



50-165

XVII. ÉVFOLYAM, 5. SZÁM, 129—160 OLDAL  
BUDAPEST, 1966. MÁJUS HÓ **5**

# **H**ÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI  
TUDOMÁNYOS  
EGYESÜLET LAPJA

# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

## TARTALOM

DR. GÉHER KÁROLY—DR. GONDA JÓZSEF: Bevezetés az időben periodikusan változó lineáris hálózatok analízisébe. I. rész .....	129
Iparágunk kitérítetettjei .....	137
J. TOINT: Vivőfrekvenciás technika: szimmetrikus vagy koaxiális kábeleken? .....	138
SÁROSSY JÓZSEF: Toleranciaszámítás .....	146
LAJKÓ SÁNDOR: A jel- és zajszintek egységes jelölése az átviteltechnikában .....	150
Egyesületi hírek .....	153
Külföldi esemény .....	154
Tartalmi összefoglalások .....	155
Обобщения .....	155
Zusammenfassungen .....	156
Summaries .....	156
Résumés .....	157

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL és SÁRKÖZY GÉZA  
kandidátus, 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

Szerkesztő bizottság tagjai: 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, KÖMÜVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ  
KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY,  
VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9—11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó:  
SALA SÁNDOR. 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.  
Csekkzámlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,065 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető:  
„KULTÚRA”: P. O. B. Budapest 62.

66.365 Egyetemi Nyomda, Budapest

DR. GÉHER KÁROLY  
a műszaki tudományok kandidátusa

DR. GONDA JÓZSEF  
BME Vezetékes Híradástechnikai Tanszék  
és Távközlési Kutató Intézet

## Bevezetés az időben periodikusan változó lineáris hálózatok analízisébe\*

I. rész

ETO 621.372.001.24

Modern hírközlő rendszerekben az időben periodikusan változó paraméterű (a következőkben parametrikus) áramkörök jelentősége egyre nő. Bizonyítja ezt az utóbbi években megjelent publikációk nagy száma a gyűrűs modulátor [4], a kisszintű mikrohullámú keverő [1, 2, 3], a mágneses erősítő [5] és a parametrikus erősítők, illetve keverők [2, 3] témakörében. Ezek az áramkörök alapelveket tekintve régóta ismertek [11]. A tervezésükkel kapcsolatos komolyabb igények azonban csak az utóbbi évtizedben merültek fel — különösen a sokcsatornás mikrohullámú berendezések és az ezekhez csatlakozó multiplex berendezések fejlesztésének kapcsán.

A felsorolt áramkörök közös tulajdonsága, hogy nonlinearis elemeket használnak fel. Az áramkörbe beadott jelek közül azonban egy — a pumpáló (tápláló) jel — lényegesen nagyobb amplitúdójú a többinél. Így az áramkör viselkedését ez az időben periodikusan változó pumpáló jel határozza meg, és az az összes többi jelre lineáris áramkörként kezelhető. Ily módon a lineáris áramkörökre kidolgozott hálózatelmélet módszerei ezekre a — lényegében nonlinearis — áramkörökre is kiterjeszthetők.

Jelen cikkben megmutatjuk a parametrikus ellenállás  $r(t)$ , a parametrikus kapacitás  $c(t)$  és a parametrikus induktivitás  $l(t)$  célszerű leírás módját az  $\omega$  frekvenciatartományban. A parametrikus ideális transzformátorral kapcsolatban az irodalomra hivatkozunk [4]. Megadjuk a felsorolt elemek célszerű helyettesítő kapcsolását. Alapvető összefüggéseket vezetünk le a fenti elemek kapcsán fellépő hasznos és meddő teljesítményekre, illetve a hasznos teljesítmény eloszlására az egyes kombinációs frekvenciákon. A cikk II. részében elvégezzük az egyetlen parametrikus kapacitást tartalmazó lineáris hálózat analízisét. Végül alapvető összefüggéseket vezetünk le a parametrikus up konverter és a parametrikus erősítő áramkörökre.

A leírt anyag a Budapesti Műszaki Egyetemen az Átviteltechnikai és a Mikrohullámú Szakmérnöki

Szakokon tartott előadások kapcsán az 1963/64. és 1964/65. tanévekben került kidolgozásra. A szakirodalomhoz viszonyítva új hozzájárulást lényegében nem tartalmaz. Egységes tárgyalásmódja azonban a szakirodalomban nem található meg, így közzététele hasznos lehet azok számára, akik a felsorolt témakörök valamelyike iránt érdeklődnek.

A dolgozat csupán a komplex impedanciákkal való számítás mód és a mátrix algebra ismeretét tételezi fel az olvasótól. Tárgyalásmódja lényegesen egyszerűbb a szakirodalomban (pl. az IRE Transactions on Circuit Theory 1955, márciusi, időben változó paraméterű hálózatokkal foglalkozó számában) található cikkeknel. Időben változó paraméterű rendszerek leírásával nem foglalkozunk. Az érdeklődő olvasó az alábbi munkák alapján kezdheti el ilyen irányú tanulmányait: E. J. Baghdady: Lectures on Communication System Theory, McGraw-Hill 1961, Kovács A.: Időben változó paraméterű rendszerek néhány vizsgálati módszere, Mérés és Automatika, 1965, 2—3. sz. 46—49. oldalak. L. A. Zadeh: Time-varying networks, I. Proc. IRE, Vol. 49, pp. 1488—1502; October, 1961.

### 1. Nonlineáris ellenállás $\rightarrow$ parametrikus ellenállás

A következőkben megmutatjuk, hogy egy nonlinearis ellenállás, ha egy  $\omega_p$  frekvenciájú pumpáló jellel meghajtjuk, időben periodikusan változó (parametrikus) lineáris ellenállásként kezelhető a ráadott többi — a meghajtáshoz viszonyítva kis amplitúdójú — jel szempontjából.

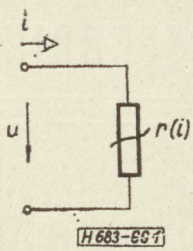
Tekintsük az 1. ábrát. Az  $r(i)$  nonlinearis ellenállás kapocsfeszültsége az ellenálláson átfolyó áramnak valamilyen függvénye:

$$u = f(i) \quad (1)$$

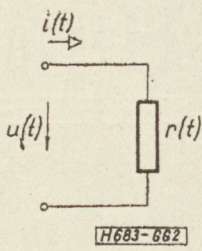
(A kisbetűk pillanatértéket jelentenek).

Ha az áram  $i$ -ről  $(i + \delta i)$ -re megváltozik, a feszültség is meg fog változni  $(u + \delta u)$  értékre. Fejt-

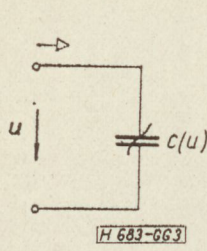
\* Pedagógiai igényű cikksorozat első közleménye. Egy később megjelenő II. rész dr. Gonda József tollából a parametrikus erősítőkkel és keverőkkel foglalkozik majd.



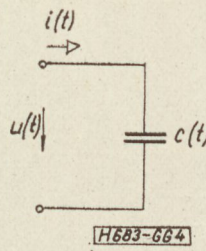
1. ábra



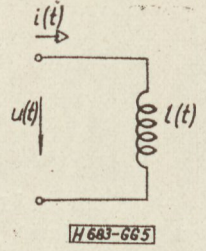
2. ábra



3. ábra



4. ábra



5. ábra

sük Taylor-sorba a kapocsfeszültséget a kezdeti  $u$  érték környezetében

$$u + \delta u = f(i + \delta i) = f(i) + f'(i)\delta i + f''(i) \frac{(\delta i)^2}{2!} + \dots \quad (2)$$

Ha feltételezzük, hogy a megváltozás értéke kicsi, azaz

$$\delta i \ll i \quad (3)$$

akkor (2)-ben a sorfejtés magasabb hatványkitevőjű tagjai elhagyhatók. Az áram és feszültség növekmény közötti kapcsolat így:

$$\delta u \approx f'(i)\delta i \quad (4)$$

alakban írható.

A kapcsolatot megadó  $f'(i)$  ellenállásdimenziójú mennyiség. Fizikailag az  $i$  „nyugalmi” áram által beállított munkapontbeli ellenállást jelenti. Jelöljük ezért

$$f'(i) = r(i)\text{-vel.} \quad (5)$$

Parametrikus áramkörökben az  $i$  és  $\delta i$  is az időnek periodikus függvényei. Azaz

$$i = i(t) = i_0 + i_p = I_0 + I_p \cos \omega_p t \quad (6)$$

és

$$\delta i = \delta i(t) = i_s = I_s \cos(\omega_s t + \Phi) \quad (7)$$

Itt  $i_0$  az egyenáramú munkapontot beállító áram,  $i_p$  a pumpálás,  $i_s$  pedig a hasznos jelet reprezentálja.

A pumpáló áram (6) szerinti kifejezését az (5)-be beírva:

$$r(i) = r(I_0 + I_p \cos \omega_p t) \quad (8)$$

látható, hogy  $r = r(t)$  is az időnek  $\omega_p$  szerint periodikus függvénye. A (7) szerinti jel felé tehát a nagyszintű periodikus jellel pumpált nemlineáris ellenállás egy időben periodikusan változó ellenállást mutat. Ezt a parametrikus ellenállást a 2. ábrán tüntettük fel. Hogy ez az ellenállás lineáris, az (4)-ből közvetlenül belátható.

A 2. ábra szerinti parametrikus ellenállást célszerű a Fourier-sorával jellemezni:

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_n e^{jn\omega_p t} \quad (9)$$

Mivel az  $r(t)$  az időnek valós függvénye, a (9) komplex Fourier-sorfejtés együtthatói között fennáll az

$$R_n = R_{-n}^* \quad (10)$$

összefüggés (\* konjugálást jelöl).

## 2. Nonlineáris kapacitás → parametrikus kapacitás induktivitás → parametrikus induktivitás

Ha az előző pontbelihez hasonló összefüggést akarunk a 3. ábra szerinti nemlineáris kapacitásra is levezetni, akkor áram és feszültség helyett feszültséggel és töltéssel kell dolgoznunk. A kondenzátor töltése a kapocsfeszültségtől függ:

$$q = f(u). \quad (11)$$

Az előző pont gondolatmenetét ismételve, a  $\delta u$  értékkel megváltoztatott feszültséghez tartozó töltés értéke a

$$q + \delta q = f(u + \delta u) = f(u) + f'(u)\delta u + f''(u) \frac{(\delta u)^2}{2!} + \dots \quad (12)$$

Taylor-sorral írható fel. Ha feltételezzük, hogy  $\delta u \ll u$  (kisjel elmélet), (12)-ből a

$$\delta q \approx f'(u) \delta u \quad (13)$$

kifejezésre jutunk. Ebből egyrészt látszik az, hogy  $f'(u)$  kapacitás dimenziójú, azaz

$$f'(u) = c(u) \quad (14)$$

és fizikailag az  $u$  pumpafeszültség által beállított kapacitásértéket jelenti; másrészt periodikus pumpálást és jelet feltételezve, azaz ha

$$u = u_0 + u_p = U_0 + U_p \cos \omega_p t \quad (15)$$

$$\delta u = u_s = U_s \cos(\omega_s t + \Phi) \quad (16)$$

látható, hogy

$$c(u) = c(U_0 + U_p \cos \omega_p t), \quad (17)$$

tehát ez a kapacitás az időnek periodikus függvénye; továbbá, hogy a (16) szerinti kis amplitúdójú jele ez a kapacitás lineáris. Ezt a parametrikus kapacitást a 4. ábrán tüntettük fel.

A (17) szerinti időben változó kapacitás Fourier-sorba fejthető:

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_p t} \quad (18)$$

Ahol, mivel a  $c(t)$  függvény valós,

$$C_n = C_{-n}^* \quad (19)$$

Nonlineáris induktivitásra hasonlóan nyerhető az

$$l(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} L_n e^{jn\omega_p t} \quad (20)$$

kifejezés, ahol

$$L_n = L_{-n}^* \quad (21)$$

A levezetést az olvasóra bizzuk. A (20) által leírt parametrikus induktivitást az 5. ábra mutatja.

### 3. Parametrikus ellenállás az $\omega$ frekvenciatartományban

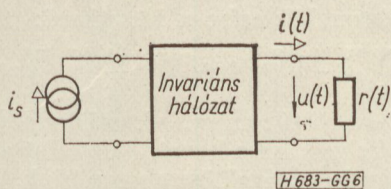
A 2. ábrán feltüntetett parametrikus ellenállás az idő függvényében periodikusan változik a (9) kifejezés szerint. A kapospári paraméterek és az ellenállás pillanatértéke között az Ohm-törvény adja meg a kapcsolatot. Tehát

$$u(t) = r(t) \cdot i(t) \quad (22)$$

minden  $t$ -re.

Az  $\omega$  frekvenciatartományra a (22) felhasználásával térhetünk át, ha ide mindegyik kifejezés Fourier-transzformáltját helyettesítjük, és megkeressük a kapcsolatot az azonos frekvenciájú komponensek együtthatói között. Az  $r(t)$  Fourier-sorát (9)-ben már felírtuk. A feszültség és az áram Fourier-sorának felírásához iktassuk be a parametrikus ellenállást egy invariáns, lineáris, passzív, reciproknálózatra, és hajtsuk meg a hálózatot egy  $\omega_s$  frekvenciájú áramgenerátorral a 6. ábra szerint. A meghajtó áram értéke legyen

$$i_s(t) = \text{Re } I_s e^{j\omega_s t} \quad (23)$$



6. ábra

Az ellenállás kapcsain ekkor a feszültség és az áram is  $m\omega_p \pm \omega_s$  frekvenciájú komponenseket tartalmazni (7. ábra), ezek (komplex) Fourier-sora:

$$i(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} [I_m e^{j\omega_m t} + I'_m e^{j\omega'_m t}] \quad (24)$$

$$u(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} [U_m e^{j\omega_m t} + U'_m e^{j\omega'_m t}], \quad (25)$$

ahol

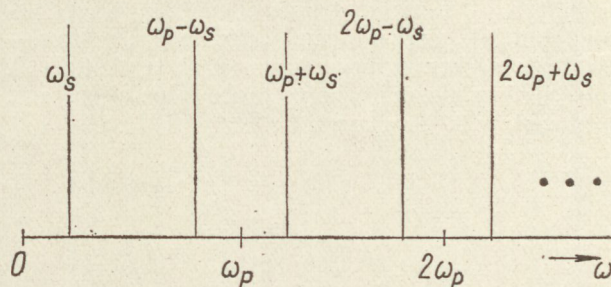
$$\begin{aligned} \omega_m &= \omega_s + m\omega_p \\ \omega'_m &= -\omega_s + m\omega_p \end{aligned} \quad (26)$$

és mivel  $i(t)$  és  $u(t)$  is az idő valós függvényei:

$$\begin{aligned} I_m &= I_{-m}^* \\ U_m &= U_{-m}^* \end{aligned} \quad (27)$$

Helyettesítsük be (24)-et és (9)-et a (22) egyenletbe

$$u(t) = \sum_m \sum_n R_n [I_m e^{j[\omega_s + (m+n)\omega_p]t} + I'_m e^{j[-\omega_s + (m+n)\omega_p]t}]$$



H683-667

7. ábra

Vezessük itt be az

$$m + n = k \text{ jelölést.}$$

Ekkor

$$m = k - n$$

és

$$\omega_s + k\omega_p = \omega_k.$$

Ezzel

$$u(t) = \sum_k \sum_n R_n [I_{k-n} e^{j\omega_k t} + I'_{k-n} e^{j\omega'_k t}] \quad (28)$$

A  $k$  index helyett betűcserével hozzuk vissza (28)-ban az  $m$ -et, és a kapott kifejezést hasonlítsuk össze a (25)-tel. Az ellenállás sarkain fellépő feszültség  $\omega_m$  és  $\omega'_m$  frekvenciájú összetevőinek komplex amplitúdói:

$$\begin{aligned} U_m &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_n I_{m-n} \\ U'_m &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_n I'_{m-n} \end{aligned} \quad (29)$$

Mivel az eredményül kapott kifejezések azonos formájúak, a továbbiakban csak a vesszőtlenekkel számolunk. A vesszősök úgyis mindig kiszámolhatók a vesszőtlenekből a (27)-ben felírt komplex amplitúdók közötti összefüggésekkel.

A (29) kifejezés mátrix formában is felírható:

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ U_{-2} \\ U_{-1} \\ U_0 \\ U_1 \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & R_0 & R_{-1} & R_{-2} & R_{-3} & \cdot \\ \cdot & R_1 & R_0 & R_{-1} & R_{-2} & \cdot \\ \cdot & R_2 & R_1 & R_0 & R_{-1} & \cdot \\ \cdot & R_3 & R_2 & R_1 & R_0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot \\ I_{-2} \\ I_{-1} \\ I_0 \\ I_1 \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (30)$$

Azaz:

$$\mathbf{U} = \mathbf{R} \mathbf{I} \quad (31)$$

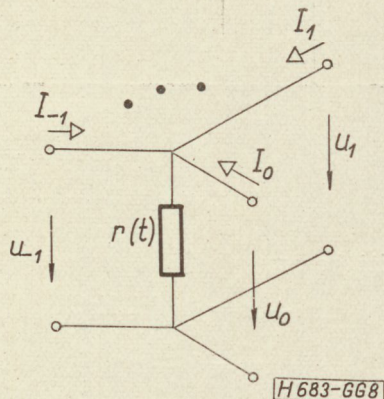
A (31) összefüggés adja meg állandósult állapotban a parametrikus ellenállás kapcsain mérhető feszültség és áram komplex amplitúdói közötti kapcsolatot. Az  $\mathbf{R}$  az  $r(t)$  Fourier-együtthatóiból [ld. (9)] alkotott mátrix, és (10) miatt

$$\mathbf{R} = \tilde{\mathbf{R}}^* \quad (32)$$

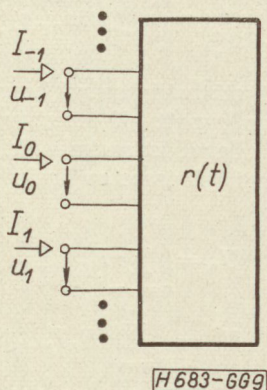
azaz Hermite-féle (hermitikus) mátrix. \* konjugált,  $\sim$  transzponálást jelent.

A (31)-beli felírás mód kézenfekvő interpretálása, ha — egy  $2N$  pólus impedanciamátrixával össze-

hasonlítva — a parametrikus ellenállást  $2N$  pólusnak tekintjük, azaz minden  $\omega_m$  frekvenciájú áram—feszültség párhoz egy-egy kapcsolpárt rendelünk. A parametrikus ellenállás helyettesítő képe ekkor a 8. ábra vagy a 9. ábra szerinti.



8. ábra

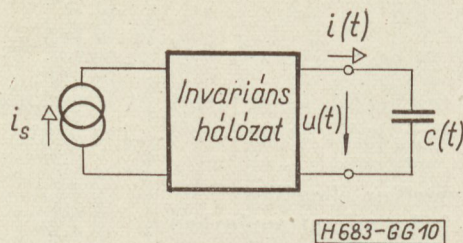


9. ábra

Ez az interpretálás különösen hasznos gyakorlati áramkör (pl. keverő) tervezésénél. Ott ugyanis a tervezőnek elő kell írnia azt, hogy milyen frekvenciájú áramok milyen passzív áramkörön haladjanak át a megfelelő működés (pl. zajtényező) érdekében; azaz a különböző frekvenciájú „kapocspárokat” a konstrukciónál fizikailag is szét kell választani beépített szűrőkkel.

**4. Parametrikus kapacitás az  $\omega$  frekvenciatartományban**

Ha a 4. ábra szerinti parametrikus kapacitást iktatjuk be egy  $\omega_s$  frekvenciájú jellel meghajtott hálózatba a 10. ábra szerint, akkor — az előző pont gondolatmenetét megismételve — a kapacitás kapcsolpárján fellépő feszültség és áram Fourier-sora ugyancsak a (24)–(27) kifejezések szerinti lesz.



10. ábra

A kondenzátor sarkain azonban minden időpillanatban fenn kell állnia az

$$i(t) = \frac{d}{dt} [c(t) \cdot u(t)] \tag{33}$$

összefüggésnek.

Behelyettesítve (33)-ba a (18), (24) és (25) Fourier-sorokat, a deriválás elvégzése és rendezés után az

$$i(t) = \sum_m \sum_n [j(\omega_m + n\omega_p)C_n U_m e^{j\omega_m t + n\omega_p t} + j(\omega'_m + n\omega_p)C_n U'_m e^{j\omega'_m t + n\omega_p t}] \tag{34}$$

kifejezéshez jutunk. Az itt szereplő frekvenciák azonban a (26) felhasználásával

$$\begin{aligned} \omega_m + n\omega_p &= \omega_s + (m+n)\omega_p = \omega_k \\ \omega'_m + n\omega_p &= -\omega_s + (m+n)\omega_p = \omega'_k \end{aligned} \tag{35}$$

alakba írhatók, ahol

$$k = m + n$$

Ezzel az áram kifejezése a következő:

$$i(t) = \sum_k \sum_n [j\omega_k C_n U_{k-n} e^{j\omega_k t} + j\omega'_k C_n U'_{k-n} e^{j\omega'_k t}] \tag{36}$$

Ha (36)-ba betűcserével visszahozzuk az  $m$  indexet a  $k$  helyett, és a kapott kifejezést az  $i(t)$  (24) szerinti Fourier-sorával összehasonlítjuk, az azonos frekvenciájú tagok együtthatói között a következő két összefüggéshez jutunk:

$$\begin{aligned} I_m &= j\omega_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n U_{m-n} \\ I'_m &= j\omega'_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n U'_{m-n} \end{aligned} \tag{37}$$

A (37) kifejezések adják meg a parametrikus kapacitás áramának és kapocsfeszültségének komplex amplitúdói közötti kapcsolatot. Mivel a két kifejezés formája egymással teljesen megegyezik, itt is csak a vesszőtlennel dolgozunk tovább. A vesszős mennyiségek a vesszőtlenekből a (27) felhasználásával számolhatók ki.

A komplex amplitúdók közötti (37) kifejezés átírható mátrix formába:

$$\begin{bmatrix} I_{-2} \\ I_{-1} \\ I_0 \\ I_1 \\ \vdots \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \omega_{-2} & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & \omega_{-1} & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & 0 & \omega_0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & \omega_1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & C_0 & C_{-1} & C_{-2} & C_{-3} & \cdot \\ \cdot & C_1 & C_0 & C_{-1} & C_{-2} & \cdot \\ \cdot & C_2 & C_1 & C_0 & C_{-1} & \cdot \\ \cdot & C_3 & C_2 & C_1 & C_0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{-2} \\ U_{-1} \\ U_0 \\ U_1 \\ \vdots \end{bmatrix} \tag{38}$$

Azaz

$$\mathbf{I} = \mathbf{j} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{C} \mathbf{U} \quad (39)$$

Ahol  $\boldsymbol{\Omega}$  a keletkező frekvenciákból képezett valós diagonálmátrix, tehát

$$\boldsymbol{\Omega} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \omega_{-2} & 0 & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & \omega_{-1} & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & 0 & \omega_0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & \omega_1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (40)$$

$\mathbf{C}$  pedig hermitikus, azaz

$$\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{C}}^* \quad (41)$$

Ha bevezetjük az

$$\mathbf{Y}_c = \mathbf{j} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{C} \quad (42)$$

jelölést, akkor a (39) szerinti végeredmény átírható a rövidebb

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}_c \mathbf{U} \quad (43)$$

alakba is. A későbbiekben a (39) és a (43) felírás-módot is fogjuk használni.

A parametrikus kapacitás is célszerűen a 8. és 9. ábra szerinti  $2N$  pólusú helyettesítőkapcsolással interpretálható, az  $r(t)$  helyére  $c(t)$ -t írva.

### 5. Parametrikus induktivitás az $\omega$ frekvenciatartományban

Parametrikus induktivitásra az előző pontbelihez hasonló levezetéssel az

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z}_L \mathbf{I} \quad (44)$$

összefüggést írhatjuk fel a különböző frekvenciájú áramok és feszültségek komplex amplitúdói között, ahol

$$\mathbf{Z}_L = \mathbf{j} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{L} \quad (45)$$

Itt  $\boldsymbol{\Omega}$  azonos a (40)-ben megadott mátrixszal,  $\mathbf{L}$  pedig a parametrikus induktivitás (20) szerinti Fourier sorának együtthatóiból alkotott mátrix, amely (21) miatt szintén hermitikus, azaz

$$\mathbf{L} = \tilde{\mathbf{L}}^* \quad (46)$$

### 6. Teljesítményviszonyok

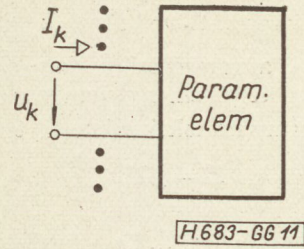
Az előzőekben bevezetett parametrikus elemek kapcsain fellépő hasznos és meddő teljesítményekre alapvető összefüggéseket vezetünk le. A jobb áttekintés kedvéért előbb tételszerűen felírjuk az állítást, majd a bizonyítást végezzük el.

**1. tétel:** A parametrikus elemek  $[r(t), c(t)$  és  $l(t)]$  nem veszteségmentesek, azaz a fenti elemek kapcsain befolyó hasznos teljesítmények összege nem nulla.

*Bizonyítás:*

Első lépésként írjuk fel a hasznos teljesítmény kifejezését általános esetben. A 11. ábra szerinti (tetszőleges) parametrikus elem kapcsain az  $\omega_m$  frekvencián befolyó hasznos teljesítmény értéke:

$$P_m = \frac{1}{2} \operatorname{Re} U_m I_m^* = \frac{1}{4} (U_m I_m^* + U_m^* I_m) \quad (47)$$



11. ábra

Az összes előforduló frekvencián együttesen pedig:

$$P = \sum_m P_m = \frac{1}{4} \sum_m (U_m I_m^* + U_m^* I_m) \quad (48)$$

Ez a kifejezés átírható mátrix formába a következőképpen:

$$P = \frac{1}{4} (\tilde{\mathbf{U}}^* \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{I}}^* \mathbf{U}) \quad (49)$$

Itt  $\mathbf{U}$  és  $\mathbf{I}$  a különböző frekvenciájú feszültség, illetve áram komponensek komplex amplitúdóiból kialakított oszlop mátrixok.

Mivel azonban (egyelőre szintén általánosságban)

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z} \mathbf{I} \quad (50)$$

illetve

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y} \mathbf{U}$$

(49) átírható a

$$P = \frac{1}{4} \tilde{\mathbf{U}}^* [\mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{Y}}^*] \mathbf{U} \quad (51)$$

illetve a

$$P = \frac{1}{4} \tilde{\mathbf{I}}^* [\tilde{\mathbf{Z}}^* + \mathbf{Z}] \mathbf{I} \quad (52)$$

formába.

A tétel bizonyítása ezek után közvetlenül adódik:

a) Parametrikus ellenállás esetén ugyanis

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} \text{ és } \mathbf{R} = \tilde{\mathbf{R}}^* \quad (31) \text{ és } (32)$$

Ezt az (52)-be beírva, a parametrikus ellenállás sarkain befolyó hasznos teljesítmény:

$$P = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{I}}^* \mathbf{R} \mathbf{I} \quad (53)$$

ami tetszőleges áramok esetén nyilvánvalóan nem nulla.

b) Parametrikus kapacitásra

$$\mathbf{Y} = \mathbf{j} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{C} \quad (42)$$

és

$$\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{C}}^* \quad (41)$$

Ezzel a parametrikus kapacitás sarkain befolyó hasznos teljesítmény az (51)-ből:

$$P = \frac{1}{4} \tilde{\mathbf{U}}^* [\boldsymbol{\Omega} \mathbf{C} - \mathbf{C} \boldsymbol{\Omega}] \mathbf{U} \quad (54)$$

Itt felhasználtuk az

$$\tilde{\mathbf{Y}}^* = \overline{(\mathbf{j} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{C})^*} = -\mathbf{j} \tilde{\boldsymbol{\Omega}}^* \tilde{\mathbf{C}}^* = -\mathbf{j} \tilde{\mathbf{C}}^* \tilde{\boldsymbol{\Omega}}^* = -\mathbf{j} \mathbf{C} \boldsymbol{\Omega}$$

átalakítást.

Mivel

$$\Omega C \neq C \Omega$$

az (54) szerinti, a parametrikus kapacitás kapcsain befolyó hasznos teljesítmény nem nulla.

c) Parametrikus induktivitásra a tétel a

$$Z = j\Omega L \quad (45)$$

és az

$$L = \tilde{L}^* \quad (46)$$

összefüggések felhasználásával, az (52)-be való helyettesítéssel bizonyítható. Ekkor

$$P = j \frac{1}{4} \tilde{I}^* [L\Omega - \Omega L] I \quad (55)$$

ami szintén nem nulla, hiszen

$$\Omega L \neq L \Omega$$

Itt a  $\tilde{Z}^* = -j\tilde{\Omega}^* L^* = -j\tilde{L}^* \tilde{\Omega}^* = -jL\Omega$  átalakítást használtuk fel. Ezzel a tételt mindhárom parametrikus elem esetén bebizonyítottuk.

A bebizonyított tétel első pillanatra meglepő (legalábbis ami a parametrikus kapacitást és induktivitást, tehát a *disszipáció mentes* parametrikus elemeket illeti). Nem áll azonban ellentétben az energiamegmaradás tételével. A kapocspáron be (vagy ki-) folyó, de természetesen el nem disszipált hasznos teljesítményt ezek az elemek a pump forrás felé adják le (illetve onnan veszik fel). Ez a kapocspár azonban a parametrikus modell természeténél fogva az ellenőrzésünk alatt álló kapocspárokon kívül van!

Megjegyezzük, hogy a bebizonyított tétel a non-lineáris ellenállásra vonatkozó, az irodalomból ismert Page—Pantell-formuláknak [7, 8] a parametrikus ellenállásra vonatkozó speciális esete.

A bebizonyított tétel azon túlmenően, hogy a parametrikus elemek modell voltát szemléletesen megmutatja, nem mond semmit a valós teljesítmények eloszlásáról az egyes frekvenciákon. Erre a kérdésre a 4. tételnél térünk vissza. A következő két tétel a meddő teljesítményekre vonatkozik.

2. tétel: A parametrikus ellenállás kapcsain befolyó meddő teljesítmények összege nulla.

3. tétel: A parametrikus kapacitás és induktivitás kapcsain befolyó meddő teljesítmények összege nem nulla.

A két tétel bizonyítását együttesen végezzük el.

Bizonyítás:

Először írjuk fel a meddő teljesítmény kifejezését általános esetben. A 11. ábra szerinti (tetszőleges) parametrikus elem kapcsain az  $\omega_m$  frekvencián befolyó meddő teljesítmény értéke:

$$Q_m = \frac{1}{2} \text{Im} (U_m I_m^*) = \frac{1}{4j} (U_m I_m^* - U_m^* I_m) \quad (56)$$

Az összes előforduló frekvencián együttesen pedig:

$$Q = \sum_m Q_m = \frac{1}{4j} \sum_m (U_m I_m^* - U_m^* I_m) \quad (57)$$

Ez a kifejezés átírható matrix formába a következőképpen:

$$Q = \frac{1}{4j} (\tilde{I}^* U^* - \tilde{U} I) \quad (58)$$

Felhasználva az (50) kifejezéseket, a meddő teljesítmény értéke általános esetben a

$$Q = \frac{1}{4j} \tilde{I}^* (Z - \tilde{Z}^*) I \quad (59)$$

illetve a

$$Q = \frac{1}{4j} \tilde{U}^* (\tilde{Y}^* - Y) U \quad (60)$$

kifejezés szerinti.

a) A parametrikus ellenállásra a 2. tétel bizonyítása közvetlenül adódik a (32) felhasználásával. A parametrikus ellenállás impedanciamatrixa ugyanis hermitikus, így (59)-ben

$$Z - \tilde{Z}^* = 0$$

ezért

$$Q = 0$$

bármilyen áramok esetén.

b) Parametrikus kapacitásra a 3. tétel bizonyítása a (41) és (42) felhasználásával végezhető el. A (60)-ba való behelyettesítés után:

$$Q = \frac{1}{4j} \tilde{U}^* (-jC\Omega - j\Omega C) U = -\frac{1}{4} \tilde{U}^* (C\Omega + \Omega C) U \quad (62)$$

ami tetszőleges feszültségek esetén nyilvánvalóan nem nulla.

c) Parametrikus induktivitásra a 3. tétel a (45) és (46) felhasználásával bizonyítható. Az (59)-be való behelyettesítés után:

$$Q = \frac{1}{4} \tilde{I}^* (\Omega L + L \Omega) I \quad (63)$$

Általában tehát itt is  $Q \neq 0$ .

Ezzel a 2. és 3. tételt bebizonyítottuk. Érdemes még észrevenni (62) és (63)-ból azt, hogy parametrikus kapacitásra

$$Q < 0 \quad (64)$$

parametrikus induktivitásra pedig

$$Q > 0. \quad (65)$$

## 7. A konverziós matrix bevezetése

### A P és K matrixok tulajdonságai

Parametrikus reaktanciák esetén a kapcsokon felépő hasznos teljesítményről lényegesen többet is tudunk mondani, mint amit az 1. tételben megfogalmaztunk. Ehhez azonban a hasznos teljesítmény (49) szerinti kifejezése helyett olyan felírasmódra van szükség, amelyben külön-külön láthatók a kapcsokon az egyes  $\omega_m$  frekvenciákon befolyó hasznos teljesítmények.



Parametrikus kapacitás esetén a hasznos teljesítmény (48) szerinti kifejezését matrix formába a következőképpen is átírhatjuk:

$$P = \frac{1}{4} (\tilde{U}^* I + \tilde{U} I^*) \quad (66)$$

Mivel azonban

$$I = Y U \quad (50)$$

a hatásos teljesítmény kifejezése a

$$P = \frac{1}{4} (\tilde{U}^* Y U + \tilde{U} Y^* U^*) \quad (67)$$

kifejezés szerinti lesz.

Vezessük be a (67) kifejezésben szereplő  $U$  oszlopvektor helyett az

$$U = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & U_{-1} & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & U_0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & 0 & U_1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (68)$$

diagonálmatrixot. Ezzel a hatásos teljesítmény maga is kvadratikus mátrixszá válik:

$$P = \frac{1}{4} (U^* Y U + U Y^* U) \quad (69)$$

Ha ide beírjuk a parametrikus kapacitásra levezetett

$$Y = j \Omega C \quad (42)$$

kifejezést, és figyelembe vesszük azt, hogy az  $U$  és  $\Omega$  diagonálmatrixok felcserélhetők, a hatásos teljesítmény fenti kifejezése a

$$P_c = \frac{1}{4} j \Omega (U^* C U - U C U^*) = \Omega K_c \quad (70)$$

alakba írható, ahol

$$K_c = \frac{1}{4} j (U^* C U - U C U^*) \quad (71)$$

A (71) kifejezést a következőkben konverziós matrixnak nevezzük.

A  $c$  index azt jelöli, hogy a (70) és (71) kifejezés is a parametrikus kapacitásra vonatkozik. Nyilvánvaló, hogy a konverziós matrix kifejezése átírható az egyszerűbb

$$K_c = -\frac{1}{2} \text{Im} (U^* C U) \quad (72)$$

formába is.

Az elvégzett átalakítás eredményeként tehát a hasznos teljesítményt az  $\Omega$  frekvencia-matrix és az ún. konverziós matrix szorzataként tudtuk felírni. A hasznos teljesítmény  $P$  matrixából tehát mintegy kiemeltük a frekvencia-matrixot, amint ez a (70)-ből jól látható.

Ha ugyanezt az átalakítást a parametrikus induktivitás esetén akarjuk elvégezni, akkor a hasznos teljesítmény (48) szerinti kifejezését a

$$P = \frac{1}{4} (\tilde{I} U^* + \tilde{I}^* U) \quad (73)$$

alakban kell felírunk.

Beírva az

$$U = Z I \quad (50)$$

összefüggést ez a

$$P = \frac{1}{4} (\tilde{I} Z^* I^* + \tilde{I}^* Z I) \quad (74)$$

kifejezés szerintivé válik.

Ha az itt szereplő  $I$  oszlopvektor helyett bevezetjük az

$$I = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & I_{-1} & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & I_0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & 0 & I_1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (75)$$

diagonálmatrixot, a hatásos teljesítmény itt is kvadratikus mátrixszá válik,

$$P = \frac{1}{4} (I Z^* I^* + I^* Z I) \quad (76)$$

Ha ide beírjuk a parametrikus induktivitásra levezetett

$$Z = j \Omega L \quad (45)$$

kifejezést, és feleseréljük az  $\Omega$  és  $I$  diagonálmatrixokat, a hatásos teljesítmény a

$$P_L = \frac{1}{4} j \Omega (I^* L I - I L^* I^*) - \Omega K_L \quad (77)$$

alakba írható, ahol

$$K_L = \frac{1}{4} j (I^* L I - I L^* I^*) \quad (78)$$

a parametrikus induktivitás konverziós matrixa. Az utóbbi kifejezést célszerű itt is az egyszerűbb

$$K_L = -\frac{1}{2} \text{Im} (I^* L I) \quad (79)$$

formában felírni.

A hatásos teljesítmény tehát mindkét parametrikus reaktancia esetén

$$P = \Omega K \quad (80)$$

alakban írható fel.

A következőkben mindkét reaktanciára érvényes megállapításokat teszünk, ezért a  $c$ , illetve  $L$  indexet nem tesszük ki.

A  $P$  matrix tulajdonságai

a) A  $P$  minden eleme teljesítménydimenziójú. Ez a (69), illetve (76) kifejezésekből nyilvánvaló.

Mivel a (69) és (76) kifejezések a (48) kifejezés másként rendezett megfelelői, ebből következik  $P$  és  $P$  kapcsolata:

b) A parametrikus reaktanciába befolyó hasznos teljesítmény a  $P$  matrix összes elemeinek összege:

$$P = \sum_m \sum_i P_{mi} \quad (81)$$

További bepillantást a **P** matrix szerkezetébe a (80) kifejezésen át nyerhetünk. Az  $\mathbf{\Omega}$  diagonálmatrix, **P** egy-egy sora tehát egy-egy  $\omega_m$  frekvenciával van megszorozva.

c) **P** egy-egy sorának összege tehát

$$P_m = \omega_m \sum_i K_{mi} \quad (82)$$

alakú. Ez pedig az  $\omega_m$  frekvencián a hálózatba folyó valós teljesítmények összegét jelenti.

A **K** matrix tulajdonságai

a) A **K** matrix antimetrikus, azaz

$$\mathbf{K} = -\tilde{\mathbf{K}} \quad (83)$$

tehát

$$K_{mi} = -K_{im} \quad (84)$$

és

$$K_{mm} = 0$$

Ez a tulajdonság a **K** definícióból közvetlenül bizonyítható. A bizonyítást a (78)-ból kiindulva végezzük el, de azonos módon elvégezhető (71)-ből is. Képezzük a  $\mathbf{K}_L$  transzponáltját:

$$\tilde{\mathbf{K}}_L = \frac{1}{4} j(\overline{\mathbf{I}^* \mathbf{L} \mathbf{I}} - \overline{\mathbf{I} \mathbf{L}^* \mathbf{I}^*})$$

azonban

$$\overline{\mathbf{I}^* \mathbf{L} \mathbf{I}} = \tilde{\mathbf{I}} \mathbf{L}^* = \mathbf{I}^* \mathbf{L}^*$$

és

$$\overline{\mathbf{I} \mathbf{L}^* \mathbf{I}^*} = \mathbf{I}^* \tilde{\mathbf{L}} \mathbf{I} = \mathbf{I}^* \mathbf{L}$$

ahol felhasználtuk azt, hogy **I** diagonálmatrix és hogy **L** hermitikus.

Ezzel

$$\tilde{\mathbf{K}} = \frac{1}{4} j(\mathbf{I} \mathbf{L}^* \mathbf{I}^* - \mathbf{I}^* \mathbf{L} \mathbf{I}) = -\mathbf{K}$$

az állítást tehát bebizonyítottuk.

b) A **K** mátrix elemeinek összege zérus, azaz

$$\sum_m \sum_i K_{mi} = 0 \quad (85)$$

Ennek az állításnak a helyessége (84)-ből közvetlenül belátható.

A konverziós matrix bevezetése után megfogalmazhatjuk a parametrikus reaktanciák hatásos teljesítményére vonatkozó következő tételt:

4. tétel: Parametrikus reaktanciák esetén kapcsolat áll fenn a kapcsoláron az egyes frekvenciákon befolyó hatásos teljesítmények között.

Ez a kapcsolat a következő:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{P_m}{\omega_s + m\omega_p} = 0 \quad (86)$$

Itt  $P_m$  az  $\omega_m = \omega_s + m\omega_p$  frekvencián a reaktanciába folyó hatásos teljesítmény.

Bizonyítás:

A (86) kifejezés átírható a

$$\sum_m \frac{P_m}{\omega_m} = 0 \quad (87)$$

formába. A (82)-ből azonban

$$\frac{P_m}{\omega_m} = \sum_i K_{mi}$$

Ezt behelyettesítve, a (87)-ből a

$$\sum_m \sum_i K_{mi} = 0$$

kifejezést kapjuk.

Az utóbbi egyenlőséget azonban már (85)-ben kimutattuk. Ezzel a 4. tételt bebizonyítottuk.

A 4. tételben felírt (86) kifejezés az irodalomból ismert Manley—Rowe [6] egyenletek speciális, a parametrikus reaktanciákra érvényes formája.

Megjegyzés: A Manley—Rowe-egyenletek nemlineáris reaktanciára vonatkoznak. Eszerint, ha egy nemlineáris reaktanciát úgy hajtunk meg, hogy feszültsége és árama  $m\omega_1 + n\omega_0$  frekvenciájú komponenseket tartalmazzon, akkor

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n P_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_0} = 0$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m P_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_0} = 0 \quad (88)$$

ahol  $P_{mn}$  az  $m\omega_1 + n\omega_0$  frekvencián a reaktanciába folyó hasznos teljesítmény.

Esetünkben  $n = 1$ . Az  $\omega_s$  frekvenciájú jel ugyanis olyan kicsi (kisjel elmélet!), hogy ránézve a parametrikus elem lineárisnak tekinthető, emiatt nem keletkeznek az  $\omega_s$  harmonikusai. A (88)-ból  $n = 1$  helyettesítéssel kapjuk (86)-ot.

### 8. Összefoglalás

Pedagógiai szempontból egységes tárgyalásmódra törekedve, bevezetést adtunk a parametrikus hálózatok analízisébe. Megmutattuk, hogy az egyetlen nagyszintű periodikus jellel meghajtott nemlineáris áramköri elem a kisjel elmélet keretein belül időben változó paraméterű lineáris áramkörnek tekinthető. Leírtuk a parametrikus ellenállást, kapacitást és induktivitást az  $\omega$  frekvenciatartományban. Megadtuk a célszerű 2N pólusú helyettesítő kapcsolást. Az eredményül kapott impedancia, ill. admittancia matrixok speciális tulajdonságai alapján összefüggéseket vezetünk le a fenti elemek kapcsain befolyó hasznos és meddő teljesítményekre.

Egy későbbi cikkben — jelen közlemény eredményeire támaszkodva — az egyetlen parametrikus kapacitást tartalmazó lineáris hálózat analízisével foglalkozunk. Levezetjük a parametrikus up-konverter és a parametrikus erősítő működését meghatározó alapvető összefüggéseket.

## IRODALOM

1. *L. Becker—R. L. Ernst*: Nonlinear Admittance Mixers. RCA Review XXV, pp. 662—691; Dec. 1964.
2. *Istvánffy E.*: Parametrikus erősítők, Magyar Híradástechnika, 1961 febr.
3. *E. S. Kuh*: Theory and Design of Wide-Band Parametric Converters. Proc. IRE. 50. pp. 31—38. Jan. 1962.
4. *C. Kurth*: Analysis of Diode Modulators having Frequency-Selective Terminations using Computers. Electrical Communication 39, pp. 369—378; March, 1964.
5. *J. M. Manley*: Some General Properties of Magnetic Amplifiers. Proc. IRE 39, pp. 242—251; March, 1951.
6. *J. M. Manley—A. E. Rowe*: Some General Properties of Nonlinear Devices; Part I, General Energy Relations. Proc. IRE, 44, 99. 904—913; July, 1956.
7. *C. H. Page*: Frequency Conversion with Nonlinear Resistors J. Research of the National Bureau of Standards 56, pp. 179—182; Apr., 1956.
8. *R. H. Pantell*: General Power Relationships for Positive and Negative Nonlinear Resistive Elements Proc. IRE, 46, pp. 1910—1913; Dec., 1958.
9. *P. Penfield*: Frequency-Power Formulas Techn. Press—Wiley; 1960
10. *P. Penfield—R. P. Rafuse*: Varactor-Applications MIT 1962.
11. *Lord Rayleigh*: On Maintained Vibrations Phil. Mag., 15, pp. 229—235; April, 1883
12. *R. G. Smart*: Steady-State Analysis of Power-Frequency Relations in Time-Varying Reactances. Proc. IRE 49, pp. 1051—1058; June, 1961.
13. *Э. А. Тафм*: Вопросы теории электрических цепей с переменными параметрами и синтеза импульсных и цифровых автоматических регуляторов. ИЗД. АКАД. НАУК. СССР. МОСКВА, 1960.
14. *D. G. Tucker*: Circuits with Time-Varying Parameters, The Radio and Electronic Engineer, 1963, March, pp. 263—277.
15. *D. G. Tucker*: Circuits with Periodically Varying Parameters, Macdonald, 1964

## Iparágunk kitüntetettjei

Örömmel jelentjük olvasóinknak, hogy LAJKÓ SÁNDOR-t és PÁL GASZTON-t, a Telefongyár mérnökeit az

### Állami Díj II. fokozatával

tüntették ki.

Lajkó Sándor az átviteltechnikai rendszertervezést vezeti. Az átviteltechnikai berendezések fejlesztésének hazai megindulása óta e téren vezető szerepet tölt be, az átviteltechnikai gyártmánycsalád alapelveinek kidolgozója. Jelentős tudományos publicisztikai és pedagógiai tevékenységet is kifejt. A Híradástechnikában tavaly megjelent egyik cikkéért Virág—Pollák-díjjal is kitüntették.

Pál Gaszton az Átviteltechnikai Gyártmányfejlesztési Osztály vezetője. A modern, tranzistorizált átviteltechnikai berendezések tervezését ő irányítja. Széleskörű szakismeretei és szervezési készsége tette lehetővé, hogy igen rövid idő alatt nagyszámú korszerű berendezés hazai gyártását lehessen megvalósítani.

Kormányunk DR. ÁCS ERNŐ-t, a Távközlési Kutató Intézet igazgatóját és DIENES BÉLÁ-t, az Egyesült Izzólámpa és Villamossági RT vezérigazgatóját, a híradástechnikai kutatás és iparfejlesztés terén kifejtett tevékenységük elismeréséül a

### Munka Érdemrend Arany Fokozatával

tüntette ki.

Gratulálunk a kitüntetetteknek.

## Vivőfrekvenciás technika: szimmetrikus vagy koaxiális kábeleken?\*

ETO 621.315.21: 621.395.44

A francia Posta- és Közlekedésügyi Minisztérium 1964-ben végzett statisztikai vizsgálatai azt mutatják, hogy a távbeszélőállomások száma nyolc év alatt a távbeszélőforgalom hét, míg a távíróforgalom már négy év alatt megkétszereződött. Nyugat-Németországban a postai szervek és az ipar a távbeszélő- és távíróforgalmi összeköttetéseknek mintegy évi hét százalékos növekedésével számol. Belgiumban hasonlóképpen a távbeszélőkörök számának évi hét-tíz százalékos növekedését mutatják az utolsó évek adatai.

A vasúti igazgatóságoknál, két pályaudvar közötti 50—70 km-es szakasz kizárólagos kapcsolatát képező, kézi-induktoros és kódjelzéses omnibuszvonalak ideje általában lejárt.

Többek között a távbeszélő- és távíróberendezések, elektronikus számológép igénybevételével történő adatátvitel, automatikus úton történő grafikonfelvétel, valamint a távírásos kocsijelentési eljárás nagyban emelte a szükséges átviteli utak számát. Habár a vasút szükségleteit szolgáló nagy távolságon alkalmazott kábelhálózatok a postaiakéhoz képest jóval kisebbek és a különleges üzemi követelmények miatt másképpen vannak kiképezve, a vasúti igazgatóságoknak mégis érdeke a modern kábeltechnika alkalmazása, az átviteli rendszerek szükség szerinti bővítési lehetőségével. Gazdasági megfontolásból magától értetődő ugyanis, hogy nagy távolságokon nem fektetnek többé vastag pupinizált kötegeket távbeszélőösszeköttetések létesítése céljából.

### A fejlődés iránya

A fejlődés során vivőfrekvenciás célokra alkalmaztak koaxiális kábeleket, csévétlenített távkábeleket, valamint szimmetrikus vivőfrekvenciás kábeleket egyaránt.

Szélessávú kábelszakaszokat 5/18 mm koaxiális párokkal a második világháború előtt többek között Németországban és Franciaországban építettek ki. Szimmetrikus kábeleken alkalmazott vivőfrekvenciás rendszerek inkább csak szükségmegoldásnak látszottak.

1945 után azonban, annak ellenére, hogy a koaxiális párok méreteit 2,6/9,6 mm-ben állapították meg, a forgalom megtervezése és gazdaságossági számítások sok országban vezettek olyan új szimmetrikus kábeltípusok megtervezésére és fektetésére, amelyek már kizárólag vivőfrekvenciás átvitel céljait szolgálták. A különböző postaigazgatóságok csaknem egy-

séges elv szerint építik ki szimmetrikus vivőfrekvenciás kábeleiket.

Az általánosan alkalmazott szimmetrikus kábel kapacitása 26 nF/km, a hullámellenállása 175  $\Omega$  körüli, míg az erősítőmező csillapítása a legmagasabb frekvenciánál kb. 6,5 N. Az első berendezéseket már 1950 előtt, páronként 48 csatornán és 208 kHz-es maximális frekvenciával üzemeltették; 1952-ben 252 kHz-ig működő 60 csatornás berendezéseket szereltek és alig négy évvel később helyezték üzembe az első szakaszokat 552 kHz-ig és 120 csatornával érpáronként.

Az érpáronkénti csatornák számának gyors emelkedése és az átviteli sáv kiterjedésének ellenére hiba lenne azonban azt gondolni, hogy ez a szám még könnyen növelhető. Még annak feltételezésével is, hogy új, kisveszteségű szigetelőanyagok — akár polisztirol, akár polietilén — lépnek a papír helyébe és az üzemi csillapítást a magasabb frekvenciáknál jelentősen csökkentik, a szimmetrikus kábeleknél már 552 kHz-nél olyan kiegyenlítési problémák lépnek fel, melyek nem elhanyagolhatók a szerelésnél és esetleges meghibásodásnál és javításnál jelentős nehézségekhez vezethetnek. Egy egyszerű számítás megmutatja ugyanis, hogy 175  $\Omega$  hullámellenállás és 556 kHz frekvencia mellett az áthallás már egy 4,5 pF értékű csatlósnál is az erősítőmezőknél megkövetelt minimális 8 N-es küszöb alatt marad.

Ezek a nehézségek és egyéb, a videocsatornás átvitelekre vonatkozó megfontolások így arra készíteték a postaigazgatóságokat, hogy visszatérjenek — természetesen teljesen új műszaki feltételekkel — a koaxiális kábeltechnikához. Időközben ugyanis új koaxiális kábeltípusokat alakítottak ki, kisebb keresztmetszetű párokkal, amelyek már nagy távolságon való átvitel céljaira is alkalmasak.

Ezek a koaxiális kábelek, melyeket „kis átmérőjű koaxiális párok”-nak neveznek, megközelítőleg egy 0,9 mm DM négyes, vagy egy 1,2 mm-es vivőcsatornás négyessel megegyező átmérőjűek és beilleszthetők egy normális felépítésű távkábelbe.

Franciaországban már 1954-ben fektettek rövid szakaszokon 0,9 mm ératmérőljű DM négyeres kombinált kábeleket, amelyek nyolc, 0,9/3,2 mm kis koaxiális párt tartalmaznak és páronként 120 vivőcsatorna átvitelére alkalmasak.

Három vagy négy évvel később kis távolságokon építettek távkábeleket, amelyek már csak tizenkét 1,2/4,4 mm vagy 1,2/4,9 mm-es koaxiális párt tartalmaztak.

Angliában szintén kísérletezett a posta és az ipar, mely kísérletek hasonló eredményekre vezettek, bár más hullámellenállással és más jellegű pármegoldással.

\* A szerzőnek Budapesten 1965. okt. 13-án tartott előadása alapján.

1960 előtt azonban igen vitatott maradt a két főcsoport ilyen rendszerű átvitelének gazdaságossága. A vívőfrekvenciás rendszerek fokozódó tranzisztorizálása, főképpen a földbeásott távtáplált középerősítők, a gazdasági optimumot ismét a szimmetrikus kábel javára tolta el.

Csak a 1200 kHz-ig üzemelő 300 csatornás, valamint 960 és 1260 csatornás rendszerek alkalmazásával vált kétségtelenné a kis koaxiális kábelek gazdaságossága.

1960-ban, a CCITT Új-Delhiben megtartott második teljes ülésén, a XVI. bizottság átfogó előkészítő munkája után lefektették a kiskoaxiális kábelekkel való távösszeköttetések létesítésének irányvonalait. A G. 341 és G. 342 ajánlásokat az 1960. évi Vörös Könyvben hozták nyilvánosságra, anélkül azonban, hogy ezzel minden kérdést tisztáztak és végleges álláspontra jutottak volna.

A fenti két ajánlást további bizottsági munka során egészítik ki.

A frekvenciaterv és az 1', 2', 3' terciercsoportok alkalmazására — megfelelő megegyezés híján — három átviteli rendszert fogadtak el: mégpedig két rendszer megközelítőleg 4 MHz-ig, 3, ill. 4 km erősítőtávolsággal és egy rendszert 6 MHz-ig, 3 km erősítőtávolsággal, amely 1260 távbeszélő vagy egy videocsatorna átvitelére alkalmas.

A kis koaxiális párok méreteit és a kis koaxiális kábelek elektromos adatait viszont ugyanekkor egyértelműen meghatározták (Kék Könyv G. 342).

### A műszaki feltételek

A kis koaxiális pár belső vezetője egy, 1,2 mm átmérőjű, tömör rézhuzal; a külső vezető belső átmérője 4,4 mm és vastagsága 0,15 vagy 0,18 mm. A hullámellenállás névértéke 1 MHz-nél 75 Ω. Az egyes értékek reális részeinek megengedhető legnagyobb eltérése 1 MHz-nél 1,5 Ω távbeszélőösszeköttetéseket szolgáló kis koaxiális pároknál, és 1 Ω a videocsatornák átvitelére szolgálóknál. A hullámellenállás egyenletességét 100 ns-os vagy ennél kisebb egyenáramú impulzusokkal mérik. A reflexiós csillapításnak — a korrekterok figyelembevételével — min 5,2 Nepernek kell lennie. A belső és külső vezető között átütési vizsgálat végzendő, 50 Hz, 1000 V feszültséggel, legalább 1 percen át. — A belső — és külső vezető közti szigetelési ellenállás legalább 5000 MΩ km.

Egy kis koaxiális párokból álló kábelösszeköttetés erősítőmezejére vonatkozólag másfelől még a következő előírások találhatók. A hullámellenállás reális részének a névlegestől való maximális eltérése az egyes koaxiális pároknál 1,5 Ω távbeszélőösszeköttetéseknél és 1 Ω televíziós átvitelnél. A hullámellenállás egyenletességét úgy mérik, mint a gyártási hosszaknál, az impulzus szélessége nem haladhatja meg azonban középmagasságánál a 200 ns-ot egy 3 km-es erősítőszakaszon és a 400 ns-ot egy 6 km hosszúságú erősítőszakasznál. A visszavert impulzusokat amplitúdóra és fázisra kiegyenlítik; a kiegyenlített reflexiócsillapítási érték nem lehet kisebb 4,85 N-nél. A kilométerenkénti vezetékcsillapítás névleges értéke 1 MHz-nél és 10 °C-nál 610 mN/km; a

megengedett maximális eltérés 23 mN. A távolvégi áthalláscsillapítás az átviteli sáv minden frekvenciájánál legalább 10,2 N legyen egy kábel két koaxiális párja között. 6 km-es erősítőszakaszokon és 10,9 N 3 km-es erősítőszakaszok esetén. Vizsgálófeszültség és szigetelési ellenállás megegyezik a gyártási hosszaknál megadottakkal.

A G. 342 ajánlás függelékében megadják továbbá a kilométerenkénti vezetékcsillapítást két különböző konstrukciónál 60 és 4000, ill. 4500 kHz között.

### A kis átmérőjű koaxiális párok kivitelezési formái

Könnyen belátható, hogy a CCITT által ajánlott értékek, amelyek megfelelnek a postaigazgatóságok igényeinek és a kábelgyárak üzemi eredményeinek és tapasztalatainak, különböző konstrukciókkal és szigetelési anyagokkal is elérhetők. Bár a kis koaxiális párok méretei és az elektromos adatok a dielektrikumot kellő pontossággal meghatározzák, a technikai állása szerint mégis két alapvető mód marad a szigetelés kialakítására:

a) Műanyag-habból készült folytonos szigetelés a belső és külső vezető között.

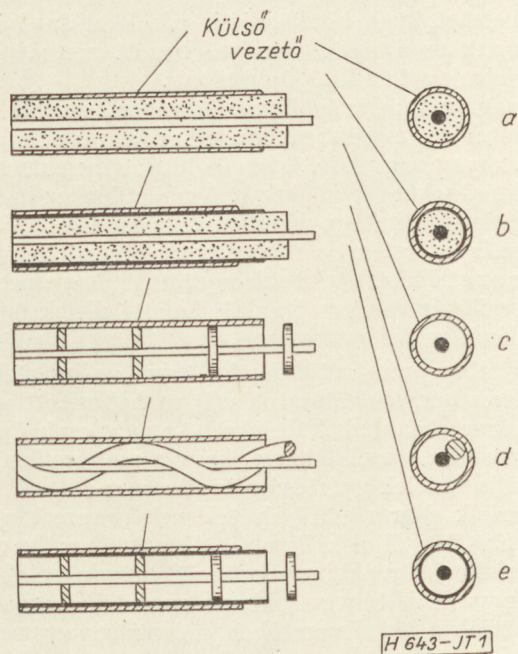
b) Légszigetelés távolságtartókkal a belső és külső vezető között.

A kábelgyártásban habként felhasználható műanyagok a polietilén, a polisztirol és esetleg a poli-propilén.

A polietilén habosítása, ami a fröccsöntéskor során érnek el a hozzáadagolt gázkiválasztó hajtóanyaggal, messzemenően befolyásolja annak dielektromos állandóját, fajlagos súlyát és annak mechanikai viselkedését is.

Míg a tömör polietilén dielektromos állandója 2,28, addig a habosítással mintegy 1,5—1,4 értéket érnek el, 0,45 fajlagos súllyal (1a ábra).

További habosításnál — és eltekintve a nehézségektől, amelyeket a megfelelő hajtóanyag kiválasztása



1. ábra

okoz — a cellák olymértékben megnövekednek, hogy 1,33 dielektromos állandó alatt fennáll a külső és belső vezető közötti nyílt utak keletkezésének veszélye és nedvesség behatolásának lehetősége. Egy ilyen habosított polietilénanyag mechanikai szilárdsága továbbá oly csekély, hogy jóformán meg sem valósítható a belső vezető központosítása.

A kis koaxiális párok meghatározott méretei mellett így legjobb esetben 65  $\Omega$  értékű hullámellenállás várható 1,5 dielektromos állandóval. Effajta kis koaxiális párokat gyártottak és helyeztek üzembe többek között Nyugat-Németországban és Angliában.

Ezzel szemben Franciaországban 75  $\Omega$  hullámellenállási, 1,4 dielektromos állandójú kis koaxiális párokat alkalmazott a postaigazgatóság 1,2/4,9 mm méretekkel, melyek még ma is üzemben vannak. A két megoldás egyike sem felel meg már azonban a CCITT ajánlásainak és ez a magyarázata, hogy felhabosított polietilénnel ma már jóformán nem gyártanak kis koaxiális kábeleket.

A 2,55 dielektromos állandójú és 1,05 fajlagos súlyú polisztirol különösebb nehézség nélkül olymértékben habosítható, hogy a hab dielektromos állandója 1,2, fajlagos súlya pedig 0,2 alá süllyed.

A kissé rideg anyag szilárdsága, amely lemezekre vagy szalagokra vágva, nagy pontossággal meghatározott dielektromos állandóval szállítható, lehetővé teszi annak a belső és külső vezető közötti folytonos szigeteléseként való alkalmazását.

Egy kis koaxiális pár dielektrikumának gyártásához 110 és 120 °C közötti meghatározott hőmérsékletnél 1,3 mm vastag polisztirolszalagot helyeznek az 1,2 mm-es rézvezető köré és efölé hosszában egy vékony, 0,3 mm polietilén fóliát.

A pontosan betartandó mértékű hő hatására összehegednek a szalagok hosszanti varratai, és a szalagok egymással. Ezáltal megnő a mechanikai szilárdság és eléri, hogy a habosított polisztirol nem vesz fel nedvességet (1b ábra).

Kábeleket ilyen kis koaxiális párokkal Japánban gyártanak és a nyilvánosságra hozott eredmények megfelelnek a CCITT ajánlásainak.

A magaspolymerizációjú szénhidrogén anyagok legújabb tagja az elektrotechnikában a polipropilén. Ez az anyag nagy hőállóságú és kitűnő dielektromos tulajdonságokkal rendelkezik. A polietilénhez hasonlóan, bár más hatóanyagokkal és más hőmérsékleten, ez is habosítható a fröccsentőeljárás folyamán.

Már az első kísérletek bebizonyították, hogy mechanikai szilárdsága még jóval 1,4 alatti dielektromos állandónál is kielégítő marad.

Angliában immár több mint egy éve gyártanak vezetékes televízióhálózatok céljára habosított polipropilénnel koaxiális kábeleket. Az még csak újabb munka során vár eldöntésre, hogy a polipropilén kis koaxiális kábelek gyártására is alkalmas-e?

A másik eljárás a légszigetelésnek nevezett módszer. Ennél azáltal érik el a dielektrikum levegő-részecskéinek további szaporítását, hogy a belső vezető egyenletes távolságokban koncentrikusan megtámasztják a külső vezetőben, mégpedig vagy periodikusan elhelyezett, vagy pedig folyamatosan kialakított távolságtartók segítségével.

Már a kezdetben említett szélessávú kábeleknél alkalmaztak távolságtartóként szigetelőanyagból készült koncentrikus tárcsákat a belső és külső vezetők között és a CCITT G 334. ajánlásának megfelelően ma is használják azokat a szabvány 2,6/9,5 mm koaxiális pároknál (1c ábra).

Ennél a konstrukciónál vagy polietilén tárcsákat fröccsentenek fel szabályos körökben közvetlenül a belső vezetőre, vagy pedig egy automata szigetelőanyagból készült hasított tárcsákat helyez fel a belső vezetőre.

Ezt az eljárást az 1,2/4,4 mm koaxiális pároknál is alkalmazzák. Bizonyos technológiai nehézségek áthidalása után az ajánlásoknak tökéletesen megfelelő elektromos értékekhez vezetett.

Sok éve ismert eljárás a koaxiális kábel belső vezetőjére helyezett műanyagspirális is, amelyet még gyakran alkalmaznak a nagyfrekvenciás technikában, szalagmentesen vagy profilspirális formájában.

A kis koaxiális pároknál, azok kis méretei miatt gyakran csak egy egyszerű, egyenletes átmérőjű műanyagszálat tekernek spirálisan a belső vezető köré (1d ábra).

A szál átmérőjének, a spirális menetemelkedésének és a gép húzóerejének helyes megválasztásával eleget tesznek a CCITT követelményeinek.

A két utóbb említett konstrukciónak azonban az a súlyos hátránya, hogy a kábelköpeny megsérülése esetén és nedvesség behatolásával a víz akadálytalanul betörhet a külső, sőt a belső vezetőhöz is és a kábel teljes kiesését okozhatja. Továbbá a víz, szinte akadály nélkül hosszanti irányban továbbhaladhat a belső és külső vezetők között és költséges meghibásodásokhoz vezethet.

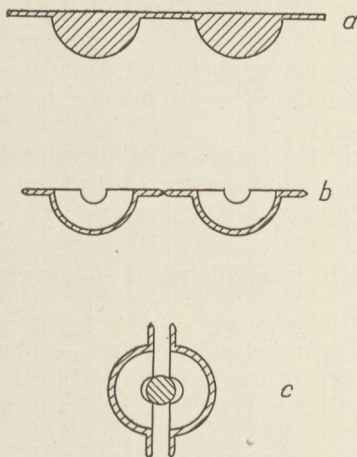
Ezek a hiányosságok részben kiküszöbölhetők azáltal, ha a külső vezető maximális belső átmérőjének betartásával egy vékony polietilénköpenyt fröccsentenek a tárcsák, ill. a spirálistemet köré (1e ábra). Ezáltal tökéletesen elkerülhető a vízbetörés sértetlen koaxiális párok belső és külső vezetője között. Ezzel szemben a víz jóformán akadálytalanul terjed tovább a koaxiális pár belsejében, ha egy sérülési helyen keresztül bejutott.

Egy megközelítőleg öt évvel ezelőtt kifejlesztett angol eljárás abból áll, hogy egy meghatározott profilú polietilénzalagot állítanak elő és azt a fröccsentőszerszám végén, a folyamat megszakítása nélkül és hő behatolására, egyenletes távolságokban formált féltárcsákkal két félcsővé vagy félhenger formájú szalaggá préselik két henger között (2. ábra).

Mármint a két szalagot egymáshoz préselve úgy vezetik a felmelegített rézvezető körül, hogy azt azok körülzárják és a hőkezelés után egymáshoz, valamint a vezetőhöz forradnak.

A szélek lenyírása után a zárt szigetelés egyaránt megfelel a CCITT feltételeinek és a hosszanti — és keresztirányú vízhatlanság iránti követelményeknek.

Egy, a következő szakaszban bővebben ismertetendő és „ballonszigetelés”-nek nevezett francia eljárás szerint a belső vezető köré egy vékonyfalú polietilén-csővet fröccsentenek, amelyet még ugyanazon munkafolyamatban — tehát képlékeny állapotban —

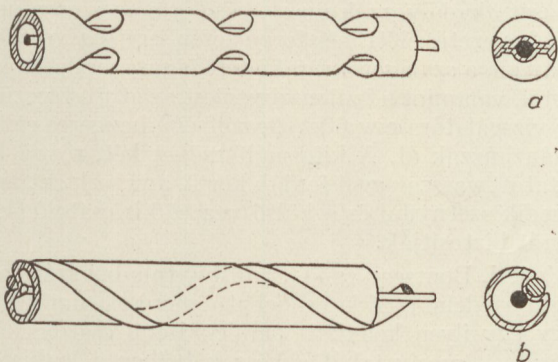


H 643-JT2

2. ábra

egyenletes távolságokban elszűkítenek, ezáltal biztosítva annak központos haladását (3a ábra).

A méretek helyes megválasztásával, mint arról a továbbiakban még szó lesz, 1,75 dielektromos állandójú, 75 Ω hullámellenállású és nagy szabályosságú koaxiális párt gyártanak.



H 643-JT3

3. ábra

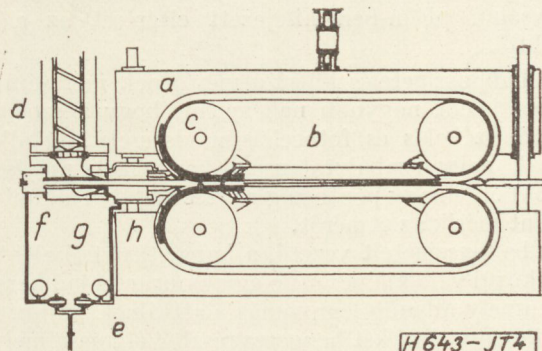
Egy szovjet eljárás szerint hasonló módon fröccsentenek egy vékonyfalú polietilén-csővet a belső vezető köré, amelyet még képlékeny állapotban egy műanyagszál segítségével spirálmenetesen leszűkítenek úgy, hogy a vezető nagy szabályossággal központosan halad (3b ábra).

Az ezzel az eljárással gyártott kis koaxiális párok tökéletesen megfelelnek a CCITT ajánlásának, ha egy vízbetörés továbbterjedését nem is gátolják meg.

### Ballonszigetelés

A ballonszigetelés, amelyet több mint tíz éve Franciaországban a Société Anonyme de Télécommunication fejlesztett ki és amelyet üzemünk már több éve alkalmaz, egy vékonyfalú polietil ncs b l áll. A cső belső átmérője nagyobb, mint a belső vezető átmérője. A polietil ncs  periodikus elsz k t sei által a vezető központosan halad, m g a szigetelőanyag legnagyobb része a belső vezetőtől nagy távolságban marad.

A vékonyfalú polietil ncs vet egy lehetőleg egyenletes kif v s  fr ccsent g p segítségével fr ccsentik a belső vezető k r . A cs vet a belső vezetővel együtt a fr ccsent fej kimenetén, tehát m g képlékeny állapotban k t végtelen, egymásba kap  pr sszalag közé vezetik (4.  bra). Ezek a neoprén szalagok, amelyek szorosan egymásra préselve, hosszanti irányban a fr ccsont g pb l kilépő cs vel megegyező sebességgel haladnak, félhenger profilúak és szabályos távolságokban elhelyezett fémből vagy műanyagból készült sajtol cs csokkal rendelkeznek. E csúcsok a cs vet körülfogva azt elsz k tik és a belső vezetőre préselik (3a ábra).



4.  bra

A polietil ncs vet a fr ccsent fejen keresztül meghatározott belső nyom s alá helyezik, miáltal az a pr sszalagok profiljához nyomul és szabályosan form lodik. Másfelől annak érdekében, hogy a fr ccsont fejb l való kilépés és a pr sszalagok közé való belépés közti rövid távolságon a cső fel ne h lyagosodj k, sőt, ki ne hasadjon, azt egy nyom skamra segítségével a belső nyomással megközelítően azonos nyomásra teszik ki.

A szigetelés lehűtését már a pr sszalagok között megkezdik és egy azokhoz csatlakozó h t tart lyban folytatják,  gy, hogy az elvezet t rcs n a ballonszigetelésű koaxiális p r már nem deform l dhatik.

A cső falvastagságát csupán az extruder teljesítménye, másképpen kifejezve a polietilén  rfoly m terenk nti súlya befolyásolja. A ballonszigetelés alakját és átmérőjét ezzel szemben maguk a pr sszalagok, valamint a belső- és külső nyomások együttesen határozzák meg.

A ballonszigetel snek a CCITT ajánlása szerinti 1,2/4,4 mm méretű kis koaxiális párok gyártásánál megkívánt jelentősebb adatai a következők:

Belső vezető átmérője:	1,18 mm
Ballonszigetelés külső átmérője:	4,40 mm
Szigetelés falvastagsága:	0,35 mm
Elsz�k�l�sek közti távolság:	19,00 mm
Polietilén súlya:	4,30 g/m

Ezeknél az adatoknál meggondolandó továbbá, hogy a betartandó toleranciák igen kicsik. Könnyen kisz m lthat , hogy a belső vezető átmérőjének 0,01 mm-es eltérése a hull mellen ll sban 0,5 Ω ingadozást okoz, m g a falvastagság 0,01 mm ingadozása másfelől a hull mellen ll sban 0,15 Ω ugrást okoz.

Mivel a kész koaxiális pároknál  $0,2-0,25 \Omega$  maximális szabálytalanságokra törekednek, és mivel a külső vezető belső átmérőjének ingadozásai is okozhatják a hullámellenállás szabálytalanságait, már a szigetelés gyártásakor igen szigorú rendszabályokat fogantatosítanak.

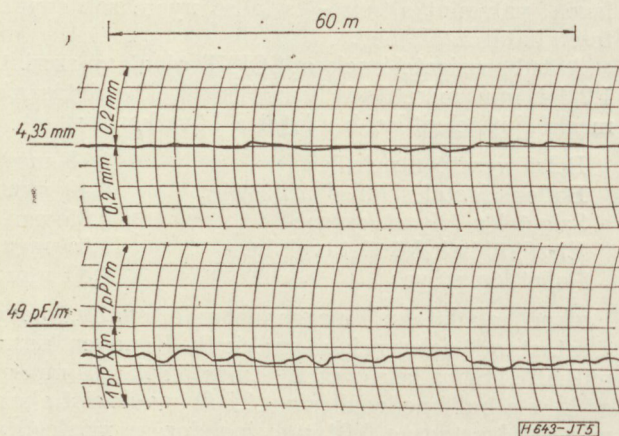
E célból a présgép kimenetén folyamatosan mérik a szigetelés kapacitását és átmérőjét. A kapacitást a belső vezető és két, megközelítőleg  $50 \text{ cm}$  hosszúságú, egymás mögött elhelyezett hengeres elektróda között mérik. Az elektródák belső átmérője valamivel nagyobb, mint a közöttük áthaladó szigetelt vezető átmérője. A szimmetrikusan felépített mérőkapcsolás folyamatosan mutatja a kapacitásnak  $\Delta C$  nagyságú,  $\text{pF/m}$ -ben kifejezett eltérését az előírt értéktől.

A ballonszigetelés külső átmérőjének mérése anynyiból jelent nagyobb nehézséget, hogy a szokásos érintő-érzékélős és fotocellás módszerek alig alkalmasak nagy szabálytalanságú alakzatok mérésére. Ez okból és nagy pontosság elérése céljából alábbi elv szerint mérik az átmérőt.

A ballonszigetelt vezető, a kapacitásmérő elektródák közül való kilépés után egy kamrán halad keresztül, amely állandó légnyomás alatt áll. E kamra be- és kilépőnyílásai két hengeres részből állanak, melyek hosszabbak, mint a ballonszigetelés két elszűkülése közti távolság és átmérőjük valamivel nagyobb a polietilén-cső átmérőjénél. A légáramlás, amely a kamrából a két gyűrűformájú nyíláson át elszökik, függ a rajta átfutó szigetelés átmérőjétől. Ezt a levegőmennyiséget elektromos úton mérik differenciálkapcsolás segítségével, ahol is egy, az áramlás útjában levő fűtött szál ellenállásváltozása az átmérő ingadozásait a  $0,01 \text{ mm}$ -ben értékeli. Mindkét leolvasási érték regisztrálható is egy, a préselőgéppel szinkron futó elektromos író segítségével.

Az 5. ábra a folyó gyártásból egy kontrollcsíkot mutat. A lefutási irányban  $10 \text{ mm} \cong 5 \text{ m}$  szigetelési hosszak felel meg. A függőleges tengelyen  $10 \text{ mm} \cong 0,5 \text{ pF/m}$ -nek felel meg kapacitásmérésnél és  $0,1 \text{ mm}$ -nek az átmérőnél.

E kontrollcsíkok lehetővé teszik egy gyártási folyamat pontos áttekintését és közvetlenül mutatják az annak során fellépő esetleges egyenlőtlenégeket vagy hibákat.



5. ábra

Hasonlóképpen lehetővé teszik később a szigetelés szabálytalanságai, valamint a kész koaxiális párok sodrása előtt vagy után felvett impulzus-visszhanggörbék csúcseinak és az egyenetlenségek közti összehasonlítást.

A ballonszigetelés gyártásánál megengedett tűrések megközelítőleg  $\pm 0,2\%$  vagy  $\pm 0,1 \text{ pF/m}$  a kapacitásnál és  $\pm 0,5\%$  vagy  $\pm 0,02 \text{ mm}$  az átmérőnél.

### A kis átmérőjű koaxiális párok ballonszigeteléssel

A kis koaxiális párok külső vezetője — a  $2,6/9,5 \text{ mm}$  koaxiális párokéhoz hasonlóan — a legtöbb esetben a szigetelés körül csőszerűen görbített sima vörösrézszalagból áll, amelynek szélei tompán ütköznek egymással.

A külső vezető kivitelezése és pontossága nagymértékben meghatározza a kész koaxiális párok hullámellenállásának egyenetlenségét. A vörösrézszalag szélességének  $0,1 \text{ mm}$  eltérése a külső vezető belső átmérőjének  $0,032 \text{ mm}$  változását és a hullámellenállásnak  $1,35 \Omega$ -os ugrását okozza.

A ballonszigetelés külső vezetőjeként szolgáló vörösrézszalagot egy különleges gépen, a legnagyobb pontossággal szabják. E szalag széleit továbbá egyenletes közökben kis, négyzetes betüremkedésekkel látják el, amelyek a kiformált csövek széleinek átlapolódását akadályozzák meg. A csőformáló szerszámba való bevezetés előtt még forgó kefék segítségével megtisztítják a szalagot a ráakódott fémrészekektől és portól, valamint a ballonszigetelést az átütési feszültség vizsgálatára egy  $6 \text{ kV}$  feszültségű hengeres elektródán húzzák át. A kiformált csövet két, rézzel befuttatott vasszalaggal fonják körül, amelyek azt nem engedik szétnyúlni és a külső vezető kis csatolóellenállását biztosítják.

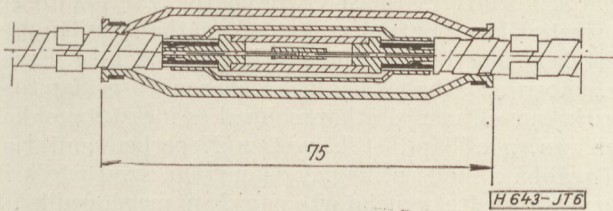
Egy, J. Bourseau és H. Sandjivy tollából származó nagyterjedelmű cikk és beható mérések mutatják, hogy egy ilyen koaxiális pár legkisebb csatolóellenállását — amely tehát a kész kábelben a legkisebb áthallási csillapítást biztosítja a koaxiális párok között —  $0,12 \text{ mm}$  vastag, csupasz vasszalagokból készült két egymással szembe fordított körülfonással, vagy pedig  $0,10 \text{ mm}$  vastag, rézzel futtatott vasszalagokkal érik el. Az alsó körfonás zárt, a felső átlapoló. Ezután a kész kis koaxiális párt, a gyártási előírásnak megfelelően papírral vagy műanyaggal fonják körül, műanyagköpeny fröccsentenek köré, vagy akár külső szigetelés nélkül hagyják.

E tekintetben a különböző országok postaigazgató-ságainak kívánásai és minőségi előírásai erősen különböznek egymástól és erősen függenek a gyártók műszaki felkészültségétől.

A gyártás további szakaszai ezek után alig különböznek a klasszikus koaxiális kábeltechnikától: a párok hosszainak csoportosítása hullámellenállási értékek szerint, a koaxiális párok összesodrása emelkedő vagy csökkenő  $Z$  sorrendben, a fektetési terv kidolgozása annak figyelembevételével, hogy az egymást követő szakaszoknál minél kisebb legyen a  $Z$  ugrása.

E helyen említjük még meg, hogy a koaxiális pároknak az összekötő karmantyúkban való keverése, vagy





6. ábra

helycseréje, amelyet még röviddel ezelőtt több országban engedélyeztek esetleges  $Z$  differenciák kiegyenlítésére, ma már nem megengedett eljárás.

A koaxiális párok közötti reflexiómentes csatlakozás, valamint a kötési helyeknél végezhető tiszta és egyszerű munka érdekében a kis koaxiális párokhoz egy különleges, kétrészes összekötődarabot dolgoztak ki (6. ábra), amely nem okoz mérhető ugrást a hullámellenállásban.

### A mérési eljárások

Meglehetősen ismert az impulzus visszhangmérés módszere, amelyet már a 2,6/9,5 mm koaxiális párok vizsgálatához kialakítottak és amelyet gyakran alkalmaznak leegyszerűsített formában hibameghatározásra légyvezetékeknél is.

Egy hídkapcsolás egyik ágába kapcsolják a mérendő koaxiális párt, a másik hídágban egy szabályozható kétpólus van elhelyezve, amely a kábelhullámellenállását széles frekvenciasávon utánozza. A koaxiális pár távoli végét is szabályozható utánzattal zárják le.

A hídkapcsolást egy impulzusgenerátor táplálja és a  $Z$  egyenlőtlenségeiből eredő visszavert impulzusok, az eltérés helyének megfelelően egy katódsugárcső ernyőjén jelennek meg.

Beépített lánctagok segítségével, amelyeket esetenként az adóimpulzus szélességéhez kell illeszteni, a visszavert impulzusok úgy korrigálhatók amplitúdóra és fázisra, hogy bizonyos ugrás  $Z$ -ben, tekintet nélkül annak a kábelben való távolságára, mindig azonos nagyságban jelenik meg az ernyőn.

Továbbá, az energia-visszhanggörbe felrajzolásánál egy négy-pólus által oly módon kiegyenlíthető a visszavert impulzusok energiatartalma, hogy egy adott  $Z$  egyenlőtlenség által visszavert energia nem függ annak a kábelben való távolságától.

Az impulzusformákat és -szélességeket a CCITT meghatározta a kis koaxiális párokra: egyenáramú impulzusok, a félmagasságban 100 ns-nál kisebb szélességgel a gyártási hosszakhoz, 200 ns-nál kisebb szélességgel 3 km-es erősítőszakaszokra és 400 ns alatt 6 km-es erősítőszakaszokhoz.

A berendezés hitelesítése egyszerű módon történik egy ismert  $Z$  különbözetnek a hídba való kapcsolásával: két frekvenciafüggetlen, nagyságrendben  $R_1 = 75,1 \Omega$  és  $R_2 = 74,9 \Omega$  értékű ellenállást kapcsolnak a hídra. Az ohmos ellenállások egy Wheatstone-híddal pontosan kimérhetők.

A leképzett impulzus, melynek nagysága az ernyőn szabályozással beállítható, megfelel egy  $\Delta Z = R_1 - R_2$  nagyságú hullámellenállásugrásnak.

### A hullámellenállás 1 MHz-nél

Az irodalomban többféle mérési eljárással találkozunk koaxiális kábel hullámellenállásának meghatározására, amelyek alkalmazása több-kevesebb idő és eszköz ráfordítást igényel, mint például az üresjárású rövidzárási eljárás, rezonanciafrekvenciával való mérés lezárással vagy rövidrezárással, vagy a differenciálkapcsolásos módszer, csatolt szabályozható ellenállásokkal. A CCITT G. 342 ajánlása szerint egy koaxiális pár hullámellenállásának reális része 1 MHz-nél közepes értékben megegyezik az illesztett vonalutánzat ohmos komponensével 1 MHz-nél. A mérés impulzus módszerrel végezhető.

A ballonszigetelésű koaxiális pár hullámellenállásának frekvenciafüggőségét igen pontosan meghatározzák, mégpedig elméleti számítások útján és gyártási hosszakon való laboratóriumi mérésekkel egyaránt.

600 kHz-nél magasabb frekvenciákra a következő egyenlet érvényes:

$$Z_f = Z_\infty + 1,96 (\sqrt{f} - j 1,96) / \sqrt{f}$$

ahol

$Z_\infty$  = hullámellenállás végtelen nagy  $f$ -nél,

$f$  = frekvencia MHz-ben.

Így frekvenciahelyes utánzat készíthető egy ellenállásokból, kapacitásokból és induktivitásokból álló kétpólussal.

A kétpólus reális része egy szabályozható ellenállásból áll, amely kb.  $2,5 \Omega$  változtatást tesz lehetővé  $Z_\infty$  névértéke körül, még pedig  $0,08 \Omega$  pontossággal az egész 8 MHz frekvenciatartományban.

A hullámellenállás 1 MHz-nél való méréshez gyártási hosszánál és erősítőszakaszon egyaránt a vonalutánzat állításával az adóimpulzus visszhangját a koaxiális érpár elején maradéktalanul kiegyenlítik, nagyságra és fázisra is. A leolvasott ellenállás megfelel a  $Z_\infty$  hullámellenállás reális részének; a hullámellenállás reális része 1 MHz-nél  $Z_\infty + 1,96 \Omega$ .

Sok minőségi előírás minden egyes koaxiális pár gyártási hosszának mindkét végén történő mérést írja elő. Hullámellenállásként a két mérési érték számtani közepét veszik.

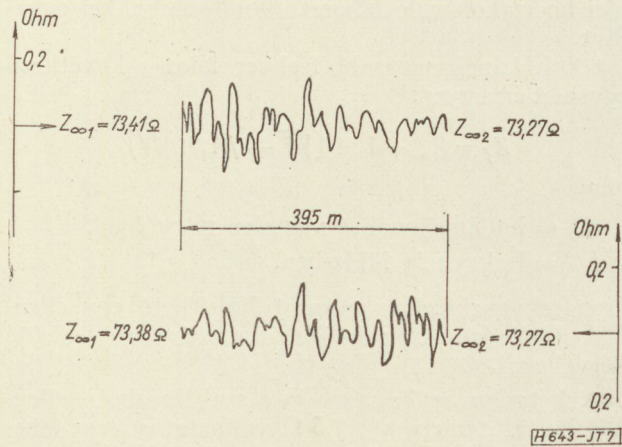
### A hullámellenállás egyenletessége

Bár a CCITT G. 342 ajánlása szerint a hullámellenállás egyenletességét kiegyenlített visszhangcsillapítási értékben fejezik ki a gyártási hosszakra és erősítőszakaszokra egyaránt, mégis sok igazgató-ság a gyártási hosszak  $Z$  egyenletességét a legnagyobb amplitúdójú kiegyenlítettlen visszhanggal fejezi ki,  $\Delta Z$  ( $\Omega$  értékben),  $\Delta Z/2Z$  (%-ban), vagy  $\ln \Delta Z/2Z$  (Neperben) átszámítva.

A belga posta például az értékek 100%-ában minimalisan 6,2 N csillapítást kíván meg a legnagyobb kiegyenlítettlen visszhang értéknél. A méréseket minden egyes koaxiális pár teljes hosszának mindkét végén el kell végezni. Ezzel szemben legtöbb ország a CCITT-vel összhangban — ha eltérő értékekkel is — erősítőszakaszoknál a kiegyenlített visszhangcsillapítást írja elő.

A mérést minden esetben egy erősítő szakasz mindkét végén elvégzik, mert az esetenként előírt impulzus csillapításának és torzításának kiegyenlítése féltávolságon túl túlzott költségű kiegyenlítő négy-pólus alkalmazását kívánja meg.

A Z egyenletességének vizsgálata, amely a gyakorlatban a hullámellenállás mérésével egyidejűleg történik, a mérőműszer kapcsolása szerint kiegyenlített vagy kiegyenlített impulzus-visszhanggörbéket ad, melyek papírra rögzítve az átvételi jegyzőkönyvben megrögzíthetők. A 7. ábra egy 385 m gyártási hosszúságú ballonszigetelésű koaxiális pár kiegyenlített impulzus-visszhanggörbéjét mutatja. A legnagyobb visszhangérték, a hitelesítésnek megfelelően  $\Delta Z = 0,16 \Omega$ , vagy átszámítva, 6,8 N-es visszhangcsillapításnak felel meg.



7. ábra

#### Az *equivalens Z*-eltérés

Egy koaxiális pár legkedvezőtlenebb visszhangja vagy legnagyobb mértékű eltérése *Z* értékben a hullámellenállás egyenletességének tökéletlen képét adja csupán, mert a hosszon előforduló többi *Z*-ugrásról, azok gyakoriságáról és nagyságáról nem ad felvilágosítást.

A francia postaigazgatóság már néhány éve bevezette az „*écart équivalent*” fogalmát, a koaxiális pár jósága megítélésének további kritériumaként, amely a hullámellenállás egyenlőtlenségeinek négyzetes középértéke.

Ez a mennyiség jellemző a koaxiális pár által viszsza-vert közepes energia nagyságára. Nagysága megegyezik azzal az egyetlen ohmikus *Z*-ugrással, amely azt az összenergiát reflektálná, mint a koaxiális pár tényleges egyenletességei együttvéve. Egy koaxiális pár energia-visszhanggörbéjének, energiakiegyenlítés és integrálás után, egy hitelesített, szabályozható rezgéssel való összehasonlítása az impulzusmérő ernyőjén, az *equivalens Z* eltérés közvetlen mérésére vezet.

#### Az áthallási csillapítás

A koaxiális párok közötti áthaladáscsillapítás mérése hosszabb idő óta két jelentősebb mérési eljárás szerint történik, gyártási hosszon és erősítőszakaszon egyaránt.

A komplex-csatolásmérő, melyet  $\Delta C - \Delta G$  mérőhidnak is neveznek, pontos képet nyújt a koaxiális

párok közötti csatlóási viszonyokról, valós-képzetes összetevőkre bontva azokat. Az áthalláscsillapítás értékét Neperben számítással határozzák meg. Ezzel szemben az áthallásmérő, összehasonlító csillapításcsokrénnyel, mérési átkapcsolóval és illesztőtagokkal ellátva, a csillapítást közvetlen Neperben mutatja. Továbbá a modern, nagyérzékenységu szintmérők is igen széles frekvenciatartományban megengedik az áthalláscsillapítás közvetlen leolvasását.

Tekintettel a mérendő nagyértékű áthallási csillapításokra, minden eljárásnál különösen ügyelni kell a hozzávezetések kielégítő árnyékolására, a helyes földelésre, valamint a koaxiális párok külső vezetőinek, a kábelben levő egyéb vezetők és az ólomköpeny kifogás-talan összekötésére.

#### A vezetékcsillapítás

A vezetékcsillapításnak az erősítőszakaszokon való mérése is ismert mérési eljárásokkal történik, amelyek között a leggyakrabban használatosak: összehasonlítás egy csillapításcsokrénnyel, párhuzamos- vagy soros kapcsolásban; kompenzációs módszerkritikus frekvenciáknál; szintmérés normálgenerátorral és hitelesített vevővel.

Gyártási hosszakon általában nem mérnek vezetékcsillapítást. A belga postaigazgatóság ezzel szemben megköveteli, hogy ha kétségek merülnek fel, a vezetékcsillapítást 1 MHz-nél a mért *Z*, *C*, és *R* értékekből kiszámítsák.

Röviden utalunk még a vezetékcsillapítás hőmérsékleti függésére, ami a mérési eredményeket gyakran befolyásolja. A hőmérsékleti koefficiens megközelítőleg  $2 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$  értékű 500 kHz felett és  $2,8 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$  60 kHz-nél. Pontos számításokat 1960-ban tett közzé R. Bélus és M. Troublé.

#### Néhány megvalósított eredmény

Számadatokat és gyakorisági görbéket már sok helyütt hoztak nyilvánosságra. Mi csupán az elért eredmények bemutatása céljából akarunk éves távolságokra néhányat összehasonlítani.

##### A kábel: 52 km,

5 koax. pár, 1,2/4,4 mm + 38 × 4 × 0,9 mm DM  
Marseille—Toulon létesítve: 1959

##### B kábel: 32 km,

6 koax. pár, 1,2/4,4 mm + 69 × 4 × 0,9 mm DM  
Nice—Cannes létesítve: 1961

##### C kábel: 21 km,

12 koax. pár, 1,2/4,4 mm + 52 × 4 × 0,9 mm DM  
Dreux—Nogent létesítve: 1964

##### D kábel: 40 km,

12 koax. pár, 1,2/4,4 mm + 2 × 4 × 1,1 mm +  
+ 5 × 2 × 0,6 mm  
Antwerpen—Dendermonde létesítve: 1965

#### Következtetések

E fejtegetések végén, melyeknek célja csupán a vívőfrekvenciás technika fejlődésének és a kábeltechnika mai állásának rövid vázlatja volt, nehéz lenne a

	A	B	C	D	Mérték egység
Hullámmellenállás 1 MHz-nél					
Középtérték	75,22	75,20	75,15	75,00	$\Omega$
Eltérés határértéke	1,26	0,87	1,06	0,70	$\Omega$
$\Delta Z$ 50 ns impulzusoknál (gyártási hosszak)					
Maximum	0,55	0,35	0,24	0,30	$\Omega$
50% értéke	0,20	0,16	0,09	0,16	$\Omega$
$\Delta Z$ 340 ns impulzusoknál (erősítészakaszok)					
Maximum	0,80		0,50		$\Omega$
50% értéke	0,31		0,25		$\Omega$
Közelvégi áthallási csill. 60 kHz					
Minimum	14,5	14,7	15,4	14,8	N

címben felvett kérdésre válaszolni. Pusztán a technika és egy elegáns megoldás csábítása nem dönthet tervezés és kivitelezés felett.

A meglévő kábeléptítmények, a hálózat kiterjesztése, amely a várható forgalom figyelembevételével több-kevesebb pontossággal kiszámítható és gazdasági tényezők, amelyek minden országban, annak ipari helyzetétől függően különbözők, nagymértékben befolyásolják a távbeszélő- és táviróhálózat átviteli módszereit.

Az utóbbi években úgy látszik, hogy nagy országokban, mint Franciaország és Németország, de kis országokban is, mint pl. Svájc vagy Belgium, 900, ill. 1200 csatornás rendszerek kis koaxiális párok alkalmazásával, közepes és nagy távolságokon kiszorítják a szimmetrikus vivőfrekvenciás rendszereket.

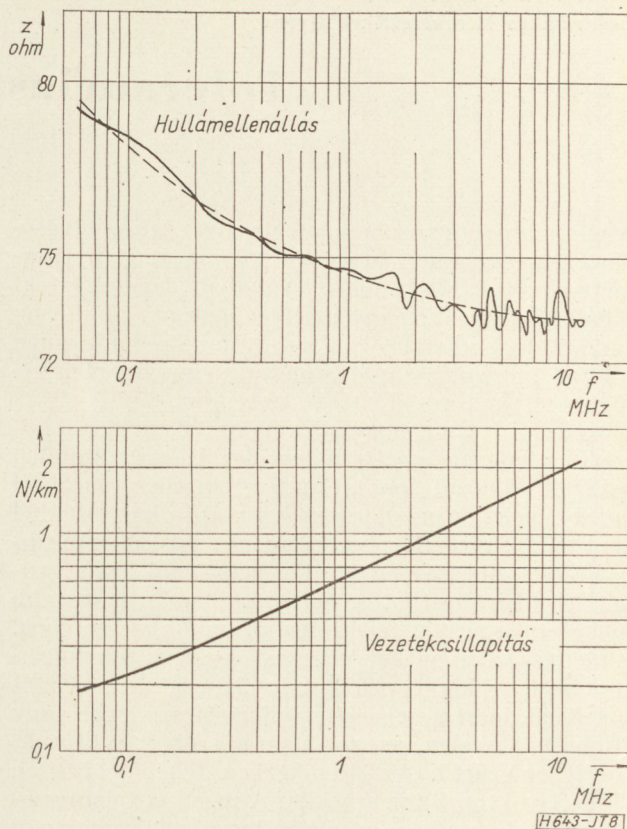
Vasúti igazgatóságoknál vagy egyéb hatóságoknál (vízi utak, honvédelem stb.), amelyek egyéni távközlési hálózattal rendelkeznek, még nehezebb a kérdés megválasztása, annál is inkább, mert a híradástechnika a költségvetésben gyakran az utolsó helyen szerepel és a megszavazott hozzájárulások nem engednek meg nagyobb perspektívájú beruházásokat.

Különösen az UIC (Union Internationale des Chemis de Fer) óvatos utalásai érvényesülhetnek itt, amelyeket egy 1964. terhelési könyv tervezete tartalmaz:

vasúti szakaszokon fektetendő kábelek távközlési kábeleit tartalmazhatnak kis koaxiális párokat; kis koaxiális párok, amelyeket nem használnak ki 100%-ig, csak annyiban gazdaságosak, amennyiben egy bizonyos minimális mennyiségű csatornát üzemeltetnek; vivőfrekvenciás összeköttetések és kis koaxiális párok nem gazdaságosak egy bizonyos legkisebb távolságoknál rövidebben;

kis koaxiális párok alkalmazását az üzemi követelmények — pl. zavarásmentesség — indokolhatják; ezeket a követelményeket különösen figyelembe kell venni a gazdaságossági számításoknál.

Kis koaxiális párokkal és vivőfrekvenciásan működő vasúti összeköttetésekre vonatkozó számada-



8. ábra

tokat — megjegyzendő, az 1961. évi helyzetnek megfelelően — és egyéb, arra vonatkozó közelebbi adatokat Leitenberger tett közzé, a Német Szövetségi Vasút Központi Hivatala részéről.

A CCITT XV. bizottságának egy munkacsoportja mérlegeli az átviteli sávnak kis koaxiális párokon 12 MHz-ig és 2,6/9,5 mm koaxiális párokon 60 MHz-ig való bővítésének lehetőségét. Az érintett igazgatóságokat vizsgálatokra és állásfoglalásra kérték fel.

A 8. ábra az első méréseket mutatja, amelyeket mi vettünk fel 14 MHz-ig működő kis koaxiális párainkról.

IRODALOM

1. M. Yoshimura—A. Nago: Foamed Polystyrene Insulated Coaxial Cable. Convention of the Wire Association. Chicago October 1963.
2. British Patent Specification, No 921 232 of March 20, 1963.
3. G. Fuchs—P. Vergés: New Low-Loss "Ballon" Type Polyethylene Insulation. Symposium in New Jersey 1960. S.A.T. Publ.
4. D. S. Batschelis, N. J. Belorussow, A. E. Saakjan: Elektritscheskje kabeli; Gosenergoizdat, Moskwa 1963.
5. J. Bourseau—H. Sandjivoy: La mesure de l'impédance de couplage et l'étude des écrans. C. et T. N° 1, 1956.
6. R. Béhus—M. Troublé: Méthode et résultats de mesures d'affaiblissement sur paires coaxiales. C. et T. N° 2, 1960
7. R. Béhus—M. Troublé: Résultats d'essai sur les paires coaxiales normalisées de 1,18/4,43 mm du câble Marseille—Toulon. C. et T. N° 2, 1961.
8. W. Leitenberger—W. Salzmann: Kabel mit Zwergtuben im Fernmeldenetz der Deutschen Bundesbahn. Signal und Draht N° 1, 1961.

## Toleranciaszámítás\*

ETO 519.49:621.372.6:65.012.12

A cím alapján az a gondolat merülhet fel az olvasóban, hogy valamely speciális hálózat átviteli paramétereinek eltéréseit, melyek egyes alkatrészek értékhibáiból adódnak, vagy az ilyen jellegű számítások egy-két technikai fogását vizsgáljuk. Célunk ennél több: a toleranciaszámításról, mint egységes elmélet-ről szeretnénk rövid áttekintést adni.

Két oka is van, hogy ezt a hálózatvizsgálati módszert érdemes elmélettől fejleszteni. Először: minden realizált hálózat pontatlan, értékükben darabról darabra véletlen ingadozásokat mutató alkatrészekből épül fel. Szigorú előírású hálózatok szokásos értelemben vett szintézise egyáltalán nem biztosítja a gyakorlati megvalósíthatóságot is, különösen magasabb fokszámú szűrők, félvezetős áramkörök esetében. Elméleti szempontból érdekes, hogy a toleranciaelmélet tulajdonképpen a zajos hálózatok elméletét is felöleli, mert a generátorok forrásfeszültsége vagy árama lényegtelen megszorítás árán Hilbert-vektorokkal jellemezhető. Az áramkörben fellépő zaj ezen Hilbert-vektorok toleranciája. A másik a toleranciaelmélet kidolgozására gazdasági természetű: nagyfokú gazdaságossági előnyöket ígér. Elég arra utalni, hogy az elektromos alkatrészek paramétereinek garantált statisztikája milyen nagy mértékben befolyásolja az alkatrészek beszerzési árát. Ugyanakkor, ha a gyártott készülék nem követ egy megkívánt statisztikát, akkor selejtnek tekinthető, vagy csökkent értékű. Ezek alapján nyilvánvaló, hogy nagy szériák gyártásakor a gazdaságosság nagymértékben növelhető már egyszerű gazdasági modellen alapuló optimalizációval is. Nézzük meg tehát, hogy hogyan lehetne megalapozni a toleranciaelméletet [1], [2], [3].

Minden építőelem és minden hálózat (vagy rendszer) tetszőleges paramétere valószínűségi változó. Ha valamilyen paraméter sztochasztikus időfüggvény, akkor Hilbert-vektorát tekintjük valószínűségi változónak. A toleranciaanalízis feladata az, hogy az építőelemek paraméterei, mint ismert valószínűségi változók segítségével a hálózat (vagy rendszer) kívánt paramétereit, mint valószínűségi változókat állítsuk elő. Építőelemek helyett részhálózatot vagy részrendszert is gondolhatunk. Analízisbeli célkitűzésünk csaknem azonos a megszokott analízisével, csak a paraméterek valószínűségi változó voltát is hangsúlyozzuk. Az is azonnal észrevehető, hogy a paraméterekről a várható értékükre áttérve, a szokásos analízismódszereket kapjuk vissza.

A toleranciaszintézisnél célunk már messzebb vezet: gazdaságilag is optimális hálózatot akarunk szintetizálni, miközben a készülék paramétereinek határeloszlás-függvényeire külön megszorítások állnak

fenn, vagy csak egyszerű gazdasági optimumot keresünk, és a készülék eladási ára pl. függvénykapcsolatban van a készülékparaméterek eloszlásának jellemzőivel.

Számítástechnikai szempontok miatt többnyire linearizált modellel dolgozunk, azaz az eloszlások terjedelme (vagy legalábbis szórása) elég kicsiny (kis toleranciák esete). Nagyobb toleranciák esetén magasabb rendű közelítéseket is alkalmazhatunk, de a számítás ennek megfelelően bonyolultabb lesz. Tehát a továbbiakban, ha  $G$  egy hálózatparaméter és  $W_i$  az  $i$ -edik építőelem-paraméter, valamint  $\delta G$  és  $\delta W_i$  az ezeknek megfelelő, zérus várható értékre redukált valószínűségi változók (általános értelemben vett toleranciák), akkor első közelítésben:

$$\delta G = \sum_i \frac{\partial G}{\partial W_i} \Big|_0 \delta W_i, \quad (1)$$

ahol a  $G = G(W_i)$  függvénykapcsolat a hálózatgráf-ból ismert. A  $\frac{\partial G}{\partial W_i} \Big|_0$  együtthatókat *érzékenységeknek* nevezzük (abszolút érzékenység), a relatív toleranciabefolyást a *relatív érzékenység* fejezi ki:

$$E_i = \frac{\partial G}{\partial W_i} \Big|_0, \quad (2)$$

$$e_i = \frac{\partial \ln G}{\partial \ln W_i} \Big|_0 = \frac{W_{i0}}{G} \frac{\partial G}{\partial W_i} \Big|_0 = \frac{W_{i0}}{G} E_i. \quad (3)$$

A zérus indexek azt jelentik, hogy az együtthatókat a  $W_{i0} = M(W_i)$  helyen kell venni.

A továbbiakban két speciális eredményt tárgyalunk; egyiket az analízis, másikat a szintézis területről választottuk.

*2N-pólusok tolerancia- és érzékenység-mátrixának transzformálása [1]*

Gyakori kérdés, hogy ha egy 2N-pólus valamely paraméterrendszerében adottak a paramétertoleranciák az építőelem-toleranciák függvényében, paramétertranszformáció esetében ezek hogyan transzformálódnak. Vizsgálatunkat a modern analízisben oly gyakran alkalmazott hullámparaméterekre is szeretnénk kiterjeszteni, ezért a paramétertranszformációk általános alakjából indulunk ki [4]. Levezetésünkben alkalmazzuk az indexekre vonatkozó összegzési konvenciót.

Egy 2N-pólus minden kapocspárján két változót definiálhatunk, pl. a kapocspár-feszültséget és az egyik kapcon befolyó áramot. Összesen tehát 2N változónk van, amelyek 2N-dimenziós teret feszítenek ki, ha mindegyiket független változónak tekintjük. Ha már azonban kiválasztottunk egy meghatá-

\* A BME Vezetékes Híradástechnikai Tanszékén készült és a HTE által kifizetett pályázaton díjazott diplomaterv alapján

rozott  $2N$ -pólust, akkor ez matematikailag  $N$  egyenletet jelent a  $2N$  változó között, tehát lineáris, forrásmentes  $2N$ -pólus esetében a  $2N$ -dimenziós koordináta rendszerünkben egy origón átmenő  $N$ -dimenziós hipersíkra szűkül változóink értéktartománya. A hipersík állását a frekvencia (komplex frekvencia) függvényében kizárólag a  $2N$ -pólus határozza meg. Tehát a feladat annak meghatározására redukálódik, hogy a  $2N$ -dimenziós tér koordinátáinak permutációi — vagy általánosabb — ortogonális transzformációi hogyan jelentkeznek a hipersíkon. A permutációs transzformációk a szokásos  $2N$ -pólus paraméterrendszereket kapcsolják össze, míg az általános, folytonos ortogonális transzformáció a reflexiós (scattering-) és ezzel rokon paraméter-családokba való átmenetet teszi lehetővé.

Jelöljük a  $2N$  számú kapocspári változót  $x_i$ -vel. Az alábbiakban a latin indexek mindig 1-től  $2N$ -ig, a görög indexek pedig 1-től  $N$ -ig futnak.  $2N$ -dimenziós térünkben egy  $N$ -dimenziós hipersíkot  $y_\alpha$  koordináták bevezetésével jellemezhetünk. Mindkét koordináta-rendszer kartézisi (ezt feltételezhetjük, mert sík terekről van szó), és origójuk egybeesik, akkor kapcsolatuk lineáris homogén:

$$x_i = U_{ix} y_\alpha, \quad (4)$$

ahol  $U_{ix}$  egy  $2N \times N$  elemes állandó mátrix. Az  $i$  indexet hagyjuk most csak  $N$ -ig futni, akkor

$$x_\omega = U_{\omega\alpha} y_\alpha.$$

$U_{\omega\alpha}$  négyzetes, nonsinguláris és ortogonális mátrix, mivel kartézisi koordináta rendszerek közt létesít leképezést. Invertáljuk ezt az egyenletet:

$$y_\beta = (U_{\omega\beta})^{-1} x_\omega = U_{\omega\beta} x_\omega,$$

majd helyettesítsük be (4)-be:

$$x_i = U_{ix} U_{\omega\alpha} x_\omega,$$

azaz a  $2N$  számú változó a hipersíkon kifejezhető az első  $N$  változóval.  $U_{ix} U_{\omega\alpha}$  nyilván egy  $2N \times N$  elemű mátrix, melynek első  $N$  sora egy egységmátrixot tartalmaz, mert az ortogonalitási reláció miatt  $U_{ix} U_{\omega\alpha} = \delta_{i\omega}$ , vagyis a  $2N$  számú  $x_i$  változó közül az első  $N$  éppen az  $x_\omega$  függetlenváltozó-rendszer. ( $\delta_{i\omega}$  a Kronecker-szimbólum.) A maradék változókkal felírt

$$x_{N+\tau} = U_{N+\tau\alpha} U_{\omega\alpha} x_\omega \quad (5)$$

egyenlet éppen egyfajta  $2N$ -pólus-egyenletrendszer, ahol

$$Q_{\tau\omega} = U_{N+\tau\alpha} U_{\omega\alpha} \quad (6)$$

a kiindulási  $2N$ -pólus-mátrix.

Hajtsunk most végre az  $x_i$  koordinátákon egy ortogonális transzformációt (mely speciálisan permutációtranszformáció is lehet):

$$x_i = T_{ik} \bar{x}_k, \quad (7)$$

ahol  $T_{ik}$  a kapocspári változók  $2N \times 2N$ -es transzformációs mátrixa; esetünkben még

$$T_{ik} T_{jk} = T_{ki} T_{kj} = \delta_{ij} \quad (8)$$

is teljesül. Bontsuk fel (7)-et két csoportra:

$$x_\omega = T_{\omega\sigma} \bar{x}_\sigma + T_{\omega N+\sigma} \bar{x}_{N+\sigma}, \quad (9a)$$

$$x_{N+\omega} = T_{N+\omega\sigma} \bar{x}_\sigma + T_{N+\omega N+\sigma} \bar{x}_{N+\sigma}. \quad (9b)$$

Láthatóan  $T_{ik}$ -t négy darab  $N \times N$ -es blokkra particionáltuk. Helyettesítsük be (9a)-t és (9b)-t (5)-be és használjuk a (6) jelölést:

$$T_{N+\omega N+\sigma} \bar{x}_{N+\sigma} + T_{N+\omega\sigma} \bar{x}_\sigma = Q_{\omega\tau} (T_{\tau\sigma} \bar{x}_\sigma + T_{\tau N+\sigma} \bar{x}_{N+\sigma}).$$

Rendezve:

$$(T_{N+\omega N+\sigma} - Q_{\omega\tau} T_{\tau N+\sigma}) \bar{x}_{N+\sigma} = (Q_{\omega\tau} T_{\tau\sigma} - T_{N+\omega\sigma}) \bar{x}_\sigma,$$

illetve

$$\bar{x}_{N+\varrho} = (T_{N+\omega N+\varrho} - Q_{\omega\tau} T_{\tau N+\varrho})^{-1} (Q_{\omega\tau} T_{\tau\sigma} - T_{N+\omega\sigma}) \bar{x}_\sigma.$$

Ezekből  $Q_{\omega\tau}$  transzformációja:

$$\bar{Q}_{\varrho\sigma} = (T_{N+\omega N+\varrho} - Q_{\omega\tau} T_{\tau N+\varrho})^{-1} (Q_{\omega\tau} T_{\tau\sigma} - T_{N+\omega\sigma}). \quad (10)$$

A toleranciamátrixok transzformációjának meghatározása ezek után nem okoz gondot. (10)-et differenciálva, (5)-öt felhasználva és (10)-ből helyettesítve

$$\delta \bar{Q}_{\varrho\sigma} = [(T_{N+\beta N+\varrho} - Q_{\beta\tau} T_{\tau N+\varrho})^{-1} \bar{Q}_{\alpha\sigma} T_{\delta N+\alpha} + (T_{N+\varrho N+\beta} - Q_{\varrho\gamma} T_{\gamma N+\beta}) T_{\delta\sigma}] \delta Q_{\beta\delta}. \quad (11)$$

Néhány négypólusmátrixhoz tartozó transzformációt konkrét alakban is felírunk. Legyen  $x_i = (U_1, U_2, I_1, I_2)$ . A kiinduló négypólusmátrix tehát az admittanciaparaméterek mátrixa. A  $Z$ -paraméterekre vezető transzformáció mátrixa:

$${}_{(Z)} T_{ik} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

A láncmátrixé:

$${}_{(A)} T_{ik} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix},$$

a scattering-mátrixé:

$${}_{(S)} T_{ik} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{pmatrix},$$

és a transzfermátrixé:

$${}_{(T)} T_{ik} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Végül egyetlen megjegyzés: levezetéseinkben sehol nem használtuk ki  $T_{ik}$  ortogonális voltát, tehát képleteink általános affín transzformációkor is fel-

használhatók, bár az ilyen transzformációkat még nem vezették be a 2N-pólusok elméletében.

*Toleranciaszintézis egyszerű gazdaságossági modell alapján [1]*

A szintéziseljárás két lépésre bontható: először is a szokásos szintézis ekvivalensei közül kiválasztjuk a toleranciaérzékenységre legmegfelelőbbet, a második lépésben pedig gazdasági koncepcióból kiindulva az egyes építőelemek optimális toleranciáját határozzuk meg.

Tegyük fel, hogy kiválasztottuk az optimális toleranciaérzékenységu hálózatot — ami egyáltalán nem könnyű, ma még keveset tárgyalt feladat [5] — térjünk rá ezek után a gazdaságossági optimalizáció kérdésére.

Alapvető kiindulási feltevésünk, hogy tetszőleges kicsiny szórású elemtolerancia megvalósítható, a megvalósítás kizárólag költség kérdése. Ilyen feltételezés mellett az elemtoleranciák meghatározása egyedül gazdaságossági megfontolások alapján lehetséges. Számításainkat azzal a feltevéssel hajtjuk végre, hogy az elemek költsége toleranciájuk függvényében a

$$C(W_i) = c_i \left[ \frac{W_i}{D(\delta W_i)} \right]^v \text{ vagy } C(W_i) = c_i \left[ \frac{W_i}{R(\delta W_i)} \right]^v \quad (12)$$

képlettel kifejezhető. A képletben  $C(W_i)$  a  $W_i$  elem költsége,  $c_i$  és  $v$  állandók,  $W_i$  pedig a szokásos szintéziseljárásból ismert, tehát szintén konstansnak tekinthető.  $D(\delta W_i)$ , ill.  $R(\delta W_i)$  a tolerancia szórását, ill. terjedelmét jelöli. Közös irányadó elv a maximális gazdaságosság lesz, ez egyben a minimális költség elvét is jelenti.

Két választásunk lehet: vagy megengedjük, hogy egy kapcsolási elemet több alkatrészből (a toleranciaszámítás szempontjából több elemből) tegyünk össze, vagy megengedhetetlen az alkatrészek szaporítása. Az első eset tágabb lehetőségeket biztosít, esetleg megbízhatóság szempontjából is kedvezőbb, de a helykihasználás gyorsan romlik. A továbbiakban — nagyobb jelentősége folytán — csak a második esettel foglalkozunk.

Három eltérő szituáció merülhet fel. Egyrészt elő lehet írva a kiválasztott végparaméterek toleranciájának *abszolút korlátja* (pl. szabványelőírások, stabilitási határ stb.), amin belül minden hálózat jó közelítéssel egyenértékű, de ezt a határt átlépve a készülék használhatatlanná válik. Ugyanekkor kis sortozatot gyártva a selejt legyen megengedhetetlen (ha a selejt megengedhető, akkor a későbbi, harmadik esettel állunk szemben). Második a folytonos átmenet esete, amikor csak a készülék eladási ára függ a végparaméterek toleranciájának értékétől, és a maximális ártól való eltérés többletköltséggént jelentkezik az előállításban. Harmadik esetben a végparaméter értékétől mind az eladási ár, mind a gyártás közbeni selejtszázalék is függ, és az eladási árkülönbséget mellett a selejt költsége is növeli az önköltséget.

### 1. Méretezés abszolút toleranciahatárra (worst case)

Legyen a végparaméter megkívánt toleranciahatára  $T$ , és  $\Delta W_i$  jelentse az elemtolerancia valamelyik szélső értékét. A költségfüggvény:

$$C = \sum_i c_i \left( \frac{W_i}{\Delta W_i} \right)^v \quad (13)$$

A mellékfeltétel:

$$\sum_i |E_i \Delta W_i| = T, \quad (14)$$

ahol  $E_i$  a szóban forgó végparaméternek a  $W_i$  elemre vonatkozó érzékenysége. Vezessük be ebben a pontban az

$$\bar{e}_i = E_i W_i \text{ és } \overline{\Delta W} = \left| \bar{e}_i \frac{\Delta W_i}{W_i} \right|$$

jelöléseket, ahol  $\bar{e}_i$  a „félíg” relatív érzékenység:

$$\bar{e}_i = W_i \frac{\partial G}{\partial W_i} = \frac{\partial G}{\partial \ln W_i}.$$

Ezzel

$$C = \sum_i c_i |\bar{e}_i|^v (\overline{\Delta W}_i)^{-v}, \quad \sum_i \overline{\Delta W}_i = T.$$

A költségminimumot a Lagrange-multiplikátor-módszerrel keressük:

$$C' = C + \lambda \left( \sum_i \overline{\Delta W}_i - T \right), \quad \frac{\partial C'}{\partial (\overline{\Delta W}_k)} = 0,$$

$$-v c_k |\bar{e}_k|^v (\overline{\Delta W}_k)^{-(v+1)} + \lambda = 0,$$

vagyis

$$\left| \frac{\Delta W_k}{W_k} \right| = T \frac{\sqrt[v+1]{\frac{c_k}{|\bar{e}_k|}}}{\sum_i \sqrt[v+1]{c_i |\bar{e}_i|^v}} \quad (15)$$

Tehát a költségtényező és költségkitevő, valamint az érzékenységek ismeretében megkaptuk az optimális relatív tolerancia-elosztást. Még igazolnunk kell, hogy (15) valóban minimumot állít elő. E célra számítsuk ki  $C'$  másodrendű deriváltmátrixát:

$$\frac{\partial^2 C'}{\partial (\overline{\Delta W}_j) \partial (\overline{\Delta W}_k)} = v(v+1) C_k |\bar{e}_k|^v (\overline{\Delta W}_k)^{-(v+2)} \delta_{jk},$$

tehát a másodrendű deriváltmátrix átlós, minden eleme pozitív, így pozitív definit is. Ezzel igazolást nyert, hogy (15) valóban a minimális költséget szolgáltatja.

### 2. Méretezés optimális eladási árra

Közelítsük a készülék árgörbéjét a számunkra érdekes tartományban a

$$P = P_0 - D^2 \mu \quad (16)$$

függvénnyel, ahol  $\mu > 1$  konstans,  $D^2$  pedig a végparaméter szórásnégyzete. Ezzel azt feltételezzük,

hogy nagy sorozat kerül eladásra, és a vevő a végparaméter statisztikája szerint fizet.

A költségfüggvény és mellékfeltétel:

$$C = \sum_i c_i |\bar{e}_i|^v (D^2(W_i))^{-v/2} + c_0 D^{2\mu}, \quad \sum_i \overline{D^2(W_i)} = D^2,$$

ahol most

$$\overline{D^2(W_i)} = \left( |\bar{e}_i| \frac{D(W_i)}{W_i} \right)^2.$$

(Hogy milyen ártól való eltérést tekintjük költségnek, az a számítást nem befolyásolja, legkényelmesebb a fenti választás.) Újból a Lagrange-módszerrel:

$$C' = C - \lambda D^2 + \lambda \sum_i \overline{D^2(W_i)},$$

$$\frac{\partial C'}{\partial (D^2(W_k))} = 0, \quad \frac{\partial C'}{\partial (D^2)} = 0.$$

Az eredmény:

$$\frac{D(W_k)}{W_k} = D \frac{\sqrt{\frac{c_k}{|\bar{e}_k|^2}}^{\frac{v+2}{2}}}{\left[ \sum_i \frac{c_i}{|\bar{e}_i|^2} \right]^{\frac{v+2}{2}}}, \quad (17)$$

$$D^2 = \left( \frac{A}{\mu c_0} \right)^{\frac{1}{\mu + v/2}},$$

ahol

$$A = \left[ \sum_i \frac{c_i}{|\bar{e}_i|^2} \right]^{\frac{v+2}{2}}. \quad (18)$$

Mivel

$$\frac{\partial^2 C'}{\partial (\overline{D^2(W_k)}) \partial (D^2)} = 0,$$

és

$$\frac{\partial^2 C'}{\partial (D^2)^2} = \mu(\mu - 1)c_0 D^{2(\mu-2)} > 0,$$

így a deriváltmátrix ismét pozitív definit, a szélsőérték valóban minimum.

### 3. Méretezés optimális selejtszázalékra

Legyen a végparamétertolerancia selejthatára  $D_0$ ,  $D^2$  a szórásnégyzete,  $q$  a selejtszázalék. Mint ismert, normális eloszlású végparaméter esetén, ahol  $\Phi$  a hibaintegrál-függvény,

$$q = 2 \left[ 1 - \Phi \left( \frac{D_0}{D} \right) \right] = 2\Phi \left( -\frac{D_0}{D} \right). \quad (19)$$

A többletköltség természetesen arányos a selejttel, így az önköltség:

$$C = \sum_i c_i |\bar{e}_i|^v (D^2(W_i))^{-v/2} + c_0 D^{2\mu} + c'_0 \Phi \left( -\frac{D_0}{D} \right),$$

$$\sum_i \overline{D^2(W_i)} = D^2.$$

A minimum feltétele az elemtoleranciákra megegyezik (17)-tel.  $D$ -re a minimum:

$$\frac{\partial C'}{\partial (D^2)} = \frac{c'_0 D_0}{2D^3} \varphi \left( -\frac{D_0}{D} \right) - \lambda + \mu c_0 D^{2\mu-2} = 0,$$

ahol

$$\varphi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}},$$

és az előző esettel meggyőzően

$$\lambda = A D^{-v-2}.$$

$D$ -t megkapjuk, ha numerikus módszerekkel megoldjuk a

$$\varphi \left( -\frac{D_0}{D} \right) = \frac{2A}{c'_0 D_0} D^{1-v} - \frac{2\mu c_0}{c'_0 D_0} D^{1+2\mu} \quad (20)$$

transzcendens egyenletet. A minimum ellenőrzése:

$$\frac{\partial^2 C'}{\partial (\overline{D^2(W_k)}) \partial (D^2)} = 0,$$

$$\frac{\partial^2 C'}{\partial (D^2)^2} = \left[ \left( \frac{D_0}{D} \right)^2 - 3 \right] \frac{c'_0 D_0}{4D^5} \varphi \left( -\frac{D_0}{D} \right) + (v+2)AD^{-v-3} + \mu(\mu-1)c_0 D^{2(\mu-2)}.$$

A tiszta másodrendű derivált minden gyakorlati esetben pozitív, tehát valóban minimumot kapunk.

Befejezésül megállapíthatjuk, hogy világszerte rohamosan növekvő érdeklődés kíséri a toleranciaszámítás problémáit. Mivel a problémakör mind tudományos, mind gyakorlati szempontból igen vonzó, nem kétséges, hogy ezt a területet egyre többen fogják kutatási témául választani.

### IRODALOM

1. Sárossy József: Toleranciák számítása. Diplomaterv. BME Vezetékes Híradástechnika Tsz., 1964.
2. Dr. Géher Károly: Hálózatszintézis. Fakultatív előadás a BME Villamosmérnöki Karán, 1964.
3. Csurgayné Gereben Ildikó: Toleranciaszámítás. Diplomaterv. BME Vezetékes Híradástechnika Tsz., 1963.
4. V. Bélévitch: Four-Dimensional Transformations of 4-Pole Matrices with Applications to the Synthesis of Reactance 4-Poles. IRE Trans. on CT, 1956. December.
5. D. A. Calahan: Sensitivity Considerations in Active RC-Synthesis. IRE Trans. on CT, 1962. March.

## A jel- és zajszintek egységes jelölése az átviteltechnikában

ETO 621.391.883.2

A különféle műszaki dokumentációkban, mint pl. rajzokon, specifikációkban, műszaki leírásokban, kereskedelmi prospektusokban stb., továbbá a szakirodalomban célszerű csakis a következő elő- és utójelzésekkel ellátott egységjelöléseket alkalmazni az alábbiakban meghatározott fogalmak szerinti mennyiségek megadásánál:

*Előjelzések:* d = deci, c = centi, m = milli  
 $\mu$  = mikro, n = nano, p = piko

*Utójelzések:* m, r, 0, p

*Csillapítás és erősítés:* N, dN, cN, mN és db

*Jelszintek:* Nr, Nm, NmO és dbr, dbm, dbmO

*Zajszintek:* NmO, NmOp és dbmO, dbmOp

*Zajfeszültségek:* mV, mVO, mVOp (megadott impedancián)

*Jel- és zajteljesítmények:* mW,  $\mu$ W, pW (megadott relatív szintű ponton) és mWO,  $\mu$ WO, pWO, pWOp

*Felhangcsillapítások:*  $a_{20}$  és  $a_{30}$  N-ben vagy db-en

A fenti egységes jelölési rendszertől való eltérés vagy pl. az utójelzések elhagyása félreértésekre vezet. A CCITT és a külföldi, átviteltechnikai szakirodalom már bevezette ezeket s ezért a mi dokumentációink és közleményeink sem nélkülözhetik őket.

Az alábbiakban röviden megmagyarázzuk a jelöléseket és alkalmazásukra példákat is adunk.

### Csillapítás és erősítés

Ezen paraméterek közismert neper és decibel mértékegységeinek betűjelei az

MSZ szerint:  $N_p$  és dB, és a

CCITT szerint: N és db.

A magyar szabványtervezet és az átviteltechnikában eddig szokásos CCITT szerinti jelölések közötti eltérés ténye kétségeket támaszt a szakemberekben, hogy melyik utat kövessék. Az átviteltechnikában leghelyesebb továbbra is a CCITT ajánlását követni ebben a kérdésben is. Idézzük ennek indoklására a *Kék Könyv* (1964) I. kötetéből a B. 1. számú ajánlás szövegét magyar fordításban:

„Az átviteli egységek betűjelei. Híradástechnikai célokra általánosan a következő jelöléseket ajánlatos használni az átviteli egységekkel kapcsolatban:

- N betűt kell alkalmazni a neper jelölésére, változatként lehet használni az  $N_p$  jelet olyan helyeken, ahol a félreértés lehetősége merülne fel,
- db jelölés előnyben részesítendő a decibel rövidítésére, mivel ez a jelölés általánosan használatos.”

A híradástechnikai dokumentációkban és szakirodalomban úgyszólván sohasem fordul elő egy írásműn belül a newton erőegység és neper egység, tehát a két azonos N betűs jelölés sohasem okozhat zavaró félreértéseket. A különféle elő- és utójelzések ezt még inkább elősegítik. A p betű megtakarítása tehát indokolt márcsak az utójelzésekben szereplő „p  $\approx$  pszofometrikus” jelölés alkalmazása miatt is.

### Jelszintek

#### Abszolút szint

A P abszolút teljesítményszint azt adja meg, hogy  $P_x$  teljesítmény hány N-rel (vagy db-lel) nagyobb, vagy kisebb, mint az  $1 \text{ mW} = (775 \text{ mV})^2/600 \text{ ohm}$  teljesítményű normálgenerátor teljesítménye; ezen meghatározás szerint értelmezett adat egységjele után „m” utójelzést írunk a CCITT szerint (amely betű az 1 mW-ban szereplő „milli” szóra utal). Tehát

$$P = \frac{1}{2} \ln \frac{P_x}{1 \text{ mW}} [Nm] = 10 \log \frac{P_x}{1 \text{ mW}} [\text{dbm}]$$

Például: 10 mW teljesítmény megfelel

$$P = \frac{1}{2} \ln \frac{10}{1} = 1,15 Nm = 10 \log \frac{10}{1} = 10 \text{ dbm}$$

abszolút teljesítményszintnek.

#### Relatív szint

A relatív szint (a CCITT szerint Nr és dbr jelölésekkel) szintén teljesítményszint, mely azt adja meg, hogy hány N-rel (vagy db-lel) nagyobb, vagy kisebb a teljesítmény az átviteli rendszer adott pontján egy előre megadott hivatkozási (kezdő) ponthoz képest.

Más fogalmazással: ezen adat a csillapítás vagy erősítés eredő nagyságát adja meg a vizsgált pont és a rendszer kezdőpontja, mint kijelölt hivatkozási pont között.

A hivatkozási pont, vagyis a 0 Nr (0 dbr) relatív szintű pont, az átviteltechnikai gyakorlat szerint mindig az összeköttetés kezdőpontján (tehát pl. a helyközi központ kapcsoló hüvelyén) van. Ezen a kezdőponton az abszolút teljesítményszint egyébként szabadon választható, de általában 1 mW-nak, 0 Nm- (0 dbm)-nek veszik fel.

Például: sokcsatornás rendszereink négyhuzalos hangfrekvenciás végein a következő relatív szintek vannak:

adási irány —1,5 Nr  
vételi irány +0,5 Nr.



Ez a konstans paraméter a berendezés szintdiagramját a nevezett pontban egyértelműen jellemzi, teljesen függetlenül attól, hogy üzemközben ugyan ezen ponton ténylegesen mekkora az abszolút teljesítményszint (pl. beszéd vagy táviró jelek szintje), vagyis csupán azt adja meg, hogy a megállapodásos kezdeti ponthoz (az összeköttetés teljes szintdiagrammjának kezdetéhez) képest ezen pontig mekkora az összcsillapítás (—) vagy erősítés (+).

#### 0 relatív szintre vonatkoztatott szintek

Természetesen, ha az említett kezdőpont (0 Nr relatív szintű ponton) 1 mW mérőjelet (0 Nm abszolút szintű jelet) adunk be, akkor ezen jel szintje minden egyéb ponton egyezni fog az odarendelt Nr értékkel, tehát ekkor — de csakis ezen beszintezési mérés során — Nm = Nr értékeket találunk. A mérőjelet nemcsak a kezdőponton, hanem az összeköttetés bármely egyéb pontján is beadhatjuk, de az illető ponthoz a szintdiagrammban előírt Nr értékkel meg egyező Nm szinttel.

*Megjegyzés:* A szintdiagrammba beírt Nr értékek, relatív teljesítményszintek lévén, nem függenek az impedanciától. Feszültségintben kalibrált szintmérővel mérve azonban a leolvasott mennyiség 600 Ohm-tól eltérő Z impedancia esetén

korrigálandó  $-\frac{1}{2} \ln \frac{Z}{600} [N]$  mennyiséggel azért, hogy Nm-ben kapjuk meg az eredményt. Tájékoztatósi céllal (bár hasznos fizikai értelme nincs) a tömbvázlatokban fel szokták tüntetni az illető pont impedanciáját is, pl.  $-1,5 \text{ Nr}/600 \text{ Ohm}$ ,  $-4,2 \text{ Nr}/150 \text{ Ohm}$ , vagy a dimenziók megtakarításával:  $-4,2/150$ , de ez esetben a rajzon megjegyzésként fel kell írni, hogy ezen adatok Nr/Ohm-ot jelentenek.

Az így beadott és az egyes pontokon mért vizsgált szintek írásmódja a CCITT szerint: Nm0 vagy dbm0.

Az „0” (zérus, de kiejtésben ó) utójelzés tehát azt fejezi ki, hogy a mérőjel abszolút teljesítmény szintje az egész összeköttetés mentén mindenütt megegyezik az illető pont relatív szintjével, azaz a kezdőpont relatív 0 szintjére van vonatkoztatva.

A fent leírt beszintezési, vagy ellenőrző mérés ritkán végzendő művelet, tehát ez nem is indokolná a külön szintjelölés bevezetését. Van azonban egyéb indoklás is, éspedig a következő.

A hasznos jelek (vagyis a ténylegesen átvitelre kerülő beszéd, zene, táviró, adat- és jelzésátviteli, továbbá ellenőrző és pilotjelek), valamint a nem hasznos, tehát zavarójelek (pl. zajok) szintmegadása is Nm0-(dbm0)-ban lehetséges és szokásos. Ezek a szintek egyébként mindig alatta vannak a fenti mérőszintnek, azaz mindig kisebbek a szintdiagrammba beírt Nr relatív szintértékeknek.

Mindezen hasznos és zavaró jelek teljesítményszintjét úgy adjuk meg (ugyancsak a CCITT kívánságára), hogy az észlelés helyén uralkodó tényleges abszolút teljesítményszint helyett visszaszámítjuk őket a 0 relatív szintű, vagyis a kezdőpontra, tehát Nm0 vagy dbm0 az egységük. E kívánságnak alapjában véve az az oka, hogy a jeleket és zajokat gyakorlatilag a kezdő- és végpontban értékeljük (pl. a beszédjelnek csak itt van fizikai értelme, a zaj nagyságát ugyancsak a végpontban engedjük meg).

#### Példák

*Beszéd.* A CCITT szerint a beszéd hosszúidejű átlagteljesítménye vagy sok beszédjel átlagából számított beszédteljesítmény  $22 \mu\text{W}$  a 0 relatív szintű helyen (amit röviden így célszerű írni:  $22 \mu\text{W0}$ ). Ehhez  $10 \mu\text{W0}$ -t kell még hozzászámítani a jelzésátvitel, továbbá a pilotok, mérőjelek és vivőszivárgások teljesítményeként. Tehát az átlagos csatornaterhelés összesen:  $32 \mu\text{W0} = -1,73 \text{ Nm0} = -15 \text{ dbm0}$ .

*FMVT-csatornák.* 24-csatornás esetben a csatornánkénti adó-vevő szint (CCITT):  $5,6 \mu\text{W0} = -2,6 \text{ Nm0}$  és az átlagos összteljesítmény  $135 \mu\text{W0} = -1 \text{ Nm0}$ . Ha pl. az FMVT csatornát rácsatlakoztatjuk a vivőáramú csatorna 4-huzalos bemenetére, ahol  $-1,5 \text{ Nr}$  a relatív szint, akkor a  $-2,6 \text{ Nm0}$  nagyságú VT csatorna szintet figyelembe véve  $-4,1 \text{ Nm}$  abszolút teljesítményszinttel kell a betáplálást elvégezni, de a rajzra nyugodtan ráírhatjuk továbbra is a  $-2,6 \text{ Nm0}$  szintadatot, mert ez elegendő és így egyértelmű, hiszen a  $-1,5 \text{ Nr}$  is fel van tüntetve ezen ponton.

*Jelzésátvitel.* A fentebb említett  $10 \mu\text{W0}$  hosszúidejű átlagteljesítmény, vagy másként  $36\,000 \mu\text{Ws}$  összenergia egy forgalmas órában, szintre átszámítva:

— nyugalmiáramú, kisszintű jelzésátvitelnél a jelzési szint:

$$\frac{1}{2} \ln \frac{0,01}{1} = -2,3 \text{ Nm0};$$

— munkaáramú, nagyszintű jelzésátvitelnél (figyelembe véve az impulzusarányt és az óránkénti jelzési időtartamot):  $-0,5 \text{ Nm0}$ .

*Pilot.* A 84,14 kHz csoportpilot szintje a CCITT szerint:  $-2,9 \text{ Nm0}$ .

*Áthallás.* Hangfrekvenciás, 4-huzalos erősített vonalon

+0,5 Nr az erősítő kimenőszintje és  
2 N az erősítése, tehát

—1,5 Nr a bemenő szintje; továbbá mérési adatok szerint

9 N a közelvégi áthalláscsillapítás a kábelben, tehát

7 N a közelvégi áthallás-védettség, vagyis

—8,5 Nm0 az áthallás, azaz

—8,8 Nm0p a pszofometrikusan értékelt áthallás, ami

100 pW0p pszofometrikus zajteljesítménynek felel meg.

*12 + 12 csatornás vonalerősítő fő paramétereit.* Az átvindó frekvenciasáv 6—108 kHz.

—1,2 Nr a kimenő szint (relatív teljesítményszint),  
2,2 N a csúcstényező (CCITT adat)

+1,2 Nm a túlterhelési határ abszolút teljesítményszintje,

$a_{20} = 9 \text{ N}$  és  $a_{30} = 10,6 \text{ N}$  a felhangcsillapítás (ahol 2, ill. 3 index a másod-, ill. harmadrendű felhangra, a 0 index pedig a 0 Nm0 szintű mérőjelre utal; célszerűtlen az elterjedt  $a_{k2}$  és  $a_{k3}$  jelölés, mert k index semmi szükséges információt nem ad, viszont a lényeges mérőszint adat hiányzik).

**Zajparaméterek****Zajszint**

A fehérzaj (hőzaj) 0,3—3,4 kHz frekvenciasávban, 600 ohmos ellenállással lezárt bemeneten —15,6 Nm0 = —135,5 dbm0 abszolút teljesítményszintet képvisel. A CCITT ajánlásának megfelelő karakterisztikájú pszofométerrel mérve 0,3 N-rel vagy 2,5 db-lel kisebb szintet kapunk. Az ily módon súlyozott mérés eredményének mértékegységéhez p utójelzést írunk; tehát az előbbi fehérzaj: —15,9 Nm0p = —138 dbm0p.

Zajadatok vagy mérési eredmények csak akkor lesznek jól és könnyen érzékelhető paraméterek, ha a 0 Nr relatív szintű pontra számítjuk át és Nm0 vagy dbm0, továbbá — pszofometrikus mérés esetén — Nm0p vagy dbm0p egységekben fejezzük ki őket. Tehát pl. valamely Nr egységben adott relatív szintű ponton Nm egységben közvetlenül mért abszolút teljesítményszintű zaj egyszerűen és félreérthetetlenül egyetlen adatként adható meg Nm0 egységben (Nr-Nm adatként helyett).

Sok esetben a mV zajfeszültség vagy pW zajteljesítmény megadása szokásos vagy szükséges (pl. egymásután kapcsolt átviteli berendezések vagy szakaszok zaját pW-ban ismerve, összegezéssel nyerjük az eredő zajt).

**Zajfeszültség**

Feltétlenül meg kell adni a mért hely impedanciáját és — amennyiben nem 0 szinten mérünk — a relatív szintjét is.

Fizikailag külön ugyan nem értelmezett, de tömörség miatt használatos az impedancia nevezőként való közlése. A 0 relatív szintre átszámolt feszültség egységében itt is szerepeltetjük a 0 jelet és pszofométer esetén a p betűt.

Az írásmód tehát: mV/Z ohm, mV0/Z ohm és mV0p/Z ohm.

**Zajteljesítmény**

Itt is közölni kell a mérés helyének relatív szintjét vagy — és ez a helyesebb — 0 szintre kell az adatot vonatkoztatni.

Írásmód: pW, pW0 és pW0p.

**Példák**

Valamely csatorna +0,5 Nr relatív szintű négyhuzalos kimenő pontján szélessávú szintmérővel  
—6,7 Nm pszofonometrikus zajszintet mérünk, aminek megfelelő  
—7 Nm0p pszofonometrikus zajszint és  
0,7 mVp pszofonometrikus zajfeszültség.  
Célszerűbb ezen értékeket a 0 szintre átszámítva megadni és zajteljesítményben is közölni:  
—7,5 Nm0p  $\approx$  0,42 mV0p  $\approx$  300 pW0p.

**Egyéb jelölések**

A külföldi — elsősorban az amerikai — szakirodalomban gyakran találkozhatunk a fent ismertetettől eltérő utójelzésekkel is a súlyozott zajszint vagy zajteljesítmény jelölésére. Az Amerikában használatos különféle és a CCITT által meghatározottól eltérő karakterisztikájú pszofométerekre utalnak ezek: a, rn, c, f és 144 (a szóban forgó műszerek F1A, 144 és C típusjelűek). Ilyenkor szükségünk van a nálunk megszokott egységekre való átszámításra. Az átszámítás alapképletei a következők:

1 mW0 teljesítmény pszofonometrikusán megfelelő  
—2,5 dbm0p = +82 dba0 = +82 dbrn0 144 =  
= +88 dbr0C-nek és  
0 dba = 0 dbrn 144 = —85 dbm = 3,16 pW és  
0 dbrnc = —90 dbm = 1 pW;

$$\frac{pWp}{10} = \frac{pWf}{2,82} = \frac{pW144}{2,82} = \frac{pWc}{11,2} = \frac{pW}{17,8};$$

**Például:** 10 000 pW0p  $\approx$   
 $\approx$  —50 dbm0p = +34,5 dba0 = +34,5  
dbrn0 144 = +40,5 dbrn0c  
= 2800 pW0f = 2800 pW0144 = 11200  
pW0c  
= 17 800 pW0  $\approx$  —47,5 dbm0.

**Javaslat**

Abból a tapasztalatból kiindulva, hogy az eddigi gyakorlatban megszokott jel- és zajszint, továbbá zajfeszültség és -teljesítmény egységjelölések sok dokumentáció és egyéb műszaki szöveg szerzőjét csábították pongyolaságra, javasoljuk ennek elkerülése érdekében — különösképp a külföldre is szánt anyagokban — a fentiekben összefoglalt egyszerű és világos elterjedőben levő, egységes jelölések kizárólagos használatát.

Összeállította: VALKÓ PÉTERNÉ

## A HTE 1966. június havi rendezvényei

Az előadások helye: **TECHNIKA HÁZA**, Budapest, V., Szabadság tér 17. III. 376

Táv.: Távbeszélő Szakosztály

Elnök: BUDAI LAJOS

Alk.: Alkatrész Szakosztály

Elnök: DR. KATONA JÁNOS

1966. június	Szakosztály	Előadás
10. péntek, 17 óra	Táv.	<i>Horváth Gyula (BHG)</i> Az elektronikus központok fejlődése. Az elektronika bevezetésének rövid története, elektronikus központok által felvetődő új rendszertechnikai problémák, új szolgáltatások lehetősége, elektronikus központok bevezetésének problémái.
15. szerda, 16 óra	Alk.	<i>Dr. Katona János, Bráda Ferenc és Balog Albert</i> Passzív híradástechnikai alkatrészek megbízhatósági kérdései.

### Technológusok tapasztalatesere látogatásai

A látogatásokkal kapcsolatos megkereséseket telefonon (*Vig István*, 316—359), vagy írásban a HTE Titkárságára (ügyintéző: *Csurgayné*) kérjük.

#### A június havi program

1966. június 9.	Remix Híradástechnikai V. Szombathelyi Gyáregység	RIPPEL GÉZA SZALAY ÖDÖN	Nagysorozatú kondenzátorgyártás Rétegellenállás-gyártás
1966. június 22.	Beloianisz Híradástechnikai Gyár	LACKÓ ENDRE	Célgépesítés automatizálása telefonközpont gyártásban

### Megalakult a HTE Gyöngyösi Szervezete

1966. február 3-án a Gyöngyösi Városi Művelődési Ház Értelmiségi Klubjában tartotta alakuló közgyűlését a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Gyöngyösi Szervezete. A közgyűlés elnöke *Czirják Imre*, a Hevesmegyei METESZ Intéző Bizottságának a titkára volt. A HTE elnökségét *Makó Zoltán* alelnök és *Susánszky László* műszaki titkár képviselte.

A közgyűlés megválasztotta a vezetőséget. Elnök: *Skultéti János* igazgató, alelnök: *Sántha Imre* főmérnök, titkár: *Várallyay Iván*.

A közgyűlés elfogadta a szervezet 1966. évi programját, amelyet *Sántha Imre* ismertetett. Ennek lényegesebb pontjai a következők:

1. Külföldi folyóiratok kölcsönzésének biztosítása.
2. Félvezető technológiával foglalkozó előadások szervezése.
3. Tanulmányutak szervezése a hasonló profilú fejlesztő- és kutató intézetekbe.
4. Szakcikknek közlése a „Hevesmegyei Műszaki Híradó”, a „Híradástechnika” és az „EIV R.T. Félvezető Fejlesztési és Kutatási Eredmények” c. kiadványokban.

A közgyűlés kapcsán két ünnepi előadás hangzott el:

*Dr. Valkó Iván Péter* „Félvezetők és elektroncsövek békés egymás mellett élése” címmel tartott rendkívül érdekes és színes előadást.

*Skultéti János* a gyöngyösi híradástechnikai és vákuumtechnikai szakemberek előtt álló nagy feladatokat körvonalazta, és ismertette a gyöngyösi távlati fejlesztési terveket.

V. I.

### Világítástechnikai Konferencia

A Magyar Elektrotechnikai Egyesület 1966. október 13—15. között Világítástechnikai Konferenciát rendez külföldiek részvételével.

A konferencia előadásai az alábbi témákat tárgyalják:

- Útvilágítási berendezések elméleti problémái.
- Fényarchitektúra az esti városképben.
- Szabadba telepített ipari létesítmények esti világítása.
- Káprázással kapcsolatos problémák.
- Megvilágítás-, fénysűrűség- és színmérés.
- Reklámvilágítás az esti városképben.

A konferencia résztvevői tanulmányi kirándulások keretében megtekintik az esti Budapestet, köz- és díszvilágítási, valamint elkészült egyéb szabadtéri világítástechnikai berendezéseket.

A külföldi résztvevők részére az Egyesület kultúrprogramról is gondoskodik.

A konferencia végleges programját, valamint a részvétellel kapcsolatos tudnivalókat a konferencia rendezőse részletes tájékoztatóban később fogja közölni.

Érdeklődők a következő címen kaphatnak további tájékoztatást:

Magyar Elektrotechnikai Egyesület, Budapest V., Szabadság tér 17., telefon: 126—313.

\* \* \*

Az *Ipargazdasági Szakosztály* az Egyesület Székesfehérvári Csoportjával 1966. június 9-én Székesfehérvárott, a Liszt Ferenc tér 1. alatt ankétot rendez. Az ankét napirendjén szereplő előadások: VÁRADI IMRE: A híradástechnika helye és jelentősége a magyar nép-gazdaságban; DEMETER BÉLA: A tranzisztorizálás gazdasági kihatásai; KÁRPÁTI JÓZSEF: A rugalmasság

kérdése a nagysorozat-gyártásnál; DR. GOND PÁL: Raktározási és szállítástechnikai problémák optimuma a jelenlegi rendelkezések keretei között.

Az ankéttal kapcsolatban az érdeklődőknek további felvilágosítást ad Dr. Szűcs Jánosné, KGM Híradástechnikai Igazgatóság, telefon: 317—960/217.

## KÜLFÖLDI ESEMÉNYEK

### Beszámoló a Popov Egyesület televízió konferenciájáról

1965. december 15—17 között rendezte meg a Popov Egyesület össz-szövetségi televízió konferenciáját.

A konferencia a leningrádi Gorkij Művelődési Palotában folyt le, és bevezető beszámolóját M. I. Krivoszejev elvtárs tartotta. A szovjet televízióról a következőket közölte:

A Szovjetunióban jelenleg 200 TV-adó működik 120 önálló műsorrall. Az előfizetők száma 15 millió. Évente több millió TV-vevőt gyártanak.

A szovjet televízióipar és műsorszolgáltatás előtt a következő főbb feladatok állnak:

- szabványosítani kell a tűréseket,
- fokozni kell a megbízhatóságot,
- automatikusan biztosítani kell a minőségi jellemzők ellenőrzését,
- tovább kell fejleszteni a TV-felvevő csöveket és a vevő-képcsöveket.

A Popov egyesület másodszor hívta össze az Össz-szövetségi televízió konferenciát. A tavalyi első konferenciához képest mind az előadások számában és színvonalában, mind a résztvevők számában komoly fejlődés tapasztalható annak ellenére, hogy a konferencia az év végén kerül megrendezésre, amikor a szakembereknek egyéb feladatokat (pl. az éves és hetéves terv befejezését) is el kell végezniök.

A konferencián összesen 34 előadás hangzott el, amelyek nagyrészt szovjet szakemberek tartották. A magyar delegáció részéről Forgó Mihály, a Magyar Televízió stúdiójának üzemvezető mérnöke, a budapesti televíziólánc átviteli jellemzőinek méréséről, továbbá Szurmay Mihály a televízió vevőkészülékek jellemzőinek a szervízzolgáltatásban különleges műszerekkel végzett méréséről tartott előadást. Mindkét előadás nagy érdeklődést keltett és vitájuk során számos kérdés és felszólalás hangzott el.

A konferencia többi előadásának témái igen változatosak voltak. A legnagyobb érdeklődést azok az előadások keltették, amelyek teljes televízió láncok ellenőrzési módszereivel és méréseivel foglalkoztak. A Szovjetunióban a televízió stúdiók és adó-állomások óriási területen vannak szétszórva és így a hosszú műsorközlő vonalak fenntartási és üzemeltetési

problémái a távellenőrzés és távmérés, sőt bizonyos mértékű táv szabályozás, tehát különböző automatizálási feladatok megoldását igen sürgőssé tették. Az előadások beszámoltak az e téren folyó elméleti és kísérleti kutató és fejlesztő munkáról és a feladat megoldását megvalósító kísérleti berendezésekről. A témák között szerepeltek a fekete-fehér és a színes televízió képek minőségi jellemzőinek javítására, ezek mérési módszereire, főleg a zajok és geometriai torzítások csökkentésére vonatkozó vizsgálatok. A vevőkészülékkel kapcsolatban szintén néhány új mérési módszert ismertettek, egy előadás pedig a televízió vevők ellenőrzésének automatizálási lehetőségeivel foglalkozott.

A leningrádi TV központban tett látogatásunk alkalmával a következő berendezéseket, illetve stúdiókat látogattunk meg:

— A teljes stúdióberendezés a léghűtéssel, világítás-technikával és elektronikával együtt szovjet gyártmányú volt. A stúdióban 3"-os képortikonokkal üzemelő kamerák működnek.

Ezek a kamerák a régebben Magyarországon is gyártott szuperikonoszkópos kameraláncok képortikonokkal továbbfejlesztett típusa. A kamerákhoz tartozó motorikus kameraállvány változatlanul ugyanaz, mint amit Magyarországon is a ML rendelkezésére az ATRA gyár gyártott. A stúdióban található kamerák közül egyik sem rendelkezett gumiotpikával. Kamera-krán a stúdióban nem volt.

A stúdió vezérlő helyiségei osztottak voltak; egy ún. rezsizsoba és egy technikai helyiség alkotta a stúdióhoz tartozó teljes vezérlőtermet. A rezsizsoba kizárólag a hangmérnök, képmérnök, rendező és rendező asszisztens munkáját biztosította. A hangmérnök, képmérnök helyileg nem volt elválasztva sem a rendezőtől, sem a rendező asszisztentől.

— A filmgépteremben üzemelő filmkamerák kivétel nélkül vidikonosak voltak. A filmgépterem 2 db 16 mm-es, 2 db 35 mm-es géppárt tartalmazott, melyek egy optikai rendszer segítségével egy kamerára dolgoztak, melyhez 1 db optikaváltó segítségével bekapcsolható meleg tartalék tartozott. Mindkét kamera egy-egy hideg tartalékkal is rendelkezett.

Éz azt jelenti, hogy a filmgépterem üzemét összesen 4 db vidikonos kamera látta el. A filmgépterem berendezései perforált mágneses szalaggal való üzemre nem voltak alkalmasak...

— A stúdiólátogatás alkalmával módunk volt megtekinteni a színes kísérleti stúdiót is.

A színes kísérletek NTSC szabványnak megfelelő rendszerben történtek. A színes kísérletek bemutatása alkalmával egy rövid színes filmet tekintettünk meg. A filmközvetítő berendezés képortikonos volt. A megtekintett színes kép geometriai hibáktól gyakorlatilag majdnem teljesen mentes volt (azaz a raszter felületen az egyes szín összetevők egymáshoz képest még a kép sarkain is alig csúsztak el), viszont a képminőséget rontotta az, hogy erősen zajos volt és a kép zajossága nem csupán a vörös alapszínben, hanem a zöld és kék alapszínben is észrevehető volt. A színes film ennek ellenére rendkívül jó szubjektív benyomást adott.

— A stúdiólátogatás folyamán módunk volt megtekinteni a fejlesztés alatt álló mágneses képrögzítő berendezést is, amely 70 mm-es szalaggal üzemel. A mágneses képrögzítő berendezésről visszakapott kép minősége — szubjektív megítélés alapján — jó

volt, bár a képminőség kiértékelését sorszinkronizációs zavarok megnehezítették.

— A stúdió közelében van az adóépület és a sugárzót hordozó kb. 200 m magas torony. Az adóteremben 1 db 20/5 kW-os I., ill. III. sávban működő adóberendezés van elhelyezve. A IV—V. sávban működő adó nem sugároz, még kísérleti stádiumban van.

Az adók áramköri és konstrukciós felépítése megfelel az ezen sávokban szokásos kivitelnek. Szovjet csövekkel működnek, műsoridejük lényegesen több, mint a hazai TV adóké: a három műsoré összesen 36 óra.

Az egész televízió központ — stúdiók és adók — közös műszaki irányítás alatt állanak. Ily módon a képminőség hibáit egységes szempontok szerint lehet kiküszöbölni. Ezt elősegíti az is, hogy a stúdióépületet az adóval egy néhány száz méter hosszú koaxiális műsorkábel köti össze.

A konferencia alkalmával gondoskodtak a delegátusok szabadidejében megfelelő társadalmi programokról. A konferencián résztvevők között igen meleg baráti kapcsolatok alakultak ki.

Dr. Sárközy Géza

#### Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.001.24

Dr. Géher K.:—Dr. Gonda J.:

#### Bevezetés az időben periodikusan változó lineáris hálózatok analizésébe. I. rész

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 5. sz.

A lineáris hálózatok elméletének módszerei nonlinearis áramkörökre is kiterjeszthetők abban a speciális, de gyakorlati szempontból fontos esetben, ha a nonlinearis elemeket nagy amplitúdójú periodikus jellel hajtjuk meg (pumpálás) és az áramkör viselkedését a pumpáláshoz viszonyítva kis amplitúdójú jelekre vizsgáljuk. A parametrikus hálózatok kiselmélete a gyűrűs modulátorok, a diódás keverők, a parametrikus erősítők és konverterek, továbbá a mágneses erősítők területén hasznosítható.

A cikk pedagógiai szempontból egységes tárgyalásmódra törekedve, bevezetést ad a fenti témakörbe. Leírja a parametrikus ellenállást, kapacitást és induktivitást az  $\omega$  frekvenciatarományban. Megadja a célszerű (2 N pólusú) helyettesítőkapesolást a fenti elemekre. A helyettesítő kapesolást leíró impedancia, ill. admittancia matrikák tulajdonságai alapján összefüggéseket vezet le a parametrikus elemek kapesolási befolyó hatásos és meddő teljesítményekre.

ETO 621.315.21:621.375.44

J. Toint:

#### Vivőfrekvenciás technika: szimmetrikus vagy koaxiális kábeleken?

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 5. sz.

A szerző cikkében áttekintést ad különböző országokban a koaxiális kábeltechnika terén elért eredményekről. Továbbiakban részletesen ismerteti az általa ballonszigetelési technikának nevezett kábelgyártási módszert és az ezzel gyártott kis-koaxiális kábelek részletes műszaki adatait közli. A befejező részben utal a fejlődés várható irányára.

ETO 519.49 : 621.372.6 : 65.012.12

Sárossy J.:

#### Toleranciaszámítás

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 5. sz.

A szerző röviden tárgyalja a toleranciaszámítás, mint elmélet megvalósítási lehetőségét, majd két speciális eredményt ismerteti. Az egyik a 2N pólusok paramétertranszformációjakor fellépő tolerancia-transzformációk meghatározása; ezen belül levezetésre kerül az általános paramétertranszformációk transzformációs képlete is. Második példaként a cikk egy egyszerű gazdaságossági modellen bemutatja, hogyan lehet a toleranciaszámítás eszközeivel gazdaságilag is optimális hálózatokat tervezni.

#### Обобщения

ДК 621.372.001.24

Д-р К. Гехер—д-р Й. Гонда:

#### Введение в анализ линейных цепей, периодически изменяющихся во времени. Часть 1.

НІРАДАСТЕХНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XVII. (1966) № 5

Методы теории линейных цепей можно расширять также и на линейные цепи в специальном, но практически важном случае, если нелинейные элементы управляются большими сигналами (насос) и цепи испытываются по малым сигналам относительно насоса. Теория по малым сигналам параметрических цепей применяется в области кольцевых модуляторов, смесителей на диодах, параметрических усилителей и конвертеров, и далее, магнитных усилителей.

Авторы дают введение в эту тематику по-педагогически единому методу дискусии. Описываются сопротивление, емкость и индуктивность в диапазоне частот  $\omega$ . Дается целесообразная эквивалентная схема (2N-полносник) для этих элементов. Выводятся соотношения активных и реактивных мощностей на входах параметрических элементов, на основе свойств матриц импедансов и проводимостей, описывающих эквивалентные схемы.

ДК 621.315.21:621.395.44

Й. Тoint:

#### Техника уплотнения: на симметричных или коаксиальных кабелях?

НІРАДАСТЕХНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XVII. (1966) № 5.

Дан обзор результатов, полученных в области коаксиальной кабельной техники в различных странах. Затем подробно описан метод производства кабелей по технике изоляции баллоном и изложены подробные технические параметры малых коаксиальных кабелей, изготовленных таким образом. В заключительной части показаны направления развития.

ДК 519.49:621.372.6:65.012.12

Й. Шароши:

#### Расчет допусков

НІРАДАСТЕХНІКА (ХІРАДАШТЕХНІКА, Будапешт) XVII. (1966) № 5

Автор кратко излагает возможность обоснования расчета допусков, как теорию, затем приводит два специальных результата. Одним из них является определение трансформации допусков, имеющих место при трансформации параметров 2N-полносников; в рамках этого выводится формула трансформации общих параметров. Вторым примером является проектирование экономично-оптимальных цепей с помощью синтеза допусков, применением простого экономичного образца.

ETO 621.391.883.2

Lajkó S.:

**A jel- és zajszintek egységes jelölése az átviteltechnikában**

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 5. sz.

A cikk röviden összefoglalja, értelmezi és példákkal megvilágítja a jelek és zajok szintjének, a zajfeszültségnek és a zajteljesítménynek egységjelöléseit a szakirodalomban egyre inkább tért hódító egységes írásmódok alapján.

**Zusammenfassungen**

DK 621.372.001.24

Dr. K. Géher—Dr. J. Gonda:

**Einführung in die Analyse der periodisch zeitvariablen linearen Netzwerke. I. Teil**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr 5.

Die Methoden der linearen Netzwerktheorie sind auch auf nicht-lineare Stromkreise im speziellen aber von praktischen Standpunkt wichtigem Falle ausbreitbar, wenn die nichtlinearen Elemente mit einem periodischen Signal mit grosser Amplitude gepumpt werden und die Eigenschaften des Stromkreises nur für kleine Signalamplituden im Verhältnis zum Pumpen betrachtet ist. Die Kleinsignaltheorie der parametrischen Netzwerke ist auf dem Gebiet der Ringmodulatoren, Diodenmischkreise, parametrischen Verstärker und Umsetzer und ferner auf dem Gebiet der magnetischen Verstärker nützlich. Der Artikel führt uns in das oben erwähnte Thema ein und bestrebt sich vom Standpunkt der Pädagogie auf eine einheitliche Verhandlungsweise. Der parametrische Widerstand, Kapazität und Induktivität, wird in dem Frequenzbereich  $\omega$  beschrieben. Es wird die praktische Ersatzschaltung (2N Pol) für die oben erwähnte Elemente gegeben. Es werden auf dem Grund der Eigenschaften der Impedanz, bzw. Admittanzmatrix der Ersatzschaltung die Zusammenhänge für die Wirk- und Scheinleistungen beim Eingang der parametrischen Elemente abgeführt.

DK 621.315.21:621.395.44

J. Toint:

**Trägerfrequenztechnik; symmetrische oder koaxiale Kabel?**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966.) Nr 5.

Der Verfasser erörtert die Ergebnisse der verschiedenen Länder bezüglich der koaxialen Kabeltechnik. Ferner macht er eingehend seine Kabelfabrikationsmethode, die er Ballonisolierung nennt, bekannt, und gibt die Angaben der mit dieser Methode hergestellten, kleinen koaxialen Kabel. Zum Schluss zeigt er die voraussichtliche Richtung der Entwicklung an.

DK 519.49 : 621.372.6 : 65.012.12

J. Sárossy:

**Toleranzberechnungen**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr 5.

Der Verfasser behandelt kurz die Toleranzberechnung als Möglichkeit einer Theoriebegründung und erörtert zwei spezielle Ergebnisse. Die eine ist die Bestimmung der Toleranztransformationen, die bei der Parametertransformation der 2N Polen auftreten; im Rahmen desselben wird die Transformationsformel der allgemeinen Parametertransformationen abgeleitet. Als zweites Beispiel zeigt der Verfasser auf einem einfachen ökonomischen Modell, wie man mit der Hilfe der Toleranzsynthesen wirtschaftlich auch optimale Netzwerke planen kann.

DK 621.391.883.2

S. Lajkó:

**Einheitsbezeichnung der Signal- und Rauschpegel in der Übertragungstechnik**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr 5.

In dem Artikel werden auf Grund der in der Fachliteratur sich mehr und mehr verbreitenden einheitlichen Schriftarten die Einheitsbezeichnungen der Signal- und Rauschpegel, der Rauschspannung und der Rauschleistung kurz zusammengefasst, erklärt und mit Beispielen illustriert.

ДК 621.391.883.2

Ш. Лайко:

**Единое обозначение уровней сигналов и помех в технике дальней связи**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) №5

Дано краткое обобщение, объяснение и примеры по единым обозначениям уровней сигналов и помех на основе единых видов описания, распространяющихся в весьма профессиональной литературе.

**Summaries**

UDC 621.372.001.24

Dr. K. Geher—Dr. J. Gonda:

**Introduction to the Analysis of Periodically Time Varying Linear Networks. Part I.**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 5.

The methods of the theory of linear networks can be extended to non-linear circuits in those special but practically important cases, when the non-linear elements are pumped with a periodic signal having a large amplitude and the behaviour of the circuit is examined for small amplitude signals referred to the pumping. The small signal theory of the parametric networks is useful in the design of the ring modulators, diode mixers, parametric amplifiers and converters and of the magnetic amplifiers. The paper gives a tutorial introduction to the above item making effort for a uniform method of discussion. The parametric resistance, the capacitance and inductance are described in the  $\omega$  frequency domain. The suitable equivalent circuit (2N pole) is given for the above elements. On the basis of the properties of the impedance admittance matrix respectively describing the equivalent circuit relations are derived for the real and imaginary parts of the powers flowing into the parametric elements.

UDC 621.315.21:621.395.44

J. Toint:

**Carrier Frequency Technique; Symmetrical or Coaxial Cables?**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 5.

The author gives a review of the results achieved in different countries in the field of cable technique. He presents in detail the method of cable manufacture which he calls ballon insulating technique, further the technical data of the small coaxial cables produced with the same method. Finally he indicates the trend of development to be expected.

UDC 519.49 : 621.372.6 : 65.012.12

J. Sárossy:

**Calculation of Tolerances**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 5.

The author discusses briefly the calculation of tolerances considered as the possibility of the basis of a theory to be established. He gives an account of two special results. The first is the determination of the transformation of the tolerance occurring in the course of the transformation of the parameters of 2N poles, within which the transformation equation of the general parameter transformations is derived. As a second example the author shows on a simple economical model how by the means of tolerance synthesis optimal networks can be designed.

UDC 621.391.883.2

S. Lajkó:

**Uniform Symbols for the Levels of Signal and Noise in the Transmission Technique**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) No 5.

The paper gives a short summary, defines and illustrates with examples the uniform notation of the levels of signal and noise voltage and noise power on the basis of the uniform method of writing spreading more and more in the technical literature.

## Resumés

CDU 621.372.001.24

Dr. K. Géher—Dr. J. Gonda:

**Introduction à l'analyse des réseaux linéaires changeant périodiquement avec le temps Partie I.**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 5.

Les méthodes de la théorie des réseaux linéaires peuvent être étendues aux circuits nonlinéaires en cas spécial, mais pratiquement important, si les éléments nonlinéaires sont excités par des signaux périodiques de grandes amplitudes (pompage) et le fonctionnement du circuit est essayé aux signaux de petites amplitudes comparant au pompage. La théorie des circuits paramétriques peut être utilisée dans le domaine des modulateurs à anneaux, des mélangeurs à diodes, des amplificateurs et convertisseurs paramétriques et en outre des amplificateurs magnétiques. L'article prétendant au traitement pédagogiquement unifié, donne une introduction dans ce sujet. La résistance, la capacité et l'inductance paramétrique sont décrites dans une gamme de fréquence  $\omega$ . Les circuits équivalents (à pôles 2N) convenables sont donnés aux éléments mentionnés. Basant sur les propriétés des matrices d'impédance et admittance représentant les circuits équivalents, relations sont déduites pour les puissances actives et réactives aux borne d'entrée des éléments paramétriques.

CDU 621.315.21:621.395.44

J. Toint:

**Technique de fréquence porteuse: par câbles symétriques ou coaxiaux?**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 5.

Les résultats atteints dans le domaine de la technique des câbles coaxiaux dans les différents pays sont résumés dans l'article par l'auteur. En outre il démontre dans le détail la méthode de fabrication des câbles nommée la technique «d'isolation par ballon» et expose les données techniques détaillées des petits câbles coaxiaux fabriqués par cette méthode.

CDU 519.49 : 621.372.6 : 65.012.12

J. Sárossy:

**Calcul des tolérances**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 5.

L'auteur traite brièvement les possibilités de la fondation du calcul des tolérances comme une théorie et puis il expose deux résultats spéciaux. L'un d'eux est la détermination des transformations des tolérances en cas de la transformation des paramètres des pôles 2N; à ce sujet la formule générale des transformations des paramètres est aussi déduite. Comme deuxième exemple le projet des réseaux économiquement optimales par un modèle économique simple avec les moyens de la synthèse des tolérances est démontré.

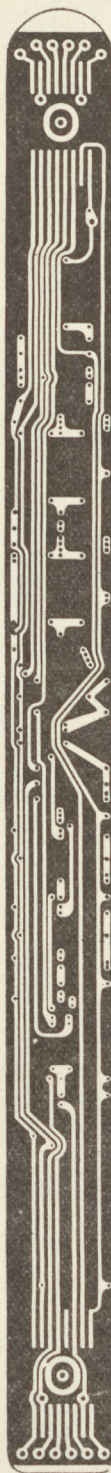
CDU 621.391.883.2

S. Lajkó:

**Notation uniforme des niveaux de signal et bruit dans la technique de transmission**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 5.

L'article donne un court résumé, explication et exemples des notations uniformes des niveaux de signal et bruit, des tensions et puissances de bruit, qui gagnent du terrain de proche en proche dans la littérature spéciale.

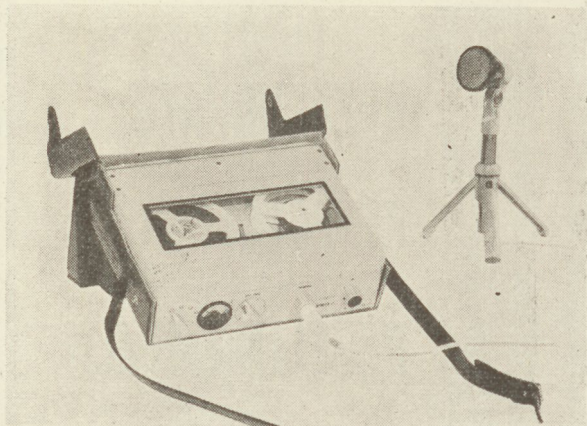
**RÉZBEVONATÚ****RÉTEGELT****BAKELITLEMEZEK****NYOMTATOTT****ÁRAMKÖRÖKHÖZ****STANDSZÁM: 9****a Budapesti Nemzetközi Vásáron**

A rézbevonatú rétegelt bakelitlemezeket felhasználják televíziós készülékekben, televíziós kamerákban, rádióvevőkben, telefonokban, összetett áramkörökben, navigációs segédberendezésekben, irányított lövedékekben, elektronikus számológépekben és számos alkalmazásban.

Ezeket az anyagokat, az új flexibilis rézbevonatú poliészter filmmel együtt bemutatjuk a budapesti kiállításon.

**Bakelite Limited****BXL COMPANY**

21—18 Grosvenor Gardens, London, Anglia



**R-5** Az R-5 magnetofon stúdiók részére, riportfelvételek készítésére alkalmas, teljes csíkos készülék. Funkcióit riportercélok határozzák meg.

Főfunkciói: FELVÉTEL (törléssel, dinamika kompresszorral vagy nélkül) — LEJÁTSZÁS.

Szalagsebesség: 9,53 cm/mp  $\pm 2\%$

Frekvenciatartomány: 60 Hz — 10 kHz.

Behallgatás: fejhallgatóval vagy saját mikrofonnal.

A készülék áramellátását 6 db 1,5 V-os Góliát rúd-elem biztosítja. A készülékben levő erősítők 6 V-os stabilizált tápfeszültséggel működnek (beépített stabilizátorról), amely még abban az esetben is biztosítja a 6 V  $\pm 0,2$  V-os telepfeszültséget, ha a telepegység feszültsége 7 V-ra esik vissza.

A készülék üzemeltetése, funkcióinak kiválasztása egyetlen forgatógomb működtetésével történik, az egyes állásokat egyezményes jelek jelzik.

A magnetofon üzemkész súlya telepekkel, hordtáskával és szalaggal 3,2 kg. A készülékhez használható szalagorsó max. 100 mm átmérőjű, normál közepű. A készülék  $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$  és  $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$  hőmérséklet határok között működik üzembiztosan.

Az STM-200 stúdiomagnetofon tranzisztorizált készülék, stúdiószintű hangfelvételek szalagos rögzítésére és lejátszására alkalmas.

Ebben a készülékben a legmodernebb és a teljesen új technikai megoldások egész sorát találjuk, minek folytán a készülék elektromos és mechanikus paraméterei az üzembiztonságot tekintve az elérhető legjobbakat nyújtja.

Minden erősítője teljesen tranzisztorizált.

A blokkrendszer — mely eddig az elektromos egységek beépítésénél nagyon jól bevált — a mechanikus egységekre is ki lett terjesztve. Mono- és stereo kivitelben kerül gyártásra, automatikus szalagkiemeléssel. Teljes távvezérelhetőség. Automatikus szalagfeszítés szabályozás. Folyamatos gyorsstekerelés-szabályozás.

Szalagsebesség: 38,1 cm/mp és 19,05 cm/mp  $\pm 0,3\%$ .

Lejátszási frekvenciamenet: 38,1 cm 30—16 000 Hz  
19,05 cm 40—14 000 Hz

Teljesítményfelvétel: 160 W.

A készülék súlya futóművel, erősítővel 73 kg.

Méretek: 870  $\times$  565  $\times$  420 mm.

Állvánnyal: 870  $\times$  565  $\times$  920 mm.

### STM-200



**VU-21** A VU-21 típusú ultrarövid hullámú vevőkészülék a vételtechnika jelenlegi igényeinek figyelembevételével tervezett korszerű felépítésű vevő.

Vételi frekvenciatartománya 20—220 MHz-ig, 9 körzetben. Felhasználható A1, A3 és F3 üzemmódban működtetett állomások megkeresésére és megfigyelésére.

Az alábbi előnyök fokozzák használhatóságát:

Nagy beállítási és leolvasási pontosság (finom és durva hangolás).

Skálahitelesítés beépített hitelesítő kvarcoszcillátorral.

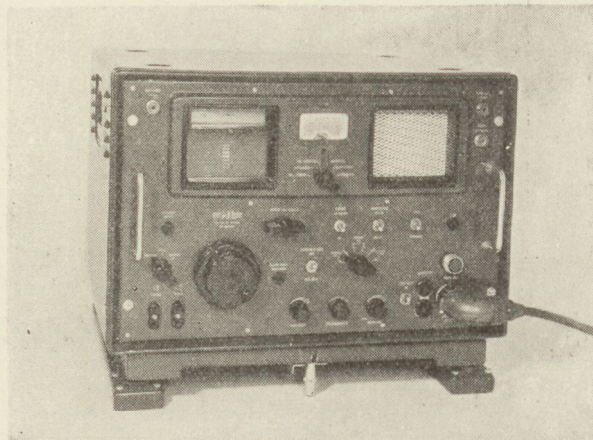
Nagy hőstabilitás.

Nagy érzékenység.

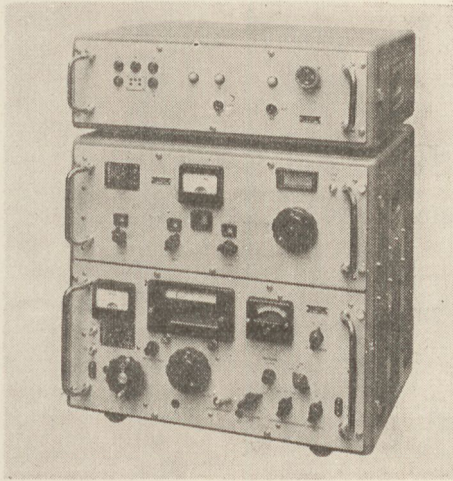
Nagy tükörszelektivitás.

Három különböző ávszélességen üzemeltethető.

A készülék széles hőmérséklettartományban üzemeltethető.





**ML-1000**

Az ML-1000 jelzésű rövidhullámú vevőkészlet 1,5–30 MHz-es frekvenciatartományban használható nagystabilitású vevő. A vevőkészlet egy közös dobozba épített vevőből és ennek oszcillátorát stabilizáló frekvencia stabilizátorból, valamint egy különálló tápegységből áll.

A vevőkészlet felhasználható táviró, távbeszélő és képtáviró adások vételére. Gyorsan áthangolható és így mint kereső megfigyelő vevő is jól alkalmazható. Ráállítás után rövid idő alatt stabilizálható anélkül, hogy a vételt meg kellene szakítani.

Felhasználható A1, A2, A3, A3a üzemmódban, valamint megfelelő áttevő csatlakozókkal F1, F6 és A3b üzemmódban működtetett állomások megkeresésére és megfigyelésére.

Könnyű és pontos frekvencia leolvashatóság. Gyors stabilizálási lehetőség.

Kétszeres keverés.

Nagy tükörselektivitás.

Jó közelszelektivitás.

Igen jó keresztmoduláció elleni védettség.

Állítható sáv szélességek.

Kivezetett középfrekvenciás csatlakozások.

Nagy hangfrekvenciás kimenő teljesítmény.

Beépített ellenőrző műszer.

Erős mechanikai felépítés.

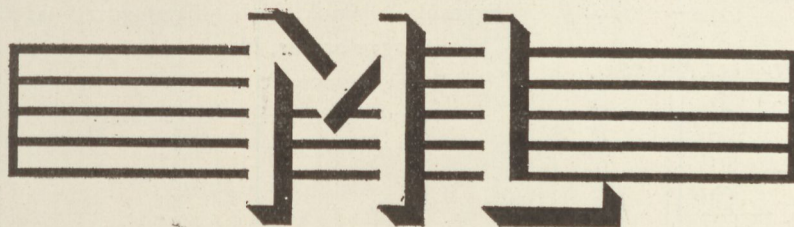
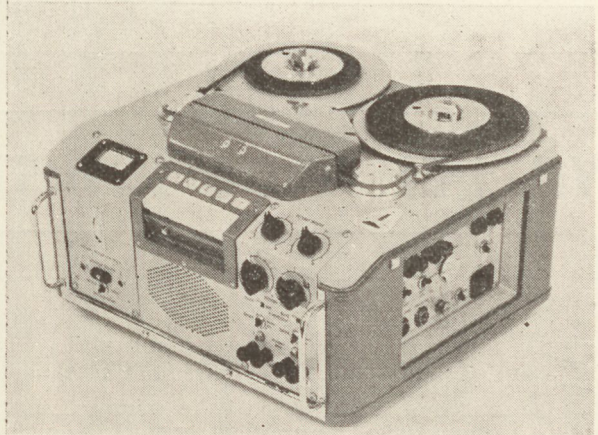
Az STM-6J típusú szalagos hangrögzítő berendezés alkalmazási területe rendkívül széles lehet:

1. Kiváló elektromos és mechanikus tulajdonságainál fogva stúdiókban belső felvételek készítésére és azok lejátszására alkalmas.
2. Gépkocsiba szerelve 12 V-os akkumulátorral üzemeltethető anélkül, hogy műszaki jellemzőiben romlás állna be.
3. Kis terjedelménél fogva a kívánt helyen könnyen telepíthető, és ugyanolyan minőségű felvételeket készíthetünk vele, mint bármely nagy, beépített stúdiógéppel.

Külső felvételek készítésénél hasznos segítséget nyújt, hogy a viszonylag kicsi berendezés igen sok funkció ellátására képes.

Kétsebességű: 38,1 és 19,05 cm/mp. Szalagtárcsái egyaránt alkalmasak arra, hogy 100 mm átmérőjű stúdiómagra csévéltek 500 m-es szalagcsévéket, vagy max. 500 m-es orsókat helyezzünk el rajtuk.

Az erősítők teljesen tranzistorizáltak.

**STM-6J**

**MECHANIKAI LABORATÓRIUM  
BUDAPEST**



## TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

### Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,  
elektrosztatikai készülékek

### Feszültség gyors szabályozók:

váltakozó áramú stabilizátorok,  
generátor gyors szabályozók

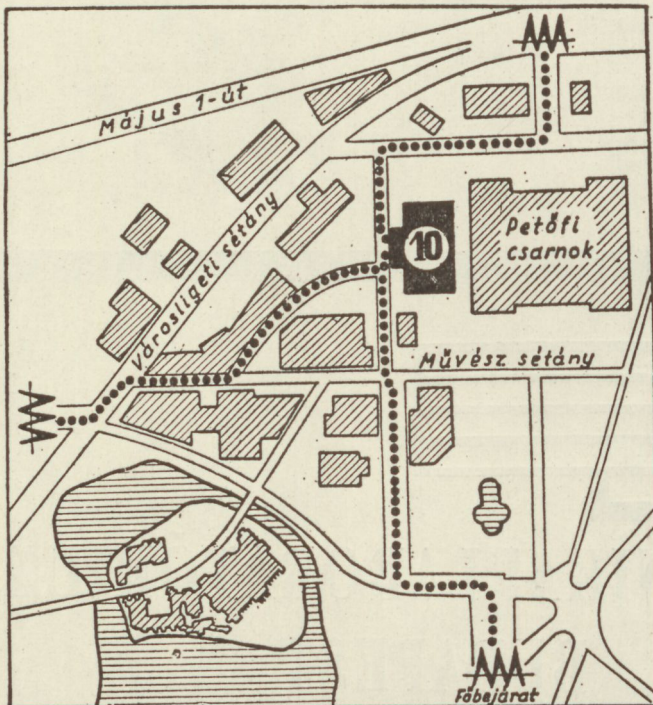
### Feszültség szabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerceses  
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

### Transzformátorok:

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

## VII. NEMZETKÖZI MŰSZAKI KÖNYVKIÁLLÍTÁS



10 NEMZETKÖZI MŰSZAKI KÖNYVKIÁLLÍTÁS

1966. május 20–30. között

a

Budapesti Nemzetközi Vásár  
10. számú pavilonjában

•

Anglia, Bulgária, Csehszlovákia,  
Egyesült Államok, Hollandia, Jugoszlávia,  
Lengyelország, Magyarország,  
Német Demokratikus Köztársaság,  
Német Szövetségi Köztársaság,  
Románia és a Szovjetunió  
kiadóinak legújabb  
műszaki könyveit  
és folyóiratait  
állítjuk ki.

•

MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ



## MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR,

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 466-770. 266-670

ZOMÁNCBUZALGYÁR SZEGEDI KÁBELGYÁR

Budapest, XI., Hunyadi J. út 1. Szeged, Huszár út 1.  
Telefon: 268-930

### GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek

Jelző, mérő, működtető kábelek

Erősáramú kábelek 1–35 kV-ig

Alumíniumvezetékek

Tekercselő huzalok

Switch-kábelek

Gumitömlő-kábelek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Távbeszélő-kábelek

Hajókábelek

Szigetelt zománchuzalok

Mikroszeparátor lemezek

Zárt-acélkötelek

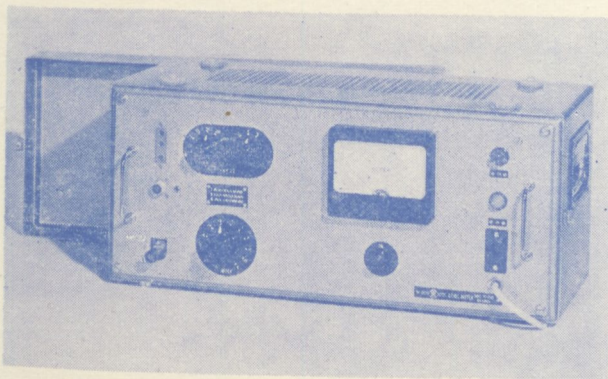
Hullámosított lemez

Kábeldobozok

## TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

A korszerű távbeszélőtechnika minden területén előnyösen használható. Vívőfrekvenciás berendezések, sokcsatornás láncok fejlesztésénél, üzembehelyezésénél, karbantartásánál nélkülözhetetlen eszköz.

Széles frekvenciasávban (30 Mz—1 MHz) nagy érzékenységgel rendelkezik (—10 N). Jól használható hídméréseknél, mint indikátor. Szimmetrikus illesztett és aszimmetrikus nagy impedanciájú bemenetei a műszer sokoldalú felhasználást teszik lehetővé.



#### Műszaki adatok:

FREKVENCIA TARTOMÁNY: 30 Hz — 1 MHz

SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY: — 10 N — +2,1 N

#### 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 18 042, E83F.

PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

**ELEKTRONIKA**

Budapest, VII., Klauzál u. 30. Telefon: 221-646, 221-825, 220-690



# MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ

## ÚJDONSÁGOK:

*Cartianu, Gh.:* FREKVENCIAMODULÁCIÓ

532 oldal, 301 ábra, kve. 96.— Ft.

*Dittman, H.:* SZABÁLYOZÁSKÖRI TAGOK JELLEMZŐINEK MEGHATÁROZÁSA  
Automatizálás

80 oldal, 97 ábra, fve. 8.30 Ft.

*Dr. Fodor György:* A LAPLACE-TRANSZFORMÁCIÓ MŰSZAKI ALKALMAZÁSA  
2. átdolgozott és bővített kiadás

424 oldal, 136 ábra, kve. 77.— Ft.

*Frede, W. E.:* A SZABÁLYOZÁSTECHNIKA ÉPÍTŐELEMEI

196 oldal, 207 ábra, kve. 35.— Ft.

*Konkoly Tihamér:* FESZÜLTSEGSTABILIZÁLÓ TRANSZFORMÁTOROK

152 oldal, 90 ábra, kve. 10.50 Ft.

*Ligeti György:* GÉPIPARI MÉRETELLENŐRZÉSEK AUTOMATIZÁLÁSA  
Technológia

136 oldal, 196 ábra, fve. 6.30 Ft.

*Kiss Béla szerk.:* NEMFÉMES ANYAGOK KORROZIÓJA II.

Korrozióvédelem

312 oldal, 50 ábra, kve. 24.— Ft.

*Palesch Antal—Ferenczy Jenő:* MŰSZEREZÉS A GÉPGYÁRTÁSBAN

184 oldal, 199 ábra, kve. 21.50 Ft.

*Rabinovics, A. N.:* A PROGRAMVEZÉRLÉS ABC-JE

Technológia

180 oldal, 94 ábra, fve. 8.30 Ft.

*Szigorszkij, V. P.:* ÁRAMKÖRANALÍZIS

214 oldal, 110 ábra, kve. 30.— Ft.

## A KÖZELJÖVŐBEN MEGJELENIK:

*Ondrák M.—Schüick K.:* CSAVARRUGÓ KÉSZÍTÉS

Technológia

kb. 114 oldal, fve. kb. 6.50 Ft.

*Rose, G.:* A RÁDIÓSOK KÉPLETGYŰJTEMÉNYE

kb. 206 oldal, kve. kb. 18.— Ft.

*Dr. Tarnóczy Tamás:* AKUSZTIKAI TERVEZÉS

kb. 320 oldal, kve. kb. 41.— Ft.

*A Wendt gyár kiadványa:* ELEKTROLITOS KÖSZÖRÜLÉS

Új Technika

kb. 160 oldal, fve. kb. 12.50 Ft.

Beszerezhető:

**AZ ÁLLAMI KÖNYVTERJESZTŐ VÁLLALAT  
KÖNYVESBOLTJAIBAN**

Szaktolt:

**MŰSZAKI KÖNYVESBOLT-ANTIKVÁRIUM**

Budapest, VII., Lenin körút 7.

