.



1. ábra

A pozitív irányokat a szokásos módon, a 2. ábra szerint felvéve az 1 — 1' és 2 — 2' kapcsok közötti négypólus az

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & R \\ G & S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \tag{1}$$

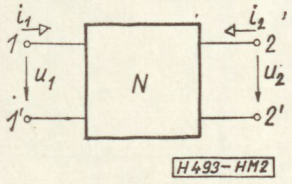
egyenletrendszerrel, illetve az

$$\boldsymbol{L} = \begin{bmatrix} P & R \\ G & S \end{bmatrix} \tag{2}$$

láncmátrixszal jellemezhető, ahol

$$\det \boldsymbol{L} = PS - RG = 1. \tag{3}$$

A láncparaméterek teljesen jellemzik a le nem zárt négypólust, a lezáró ellenállások ismeretében pedig a lezárt négypólus minden jellemzője számítható. Később látni fogjuk, hogy a láncparaméterek géppel is jól számíthatók.



2. ábra

Kedvezőbb volna azonban az ellenállásokkal lezárt négypólus jellemzőit közvetlenül számítani, minthogy a szűrőtechnikában leginkább lezárt hálózatok fordulnak elő. Ennek lehetőségét a továbbiakban mutatjuk meg.

2. Az átviteli mátrix

A véges R_1 és R_2 ellenállásokkal lezárt négypólus átviteli tényezője láncparaméterekkel kifejezve:

$$\Gamma = \frac{PR_2 + R + R_1(GR_2 + S)}{2\sqrt{R_1R_2}}. \tag{4}$$

Reaktáns hálózatoknál definiálni szokták [9, 10] az ún. karakterisztikus függvényt, amely láncparaméterekkel

$$\varphi = \frac{PR_2 + R - R_1(GR_2 + S)}{2\sqrt{R_1R_2}} \tag{5}$$

alakban fejezhető ki. Tekintsünk el most a reaktáns jelleg kikötésétől és ezt jelölésben is kifejezve definiáljuk a Φ jellemzőt ugyanezzel a képlettel:

$$\Phi = \frac{PR_2 + R - R_1(GR_2 + S)}{2\sqrt{R_1R_2}}. \tag{6}$$

Felismerve, hogy Γ és Φ (4), ill. (6) szerinti kifejezése csak a lezáró ellenállások előjelében különbözik, az előjelek megválasztásának két további lehetőségét is kihasználva definiáljunk két újabb jellemzőt:

$$\Psi = -\frac{-PR_2 + R + R_1(-GR_2 + S)}{2\sqrt{R_1R_2}} \tag{7}$$

$$\Lambda = -\frac{-PR_2 + R - R_1(-GR_2 + S)}{2\sqrt{R_1R_2}}. \tag{8}$$

A Γ, Φ, Ψ és Λ mennyiségek a láncparaméretek lineáris kombinációi, a két készlet elemei tehát egymással lineáris összefüggésekkel fejezhetők ki. Az

$$\boldsymbol{R}_j = \begin{bmatrix} \sqrt{R_j} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sqrt{R_j}} \end{bmatrix} \tag{9}$$

mátrixot bevezetve definiáljuk az

$$\boldsymbol{L}_n = \boldsymbol{R}_1^{-1}\boldsymbol{L}\boldsymbol{R}_2 = \begin{bmatrix} P_n & R_n \\ G_n & S_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\dfrac{R_2}{R_1}}P & \dfrac{1}{\sqrt{R_1R_2}}R \\ \sqrt{R_1R_2}\,G & \sqrt{\dfrac{R_1}{R_2}}S \end{bmatrix} \tag{10}$$

normalizált láncmátrixot, amelynek elemei dimenziómentesek. Könnyen igazolható, hogy $\boldsymbol{L}_n$-t mindkét oldalról az

$$\boldsymbol{M} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{11}$$

mátrixszal megszorozva éppen egy olyan mátrixot kapunk, amelynek elemei Γ, Φ, Ψ, és Λ. Erre a továbbiakban $\boldsymbol{Q}$-val jelölt és *átviteli mátrix*nak nevezett mátrixra tehát áll, hogy

$$\boldsymbol{Q} = \boldsymbol{M}\boldsymbol{L}_n\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} \Gamma & \Psi \\ \Phi & \Lambda \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{1}{2}\begin{bmatrix} P_n + R_n + G_n + S_n & P_n - R_n + G_n - S_n \\ P_n + R_n - G_n - S_n & P_n - R_n - G_n + S_n \end{bmatrix} \tag{12}$$

Minthogy $\boldsymbol{M}$ ortogonális, sőt szimmetrikus is, $\boldsymbol{M}^{-1} = \boldsymbol{M}$ és így

$$\boldsymbol{L}_n = \boldsymbol{M}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{M} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} \Gamma + \Phi + \Psi + \Lambda & \Gamma - \Phi + \Psi - \Lambda \\ \Gamma + \Phi - \Psi - \Lambda & \Gamma - \Phi - \Psi + \Lambda \end{bmatrix} \tag{13}$$

A transzformáció ortogonalitásából következik, hogy $\boldsymbol{Q}$ is unimoduláris, azaz

$$\det \boldsymbol{Q} = \Gamma\Lambda - \Phi\Psi = 1 \tag{14}$$

és az átviteli mátrixnál ez az összefüggés helyettesíti a lánckötést.

Vizsgáljuk most meg, milyen mennyiségek között létesít kapcsolatot az átviteli mátrix? A (13) mindkét oldalát jobbról $\boldsymbol{R}_2^{-1}$-gyel, balról $\boldsymbol{R}_1$-gyel megszorozva

$$\boldsymbol{L} = \boldsymbol{R}_1\boldsymbol{M}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_2^{-1}. \tag{15}$$

Írjuk most (1)-et

$$\boldsymbol{x}_1 = \boldsymbol{L}\boldsymbol{x}_2$$

alakba, helyettesítsük be (15)-öt és mindkét oldalt szorozzuk meg balról az $\boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_1^{-1}$ mátrixszal. Ekkor

$$(\boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_1^{-1}\boldsymbol{x}_1) = \boldsymbol{Q}(\boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_2^{-1}\boldsymbol{x}_2). \tag{16}$$

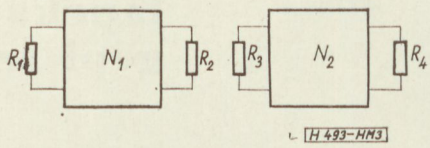
A zárójelben levő vektorokat kiszámítva és mindkét oldalt $\sqrt{2}$-vel osztva

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \boldsymbol{Q}\begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix}, \tag{17}$$

ahol

$$\left.\begin{aligned} a_j &= \frac{1}{2}\left(\frac{u_j}{\sqrt{R_j}} + i_j\sqrt{R_j}\right) \\ b_j &= \frac{1}{2}\left(\frac{u_j}{\sqrt{R_j}} - i_j\sqrt{R_j}\right) \quad (j = 1,2) \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

a négypólusba befelé illetve abból kifelé irányuló hullámintenzitás [7,6].



3. ábra

Tekintsük most a 3. ábra szerinti lezárt négypólusokat, amelyeknek átviteli mátrixai:

$$\boldsymbol{Q}_1 = \boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_1^{-1}\boldsymbol{L}_1\boldsymbol{R}_2\boldsymbol{M}$$

és

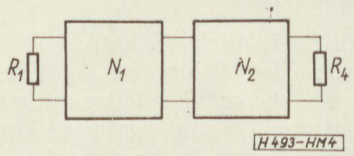
$$\boldsymbol{Q}_2 = \boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_3^{-1}\boldsymbol{L}_2\boldsymbol{R}_4\boldsymbol{M}.$$

Szorzatuk

$$\boldsymbol{Q}_1\boldsymbol{Q}_2 = \boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_1^{-1}\boldsymbol{L}_1\boldsymbol{R}_2\boldsymbol{M}\cdot\boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_3^{-1}\boldsymbol{L}_2\boldsymbol{R}_4\boldsymbol{M},$$

amely a 4. ábra szerinti eredő négypólus átviteli mátrixát adja, ha

$$\boldsymbol{R}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_3^{-1} = \boldsymbol{R}_2\boldsymbol{R}_3^{-1} = \boldsymbol{E}. \tag{19}$$



4. ábra

Ez pedig az $R_2 = R_3$ feltétellel egyenértékű. Másképpen fogalmazva: két lezárt négypólus átviteli mátrixainak szorzata a négypólusok kaszkádkapcsolásával nyert és lezárt eredő négypólus átviteli matrixát adja, ha a csatlakozási pontok referencia-ellenállásai egyenlők. A megkötés a gyakorlatban nem súlyos, mert ha $R_2 \neq R_3$, akkor az eredő

$$\boldsymbol{Q} = \boldsymbol{Q}_1\boldsymbol{Q}_a\boldsymbol{Q}_2, \tag{20}$$

ahol $\boldsymbol{Q}_a$ az R_2 és R_3 ellenállásokkal lezárt egyenes átkötés átviteli mátrixa.

Látható, hogy az átviteli mátrix tulajdonságaiban a láncmátrixhoz hasonlít: mindkettő a primer oldali jellemzőket a szekunder oldaliakkal kapcsolja össze és kaszkádkapcsolásnál [a (22) megkötéstől eltekintve] ugyanaz a szorzási szabály alkalmazható. Ebből a szempontból az átviteli mátrixok olyan viszonyban vannak a láncmátrixokkal, mint a szórásmátrix az immittanciamátrixokkal.

Mint a bevezetésben is utaltunk rá, az átviteli mátrix definiciója az irodalomban nem egységes. A (12) szerinti definiciónkkal csak [2] definiciója egyezik meg, de a transzformációs képletek eltérőek, mert

F. L. Bauer a láncmátrixot a szokásostól eltérően adja meg. A [3, 4, 5, 6]-ban a mátrix sorai és oszlopai fel vannak cserélve, tehát az ottani $\boldsymbol{T}$-vel jelölt mátrix a miénkkel a

$$\boldsymbol{T} = \boldsymbol{PQP} \quad \text{és} \quad \boldsymbol{Q} = \boldsymbol{PTP}$$

transzformációval számítható át, ahol $\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, az ún. permutációs mátrix. Végül [1] az átviteli mátrixot $\boldsymbol{Q}^{-1}$-ként vezeti be.

A (12) szerinti definició előnye, hogy a transzformáció mind számítástechnikai, mind mnemotechnikai szempontból a legegyszerűbb és Γ főszerepe is kellően kidomborodik.

Meg kell említeni, hogy az átviteli mátrix komolyabb felhasználására nagyon kevés utalás található. E téren W. Klein könyve [6] példamutató azért is, mert a hálózatmátrixok tárgyalását a hipermátrixok elméletére építi fel és így eredményei közvetlenül alkalmazhatók sokpólusokra is.

3. Az átviteli mátrix elemeinek értelmezése

Írjuk (17)-et egyenletrendszerként:

$$\left.\begin{aligned} a_1 &= \Gamma b_2 + \Psi a_2 \\ b_1 &= \Phi b_2 + \Lambda a_2. \end{aligned}\right\} \quad (21)$$

Ha a szekunder oldalon nincsen generátor, akkor $a_2 = 0$ és az első egyenletből

$$\Gamma = \frac{a_1}{b_2}, \quad (22)$$

tehát Γ a primer oldalon belépő és a szekunder oldalon kilépő hullámintenzitások viszonya. A (22) mindkét oldalát a konjugáltjával megszorozva

$$\Gamma\Gamma^* = \frac{a_1 a_1^*}{b_2 b_1^*}.$$

Minthogy

$$a_1 a_1^* = \frac{1}{4}\frac{U_g^2}{R_1} = P_{1\max}$$

és

$$b_2 b_2^* = \frac{|U_2|^2}{R_2} = P_2,$$

ezért

$$\Gamma\Gamma^* = |\Gamma|^2 = \frac{P_{1\max}}{P_2} \quad (23)$$

ami éppen Γ definiciója.

Ugyancsak $a_2 = 0$ esetén (21) második egyenletéből kapjuk, hogy

$$\Phi = \frac{b_1}{b_2}, \quad (24)$$

tehát Φ a négypólus primer oldala által visszavert és a szekunder oldalon kilépő hullámintenzitások viszonya. A (24) mindkét oldalát a konjugáltjával megszorozva

$$\Phi\Phi^* = |\Phi|^2 = \frac{b_1 b_1^*}{b_2 b_2^*} = \frac{P_{1r}}{P_2}, \quad (25)$$

tehát $|\Phi|^2$ a primer oldalon reflektált (P_{1r}) és a terhelésre jutó (P_2) teljesítmények viszonya.

Az átviteli mátrix további két elemének jelentésére az 5. pontban térünk vissza.

4. A reaktáns eset

Legyen most a négypólus tiszta reaktáns. Képezzük Γ (4) szerinti kifejezésének konjugáltját, vagy ami $p = j\omega$ esetén ugyanaz, végezzük el a $p \to -p$ változócserét. Ekkor P és S a p változó páros függvénye lévén változatlan marad, R és G pedig előjelet vált, mivel mindkettő páratlan. Így

$$\Gamma^* = \frac{PR_2 - R + R_1(-GR_2 + S)}{2\sqrt{R_1 R_2}};$$

ezt (8)-cal összehasonlítva

$$\Gamma^* = \Lambda.$$

Hasonló módon (6) konjugáltját (7)-tel összehasonlítva

$$\Phi^* = \Psi,$$

úgyhogy reaktáns négypólusra

$$\boldsymbol{Q}_r = \begin{bmatrix} \Gamma & \Phi^* \\ \Phi & \Gamma^* \end{bmatrix} \quad (26)$$

és a determináns:

$$\det \boldsymbol{Q}_r = \Gamma\Gamma^* - \Phi\Phi^* = |\Gamma|^2 - |\Phi|^2 = 1. \quad (27)$$

5. Kapcsolat a szórásmátrixszal

Az S szórásmátrix a

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \boldsymbol{S}\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

összefüggéssel ugyanazon változók kapcsolatát fejezi ki, mint az átviteli mátrix. A Q mátrix elemeivel a szórásmátrix

$$\boldsymbol{S} = \frac{1}{\Gamma}\begin{bmatrix} \Phi & 1 \\ 1 & -\Psi \end{bmatrix} \quad (28)$$

alakú és

$$\det \boldsymbol{S} = -\frac{\Lambda}{\Gamma}. \quad (29)$$

A szórásmátrix diagonális elemei a szűrőtervezésben nagy szerepet játszó primer és szekunder oldali reflexiós tényezők:

$$S_{11} = r_1 = \frac{\Phi}{\Gamma} \quad \text{és} \quad S_{22} = r_2 = \frac{-\Psi}{\Gamma} \quad (30)$$

A (29) és (30) összefüggések a 3. ponttal együtt most már világossá teszik az átviteli mátrix elemeinek jelentését és szerepét.

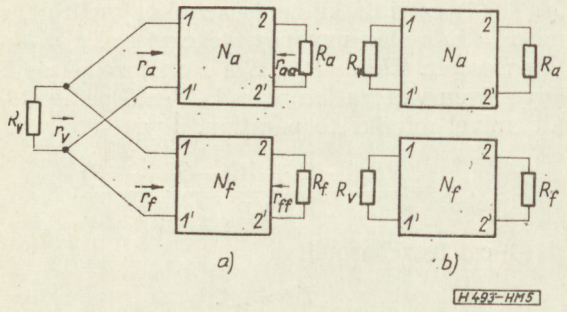
Speciálisan a reaktáns négypólusra:

$$r_1 = \frac{\Phi}{\Gamma} \quad \text{és} \quad r_2 = \frac{-\Phi^*}{\Gamma},$$

amiből az ismert $|r_1| = |r_2|$ összefüggés következik.

6. Alkalmazás, példák

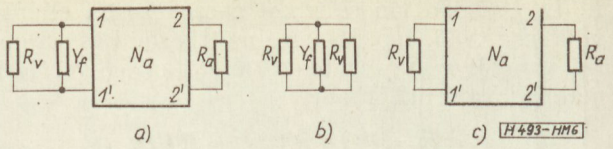
Példaként az átviteli mátrix alkalmazásával számítsuk ki a parallel kapcsolású váltók jellemzőit. A vizsgált váltót az 5*a* ábra mutatja és egyben a különböző reflexiós tényezőket is definiálja. Az egyes összetevő négypólusok $\boldsymbol{Q}_a$ és $\boldsymbol{Q}_f$ átviteli mátrixai az 5*b* ábra szerinti négypólusokra vonatkozzanak. Az egyes átviteli irányokra vonatkozó jellemzőket a lezáró ellenállások indexeinek párjával indexezzük.



5. ábra

Az $R_v - R_a$ irányú átvitelnél az N_f négypólus csak Y_f bemenő admittanciájának söntölő hatásával befolyásolja az átvitelt. A helyettesítő kép a 6*a* ábra szerinti. A $\boldsymbol{Q}_{va}$ átviteli mátrixot a 6*b* és 6*c* ábrán látható két négypólus átviteli mátrixainak szorzata adja, minthogy a (19) feltétel teljesül. A 6*b* ábra szerinti négypólus $\boldsymbol{Q}$ mátrixát a Függelék 1. táblázatából vehetjük, ha az $R_1 = R_2 = R_v$ helyettesítést elvégezzük. Így

$$\boldsymbol{Q}_{va} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_f R_v}{2} & \frac{Y_f R_v}{2} \\ -\frac{Y_f R_v}{2} & 1 - \frac{Y_f R_v}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Gamma_a & \Psi_a \\ \Phi_a & \Lambda_a \end{bmatrix}. \quad (31)$$



6. ábra

Szükség van még Y_f kifejezésére. Az előző pont (30) összefüggése alapján

$$r_1 = \frac{Z_{if} - R_v}{Z_{if} + R_v} = \frac{\Phi_f}{\Gamma_f},$$

ahol Z_{if} az N_f négypólus bemenő impedanciája és ebből

$$Z_{if} = R_v \frac{\Gamma_f + \Phi_f}{\Gamma_f - \Phi_f},$$

úgyhogy a

$$q_f = \frac{Y_f R_v}{2} = \frac{1}{2} \frac{\Gamma_f - \Phi_f}{\Gamma_f + \Phi_f}$$

rövidítéssel

$$\boldsymbol{Q}_{va} = \begin{bmatrix} \Gamma_a + q_f(\Gamma a + \Phi_a) & \Psi_a + q_f(\Psi_a + \Lambda_a) \\ \Phi_a - q_f(\Gamma_a + \Phi_a) & \Lambda_a - q_f(\Psi + \Lambda_a) \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Az $R_v - R_f$ irányú átvitel átviteli mátrixát egyszerűen indexcserével kapjuk:

$$\boldsymbol{Q}_{vf} = \begin{bmatrix} \Gamma_f + q_a(\Gamma_f + \Phi_f) & \Psi_f + q_a(\Psi_f + \Lambda_f) \\ \Phi_f - q_a(\Gamma_f + \Phi_f) & \Lambda_f - q_a(\Psi_f + \Lambda_f) \end{bmatrix}. \quad (33)$$

Az $R_a - R_f$ irányú átviteli jellemzők számításához rajzoljuk át a váltót a 7*a* ábra szerint, bontsuk fel a 7*b*, 7*c* és 7*d* ábrák szerinti lezárt négypólusokra, és ezek átviteli mátrixaiból számítsuk az eredőt.

A 7*b* és 7*c* ábra négypólusainak átviteli mátrixát a Függelék 2. és 1. táblázatából vehetjük. Ezzel

$$Q_{af} = \begin{bmatrix} \Gamma_a - \Phi_a \\ -\Psi_a \quad \Lambda_a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Gamma_f & \Psi_f \\ \Phi_f & \Lambda_f \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 2\Gamma_a\Gamma_f - \frac{1}{2}(\Gamma_a - \Phi_a)(\Gamma_f - \Phi_f) & 2\Gamma_a\Psi_f - \frac{1}{2}(\Gamma_a - \Phi_a)(\Psi_f - \Lambda_f) \\ -2\Psi_a\Gamma_f + \frac{1}{2}(\Psi_a - \Lambda_a)(\Gamma_f - \Phi_f) & -2\Psi_a\Psi_f + \frac{1}{2}(\Psi_a - \Lambda_a)(\Psi_f - \Lambda_f) \end{bmatrix}. \quad (34)$$

A reflexiós tényezők (30) alkalmazásával

$$\left.\begin{aligned} r_a &= \frac{\Phi_a}{\Gamma_a} \qquad r_f = \frac{\Phi_f}{\Gamma_f} \\ r_{aa} &= \frac{\Phi_{af}}{\Gamma_{af}} \qquad r_{ff} = \frac{-\Psi_{af}}{\Gamma_{af}} \end{aligned}\right\} \quad (35)$$

Hátra van még az r_v reflexiós tényező meghatározása. A két összetevő négypólus eredő bemenő impedanciája

$$Z_i = R_v\left(\frac{\Gamma_a + \Phi_a}{\Gamma_a - \Phi_a} \times \frac{\Gamma_f + \Phi_f}{\Gamma_f - \Phi_f}\right) =$$

$$= R_v\left(\frac{1 + r_a}{1 - r_a} \times \frac{1 + r_f}{1 - r_f}\right),$$

ahol a $\times$ a replusz műveletet jelöli. Az eredő reflexiós tényező:

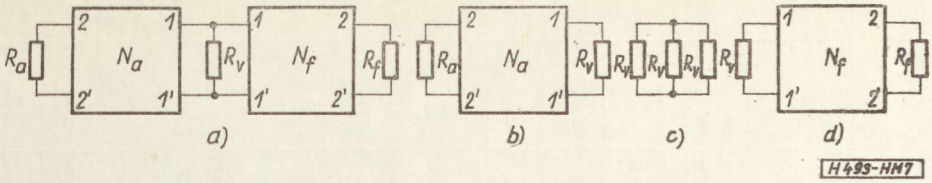
$$r_v = \frac{Z_i - R_v}{Z_i + R_v} = \frac{r_a + r_f - 1 + 3\,r_a r_f.}{r_a + r_f + 3 - r_a r_f} \quad (36)$$

Második példaként vizsgáljuk meg egy csillapítótaggal láncbakapcsolt négypólus eredő reflexiós tényezőjét. A csillapítótag átviteli mátrixát ismét a Függelék 1. táblázatából véve

$$\boldsymbol{Q}_e = \boldsymbol{Q}_{cs}\boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} e^{-a} & 0 \\ 0 & e^{a} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Gamma & \Psi \\ \Phi & \Lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{a}\Gamma & e^{a}\Psi \\ e^{-a}\Phi & e^{-a}\Lambda \end{bmatrix}.$$

És ebből (30) alkalmazásával

$$r_e = e^{-2a} \cdot r. \quad (37)$$



7. ábra

Végül számítsuk ki a reflexiós tényezőknek a lezáróellenállások megváltoztatásának hatására bekövetkező megváltozását. A (30) szerint

$$r_1 = \frac{\Phi}{\Gamma},$$

amelyet R_1 szerint deriválva:

$$\frac{\partial r_1}{\partial R_1} = \frac{\frac{\partial \Phi}{\partial R_1}\Gamma - \frac{\partial \Gamma}{\partial R_1}\Phi}{\Gamma^2}.$$

A deriváltakat a Függelék 4. tálázatából behelyettesítve és rendezve

$$\frac{\partial r_1}{\partial R_1} = \frac{r_1^2 - 1}{2R_1}. \tag{38}$$

Hasonló számítással

$$\frac{\partial r_2}{\partial R_1} = \frac{1}{2R_1\Gamma^2}. \tag{39}$$

Az R_2-re vonatkozó érzékenységeket (38)-ból indexcserével kapjuk.

Ez a néhány példa — úgy véljük — meggyőzően bizonyítja az átviteli mátrixnak és elemeinek általános használhatóságát és használatának előnyeit mindkét oldalon lezárt lánckapcsolású hálózatok esetén a láncmatrixszal és elemeivel szemben.

Szükség esetén (13) és (10) segítségével a láncmátrix elemei is nehézség nélkül számíthatók. Ilyen eset áll fenn például mindkét oldalon extrém lezárású hálózatoknál. Egyik oldalon extrém lezárású hálózatok átviteli függvényei és reflexiós tényezői is könnyen kifejezhetők az átviteli mátrix elemeivel, ezeket a Függelék 5. táblázata tartalmazza.

Fontos hangsúlyozni, hogy az átviteli mátrixszal kapott eredményeink teljesen általánosak, akár reaktáns, akár veszteséges reaktáns, de reaktánsnak egyáltalán nem nevezhető hálózatra is igazak, mint pl. a fenti második példa mutatja.

Gépi számításnál az említett előnyök természetesen csak akkor realizálhatók, ha elég egyszerű módszerrel tudjuk az átviteli mátrix elemeit számítógéppel számítani. Ezt a kérdést tárgyaljuk a következő pontban.

7. Az átviteli mátrix elemeinek gépi számítása

Az 1. ábra szerinti lánckapcsolású hálózat láncmátrixának elemei láncfüggvényekkel a következőképpen adhatók meg:

$$\left.\begin{aligned} P &= [Z_2 * Y_3 * \ldots * Z_{n-1} * Y_n], \\ R &= [Z_2 * Y_3 * \ldots * Y_{n-2} * Z_{n-1}], \\ G &= [Y_1 * Z_2 * \ldots * Z_{n-1} * Y_n], \\ S &= [Y_1 * Z_2 * \ldots * Y_{n-2} * Z_{n-1}], \end{aligned}\right\} \tag{40}$$

ahol az

$$[x_1 * x_2 * \ldots * x_m]$$

szimbólum az

$$F_m = x_1 + 1/x_2 + 1/x_3 + \ldots + 1/x_m$$

lánctörtet jelenti, amelynek számítása az

$$F_i = F_{i-1}x_i + F_{i-2} \quad (F_0 = x_1,\ F_{-1} = 1) \tag{41}$$

rekurziós formulával végezhető legkényelmesebben [7, 8]. A (41)-gyel a (40) formulák gépi számításra is alkalmasak.

Helyettesítsük a (40) összefüggéseket az átviteli mátrix elemeit definiáló (4), (6), (7) és (8) formulákba, akkor kapjuk, hogy

$$\left.\begin{aligned} \Gamma &= \frac{[R_1 * Y_1 * \ldots * Y_n * R_2]}{2\sqrt{R_1R_2}}, \\ \Phi &= \frac{[-R_1 * Y_1 * \ldots * Y_n * R_2]}{2\sqrt{R_1R_2}}, \\ \Psi &= \frac{-[R_1 * Y_1 * \ldots * Y_n * -R_2]}{2\sqrt{R_1R_2}}, \\ \Lambda &= \frac{-[-R_1 * Y_1 * \ldots * Y_n * -R_2]}{2\sqrt{R_1R_2}}. \end{aligned}\right\} \tag{42}$$

Ezek a képletek képezik az átviteli mátrix elemei gépi számításának alapját. Megállapíthatjuk, hogy R_1 kétféle előjele két párhuzamosan haladó rekurziós számítást tesz szükségessé:

$$\left.\begin{aligned} F_r &= f_r F_{r-1} + F_{r-2} \quad (F_0 = R_1,\ F_{-1} = 1), \\ G_r &= f_r G_{r-1} + G_{r-2} \quad (G_0 = -R_1,\ G_{-1} = 1). \end{aligned}\right\} \tag{43}$$

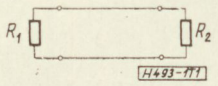
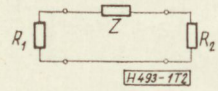
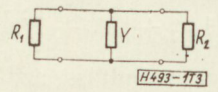
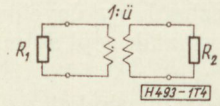
Itt

$$f_r = \begin{cases} Z_r, & \text{ha } r \text{ páros}, \\ Y_r, & \text{ha } r \text{ páratlan}. \end{cases}$$

Az n-edik számítási lépés után F_n és F_{n-1}, valamint G_n és G_{n-1} áll rendelkezésre. Ezekkel az átviteli mátrix elemei:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{R_2F_n + F_{n-1}}{2\sqrt{R_1R_2}} \quad & \Psi &= \frac{R_2F_n - F_{n-1}}{2\sqrt{R_1R_2}} \\ \Phi &= \frac{R_2G_n + G_{n-1}}{2\sqrt{R_1R_2}} \quad & \Lambda &= \frac{R_2G_n - G_{n-1}}{2\sqrt{R_1R_2}}. \end{aligned} \tag{44}$$

1. táblázat

Négypólus	Q $R_1 \neq R_2$ $(\varrho = \sqrt{R_2/R_1})$	Q $R_1 = R_2 = 1$
	$\frac{1}{2\varrho}\begin{bmatrix}\varrho^2+1 & \varrho^2-1\\ \varrho^2-1 & \varrho^2+1\end{bmatrix} = Q_a$	$\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}$
	$Q_a + \frac{1}{2}\frac{Z}{\sqrt{R_1R_2}}\begin{bmatrix}1 & -1\\ 1 & -1\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}1+\frac{Z}{2} & -\frac{Z}{2}\\ \frac{Z}{2} & 1-\frac{Z}{2}\end{bmatrix}$
	$Q_a + \frac{1}{2}Y\sqrt{R_1R_2}\begin{bmatrix}1 & 1\\ -1 & -1\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}1+\frac{Y}{2} & \frac{Y}{2}\\ -\frac{Y}{2} & 1-\frac{Y}{2}\end{bmatrix}$
	$\frac{1}{2\ddot{u}\varrho}\begin{bmatrix}\varrho^2+\ddot{u}^2 & \varrho^2-\ddot{u}^2\\ \varrho^2-\ddot{u}^2 & \varrho^2+\ddot{u}^2\end{bmatrix}$	$\frac{1}{2\ddot{u}}\begin{bmatrix}1+\ddot{u}^2 & 1-\ddot{u}^2\\ 1-\ddot{u}^2 & 1+\ddot{u}^2\end{bmatrix}$
Negatív impedancia konverter	$\pm\frac{1}{2\varrho}\begin{bmatrix}\varrho^2-1 & \varrho^2+1\\ \varrho^2+1 & \varrho^2-1\end{bmatrix}$	$\pm\begin{bmatrix}0 & 1\\ 1 & 0\end{bmatrix}$
Girátor $(\gamma = g\sqrt{R_1R_2})$	$\frac{1}{2\gamma}\begin{bmatrix}1+\gamma^2 & -(1-\gamma^2)\\ 1-\gamma^2 & -(1+\gamma^2)\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & -1\end{bmatrix}$
Negatívgirátor $(\gamma = g\sqrt{R_1R_2})$	$\pm\frac{1}{2\gamma}\begin{bmatrix}1-\gamma^2 & -(1+\gamma^2)\\ 1+\gamma^2 & -(1-\gamma^2)\end{bmatrix}$	$\pm\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}$
Csillapítótag $(Z_{01} = R_1,\ Z_{02} = R_2)$	$\begin{bmatrix}e^a & 0\\ 0 & e^{-a}\end{bmatrix}$	

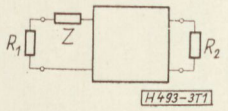
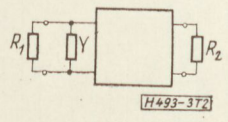
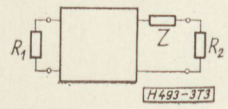
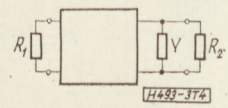
2. táblázat

Négypólus	Q	Négypólus	Q
Eredeti	$\begin{bmatrix}\Gamma & \Psi\\ \Phi & \Lambda\end{bmatrix}$	Közönséges duál	$\begin{bmatrix}\Gamma & -\Psi\\ -\Phi & \Lambda\end{bmatrix}$
Fordított	$\begin{bmatrix}\Gamma & -\Phi\\ -\Psi & \Lambda\end{bmatrix}$	Szimmetrikus	$\begin{bmatrix}\Gamma & -\Phi\\ \Phi & \Lambda\end{bmatrix}$
Szigorú duál	$\begin{bmatrix}\Gamma & \Phi\\ \Psi & \Lambda\end{bmatrix}$	Antimetrikus	$\begin{bmatrix}\Gamma & \Phi\\ \Phi & \Lambda\end{bmatrix}$

A két rekurziós formula alkalmazása nem növeli lényegesen a gépi időt, számítási lépésenként csak négy szorzás és négy összeadás a többlet, minthogy f_r mindkét formulában azonos. Reaktáns esetben természetesen (26) miatt a második rekurziós számítás elhagyandó.

Lényeges kérdés még az f_r immittanciák számítása. A programban elég biztosítani annak a 12 immittanciának a számítását, amelyek legfeljebb két (veszteséges) önindukciót és két (veszteséges) kapacitást tartalmaznak. Ez a készlet a gyakorlati esetek többségében kielégítő. Ha mégis négynél több reaktáns elemet tartalmazó ágimmittancia szerepelne egy számítandó hálózatban, akkor az ágat megosztva és zérus önindukciójú soros vagy zérus kapacitású sönt ágat közbeiktatva a számítás nem okoz nehézséget.

3. táblázat

Bővített négypólus	ΔQ
	$\frac{Z}{2R_1}\begin{bmatrix} \Gamma-\Phi & \Lambda-\Psi \\ \Gamma-\Phi & \Lambda-\Psi \end{bmatrix}$
	$\frac{YR_1}{2}\begin{bmatrix} \Gamma+\Phi & \Psi+\Lambda \\ -(\Gamma+\Phi) & -(\Psi+\Lambda) \end{bmatrix}$
	$\frac{Z}{2R_2}\begin{bmatrix} \Gamma+\Psi & -(\Gamma+\Psi) \\ \Phi+\Lambda & -(\Psi+\Lambda) \end{bmatrix}$
	$\frac{YR_2}{2}\begin{bmatrix} \Gamma-\Psi & \Gamma-\Psi \\ \Phi-\Lambda & \Phi-\Lambda \end{bmatrix}$

Az említett 12-féle ágimmittanciát kódszámok jellemzik. Ezek megfelelő megválasztása lényegesen egyszerűsíti a logikai döntések programozását. Minden kódszámnak egy szubrutin felel meg. Ezek a szubrutinok azonban csak a számítás szervezését végzik, kivéve azt az egyet, amely egy veszteséges önindukció impedanciáját vagy egy veszteséges kapacitás admittanciáját számítja a

$$Z = L(v_L + j\omega)$$

és az

$$Y = C(v_C + j\omega)$$

összefüggések szerint, ahol $v_L = R_L/L$ és $v_C = G_C/C$, a veszteségi tényezők. A kifejezések hasonlósága miatt ez a programrészlet ALGOL-60 algoritmikus nyelven [11] a következőképpen írható:

4. táblázat

Változó	$\frac{\partial Q}{\partial R}$
R_1	$-\frac{1}{2R_1}\begin{bmatrix} \Phi & \Lambda \\ \Gamma & \Psi \end{bmatrix}$
R_2	$\frac{1}{2R_2}\begin{bmatrix} \Psi & \Gamma \\ \Lambda & \Phi \end{bmatrix}$

begin real m;
$i := i + 1$; m: = elemérték[i]; Imfr: = $= m \times$ omega;
if $j = 0$ **then go to** KL **else if** $j < 0$ **then go to** KK;
Refr: = tgdelta [k] × m; **go to** KI;
KK: $i := i + 1$; Refr: = elemérték [i] × m; **go to** KI;
KL: Refr: = 0
KI: **end**

Az e blokkban nem deklarált azonosítók nem lokálisak. Egyes azonosítók szerepe még magyarázatra szorul:

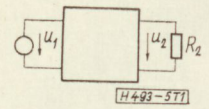
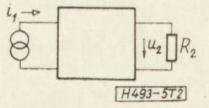
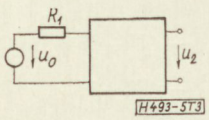
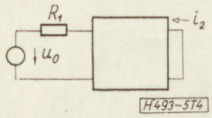
j jelzőszám: ha $j = 0$, a hálózat veszteségmentes,
ha $j = 1$, a veszteségek eloszlása elemtípusonként egyenletes,
ha $j = -1$, a veszteségek eloszlása tetszőleges.

Itt említjük meg, hogy a 2. pontban tárgyalt szorzási tétel módot ad olyan program készítésére is, amely lánckapcsolású négypólusokon kívül negatív impedancia konvertereket, girátorokat stb. is tartalmaz és nem okoz nehézséget soros vagy parallel kapcsolású váltók számítása sem.

k $j = 1$ esetén van értelmezve. $k = 0$ esetén a program az önindukciók, $k = 1$ esetén a kapacitások veszteségi tényezőjét veszi figyelembe.

i A hálózat beolvasott elemértékei egymás után az i indexű rekeszekben vannak elhelyezve. $j = 0$ és

5. táblázat

Hálózat	Átviteli függvény	Reflexiós tényező
	$\frac{u_2}{u_1} = \frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{\Gamma + \Phi}$	$r_2 = -\frac{\Psi + \Lambda}{\Gamma + \Phi}$
	$\frac{u_2}{i_1} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\Gamma - \Phi}$	$r_2 = -\frac{\Psi - \Lambda}{\Gamma - \Phi}$
	$\frac{u_2}{u_0} = \frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{\Gamma + \Psi}$	$r_1 = \frac{\Phi + \Lambda}{\Gamma + \Psi}$
	$\frac{-i_2}{u_0} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}(\Gamma - \Psi)}$	$r_1 = \frac{\Phi - \Lambda}{\Gamma - \Psi}$

$j = 1$ mellett itt csak reaktáns elemek értékei szerepelnek, $j = -1$ mellett azonban minden elemértéket tartalmazó rekesz után az arra az elemre érvényes veszteségi tényezőt tartalmazó rekesz következik. Ezért szerepel a KK cimke után ismét az $i := i + 1$; utasítás.

Végeredményben az ilyen módon felépített program a bemenő adatok által vezérelve egy sor frekvencián (amely a vizsgálandó szűrő jellegétől függően geometriai vagy számtani sorozatként választható meg) az átviteli mátrix elemeinek komplex értékeit szolgáltatja. Ezekből az adatokból a további számítás folyamán a csillapítás, a reflexiós csillapítás a futási idő, vagy egyéb szükséges jellemzők számíthatók és irathatók ki a géppel.

Egy hasonló módon felépített programmal az ELLIOTT 803B típusú számítógép egy 12 ágat tartalmazó cikk-cakk kapcsolású sávszűrő transzfer- és reflexiós csillapítását 20 frekvencián (geometriai sorozat) 90 s alatt számította. Ez az idő magában foglalja a bemenő adatok beolvasását, kiírását és a kimenő adatok kiírását is. Egy 30-ad fokú maximális lapos csillapításkarakterisztikájú aluláteresztő szűrő kimenőadatainak hibái nem haladták meg a 10^{-4} Np-t.

8. FÜGGELÉK

Az 1. táblázatban néhány egyszerű négypólus átviteli mátrixát foglaltuk össze, a 2. táblázatban pedig egyes speciális és származtatott négypólusok átviteli mátrixai találhatók.

A 3. táblázat azokat a ΔQ mátrixokat tartalmazza, amelyek egy Q átviteli mátrix megváltozását adják, ha a négypólust soros vagy sönt immitanciával egészítjük ki.

A 4. táblázat az átviteli mátrixnak az R_1 illetve R_2 lezáró ellenállásra vonatkozó deriváltjait tűnteti fel.

Az 5. táblázat az egyik oldalon extrém lezárású hálózatok átviteli függvényeit és reflexiós tényezőit foglalja össze.

IRODALOM

1. *C. G. Montgomery—R. H. Dicke—E. M. Purcell:* Principles of Microwave Circuits. MIT Radiation Laboratory Series, Vol. 8.
2. *F. L. Bauer:* Die Betriebskettenmatrix von Vierpolen. AEÜ, Dez. 1955., pp. 559—560.
3. *V. Belevitch:* Four-Dimensional Transformations of 4-Pole Matrices with Applications to the Synthesis of Reactance 4-Poles. IRE Trans. vol. CT-3., June 1956., pp. 105—111.
4. *H. Bauer—H. Rothe:* Der äquivalente Rauschvierpol als Wellenvierpol. AEÜ, Juni 1956., pp. 241—252.
5. *E. Schuon—H. Wolf:* Die Darstellung von Mehrpolen durch die Streumatrix. NTZ, Juli 1959., pp. 361—366; Aug. 1959., pp. 408—415.
6. *W. Klein:* Grundlagen der Theorie elektrischer Schaltungen. Akademie-Verlag, Berlin, 1961.
7. *Hennyey Zoltán:* Lineáris áramkörök elmélete. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1958.
8. *Hennyey Zoltán:* Csillapítás-számolás digitális számológépen. Nem publikált dolgozat, 1962.
9. *W. Cauer:* Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Akademie-Verlag, Berlin, 1954.
10. *Géher Károly:* Lineáris hálózatok. Egyetemi jegyzet. Tankönyvkiadó, 1964.
11. *P. Naur (szerkesztő):* Jelentés az ALGOL 60 algoritmikus nyelvről. A Magyar Tudományos Akadémia Matematikai Kutató Intézetének Közleményei, IV. évf., B sorozat, 4. füzet, 1961.

GOSZTONY GÉZA
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

Csatolóutas (link) rendszerek torlódásszámításának alapelvei II. rész*

ETO 654.15.027.001.24

IV. Torlódás számítása kétfokozatú csatolóutas rendszerekben

1. *Jelölések*

A kétfokozatú csatolóutas rendszert a következő paraméterek jellemzik:

n — bemenetek száma az első-, A-fokozat egységeinél,

k — az első fokozat egységeinek száma,

m — a második-, B-fokozat egységeinek száma,

f — belső elérhetőség; az első és második fokozat egy-egy egysége között levő összeköttetések száma,

q — iránytényező; megadja, hogy a második fokozat egy egységének hány kimenete ad összeköttetést a kívánt irányba,

v — kimenetek száma a második fokozat egységeinél,

A, B, C — forgalom az A-, B- és C-oszlopban,

a, b, c — az A-, B- és C-mező elemeinek terhelése.

A meggondolások kis veszteségre érvényesek, a felkínált és átvitt forgalom egyenlőnek tekinthető. Érvényesek a következő összefüggések:

$$Ak = Bk = Cv$$

$$a = \frac{A}{n} \qquad b = \frac{B}{mf} \qquad c = \frac{C}{mq}$$

A számításokat a továbbiakban nem részletezzük, — ezek az irodalomban megtalálhatók [4, 1]. A forgalom eloszlás azonos fajta elemek között egyenletes. A kapott összefüggések időtorlódási értékeket adnak meg.

2. *Egyszerű kétfokozatú rendszer*

A torlódás értékét a 3. ábrán látható rendszernél számítjuk ki. Jellemző adatok: $n = m$, $f = 1$, $q = 1$. Az A-oszlop elemeinek száma megegyezik a B-oszlop elemeinek számával. A-ban Bernoulli-eloszlást tételezünk fel és így (III. 3. c. alapján) B-ben is Bernoulli-eloszlás lesz. Ha k elég nagy, vagyis a C-oszlopot nagyszámú forrásból származó forgalom terheli, akkor C-ben Erlang-eloszlást, — ha k viszonylag kicsi, Bernoulli-eloszlást alkalmazhatunk.

$G(p)$ a C-oszlopra, $H(m-p)$ a B-oszlopra vonatkozik. $G(p)$ Erlang-, $R(x)$ Bernoulli-eloszlás.

$$G(p) = E_m^p(C) = \frac{\frac{C^p}{p!}}{1 + C + \ldots + \frac{C^m}{m!}} \tag{16}$$

(9) szerint

$$H(m-p) = b^{m-p} \tag{17}$$

A torlódás tehát (10) alapján

$$E = \sum_{p=0}^{m} \frac{\frac{C^p}{p!}}{1 + C + \ldots + \frac{C^m}{m!}} \cdot b^{m-p} \tag{18}$$

Ez a kifejezés $\frac{C^m}{m!}$ való bővítés után átalakítható és az összegezés elvégzése után:

$$E = \frac{E_m(C)}{E_m\left(\frac{C}{b}\right)} \tag{19}$$

Ha $G(p)$ a B-oszlopra és $H(m-p)$ a C-oszlopra vonatkozik, — bonyolultabb számítás után szintén (19) adódik.

Hasonlóan, ha $G(p)$ a C-oszlopra és $H(m-p)$ a B-oszlopra vonatkozik, és $G(p) = B_m^p(c)$, $R(x) = B_m^x(b)$

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{m}{p} c^p (1-c)^{m-p} b^{m-p}$$

Felcserélve $G(p)$ és $H(m-p)$ szerepét

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{m}{p} b^p (1-b)^{m-p} c^{m-p}$$

A megegyező végeredmény:

$$E = (b + c - bc)^m \tag{20}$$

Elvben még két eloszlás-kombináció lehetséges, ezek azonban ritkán fordulnak elő. A kiszámítás hasonlóan történhet.

3. *Expanzió és koncentráció*

Expanziós és koncentrációs kapcsolásnál alkalmazni kell a III. fejezet 3. pontjában kapott összefüggéseket. Az A-oszlopban Bernoulli-eloszlást tételezünk fel.

$$P(j) = B_m^j(a)$$

a) Expanzió $n < m$

$G(p)$-t a B-oszlopnál, $H(m-p)$-t a C-oszlopnál alkalmazzuk. $G(p) = P(j)$, ha $j = 0, 1, 2, \ldots n$, $R(x) = E_m^x(C)$. Ilyen esetben a (15a) összefüggés alapján:

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{n}{p} a^p (1-a)^{n-p} \frac{E_m(C)}{E_p(C)}$$

$$E = \frac{E_m(C)}{E_n\left(\frac{C}{a}\right)} \tag{21}$$

* A cikk I. részét f. évi 3. számunkban közöltük

$G(p)$ és $H(m-p)$ szerepének cseréje az eredményen nem változtat. A torlódás kiszámítása a (15) összefüggés alapján történik.

Ha $R(x) = B_m^x(c)$, vagyis mindkét fokozatban Bernoulli-eloszlást tételezünk fel,

$$E = \sum_{p=0}^{n} \binom{n}{p} a^p (1-a)^{n-p} c^{m-p}$$

$$E = (a + c - ac)^n c^{m-n} \qquad (22)$$

A függvénycserére mondottak itt is érvényesek.

b) Koncentráció $n > m$

$G(p)$-t a B-oszlopnál, $H(m-p)$-t a C-oszlopnál alkalmazzuk. $G(p)$ megfelel $P(p)$-nek a (11) összefüggés által megadott módon. $P(p) = B_m^p(a)$, $R(x) = E_m^x(C)$. A B-oszlopban Bernoulli-, a C-oszlopban Erlang-eloszlást használunk (13a) alapján

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{n}{p} a^p (1-a)^{n-p} \frac{E_m(C)}{E_p(C)} + \sum_{p=m+1}^{n} \binom{n}{p} a^p (1-a)^{n-p}$$

Mindkét fokozatban Bernoulli-eloszlással, $R(x) = B_m^x(c)$,

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{n}{p} a^p (1-a)^{n-p} c^{m-p} + \sum_{p=m+1}^{n} \binom{n}{p} a^p (1-a)^{n-p}$$

összefüggés adódik. Ezeket a kifejezéseket egyszerű formában összegezni nem lehet. Ha az általában kis értékű második tagot elhanyagoljuk és az első tagot $p = n$-ig összegezzük, akkor a (21) és a (22) kifejezéssel megegyező közelítést kapunk. Látható, hogy koncentrációnál $n > m$ miatt mindkét torlódási érték nagyobb lesz, mint expanziónál.

c) Külön említést érdemel az az eset, amikor a B-oszlopban is Erlang-eloszlást tételezünk fel. Ez indokolt pl. nagyfokú koncentrációnál, $n \gg m$, vagy bizonyos nem teljes rendszerekben. Ekkor

$$E = \sum_{p=0}^{m} E_m^p(B) \frac{E_m(C)}{E_p(C)} \qquad (23)$$

Ez a kifejezés átalakítható

$$E = \frac{BE_m(B) - CE_m(C)}{B - C} \qquad (24)$$

A torlódás ebből a képletből könnyen kiszámítható. Ha $B = C$, akkor a következő összefüggést kapjuk:

$$E = E_m(C)\left[m + 1 - m\frac{E_m(C)}{E_{m-1}(C)}\right] \qquad (24a)$$

4. Kimenő irány több oszloppal

Ha az iránytényező $q \neq 1$, némileg módosítani kell a $H(m-p)$-re vonatkozó (7) kifejezést. Változatlanul véletlenszerű keresést tételezünk fel. A C-oszlopban összesen mq elem van. Ha a B-oszlopban p elem foglalt, akkor a C-oszlopban meghatározott $(m-p)$ darab q tagú sor foglaltsága szükséges torlódás létrejöttéhez. Ennek valószínűsége:

$$H(m-p) = \sum_{x=(m-p)q}^{mq} R(x) \frac{\binom{x}{q(m-p)}}{\binom{qm}{qp}} \qquad (25)$$

$R(x)$ a C-oszlopban levő foglalt elemek eloszlása.

A függvények szerepcseréje esetén a $G(p)$ függvény kifejezése is megváltozik. Nem a foglalt elemek, hanem a foglalt sorok valószínűségét jelzi. Kiszámítása ugyancsak az $R(x)$ eloszlás függvény segítségével történhet. Ezzel a kérdéssel részleteiben nem foglalkozunk. (25)-ből közvetlenül adódik az Erlang- és a Bernoulli-eloszlásra vonatkozó $H(m-p)$

$$\frac{E_{qm}(A)}{E_{qp}(A)}, \quad \text{illetve} \quad a^{q(m-p)}$$

a) Legyen $n = m$

$G(p)$ a B-oszlopra vonatkozik és Bernoulli-eloszlást tételezünk fel. $G(p) = B_m^p(b)$. $H(m-p)$-t a C-oszlopnál alkalmazzuk. $R(x) = E_{qm}^x(C)$, vagyis Erlang-eloszlás. A torlódás:

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{m}{p} b^p (1-b)^{m-p} \frac{E_{mq}(C)}{E_{qp}(C)} \qquad (26)$$

A (26) összefüggés kiszámítása tagonként történhet.

Hasonló módon, Bernoulli — Bernoulli eloszlásra

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{m}{p} b^p (1-b)^{m-p} c^{q(m-p)}$$

$$E = (b + c^q - bc^q)^m \qquad (20a)$$

Különleges lefoglalási viszonyokat feltételezve a Bernoulli—Erlang-eloszlású esetre zárt alakú összefüggést kaphatunk. Legyen a vezérlés olyan, hogy a C-oszlop q tagú soraiban $(q-1)$ tag a szokott körülmények között foglalódik le, az utolsó tag azonban amíg csak lehetséges, szabadon marad. A vezérlés tehát két lépésben történik. Ekkor a torlódás:

$$E = \frac{E_{mq}(C)}{E_{mq}\left(\frac{C}{b}\right)} \qquad (19a)$$

b) Expanzió $n < m$

Az előbbi gondolatmenetnek megfelelően az A-oszlopban és a C-oszlopban egyaránt Bernoulli-eloszlással

$$E = c^{q(m-n)}(a + c^q - ac^q)^n \qquad (27)$$

Az A-oszlopnál Bernoulli-, a C-oszlopnál Erlang-eloszlást alkalmazva, a torlódást némileg növelő biztonságos közelítéssel

$$E = \frac{E_{mq}(C)}{E_{nq}\left(\frac{C}{a}\right)} \qquad (28)$$

torlódási értéket kapunk.

c) Koncentráció $n > m$

A torlódási összefüggések teljesen hasonlóak a 3. pontban kapott megfelelő kifejezésekhez. $H(m-p)$-t a (25) egyenlőség szerint kell behelyettesíteni. A torlódás kiszámítása csak tagonként történhet.

Kétlépéses keresésnél Bernoulli—Bernoulli-eloszlásra

$$E = b^m + (b + c + bc)^{mq} \tag{29}$$

adódik. Ebben az esetben (20a) mint megfelelő közelítés alkalmazható. Bernoulli—Erlang-eloszlásra

$$E = b^m + \frac{E_{mq}(C)}{E_{mq}\left(\frac{C}{b}\right)} \tag{30}$$

(30) véletlenszerű keresésre is kielégítő közelítés.

Látható, hogy bonyolultabb, $m \neq n$, $q > 1$ paraméterű elrendezéseknél a zárt alakban előállítható torlódási értékek csak elhanyagolásokkal, vagy külön feltevések mellett vezethetők le. Közelítések alkalmazása nélkül csak összeg-alakban kaphatjuk meg a torlódást. Ugyancsak Bernoulli- és Erlang-eloszlásra minden lehetséges eloszlás-kombinációt feltüntető összeállítást közöl [1]. A gyakorlat számára az itt közölt összefüggések általában megfelelőek. Elldin [5] megállapítja, hogy a kísérleti vizsgálatok eredményei és a számítások jól megegyeznek. A tényleges helyzet és a számításoknál feltételezett állapot tehát nem térnek el lényegesen egymástól. A kétlépéses keresésre kapott torlódási összefüggések is jó közelítést szolgáltatnak a véletlenszerű keresés esetére,

5. *Nem teljes csatolóutas rendszer*

Nem teljes csatolóutas rendszerekben, mint láttuk, az A-oszlop f-aloszlopból álló B-oszlophoz csatlakozhat. A rendszert a belső elérhetőség, f jellemzi. A számítás $q = 1$-nél hasonlít az $f = 1$, $q > 1$ paraméterekkel jellemezhető elrendezésekhez. Általános esetben az összeköttetés q darab C-, és f darab B-elemből álló párok segítségével történik (8. ábra, de $q > 1$).

Expanzió és koncentráció nélküli esetben, ha az A-oszlopban Bernoulli-eloszlás van, a (19), (20), (19a) és (20a) összefüggésekben b-t b^f-el kell helyettesíteni.

Ha expanzió vagy koncentráció is fellép, a viszonyok jóval bonyolultabbak. Pontos számításnál $G(p)$ megváltozott értelmét is figyelembe kell venni, amint azt $q > 1$ esetnél említettük. Közelítőleg akkor is használhatók az $f = 1$-re kapott eredmények, ha a és b helyére a^f-t, illetve b^f-t helyettesítünk.

Koncentrációs elrendezésnél pl., ha indokoltan feltehetjük mindkét helyen az Erlang-féle eloszlást, a következő kifejezést kapjuk, $q = 1$ mellett:

$$E = \sum_{p=0}^{m} \frac{E_m(C)}{E_p(C)} E_{mf}^{m(f-1)p}(B) + \\ + E_m(C) \sum_{p=0}^{m(f-1)} E_{mf}^{p}(B) \tag{31}$$

Ez az összefüggés átalakítások és egyszerűsítések után a következő alakot kapja:

$$E = \frac{\frac{B}{f} E_{mf}(B)}{\frac{B}{f} - C} + E_m(C), \tag{32}$$

mely jó közelítés, ha $CE_m(C) \ll \frac{B}{f} E_m \frac{B}{f}$.

6. *Torlódási összefüggések áttekintése*

A kapott eredmények felhasználásánál először alaposan meg kell vizsgálni a csatolóutas rendszert. Meg kell állapítani:

a) A csatolóutas rendszer jellegét, vagyis:
n és m viszonyát, a belső elérhetőséget, f-t,
az irányteny ezőt, q-t,

b) Az eloszlási függvényt az A-, B-, és C-oszlopban,

c) A keresés módját.

Ezután az 1. táblázatból megkereshetjük a megfelelő összefüggést [5].

1. táblázat

Eloszlás		Csatolóutas-rendszer jellege		
A, B,	C	$n > m$	$n = m$	$n < m$
Bernoulli	Bernoulli	(29) (20a) (22)	(20) (20a)	(22) (27)
Bernoulli	Erlang	(30) (21)	(19) (19a)	(21) (28)
Erlang	Erlang	(24) (32)		

Alkalmazási példákat elsősorban [5]-ben, továbbá [27]-ben találhatunk.

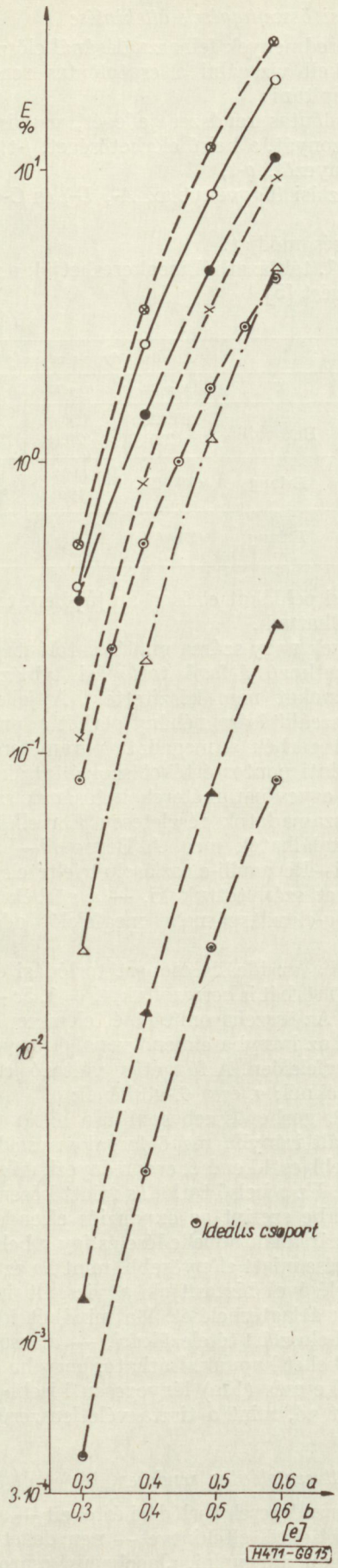
A lehetőségek nagy száma miatt csatolóutas rendszerekre vonatkozó átfogó torlódási táblázatokat vagy grafikonokat nem készítettek. A jellegzetes viszonyok összeállítására néhány görbét adunk meg (15. ábra). A görbék a megadott paraméterekre a képletek szerinti pontos értéket szolgáltatják és alkalmasak az egyes paraméterek hatásának szemléltetésére. A számadatok részletesen a mellékelt 2. táblázatban találhatók meg. A Bernoulli—Erlang-, és a Bernoulli—Bernoulli-eloszlásokat feltételező torlódás értékeket számítottuk ki, — a görbék a Bernoulli—Erlang-eloszláspárnak megfelelő adatokat mutatják.

A grafikonba az ideális csoport torlódási értékét megadó $E_{10}(C)$ görbét is berajzoltuk, $C = 1,5e - C = 6e$ között. Az összehasonlítást értelemszerűen lehet elvégezni az irányba elmenő vonalakra jutó forgalomnak megfelelően. A független változó jelentése az 1—5.-görbéknél: a, és a 6.-görbénél: b.

Az 1. és 2. görbe összehasonlítása azt mutatja, hogy a vizsgált irányba menő forgalom csökkenése a torlódás kisebb csökkenését eredményezi, mint ideális csoportnál. Ez a belső torlódás miatt kézenfekvő. A 4. és 5. görbe szerint az expanziós elrendezés, a csatolóutak számának növekedése és így a belső torlódás csökkenése miatt előnyösebb, mint ha az irányteny ező növelésével biztosítjuk a vizsgált irányba menő vonalak átlagterhelését. Ha mindkét fokozatban Bernoulli-eloszlást tételezük fel, — alacsonyabb torlódási értékeket kapunk. Látható, hogy ha $q > 1$, a kétlépcsős keresés (19a) lényegesen kisebb torlódási értékeket ad, mint a tiszta véletlenszerű (20a) és (26).

7. *Lépcsőzött csatolóutas rendszer*

Lépcsőzött rendszerek torlódási értékeit — az egyszerű elrendezésektől eltekintve — nem lehet elméletileg pontosan tárgyalni. Jacobaeus csatolóutas



15. ábra. Kétfokozatú csatolóutas rendszer torlódási értékei különböző paraméterek mellett

rendszerekre kidolgozott eljárása a széles körben elterjedt O'Dell-féle lépcsőzött rendszerekre vonatkozó módszer alkalmazása. O'Dell módszerének ismertetését tartalmazza [4] és [5], részletesebben tárgyalja [1]. Itt az alapgondolatot ismertetjük.

A lépcsőzött rendszert általában a forgalmat szolgáltató alcsoportok által elérhető vonalak száma, az elérhetőség k, és az összes vonal száma N jellemzi. Ha g alcsoport van, akkor fennáll a

$$k < N < gk \tag{33}$$

összefüggés. Számításoknál a lépcsőzés felépítését és a keresés módját is figyelembe kell venni.

O'Dell szerint minden tényleges lépcsőzött rendszer az egy vonalra jutó átlagforgalom szempontjából közbülső helyet foglal el a k-vonalú ideális csoport és az N-vonalú ún. Erlang-féle lépcsőzés között. (Az Erlang-féle lépcsőzés nagyszámú forgalmi csoportot és adott felépítést tételez fel. Gyakorlatban rendszerint megvalósíthatatlan, azonban mint legjobb vonalkihasználást biztosító határeset felhasználható.)

Mind az ideális csoport, mind az Erlang-féle lépcsőzés torlódási összefüggései ismertek. A két határesetre tehát bármilyen torlódásnál ismerjük a vonalszám — forgalom viszonyát, és így az egy vonalra jutó átlagforgalmat is. Ha feltételezzük, hogy az átlagforgalom a két szélső eset között lineárisan változik, akkor a lépcsőzött rendszerre jutó forgalom és a kívánt torlódási érték ismeretében a szükséges vonalszám meghatározható.

Csatolóutas lépcsőzött rendszernél hasonló módon járunk el. Az elérhetőséget a B-oszlopban levő elemek száma adja meg, m (9. ábra). A vonalszám a C-oszlop elemeinek száma N. Az egyik határoló eset az egyszerű expanzió és koncentráció-nélküli kapcsolás, melynek torlódási értéke (19)-el azonos alakú:

$$E = \frac{E_m(C_0)}{E_m\left(\frac{C_0}{b}\right)}$$

Adott m, E és b mellett C_0 meghatározható. A másik határeset ugyanaz a csatolóutas rendszer, azonban mindkét fokozatban Bernoulli-eloszlást tételezünk fel, — ugyanis a vonalkihasználás akkor a legnagyobb. Ekkor (20)-hoz hasonlóan

$$E = (b + c - bc)^m$$

Adott m, E és b mellett c kiszámítható.

Ezek után a szükséges vonalszámot, N-t, adott E torlódási értéknél a következő összefüggés adja:

$$N = m + \frac{C - C_0}{c} \tag{34}$$

Itt C a lépcsőzésre jutó teljes forgalom. A (34) összefüggés szerint a teljes vonalszámot tehát úgy kapjuk, hogy m értékét megnöveljük annyi darab átlagosan c-forgalmú vonallal, amennyi a többletforgalomhoz $(C - C_0)$-hoz szükséges. (A (34) egyenlőség teljesen azonos O'Dell alapképletével, — eltérés a tényezők

2. táblázat

Az elrendezés		Paraméterek							Felhasznált torlódási összefüggés		
száma	jele	n	m	f	q	a	c	C	(20)	(19)	
1	○	10	10	1	1	0,3 0,4 0,5 0,6	0,3 0,4 0,5 0,6	3 4 5 6	0,0012 0,0115 0,056 0,175	0,0038 0,025 0,084 0,2	
2	△	10	10	1	1	0,3 0,4 0,5 0,6	0,15 0,2 0,25 0,3	1,5 2 2,5 3	0,00012 0,0014 0,0092 0,037	0,00022 0,0021 0,012 0,045	
3	×	10	10	2	1	0,3 0,4 0,5 0,6	0,3 0,4 0,5 0,6	3 4 5 6	0,000037 0,00098 0,0087 0,049	0,0011 0,0086 0,033 0,094	
									(20a)	(19a)	(26)
4	●	5	5	1	2	0,3 0,4 0,5 0,6	0,15 0,2 0,25 0,3	1,5 2 2,5 3	0,0031 0,0144 0,0418 0,104	0,00022 0,002 0,012 0,044	0,0034 0,0146 0,045 0,11
									(22)	(21)	(24a)
5	▲	5	10	1	1	0,3 0,4 0,5 0,6	0,15 0,2 0,25 0,3	1,5 2 2,5 3	0,0000008 0,000015 0,000095 0,00047	0,000014 0,000134 0,00076 0,00285	
6	⊗	20	10	1	1	0,15 0,2 0,25 0,3	0,3 0,4 0,5 0,6	3 4 5 6	0,0019 0,020 0,078 0,23	0,0051 0,033 0,12 0,27	0,0065 0,037 0,11 0,23

kiszámításánál lép fel.) (34) alapján a vonalszám a forgalom függvényében egyenest ad.

$$N = \frac{1}{c} C + \left(m - \frac{C_0}{c}\right) \tag{35}$$

Lépcsőzött csatolóutas rendszer számításához összefoglalva a következő egyenletek szükségesek:

$$\left.\begin{aligned} N &= \frac{1}{c} C + \left(m - \frac{C_0}{c}\right) \\ E &= (b + c - bc)^m \\ E &= \frac{E_m(C_0)}{E_m\left(\frac{C_0}{b}\right)} \end{aligned}\right\} \tag{36}$$

Ha $q > 1$, akkor m helyébe mq lép, — ez adja meg ugyanis az elérhető vonalak számát. Az egyenletrendszerbe a megfelelő egyenleteket kell írni.

$$\left.\begin{aligned} N &= \frac{1}{c} C + \left(mq - \frac{C_0}{c}\right) \\ E &= (b + c^q - bc^q)^m \\ E &= \frac{E_{mq}(C_0)}{E_{mq}\left(\frac{C_0}{b}\right)} \end{aligned}\right\} \tag{37}$$

Teljesen hasonló módon más lépcsőzött csatolóutas rendszerekre is felírhatjuk a szükséges összefüggéseket.

Az ilyenfajta számítási mód

$$mq \leq N \leq \frac{k}{2} mq$$

esetén érvényes [5]. Jacobaeus [4] méretezéshez használható görbéket közöl, melyek megadják a (35) összefüggésben szereplő $\frac{1}{c}$ és $\left(m - \frac{C_0}{c}\right)$ állandók értékét különböző esetekben.

V. Torlódás számítása többfokozatú csatolóutas rendszerekben

1. *Számítási alapelv*

Többfokozatú csatolóutas rendszer számítási alapelve azonos a kétfokozatú rendszer számítási alapelvével. Felírhatjuk a torlódást megadó összefüggést (1)

$$E = \sum_{p=0}^{m} G(p)\, H(m - p)$$

A 11. ábrát figyelembe véve látható, hogy ha $G(p)$ mondjuk a B-fokozat egyik oszlopára vonatkozik, akkor a $H(m - p)$ valószínűségnek a teljes C-fokozatra és a kimenő irányra meg kell adni a szabad $(m - p)$ darab B-elemhez tartozó utak foglaltságának valószínűségét. Az ábrán a kapcsolásban résztvevő elemeket bekereteztük.

$H(m-p)$ tehát a B—C—D kétfokozatú rendszer torlódási összefüggését szolgáltatja, ha az igény a B-fokozatban jelentkezik.

$$H(m-p) = \sum_{r=0}^{v} G'(r)\, H'\left((m-p)(v-r)\right) \quad (38)$$

A (38) összefüggésben $G'(r)$ az irányra (D-oszlop), $H'\left([m-p)(v-r)\right]$ pedig a C-oszlopra vonatkozik. Ezek alapján:

$$E = \sum_{p=0}^{m} G(p) \sum_{r=0}^{v} G'(r) H'\left((m-p)(v-r)\right) \quad (39)$$

Hasonló gondolatmenet alapján x-fokozatú rendszerre $(x-1)$ összegezést tartalmazó összefüggést kaptunk.

Elldin [5] megjegyzi, hogy $(m-p) > 1$-re a nem teljeshez hasonló rendszert kapunk, ugyanis a B- és C-fokozat között egy kimenet elérésére éppen $(m-p)$-út áll rendelkezésre.

2. *Jelölések*

n, m, a, b, c, f, v } — jelentése a IV. fejezetben
A, B, C } megadottak szerint,

g — belső elérhetőségek a második és harmadik fokozat között,

d — a kimenet elemeinek terhelése,

D — a vizsgált irány teljes forgalma.

3. *Egyszerű háromfokozatú elrendezés*

A 11. ábrán látható rendszer torlódási összefüggéseit számítjuk ki. A B-, C-, és D-elemeknél különböző eloszlásokat tételezhetünk fel. A lehetőségek száma még nagyobb, mint a kétfokozatú elrendezésnél. Itt csak néhány szokásosan használt kombinációt említünk meg.

Tételezzünk fel a B-oszlopban, a C-mezőben és a vizsgált irányban egyaránt Bernoulli-eloszlást. $G(p)$ B-re, $G'(r)$ az irányra, $H'\left((m-p)(v-r)\right)$ a C-mezőre vonatkozik. $H'\left((m-p)(v-r)\right)$ ebben az elrendezésben szemléletesen legalább $(m-p)(v-r)$ darab meghatározott C-elem foglaltságának valószínűségét jelenti. Az összesen mv C-elemből p-darab B-, és r-darab D-elem lefoglalódásakor a szabad B- és D-elemek közötti összeköttetést éppen $(m-p)\cdot(v-r)$ C-elem biztosítja. Ezek szerint:

$$\left.\begin{aligned} G'p) &= \binom{m}{p} b^p (1-b)^{m-p} \\ G'(r) &= \binom{v}{r} d^r (1-d)^{v-r} \\ H'\left((m-p)(v-s)\right) &= r^{(m-p)(v-r)} \end{aligned}\right\}$$

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{m}{p} b^p (1-b)^{m-p} \sum_{r=0}^{v} \binom{v}{r} d^r (1-d)^{v-r} c^{(m-p)(v-r)}$$

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{m}{p} b^p (1-b)^{m-p} (d + c^{m-p} - d\, c^{m-p})^v \quad (40)$$

Ugyanilyen gondolatmenet alapján, de $G(p)$ és $G'(r)$ szerepét felcserélve kapjuk

$$E = \sum_{p=0}^{v} \binom{v}{p} d^p (1-d)^{v-p} (b + c^{v-p} - bc^{v-p})^m \quad (40a)$$

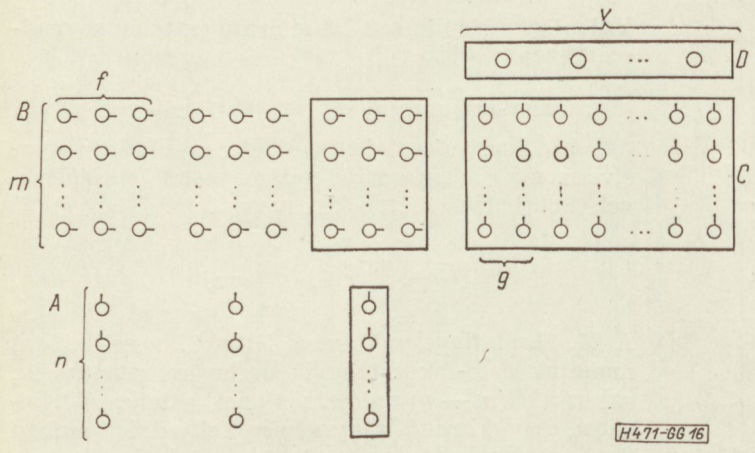
(40) és (40a) egymással azonos kifejezés. Bármelyik felhasználható.

Legyen a vizsgált irányban Erlang-eloszlás. Az előbbivel azonos módon

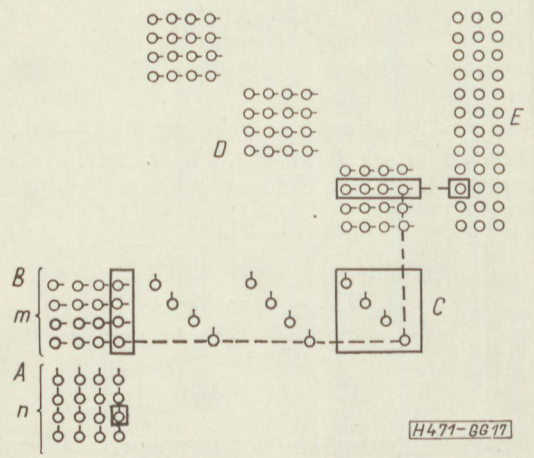
$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{m}{p} b^m (1-b)^{m-p} \frac{E_v(D)}{E_v\left(\frac{D}{c^{m-p}}\right)} \quad (41)$$

4. *Bonyolultabb többfokozatú elrendezések*

a) A többfokozatú rendszerben megvannak ugyanazok a lehetőségek: expanzió, koncentráció, belső elérhetőség > 1, iránytényező > 1, — mint a kétfokozatú rendszernél. A számítások megfelelően módosulnak, — részleteket a szakirodalomban találhatunk.



16. ábra. Háromfokozatú nem teljes csatolóutas rendszer



17. ábra. Négyfokozatú csatolóutas rendszer (egyéni kereséssel

Csak példaként megadjuk a 16. ábrán látható háromfokozatú, nem teljes csatolóutas rendszer torlódási összefüggéseit. A feltételezések ugyanazok mint a (40) és (41) összefüggés levezetésekor, — a nem teljes rendszerek számításánál elmondottakat figyelembe kell venni.

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{m}{p} b^{fp}(1 - b^f)^{m-p}\left[d + c^{g(m-p)} - dc^{g(m-p)}\right]^v \tag{42}$$

$$E = \sum_{p=0}^{m} \binom{m}{p} b^{fp}(1 - b^f)^{m-p} \frac{E_v(D)}{E_v\left(\frac{D}{c^{g(m-p)}}\right)} \tag{43}$$

Ezek az összefüggések jó közelítésként használhatók akkor is, ha q és f törtszámok.

b) A többfokozatú rendszerek különleges esete az ún. egyéni keresés. Ennek lényege a 17. ábra alapján érthető meg. Az A-oszlop egy adott elemét az E-oszlop egy adott eleméhez kell kapcsolni. A B-oszlop elemei az E- adott eleméhez csak meghatározott C- és D-elemeken keresztül kapcsolódhatnak. (Pl. szaggatott vonal az ábrán.) Az összeköttetés három tagú csatolóúton jöhet létre, — mindhárom elemnek szabadnak kell lennie —, m ilyen út van. Ha mindenütt Bernoulli-eloszlást tételezünk fel, akkor a belső torlódás

$$E = (b + c + d - bc - bd - cd + bcd)^m \tag{44}$$

A C-elemeknél Erlang-eloszlást feltételezve

$$E = \sum_{p=0}^{m} \frac{\frac{C^p}{p!}}{1 + A + \ldots \frac{A^m}{m!}} (b + d - bd)^{m-p}$$

Az összefüggés egyszerűsítése után:

$$E = \frac{E_m(C)}{E_m\left(\frac{C}{b + d - bd}\right)} \tag{45}$$

A (44) és (45) összefüggések a keresés különleges kialakításával módosulhatnak. Részleteket és alkalmazási példákat [4]- és [5]-ben találhatunk. Hangsúlyozni kell, hogy az itt alkalmazott módszer a belső torlódást adja meg, az E-elemek terhelésétől függetlenül.

VI. Értékelés

Az elmondottak a csatolóutas rendszerek torlódás számításának ma már klasszikusnak mondható módszerét tartalmazzák. A torlódásra kapott összefüggéseket egyszerűsítő feltevések alapján vezettük le. Az egyes fokozatok foglalt elemeinek eloszlását függetlennek tételeztük fel. Láttuk, hogy ez a feltételezés nem helytálló. Az első fokozat egységeinek száma k nem szerepel az összefüggésekben, — figyelembe kell venni a B-oszlop és a C-oszlop egymással foglalt elemeit stb.... Jacobaeus részletesen vizsgálta ezt a kérdést [4]. Megállapította, hogy kétfokozatú rendszerekben az irány teljes forgalma C, és az egy vonalra eső átlagos forgalom c, kifejezhető az első fokozatot jellemző paraméterekkel, és így a két fokozat közötti függés figyelembe vehető. A vizsgálat azt mutatta, hogy a kétféle módon kapott eredmény között legfeljebb 25%-os eltérés van, — a függés figyelembevételével számított torlódás kisebb.

A IV. és V. fejezetben kapott torlódási összefüggések megbízhatóan megadják a torlódás értékét, bár egy részüket közelítéssel vagy a keresés módjára vonatkozó külön feltevéssel vezettük le. A megbízhatóságot kísérleti vizsgálatok igazolták [4, 11]. A zárt alakban kapott képletek könnyen kezelhetők. Kiszámításuk táblázatok segítségével [33, 34] egyszerű.

Elldin megállapítja, hogy Jacobaeus módszere megbízható közelítése a pontosabb állapotegyenletes módszernek [17].

A Jacobaeus közleményének megjelenése óta eltelt másfél évtized alatt — mint azt a történeti áttekintésnél is láttuk —, számos vizsgálatot végeztek a csatolóutas rendszerekre vonatkozólag. Kezelhetőség és egyidejű pontosság szempontjából az ismertetett módszer még ma is a legjobb megoldás.

Már a bevezetésben megemlítettük, hogy a megvalósuló telefonközpont belső összeköttetési és vezérlési megoldása a legkülönfélébb lehet. Ezt mutatja az a tény is, hogy a kidolgozott keresztrudas központrendszerekhez (Pentaconta, 5005 stb.) a meglevő számítási alapok felhasználásával meg kellett oldani a felmerült különleges kérdéseket (lásd pl. [13], [38]). A BHG-ban kidolgozott 400 vonalas alközpont méretezésénél megoldott problémákról Molnár Pál ad tájékoztatást [39]. A BHG-ban jelenleg is végeznek csatolóutas rendszerekre vonatkozó vizsgálatokat, — elsősorban a belsőleg lépcsőzött rendszerekkel kapcsolatban.

(Az Irodalomjegyzéket l. a cikk I. részének végén.)

FORGÓ MIHÁLY
Magyar Rádió és Televízió

Erősítő fokozatok szórt kapacitásának mérése sweep-generátor segítségével

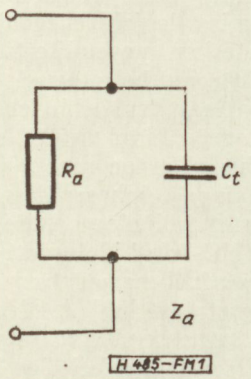
ETO 621.375.018.424: 621.317.335.2

Szélessávú erősítők tervezése megkívánja a szórt kapacitások pontos ismeretét. A szórt kapacitás az a kapcsolási elem, amely a nagyfrekvenciás átvitelt, erősítést korlátozza. A szórt kapacitás, mint a konstrukciótól függő kapcsolási elem, minden erősítő fokozatban megtalálható, de előre nem számítható, csak becsülhető. Olyan szélessávú kapcsolásokban; melyeknél az átviteli karakterisztika megfelelő kialakítására derivált tagokból felépített négypólusokat használunk, a tervezés csak az egyes fokozatok kimenő- és bemenő kapacitásainak pontos ismeretében végezhető el.

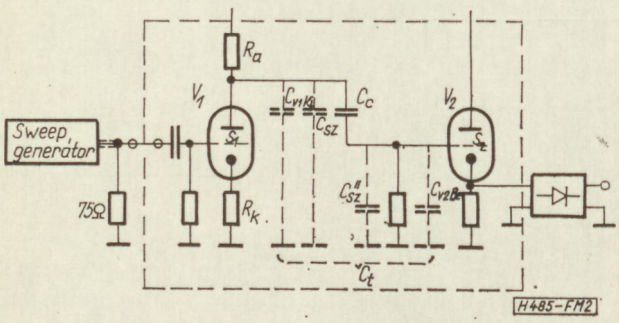
A berendezések kivitelezésénél általában egy-egy laboratóriumi példányt szoktak építeni és a szóban forgó mérési módszerrel az erősítő fokozatok szórt kapacitásai ezen a labóratóriumi példányon jól megmérhetők. Ez a mérés a végleges konstrukcióhoz a szórt kapacitások nagyságát illetően pontos adatokat szolgáltat.

1. A mérés elve

Gyakorlati mérési eredmények azt mutatják, hogy egy-egy erősítőfokozat nagyfrekvencián kompenzálás nélkül is komplex terhelő impedanciával rendelkezik.



1. ábra. Szélessávú erősítők anódimpedanciája kompenzálások nélkül



2. ábra. Szórt kapacitások mérése sweep-generátorral A mérés elve

Ez a terhelő impedancia a mindenkori munkaellenállás és a szórt kapacitások paralell kapcsolódásából adódik. Ez a párhuzamosan kapcsolt RC-tag a frekvencia függvényében változó impedancia (1. ábra). Amennyiben ennek az RC-tagnak, mint impedanciának — pontosabban az impedancia abszolút értékének — a frekvencia függvényében történő változását meg tudjuk mérni, úgy a mérés eredményéből az R_a ismerete esetén a C_t kapacitás (az erősítő fokozat szórt kapacitása) könnyen számítható. Az R_aC_t tag abszolút értékének változását a frekvencia függvényében sweep-generátorral könnyen meghatározhatjuk. A mérés pontos elvégzése érdekében a mérést a 2. ábra alapján állítjuk össze.

A V_1 és V_2 fokozat között levő összes szórt kapacitás (V_1 kimenő kapacitás, V_2 bemenő — szerelési — és a C_c által képviselt szórt kapacitás magas frekvenciákon (ahol C_c rövidzárnak vehető) párhuzamosan kapcsolódik. A magasfrekvenciás átvitelt csak az R_a és C_t határozza meg, mert a V_1 cső bemeneő kapacitását a sweep-generátor lezáró ellenállása gyakorlatilag hatástalanítja. A V_2-es cső katódjában pedig alacsony impedancián mérünk $\left(\frac{1}{S} \times R_k \times R_b\right)$. Így az eredő átviteli karakterisztikát gyakorlatilag csak V_1 cső anódmunkaellenállása és az ezzel párhuzamosan kapcsolódó összes szórt kapacitás ($C_{V1KI} + C_{szerelési} + C_{beV2}$) határozza meg. A kimenő feszültséget a következő módon lehet számítani, ha vizsgálatainkat csupán az amplitudókarakterisztikára (amplitudó a frekvencia függvényében) korlátozzuk.

A V_1 és V_2 erősítése a következő módon írható fel.

$$A = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{\mu_1 Z_a}{R_{b1} + Z_a} \cdot \frac{S_2 R_k}{1 + S_2 R_k} \tag{1}$$

$Z_a = \frac{R_a}{1 + j\omega C_t R_a}$ értéket behelyettesítve és R_{b1}-gyel az első tört számlálóját és nevezőjét osztva

$$A = \frac{S_1 R_a}{1 + \frac{R_a}{R_b} + j\omega C_t R_a} \cdot \frac{S_2 R_k}{1 + S_2 R_k} \tag{2}$$

ha

$$\frac{R_a}{R_{b1}} \ll 1$$

$$A \cong \frac{S_1 R_a}{1 + j\omega R_a C_t} \cdot \frac{S_2 R_k}{1 + S_2 R_k} = \frac{S_1 S_2 R_k}{1 + S_2 R_k} \cdot Z_a \tag{3}$$

Az erősítés abszolút értéke pedig:

$$|A| = \frac{S_1 S_2 R_k}{1 + S_2 R_k} \cdot |Z_a| = S' |Z_a| \tag{4}$$

A (4) képlet érvényes,

a) ha az alkalmazott erősítőcső pentóda,

b) triódák esetén, ha $R_a \ll R_b$; ez a feltétel általában akkor teljesül, ha $R_a \leq 500\ \Omega$

c) triódák esetén, ha katódellenállást (negatív áramvisszacsatolás) alkalmazunk, az erősítés:

$$A = \frac{S_1 R_a}{\frac{R_a}{R_{b1}} + (1 + S_1 R_{k1}) + j\omega C_t R_a (1 + S_1 R_{k1})} \cdot \frac{S_2 R_{k2}}{1 + S_2 R_{k2}} \tag{5}$$

ha

$$\frac{R_a}{R_{b1}} \ll 1 + S_1 R_{k1}$$

$$A \cong \frac{S_1 R_a}{(1 + S_1 R_{k1})(1 + j\omega C_t R_a)} \cdot \frac{S_2 R_{k2}}{1 + S_2 R_{k2}} = \frac{S_1 S_2 R_{k2}}{(1 + S_1 \cdot R_{k1})(1 + S_2 \cdot R_2)} \cdot \frac{R_a}{1 + j\omega C_t R_a} \tag{6}$$

$$A = S'' Z_a \tag{7}$$

$$|A| = S'' |Z_a| \tag{8}$$

A (4) képlet alapján az erősítés, ha az *a)*, *b)* és *c)* pontokban leírt feltételek teljesülnek, $|Z_a|$ értékével egyenesen arányos. Ez azt jelenti, hogy a kimenő feszültség ugyanúgy fog változni, ahogy $|Z_a|$ változik a frekvencia függvényében. Ha tehát a V_1-es cső bemenetére sweep-generátort kapcsolunk (2. ábra), akkor a V_2-es cső katódjában detektált görbe változása $|Z_a|$ változásának felel meg a frekvencia függvényében. Ebből a görbéből pedig C_t az alábbiak szerint határozható meg:

Z_a és $|Z_a|$ érték a (9) és (10) képlet alapján a következő módon írható fel:

$$Z_a = \frac{R_a}{1 + j\omega C_t R_a} \tag{9}$$

$$|Z_a| = \frac{R_a}{\sqrt{1 + (2\pi f C_t R_a)^2}} = \frac{R_a}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_a}\right)^2}} \tag{10}$$

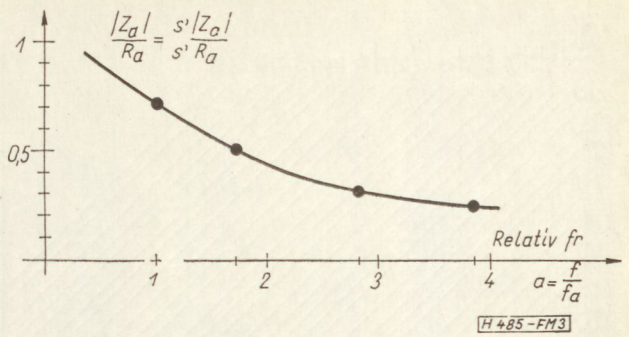
$$f_a = \frac{1}{2\pi C_t R_a} \tag{11}$$

$\frac{|Z_a|}{R_a}$ változását a relatív frekvencia függvényében pedig a következő módon ábrázolhatjuk (3. ábra):

Ha az erősítés változását ábrázoljuk a frekvencia függvényében a zérus frekvenciára vonatkoztatva, akkor lényegében véve azonos jellegű görbét kapunk, mert a (11) képlet segítségével a frekvenciát a következő módon számíthatjuk:

$$f_{[Hz]} = a \cdot f_a = \frac{a}{2\pi \cdot R_a C_t} \tag{12}$$

ahol a a 3. ábrán leolvasott abszcissza értéket jelenti. A képletbe R_a-t ohmokban, C_t-t faradban helyettesítve a frekvenciát Hz-ekben kapjuk meg.



3. ábra. Párhuzamosan csatolt *RC* tag impedanciájának abszolút értéke a relatív frekvencia függvényében

A (12) képletből a C_t-t meghatározhatjuk:

$$C_{t[F]} = \frac{a}{2\pi R_a f} \tag{13}$$

A képlet természetesen csak akkor használható, ha az a és f egymásnak megfelelő értékek. Pl.: $a = \sqrt{3}$-hoz tartozó frekvencia érték az, amelynél a sweep-generátorral felvett amplitudókarakterisztika a zérus frekvenciához képest a felére esik. Tekintettel arra, hogy C_t egy-egy adott kapcsolásban konstans, ezért $\frac{a}{f}$ hányadosnak is konstansnak

$$\frac{a}{f} = k_{[s]} = \frac{1}{f_a} \tag{14}$$

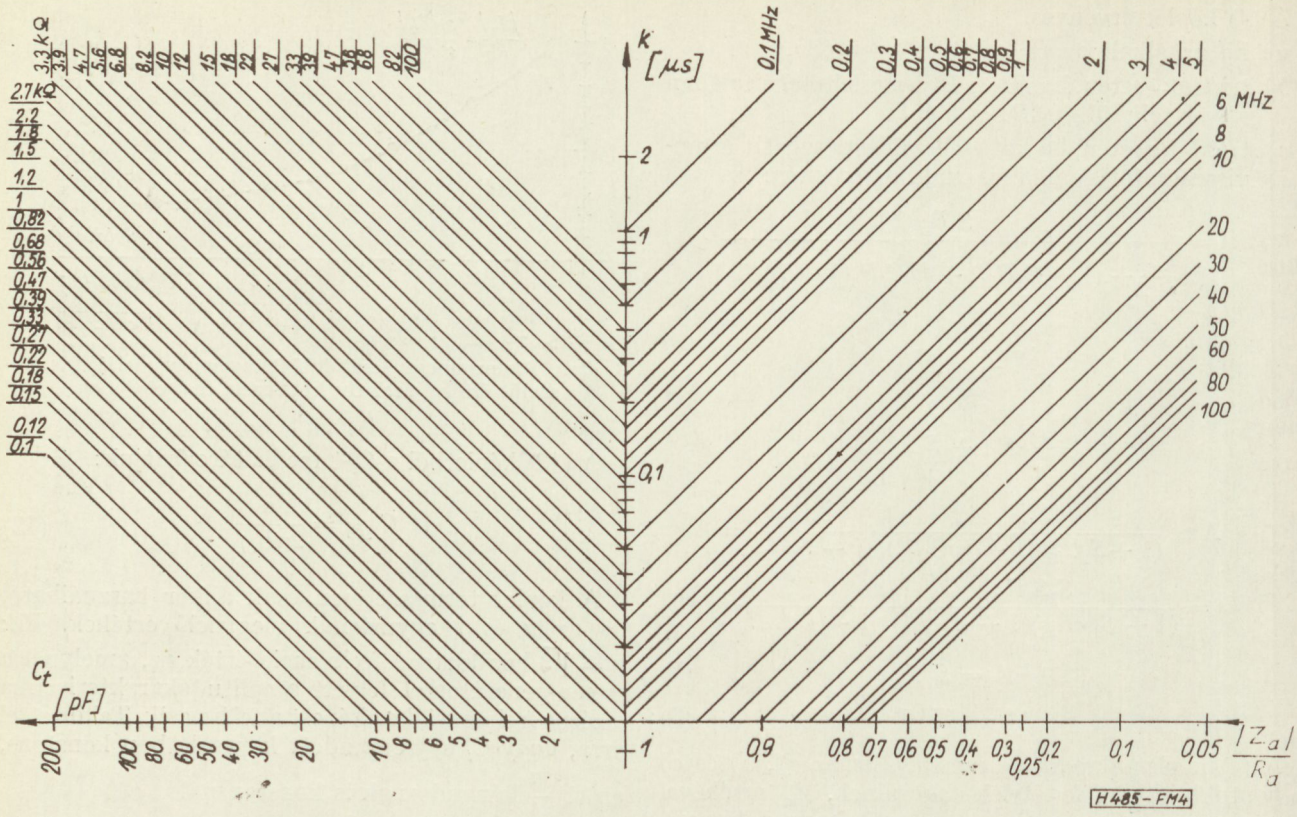
kell lennie. A k faktor dimenziója: $[s]$, ha a frekvenciát Hz-ben helyettesítjük be.

C_1-t a k faktor segítségével kifejezve az alábbi egyszerű képletet kapjuk:

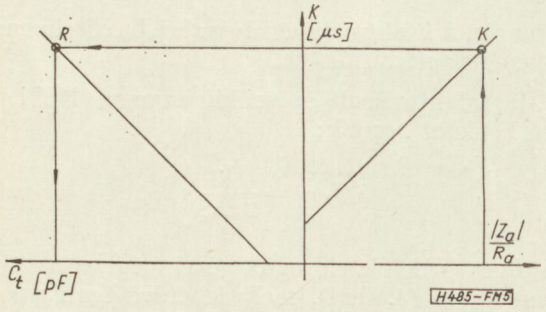
$$C_{t[F]} = \frac{k}{2\pi R_a} \tag{15}$$

A (6) és (7) képletek segítségével megszerkeszthető a nomogram (4. ábra), mely lehetővé teszi a szórt kapacitás (C_t) gyors meghatározását a sweep-generátorral felvett jelleggörbe alapján. A szórt kapacitás az alábbi módon határozható meg:

1. Keresünk a sweep-generátorral felvett jelleggörbén egy olyan pontot, ahol az erősítés, azaz a $\frac{|Z_a|}{R_a}$ a zérus frekvenciához képest meghatározott és jól leolvasható mértékben csökken. Pl. a —3 dB (70%), a —6 dB (50%) és a —12 dB (25%) pontok erre alkalmasak.
2. Ennek a pontnak megfelelő $\frac{|Z_a|}{R_a}$ értékéből kiindulva az $\frac{|Z_a|}{R_a}$ tengelyre merőleges egyenest húzunk az 5. ábrán addig, amíg az egyenes metszi azon f egyenest, mely az erősítés szóban forgó esésének frekvenciáját jelöli. A metszéspont függőleges koordinátája azon k érték, mely a keresendő C_t-hez tartozik és C_t-re jellemző minden frekvencián.



4. ábra. Szórt kapacitások meghatározására szolgáló nomogram



5. ábra. A szórt kapacitás meghatározására szolgáló nomogram használata

3. A K pontból a k tengelyre merőleges egyenest kell húzni addig a pontig, ahol az a mért kapcsolásba beépített munkaellenállással, mint paraméterrel jelzett egyenest metszi (5. ábrán R pont).
4. Az R ponthoz tartozó abszcissza érték a keresett C-$_t$t adja.

2. A mérés hibája

A mérési hiba kiszámításához a (13) képletet kell alapul venni:

$$C_t = \frac{a}{2\pi R_a f} \tag{16}$$

A hiba a következő képlet alapján számítható

$$\Delta C_t = \frac{\Delta a}{2\pi R_a f} - \frac{a\Delta f}{2\pi R_a f^2} - \frac{a\Delta R_a}{2\pi f R_a^2} \tag{17}$$

$$\frac{\Delta C_t}{\Delta C_t} = \frac{\Delta a}{a} - \left(\frac{\Delta f}{f} + \frac{\Delta R_a}{R_a}\right) \tag{18}$$

Ha (9) képletet megvizsgáljuk, akkor a kovetkezőket állapíthatjuk meg.

a) $\frac{\Delta a}{a}$ az a érték megállapításának pontossága. Ha olyan karakterisztikus pontokat jelölünk ki a mérés elvégzéséhez, mint pl. (3. ábra)

$$\frac{|Z_a|}{R_a} = 0{,}71 \rightarrow a = 1$$

$$\frac{|Z_a|}{R_a} = 0{,}5 \rightarrow a = \sqrt{3}$$

$$\frac{|Z_a|}{R_a} = 0{,}25 \rightarrow a = \sqrt{15}$$

akkor a értéke pontosan számítható.

b) $\frac{\Delta f}{f}$ az átviteli görbének a mérésben felhasznált pontjához tartozó frekvencia pontossága. Ez a hitelesítő generátor, vagy a sweep-generátorba beépített marker-generátor frekvencia pontosságából és az oszcilloszkópon felrajzolt átviteli görbén való leolvasási pontosságból tevődik össze.

A generátorok frekvenciapontossága $\pm 1\%$-os tartományban mozog (Pl. RS — SMAF). Az oszcilloszkópon felrajzolt átviteli görbén és a szerkesztett diagrammon való leolvasási pontosság $\pm 3\%$.

Ez azt jelenti, hogy a $\frac{\Delta f}{f}$ értéke $\pm 4\%$.

c) $\frac{\Delta R_a}{R_a}$ hibáját az alkalmazott munkaellenállás tűrése határozza meg. A mérést célszerű tehát $\pm 2\%$-os anód-munkaellenállással összeállítani.

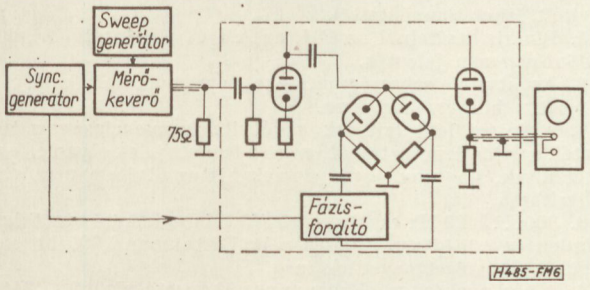
Ha az *a)*, *b)*, *c)* pontokban megadott hibákat összegezzük, akkor a mérés hibája a következő határok között mozog:

$$\frac{\Delta C_t}{C_t} \cdot 100 = \pm 5\% - (\pm 4 \pm 2)\% = \pm 11\%$$

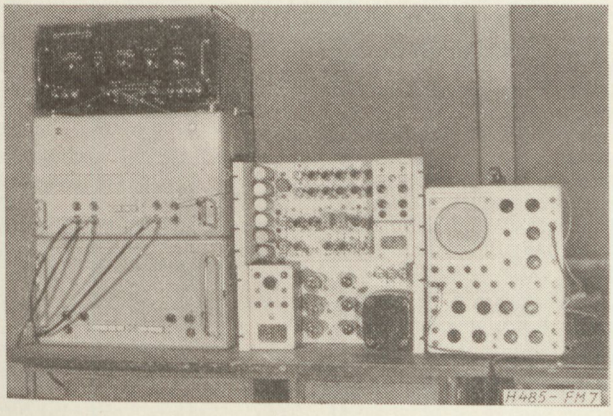
A mérés hibája tovább csökkenthető, ha a méréshez nagyképcsöves sweep-generátort alkalmazunk (RS — SWOB), mert ebben az esetben a $\frac{\Delta f}{f}$ érték kb. 2%-ra csökken. További hibacsökkenést eredményezhet a diagram méreteinek növelése, mert lényegesen megjavítja a leolvasási pontosságokat.

3. A mérés alkalmazási területe

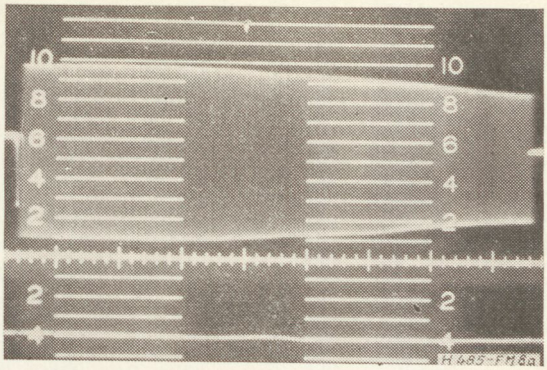
A szórt kapacitások mérésének fent ismertetett módszere szélessávú erősítők prototípusainak mérésénél és tervezésénél alkalmazható. Speciális alkalmazási területe olyan áramkörök szórt kapacitásainak meghatározása, melyek impulzusokkal vezérelt részeket is tartalmaznak. Ilyen áramkör pl. a tv technikában egy olyan erősítő fokozat, mely vezérelt szintrögzítőt is tartalmaz. Az ismertetett mérési

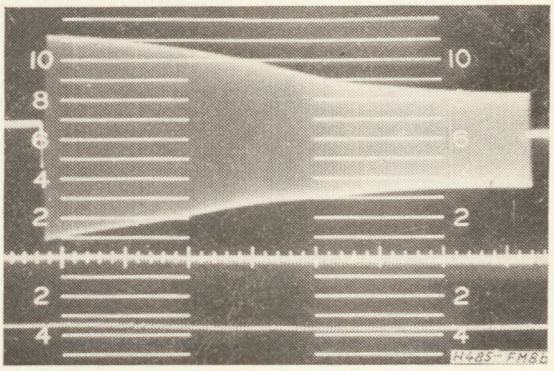


6. ábra. Vezérelt szinthelyreállító kapcsolással ellátott erősítőfokozat szórt kapacitásának mérési elve



7. ábra. Vezérelt szinthelyreállító kapcsolással ellátott erősítő fokozat mérési összeállítása





8. ábra. PYE stabilizáló erősítő szintrögzítő fokozatának mérési oszcillogramja
a) Mérőgörbe, *b)* mért görbe

módszer ilyen erősítőfokozatok szórt kapacitásainak dinamikus állapotban való meghatározására is alkalmas, ha a sweep-generátor kimenő jelébe az összetett kioltójelet bekeverjük. Ilyen mérés összeállítását mutatja a 6. és 7. ábra. (Mérésre használt műszerek R-Sch szinkrongenerátor; SIF, R-Sch mérő-keverő; MSF, Telektronix oszcilloszkóp; 524AD, HTSZ sweep-generátor; TR 08 08, a mért erősítő; PYE stabilizáló erősítő: 4097.)

A mérésnél ebben az esetben detektort nem használunk a mérőjelhez hozzáadott kioltóimpulzusok miatt. A mérés kiértékelése azért úgy történik, hogy a mérés elvégzése előtt felvesszük a sweep-generátor, oszcilloszkóp, mérő-keverő ún. mérőgörbéjét és ennek az esését a mért görbe eséséből ki kell vonni.

Az eredő görbe megszerkesztése az 1. táblázat alapján lehetséges:

1. táblázat

f [MHz]	$a_{\text{mérő}}$ [dB]	$a_{\text{mért}}$ [dB]	$a_{\text{eredő}} = a_{\text{mért}} - a_{\text{mérő}}$ [dB]
6	—2,32	—6,5	—4,18

A táblázatban egyetlen karakterisztikus $\left|\frac{Z_a}{R_a}\right|$ érték (pl.: —3 dB, —6 dB) meghatározása elegendő ahhoz, hogy a már ismertetett módszerek segítségével a szórt kapacitás is meghatározható legyen.

A 8*a* ábrán látható a mérőjel, mellyel a 6. ábrán levő erősítőfokozat szórt kapacitása mérhető. (Ez a PYE 4097 típusú stabilizáló erősítő egyik szintrögzítő áramkörrel ellátott video-erősítő fokozata.) A mérést 6 MHz-en végeztük el, mert a méréshez tartozó fényképeken (8*a* és 8*b* ábra) a 6 MHz-es markerjel látható a legjobban. A mérőjel esése 6 MHz-en a zérus frekvenciára vonatkoztatva — 2,32 dB. A 8*b* ábrán látható mért átviteli karakterisztika 6 MHz-en: —6,5 dB. Ennek alapján az eredő átviteli karakterisztika esése 6 MHz-en: —4,18 dB (1. táblázat). Ez megfelel $\left|\frac{Z_a}{R_a}\right|$ dB-ben meghatározott értékének 6 MHz-en. Ennek alapján R_a-t ismerve a 4. ábra segítségével az ismertetett módszerrel a szórt kapacitás értéke meghatározható. A mért fokozatban R_a értéke 680 ohm. A mérési adatok alapján az ehhez tartozó szórt kapacitás értéke 45 pF. Ez szintrögzítő áramkört tartalmazó fokozatokban elfogadható, reális érték.

A mérési módszer egyik nagy előnye — és ezt hangsúlyozni kell — az, hogy még impulzussal vezérelt, bonyolult áramkörök szórt kapacitásának mérését is lehetővé teszi dinamikus állapotban anélkül, hogy a mérőeszközt a mért áramkörbe közvetlen bevinnénk, vagy a mérés elvégzése céljából az áramkörön valamilyen módosítást végeznénk.

IRODALOM

1. Dr. *Barta István és Barát Zoltán:* A távolbalátás alapjai Egyetemi jegyzet, 1958.
2. *D. G. Fink:* Television Engineering McGRAW-Hill Book Co, Inc, New York 1952.
3. *W. Dillenburger:* Fernseh-Messtechnik Fachverlag Schiele & Schön GMBH, Berlin 1960.
4. *Terman and Pettit:* Electronic Measurements McGRAW-Hill Publishing Company Ltd, London 1952.

SZEMLE

Összeállította: VÁSÁRHELYI PÁL

A Szovjetunió televízió-központjában új szupertikon képfelvevő csövet vettek használatba a közelmúltban. Az LI 201 típusú képfelvevőcsövön több műszaki tökéletesítést alkalmaztak — ilyen pl. a kiegyenlítő elektróda — miáltal a kapott kép minősége sokkal jobb. Megnőtt a jel-zaj viszony (min. 30), természetesebb a kép, csökkent a visszafutó sugár által rajzolt raszter felülete, a spektrumkarakterisztika megközelíti a szem érzékenységi görbéjét, és így jó színvisszaadást biztosít. A kiegyenlítő elektródából kilökött szekunder elektronok lerontanák a jel-zaj viszonyt, ezért ennek a meggátlására a kiegyenlítő és a fókuszáló elektródák között 20—30 V-os potenciálgátat hoztak létre. (Technika, Kino, i Televidenija, 1964. 12. sz.)

*

A CCITT 1964 júniusi genfi III. plenáris ülésén az egész világot átfogó automata távbeszélő hálózat kérdéseivel foglalkoztak. A világot hét zónára osztották fel, mindegyikben egy legmagasabbrendű tranzit központot jelöltek ki, amelyeket egymással közvetlenül összekötnek majd. Minden zóna további zónákra oszlik, ezeknek egy-egy alacsonyabbrendű központja lesz. Ezeken belül általában minden ország egy harmadrendű zónát képvisel egy harmadrendű tranzit központtal. A kapcsolás a központok növekvő, illetve csökkenő rendje szerint történik. Megállapították a számozási rendszer elvét: minden zóna egy egyjegyű számot kapott és a nemzetközi szám ezzel együtt 11 jegyű lehet. Meghatározták ezenkívül a jelzésrendszert is. (Elektroszvjaz, 1964. 12. sz.)

*

Közhasználatú telfonhálózatok adatátviteli célokra történő felhasználásával foglalkozik a Technische Mitteilungen PTT 1964 novemberi száma. Megállapítja, hogy a telefonvezetékek a jó adatátviteli hálózatok követelményeinek csak korlátozott mértékben felelnek meg.

Az adatátviteli kísérletek legfontosabb tapasztalati eredményeit az alábbi összefoglalás adja:

1. Impulzus-zajok érzékenyen zavarták a telefonvezetéken történő adatátvitelt.
2. Az átviteli hibák csoportosan jelentkeztek és szoros összefüggésban álltak az automatikus központok „választási" zajaival.
3. Az automatikus központok általában tízszer több hibát okoztak, mint a vezetékek.
4. Az 50 Hz-es díjjelentő készülékek erős zavaró impulzusokat adtak, melyek a rövid számlálási periódus alatt az adatátvitelt lehetetlenné tették.
5. Bináris átvitelnél az FM, az AM és PM átvitel közötti különbség nem jelentős.
6. Az átviteli sebesség mértéke nem gyakorolt befolyást a relatív hiba-gyakoriságra.
7. A futási időtorzítások az átvitt frekvenciasávon túllépték egy hírelem tartamát, ezért a leadott jelek olyan erősen eltorzultak, hogy az egyes elemek biztos átvitele nem volt teljesíthető.
8. 300...3400 Hz-es frekvenciasávval rendelkező vezetékek minden egyedi időszabályozás nélkül általában 1200 bit/s-os átviteli sebességet engedtek meg.
9. A középnehéz terhelésű pupinozott vezetékek 300...2400 Hz-ig terjedő frekvenciatartományban 600 bit/s-os átviteli sebességet tettek lehetővé. *(Szabó Károlyné)*

*

A Toshiba cégnél epoxigyantával burkolt tranzisztortípást dolgoztak ki. Az epoxiburkolatú M8197 típusú tarnzisztor jelleggörbéi némileg eltérnek a hagyományos URH tranzisztorokétól, de az eltérés nem jelentős mértékű. Az élettartamvizsgálatok eredményei azt mutatják, hogy az epoxigyantával való burkolás megnöveli a tranzisztor élettartamát, mivel hermetikus lezárást biztosít. Az epoxigyantás burkolás következtében a szilícium tranzisztorok minőségi jellemzői elérik a germánium tranzisztorokét, és így lehetővé válik alkalmazásuk TV áramkörökben. Toshiba Review, 1964. okt.)

KISS DÉNES
BME Vezetékes Híradástechnikai Tanszék

Lineáris hálózatok tervezése katalógusok segítségével

ETO 621.372.001.2

Az elmúlt évtizedben a számológépek elterjedésével az üzemi paraméteres szűrőméretezés egyre nagyobb szerepet játszik az immár klasszikusnak számító hullámparaméteres méretezési módszer mellett. Az üzemi paraméteres elmélet vitathatatlan előnyeit csak a gépi programozás tudja teljesen kihasználni, és ez adja a lehetőséget arra, hogy egy programmal több szűrő adatai is kiszámolhatók legyenek és táblázatban összefoglalva álljanak a tervező mérnök rendelkezésére. Jelen cikkben ezekről a katalógusokról és azok használatáról szeretnék egy bibliográfia keretében rövid tájékoztatót nyújtani.

Először is mi a különbség az említett két méretezési eljárás között. A hullámparaméteres elv alapkapcsolásokból (Wagner alaptag, Zobel derivált tag) indul ki, amelyeknek ismert a hullámellenállása és hullámátvitele. Ilyen tagok összekapcsolásából állítja elő a szűrőláncot, melynek ohmos lezárása csak bizonyos hibával tudja követni a tagok hullámellenállását.

Az egész méretezési eljárás elméletileg a Zobel felbontáson alapszik. Ez a felbontás megadja az üzemi csillapítás eltérését a hullámcsillapítástól akkor, ha ohmos lezárást alkalmazunk.

Az üzemi paraméteres méretezési eljárás ezzel szemben az amplitúdó, ill. fáziskarakterisztika megengedett függvényekkel történő approximációjából indul ki. Létrehoz egy hálózatfüggvényt, és ezt realizálja, tehát az egyenes utat követi. Ezzel a módszerrel a specifikáció jobban megközelíthető, mert nem előre ismert alapkapcsolásokból kell a hálózatot összerakni. További előny, hogy az $F(p)$ hálózatfüggvényből számolhatók a tranziens tulajdonságok, a toleranciák hatása és a veszteségek, amelyek az előbbi eljárásnál nem, vagy csak bonyolultabb módszerekkel vehetők figyelembe.

A hullámparaméteres méretezés számítási egyszerűségéből származó előny, a katalógusok megjelenésével eltűnik, és ha megtaláljuk a specifikációhoz illő adatokat, akkor ezekből egyszerűbben jobb szűrő építhető.

Kétségtelen, hogy egyes területeken (aszimmetrikus szűrő, mechanikus szűrő) a hullámparamétereknek meghatározó szerepük van, de itt is inkább a kombinált módszereket alkalmazzák.

Az üzemi paraméteres méretezési eljárással Géher Károly: Lineáris hálózatok II. jegyzet 5. fejezete foglalkozik részletesen. Ez a kézirat gyanánt kiadott egyetemi jegyzet az elméleti kérdések tárgyalásán kívül Glowatzki és Saal legfontosabb katalógusait is tartalmazza, mégpedig 1—5 fokig a Csebisev és Butterworth, 6—11 fokig a Cauer-szűrők adatait 20%-os reflexióra, valamint 1—10 fokig a Csebisev- és Butterworth-szűrők tranzienseit a 150—173. oldalakon.

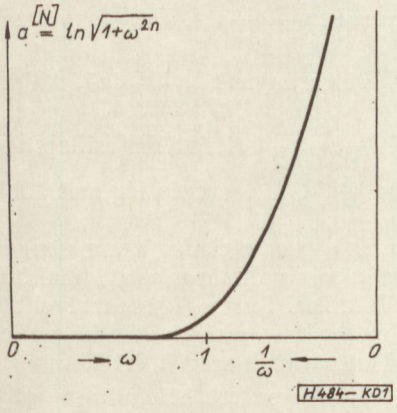
A fejezet végén az üzemi paraméteres méretezéssel foglalkozó angol, német, orosz és magyar nyelvű könyvek és cikkek irodalomjegyzéke található.

Ez a cikk is az említett jegyzet jelöléseit és terminológiáját használja.

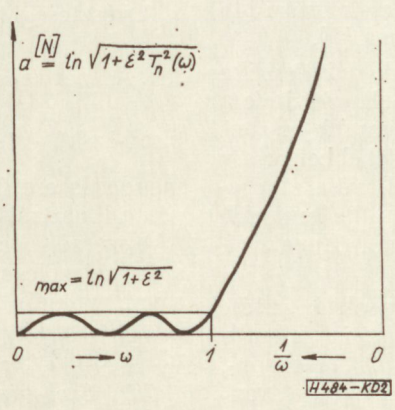
Az említett jegyzeten kívül az üzemi paraméteres szűrő méretezésről több magyar nyelvű cikk is megjelent. Radvány Jenő [41, 42] cikkei a méretezés elvével és a veszteségek hatásával foglalkoznak. Boglár Gyula [43, 44] cikkei pedig a hatványszűrők tulajdonságait, valamint a keskenysávú sávszűrők problémáit fejtegetik.

1. Szűrőkatalógusok

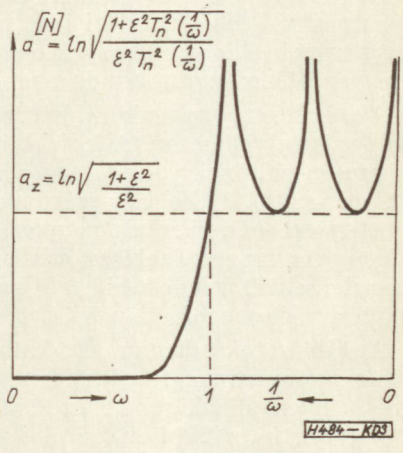
Az approximációs eljárások közül a maximális laposságú és az egyenletes közelítésnek van nagy szerepe a hálózatelméletben. A maximális laposságú



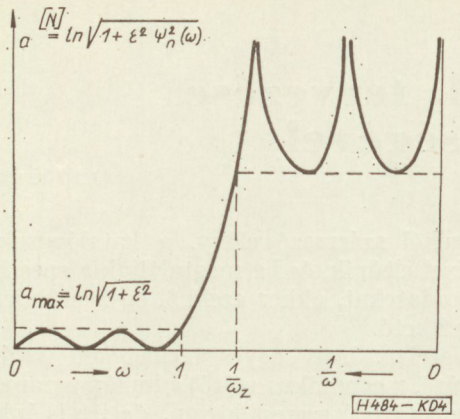
1. ábra. Maximálisan lapos vagy Butterworth típusú közelítés



2. ábra. Egyenletes vagy Csebisev közelítés (T_n ... az n-edfokú Csebisev polinom)



3. ábra. Inverz Csebisev közelítés



4. *ábra.* Elliptikus vagy Cauer közelítés (ψ-... az n-ed rendű elliptikus függvény)

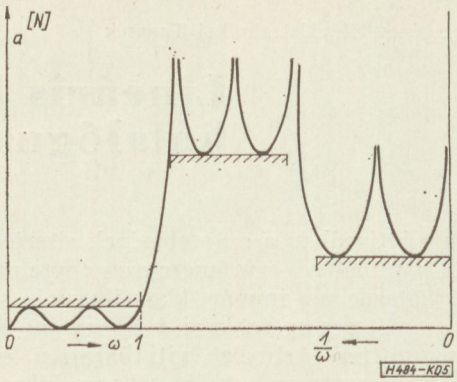
közelítésnél a cél az, hogy az approximáló görbe differenciálhányadosa minél magasabb fokon egyezzen meg a specifikáció által előírt görbével. Az egyenletes közelítésnél ezzel szemben arra törekszünk, hogy a kívánt görbétől való eltérés maximuma egy konstans — előre megadható — érték legyen.

A fenti elvek áteresztő és zárótartományra történő alkalmazása során különböző jellegű karakterisztikákat nyerhetünk. Az 1—5. ábrák aluláteresztő szűrők csillapításgörbéit mutatják. Mivel az ismert frekvenciatranszformációval [1, 6, 9, 43] az aluláteresztőből felüláteresztő, szimmetrikus sávszűrő és sávzáró nyerhető, ezért az aluláteresztőre készített katalógusokból a fenti szűrőtípusok is készíthetők anélkül, hogy a transzformált szűrő a jellegzetes approximációs jellegét elvesztené.

Bonyolultabb a kérdés, ha a fázist is figyelembe vesszük. Az aluláteresztők közül maximális laposságú futási idővel rendelkezik a Thomson-szűrő. Nagy hibája, hogy frekvenciatranszformációnál éppen jellegzetes tulajdonságát — konstans futási idejét — veszti el. A fázis és amplitúdókarakterisztika egymástól független tervezésének elméleti akadálya a minimálfázisú hálózatok csillapításának és forgatásának szigorú kapcsolata. Ezért közvetlen módszerrel adott csillapításkövetelmény esetén csak bizonyos toleranciával lehet a futási időt megközelíteni. Szigorú tranziens követelmények esetén csak futási idő kiegyenlítőkkel oldható meg a probléma [7].

Az említett approximációs típusok mindegyike más-más tulajdonságú. A legjobb impulzusátvitele a Thomson-szűrőnek van. A leggazdaságosabb viszont a Cauer-szűrő. A Csebisev-szűrő meredekebben vág a Butterworthnál, ellenben nagyobb túllövéseket produkál. Az inverz Csebisev várhatóan kellemesebb tranziensekkel rendelkezik a Cauernál. Ennek eldöntése még megoldatlan feladat.

A táblázatok, diagramok, katalógusok készítése világviszonylatban folyik. Már eddig is jelentős eredmények állnak rendelkezésünkre. A Thomson-, Butterworth- és Csebisev-szűrőknek ismerjük a tranzienseit és 1-től 10 fokszámig az elemek értékeit. A Cauer típus táblázatai 11 fokig kitöltöttek, de nem ismerünk katalógusokat az inverz Csebisev-szűrőkre.



5. *ábra.* Általános szűrőkarakterisztika approximációja

További feladat még a gyakorlatban sokszor előforduló aszimmetrikus sávszűrők, illetve sávzárók katalogizálása.

Az összeállított bibliográfiánk elsősorban a katalógusokat és nem a méretezés elvével foglalkozó irodalmat tartalmazza.

A katalógusok használatát megkönnyíti, hogy a frekvenciaegységet mindig a valódi áteresztőtartomány határán veszi fel, valamint a lezárás is (legalább az egyik oldalon) az ellenállásegységének felel meg. A táblázatok ennek megfelelően relatív egységekben tartalmazzák az adatokat, melyek végső dimenziós alakjukat csak a választott frekvencia és ellenállásegységből kiszámított kapacitás, ill. induktivitásegységgel való szorzás útján nyerik. Ez a megoldás teszi lehetővé, hogy az adatokat tetszőleges határfrekvencia és lezárás esetén is fel tudjuk használni.

Az áteresztő tartomány csillapításának jellemzésére általában a reflexiós tényezőt (jelölése r, p) használják. A kettő közötti összefüggés Boglár [43] cikkében táblázatosan szerepel.

1.1 Weinberg: Hálózatanalízis és szintézis [1] c. könyve a hálózatszintézis eddig megjelent legmodernebb összefoglalása. A szerző eddigi cikkeiben megjelent katalógusadatokat is tartalmazza. Az elemértékek 1—10 fokig találhatók a Butterworth, Csebisev és Thomson aluláteresztőkre a veszteségek figyelembevételével is.

A veszteségi tényezőben $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{10}$, $\frac{1}{20}$ és $\frac{1}{30}$ a választék. A lezáró ellenállások aránya 0, $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ és 1. A Csebisev-szűrő értékei $\frac{1}{10}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ 1, 2 és 3 dB csillapításingadozás esetén adottak. A tervezés lépéseit több példa illusztrálja.

A szerző foglalkozik a geometriailag szimmetrikus szűrő tetszőleges lezárásokra alkalmazható átalakításával, valamint a Takahasi formulákkal, melyekből tetszőleges követelményekre számolhatók közvetlenül a Csebisev- és Butterworth-szűrők értékei.

1.2 Szobenin: Hatványszűrők számítása [2]. A szerző Csebisev és Butterworth típusú hatványszűrők elméletével és tervezésével foglalkozik. Részletes diagramok mutatják a csillapítás és fázismenetet

a záró, ill. az áteresztő tartományban $n = 1$—8 fokszámig. A Csebisev-szűrők jellemzőit 0,002—0,2 N-es áteresztőtartomány ingadozás esetén ismerteti.

Külön fejezet tárgyalja a veszteséges szűrőket, különös tekintettel a sávszűrőkre. A mű végén bőséges képlet, diagram és táblázat található, melyek az üzemi jellemzőket és az elemértékeket tartalmazzák.

1.3 Glowatzki: Hatvány- és Csebisev-szűrők katalógusai [3]. Az első publikációban 5-öd fokig, a másodikban 5—9 fokig tartalmazzák a táblázatok a max. lapos és az egyenletes közelítésű szűrők elemeit. A szűrők jellemzésére egységes jelölést vezet be. Az első nagybetű az approximáció típusára jellemző. A P betű max. lapos szűrőt jelent (a német Potenz szóból), a T pedig egyenletes közelítést (Tschebyscheff). Ezután következő két szám a fokszámot jelöli, ami itt az elemek számával egyezik meg, a második kettő pedig az áteresztőtartomány reflexióját adja százalékban. Például egy $P0520$-as kapcsolás egy Butterworth típusú 5-öd fokú szűrő 20%-os refelexióval. Egyes típusoknál az előbbi jelölések után még w, b és c betűk is előfordulhatnak. A W váltószűrőt jelent 0 és ∞ lezárásokkal, a b aszimmetrikus lezárású antimetrikus szűrőt, a c pedig ugyanezt szimmetrikus lezárások esetén.

A táblázatokat diagramok egészítik ki, melyek a zárótartomány csillapításmenetét mutatják néperben a relatív frekvencia reciprokával (Ω^{-1}) paraméterezve. A tervezést célszerű itt elkezdeni az „n" fokszám megválasztásával.

1.4 Henderson és Kautz: Konvencionális szűrők tranziensei [4]. Egy számológépes program segítségével a szerzők kiszámolták és ábrázolták a Butterworth-, Csebisev- és Thomson-szűrők súly- és átmeneti függvényeit (Dirac deltára és egységugrásra adott válasz). A görbék 1—10 fokszámig készültek el alul- és felüláteresztőkre Butterworth és Csebisev, valamint csak aluláteresztőre a Thomson típusú szűrőnél.

A Csebisev-szűrő csillapításingadozása 0,5, 1 és 2 dB.

A görbékből levonható tanulság, hogy impulzusátvitelre a Thomson-szűrő a legalkalmasabb, hátránya, a kis csillapítási meredekség. Utána sorban a Butterworth következik, majd a Csebisev rendelkezik a legelőnytelenebb tranziens tulajdonságokkal.

1.5 Peless és Mukami: Butterworth—Thomson átmeneti szűrők és szelektív erősítők analízise és szintézise [5]. A maximálisan lapos amplitúdó karakterisztikájú Butterworth-szűrő nagy túllövést ad, ugyanakkor a maximálisan lapos futási idejű Thomson-szűrőnek hosszú az emelkedési ideje. A póluselrendezés változtatásával a két ellentétes követelmény között tetszőleges tulajdonságú szűrő tervezhető. A cikk táblázatokkal és diagramokkal nyújt segítséget előírt túllövésű és emelkedési idejű hálózat póluselrendezésének megválasztásához. Az elmélet keskenysávú erősítőkre is alkalmazható.

1.6 Saal: Szűrőtervezés katalógus segítségével [6]. A katalógus a Cauer és a Csebisev aluláteresztők elemeinek értékeit tartalmazza. A fokszám 4—9-ig, a reflexió 1—50%-ig változik. A kapcsolások között aszimmetrikus lezárások is szerepelnek. A tervezés megkönnyítésére az előszóban diagramot közöl, mely összefüggést ad a fokszám (n), a zárófrekvencia (Ω_s), a zárótartomány csillapítása (a_s) és az áteresztő tartomány reflexiója (p) között. A szűrő jellemzésére szintén betűt és számokat használ. Például C 0910 egy 9-ed fokú Cauer-szűrőt jelent 10%-os reflexióval. A táblázat első T jelű sora az azonos fokszámú, Csebisev-szűrőt jelenti.

Az eddig megjelent katalógusok között ez a legrészletesebb.

1.7 Saal és Ulbrich: Szűrők szintéziséről [7]. Az IRE Trans. Circuit Theory folyóirat ezen száma az üzemi paraméteres méretezés egyik alapvető összefoglaló jellegű irodalma. Az említett szerzők a méretezés módszerét mutatják be példákon keresztül, majd számológéppel kiszámolt katalógusokat közölnek 6—11 fokú Cauer-szűrőkre. (Az első sor itt is a megfelelő Csebisev-szűrő adatait tartalmazza.) A cikk továbbá előírt csillapítás- és fáziskarakterisztikájú szűrők tervezésével foglalkozik.

1.8 Saal: Szűrőtervezés katalógus segítségével [8]. Csebisev- és Cauer-szűrők katalogizálásának kérdésével foglalkozik. Diagramokat közöl mindkét típusra, melyek összefüggést adnak az n fokszám, Ω_s zárófrekvencia, a_s zárótartomány csillapítása és a p reflexiós tényező között. Összefoglalja a frekvenciatranszformáció előforduló eseteit, majd példákon keresztül mutatja be a tervezés menetét. A táblázatok a $C0810b$, $C0810c$, és a $C0910$-es Cauer-valamint az első sorban a megfelelő Csebisev-szűrőket tartalmazzák.

1.9 Milort [9] cikke elliptikus (Cauer) szűrők tervezésének egyes kérdéseit tárgyalja és „előkorrigálással" figyelembe veszi az elemek veszteségeit. Egyszerű tervezési formulákat ad a legkisebb elemszám, a minimális jósági tényező (Q) és a minimális áteresztőtartomány csillapításra. A formulákon kívül a gyors tervezés érdekében diagramok is rendelkezésre állnak. A legkedvezőbb szűrőkapcsolásokat táblázatok tartalmazzák, melyek egyben az egyes típusok párhuzamos kapcsolásának lehetőségét is ismertetik.

1.10 Jess [10] impulzusszűrőkről szóló cikke az idő- és frekvenciatartománybeli viselkedés együttes approximációjával foglalkozik. Toleranciasémát készít az időtartományt jellemző mennyiségekre és ezekből meghatározza az átviteli tényező pólusait és zérusait. Egységes jelölést vezet be a különböző követelményeket kielégítő impulzusszűrőkre és számológéppel kiszámolja 60 típusnak a szingularitását. Ezekből a szűrő a szokásos módszerek egyikével realizálható.

1.11 Boglár [43] cikkében Butterworth típusú hatványszűrőkkel foglalkozik. Táblázatai tartalmazzák $n = 8$ fokszámig az elemek értékeit és a nulla frekvenciához tartozó τ_0 futási időket, melyből az áteresztő sáv alapcsillapítása számolható. Diagramot közöl az n fokszám megválasztására, majd ötletes paraméter bevezetésével (a_{n+1}, a_{n+2}) táblázatai segítséget nyújtanak előírt zárócsillapítást minimális alapcsillapítással megvalósító szűrő fokszámának meghatározásához. A módszert két példa illusztrálja.

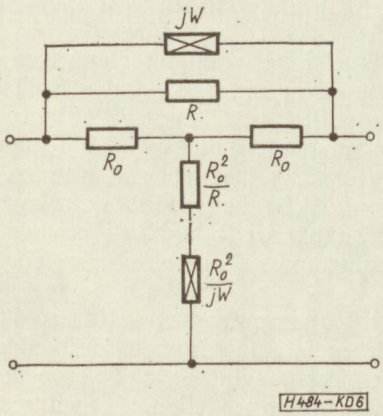
Boglár következő [44] publikációjában a realizálhatóság szempontjából előnyös csatolt rezgőkörökből felépített keskenysávú hatványszűrők tervezését ismerteti. Az alapgondolat, hogy az eredeti hatványszűrő láncot azonos hullámellenállású, különböző sávszélességű hullámszűrő féltagokra bontja, melyek csatolt rezgőkörös, közel equivalens kapcsolásokkal helyettesíthetők. A táblázatok az equivalens kapcsolásokra, valamint az átalakított sávszűrő egyes elemeinek meghatározására vonatkoznak. Az equivalencia fontossága mikrohullámú vonatkozásban üregrezonátoros realizálásnál is kitűnik.

1.12 Geffe: Egyszerűsített modern szűrő tervezés [11] és *Hazony:* Hálózatszintézis elemei [12] című könyvek az irodalmi hivatkozásokból követhetően jelentős katalógus adatokat tartalmaznak.

A bibliográfia egyéb [13—32] szűrőre vonatkozó publikációi katalógusadatok szempontjából kisebb jelentőségűek, egyrészt történeti szempontból érdekesek, másrészt a szerzők kisebb részeredményeit tartalmazzák.

2. Amplitudókorrektorok katalógusai

Az állandóan változó követelmény (a vonalak különböző csillapításkarakterisztikája) miatt az amplitudókorrektorok (kiegyenlítők) esetében nehéz egységes katalógust összeállítani. Eddigi ismereteink alapján a legjobban célravezetőnek itt még a grafikus módszer látszik, és az irodalom is ehhez igazodva, mintegy a módszer megkönnyítésére közöl paraméterezett függvényseregeket és táblázatokat.



6. ábra

Ebben a témakörben az elég részletes magyar nyelvű irodalomra támaszkodunk.

2.1 Radványi László: Az Y kiegyenlítő [33]. Az Y kiegyenlítő vagy más néven áthidalt T tagok közül a gyakorlat számára legfontosabb esettel, a 6. ábrán látható kapcsolással foglalkozik, ahol az áthidaló impedancia egy R ellenállás és egy jW reaktancia párhuzamos eredője.

Kimutatja, hogy ez a kapcsolás az

$$a = \frac{a_0}{2} + \frac{1}{2}\left[\ln \operatorname{ch}\left(\frac{a_0}{2} + v\right) - \ln \operatorname{ch}\left(\frac{a_0}{2} - v\right)\right] \quad (1)$$

összefüggésnek tesz eleget, ahol a_0 ..... a maximális csillapítás, $v = \ln \frac{W}{W_0}$ a normalizált frekvencia, W_0 pedig az $\frac{a_0}{2}$ közepes csillapításhoz tartozó reaktanciaérték.

A cikk ezt az a (v) görbesereget adja $\frac{a_0}{2}$-vel paraméterezve táblázatosan és diagram formájában.

2.2 Farkas Vilmos: Kiegyenlítők alkalmazása és méretezése [34]. A cikk az előzőekben ismertetett korrektortípus méretezésével foglalkozik és táblázatban közli a (1) függvény értékét. A tervezés első lépése a követelmény jellegéből kiindulva a jW reaktancia felvétele, majd ebből a

$$v = g(\omega) = \ln \frac{W}{W_0} \quad (2)$$

frekvenciatranszformáció elvégzése. Ezt a transzformációt különböző reaktanciákra a cikk táblázatosan összefoglalja. További lépés a v függvényében az (1) görbesereggel azonos léptékű követelménygörbe felrajzolása átlátszó papírra, majd vízszintes és függőleges tologatással a megfelelő görbe kiválasztása. A közepes csillapításértékből az R ellenállás, az ehhez tartozó reaktanciaértékből, valamint a póluszérus helyeket megjelölő minimális és maximális csillapításból a reaktancia is meghatározható.

A továbbiakban a cikk a változtatható meredekségű Oswald és Bode korrektorokkal foglalkozik.

2.3 Radványi László: Távkábelek mélyfrekvenciás csillapításkiegyenlítése [35]. A szerző a 6. ábrán látható kiegyenlítőkapcsolással foglalkozik, ahol a jW reaktancia egy kondenzátor, mellyel a legtöbb gyakorlati probléma megoldható. A tervezéshez csillapításdiagramok állnak rendelkezésre, melyekből grafikus eljárással a kívánt karakterisztika könnyen kiválasztható. A maximális csillapítás (A) és a határfrekvencia (ω_H) ismeretében a táblázatból az elemértékek kiolvashatók. Megépített kapcsolásokat közöl továbbá változtatható- és mérőkiegyenlítőre.

2.4 Forgó Dezső: Négypólusú kiegyenlítők méretezése [36]. Szintén a 6. ábrán látható korrektortípussal foglalkozik. Táblázatosan összefoglalja a különböző bonyolultsági fokú reaktanciák hatásaként jelentkező csillapításgörbéket. A továbbiakban ötödfokú impedanciáig a legtöbb variációt kimerítő példagyűjteményt ad, melyekben a megoldást próbálgatással éri el.

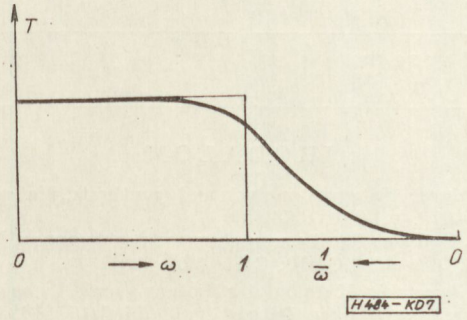
A szerzőnek ugyanezen folyóirat 1962. 3—4. számának utolsó lapjain a csillapítótagok adatgyűjteménye található.

3. Késleltető művonalak katalógusai

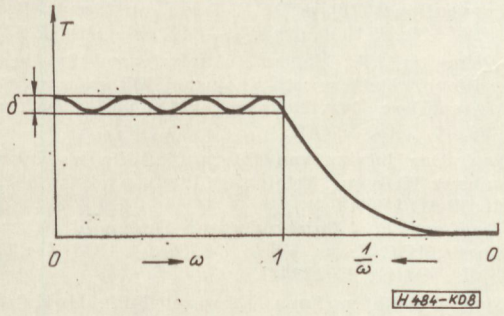
Jelek késleltetését konstans futási idejű hálózattal tudjuk megvalósítani. Ezt az ideális tulajdonságot természetesen véges elemszámmal csak egy határfrekvenciáig lehet megközelíteni. Az approximáció itt is a szokásos két utat követi. Az első maximális laposságú közelítés, a másik a Csebisev típus (l. 7., 8. ábrák).

Mindkét megoldás mindentáteresztő X tagokból indul ki, mivel itt nem kötnek a létrakapcsolás minimálfázisra vonatkozó törvényei.

3.1 Weinberg a [37] publikációjában, majd az [1] könyvében a maximális laposságú futási idővel rendelkező késleltető művonalakkal foglalkozik. Könnyen belátható, hogy ha a hídimpedanciát th $\frac{pT}{2}$-nek választom, akkor az átviteli tényező e^{pT} alakú lesz, a kívánt T konstans futási idővel. További lépésként az irracionális függvényt végtelen lánctörtbe fejtjük, melyben felismerhetők a Cauer típusú láncequivalens kétpólus egyes elemei. *Weinberg* [1,37] publikációjában ezen kétpólusok elemeit foglalja táblázatba.



7. ábra. Maximális laposságú futási idő karakterisztika



8. ábra. Csebisev típusú futási idő karakterisztika

Az említett megoldás hátránya a hálózat X típusú felépítése, mely nem tartalmaz földelő vezetéket és sok elemből áll. Ügyes fogással áttérhetünk a szimpatikusabb áthidalt T equivalensre, ha a th $\frac{pT}{2}$ függvény lánctörtjének egy véges tagját hídimpedanciának tekintve a

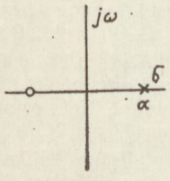
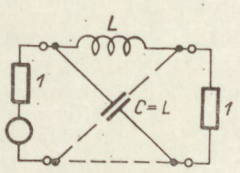
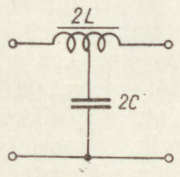
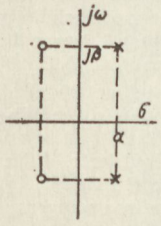
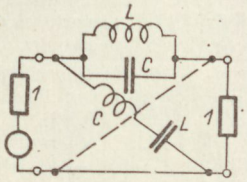
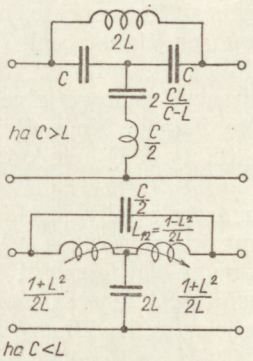
$$\Gamma = \frac{1 + Z_I}{1 - Z_I} \qquad (3)$$

összefüggés segítségével meghatározzuk a Γ átviteli tényező pólusait és zérusait. Ezeket páronként csoportosítva első, ill. másodfokú mindentáteresztők láncbakapcsolásával — melyeknek áthidalt T equivalensei ismeretesek — a hálózat realizálható.

3.2 Ulbrich és Piloty [38] cikke a futási idő egyenletes közelítését konform leképzéssel oldja meg. A Csebisev függvényt leképzéssel egy Hurwitz és egy anti-Hurwitz polinom hányadosába viszi át, melyeknek gyökeit egy számológépprogram segítségével iterációs módszerrel határozza meg. Ezen gyököket az eredeti p komplex számsíkba visszatranszformálva táblázatosan közli. Maga a táblázat 10 alapfokig (Grundgrad) készült el, ahol az alapfokszám az egyik félsíkon fekvő gyökök számát jelenti. Ugyanakkor az ingadozás nagyságánál is nagy a választék. A δ 0,01—0,5 relatív egység között változik (ld. 8. ábrát). A pólusadatok mellett a vonal „hatásfoka" is megtalálható, mely az összes gyökszám és a futási idő görbe használható területe között ad összefüggést.

A méretezés most csupán abban áll, hogy a megfelelő vonalnak a táblázatban található második térnegyedben levő gyökeit (konjugált esetben másodfokú, valós esetben elsőfokú) mindentáteresztőkkel realizáljuk. Amennyiben nem találunk kielégítő pontosságú futási időt a táblázatban, akkor a legközelebbi nagyobbat választjuk és egy további lépésként a frekvenciaegységet növeljük annyira, hogy a futási idő éppen a kívánt értékre csökkenjen.

1. táblázat

Fokszám	Pólusok és zérusok (Γ)	Hídekvivalens (X-tag)	T ekvivalens	Összefüggések
1.				$L = C = \frac{1}{\alpha}$
2.				$C = \frac{1}{2\alpha}$ $L = \frac{2\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}$

2. táblázat

	Approximáció típusa		
	Maximális laposságú	Egyenletes közelítés (Csebisev)	Elliptikus közelítés (Cauer)
Aluláteresztő	1.1. [1] – [17] – [30] 1.2. [2] – [18] – [31] 1.3. [3] – [19] – [32] 1.4. [4] – [20] – [41] 1.5. [5] – [21] – [42] – [14] – [22] 1.11. [43] – [15] – [23] 1.11. [44] – [25]	1.1. [1] – [14] – [23] 1.2. [2] – [15] – [30] 1.3. [3] – [17] – [31] 1.4. [4] – [18] – [32] 1.6. [6] – [19] – [41] 1.7. [7] – [20] – [42] 1.8. [8] – [21] 1.10. [10] – [22]	1.6. [6] – [32] 1.7. [7] – [41] 1.8. [8] – [42] 1.9. [9] – [16] – [24] – [28] – [31]
Amplitúdó korrektor	2.1. [33] 2.2. [34] 2.3. [35] 2.4 [36]		
Késleltető művonal	3.1. [37] 3.3. [40]	3.2. [38] 3.4. [39]	

Az 1. táblázatban megadjuk az első és másodfokú mindentáteresztők gyökei és elemértékei között fennálló összefüggéseket, valamint a leghasználhatóbb áthidalt T equivalenseket. Mivel egy elsőfokú mindentáteresztővel egy σ tengelyen fekvő pólus és zérus, egy másodfokúval pedig két konjugált pólus és zéruspár valósítható meg, ezért a fenti két típussal tetszőleges fokszámú mindentáteresztő transzfer függvény realizálható.

3.3 Elders a fentiektől eltérően más utat követ [40] cikkében, ahol a konstans késleltetést a Wagner aluláteresztő fázisának kiegyenlítésével éri el. A cikk Golay azon publikációján alapszik, melyben az említett szerző megmutatja, hogy ha egy Wagner aluláteresztő induktivitásait megfelelő csatolásba hozzuk egymással, akkor a fázisa lineáris lesz. A csatolási tényezők értékeit is ismerteti, melyek ötletes elrendezéssel kialakíthatók és igy minimális elemszámból felépített művonalat kapunk. További előnye a konstrukciónak, hogy a tekercsek szórt kapacitását is figyelembe tudja venni a csatolások változtatásával. A méretezési formulák csupán egy K konstansban térnek el a szokásos aluláteresztő formuláitól.

3.4 Precíziós művonal tervezéséhez, melynél a túllövés is erősen szerepet játszik, önmagában a mindentáteresztő nem elegendő. A jel már nem, vagy rosszul késleltetett spektrumát a jelalaktorzulás elkerülése érdekében le kell vágni. Ezt a feladatot oldja meg egy aluláteresztő, melyet a mindentáteresztő elé kapcsolunk. Kuh [39] cikkében ezzel az összekapcsolással foglalkozik, és megadja, hogy a különböző megengedhető túllövések esetén hova kell helyezni a határfrekvenciákat és mennyi lehet a fáziseltérés a 6 dB-es vágási frekvencián. A művonal aluláteresztője Thomson típusú szűrő maximálisan lapos futási idővel. A mindentáteresztő konstruálásánál ő még potenciál analógia elvet használt és a hibát megbecsülte. Ennél a lépésnél nyilván célszerűbb az Ulbrich és Piloty [38]- féle katalógussal dolgozni.

Végül a 2. táblázatban összefoglaljuk a különböző műveket témájuk szerint csoportosítva. Az első számjegyek jelen cikk megfelelő fejezetét jelölik, ahol azok ismertetésre kerültek. A második, szögletes zárójelben található számjegy az irodalomjegyzékre utal.

IRODALOM

1. *Weinberg:* Network analysis and synthesis, McGraw-Hill 600—670. o. OMK: 74 189.
2. Я.А. Собгнн: Расчёт полиномиальных филтров, Москва 1963. 208 oldal OMK: C 75 771
3. *E. Glowatzki:* Katalog der Potenz- und Tschebyscheff Filter, I. Telefunken Zeitung Jg. 28. Heft 107. 1955. márc. 12—22. old. II. Telefunken Zeitung Jg. 34. Heft 132. 1961. jun. 12—22. old. OMK: E 1964.
4. *K. W. Henderson and W. H. Kautz:* Transient Responses of Conventional Filters, IRE Trans. on Circuit Theory. Vol. CT-5. No. 4. 1958. dec. 333—347. old. OMK:E 2224/7.
5. *Y. Peless and T. Mukami:* Analysis and Synthesis of Transitional Butterworth-Thomson Filters and Bandpass Amplifiers, RCA Review Vol. 18. No. 1. 1957. márc. 60—94. o. OMK: F 303.
6. *R. Saal:* Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpässe, Telefunken kiadvány 1963. 381. old. OMK: PB 14 607.
7. *R. Saal and E. Ulbrich:* On the Design of Filters by Synthesis, IRE Trans. Vol. CT-5. No. 4. 1958. dec. 284—327. old. OMK: E 2224/7.
8. *R. Saal:* Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpässe, Frequenz Band 15. Nr. 4. 1961. április, 111—121. old. OMK: E 1070.
9. *W. Milort:* Theory and Design Data for the Synthesis of Tschebyscheff Parameter Filters, Philips Telecom. Review Vol. 20. No. 4. 1959. máj. 158—185. old. OMK: E 2028.
10. *Jochen Jess:* Über Impulsfilter mit Tschebyscheffschen Verhalten im Zeit- und Frequenzbereich, AEÜ Band 17. Heft 8. 1963. aug. 391—401. old. OMK: E883.
11. *P. R. Geffe:* Simplified Modern Filter Design, John F. Rider Publishers, Inc. New York, N. Y. 1963.
12. *D. Hazony:* Elements of Network Synthesis, Reinhold Publishing Corp., New York, N. Y. 1963.
13. *Jefferson, H.:* Filter design tables based on prefered numbers. High-pass filter, Wireless Engng 1946. 197—199. old., OMK: F 221
14. *E. Glowatzki:* Frequenz 1954. 296—299. old. OMK: E 1070.
15. *S. D. Bedrosian;* E. L. Luke—H. N. Putsci: On the tabulation of insertion loss low-pass chain matrix coefficiens and network element values, Proceedings of the National Electronics Conference Vol. XI. 1955. 697—717. old.
16. *E. Glowatzki:* Sechsstellige Tafel der Cauer-Parameter, Verlag der Bayr. Akademie der Wissenschaften München 1955. (BME Hírad. Tsz.)
17. *E. Glowatzki:* Katalogisierte Filter, NTZ 1956. nov. 508—513. old. OMK: E 1191.
18. *Reference data* for radio engineers 1956. 187—235. o. (BME Hírad. Tsz.)
19. *Green, E:* Amplitude-, frequencycharacteristics of ladder networks, Marconi's Wireless Telegraph Co. Marconi House Chelmsford, Essex, 1954.

20. *L. Weinberg:* Network Design by Use of Modern Synthesis Techniques and Tables, Proc. NEC 12. (1956) 794—817. old. (MTA Közp. Fiz. Kut. Int.)
21. *L. Weinberg:* Additional Tables for Design of Optimum Ladder Networks, J. Franklin Inst. (1957) 7—23; 127—138. old. OMK: F 238.
22. *L Weinberg:* Tables of Networks whose Reflections Coefficients Possess Alternating Zeros, IRE. Trans. CT-4. No. 4. 1957. dec. 313—320. old. OMK E 2224/7
23. *J. K. Skwirzynska and J. Zdunek:* Design data for symmetrical Darlington filters, Proc. IEE Vol. 104. pt. C, 1957. szept. 360—380. old. OMK: E 851/3.
24. *D. C. Pawsey:* Element Coefficients for Symmetrical Two-Section Filter Having Tschebysheff Response in Both Pass and Stop Bands, IRE Trans. on CT Vol. CT-7 No. 1. 1960. márc. Lefordítva: OMK: I 592/63.
25. *Geffe, Ph. R:* Computer-prepared tables enable design of ultraflat networks. Electronic Design 8. (1960). No. 8. 48—51. old. OMK: E 2791.
26. *Härtl, H.:* Die Anwendung elektronischer Digitalrechner in der Netzwerktheorie, Nachrichtentechnische Zeitschrift 13 (1960) No. 7. 313—16. old. OMK: E 1191.
27. *Lichtenfeld, K.:* Method for symplifying filter design, Elektronics, 1960. máj. 96—99. old. OMK: E 546.
28. *E. Glowatzki:* Sechsstellige Tafel der transformierten Cauer-Parameter für antimetrische TP-Filter. Verlag der Bayr. Akademie der Wissenschaften, München 1962. (BME Hírad. Tsz.)
29. *Jess, J.—Schüssler, W:* Über Filter mit günstigen Einschwangverhalten, AEÜ 16 (1962) No. 3. 117—128. old. OMK: E 883.
30. *M. Kawakami:* Nomographs for Butterworth and Chebyshev Filters. IEEE Trans. CT 1963 jun. 288. old. OMK: E224/7.
31. *M. Novák:* O tabulkah a katalozich filtru, Slaboproudy Obzor Vol. 24. No. 3. 1963. márc. 152—156. old. OMK: E 1838.
32. *G. Fritzsche und G. Buchholz:* Filterkatalog Nachrichtentechnik Vol. 14. No. 4. 1964. ápr. 157—161. old. OMK: E 1594.
33. *Radványi László:* Az Y kiegyenlítő, Magyar Híradástechnika II. évf. 3—4. sz. 1951. ápr. 17—24. old. OMK: E 870.
34. *Farkas Vilmos:* Kiegyenlítők alkalmazása és méretezése távkábelek csillapítástorzításának megszüntetésére, A Posta Kísérleti Intézet Közleményei III. kötet 1962. 16—23. old. OMK: E 2751.
35. *Radványi László:* Távkábelek mélyfrekvenciás csillapításkiegyenlítése, Magyar Híradástechnika V. évf. 1—2. szám, 1954. febr. 11—16. old. OMK: E 870.
36. *Forgó Dezső:* Négypólusú kiegyenlítők méretezése, BHG. Műszaki Közlemények 1962. 4. szám. I. rész. BHG. Műszaki Közlemények 1962. 6. szám. II. rész. OMK: E 2958.
37. *L. Weinberg:* Constant-Resistance All-Pass Networks with Maximally Flat Time Delay, Journal of the Franklin Institute Vol. 267. No. 1. 1959. jan. OMK: F 238.
38. *E. Ulbrich und H. Piloty:* Über den Entwurf von Allpässen, Tiefpässen und Bandpässen mit einer im Tschebyscheffschen Sinne approximierten Konstanten Gruppenlaufzeit, Archiv der Elektrischen Übertragung Band 14. Heft 10. 1960. okt. 451—467. old. OMK: E 883, Lefordítva: I 2314/64.
39. *E. S. Kuh:* Synthesis of Lumped Parameter precision Delay Lines, Proc. IRE Trans. Vol. 45. No. 12. 1957. dec. 1632—1642 old. OMK: E 734.
40. *Daniel Elders:* A Novel Construction Concept for Linear Delay Lines, IRE Trans. Vol. CP-4. No. 1. 1957. márc. 24—28 old. OMK: E 2224/9.
41. *Radvány Jenő:* Szűrőméretezés üzemi paraméterek szerint, Híradástechnika XIII. évf. 3. szám. 1962. jun. 81—89. o. OMK: E 870.
42. *Radvány Jenő:* Veszteségek kiegyenlítése az üzemi paraméteres szűrőméretezésben, Híradástechnika XIII. évf. 6. szám 1962. dec. 206—209. old. OMK: E 870.
43. *Boglár Gyula:* Hatványszűrők méretezése, Híradástechnika XV. évf. 2. szám 1964. febr. 33—39. old. OMK: E870.
44. *Boglár Gyula:* Keskenysávú hatványszűrők méretezése Híradástechnika, XV. évf. 8. szám 1964. aug. 246—51. old. OMK: E 870.

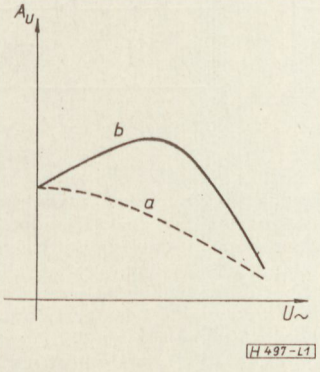
SZABADALMI SZEMLE

Összeállította: LÉNÁRT LÁSZLÓ

Eljárás visszacsatolt rendszerben működő amplitúdó-függésének kompenzálására és berendezés az eljárás foganatosítására

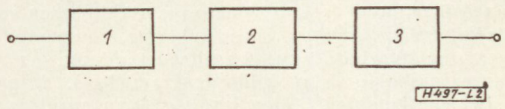
Bejelentette a Méréstechnikai Központi Kutató Laboratórium 1963. május 30-án. (151 539; 21a² 18—20).

Feltaláló: Papp Kálmán okl. villamosmérnök

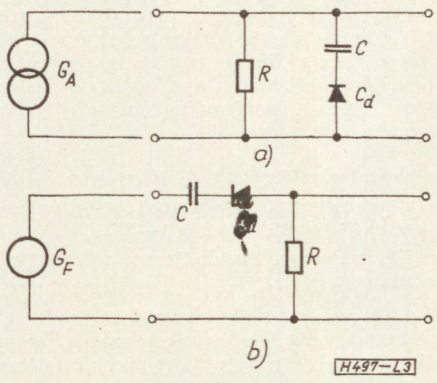


1. ábra

A váltakozóáramú erősítők erősítése a bennüklevő elektroncsövek, tranzisztorok nem-linearitása miatt általában függ az erősítendő jel amplitúdójától. $U\sim$ amplitúdó esetén az A_u erősítés az 1. ábra *a* görbéje szerint csökken. Egyes esetekben szükséges az amplitúdófüggést megszüntetni, vagy éppen ellenkező jellegűvé tenni a *b* görbe szerint, ami izzólámpával, illetve negatív-hőfokténye zőjű ellenállással érhető el (1. ábra).



2. ábra



3. ábra

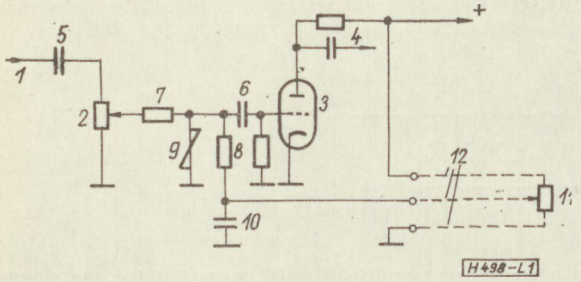
A találmány szerint az amplitúdófüggés fázistoló elemekkel is kompenzálható, sőt túlkompenzálható, feltéve, hogy az erősítést nem állandó frekvencián, hanem állandó fázistolás mellett vizsgálják. Ez a követelmény visszacsatolt rendszerekben könnyen teljesíthető. A találmány szerint a kompenzálandó erősítőhöz *(1)* fázistoló fokozatot *(2)* kell csatlakoztatni, amely a jel $U_{\sim}$ amplitúdóértékétől függő mértékben változtatja a jel fázisát (2. ábra). Az eltolt fázisú jelet négypólusra *(3)* vezetik, amelynek átviteli függvénye ismert. Az átviteli függvény többek között meghatározza a négypólus csillapítása és fázistolása közötti kapcsolatot is. A növekvő jelamplitúdó mellett ugyanis a fázistoló fokozat változtatja a fázistolását és így szükségszerűen változik a négypólus *(3)* fazistolása és csillapítása is. A kapcsolási vázlaton G_A, illetve G_F áram, illetve feszültséggenerátor jelképezi a kompenzálandó erősítőt (3. ábra). Ezek amplitúdófüggő fázistolása *RC* (vagy *LC*) áramkörbe épített C_d diódaval valósítható meg. A négypólus *(3)* a feltüntetett kimenő kapcsokra csatlakoztatható.

Kapcsolási elrendezés távszabályozás céljára, főként televízióvevőkészülékek hangerő- és hangszínszabályozásához

Bejelentette az Orion Rádió és Villamossági Vállalat, 1962. március 16-án (151 395; 21a² 18—20).

Feltalálók: Laszip Sándor, Sebők Sándor, Simon János

Nagyobb teljesítményű televíziókészülékeknél ma már általánosan használt a vevőkészülék távolból végzett szabályozása. Ezzel kapcsolatban változó meredekségű pentódák előfeszültség-szabályozását, kis impedanciájú katódkövető kapcsolásokat vagy leosztó impedanciacsöveket kell alkalmazni. Egy ismert egyszerű kapcsolási elrendezésnek az a hátránya, hogy a szabályozócső változó meredeksége miatt torzítás jelentkezik s ezért ezt az elrendezést egyáltalán nem lehet alkalmazni. Más távhangszínszabályozásoknak viszont az a hátrányuk, hogy vagy túl költségesek vagy nem adnak kielégítő eredményt.



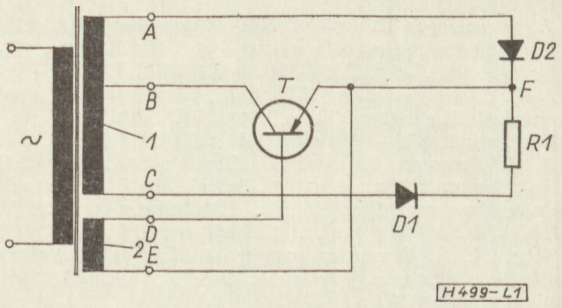
A találmány a hangerő és a hangszín távszabályozását egyszerűbben és viszonylag kis költséggel oldja meg. Lényege, hogy a szokásos hangerő és hangszínszabályozó áramkörökbe, leválasztóellenállások és kondenzátorok alkalmazása mellett, feszültségfüggő ellenállást iktatunk be, amire távolról könnyen szabályozható egyenfeszültséget adunk. Az ábra a táv-hangerőszabályozás megoldását szemlélteti. A pentóda *(3)* a bemeneti pontról *(1)* a leválasztókondenzátoron, *(5)* potenciométeren, *(2)* osztóellenálláson *(7)* és az egyenfeszültséget leválasztó csatolókondenzátoron *(6)* keresztül kapja a hangfrekvenciás jelet, ami a kimeneti ponton *(4)* felerősítve jelenik meg. A potenciométerről jövő jel az osztóellenállás és a feszültségfüggő ellenállás *(9)* pillanatnyi értékének viszonyától függő osztásban jut a pentóda vezérlőrácsára. A leválasztóellenállás *(8)* feladata az, hogy csökkentse a szűrőkondenzátor *(10)* és a huzalpotenciométer *(11)* terhelését a hangfrekvenciás jelre nézve.

Eljárás és berendezés félvezető diódák tartós égetésére

Bejelentette az Egyesült Izzólámpa és Villamossági R.T., 1962. augusztus 6-án (151 637 21g 1—16).

Feltaláló: Gájer Ferenc, Pintér Ferenc mérnökök és Lugosi Győző technikus

Különféle félvezető termékek megbízhatóságáról általában úgy győződhetnek meg, hogy azok bizonyos százalékát tartósan égetik. Ezalatt felváltva előírt záróirányú feszültséget, ill. nyitóirányú áramot kell adagolni. Ezt eddig úgy végezték, hogy a vizsgálandó diódákat párhuzamosan kapcsolták 50 periódusú váltakozófeszültségre egy potenciométeren keresztül. Mivel a diódák karakterisztikája különböző, a párhuzamosan kapcsolt diódák más-más árammal égtek, ami nem volt megfelelő. Ezenkívül a potenciométer különösen nagyfeszültségű diódáknál számottevő teljesítményveszteséget okozott.



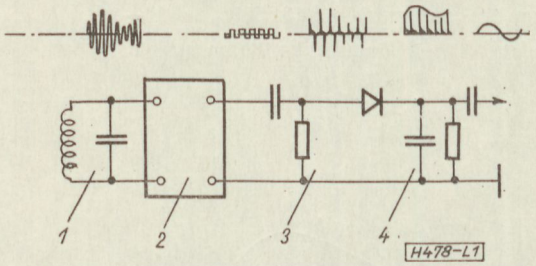
A találmány kiküszöböli ezeket a hátrányokat azzal, hogy az égetendő D_1 diódára a hálózati feszültség egyik félperiódusában egy második — ellentétes polaritással sorosan beiktatott — D_2 diódán keresztül zárófeszültséget adnak, a másik periódusban pedig a sorosan beiktatott R_1 ellenálláson és *T* tranzisztoron keresztül nyitóirányú feszültséget adnak. A nyitóáram nagyságát a nyitófeszültség változtatásával oly módon szabályozzák, hogy a nyitófeszültséget a transzformátortekercs *B* megcsapolásáról adják és a feszültség beállítását a megcsapolási pont változtatásával végzik. Ezzel a kapcsolással tehát elérhető a záróirányú áram, és a nyitóirányú feszültség egymástól független állítása, ezenkívül — mivel a *B* pont feszültségének maximális értéke lényegesen kisebb az *A* pont fsszültségénél — elkerülhető az a veszteségi teljesítmény, amely a két pont közötti feszültségkülönbség következtében az áramot beállító potenciométerre esett.

Eljárás és kapcsolási elrendezés amplitudó-modulált jelek demodulálására

Bejelentette a Műszeripari Kutató Intézet, Budapest, 1962. március 20-án (151 500; 21 a⁴ 14—17).

Feltaláló: Abaházi Richárd okl. gépészmérnök

A találmány szerinti eljárás és kapcsolási elrendezés az eddig ismert demoduláló eljárásokhoz képest jobb jel/zaj viszonyt biztosít, mert egyfelől az erősítőre, de főképpen a demodulátorra jutó hálózati és egyéb zavarokkal szemben érzéketlenebb, másfelől a torzítás szempontjából fennálló amplitúdókorlát bizonyos mértékű növelését engedi meg. A találmány értelmében a modulált hordozórezgés amplitúdóját a modulációs mélységnél valamivel alacsonyabb szintig tengelyszimmetrikusan levágják, majd az így nyert négyszög-



jelsorozatot differenciálják és ezeket egyenirányítva a hordozók kiszűrik. Ekkor előáll az eredeti modulációs tartalom, mert a levágás után nyert négyszögjelsorozat oldalmeredeksége az eredeti amplitúdótól függ, így az oldalmeredekség változása és az ebből differenciálással nyert impulzussorozat burkológörbéje arányos a modulációs tartalommal. A felerősített modulált hordozófrekvencia az *1* LC rezgőkörből a *2* határolófokozatra jut, amely kristálydiódás vagy ikercsőből felépített katódcsatolású vágófokozat (1. ábra). A *3* differenciálfokozat állítja elő az ábrán látható levágott négyszögjelek meredekségéből az ezután következő tengelyszimmetrikus modulált jelét, amelyet *4* fokozattal egyenirányítva, majd szűrve kapják a zavarmentes modulációs tartalmat. A találmánnyal kapcsolatos kísérletek folyó évben fejeződtek be a Műszeripari Kutató Intézetben.

USA hírközlési kiállítás Moszkvában

Az Egyesült Államok néhány nagy, fejlesztésben, gyártásban és felhasználásban vezető vállalata és intézménye látványos hírközlési bemutatót rendezett a moszkvai Szakolnyiki park egyik kiállítási épületében. Annak ellenére, hogy a polgári hírközlés területéről bemutatott gyártmányok elsősorban a szakemberek számára bírtak jelentőséggel, a kiállítást látványos és propagandisztikus kivitele vonzóvá tette a nagyközönség számára is.

A kiállítás erősen demonstratív jellegű volt, vagyis a képi és írásos információ volt túlsúlyban. A bemutatott készülékek és berendezések egy-egy területet reprezentáltak mintegy kiegészítésül a képi anyaghoz. Üzemben kizárólag közszükségleti készülékeket mutattak be, ezekhez azonban nem volt biztosítva a a kellő rálátás, illetve a szükséges akusztika. Alkatrész, vagy belső részlet vonatkozásában igen szerény volt az anyag, néhány különlegességen kívül a bemutató e területre nem tért ki. A logikusan elrendezett anyag a következő szakterületek keresztmetszetét adta:

— telefonhálózat és szolgáltatások,
— hírközlés az iparban,
— rádió műsorszórás és hírközlés,
— televízió műsorszórás és ipari televízió,
— szatelites hírközlés,
— új fejlődési irányok.

A kiállítás mintegy fele a telefonhálózattal, berendezéseivel és készülékeivel foglalkozott. A bemutatott számadatok jól jellemezték a terület fontosságát és fejlődése mértékét. 1964 végén a távbeszélőállomások száma 84 millió volt, vagyis 435 készülék jutott 1000 lakosra. Ez idő szerint a napi hívások száma 292 millió körül van és állandóan emelkedő tendenciát mutat. A telefonállomások évi növekedése 7—10% (munkanaponként 10 000 új előfizető bekapcsolása). Ennél is jelentősebb a helyközi forgalom emelkedése (65%), ami a távválasztás mind jelentősebb elterjedésével magyarázható. 1964-ben már az előfizetők közel fele (34,1 millió) közvetlenül tárcsázhatta a hálózatban résztvevő területeket. Míg 1939-ben a havi távbeszélődíj az előfizető 3,5 órai munkabérével volt átlagosan egyenlő, addig napjainkban az előfizetési díj csak 1,5 órai munkabérnek felel meg.

A telefoniparban foglalkoztatottak létszáma 1920-hoz viszonyítva 2,5 szeresre növekedett. A Bell System létszáma ma 730 000 fő. A távbeszélőhálózat nagyságára talán az is jellemző, hogy évente 4000 telefonkönyv jelenik meg összesen 70 millió példányban, 147 000 tonna papírt felhasználva.

A távbeszélőkészülékek számos fajtája jól illeszkedik az alkalmazási körhöz. A formai és szín változatok minden terület igényét kielégítik. Általános tulajdonságuk a kézibeszélő rendkívül kis súlya. Bár többségük számtárcsás, azonban jelentős számban gyártják a nyomógombos és lyukkártya segítségével automatikusan „tárcsázó" készülékeket.

Központok vonatkozásában az információ szerint a koordináta rendszer a domináns. De hangoztatták, hogy az 1965. év nagy eredménye lesz az elektronikus központok jelentősebb számú alkalmazása. A bemutatott elektronikus központrészlet hagyományos villamos alkatrészeket tartalmazott, nyomtatott huzalozású, dugaszolható szerelvény lapokon elhelyezve. Az áramköri lapok mindenkor teljes funkcionális egységeket tartalmaznak. Meg kell emlékezni a Bell huzalrugós jelfogójáról is, melyek nem egyike 24 morse érintkezővel rendelkezett.

A telefonhálózat sűrű rendszerében kb. egyforma arányban alkalmazzák a vezetékes és vezetéknélküli hírközlő összeköttetéseket. Jól megfér egymás mellett és kiegészíti egymást a 11 000 távbeszélő csatorna átvitelét lehetővé tevő koaxiális kábeles összeköttetés és a nagykapacitású transzkontinentális mikrohullámú rádiórelé hálózat. A 88 500 kilométernyi mikróhullámú hálózat kb. 80 millió km távbeszélő összeköttetést és 144 000 km televízió közvetítővonalat tesz lehetővé.

Felhívja a kiállítás a látogatók figyelmét a távíró és adatátvívő hálózatok növekvő fontosságára. Az írásos és képes hírátvitel, valamint a gazdálkodás és szervezés központosítása nagyszámú imformációátviteli út igényével jelentkezett az utóbbi években. Néhány alkalmazási példát mutatott be a kiállítás a telex forgalomból, a számológépekkel kombinált készletgazdálkodás és központosított elszámolás területéről.

A bemutató kiemelkedő helyen hírdette, hogy az Egyesült Államokban 180 millió rádió-vevőkészülék és 66,5 millió televízió-vevőkészülék van forgalomban. Műsorral való ellátásukról 3757 AM és 1092 FM rendszerű rádióadó, valamint 540 televízióadó gondoskodik. Jelenleg mintegy 3 millió színes televízió-vevőkészülék van üzemben.

A rádiótechnika az élet minden területén megtalálható, igen rohamosan terjed az URH adóvevők száma, amelyek nélkül egy nagyváros forgalmi irányítása, ellenőrzése elképzelhetetlen. A változatok széles köre található meg mind teljesítmény, mind alkalmazás szempontjából. Ugyanilyen jelentőségű az ipari televízió használata is, melynek forgalomirányításban való alkalmazását a kiállítás is bemutatta.

A kommunikációs műholdak (Echo, Telstar, Relay, Syncom) kiállított keringő modelljei és földi állomás modelljei, általános érdeklődést keltettek. A mellettük feltüntetett bő információs anyag a hírközlés ez új módszerének eredményes voltáról győzték meg a látogatót. Különösen érdekesek voltak azok a felvételek és adatok, melyek a meteorológiai előjelzésre vonatkozóan a Tiros típusú műholdak segítségével kerültek megállapításra.

Az új technikai irányzatok közül a kiállítás befejezéseképpen a laser-technikával és a molekuláris elemekkel ismerkedhetett meg a kiállítás látogatója.

Az előbbi területen konkrét eredmények és alkalmazások mellőzésével inkább csak a várható nagy perspektívát vázolták a kiállítók. A mikrominiatürizálás eredményességét bizonyítja, hogy 1 cm^3 térfogaton belül 3000 villamos alkatrész helyezhető el. Az új technika az elektronika további hatalmas fejlődését és alkalmazási körének további kiszélesítését teszi lehetővé.

A kiállítók szemmel láthatóan nem törekedtek a teljességre, de igyekeztek a mára jellemző modern hírközlő eszközöket bemutatni, megjelölve az egyre szélesedő felhasználási kört és a fejlődés irányait. A kiállítás színvonala méltán elégítette ki a szakembereket és keltette fel a nagyközönség érdeklődését a hírközlés iránt.

Battistig György

SZEMLE

A Szovjetunióban vizsgálatokat folytattak a szokványos szuperortikon TV-kamerákkal. Vizsgálták az információ felhalmozódásának a folyamatát, valamint az információ megőrzésének maximális időtartamát a targeten. Megállapították, hogy a szuperortikon kamera kisebb módosításokkal alkalmassá tehető az információfelhalmozódás időtartamának a szabályozására és a letapogatás folyamatának a különválasztására, továbbá, hogy a target maximum 5 másodpercig őrzi meg a képet. Ilymódon a módosított kamera jól felhasználható tudományos megfigyelésekhez, valamint a televíziós defektoszkópiában, ha pl. gyorsan forgó tárgyat kell mozgás közben vizsgálni, vagy igen gyengén megvilágított, s ezért a szem számára láthatatlan tárgyról kell képet előállítani. (Tehnika Kino i Televidenija, 1965. jan.)

*

Japánban a Kansai Villamos Társaság telepén a Toshiba cég által készített időjárás-radar berendezést helyeztek üzembe. A villamos erőművek üzemeltetéséhez szükséges az időjárás alakulásának az ismerete (viharok, zivatarok stb.). A berendezés segítségével a zivatarfrontok, hóviharok, esőfüggönyök észlelhetők és követhetők. Műszaki adatai: 5,6 cm-es hullámhosszon dolgozik, a kibocsájtott jel frekvenciája 5335 Mc, az erősítő teljesítménye 75 kW, a kibocsátott jelimpulzus szélessége 2 μs, az antenna átmérője 1,8 m, maximális hatótávolsága 200 km, az indikált kép PP1 rendszerű. (Toshiba Review, 1964. aug.) p. 875.

Zürichben 1964. szeptember 8.-án ült össze a SEV 23. konferenciája „Áramköri elemek és áramkörök miniatűrizálása" címmel. A konferencia két témával foglalkozott. Az első előadás, amelynek címe „A miniatűrizálás alapelvei a digitális technikában", ismerteti a számítógépek és elemeik fejlődését az elektroncsöves típusoktól a legújabb félvezetős, ferrites típusokig. A másik előadás, „A miniatűrizált áramköri elemek készítésének új technológiái", a szilárd-test áramkörök és a vékonyréteges áramkörök technológiájával, valamint a kettő együttes alkalmazásával készített hibrid áramkörökkel foglalkozik. (Technische Mitteilungen PTT, 1964. dec.)

*

A Toshiba cégnél szubminiatűr fém-kerámia vevőcsöveket dolgoztak ki. A csövekben szintetikus csillámot alkalmaztak amelynek a tulajdonságai jobbak, mint a természetes csillámé. A csövek elektródáinak a méretei a hagyományos konstrukcióhoz képest lényegesen le vannak csökkentve. Az új csöveket igen magas hőmérsékleten és alacsony nyomáson szigorított vizsgálatoknak vetették alá. A vizsgálatok azt mutatják, hogy a csövek igen magas hőmérsékleteken is üzemképesek, élettartamuk jelentős mértékben felülmúlja a régebbi konstrukciókét, mikrofóniájuk lényegesen kisebb és fokozott megbízhatósággal rendelkeznek. (Toshiba Review, 1964. szept.)

KÖNYVISMERTETÉS

A. I. Kitov—N. A. Krinyickij:

Elektronikus digitális számítógépek és programozás (fordítás)

Akadémiai Kiadó, 1964. Ára: 100 Ft (egészvászon kötés, 530 old.)

A könyv a diszkrét működésű, programvezérelt (számító és vezérlő) elektronikus gépeket, röviden az elektronikus digitális számítógépeket tárgyalja. Részletesen ismerteti a számítógépek aritmetikai alapjait, a matemetikai logikát és az elektronikus logikai kapcsolásokat. A számítógépek szerkezetének ismertetése a könyvnek nem elsőrendű célja, ezért erre csak a működési elvek megvilágításához szükséges terjedelmet fordítják a szerzők. Röviden a digitális gépek fejlesztési irányainak ismertetésére is kitérnek, majd a legjelentősebb szovjet gépek — az egycímű Ural, a kétcímű M—3 és a háromcímű Sztrela számítógépek — programozásához szükséges tudnivalókat ismertetik. Ezeknek a fejezeteknek az áttanulmányozása a mű tulajdonképpeni fő témájának, a programozás kérdéseinek vizsgálatához nélkülözhetetlen.

A könyv második felében először a programozás alapjait és a kézi programozás módszereit tárgyalják a szerzők. Részletesen ismertetik a feladatok elektronikus digitális gépeken való megoldásának sajátosságait, majd e program logikai vázlatának átalakítási módszereit és a programozó programokat. A programozás módszereinek elsajátítását példák közlésével könnyítik meg a szerzők.

Végül a könyv összefoglalja az elektronikus digitális gépek alkalmazási lehetőségeit a műszaki kutatásban, az információk feldolgozásában, a gyártási folyamatok önműködő vezérlésében és egyéb érdekes területeken, mint például a gépi fordítás és gépi játékok (sakk, stb.) területén.

A kötet végén Szelezsán János ismertetését találjuk az Ural típusú számítógép továbbfejlesztett, bővített változatáról, a közepes teljesítményű Ural 2-ről.

A könyv a modern számítás- és irányítástechnika területén dolgozó, valamint a programozással foglalkozó szakemberek számára szinte nélkülözhetetlen, de haszonnal forgathatják a tudomány más területein dolgozó szakemberek, valamint a felsőéves egyetemisták is.

B. P.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.001.24 : 681.142

M. Herendi:

Az átviteli mátrix és alkalmazása lánckapcsolású hálózatok gépi számítására

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 4. sz.

A cikk célja kettős. Egyrészt rámutat a több szerző által már definiált átviteli mátrix (transfer matrix, Betriebskettenmatrix, Übertragungsmatrix) előnyös alkalmazhatóságára a legalább egy oldalon ellenállással lezárt lánckapcsolású hálózatok számításánál. Másrészt kimutatja, hogy az átviteli mátrix elemei elektronikus digitális számítógépen kényelmesen számíthatók és a szükséges hálózatjellemzők ezekből az elemekből egyszerű összefüggésekkel kaphatók meg. Az elméleti fejtegetéseket példák és táblázatok egészítik ki.

ETO 654.15.027.001.24

Gosztony G. :

Csatolóutas (link) rendszerek torlódás-számítási alapelvei. II. rész

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 4. sz.

A közlemény néhány forgalom-elméleti kérdés érintése után (I. rész) a csatolóutas rendszerek torlódás számításának Jacobaeus által kidolgozott és azóta továbbfejlesztett alapelveit ismerteti (II. rész). A torlódási összefüggések levezetése előtt részletesen bemutatja a csatolóutas rendszerek alapelvét, fajtáit, a belső torlódás létrejötét és a számítási módszer jellemző vonásait. A közlemény célja a tárgykör összefoglaló feldolgozása, a csatolóutas rendszerekre vonatkozó egyéb kutatások és a hazai eredmények vázlatos ismertetésével.

ETO 621.375.018.424 : 621.317.335.4

Forgó M.:

Erősítő fokozatok szórt kapacitásának mérése sweep-generátor segítségével

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 4. sz.

A szélessávú erősítők tervezéséhez szükséges a szórt kapacitások pontos ismerete. A szerző mérési módszert mutat be, amelynek segítségével az erősítők laboratóriumi példányán a szórt kapacitások megmérhetők. A mérési módszer nagy előnye, hogy lehetővé teszi a szórt kapacitás megmérését anélkül, hogy a mérőeszközt a mért áramkörbe közvetlenül bevinnénk, vagy az áramkörön egyéb módosítást végeznénk.

ETO 621.372.001.2

Kiss D.:

Lineáris hálózatok tervezése katalógusok segítségével

HÍRADÁSTECHNIKA XVI. (1965) 4. sz.

A cikk ismerteti a katalógusok alkalmazásának előnyeit és bibliográfiában összegyűjti a Magyarországon megtalálható szűrő-amplitudokorrektor és késleltető művonal katalogizálásával foglalkozó publikációkat. Ezenkívül rövid tájékoztatást nyújt a jelentősebb művekben található táblázatok és katalógusok használatáról.

Zusammenfassungen

DK 621.372.001.24 : 681.142

M. Herendi:

Übertragungsmatrix und ihre Anwendung zur maschinellen Berechnung der Abzweigschaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) Nr 4.

Der Ziel des Artikels ist zweifach. Einerseits wird es auf die vorteilhafte Anwendbarkeit der von mehreren Verfassern definierten Übertragungsmatrix bei der Berechnung mindestens auf einer Seite mit Widerstand abgeschlossenen Abzweigschaltungen hingewiesen, anderseits, wird es beweist, dass die Elemente der Übertragungsmatrix mit elektronischen Digitalrechnenmaschinen bequem zu berechnen sind und die notwendigen Kennwerte von diesen Elementen mit einfachen Formeln zu bekommen sind. Die theoretischen Erörterungen werden mit Beispielen und Tabellen ergänzt.

Обобщения

ДК 621.372.001.24:681.142

М. Херенди:

Матрица передачи и ее применение к расчету с вычислительной машиной сетей цепочной схемы

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) № 4

Цель статьи является двойной. С одной стороны показывается выгодное применение матрицы передачи к расчету сетей цепочечной схемы, нагруженной по крайней мере на одном конце сопротивлением. С другой стороны показывается, что элементы матрицы передачи могут быть удобно расчитаны с помощью электронной дигитальной вычислительной машины и необходимые параметры сети могут быть получены простыми соотношениями из этих элементов. Теоретические изложения дополнены примерами и таблицами.

ДК 654.15.027.001.24

Г. Гостони:

Основные принципы расчета скопления в системах связаемого пути (линк). Частъ II.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) № 4

Излагаются основные принципы расчета скопления систем связаемого пути, разработенные Якобеусом и дальше развиванные позже, после упоминания некоторых вопросов теории нагрузки. Перед выводом соотношений скопления подробно показываются основные принципы, виды систем связаемого пути, возникновение внутреннего скопления и характеристические черты метода расчета. Целью статьи является обобщенная обработка темы, с кратким изложением других исследований по системам связаемого пути и результатов во Венгрии.

ДК 621.375.018.424:621.317.335.2

М. Форго:

Измерение вредной емкости усилительных каскадов с помощью генераторов качающейся частоты

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) № 4

При проектировании широкополосных усилителей необходимо точное знание вредных емкостей. Показан метод измерения, с помощью которого можно измерить вредные емкости на лабораторных образцах усилителей. Великым преимуществом методы является возможность измерения вредной емкости без непосредственного включения в цепи измерительного прибора или другого изменения цепи.

ДК 621.372.001.2

Д. Киш:

Проектирование линейных сетей с помощью каталогов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVI. (1965) №

Изложены преимущества применения каталогов и собрана литература в Венгрии по каталогам фильтров, корректоров амплитуды и линий задержки. Кроме того дана краткая информация по применению таблиц и каталогов в значительных произведениях.

Summaries

UDC 621.372.001.24 : 681.142

M. Herendi:

The Transfer Matrix and its Application for the Calculation of Ladder Networks with Computers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) N° 4.

The paper serves two purposes. First the advantageouse of the transfer matrix defined already by several authors to the calculation of the ladder networks terminated by a resistance at least on one side is shown. On the other hand, it is described that the transmission matrix can be calculated easily with an electronic digital computer and the necessary characteristics may be obtained from these elements by simple relations. The theoretical argumentation is amended with examples and tables.

DK 654.15.027.001.24

G. Gosztony :

Grundprinzipien der Verkehrshemmungberechnung der Leitgliedsysteme. II. Teil

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) Nr 4.

Nach der Erwähnung einiger verkehrstheoretischen Fragen (I. Teil) erörtert der Artikel die Grundprinzipien der Hemmungsber echnung der Leitgliedsysteme, die von Ch. Jacobaeus ausgearbeitet und seit dem weiter entwickelt wurden. (II. Teil). Vor der Ableitung der Hemmungzusammenhänge beschreibt er eingehend die Grundprinzipien des Leitgliedsystems, dessen Typen, das Zustandekommen der inneren Hemmung und die Eigenheiten der Berechnungsmethoden. Der Zweck der Mitteilung ist die zusammenfassende Ausarbeitung des Themas mit skizzenhafter Bekanntmachung sonstiger Forschungen und ungarischer Ergebnisse bezüglich der Leitgliedsysteme.

DK 621.375.018.424 : 621.317.335.2

M. Forgó :

Messung der Streukapazität der Verstärkerungsstufen mit Hilfe des Kippgenerators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) Nr 4.

Zur Planung der Breitbandverstärker ist die genaue Kenntnis der Streukapazität notwendig. Der Verfasser erörtert eine Messungsmethode mit derer Hilfe die Streukapazität auf dem Laboratoriums-Verstärkerexemplar bemessbar ist. Der Vorteil dieser Messmethode ist, dass die Messung der Streukapazität, ohne das Messgerät in dem gemessenen Stromkreis hineinzuschalten oder auf dem Stromkreis sonstige Abänderungen durchzuführen, möglich ist.

DK 621.372.001.2

D. Kiss :

Planung der linearen Netzwerke mit Hilfe der Katalogen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) Nr 4.

Der Verfasser erörtert die Vorteile der Anwendung der Kataloge, sammelt in einer Bibliographie jene in Ungarn befindlichen Publikationenen zusammen, die sich mit der Katalogisierung der Filter, der Amplitudenentzerrer und Verzögerungsleitungen beschäftigen. Ein kurzer Überblick über die Anwendung der in bedeutenden Werken befindlichen Tabellen und Katalogen ist gegeben.

UDC 654.15.027.001.24

G. Gosztony :

Calculation Principles of Congestion in Link Systems. Part II

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) № 4.

After mentioning some problems of traffic theory (Part I.) the paper presents the basic principles of the calculation of congestion in link systems which have been elaborated by Ch. Jacobaeus and were since then further improved (Part II). Before the deduction of the congestion formulae the basic principle of the link system, its types, the form ation of the internal congestion and the characteristic s of the calculation method are presented in detail. The aim of the publication is to show in outlines the synthetic elaboration of the subject, the description of the further researches and home results referring to the link system.

UDC 621.375.018.424 : 621.317.335.2

M. Forgó :

Mesaurement of the Stray Capacitance of Ampifier Stages by the Aid of Sweep Generators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965). № 4.

To the planning of wide-band amplfiers the knowledge of stray capacitances is necessary. A measuring method is presented by the aid of which the stray capacitances can be measured on the laboratory sample of the amplifiers. The great advantage of the measuring method is that the measurement of the stray capacitances may be made without inserting the measuring set directly into the circuit or making any other modifications of the circuit.

UDC 621.372.001.2

D. Kiss :

Planning of Linear Networks by the Aid of Catalogues

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) № 4.

The article presents the advantages of the application of catalogues and complies in a bibliography the publications to be found in Hungary concerning filters, amplitude correctors and time delay networks. Finally it gives a short review of the use of tables and catalogues published in significant works.

Résumés

CDU 621.372.00124 : 681.142

M. Herendi:

La matrice de transmission et son utilisation pour calculer par machine les réseaux à chaîne

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) № 4.

Le but de l'article est double. D'une part il montre l'emploi avantageux de la matrice de transmission—définie déja par plusieurs auteurs—pour le calcul des réseaux à chaîne terminés au moins d'une coté est par une résistance. D'autre part il montre, que les éléments de la matrice de transmission peuvent être calculés à l'aise par machine électronique digitale, et les caractéristiques nécessaires du réseau sont obtenus de ces éléments par des formulas simples. Les analyses théoriques sont complétées par des exemples et des tableaux.

CDU 654.15.027.001.24

G. Gosztony :

Principes fondamentaux du calcul d'agglomération des systèmes à link. Partie II.

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) № 4.

L'article expose les principes fondamentaux du calcul d'agglomération des systèmes a link, élaboré par Jacobaeus et développé depuis, après ayant touché quelques questions de la théorie du trafic. Avant la détermination des rélations d'agglomération, le principe fondamental et types des systèmes à link, l'origine de l'agglomération interne et les méthodes caractéristiques du calcul sont présenté. Le but de l'article est une élaboration synthétique du thème avec une exposition schématique des autres recherches des systèmes à link et des résultats en Hongrie.

CDU 621.375.018.424 : 621.317.335.2

M. Forgó :

Mesure de la capacité parasite des étages amplificateurs avec un génerateur à rélaxation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965) № 4.

Pour le projet des amplificateurs à bande large on doit connaitre précisement les capacités parasite. L'auteur présente une méthode de mesure convénable pour ce but sur les échantillons de laboratoire des amplificateurs. L'avantage de cette méthode est la possibilité de mesurer la capacité parasite sans introduction de l'instrument dans le circuit ou sans autre modification du circuit.

CDU 621.372.001.2

D. Kiss :

Projet des réseaux linéaires à l'aide des catalogues

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), XVI. (1965.) № 4.

L'article expose les avantages de l'utilisation des catalogues et collecte dans une bibliographie les publications traitant la cataloguisation des filtres, correcteurs d'amplitude et lignes à retard en Hongrie. Une information brève est aussi donné sur l'utilisation des tableaux et catalogues, qui se trouve dans les oeuvres considérables.

TRANSZFORMÁTOR KTSZ

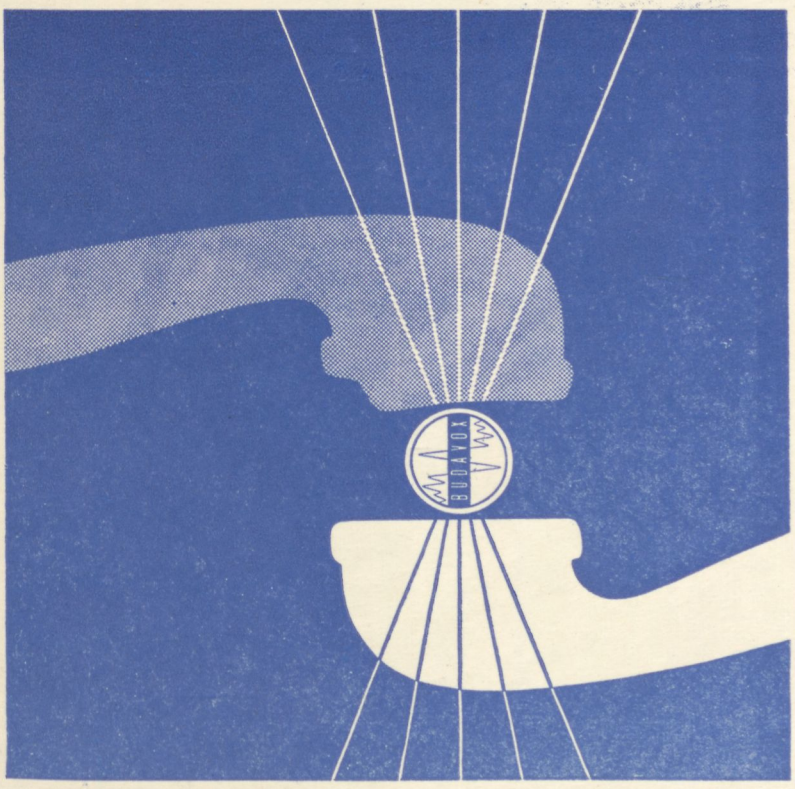
Budapest, VII., Nefelejts utca 39. Telefon: 428-969, 228-401

Nagyfeszültségű készülékek:
anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyorsszabályozók:
váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyorsszabályozók

Feszültségszabályozók:
kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekercses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

Transzformátorok:
egy- és háromfázisú sorozat, különleges transzformátorok
100 kVA-ig és híradástechnikai transzformátorok



- CB és LB készülékek
- Automata telefonközpontok
- Átviteltechnikai berendezések
- Ismétlő állomások
- Átviteltechnikai mérőműszerek
- Nagyfrekvenciájú generátorok
- Hordozható adó-vevő berendezések
- Többcsatornás mikrohullámú berendezések

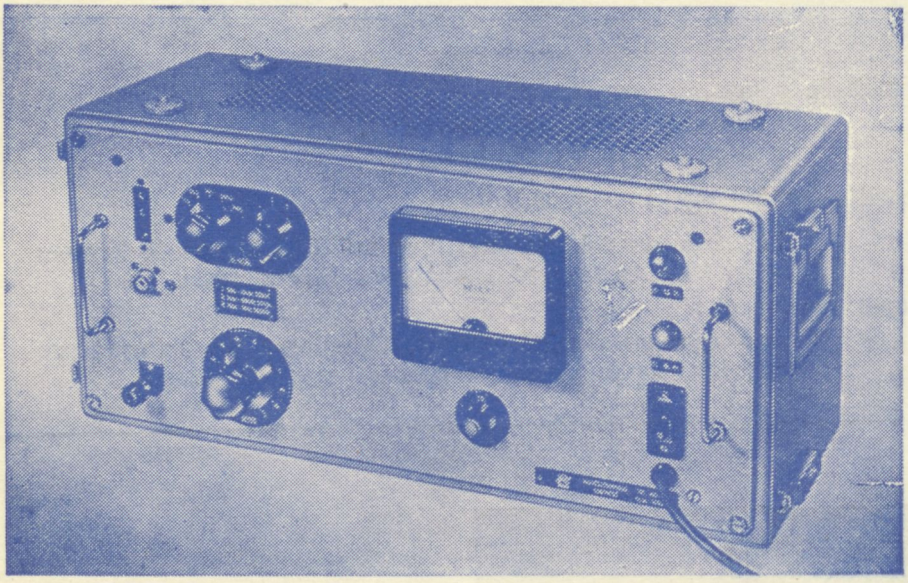
BUDAVOX

BUDAPESTI HÍRADÁSTECHNIKAI VÁLLALAT
Budapest, VII., Tanács körút 3/a Telefon: 426-549
Távirat: Budavox, Budapest

A lap példányonkénti eladási ára: 4,— Ft

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vivőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembehelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.
Széles frekvenciasávban (30 Mz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 Np). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználását teszik lehetővé.



Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY:	30 Hz — 1 MHz
SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY:	—10 Np — +2,1 Np
BEMENŐ IMPEDANCIÁK:	
I. Szimmetrikus	30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ
II. Szimmetrikus	3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ
III. Aszimmetrikus	30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ ‖ < 50 pF
SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:	
Kapcsolható lezárások	75 — 135 — 150 — 600 Ω
ALKALMAZOTT CSÖVEK:	5 db 18042, E83F. PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

Budapest, VII., Klauzál u. 30. Telefon: 221-646, 221-825

Elektronika KTS BUDAPEST