E870

# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

11

XXII. ÉVFOLYAM, 11. SZÁM, 321—352. OLDAL, BUDAPEST, 1971. NOVEMBER HÓ

1971. November, XXII. évfolyam, 11. szám

# HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

PÁPAY ZSOLT: A kvantálási hiba statisztikus analízise ..... 321
Elektrotechnika, elektronika, tudományos műszer és készülékgyártás az NDK-ban kiállítás Budapesten ..... 326
DR. KÁSA ISTVÁN—ADORJÁN PÉTER: Folytonosan csatolt inhomogén szalagtápvonalakból kialakított iránycsatolók tervezése. I. rész ..... 327
TORMÁSI GYÖRGY—BARTHA ATTILA: Televíziócsatornák minőségi paramétereinek távellenőrzésére vizsgálósort kis sávszélességű információvá átalakító berendezés. I. rész ..... 335
Szerkezeti Konstrukció az Elektronikában kiállítás és konferencia ..... 340
PÁSZTOR GYULA—BÁRSONY ISTVÁN: Hazai kísérletek lavinaüzemű fotodióda létrehozására ..... 341
Mikroelektronikai Alkatrész Ankét Szombathelyen ..... 346
JÁMBOR ISTVÁN: A „System 4" számítógép alkalmazása a középtávú tervezésben ..... 347
Posta Kísérleti Intézet tudományos napjai a Technika Házában ..... 350
Szemle ..... 350
Tartalmi összefoglalások ..... 351
Обобщения ..... 351
Zusammenfassungen ..... 352
Summaires ..... 352
Résumés ..... B/III

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

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

**INDEX: 25.375**

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest VII., Lenin körút 9—11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest V., József nádor tér 1.) vagy közvetlenül postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

71.6609 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

HÍRADÁSTECHNIKA
A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

PÁPAY ZSOLT
BME Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszék

# A kvantálási hiba statisztikus analízise

ETO 519.24:621.376.56

A kvantálás során egy folytonos értéktartományú $X$ mennyiség diszkrét értékkészletű $Q(X)=\{X_N\}$ mennyiséggé transzformálódik át, az $X_N$ értékek a *kvantálási szintek*. A kvantálás jellemzésére specifikálni kell a kvantálási szinteknek megfelelő határokat. *Lineáris* kvantálásnál a résztartományok (kvantálási lépcsők) értéke névlegesen egyenlő: $\Delta X$, elnevezése kvantálási egység (felbontás).

A kvantáló (analóg-digitál konverter) a bemenő $X$ analóg jelet $N$ digitális jellé transzformálja, azaz a mérendő mennyiség számértékét szolgáltatja; a mennyiség egysége pedig a $\Delta X$ *felbontás*. A kvantálási szintek értéke ily módon:

$$X_N=N\cdot\Delta X \tag{1}$$

Mivel a bemenő mennyiség folytonos értéktartományú, szükségképpen hiba lép fel *ideális* kvantálónál is. A *kvantálási hiba* definíciója szerint:

$$H_q=X_N-X \tag{2}$$

Ennek alapján a bemenő $X$ analóg jel és a kimenő $N$ digitális jel kapcsolata

$$X=N\cdot\Delta X-H_q \tag{3}$$

A $H_q$ kvantálási hiba értékét a kvantálás módszere befolyásolja. Az amplitúdó és időintervallum kvantáláshibáját írjuk le statisztikai módszerekkel (eloszlásfüggvény, várható érték, szórás, konfidencia szint). Bevezetve az „ekvivalens amplitúdó kvantálás" fogalmát, leírható azon eljárások hibája is, melyek az amplitúdó kvantálást közbenső analóg-analóg konverzió (amplitúdó-időtartam vagy amplitúdó-frekvencia átalakítás) után időintervallum kvantálással végzik. Így megadható az *optimális* kvantálási hiba értéke és elérésének módszerei.

## Amplitúdó kvantálás

Amplitúdó kvantálást végző analóg-digitál (A/D) konvertereknél a kimenőjel

$$N=\left[\frac{X}{\Delta X}\right] \tag{4}$$

matematikai alakkal írható le, ahol $[y]=$ az a legnagyobb egészszám, melynek abszolút értéke kisebb, mint $y$ és előjele $y$ előjelével egyezik meg. Vagyis a kvantáló az $(N\cdot\Delta X, (N+1)\cdot\Delta X)$ tartományba eső bemenő mennyiséget egyetlen $X_N=N\cdot\Delta X$ kimenő mennyiséggé transzformálja át. Az átváltási (kapcsolási, transzfer) pontok az $X_N$ kvantálási szinteknél lépnek fel.

Ebben az esetben a kvantálási hiba értéke

$$H_q=X_N-X, \tag{5}$$

ahol $X_N<X<X_{N+1}$,

így $\Delta X=X_{N+1}-X_N$ felhasználásával a hiba terjedelme (legrosszabb eset):

$$-\Delta X<H_q<0 \tag{6}$$

Feltehető, mivel ebbe a tartományba eső egyik hiba érték sem kitüntetett, hogy a valószínűségi változóként tekintett kvantálási hiba *egyenletes* eloszlású. A hiba $f(H_q)$ sűrűségfüggvénye, $\mathbf{M}(H_q)=m_q$ várható értéke és $\mathbf{D}(H_q)=s_q$ szórása tehát

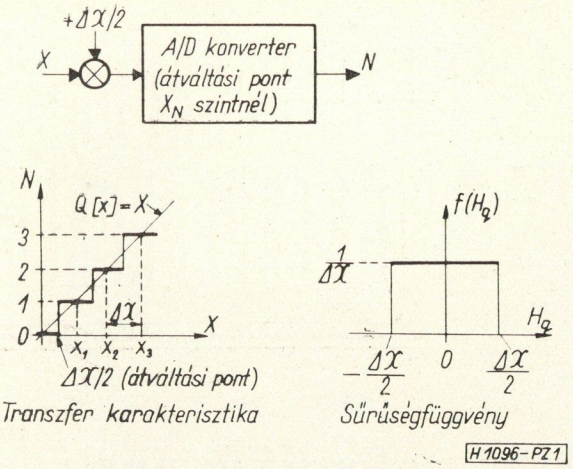
$$f(H_q)=\begin{cases}\dfrac{1}{\Delta X}, & \text{ha } -\Delta X<H_q<0\\ 0, & \text{egyébként}\end{cases}$$

$$m_q=-\frac{\Delta X}{2}$$

$$s_q=\frac{\Delta X}{\sqrt{12}}=\frac{\Delta X}{2\cdot\sqrt{3}} \tag{7}$$

Mint ismert, egy valószínűségi változó szórását nem változtatja meg egy állandó hozzáadása. Ezt felhasználva, $+(\Delta X/2)$ eltolással zérus várható értékű hiba érhető el. Az 1. ábrán bemutatott kvantáló tehát az $[(N-1/2)\cdot\Delta X, (N+1/2)\cdot\Delta X]$ tartományba eső analóg jelet transzformálja $X_N=N\cdot\Delta X$ kimenő mennyiséggé, és az átváltási pontok a kvantálási lépcsők felénél lépnek fel.

Beérkezett: 1971. V. 15.




*1. ábra.* A/D konverter optimális kvantálási hibával ($+\Delta X/2$ eltolással)

A kvantálási hiba *optimális* értékét leíró összefüggések:

$$f(H_q)=\begin{cases}\dfrac{1}{\Delta X}, & \text{ha } -\dfrac{\Delta X}{2}<H_q<+\dfrac{\Delta X}{2}\\ 0, & \text{egyébként}\end{cases}$$

$$m_q=0$$

$$s_q=\frac{\Delta X}{2\sqrt{3}} \tag{8}$$

A/D konvertereknél mindig a legrosszabb esetet, a hiba terjedelmét specifikálják, mely (8) alapján $\pm 1/2$ LSB (ahol LSB$=\Delta X$). Ez itt elfogadható, hiszen jó közelítéssel megegyezik a méréstechnikában specifikációként előírt 99,73%-os konfidencia szinthez tartozó hibával (ami normál eloszlásnál $\pm 3\sigma$ hibát jelent). Könnyen belátható ugyanis, hogy egyenletes eloszlásnál az $m_q$ pontra szimmetrikus és $s_q$-val arányos hosszúságú (tehát $\lambda \cdot s_q$) intervallumok valószínűsége

$$\mathbf{P}(|H_q-m_q|<\lambda\cdot s_q)=\int_{-\lambda s_q}^{\lambda s_q} f(H_q)\,dH_q=\frac{2\cdot\lambda s_q}{\Delta X}=\frac{\lambda}{\sqrt{3}} \tag{9}$$

és természetesen $\lambda \leqq \sqrt{3}=1{,}7321$. Ebből $\mathbf{P}=0{,}9973$ értékhez, azaz 99,73%-os konfidencia szinthez tartozó $\lambda$ értéke $\lambda=1{,}727(\cong\sqrt{3})$, ezzel a kvantálási hiba:

$$H_q=\pm\lambda\cdot s_q=\pm 0{,}997\cdot\frac{\Delta X}{2}\approx\pm\frac{1}{2}\Delta X \tag{10}$$

Amplitúdó kvantálásnál tehát $(+\Delta X/2)$ eltolással érhető el az *optimális* kvantálási hiba, mely zérus várható értékű, $s_q=\Delta X/2\cdot\sqrt{3}$ szórású, a $(-\Delta X/2, +\Delta X/2)$ intervallumon *egyenletes* eloszlással.

### Időintervallum kvantálás

Időintervallum kvantálásnál a mérendő $t$ időtartam kezdete (START) és vége (STOP) között akkumulált $\Delta t=1/f_q$ értékű kvantálási egységek száma adja $N$ értékét és a kvantálási hiba a 2. ábra alapján

$$H_{qi}=N\cdot\Delta t-t=\Delta t_{ST}-\Delta t_{SP} \tag{11}$$

A bemenő $t$ analóg jel és a kimenő $N$ digitális jel kapcsolata

$$t=N\cdot\Delta t-H_{qi} \tag{12}$$

Általános esetben az $f_q$ kvantáló jel (órajel), illetve a START és STOP között nincs szinkron kapcsolat, vagyis

$$0<\Delta t_{ST}<\Delta t$$

$$0<\Delta t_{SP}<\Delta t \tag{13}$$

terjedelmű, valószínűségi változóként tekintve *egyenletes* eloszlású START ($\Delta t_{ST}$) és STOP ($\Delta t_{SP}$) hiba lép fel. A kvantálási hiba (11) alapján

$$H_{qi}=\Delta t_{ST}+(-\Delta t_{SP}), \tag{14}$$

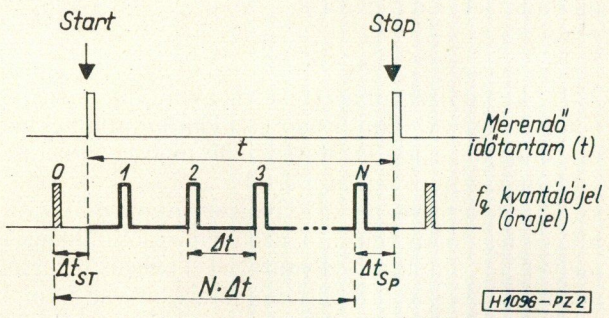
azaz két egyenletes eloszlás konvolúciójával határozható meg. A *Függelék A.* pontjának felhasználásával és $A=0$, $B=\Delta t$, $C=-\Delta t$, $D=0$, valamint $z=H_{qi}$ helyettesítéssel az $f(H_{qi})$ sűrűségfüggvény (3. ábra), $\mathbf{M}(H_{qi})$ várható érték és $\mathbf{D}(H_{qi})$ szórás:

$$f(H_{qi})=\begin{cases}\dfrac{1}{(\Delta t)^2}H_{qi}+\dfrac{1}{\Delta t}, & \text{ha } -\Delta t<H_{qi}\leqq 0\\ -\dfrac{1}{(\Delta t)^2}H_{qi}+\dfrac{1}{\Delta t}, & \text{ha } 0\leqq H_{qi}<\Delta t\\ 0, & \text{egyébként}\end{cases}$$

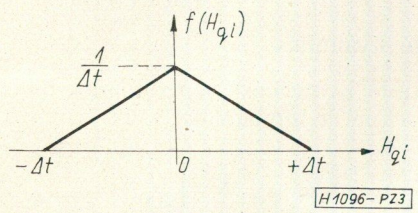
$$\mathbf{M}(H_{qi})=0$$

$$\mathbf{D}(H_{qi})=\frac{\Delta t}{\sqrt{6}}=\sqrt{2}\left(\frac{\Delta t}{2\sqrt{3}}\right). \tag{15}$$

Az eredmény az ún. *Simpson* eloszlás.




*2. ábra.* Időintervallum kvantálás




*3. ábra.* A 2. ábra szerinti időintervallum kvantálás hibájának sűrűségfüggvénye (Simpson eloszlás)

Digitális időtartam mérő műszereknél a kvantálási hibára $\pm 1$ (kijelzési egység$=\Delta t$) értéket specifikálnak, azaz a legrosszabb esetet. Itt a 99,73%-os konfidencia szinthez tartozó hiba értéke a *Függelék B.* felhasználásával

$$\mathbf{P}(|H_{qi}-\mathbf{M}(H_{qi})|<\lambda\cdot\mathbf{D}(H_{qi}))=$$

$$=\frac{\lambda}{\sqrt{6}}\left(2-\frac{\lambda}{\sqrt{6}}\right),\quad \text{és}\quad \lambda\leq\sqrt{6}=2{,}4495 \qquad (16)$$

Ebből $\mathbf{P}=0{,}9973$ értékéhez $\lambda=0{,}896\cdot\sqrt{6}$, vagyis a kvantálási hiba

$$H_{qi}=\pm\lambda\cdot\mathbf{D}(H_{qi})=\pm 0{,}896\cdot\Delta t\approx\pm 0{,}9\cdot\Delta t \qquad (17)$$

99,73%-os konfidencia szinttel.

Célszerű csökkenteni $H_{qi}$ értékét, amellett, hogy maximális frekvenciájú órajelet alkalmazunk ($\Delta t$ minimum). Egy módszer a START-tal *indított* oszcillátor (kvantáló generátor) felhasználása, melynek hatásaként $\Delta t_{ST}=0$. Ekkor (14) szerint $H_{qi}=-\Delta t_{SP}$, vagyis $\mathbf{M}(H_{qi})=-\Delta t/2$ várható értékű, $\mathbf{D}(H_{qi})=\Delta t/2\cdot\sqrt{3}$ szórású kvantálási hiba adódik, a $(-\Delta t, 0)$ intervallumon *egyenletes* eloszlással. A hiba terjedelme tehát: $-1\ +0$ (kijelzési egység$=\Delta t$). Bár a szórás $\sqrt{2}$-ed részére csökken, a módszer hátránya, hogy az indított oszcillátor stabilitása sokkal rosszabb, mint ami szabadonfutó oszcillátorral elérhető. Itt nem vizsgáljuk $\Delta t_{ST}$ (és $\Delta t_{SP}$) más, lényegében analóg (interpolációs) módszerrel történő csökkentését.

**Ekvivalens amplitúdó kvantálás**

Két alapvető módszerrel lehet az amplitúdó kvantálást közbenső analóg-analóg konverzió után időintervallum kvantálással megvalósítani, ezek: amplitúdó-időintervallum átalakítás és amplitúdó-frekvencia átalakítás.

*Amplitúdó-időintervallum átalakítás*

A 4. ábra szerinti elrendezésben, $E_t$ érzékenységű analóg-analóg konverzióval nyert

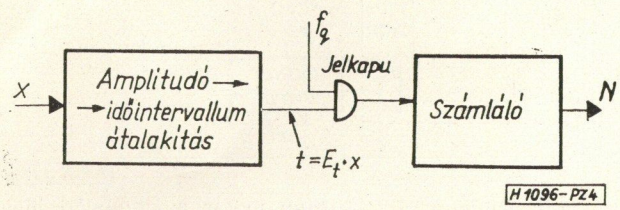
$$t=E_t\cdot X \qquad (18)$$

időtartamot kvantálunk $\Delta t=1/f_q$ felbontással. (18) és (12) alapján a bemenet és kimenet kapcsolata:

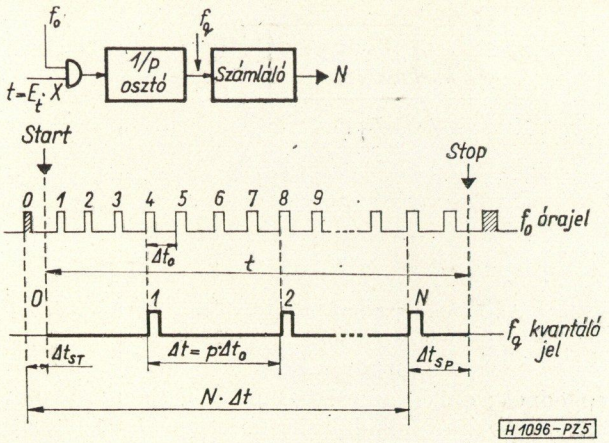
$$X=N\left(\frac{\Delta t}{E_t}\right)-\left(\frac{H_{qi}}{E_t}\right)=N\cdot\Delta X_i-H_q^* \qquad (19)$$

Hatásában a módszer olyan amplitúdó kvantálással ekvivalens, melynél a kvantálási egység

$$\Delta X_i=\frac{\Delta t}{E_t}=\frac{1}{f_q\cdot E_t}, \qquad (20)$$




*4. ábra.* A/D konverzió időintervallum kvantálással




*5. ábra.* Időintervallum kvantálás kapuzás utáni osztással ($p=4$)

a kvantálási hiba pedig

$$H_q^*=\left(\frac{1}{E_t}\right)\cdot H_{qi} \qquad (21)$$

ahol $E_t=$konst.

Vagyis (15) alapján

$$\mathbf{M}(H_q^*)=0$$

$$\mathbf{D}(H_q^*)=\frac{\Delta X_i}{\sqrt{6}}=\sqrt{2}\left(\frac{\Delta X_i}{2\sqrt{3}}\right) \qquad (22)$$

paraméterű, a $(-\Delta X_i, +\Delta X_i)$ intervallumon *Simpson* eloszlású a kvantálási hiba.

Itt általában egyszerű lehetőség áll rendelkezésre a kvantálási hiba csökkentésére, ugyanis az amplitúdó-időintervallum átalakítást rendszerint mindig egy konverziós utasítás indítja el, így a START időpillanata tetszőlegesen kijelölhető. Legyen célszerűen

$$\Delta t_{ST}=\frac{\Delta t}{2}=\text{konst.}, \qquad (23)$$

tehát az első kvantáló pulzus *előtt* $\Delta t/2$ időtartammal lépjen fel a $t$ időintervallum START időpillanata. Ezzel

$$H_{qi}=\left(\frac{\Delta t}{2}\right)-\Delta t_{ST} \qquad (24)$$

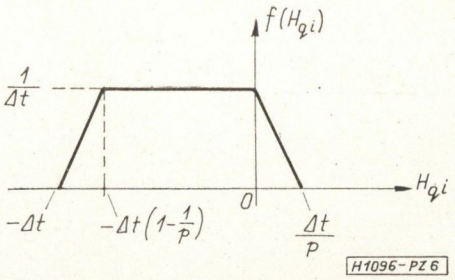
ahol $\Delta t_{ST}$ egyenletes eloszlású a $(-\Delta t, 0)$ intervallumon. Következésképpen (21) figyelembevételével

$$\mathbf{M}(H_q^*)=0$$

$$\mathbf{D}(H_{qi}^*)=\frac{\Delta X_i}{2\sqrt{3}} \qquad (25)$$

paraméterű, a $(-\Delta X_i/2, +\Delta X_i/2)$ intervallumon *egyenletes* eloszlású hiba adódik, azaz e módszerrel elérhető a kvantálási hiba optimális értéke.

Egy másik eljárás a hiba csökkentésére: a szükséges $\Delta X_i$ felbontás és az elérhető $E_t$ érzékenység mellett adódó $f_q=1/\Delta t$ órafrekvencia rendszerint mindig kisebb, mint amit az eszközök maximálisan meg-




*6. ábra.* Az 5. ábra szerinti időintervallum kvantálás hibájának sűrűségfüggvénye (trapéz-eloszlás)

engednek; ebben az esetben az *órajel kapuzás utáni osztása* (5. ábra) alkalmazható. Legyen $f_0 = p \cdot f_q$, azaz

$$\Delta t = p \cdot \Delta t_0, \text{ ahol } p \geq 1, \text{ pozitív egész}$$

$$\Delta t_0 = 1/f_0;\ \Delta t = 1/f_q \tag{26}$$

így $\Delta t_{ST}$ a $(0, \Delta t/p)$ intervallumon, $\Delta t_{SP}$ pedig a $(0, \Delta t)$ intervallumon *egyenletes* eloszlású. A két eloszlás konvolúciója [lásd: (14) egyenlet] adja az eredő hibát, a *Függelék A.* pontja alapján és $A=0$, $B=\Delta t/p$, $C=-\Delta t$, $D=0$, valamint $z=H_{qi}$ helyettesítéssel ún. *trapéz*-eloszlás (6. ábra) adódik, melynek adatai:

$$f(H_{qi}) = \begin{cases} \dfrac{p}{(\Delta t)^2} H_{qi} + \dfrac{p}{\Delta t}, & \text{ha } -\Delta t < H_{qi} \leq -\Delta t\left(1-\dfrac{1}{p}\right) \\ \dfrac{1}{\Delta t}, & \text{ha } -\Delta t\left(1-\dfrac{1}{p}\right) \leq H_{qt} \leq 0 \\ -\dfrac{p}{(\Delta t)^2} H_{qi} + \dfrac{1}{\Delta t}, & \text{ha } 0 \leq H_{qi} < \dfrac{\Delta t}{p} \\ 0, & \text{egyébként} \end{cases}$$

$$\mathbf{M}(H_{qi}) = -\frac{\Delta t}{2}\left(1-\frac{1}{p}\right)$$

$$\mathbf{D}(H_{qi}) = \frac{\Delta t}{2\sqrt{3}} \cdot \sqrt{1+\frac{1}{p^2}} \tag{27}$$

A módszer $p \to \infty$ mellett exakt módon a $\Delta t_{ST} = 0$ esetén elérhető eredményeket adja. A gyakorlatban $p > 10$ már jó közelítésnek tekinthető, különösen a $D(H_{qi})$ szórásra, (21) alapján tehát

$$\mathbf{M}(H_q^*) = -\frac{\Delta X_i}{2}\left(1-\frac{1}{p}\right) \approx -\frac{\Delta X_i}{2}$$

$$\mathbf{D}(H_q^*) = \frac{\Delta X_i}{2\cdot\sqrt{3}} \sqrt{1+\frac{1}{p^2}} \approx \frac{\Delta X_i}{2\cdot\sqrt{3}} \tag{28}$$

paraméterű a kvantálási hiba, jó közelítéssel a $(-\Delta X_i, 0)$ intervallumon *egyenletes* eloszlással. Az 1. ábra alapján így $(+\Delta X_i/2)$ eltolással megközelíthető a hiba optimális értéke.

*Amplitúdó-frekvencia átalakítás*

Az előző gondolatmenet alapján azon A/D konverterek kvantálási hibája is megadható, melyek amplitúdó-frekvencia átalakítást alkalmaznak (7. ábra). Az eljárás úgy tekinthető, mint egy $t = t_k$ konstans időintervallum kvantálása, melynél $\Delta t = 1/f$ értékű kvantálási egységek akkumulált száma adja $N$ értékét. $E_f$ érzékenységű analóg-analóg konverzióval a felbontás átlag (konstans) értéke:

$$\Delta t = \frac{1}{f} = \frac{1}{E_f \cdot X} \tag{29}$$

és a bemenet-kimenet kapcsolata, felhasználva a

$$H_{qf} = N \cdot \Delta t - t_k = \Delta t_{ST} - \Delta t_{SP} \tag{30}$$

összefüggést:

$$X = N \cdot \left(\frac{1}{E_f \cdot t_k}\right) - \left(\frac{H_{qf}}{\Delta t \cdot E_f \cdot t_k}\right) = N \cdot \Delta X_f - H_q^{**} \tag{31}$$

Az eljárás olyan amplitúdó kvantálással ekvivalens, ahol a kvantálási egység

$$\Delta X_f = \frac{1}{E_f \cdot t_k} \tag{32}$$

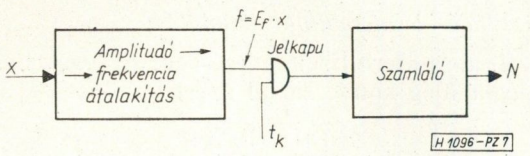
Mivel $H_{qf}$ értékét a (15) egyenlet írja le $(H_{qf} = H_{qi})$, ennek alapján és (31) figyelembevételével a $H_q^{**}$ kvantálási hiba:

$$\mathbf{M}(H_q^{**}) = 0$$

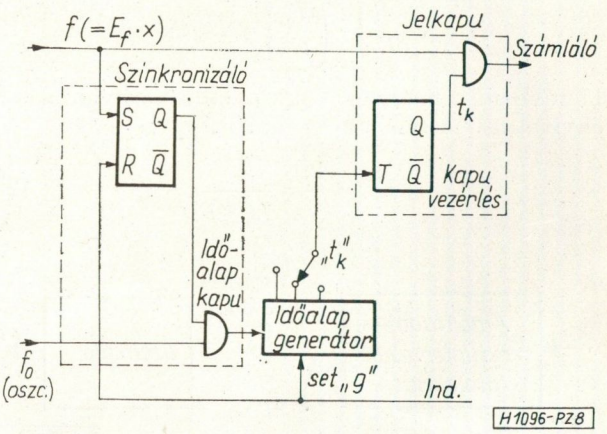
$$\mathbf{D}(H_q^{**}) = \sqrt{2}\left(\frac{\Delta X_f}{2\cdot\sqrt{3}}\right) \tag{33}$$

paraméterű, a $(-\Delta X_f, +\Delta X_f)$ intervallumon *Simpson* eloszlással. A szokásos specifikáció: $\pm 1$ (kijelzési egység $= \Delta X_f$), azaz a legrosszabb eset. 99,73%-os konfidencia szinttel a kvantálási hiba értéke $H_q^{**} = \pm 0{,}896 \cdot \Delta X_f$.

A hiba értéke itt az ún. *„szinkronizált" jelkapu nyitás* módszerével csökkenthető. A 8. ábra szemlélteti a realizálás hatásvázlatát. Az $f$ bemenőjel ese-




*7. ábra.* A/D konverzió amplitúdó-frekvencia átalakítással




*8. ábra.* „Szinkronizált" jelkapu nyitás a kvantálási hiba csökkentésére (digitális frekvenciamérés)

ménye (adott trigger szinten történő egyirányú jelátmenet) nyitja az időalap kaput, majd az ezt követő, max $\Delta t_0 = 1/f_0$ időtartamon belül fellépő oszcillátor impulzus nyitja a jelkaput a bemenő események számlálására ($t_k$ ideig). Vagyis $\Delta t_{ST}$ a $(0, \Delta t_0)$, míg $\Delta t_{SP}$ a $(0, \Delta t)$ intervallumon egyenletes eloszlású. A módszer≪az órajel kapuzás utáni osztása≫— eljárás ekvivalense, így a kvantálási hibát a (27) egyenlettel megadott *trapéz* eloszlás írja le, $H_{qi} \leftarrow H_q^{**}$, $\Delta t \leftarrow \Delta X_f$, $p \leftarrow f_0/f$ helyettesítéssel. Ha $p > 10$ (és ez a gyakorlatban mindig realizálható), jó közelítéssel

$$\mathbf{M}(H_q^{**}) \approx -\frac{\Delta X_f}{2}$$

$$\mathbf{D}(H_q^{**}) \approx \frac{\Delta X_f}{2 \cdot \sqrt{3}} \qquad (34)$$

paraméterű a hiba, a $(-\Delta X_f, 0)$ intervallumon *egyenletes* eloszlással. (Megjegyezzük, hogy itt $p \geq 1$ tetszőleges pozitív szám.) Ha $p \leq 1$, a kvantálási hibát a (33) egyenlet adja. Amennyiben érvényes a (34) egyenlet (rendszerint $p > 10$ már elegendő), az 1. ábra alapján $(+\Delta X_f/2)$ eltolással megközelíthető az optimális kvantálási hiba.

### Nem-ideális kvantáló eredő hibája

Az előző eredmények ideális kvantálóra érvényesek. A valóságos A/D konverternél a kvantálási hibán kívül fellépő további hibák együttes hatását legtöbbször *normál* (Gauss) eloszlású zajként tekinthetjük. Ez legyen zérus várható értékű, $\sigma$ szórással:

$$g(z) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{z^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \qquad (35)$$

Az eredő hiba $h(u)$ sűrűségfüggvénye a két mennyiség (kvantálási hiba és zaj) sűrűségfüggvényének konvolúciójával határozható meg (additív hatás). *Optimális* kvantálási hiba [lásd (7) egyenlet] esetén

$$h(u) = \int_{-\infty}^{\infty} g(u-y) \cdot f(y)\,dy =$$

$$= \int_{y=-\Delta x/2}^{\Delta x/2} \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(u-y)^2}{2 \cdot \sigma^2}\right] \cdot \frac{1}{\Delta X}\,dy \qquad (36)$$

Itt $t = \dfrac{(u-y)}{\sqrt{2} \cdot \sigma}$ helyettesítéssel

$$h(u) = \frac{1}{2 \cdot \Delta X} \cdot \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{t=\frac{u-\Delta x/2}{\sigma \cdot \sqrt{2}}}^{\frac{u+\Delta x/2}{\sigma \cdot \sqrt{2}}} e^{-t^2} \cdot dt \qquad (37)$$

Figyelembe véve a hibaintegrál definícióját, valamint az

$$\mathrm{erf}\,(y) = -1 + 2 \cdot \Phi(y \cdot \sqrt{2}) \qquad (38)$$

összefüggést, adódik:

$$h(u) = \frac{1}{2 \cdot \Delta X}\left[\mathrm{erf}\left(\frac{u+\Delta x/2}{\sigma \cdot \sqrt{2}}\right) - \mathrm{erf}\left(\frac{u-\Delta X/2}{\sigma \cdot \sqrt{2}}\right)\right] \qquad (38/a)$$

vagy

$$h(u) = \frac{1}{\Delta X}\left[\Phi\left(\frac{u+\Delta X/2}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{u-\Delta X/2}{\sigma}\right)\right] \qquad (38/b)$$

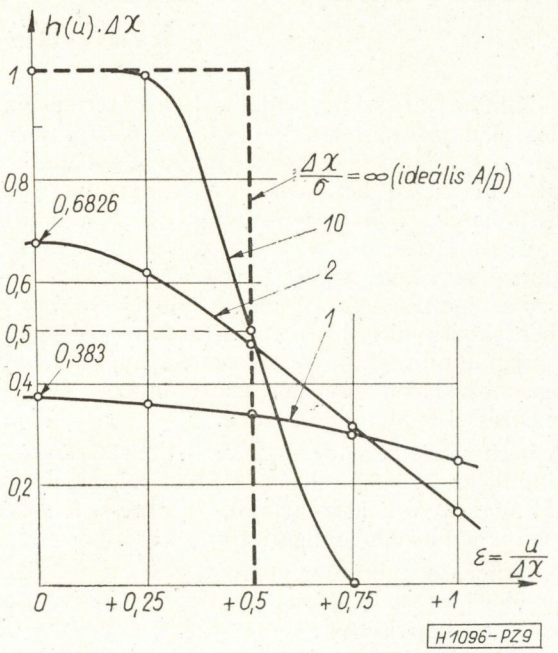
ahol $\Phi(\ )$ a standard normál eloszlás eloszlásfüggvénye, és értékei táblázatból határozhatók meg. Célszerű normalizált formában végezni az ábrázolást, $\varepsilon = u/\Delta X$ függvényében és $\Delta X/\sigma$ paraméterrel:

$$h(u) \cdot \Delta X = \Phi\left[(\varepsilon + 1/2) \cdot \frac{\Delta X}{\sigma}\right] - \Phi\left[(\varepsilon - 1/2) \cdot \frac{\Delta X}{\sigma}\right] \qquad (39)$$

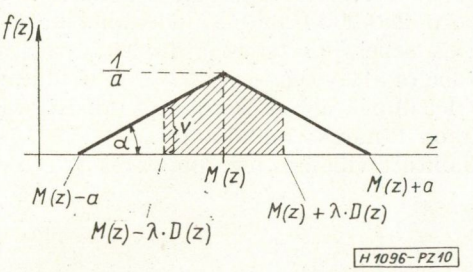
Az ideális kvantálót a $\Delta X/\sigma \to \infty$ eset adja (9. ábra), az ábra jól szemlélteti a zaj hatását (a szimmetrikus eloszlásnak csak egyik felét tüntettük fel). Az elemzés segítséget nyújt $\sigma$ ismertében a célszerű felbontás $(\Delta X)$ kiválasztásához, vagy adott felbontásnál a megengedhető zaj $(\sigma)$ specifikálásához.

A kiinduló feltételekből következik, hogy a várható érték $\mathbf{M}(u) = 0$, a szórás pedig

$$\mathbf{D}(u) = \sqrt{s_q^2 + \sigma^2} = s_q \sqrt{1 + \frac{12}{(\Delta X/\sigma)^2}}. \qquad (40)$$




*9. ábra.* Nem-ideális A/D konverter hibájának $(u)$ normalizált sűrűségfüggvénye




*10. ábra.* Simpson eloszlás

**Függelék**

*A*) Két független, az $(A, B)$ és a $(C, D)$ intervallumon egyenletes eloszlású valószínűségi változó konvolúciója, azaz összegük sűrűségfüggvénye $(D-C \geqq B-A$ feltételezésével)

$$f(z)=\begin{cases} \dfrac{z-(A+C)}{(A-B)\cdot(D-C)}, & \text{ha} \quad A+C<z\leqq B+C \\ \dfrac{1}{D-C}, & \text{ha} \quad B+C\leqq z\leqq A+D \\ \dfrac{(B+D)-z}{(B-A)\cdot(D-C)}, & \text{ha} \quad A+D\leqq z<B+D \\ 0, & \text{egyébként} \\ & (\text{ha } B+D\leqq z, \text{ vagy } z\leqq A+C) \end{cases}$$

*B*) Simpson eloszlásnál az $\mathbf{M}(z)$ pontra szimmetrikus, és $\mathbf{D}(z)$-vel arányos hosszúságú [tehát $\lambda\cdot\mathbf{D}(z)$] intervallumok valószínűségei függetlenek $\mathbf{M}(z)$ és $\mathbf{D}(z)$ értékétől. A 10. ábra jelöléseivel

$$v=\operatorname{tg}\alpha[(\mathbf{M}(z)-\lambda\cdot\mathbf{D}(z))-(\mathbf{M}(z)-a)]=$$

$$=\frac{1}{a^2}(a-\lambda.\mathbf{D}(z))=$$

$$=\frac{1}{a}\left(1-\frac{\lambda}{\sqrt{6}}\right)$$

mivel $\mathbf{D}(z)=a/\sqrt{6}$. A két háromszög területe:

$$2\left[\frac{1}{2}\cdot(a-\lambda\cdot\mathbf{D}(z))\cdot v\right]=\left(1-\frac{\lambda}{\sqrt{6}}\right)^2.$$

Így a keresett valószínűség (azaz, hogy $z$ a sraffozott területre esik):

$$\mathbf{P}(|z-\mathbf{M}(z)|<\lambda\mathbf{D}(z))=\frac{1-\left(1-\frac{\lambda}{\sqrt{6}}\right)^2}{1}=\frac{\lambda}{\sqrt{6}}\left(2-\frac{\lambda}{\sqrt{6}}\right)$$

alakkal adható meg.

---

# Elektrotechnika, elektronika, tudományos műszer és készülékgyártás az NDK-ban kiállítás Budapesten

A kiállítás az NDK villamosipara termékeinek széles skáláját mutatta be október 6—15. között, amelyen sok új fejlesztésű, a magyar szakemberek által nem ismert berendezést is láthattunk.

Első helyen kell megemlítenünk a gépi adatfeldolgozás adatrögzítő, kiértékelő, ellenőrző és perifériikus készülékeit. Az új gépek tervezése során főleg az adatrögzítés gyorsaságának növelésére és az ember okozta hibaarány csökkentésére törekedtek. Az új alfanumerikus adatrögzítők már bizonyos programozási lehetőséggel, számítóművel és hibaellenőrzéssel is el vannak látva.

A perifériikus berendezések között elismeréssel kell szólnunk az új mágneslemezes tárolóról, amely műszaki adatait és konstrukcióját tekintve is felveszi a versenyt a hasonló nyugati típusokkal.

A híradástechnikai nagyberendezéseket a crossbar kapcsológépes telefonközpont és átviteltechnikai készülékek képviselték.

Két adatátviteli berendezést is láthattunk, a már ismert, 50 Baud-os kapcsolt telex-hálózaton üzemeltethető hibavédelmi egységet, valamint a beszédáramkörre 200/200 Baud-os modemmel csatlakoztatható, kis sebességű teljesen duplex, lyukszalagról-lyukszalagra átvivő egységet. Ez utóbbi nincs ellátva hibavédelemmel, így elsősorban jó minőségű (bérelt) vonalakon tanácsos működtetni.

A kiállított villamos mérőműszerek szinte minden méréstechnikai területet átfogtak. Tetszetős kivitelűek a dugaszolható egységekből felépített oszcilloszkópok, nagy érdeklődésre tarthat számot a DSM 101 típusú programozható hangnyomásmérő, amely világviszonylatban is egyedülállónak tekinthető. Digitális műszerek szintén nagy számban szerepeltek, meg kell azonban jegyeznünk, hogy méreteik gyakran meghaladják az azonos rendeltetésű bel- és külföldi műszereknél megszokottakat.

A fentieken kívül ipari folyamatszabályozási erősáramú méréstechnikai, közlekedésbiztosítási, hegesztéstechnikai, hálózatvédelmi, nem villamos mennyiségek ipari és laboratóriumi mérésére szolgáló berendezéseket láthattunk.

Az alkatrészipar elektronikus elemekkel, félvezetőkkel, miniatűr alkatrészekkel, jelfogókkal, valamint az energiaiparban alkalmazott kapcsolóberendezésekkel és kábelekkel képviseltette magát.

Megállapíthatjuk, hogy a kiállítás igen hasznos volt a hazai szakemberek számára, akik sok új, érdekes megoldást láthattak, és hazánkban is jól alkalmazható berendezéseket ismertek meg.

Külön ki kell emelnünk a kiállítás jó megszervezését és köszönetet kell mondanunk a német kollégáknak, akik a készülékeket működésben mutatták be, és előadások, valamint magánbeszélgetések során készséggel adtak felvilágosítást minden kérdésre.

*M. P.*

---

DR. KÁSA ISTVÁN — ADORJÁN PÉTER*
Távközlési Kutató Intézet

# Folytonosan csatolt inhomogén szalagtápvonalakból kialakított iránycsatolók tervezése. I. rész

ETO 621.372.821.3:621.372.832.43

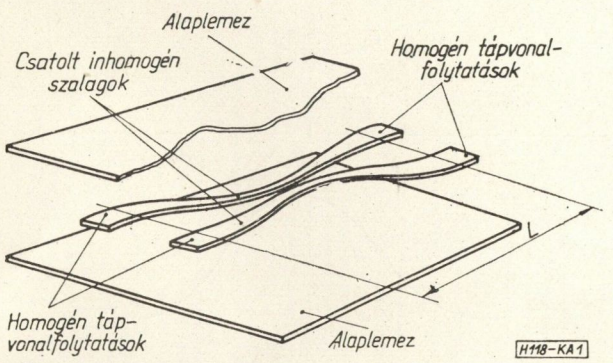
Az iránycsatolók fontos osztályát alkotják a folytonosan csatolt tápvonalakból kialakított iránycsatoló típusok. Ezek a különleges négykapu áramkörök felépíthetők azonos hosszúságú, homogén módon csatolt tápvonalakból vagy folytonosan változó inhomogén csatolású vonalakból. Az utóbbi konstrukció perspektivikus képe az 1. ábrán látható.

Az egyszerűbb tervezési feladatot jelentő azonos hosszúságú csatolt tápvonalas iránycsatoló tervezése mind az egyszeresen szimmetrikus, mind a kétszeresen szimmetrikus iránycsatolókra ismert. Ennek a típusnak különösen szélessávú és magasabb frekvenciás alkalmazás esetén hátrányos tulajdonsága, hogy a koncentrált diszkontinuitások következtében az illesztési és irányhatási karakterisztika elromlik.

Ezért fordult az utóbbi időben a figyelem a folytonosan, inhomogén módon csatolt iránycsatolók felé, melyektől várható, hogy a fenti hátrányok csökkennek. E cikknek az a célja, hogy összefoglaljuk az inhomogén csatolású iránycsatolók analízisét és az analízis alapján ismertessük az inhomogén iránycsatolók tervezését.

Az I. részben elvégzett analízis eredményeként megmutatjuk, hogy elektromos szimmetria, TEM módusú terjedés és az ún. illesztési feltételek fennállása esetén az iránycsatolók analízise és tervezése inhomogén távvezetékszakasz analízisére és tervezésére vezethető vissza.

A II. részben röviden összefoglaljuk az egyszeresen szimmetrikus („aszimmetrikus") iránycsatoló tervezésének egy módszerét, majd ismertetjük a kétszeresen szimmetrikus („szimmetrikus") csatolt inhomogén tápvonalakból álló iránycsatolóra kidolgozott új számítási módszert, amely az eddig ismertetett módszereknél [5], [7] egyszerűbben, lineáris programozás felhasználásával szolgáltatja az előírt csatolásfüggvény ismeretében az iránycsatoló jellemző adatait. A cikk végén egy tervezési példát ismertetünk.




*1. ábra.* Folytonosan csatolt inhomogén szalagvonalas iránycsatoló felépítése. A kitöltő dielektrikum általában szilárd közeg, ezt az ábrából az egyszerűbb rajzolás végett elhagytuk. *L* — az inhomogén csatolt szakaszok hossza

## 1. Csatolt szalagvonalas iránycsatoló reflexiós mátrixa. Leírás távíróegyenletekkel. Szimmetria tulajdonságok

### 1.1 *A feladat kitűzése*

Tervezendő egy lineáris, időinvariáns, passzív és reciprok négykapu, melytől elvárjuk a következő ideális feltételek megközelítését:

— veszteségmentesség;
— illesztett elágazás;
— végtelen irányhatás.

Az ideális tulajdonságokkal rendelkező négykapu (2. ábra) beeső és reflektált hullámai között a reflexiós mátrix teremt kapcsolatot

$$\mathbf{b}=\mathbf{S}\mathbf{a} \tag{1}$$

szerint, ahol **a** a beeső, **b** a reflektált hullámok oszlopvektora, **S** pedig a reflexiós mátrix.

Az ideális iránycsatoló reflexiós mátrixa a következő:

$$\mathbf{S}=\left[\begin{array}{cc|cc} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ \hline S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{array}\right]. \tag{2}$$

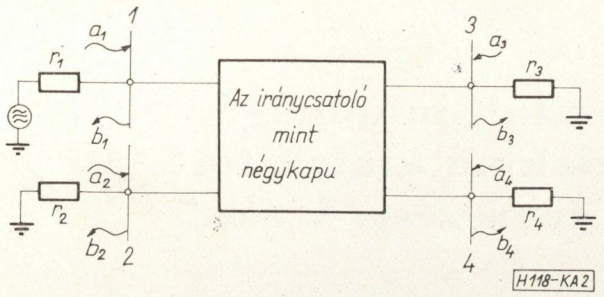
A 2. ábrán feltüntettük a kapuk elnevezését. Eszerint az „1" kapura kapcsoljuk a generátort és a „2" kapun vesszük le a csatolt jelet. A „4" kapu az ún. „izolált" kapu, ide nem juthat teljesítmény ($P_4=0$). Ezt fejezi ki a végtelen irányhatás követelménye ([D]=dB):

$$D=10\lg\frac{P_2}{P_4}=\infty, \tag{3}$$

ahol $P_2$ a kicsatolt, $P_4$ pedig az izolált kapura jutó (záróirányú) teljesítmény.

Beérkezett: 1971. VIII. 2.

* E dolgozat részben a szerzőnek az 1970. évi Diplomaterv-Pályázaton III. díjat nyert munkája alapján készült.




*2. ábra.* Az iránycsatoló mint négykapu áramkör, *1* — a bemenő kapu; *2* — csatolt kapu; *3* — az átviteli kapu; *4* — izolált kapu

A később ismertetendő tervezési módszer (2)-nek egy adott frekvenciasávban való megközelítését tűzi ki célul. Ehhez szükséges $S_{12}$ $(j\omega)$-ra (a csatolási tényezőre) való előírások ismerete. A gyakorlatban $|S_{12}(j\omega)|$-ra, vagyis a csatolási tényező abszolút értékének frekvenciamenetére adnak megkötéseket. Ezen előírásokkal a II. részben részletesen foglalkozunk.

A valóságban gyártási pontatlanságokkal kell számolnunk, tökéletes illesztések és végtelen irányhatás nem valósíthatók meg, ezért további előírások is tehetők:

*a)* legyen

$$|S_{ii}| \leq \varepsilon, \qquad (i=1,\ 2,\ 3,\ 4) \tag{4a}$$

ahol $\varepsilon$ a kapukon megengedett sajátreflexiókból (melyeket állóhullámaránnyal szokás kifejezni) adódik;

*b)* legyen

$$|S_{14}| \quad \text{és} \quad |S_{23}| \leq \delta, \tag{4b}$$

ahol $\delta$ az elfogadható irányhatásból számítható.

(4*a*) és (4*b*) egy adott frekvenciasávban teljesítendő feltételek. Megjegyezzük, hogy az ismertetésre kerülő tervezési eljárás csak a csatolási tényezőre adott előírásokra irányul és feltételezi a (2) szerinti ideális **S** mátrixot.

### 1.2 *Csatolt szalagvonalak távíróegyenletei*

Tételezzük fel, hogy az iránycsatoló szerkezet veszteségmentes, a móduskonverzió elhanyagolható [2], a kitöltő dielektrikum homogén. Fenti feltételek mellett tiszta TEM módú hullámterjedés lép fel a szerkezetben.

Tekintsük a 3. ábrát, mely sematikusan ábrázolja a csatolt vonalakat. A hullámterjedés iránya az ábrán feltüntetett $x$-tengely.

Legyen az „1" jelű vonalon levő feszültség komplex amplitúdója ($\omega$ körfrekvenciájú tiszta szinuszos időbeli változást feltételezve) $u_1(x)$, a „2" vonalé pedig $u_2(x)$. A komplex áramamplitúdók értelemszerűen $i_1(x)$ és $i_2(x)$.

Vezessük be az

$$\mathbf{u}(x)=\begin{bmatrix} u_1(x) \\ u_2(x) \end{bmatrix} \quad \text{és} \quad \mathbf{i}(x)=\begin{bmatrix} i_1(x) \\ i_2(x) \end{bmatrix}$$

oszlopvektorokat. Ekkor a távíróegyenletek:

$$\frac{d}{dx}\,\mathbf{u}(x)=-j\frac{\omega}{v}\mathbf{Z}_0(x)\mathbf{i}(x) \tag{5a}$$

$$\frac{d}{dx}\,\mathbf{i}(x)=-j\frac{\omega}{v}\,\mathbf{Z}_0^{-1}(x)\,\mathbf{u}(x), \tag{5b}$$

ahol $v$ a hullámterjedési sebesség a dielektrikumban és $\mathbf{Z}_0(x)$ az ún. karakterisztikus impedanciamátrix. $\mathbf{Z}_0^{-1}(x)$ jelenti $\mathbf{Z}_0(x)$ inverzmátrixát.

$\mathbf{Z}_0(x)$ kifejezhető a csatolt vonalak $\mathbf{C}(x)$ kapacitás- vagy $\mathbf{L}(x)$ induktivitásmátrixával:

$$\mathbf{Z}_0(x)=\frac{1}{v}\,\mathbf{C}^{-1}(x)=v\mathbf{L}(x). \tag{6}$$

$\mathbf{Z}_0(x)$ a következő alakú:

$$\mathbf{Z}_0(x)=\begin{bmatrix} Z_{11}(x) & Z_{12}(x) \\ Z_{12}(x) & Z_{22}(x) \end{bmatrix}. \tag{7}$$

### 1.3 *Csatolt inhomogén szalagvonalas iránycsatolók osztályozása szimmetriatulajdonságaik alapján*

*a)* Geometriai szimmetria

Az „1" és „3" kapukat összekötő „1" vonal (3. ábra), valamint a „2" és „4" kapukat összekötő „2" vonal közt van olyan szimmetriasík, melyre a vonalak tükrözhetők.

Triviális, hogy $Z_{11}(x)=Z_{22}(x)$. A vonalak átvitele is azonos lesz, azaz teljesül az $S_{13}=S_{24}$ egyenlőség.

*b)* „Szorosabb" értelmű elektromos szimmetria

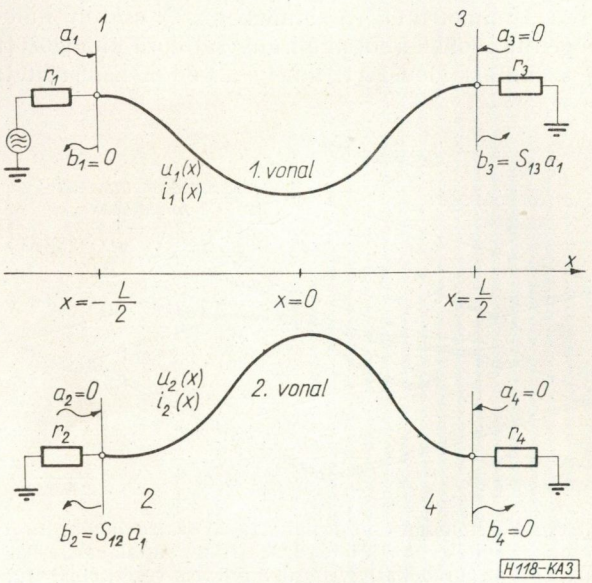
A „szorosabb" értelmű elektromos szimmetria feltétele:

$$Z_{11}(x)=Z_{22}(x). \qquad \left(|x| \leq \frac{L}{2}\right) \tag{8}$$

(8) kielégítésének elégséges feltétele a csatolt vonalak saját kapacitásainak (vagy saját induktivitásainak) egyenlősége:

$$C_{11}(x)=C_{22}(x) \tag{9a}$$

$$L_{11}(x)=L_{22}(x). \tag{9b}$$




*3. ábra.* Csatolt inhomogén szalagvonalak

A csatolt vonalak saját kapacitásainak egyenlőségéhez viszont nem szükséges geometriai szimmetriának is fennállnia. Tehát az itt adott definíció csupán egy elektromos szimmetriát reprezentál.

(8) teljesülése esetén is fennáll az $S_{13}=S_{24}$ egyenlőség.

A következő szimmetriadefiníciónk ad választ arra, hogy miért neveztük a fenti elektromos szimmetriát „szorosabb" értelműnek.

*c)* „Tágabb" értelmű elektromos szimmetria

Szorítkozzunk az

$$S_{13}(j\omega)\equiv S_{24}(j\omega) \tag{10}$$

azonosságra, amelyet definíciószerűen a „tágabb" értelmű elektromos szimmetria feltételének tekintünk.

A „tágabb" értelmű elektromos szimmetria csupán a csatolt vonalak átvitelének azonosságát követeli meg, úgy is mondhatjuk, hogy csupán kapocspári szimmetria (az „1"—„3" és „2"—„4" kapuk szimmetriája).

(10) teljesüléséhez elégséges, ha

$$Z_{11}(x)=kZ_{22}(x), \qquad \left(|x|\leq\frac{L}{2}\right) \tag{11}$$

ahol $k$ egy pozitív valós konstans. (11) szerint tehát a „tágabb" értelmű elektromos szimmetria fennállhat a geometriai vagy a „szorosabb" értelmű elektromos szimmetria egyidejű létezése nélkül is.

A fentiekből nyilvánvaló a „tágabb" elnevezés jogosultsága.

*d)* Aszimmetrikus és kétszeresen szimmetrikus szerkezetek

Az eddigi *a)*, *b)* és *c)* definíciók az „1"—„3" és „2"—„4" kapuk szimmetriájára vonatkoztak. Viszont az „1"—„2" és a „3"—„4" kapupárok közt is értelmezhető szimmetria.

*α)* Aszimmetrikus iránycsatolók

Ha az „1"—„2" és „3"—„4" kapupárokra nézve nem áll fenn geometriai szimmetria, de az „1"—„3" és „2"—„4" kapupárokra az *a)*, *b)* vagy *c)* értelmű szimmetriák valamelyikre teljesül, akkor aszimmetrikus csatolókról beszélünk (4*a* ábra). Ezek tervezésével külön foglalkozunk.

*β)* Kétszeresen szimmetrikus szerkezetek

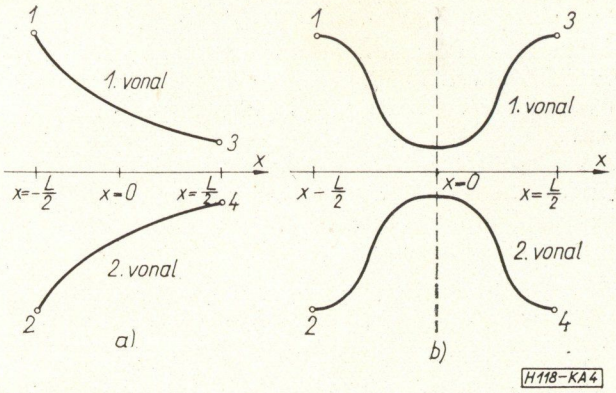
Ez esetben az *a)*, *b)* vagy *c)* értelmű szimmetriák egyike és az „1"—„2", valamint a „3"—„4" kapupárok közti „tágabb" értelmű elektromos szimmetria egyidejűleg teljesül (4*b* ábra).

Aszimmetrikus csatolóknál $S_{12}\neq S_{34}$, míg kétszeresen szimmetrikus csatolóknál $S_{12}=S_{34}$.

## 2. Csatolt inhomogén szalagvonalas iránycsatolók analízise

### 2.1 *A lezárásokra vonatkozó feltételek*

Az iránycsatolók szimmetriatulajdonságait figyelembe véve kimutatható, hogy a lezárások nem választhatók önkényesen. Az alábbi közölt megkötések bizonyítását illetően az irodalomra utalunk.




*4. ábra.* Aszimmetrikus és kétszeresen szimmetrikus iránycsatoló, *a* — az aszimmetrikus és *b* — a kétszeresen szimmetrikus iránycsatoló vázlata

A „tágabb" értelemben elektromosan szimmetrikus szerkezetek lezárásainak a következő feltételt kell kielégíteniük [1]:

$$r_1=r_3 \tag{12a}$$

$$r_2=r_4. \tag{12b}$$

Látható, hogy (12) megengedi $r_1\neq r_2$ egyenlőtlenséget is.

„Szorosabb" értelemben vett elektromos szimmetria vagy geometriai szimmetria esetén minden lezárásnak egyenlőnek kell lennie egymással:

$$r_1=r_2=r_3=r_4. \tag{13}$$

### 2.2 *Geometriailag szimmetrikus szerkezetek páros és páratlan TEM módusa*

Minden háromszorosan összefüggő keresztmetszetű tápvonalban TEM-módú terjedés esetén a teret két független TEM módus összegére bonthatjuk [2], [6]. Célszerű az irodalomból jól ismert páros vagy másnéven szimmetrikus és páratlan vagy másnéven aszimmetrikus módusokra való felbontás. Páros módusban a vonalintegrállal értelmezett feszültségek illetve áramok a két vonalon azonos nagyságúak és értelműek. Páratlan módusban viszont a vonalakon levő feszültségek, illetve áramok azonos nagyságúak, de ellenkező előjelűek.

A páros és páratlan TEM-módusok egy-egy inhomogén vonallal reprezentálhatók, melyek hullámellenállása $Z_{0e}(x)$ a páros, $Z_{00}(x)$ a páratlan módban.

A $Z_{0e}(x)$ hullámellenállású vonalat úgy nyerjük, hogy az „1" és „2" vonal közti szimmetriasíkba mágneses falat helyezünk. Ezzel a négykapu két független kétkapura esik szét. Az így keletkező kétkapuk egy-egy inhomogén vonalszakaszt foglalnak magukban, melyek $Z_{0e}(x)$-szel jellemezhetők. Hasonló $Z_{00}(x)$ értelmezése is, csak a szimmetriasíkban ekkor elektromos fal áll.

$Z_{0e}(x)$ és $Z_{00}(x)$ $\mathbf{Z}_0(x)$ mátrix saját-értékeiként adódik. A geometriai szimmetriából adódó $Z_{11}=Z_{22}$ kapcsolatot figyelembe véve

$$Z_{0e}(x)=Z_{11}(x)+Z_{12}(x) \tag{14a}$$

$$Z_{00}(x)=Z_{11}(x)-Z_{12}(x). \tag{14b}$$

2.3 *A normalizált hálózat bevezetése*

Az egyszerűbb számítások végett kedvező a normalizált hálózat fogalmának bevezetése [1]. A jobb áttekinthetőség miatt mátrix formalizmussal dolgozunk.

A normalizálást a lezárások segítségével végezzük. Figyelembe véve a „tágabb" értelmű elektromos szimmetriából adódó (12*a*) és (12*b*) korlátozásokat, $r_1$-gyel és $r_2$-vel normálunk.
Legyen

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix}. \tag{15}$$

Jelöljük a normalizált feszültségek komplex amplitúdóiból alkotott oszlopvektort $\mathbf{u}(x)$-szel, a normalizált áramokét $\mathbf{i}(x)$-szel.

A normalizált mennyiségek értelmezése a következő:

$$\hat{\mathbf{u}}(x)=\mathbf{R}^{-\frac{1}{2}}\,\mathbf{u}(x) \tag{16a}$$

$$\hat{\mathbf{i}}(x)=\mathbf{R}^{\frac{1}{2}}\,\mathbf{i}(x). \tag{16b}$$

Könnyen belátható, hogy a normalizált feszültségek és áramok a következő távíróegyenleteknek tesznek eleget:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\,\hat{\mathbf{u}}(x)=-j\frac{\omega}{\mathrm{v}}\,\mathbf{R}_0\,\hat{\mathbf{i}}(x)\;(x) \tag{17a}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\,\hat{\mathbf{i}}(x)=-j\frac{\omega}{\mathrm{v}}\,\mathbf{R}_0^{-1}(x)\,\hat{\mathbf{u}}\,(x), \tag{17b}$$

ahol $\mathbf{R}_0(x)$ a normalizált karakterisztikus impedanciamátrix.

$\mathbf{R}_0(x)$ és $\mathbf{Z}_0(x)$ kapcsolata:

$$\mathbf{R}_0(x)=\mathbf{R}^{-\frac{1}{2}}\,\mathbf{Z}_0(x)\mathbf{R}^{-\frac{1}{2}} \tag{18}$$

$$\left(-\frac{L}{2}\leq x\leq+\frac{L}{2}\right)$$

A (18) összefüggést kirészletezve kapjuk, hogy

$$\mathbf{R}_0(x)=\begin{bmatrix} R_{11}(x) & R_{12}(x) \\ R_{12}(x) & R_{22}(x) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{Z_{11}(x)}{r_1} & \dfrac{Z_{12}(x)}{\sqrt{r_1 r_2}} \\ \dfrac{Z_{12}(x)}{\sqrt{r_1 r_2}} & \dfrac{Z_{22}(x)}{r_2} \end{bmatrix}. \tag{19}$$

A normalizált hálózatban a lezárások egységnyi értékűek.

2.4 *Páros és páratlan TEM-módus a normalizált hálózatban*

Kimutatható, hogy a geometriailag szimmetrikus szerkezetek analógiájára bevezethető a normalizált hálózatban is egy páros és páratlan TEM-módus [1], [10].

A (17) távíróegyenletek két partikuláris megoldása legyen:

$$\left.\begin{matrix} \hat{u}_{11}(x), & \hat{u}_{12}(x) \\ \hat{i}_{11}(x), & \hat{i}_{12}(x) \end{matrix}\right\}\ \text{az „1" vonalon,}$$

valamint

$$\left.\begin{matrix} \hat{u}_{21}(x), & \hat{u}_{22}(x) \\ \hat{i}_{21}(x), & \hat{i}_{22}(x) \end{matrix}\right\}\ \text{a „2" vonalon.}$$

A $\hat{u}_{11}=\hat{u}_{22}$ és $\hat{u}_{12}=\hat{u}_{21}$, valamint az $\hat{i}_{11}=\hat{i}_{22}$ és $\hat{i}_{12}=\hat{i}_{21}$ speciális megoldásokat választva (ami megengedett), a páros és páratlan mód értelmezése a normalizált hálózat világában:

*a)* páros módban

$$\left.\begin{aligned} \hat{u}_{ü}&=\hat{u}_{11}+\hat{u}_{12} \\ \hat{i}_{ü}&=\hat{i}_{11}+\hat{i}_{12} \end{aligned}\right\} \tag{20a}$$

feszültség és áram található mindkét vonalon;

*b)* páratlan módban

$$\left.\begin{aligned} \hat{u}_{r}&=\hat{u}_{11}-\hat{u}_{12} \\ \hat{i}_{r}&=\hat{i}_{11}-\hat{i}_{12} \end{aligned}\right\} \tag{20b}$$

feszültség és áram található az „1" vonalon, ezek (−1)-szeresei pedig a „2" vonalon.

(20*a*) és (20*b*) választással szükségszerűen [10]

$$R_{11}(x)=R_{22}(x)\qquad\left(|x|\leq\frac{L}{2}\right) \tag{21}$$

és $\mathbf{R}_0(x)$ saját értékei:

$$R^{+}(x)=R_{11}(x)+R_{12}(x) \tag{22a}$$

$$R^{-}(x)=R_{11}(x)-R_{12}(x). \tag{22b}$$

$R^{+}$ és $R^{-}$ formálisan teljesen analóg a geometriailag szimmetrikus szerkezeteknél értelmezett $Z_{0e}$ és $Z_{00}$ mennyiségekkel, azaz az ott értelmezett páros és páratlan módussal. Mivel az itt bevezetett két módust csupán a „tágabb" értelmű elektromos szimmetria feltételezésére szorítkozva definiáltuk (lásd a normalizálás definícióját), általánosított páros és páratlan TEM-módusoknak is nevezhetjük őket.

Tegyük fel, hogy a normalizált hálózatban a (20) és (22) egyenletek által jellemzett páros vagy páratlan TEM-módusú terjedés áll fenn. Térjünk vissza az eredeti transzformálatlan hálózatra.

Ha az eredeti hálózatot csupán a „tágabb" értelmű elektromos szimmetria jellemzi, az $R^{+}$-nak, illetve $R^{-}$-nak megfelelő $Z_{0e}$, illetve $Z_{00}$ sokkal bonyolultabb formulából nyerhető, mint a geometriai szimmetria esetén kapott összefüggés, ahol $Z_{11}$ és $Z_{12}$ összegét, valamint különbségét kellett képeznünk. Mindenesetre $Z_{0e}$ és $Z_{00}$ továbbra is $\mathbf{Z}_0$ mátrix sajátértékeiként adódik.

Megjegyezzük, hogy $R_{11}=R_{22}$ mellett

$$R_{11}(x)=\frac{Z_{11}(x)}{r_1}=R_{22}(x)=\frac{Z_{22}(x)}{r_2} \tag{23}$$

összefüggésnek kell fennállnia, azaz

$$k=\frac{Z_{11}(x)}{Z_{22}(x)}=\frac{r_1}{r_2}. \tag{24}$$

Tehát az általánosított páros és páratlan TEM-módusok definíciójával $k$ konstans értékét megkötöttük (24) szerint.

2.5 *Az illesztési feltétel*

Az ideális csatolt szalagvonalas iránycsatoló működésének követelményei: az „1" kaput $a_1$ beeső hullámmal gerjesztve, a „3" kapura $b_3 = S_{13}a_1$, a „2" kapura $b_2 = S_{12}a_1$ (csatolt jel) hullámnak kell jutnia, míg a „4" kapura nem juthat teljesítmény (2. ábra).

A fentiekhez a $b_1 = a_2 = a_3 = a_4 = 0$ feltételnek kell teljesülnie (illesztett elágazás).

A felsoroltak kielégítésének feltétele, az ún. illesztési feltétel [3], a normalizált hálózatra megfogalmazva:

$$R^+(x)R^-(x) \equiv 1, \qquad \left(|x| \leq \frac{L}{2}\right) \tag{25}$$

ahol $R^+$ és $R^-$ jelentése a 2.4. pontból már ismert.

Az eredeti normalizálatlan hálózatra megfogalmazva az illesztési feltételt, a „tágabb" értelmű elektromos szimmetria feltételezésével a

$$Z_{0e}(x)\, Z_{00}(x) \equiv r_1 r_2 \qquad \left(|x| \leq \frac{L}{2}\right) \tag{26}$$

összefüggést kapjuk.

Az illesztési feltétel tehát a lezárások és a páros, valamint a páratlan módú hullámellenállások közt teremt kapcsolatot és magában foglalja a lezárásokra a szimmetriaviszonyok figyelembevételével kapott feltételeket, melyeket a 2.1. pontban ismertettünk.

## 3. Inhomogén csatolt szalagvonalas iránycsatoló és inhomogén távvezetékszakasz ekvivalenciája

(Négykapu vizsgálatának redukciója kétkapuéra)

3.1 *Az iránycsatoló reflexiós mátrixának felbontása*

Bizonyítható, hogy az $S_{13} = S_{24}$ értelemben elektromosan szimmetrikus és a (2) szerinti reflexiós mátrixszal rendelkező ideális iránycsatoló reflexiós mátrixa felépíthető két ekvivalens kétkapu reflexiós mátrixainak elemeiből [1], [9], [10].

Jelöljük az ekvivalens kétkapuk reflexiós mátrixait $\mathbf{S}_ü$-vel illetve $\mathbf{S}_r$-rel.

$\mathbf{S}_ü$ és $\mathbf{S}_r$ elemei:

$$\mathbf{S}_ü = \begin{bmatrix} S'_{11ü} & S'_{12ü} \\ S'_{12ü} & S'_{22ü} \end{bmatrix} \tag{27a}$$

$$\mathbf{S}_r = \begin{bmatrix} S'_{11r} & S'_{12r} \\ S'_{12r} & S'_{22r} \end{bmatrix}. \tag{27b}$$

$\mathbf{S}_ü$ és $\mathbf{S}_r$ segítségével az iránycsatoló reflexiós mátrixa a következőképp írható fel:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2}\left[\begin{array}{cc|cc} S'_{11ü}+S'_{11r} & S'_{11ü}-S'_{11r} & S'_{12ü}+S'_{12r} & S'_{12ü}-S'_{12r} \\ S'_{11ü}-S'_{11r} & S'_{11ü}+S'_{11r} & S'_{12ü}-S'_{12r} & S'_{12ü}+S'_{12r} \\ \hline S'_{12ü}+S'_{12r} & S'_{12ü}-S'_{12r} & S'_{22ü}+S'_{22r} & S'_{22ü}-S'_{22r} \\ S'_{12ü}-S'_{12r} & S'_{12ü}+S'_{12r} & S'_{22ü}-S'_{22r} & S'_{22ü}+S'_{22r} \end{array}\right]. \tag{28}$$

Az illesztési feltétel fennállása esetén $\mathbf{S}_ü$ és $\mathbf{S}_r$ elemei nem függetlenek egymástól, így (28) akár $\mathbf{S}_ü$, akár $\mathbf{S}_r$ elemeivel is felírható:

$$\mathbf{S} = \left[\begin{array}{cc|cc} 0 & S'_{11ü} & S'_{12ü} & 0 \\ S'_{11ü} & 0 & 0 & S'_{12ü} \\ \hline S'_{12ü} & 0 & 0 & S'_{22ü} \\ 0 & S'_{12ü} & S'_{2ü} & 0 \end{array}\right] =$$

$$= \left[\begin{array}{cc|cc} 0 & -S'_{11r} & S'_{12r} & 0 \\ -S'_{11r} & 0 & 0 & S'_{12r} \\ \hline S'_{12r} & 0 & 0 & -S'_{22r} \\ 0 & S'_{12r} & -S'_{22r} & 0 \end{array}\right]. \tag{29}$$

Ilyenkor $S'_{11ü} = -S'_{11r} = S_{12}$, továbbá $S'_{12ü} = S'_{12r} = S_{13}$ és $S'_{22ü} = -S'_{22r} = S_{34}$.

3.2 *Az ekvivalens kétkapuk fizikai jelentése*

Igazolható, hogy az $\mathbf{S}_ü$-vel jellemzett ekvivalens kétkapu egy olyan $L$ hosszúságú inhomogén távvezetékszakasz, mely az $R^+(x)$ normalizált hullámellenállásfüggvénnyel írható le. Hasonló módon, $\mathbf{S}_r$ olyan kétkaput jellemez, amely az $R^-(x)$ normalizált hullámellenállással rendelkező $L$ hosszúságú inhomogén távvezetékszakasz [1], [10].

Tehát az ekvivalens kétkapuk a normalizált hálózatban értelmezett páros, illetve páratlan TEM-módusokhoz tartozó hullámellenállásfüggvénnyel leírt távvezetékszakaszok.

3.3 *Az analízis redukciója ekvivalens kétkapu analízisére*

A fentiekből kitűnik, hogy az ekvivalens kétkapuk $\mathbf{S}_ü$ és $\mathbf{S}_r$ reflexiós mátrixa nem független egymástól. $\mathbf{S}_ü$ és $\mathbf{S}_r$ között az illesztési feltétel fennállása esetén csupán a főátlóban álló elemeik előjelében van különbség ($S'_{11ü} = -S'_{11r}$, $S'_{22ü} = -S'_{22r}$).

A 3.2.-ben adott fizikai interpretáció alapján az ekvivalens kétkapuk reflexiós mátrixainak kapcsolata teljesen logikus, hiszen $R^+$ és $R^-$ sem független egymástól az illesztési feltétel miatt. Elegendő tehát csupán az egyik ekvivalens kétkapuval foglalkozni.

Az iránycsatoló csatolási tényezőjének frekvenciamenetére teszünk előírásokat. A csatolási tényező $S_{12}(j\omega)$. Az $R^+(x)$-szel leírt inhomogén vonalszakaszból álló kétkapu bemeneti reflexiója — a kimenet illesztettsége esetén — $S'_{11ü} = S_{12}$, azaz a csatolási tényező. Az $R^-$-szal jellemzett és a kimenetén illesztett inhomogén vonal bemenő reflexiója viszont $S'_{11r} = -S_{12}$. Soronkövetkező feladatunk tehát az, hogy az inhomogén távvezetékszakasz analízisét elvégezzük és következtetéseket vonjunk le az inhomogén távvezetékszakasz bemenő reflexiója alapján való szintézisére.

## 4. Inhomogén vonalak bemeneti reflexiójának és hullámellenállás-függvényének kapcsolata

A problémát két irányból vizsgálhatjuk. Egyrészt tekinthetjük az inhomogén vonal $\Gamma(x)$ helyfüggő

reflexiós tényezőjére vonatkozó Riccati-féle differenciál-egyenlet megoldását [2], [8]. Másrészt kiindulhatunk a Youla által adott közelítésekből [4], melyek az inhomogén vonalon levő feszültség Laplace-transzformáltjára adódó Volterra-típusú integrálegyenlet megoldásaiból származnak.

4.1 *Inhomogén vonal reflexiójának Riccati-féle differenciálegyenlete*

Tekintsük az 5. ábrát.

Legyen az inhomogén vonal $Z_0(x)$ hullámellenállás-függvénye a $\left[-\frac{L}{2} \leq x \leq +\frac{L}{2}\right]$ intervallumban folytonos. Tételezzük fel, hogy a vonal veszteségmentes és a kitöltő dielektrikum homogén. Ekkor tiszta TEM-módú terjedést tekinthetünk. A terjedési tényező tiszta képzetes:

$$\gamma = j\beta = j\,\frac{\omega}{v} \tag{30}$$

ahol $\omega$ a körfrekvencia és $v$ a terjedési sebesség. Legyen $u(x)$ a vonalon levő feszültség, $i(x)$ pedig az áram komplex amplitúdója, tiszta szinuszos időbeli változást feltéve. Ekkor az inhomogén vonal reflexiós tényezője:

$$\Gamma(x) = \frac{\dfrac{u(x)}{i(x)} - Z_0(x)}{\dfrac{u(x)}{i(x)} + Z_0(x)}. \tag{31}$$

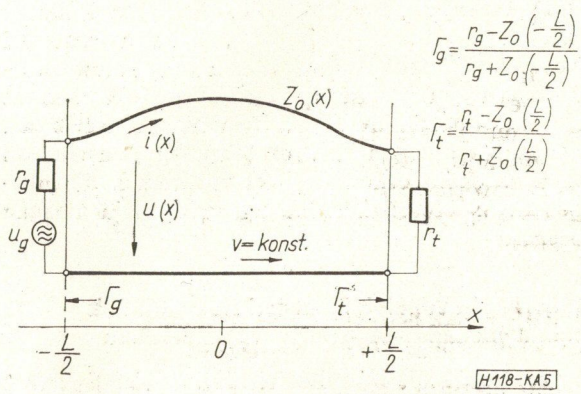
A $\Gamma(x)$-re vonatkozó Riccati-féle differenciálegyenlet:

$$\frac{\mathrm{d}\Gamma(x)}{\mathrm{d}x} - j2\beta\Gamma(x) + \frac{1}{2}\left[1 - \Gamma^2(x)\right]\frac{\mathrm{d}\ln Z_0(x)}{\mathrm{d}x} = 0. \tag{32}$$

A (32)-ben szereplő

$$f(x) = \frac{1}{2}\,\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\ln Z_0(x) \tag{33}$$

mennyiséget nevezzük kontúrfüggvénynek. Mivel az $\left[|x| \leq \frac{L}{2}\right]$ intervallumon kívül az inhomogén vonal homogén vonalakban folytatódik, $|x| > \frac{L}{2}$ helyeken $f(x) \equiv 0$.




*5. ábra.* Inhomogén vonal analíziséhez

A Riccati-egyenlet megoldása kis reflexiók esetén ($|\Gamma(x)| \ll 1$) zárt alakban felírható. Legyen a generátor és a terhelés oldalán a lezárás illesztett. Ekkor a differenciálegyenletre a $\Gamma_t = 0$ határfeltétel adódik:

$$\Gamma\left(\frac{L}{2}\right) = \Gamma_t = 0. \tag{34}$$

A bemeneti reflexió:

$$\Gamma_{be} = \Gamma\left(-\frac{L}{2}\right) = \mathrm{e}^{-j\beta L}\int_{-\frac{L}{2}}^{+\frac{L}{2}} f(\xi)e^{-j2\beta\xi}\,\mathrm{d}\xi = e^{-j\beta L}F\{f(x)\}. \tag{35}$$

Az $e^{-j\beta L}$ frekvenciafüggő szorzótól eltekintve $\Gamma_{be}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)$ az $f(x)$ kontúrfüggvény Fourier-transzformáltja, hiszen a $\left[-\frac{L}{2},\ +\frac{L}{2}\right]$ intervallumon kívül $f(x) \equiv 0$.

Ez a tervezés szempontjából igen kedvező, de sajnos csak kis reflexiós vonalakra alkalmazható.

4.2 *Az inhomogén vonal feszültségére kapott Volterra-egyenlet vizsgálata Youla nyomán*

Tegyük fel, hogy az 4.1.-ben felsorolt feltételek az inhomogén vonalra mind teljesülnek. Kihangsúlyozzuk, hogy a vonal lezárásai illesztettek, azaz $\Gamma_t = \Gamma_g = 0$. Ezek figyelembevételével az inhomogén vonalon levő feszültség komplex amplitúdójának helyfüggésére a következő másodfajú Volterra-típusú integrálegyenlet adódik:

$$u(y) = 1 - \int_{y}^{\frac{L}{2}}\left[1 + e^{-j2\frac{\omega}{v}(x-y)}\right]f(x)u(x)\,\mathrm{d}x.$$

$$\left[-\frac{L}{2} \leq x \leq +\frac{L}{2}\right] \tag{36}$$

A $\left[-\frac{L}{2},\ +\frac{L}{2}\right]$ intervallumon értelmezett inhomogén vonalszakaszt kezeljük kétkapuként. Tegyük fel a lezárások egyenlőségét is:

$$r_g = r_t. \tag{37}$$

A (37) feltétel jogos, mert vizsgálatainkat az iránycsatoló tervezésének problémájához igazítjuk. Ott viszont a normalizált hálózatból nyert $R^+(x)$ vagy $R^-(x)$ hullámellenállású inhomogén vonal tervezése szükséges, melyek azonos (egységnyi) lezárások közt működnek. A kétszeresen szimmetrikus szerkezeteknél $R^+\left(-\frac{L}{2}\right) = R^+\left(+\frac{L}{2}\right) \cong R^-\left(-\frac{L}{2}\right) = R^-\left(+\frac{L}{2}\right) \cong 1$.

Ez utóbbi kikötés a (37)-tel együtt a $\Gamma_t = \Gamma_g = 0$ feltételt szolgáltatja.

Az inhomogén vonalszakasz által alkotott kétkapu reflexiós mátrixának elemeire a fenti feltételekkel Youla a következő megoldásokat adta:

$$\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right| = \left| \frac{\int_{-\frac{L}{2}}^{+\frac{L}{2}} e^{-j\frac{2\omega}{v}x} f(x)u(x)\mathrm{d}x}{1-\int_{-\frac{L}{2}}^{+\frac{L}{2}} f(x)u(x)\mathrm{d}x} \right|, \quad (38a)$$

$$\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right| = \frac{1}{\left|1-\int_{-\frac{L}{2}}^{+\frac{L}{2}} f(x)u(x)\mathrm{d}x\right|}, \quad (38b)$$

$$\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|^2 = \left\{1+\left|\int_{-\frac{L}{2}}^{+\frac{L}{2}} e^{-j\frac{2\omega}{v}x} f(x)u(x)\mathrm{d}x\right|^2\right\}^{-1}. \quad (38c)$$

$$\left[-\frac{L}{2} \leq x \leq +\frac{L}{2}\right]$$

Az $u(x)$-re adott Volterra-egyenlet mindig megoldható úgy, hogy $u(x)$-re egy végtelen sort adunk:

$$u(x)=u_1(x)+(u_2(x)-u_1(x))+(u_3(x)-u_2(x))+\ldots . \quad (39)$$

$$\left[-\frac{L}{2} \leq x \leq +\frac{L}{2}\right]$$

Itt

$$\lim_{n\to\infty} u_n(x)=u(x), \quad (40)$$

$$\left[-\frac{L}{2} \leq x \leq +\frac{L}{2}\right]$$

azaz $u_n(x)$ az $u(x)$ megoldás $n$-edrendű közelítése. $u_n(x)$ rekurziós formulákból adódik:

$$u_1(y)\equiv 1 \quad (41a)$$

$$u_{n+1}(y)=u_1(y)-\int_{y}^{\frac{L}{2}}\left[1+e^{-j\frac{2\omega}{v}(x-y)}\right] f(x)u_n(x)\mathrm{d}x.$$

$$n=1,\ 2,\ 3\ldots$$

$$\left[-\frac{L}{2} \leq x \leq +\frac{L}{2}\right] \quad (41b)$$

4.3 *Az n-ed rendű közelítések vizsgálata*

Kétféle $n$-ed rendű közelítés adható az inhomogén távvezetékszakasz által alkotott kétkapu reflexiós mátrixának elemeire, azaz $|S_{11}|$-re, $|S_{12}|$-re és $|S_{12}|^2$-re. Az egyik közvetlenül az $u_n(x)$ figyelembevételével nyert Youla-féle közelítés, a másik a veszteségmentes szerkezetek reflexiós mátrixának uniter tulajdonságából vezethető le.

*a)* Youla-féle $n$-ed rendű közelítések

$\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|$, $\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|$ és $\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|^2$ képletébe helyettesítsük $u_n(x)$-et. Ezzel az $\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n$, $\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n$ és $\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n^2$ $n$-ed rendű approximációkat kapjuk [4].

*b)* $n$-ed rendű közelítések a veszteségmentes kétkapuk reflexiós mátrixának unitér tulajdonsága alapján

A reflexiós mátrix unitér jellegéből

$$|S_{11}(j\omega)|^2=1-|S_{12}(j\omega)|^2 \quad (42)$$

adódik.

Nyilvánvaló, hogy a Youla-féle $n$-ed rendű közelítések közt nem áll fenn egyenlőség, azaz

$$\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n^2 \neq 1-\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n^2. \quad (43)$$

Azonban amíg $\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n^2$ jól közelíti $\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|^2$-et, jogos az a feltevés, hogy az

$$\left|\hat{S}_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n^2=1-\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n^2 \quad (44)$$

mennyiség is kis hibával approximálja $\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|^2$-et, azaz $\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n^2$ és $\left|\hat{S}_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n^2$ egymástól is csak kevéssé tér el [10].

Az $\left|\hat{S}_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n$ közelítést tekintjük a bemenő reflexiónak az uniteritásból adódó $n$-ed rendű approximációjának. (44)-be helyettesítve $\left|S_{12}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n^2$-et, adódik, hogy

$$\left|\hat{S}_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_n=\frac{J_n}{\sqrt{1+J_n^2}}, \quad (45)$$

ahol

$$J_n=\left|\int_{-\frac{L}{2}}^{+\frac{L}{2}} e^{-j\frac{2\omega}{v}x} f(x)u_n(x)\,\mathrm{d}x\right|. \quad (46)$$

$\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|$-ra tehát az *a)* vagy *b)* értelmű approximáció használható. Hogy melyiket használjuk, azt mindig az dönti el, hogy számítástechnikai szempontból melyik egyszerűbb.

4.4 *Első- és másodrendű közelítések*

Gyakorlatilag a bemenő reflexió abszolút értékére csupán az első- és a másodrendű közelítés jelentős. A magasabb rendű approximációk olyan bonyolultak, hogy a tervezés (és az analízis) számára alkalmatlanok.

*a)* Elsőrendű közelítés:

Az *a)* értelmű közelítést alkalmazzuk. $\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_1$-et úgy kapjuk, hogy (38*a*)-ba $u_1(x)=1$-et helyettesítjük. Eredményül

$$\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_1=\frac{|F\{f(x)\}|}{\left|1-\ln\sqrt{\frac{Z_0\left(+\frac{L}{2}\right)}{Z_0\left(-\frac{L}{2}\right)}}\right|} \qquad (47)$$

adódik, ahol $F\{f(x)\}$ a kontúrfüggvény Fourier-transzformáltja. Kétszeresen szimmetrikus csatolóknál $Z_0\left(\frac{L}{2}\right)=Z_0\left(-\frac{L}{2}\right)$ (mert $Z_0$ aktuálisan $R^+$-t vagy $R^-$-t jelenti), így (47) tovább egyszerűsödik az

$$\left|S_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_1=\left|F\{f(x)\}\right| \quad \text{alakra.}$$

Látható, hogy visszakaptuk a Riccati-egyenlet megoldását. Tehát az elsőrendű közelítés csak kis reflexiójú vonalakat ír le kielégítően.

*b)* Másodrendű közelítés

A *b)* értelmű közelítést használjuk. Ezzel

$$\left|\hat{S}_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_2=\frac{|K\,F\{f(x)\}|}{\sqrt{1+|K\,F\{f(x)\}|^2}} \qquad (48)$$

adódik, ahol $K$ a következő konstans:

$$K=1-\ln\sqrt{\frac{Z_0\left(\frac{L}{2}\right)}{Z_0\left(-\frac{L}{2}\right)}}. \qquad (49)$$

Kétszeresen szimmetrikus csatolókra $K=1$, így

$$\left|\hat{S}_{11}\left(j\frac{2\omega}{v}\right)\right|_2=\frac{|F\{f(x)\}|}{\sqrt{1+|F\{f(x)\}|^2}}. \qquad (50)$$

A tervezés most is visszavezethető a kontúrfüggvény Fourier-transzformáltjára, ami igen kedvező [5], [9], [10].

A másodrendű közelítés nagyobb reflexiójú vonalak (iránycsatolónál: szorosabb csatolás) tervezésére is alkalmas. Jelenleg nem ismeretes még, hogy milyen reflexiós szint jelenti a közelítés alkalmazhatóságának felső határát. Feltételezhető, hogy a közelítés pontossága még a 3 dB-es hibridek tervezésénél is kielégítő.

IRODALOM


[1] *Sharpe, C. B.:* „An Equivalence Principle for Nonuniform Transmission-Line Directional Couplers", IEEE Trans. MTT, vol. MTT-15, 1957. júl., 398—405. old.

[2] *Dr. Csurgay Á.—Markó Sz.:* „Mikrohullámú passzív hálózatok", Tankönyvkiadó Bp. 1965.

[3] *Cristal, E. G.—Young, L.:* „Theory and Tables of Optimum Symmetrical TEM-mode Coupled-Transmission-Line Directional Couplers", IEEE Trans. MTT, vol. MTT-13, 1965. szept., 545—558. old.

[4] *Youla, D. C.:* „Analysis and Synthesis of Arbitrarily Terminated Lossless Nonuniform Lines", IEEE Trans. CT, vol. CT-11, 1964. szept., 363—372. old.

[5] *Tresselt, C. P.:* „The Design and Construction of Broadband, High-Directivity, 90-Degree Couplers Using Nonuniform Line Techniques", IEEE Trans. MTT, vol. MTT-14, 1966. dec., 647—656. old.

[6] *Yamamoto—Izakura—Azakami:* „Coupled Nonuniform Transmission Line and Its Applications", IEEE Trans. MTT, vol. MTT-15, 1967., 220—231. old.

[7] *Kammler, D.:* „The Design of Discrete N-Section and Continuously Tapered Symmetrical Microwave TEM Directional Couplers", IEEE Trans. MTT, vol. MTT-17, 1969. aug., 577—591. old.

[8] *Bolinder, F.:* „Fourier Transform and Tapered Transmission Lines", Proc. IRE, vol. 44, 1956. ápr., 557. old.

[9] *Dr. Kása I.:* „On the Design of Symmetrical Nonuniform Line Directional Couplers", Proc. of the Fourth Colloquium on Microwave Communication, vol. IV., Akadémiai Kiadó 1970.

[10] *Adorján P.:* Diplomaterv (Budapesti Műszaki Egyetem), 1970.

TORMÁSI GYÖRGY
Posta Rádió és Televízió Műszaki Igazgatóság

BARTHA ATTILA
Elektromechanikai Vállalat

# Televíziócsatornák minőségi paramétereinek távellenőrzésére vizsgálósort kis sávszélességű információvá átalakító berendezés I. rész

ETO: 621.397.61.001.4

A második TV-adóhálózat, az átjátszó adóhálózat kiépülése, az egyre bővülő TV-modulálóhálózat időszerű kérdésként veti fel a nagyszámú, decentralizáltan elhelyezett adóberendezés és modulációs vonal távellenőrzését.

A központi vagy gócosított távellenőrzési rendszer az üzemeltetést könnyíti meg, sőt bizonyos mértékben az üzemeltetés feltételét is jelenti.

A jelenlegi TV-adóhálózat még nem teszi feltétlenül szükségessé a távellenőrzéssel kapcsolatos, későbbiekben elkerülhetetlenül szükséges, műszaki, szervezési intézkedéseket. A berendezések számának növekedésével az ellenőrzési és üzemeltetési feladatokban bekövetkezik egy olyan fordulat, amely a mennyiségi változás következményeként minőségi változást — új ellenőrzési, üzemeltetési megoldásokat igényel.

A minőségi változással jelentkező feladatok megoldásának előkészítése több irányból, már régebben megkezdődött. A műszaki kérdésekkel kapcsolatban a Posta Rádió és Televízió Műszaki Igazgatóságon és az Elektromechanikai Vállalatnál a vizsgálósor kis sávszélességű információvá alakításán alapuló távellenőrzési rendszert vizsgáltuk. A következőkben a vizsgálósort kis sávszélességű információvá átalakító berendezés tervezésével és realizálásával kapcsolatos eredményeket ismertetjük.

## 1. A vizsgálósor kis sávszélességű információvá alakításának elvi kérdései

A TV-csatorna legfontosabb minőségi paramétereinek vizsgálósoros ellenőrzése az átviteli láncon vizsgálósor formájában továbbított mérőjelek alaktorzulásának ellenőrzését jelenti.

A vizsgálósoros mérési módszernek ma már igen gazdag irodalma van. A mérési módszer ismertetése helyett az irodalomjegyzékben található munkákra hivatkozunk [1, 2, 3, 4, 5, 6].

A vizsgálósoros mérési eljárással történő távellenőrzéskor az átviteli csatorna ellenőrizni kívánt pontjáról kell a vizsgálósort az ellenőrző központba továbbítani. A csatorna műszaki állapotának információját a vizsgálósor alakjának torzulása hordozza, ezért felmerül az a lehetőség, hogy az ellenőrzésre ne egy — a jeltovábbítással ellenkező híráramlási irányú — igen jó minőségű mérőcsatornát használjunk fel, hanem a vizsgálósort átalakítás után kis sávszélességű csatornán alaktorzulás nélkül továbbítsuk.

A mérőjelek 6 MHz sávszélességű spektrumát úgy kell átalakítani, hogy a jel időtartománybeli képe, a jel alakja ne változzék meg, csak a spektrum szélessége csökkenjen le oly mértékben, hogy az átalakított jel távbeszélő-áramkörön továbbítható legyen.

A feladat általános, információelméleti megfogalmazása a következő: Átalakítandó adott sávszélességű és jel-zaj viszonyú információ úgy, hogy az átalakított információ sávszélessége és jel-zaj viszonya lehetővé tegye a kis sávszélességű és rossz jel-zaj viszonyú csatornán történő továbbítást.

Az átvinni kívánt vizsgálósor adott információmennyiséget jelent. Ennek az információmennyiségnek kis kapacitású csatornán történő átvitele az átviteli idő megnövelésével lehetséges.

Egy átviteli csatornán $T$ idő alatt $C \cdot T$ információmennyiség vihető át. $C$ az átviteli csatorna kapacitása:

$$C = f_B \cdot {}^2\log\left(1 + \frac{P_{jel}}{P_{zaj}}\right) \qquad (1)$$

A felírt összefüggésben $f_B$ a csatornán átviendő jel sávszélessége, $P_{jel}$ a jelteljesítmény, $P_{zaj}$ a zajteljesítmény a hírközlő csatornában. Jelöljük a jel-zaj viszonyokat tartalmazó logaritmikus kifejezést $D$-vel. Így a $T$ idő alatt átvihető információmennyiség:

$$C \cdot T = f_B \cdot D \cdot T \qquad (2)$$

Az átvitt információmennyiséget hírhasábbal szemléltethetjük. A hasáb élei $f_B$, $D$ és $T$ mennyiségek (1. ábra). Az információmennyiség a hasáb térfogatával egyenlő.

A kis sávszélességű és rossz jel-zaj viszonyú csatorna esetén a hírhasáb $f_B$ és $D$ éleinek hossza lecsökken és így az átviteli időt jelképező $T$ él hosszát meg kell növelni, hogy az információmennyiség ne változzék meg. A későbbiekben ismertetendő alkalmazásoknak megfelelően az átalakításkor a jel-zaj viszonyt nem kívánjuk megváltoztatni, így az átalakítási idő megnövekedését csak a sávszélesség befolyásolja. Az átalakított jel információmennyiségét jelképező hírhasáb a 2. ábrán látható. Információ-

Beérkezett: 1971. V. 8.

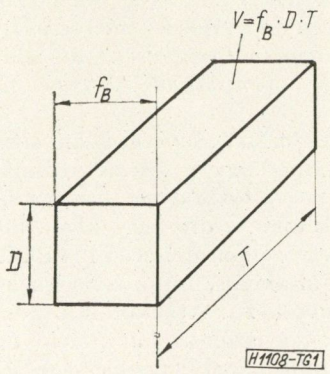
veszteség nélküli átalakításnál az átalakított jel információmennyiségét jelképező hasáb $V_á$ térfogata egyenlő az átalakítandó jel hírhasábjának $V$ térfogatával.

A sávszélesség-idő transzformáció az első mintavételi tétel (7) alapján vizsgálható.

A mintavételi tétel kimondja, hogy a jel alakját egyértelműen meghatározzák azok a minták, amelyeket a jelből

$$\Delta T \leqq \frac{1}{2f_M} \tag{3}$$

időközönként veszünk. Az összefüggésben $f_M$ a sávhatárolt jel maximális frekvenciája. A meghatározottság úgy értelmezendő, hogy a jel a mintasorozatból alakhűen visszanyerhető.




*1. ábra.* Az átalakítandó jel hírhasábja

A jelátvitel idejének megnyújtását a minták közötti idő megnyújtásával valósíthatjuk meg. Növeljük meg a minták közötti $\Delta T$ időt $k$-szorosára.

Ez a mintasorozat felfogható úgy is, mint egy $f_{Má}$ maximális frekvenciával sávhatárolt, már átalakított jel mintavétel utáni megfelelője. Az $f_{Má}$ maximális frekvenciát a $k \cdot \Delta T$ időtartamok ismeretében az

$$f_{Má} = \frac{1}{2k\Delta T} \tag{4}$$

összefüggésből határozhatjuk meg.

A minták közötti idő megnyújtásával a teljes jelperiódus továbbítási ideje is $k$-szorosára növekszik meg, tehát az átalakított és az eredeti jel egy periódusának továbbításához szükséges időtartamok hányadosa $k$ lesz:

$$\frac{T_á}{T} = k \tag{5a}$$

Vizsgáljuk meg, hogy az időtartománybeli nyújtás mit eredményez a frekvenciatartományban. Feltételezve, hogy a jel $f_M$ sávszélességű (a sáv alsó határa az egyenáramú komponens, tehát $f_M = f_B$) a (3) és (4) összefüggésekből az átalakítási tényező ($k$):

$$k = \frac{f_M}{f_{Má}} \tag{5b}$$

(5$a$) alapján pedig felírható:

$$k = \frac{f_M}{f_{Má}} = \frac{T_á}{T} \tag{6}$$

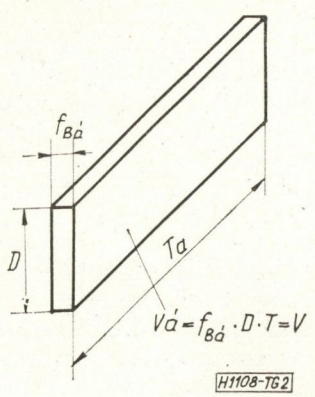
Az időtartománybeli nyújtás következtében a jel sávszélessége lecsökken. Ez összhangban van az állandó térfogatú hírhasáb változatlan jel-zaj viszonyú átalakításakor kapott szemléletes képpel, amely szerint a továbbítási időt jelképező él megnövekedése együtt jár a sávszélességet jelképező él csökkenésével. A (6) egyenletből látható, hogy az átalakított jel továbbítási ideje és sávszélessége között fordított arányosság van.

### *1.1 A jelátalakítás megvalósításának lehetőségei*

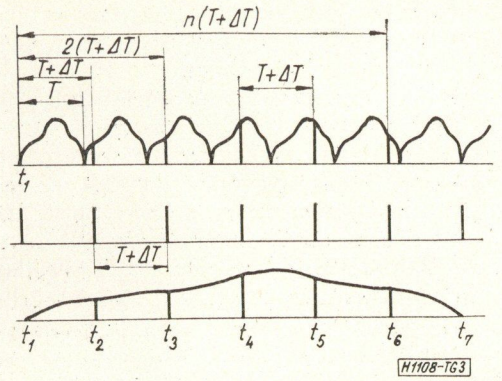
A vizsgálósor sávszélességének csökkentése a jel továbbítási idejének megnövelésével, a jelből vett minták közötti idő megnyújtásával lehetséges.

A jelből vett minták közötti idő megnyújtásának kézen fekvő megoldása egy olyan módszer, amely a minták tárolásán alapul. A mintavétel után kapott mintákat a jel-zaj viszony figyelembevételével amplitúdóban kvantálva, majd az eredményt digitálisan tárolva a jel alakját meghatározó mintákat raktározzuk. A tárolóból a megnyújtásnak megfelelő időpillanatokban kiolvasva a minta értékét és előállítva a digitális adatnak megfelelő feszültséget — létrejön a megnyújtott jel. Ennek a módszernek a jelenlegi áramköri lehetőségek mellett főleg elméleti jelentősége van, mert a tárolás, a minták beírása és kiolvasása áramköri szempontból bonyolult és rendkívül sok áramkört igényel.

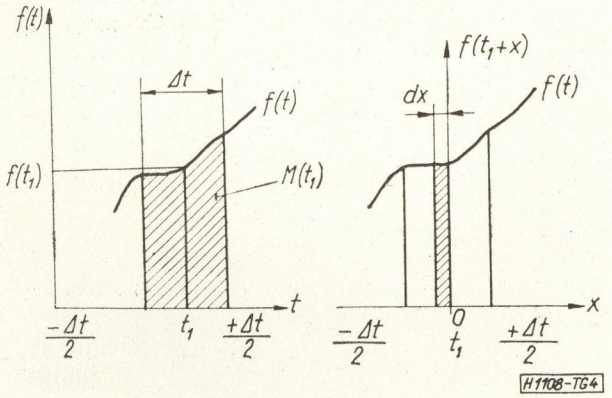
Egyszerűbb, realizálható megoldáshoz jutunk abban az esetben, ha kihasználjuk a vizsgálósornak azt a tulajdonságát, hogy a félképenkénti vagy képenkénti bekeveréstől függően 50 vagy 25 Hz frekvenciával ismétlődik. A periodikusan ismétlődő jelalak (3. ábra) átalakítására alkalmas a mintavevő oszcilloszkópok működési elvéből ismert stroboszkopikus letapogatás. Az ismétlődő jelből periódusonként egy-egy mintát veszünk. A mintavételek helyét az átalakítandó jel $T$ periódusidejénél $\Delta T$ idővel hosszabb ismétlési idejű impulzussorozat határozza meg. A 3. ábrán látható, hogy az első mintavétel helye egybeesik a jel kezdetével ($t_1$), a második mintavétel $T+\Delta T$ idővel később ($t_2$) történik. Ez egyben azt is jelenti, hogy a második jelperiódusból a jel kezdete után $\Delta T$ idő múlva veszünk mintát. A harmadik mintát a $t_3$ időpontban, a jel kezdete után $2\Delta T$ idővel vesszük. Az ábrából látható, hogy kellő




*2. ábra.* Az átalakított jel hírhasábja




*3. ábra.* Jelátalakítás stroboszkopikus módszerrel




*4. ábra.* A mintavétel hibájának számításához

számú mintavétel után a mintavevő impulzussorozat a teljes jelperiódust letapogatja. A minták közötti idő $\Delta T$-ről $\Delta T+T$-re megnövekszik. Az elmondottaknak megfelelően vett minták az átalakítandó jellel azonos alakú, de lecsökkent sávszélességű jelet határoznak meg. Az átalakítási tényező ($k$):

$$k=\frac{T+\Delta T}{\Delta T} \tag{7}$$

Behelyettesítve (5*b*) egyenletbe $k$ fenti értékét és rendezve az egyenletet $f_{Má}$-ra:

$$f_{Má}=f_M\cdot\frac{\Delta T}{\Delta T+T}=\frac{f_M}{k} \tag{8}$$

Az átalakítás utáni spektrum maximális frekvenciája a jel periódusidejétől és a mintavételi tétel által meghatározott $\Delta T$ értéktől függ. A mintavételi tétel $\Delta T$ megengedhető maximális értékét korlátozza be. $\Delta T$ alkalmas megválasztásával az átalakítási tényező növelhető és ezzel az átalakított jel maximális frekvenciája csökkenthető.

### *1.2 A mintavétel elvén működő jelátalakítás hibája*

A jelátalakítás vizsgálatánál feltételeztük, hogy a mintákat végtelen keskeny impulzusokkal vesszük. A mintavevő impulzus alakja háromszög alakkal közelíthető, mert az impulzus lényegében csak fel- és lefutó élből áll.

A mintavevő kapuáramkörben gyors kapcsolási idejű félvezető diódákat alkalmaznak mintavevőként. A félvezető kapcsoló diódák karakterisztikája kb. 0,5 V felett lineárisnak tekinthető. A mintavevő impulzusok 0,5 V-nál nagyobb feszültséggel nyitják a diódákat, ezért mintavételkor a nyitott diódák szintfüggetlen ellenállásként vehetők figyelembe. Az elmondottakból következik az is, hogy az impulzusalaknak a mintavételben nincsen jelentősége, csak azt kell biztosítani, hogy a mintavevő impulzus ne jelenjen meg a mintavett jelben.

A nyitás után a mintavétel a diódakarakterisztika állandó meredekségű szakaszán jön létre, ezért ezt az átalakítást állandó meredekségű átalakításnak nevezzük.

Vizsgáljuk meg az állandó meredekségű átalakítás hibáját. A 4. ábrán a mintavétel folyamata látható. A mintavevő impulzus $\Delta t$ szélességénél nyit a a kapuáramkör és így a jel $\Delta t$ szélességű szakaszából veszünk mintát. A jel $t_1$ időpillanatban $f(t_1)$ nagyságú, a mintavétel után $f(t_1)$ helyett $M(t_1)$ nagyságú mintát kapunk:

$$M(t_1)=c\int_{t_1-\frac{\Delta t}{2}}^{t_1+\frac{\Delta t}{2}} f(t)\,\mathrm{d}t \tag{9}$$

$c$ állandó tartalmazza a mintavétel szempontjából állandó mennyiségeket. A mintavétel hibája abból adódik, hogy a függvény $f(t_1)$ értéke helyett a mintavétel után $t_1$-re szimmetrikus, $\Delta t$ szélességű görbe alatti területet kapjuk. Célunk, hogy meghatározzuk a mintavétel hibájának jellegét és azt, hogy milyen összefüggés van a mintavétel hibája és az impulzusszélesség között.

Vezessünk be új változót, $x$-et:

$$t=t_1+x \tag{10}$$

Az integrálás határai:

$$+\frac{\Delta t}{2};\qquad -\frac{\Delta t}{2}$$

A 4. ábra alapján:

$\mathrm{d}t=\mathrm{d}x$ és ha $t=t_1$, akkor $x=0$

$$M(t_1)=c\int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{+\frac{\Delta t}{2}} f(t_1+x)\,\mathrm{d}x \tag{11}$$

Az $f(t)$ függvényre kikötjük, hogy a vizsgált tartományban egyenletesen konvergens legyen. Ez a feltétel általában teljesül.

Az $f(t_1+x)$ függvényt $t_1(x=0)$ helyen Taylor-sorba fejtjük:

$$M(t_1)=c\int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{+\frac{\Delta t}{2}}\left[f(t_1)+\frac{x}{1!}f'(t_1)+\frac{x^2}{2!}f''(t_1)+\right.$$
$$+\frac{x^3}{3!}f'''(t_1)+\ldots+\frac{x^{2n-1}}{(2n-1)!}f^{(2n-1)}(t_1)+$$
$$\left.+\frac{x^{2n}}{(2n)!}f^{2n}(t_1)+\ldots\right]\mathrm{d}x \tag{12}$$

Az integrálást tagonként elvégezve:

$$M(t_1)=c\left[\Delta t f(t_1)+2\left(\frac{\Delta t}{2}\right)^3\frac{f''(t_1)}{3\cdot 2!}+2\left(\frac{\Delta t}{2}\right)^5\frac{f^{(4)}(t_1)}{5\cdot 4!}+\ldots+\right.$$

$$\left.+2\left(\frac{\Delta t}{2}\right)^{2n+1}\frac{f^{(2n)}(t_1)}{(2n+1)(2n)!}+\ldots\right] \qquad (13)$$

A tagonkénti integrálásnál a páratlan kitevőjű tagok kiestek, mert $\frac{x^{2n-1}}{(2n-1)!}$-nak $-\frac{\Delta t}{2}$ és $\frac{\Delta t}{2}$ közötti integrálja zérust ad.

$\Delta t$-t kiemelve és a nevezőket faktoriálisként felírva kapjuk:

$$M(t_1)=c\,\Delta t\left[f(t_1)+\left(\frac{\Delta t}{2}\right)^2\frac{f''(t_1)}{3!}+\left(\frac{\Delta t}{2}\right)^4\frac{f^4(t_1)}{5!}+\ldots+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{\Delta t}{2}\right)^{2n}\frac{f^{(2n)}(t_1)}{(2n+1)!}+\ldots\right] \qquad (14)$$

Az $f(t_1)$ tag az $f(t)$ függvény értéke a $t_1$ időpillanatban, a többi tag a véges idejű mintavétel abszolút hibáját adja.

Végső célunk olyan összefüggés meghatározása, amely általánosan megadja a mintavétel hibáját a mintavevő impulzus szélességének függvényében. A legáltalánosabb vizsgálatot úgy végezhetjük, ha szinuszos jel átalakítását vizsgáljuk, figyelembe véve azt, hogy a mérőjel Fourier-sorba fejthető, és így szinuszjelek összegeként adható meg. Feladatunk tehát azt vizsgálni, hogy az adott frekvenciatartományon belüli szinuszosan változó jel milyen hibával alakítható át.

Az elmondottakat figyelembe véve legyen:

$$f(t)=\sin\omega t$$

A (14) egyenletben szereplő páros deriváltak meghatározása és az egyenletbe behelyettesítése után a $t=t_1$ helyen vett minta értéke:

$$M(t_1)=c\cdot\Delta t\sin\omega t_1\left[1-\left(\frac{\Delta t\omega}{2}\right)^2\frac{1}{3!}+\left(\frac{\Delta t\omega}{2}\right)^4\frac{1}{5!}+\ldots+\right.$$

$$\left.+(-1)^n\left(\frac{\Delta t\omega}{2}\right)^{2n}\frac{1}{(2n+1)!}+\ldots\right] \qquad (15)$$

A szögletes zárójelben levő függvénysor a

$$\frac{\sin\frac{\Delta t\omega}{2}}{\frac{\Delta t\omega}{2}}$$ függvény sora, ezért

$$M(t_1)=c\,\Delta t\sin\omega t_1\frac{\sin\frac{\Delta t\omega}{2}}{\frac{\Delta t\omega}{2}} \qquad (16)$$

A minta nagysága a $\sin x/x$ jellegű szorzótényező miatt frekvenciafüggő lesz. A frekvencia növekedésével ez a szorzótényező az egységnyi értékről egynél kisebb értékre csökken. A szinuszos jel mintavételekor a véges szélességű ($\Delta t$) mintavevő impulzus miatt a minta kisebb lesz, mint a függvény értéke a $t_1$ időpillanatban. Ez az amplitúdócsökkenés lesz a véges idejű mintavétel hibája.

A minták nagyságának frekvenciafüggése jellegre egy erősítő amplitúdó-frekvencia karakterisztikájához hasonlítható. A felső sávhatáron bekövetkező amplitúdócsökkenés a mintavevő impulzus $\Delta t$ szélességétől függ. Amennyiben a frekvenciasáv felső határán megadjuk a megengedhető mintaamplitúdó csökkenést, az ehhez tartozó $\Delta t$ impulzusszélesség kiszámítható a (16) egyenletből.

A számításhoz használjuk fel a (15) egyenletben felírt $\sin x/x$ függvény sorát. Elegendő az első két tagot figyelembe venni, mert a harmadik tag nevezője 5!, és ezért a tag elhagyása megengedhető. A második tag a véges idejű mintavétel következményeként jelentkező amplitúdócsökkenést ($h$) adja.

$$h=\frac{1}{3!}\left(\frac{\Delta t\omega}{2}\right)^2 \qquad (17)$$

Rendezve az egyenletet $\Delta t$-re:

$$\Delta t=\frac{2\cdot\sqrt{6h}}{\omega} \qquad (18)$$

Behelyettesítve $\omega=2\pi f$-t és az állandókat összevonva kapjuk:

$$\Delta t=0{,}78\,\frac{\sqrt{h}}{f} \qquad (19)$$

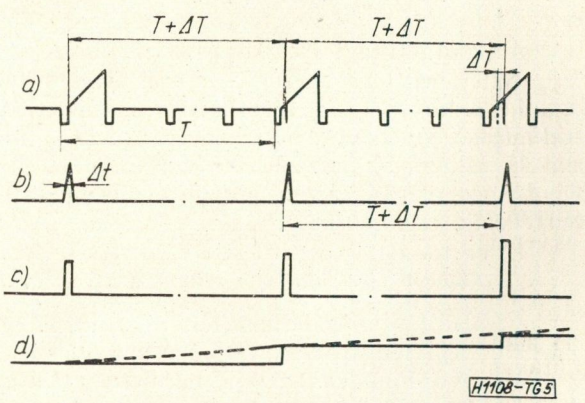
A (19) egyenlet alapján a megengedhető hiba és az átalakítandó frekvencia ismeretében meghatározható a mintavevő impulzus szélessége.

### *1.3 Vizsgálósor átalakítása*

A vizsgálósorok 25 vagy 50 Hz ismétlődési frekvenciával (teljes képenként vagy félképenként) követhetik egymást. A számításokat félképenkénti bekeverésből adódó 50 Hz ismétlődési frekvencia esetére végezzük el.

A vizsgálósor átalakításának folyamata az 5. ábrán látható.

Az átalakítandó vizsgálósor $f_M$ frekvenciája a TV-rendszereknél rögzítve van, így kiszámítható az




*5. ábra.* Vizsgálósor átalakítása
*a)* a képváltójel után bekevert vizsgálósor
*b)* a mintavevő impulzusok
*c)* mintavett jel
*d)* az átalakított vizsgálósor

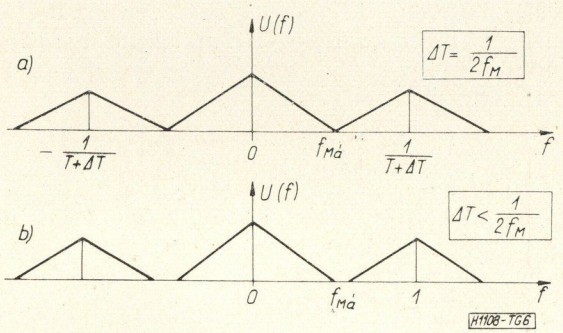
átalakítási tényező és az átalakított jel sávszélessége és időtartama. A számítások elvégzése előtt vizsgáljuk meg az átalakított jel spektrumának elhelyezkedését a frekvenciatartományban. Az átalakított jel spektruma csoportokat alkot (6. ábra).

Az ábrán egy feltételezett spektrumeloszlást rajzoltunk fel. A spektrumcsoportok az

$$n \cdot \frac{1}{T+\Delta T}; \quad n = \pm(0,\ 1,\ 2,\ 3\ldots)$$

frekvenciák oldalsávjaiként helyezkednek el.

Az átalakított jel $0-f_{Má}$ közötti spektrumcsoportjának frekvenciáit az átalakítandó spektrum megfelelő frekvenciáinak átalakításával kapjuk (pl. $f_M \rightarrow f_{Má}$). Ennek a spektrumcsoportnak felel meg az időtartományban az eredeti jellel alakra megegyező átalakított jel, tehát ezt a spektrumcsoportot kell kiválasztani. A kiválasztás aluláteresztő szűrővel lehetséges. A szűrő levágási meredekségének olyannak kell lennie, hogy a második spektrumcsoport frekvenciái ne kerülhessenek az első spektrumcsoporthoz. A 6*a* ábrán felrajzolt esetben ($\Delta T$ a




*6. ábra.* Az átalakított jel spektruma

megengedhető maximális) csak végtelen meredek levágású szűrő esetén teljesülne ez a feltétel. Figyelembe véve a realizálható szűrők levágási meredekségét, a spektrumcsoportok között üres sávot kell biztosítani a torzításmentes átalakítás érdekében (6*b* ábra).

A spektrumcsoportok közötti üres sáv $f_{Má}$ frekvencia csökkentésével (a spektrum nagyobb mértékű összenyomásával) érhető el, ami egyet jelent az átalakítási tényező növekedésével.

A (8) egyenlet alapján $\Delta T$ csökkentésével a $k$ átalakítási tényező növelhető. Irodalmi adatok [5, 9] szerint $\Delta T$-t 1/1,5—1/4-részre kell csökkenteni, hogy a második spektrumcsoport jeltorzító hatása a realizálható szűrők alkalmazása mellett elhanyagolható legyen.

Az ismertetett megfontolások és összefüggések felhasználásával számítsuk ki a vizsgálósor átalakítás legfontosabb adatait.

Az átalakítandó jel maximális frekvenciája: $f_M = 6$ MHz, a jelet meghatározó minták közötti maximális idő ($\Delta T_{max}$) $f_M$ ismeretében számítható:

$$\Delta T_{max} = \frac{1}{2f_M} = \frac{1}{2 \cdot 6 \cdot 10^6} = 83 \text{ nsec}$$

A jelátalakításnál $\Delta T$ legyen $\Delta T_{max}$ értékének 1/2-e:

$$\Delta T = \frac{\Delta T_{max}}{2} = 41{,}5 \text{ nesc}$$

Az átalakítási tényező a (7) összefüggésből számítható ki. Jó közelítéssel:

$$k \cong \frac{T}{\Delta T} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{41{,}5 \cdot 10^{-9}} = 4{,}8 \cdot 10^5$$

ahol $T = 20$ msec, az 50 Hz-es félképváltásnak megfelelően. Az átalakítási tényező ismeretében számítható az átalakított jel maximális frekvenciája ($f_{Má}$) és az átalakított vizsgálósor periódusideje ($T_{ás}$):

$$f_{Má} = \frac{f_M}{k} = \frac{6 \cdot 10^6}{4{,}8 \cdot 10^5} = 12{,}5 \text{ Hz}$$

$$T_{ás} = k \cdot T_s = 4{,}8 \cdot 10^5 \cdot 64 \cdot 10^{-6} = 31 \text{ sec}$$

A jel időtartamának $T_s = 64$ μsec-ről 31 sec-ra történő megnyújtásával a vizsgálósor maximális frekvenciája 12,5 Hz-re csökkenthető le. A vizsgálósor átalakítás másik fontos adata a mintavevő impulzus szélessége, mert a $\Delta t$ impulzusszélesség határozza meg a mintavétel hibáját.

Az értékelésnél az átalakítás hibáját a TV-csatorna hibájaként vesszük tudomásul, ezért a mintavétel hibájára szigorú előírást kell adni.

A mintavétel hibája az amplitúdó-frekvenciakarakterisztika felső sávhatáron bekövetkező esésében jelentkezik. A szinuszos jelek átalakításánál 6 MHz-en engedjük meg 0,1 dB (~1%) amplitúdócsökkenést.

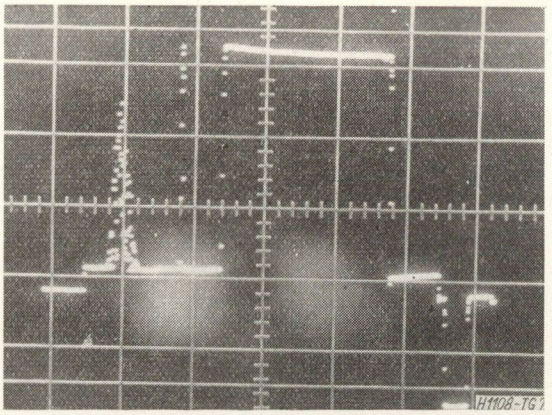
A (19) összefüggés alapján számítható a mintavevő impulzus szélessége:

$$\Delta t = 0{,}78 \frac{\sqrt{h}}{f} = 0{,}78 \frac{\sqrt{0{,}01}}{6 \cdot 10^6} = 13 \text{ nsec}$$

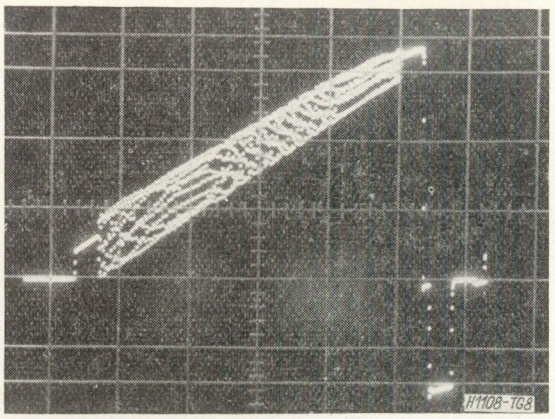
A vizsgálósor átalakításának jellemző adatai tehát ismertek. A számszerű adatokon kívül ismert a stroboszkopikus mintavételezési elv is, amely alapja az átalakító berendezés működésének. A kb. 10 nsec szélességű mintavevő impulzus, a 40 nsec körüli mintalépés érzékelteti a berendezéssel szemben támasztott követelményeket.

A vizsgálósor átalakító berendezés működésének ismertetésére a cikk második részében kerül sor. Az elvi kérdések vizsgálatának befejezéseként a vizsgálósor mintavétellel történő átalakításának szemléltetésére két ábrát mutatunk be. A 7. ábrán stroboszkopikus mintavétellel átalakított vizsgálósor oszcillószkópról készített felvétele látható. A vizsgálósor $20T$ és $2T$ szinusznégyzet impulzust és sorfrekvenciás négyszögimpulzust tartalmazott. Az ábra időléptéke 5 sec/cm, függőleges léptéke 0,2 V/cm.

A jelátalakítás a számított kb. 10 μsec szélességű mintavevő impulzusokkal történt. Az átalakított jel teljes időtartama 31 másodperc. Az ábrán jól láthatók a mintavételeknek megfelelő fénypontok. A 320 μsec talpszélességű $2T$ szinusznégyzet impulzus átalakítása 8 mintavétellel történt. Az adatokból



*7. ábra.* Stroboszkopikus mintavétellel átalakított vizsgálósor. A vizsgálósor 2T és 20T impulzust és sorfrekvenciás négyszögjelet tartalmaz. Időlépték: 5 sec/cm, feszültséglépték: 0,2 V/cm



*8. ábra.* Linearitásmérő jelet tartalmazó átalakított vizsgálósor. Az 1,2 MHz frekvenciájú szuperponált szinuszjelből a mintavétel a fáziskötés hiánya miatt véletlenszerűen történt

számítható 40 μsec-os mintavételi lépés jól egyezik az előzőekben meghatározott értékkel.

A mintavételi helyek kijelölésének bázisjele a vizsgálósort megelőző (az ábrán nem látható) sorszinkronjel.

A 8. ábrán linearitásmérő jel (sorfrekvenciás fűrész) jelre szuperponált 1,2 MHz frekvenciájú szinuszjel-átalakítás utáni jelalakja látható. Érdekes megfigyelni, hogy a szuperponált szinuszjel átalakításánál szabálytalanul elhelyezkedő mintákat kapunk. Ez annak a következménye, hogy a szuperponált jel a sorszinkron jelhez viszonyítva szabadon fut és így a mintavétel statisztikusan történik. A statisztikus mintavétel megfigyelhető a 7. ábra 20*T* impulzusát kitöltő színsegédvivő átalakításánál is.

---

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET

a MTESZ társegyesületeivel együttműködve

és a

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA

Műszaki Osztályának védnöksége alatt 1972. április 19—21. között

SZERKEZETI KONSTRUKCIÓ AZ ELEKTRONIKÁBAN

címmel konferenciát rendez nemzetközi részvétellel. A konferencia célkitűzése az elektronikai berendezések és készülékek szerkezeti konstrukciójának területén nemzetközi szinten elért új eredmények áttekintése.

A konferenciával egyidejűleg a MTESZ Kiállítás Szervező Csoportja nemzetközi részvétellel kiállítást rendez. A kiállításon az elektronikai berendezések és készülékek szerkezeti konstrukciójához használatos legmodernebb készülékek és eszközök (pl. rajzgépek, plotter, fényceruzás display berendezések, mikrominiatürizált rajztárak stb.), továbbá különleges, új lényeges műszaki haladást jelentő konstrukciós megoldások állíthatók ki.

Igen nagy méretű készülékek helyett annak fotói is kiállíthatók, esetleg a legjellegzetesebb részegységek eredeti bemutatásával. A készülékeket nem kívánjuk üzem közben bemutatni.

A kiállítás helye: Technika Háza (a konferencia színhelye).

A kiállításhoz kb. *200 m² alapterület* áll rendelkezésre.

A kiállítás időpontja: *1972. április 19—25.*

A kiállításon való részvétel díja *m²-ként 600 Ft.*

Ez az összeg magába foglalja a kiállítási standok komplett elkészítését válaszfalakkal, cégfeliratokkal, fotók felszerelésével és ezek feliratainak elkészítésével, a virág dekorációt és az összes járulékos költségeket, – mint propaganda, teremőrzés stb.

Kérjük szíveskedjék részvételi szándékát a jelenkezési lapon legkésőbb 1971. december 15-ig közölni. A jelentkezés elfogadásáról 1972. január 15-ig értesítjük Önöket, és ugyanakkor részletes tájékoztatást adunk a kiállítás előkészítéséről. Jelentkezési határidő: 1971. XII. 15. Jelentkezés: MTESz Kiállítási Csoport, Budapest V., Szabadság tér 17.

---

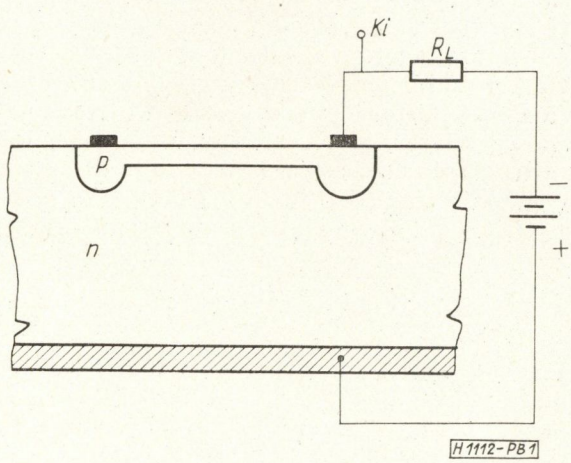
PÁSZTOR GYULA — BÁRSONY ISTVÁN
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

# Hazai kísérletek lavinaüzemű fotodióda létrehozására

ETO 621.383.52.001.6

A lavinaüzemű fotodióda nagy fényérzékenységű és gyors működésű. Fényérzékenység szempontjából megközelíti az általánosan elterjedt elektronsokszorozó cső érzékenységét, míg határfrekvencia szempontjából lényegesen felülmúlja azt. (Készítettek haladó hullámú elektronsokszorozó csöveket is, ennek határfrekvenciájára nem érvényes ez a megállapítás.) Kis mérete, és kis tápfeszültsége is lényeges előny az alkalmazás szempontjából. A felhasználás fő területe a modulált lasersugár detektálása.* Mivel a gyakorlatban megvalósított maximális határfrekvenciaérték néhányszor 10 GHz, ezért ez a detektor mind a lasersugaras hírközlés, mind a távolságmérés céljára egyaránt alkalmas. Egy ilyen fotodetektor szerkezetét az 1. ábra mutatja.

A félvezető kristályban vékony diffúziós réteggel $p-n$ átmenetet létesítünk. Ha ezt a réteget záróirányban előfeszítjük, akkor az adalékatom-koncentráció megfelelő megválasztása esetén viszonylag széles kiürült tartomány jön létre. Megvilágításkor a fény egy része a diffúziós rétegben, további része a kiürült tartományban, míg a maradék a kiürült tartomány alatti $n$-típusú részben nyelődik el. A fény elnyelése elektron-lyuk párok keltése révén megy végbe. A záróirányú feszültség hatására a töltéshordozók ellenkező irányba mozognak. A lyukak a $p$ tartomány irányába, az elektronok az $n$ tartományon levő ohmos kontaktushoz áramlanak. Így azok az elektronok, amelyek a $p-n$ átváltás síkja felett, illetve azok a lyukak, melyek ez alatt generálódtak (rekombinációtól ezúttal eltekintünk), áthaladnak az átváltás síkján. Záróirányú előfeszültség esetén ebben a síkban a legnagyobb a térerősség. Ha ez a maximális térerősség egy kritikus értéket elér, akkor ütközési ionizáció jön létre és az eredetileg generált töltéshordozó-mennyiség megsokszorozódik, azaz $M$-szeresére nő. $M$-et multiplikációs tényezőnek nevezzük. Ez a hatás jelentősen megnöveli a detektor fényérzékenységét, mivel ezáltal a fotoáram is $M$-szeres lesz. $M$-et a zárófeszültség növelésével elvileg tetszés szerinti értékűre növelhetjük meg. Gyakorlati határt ennek a jel-zaj hányados romlása szab. Az 1. ábrán látható szerkezetnél a $p$-típusú diffúziós tartomány szélein egy mélyebb behatolású diffúziós gyűrű van. E védőgyűrűnek (guard ring), az a feladata, hogy megakadályozza a diffúziós réteg peremén a letörés kialakulását, mielőtt $M$ értéke a kívánt szintet elérné az optikailag hatásos belső felületen. Ha ezt a peremen létrejövő letörést nem sikerül megakadályozni, akkor a letörési áram megindulása miatt nem tudjuk létrehozni a kívánt multiplikációhoz szükséges zárófeszültséget a belső átmeneten. Ezt a feladatot a védőgyűrű úgy oldja meg, hogy a nagy diffúziós behatolási mélység miatt a lineáris átmenethez közel álló szerkezete van, amelynek azonos koncentrációk mellett nagyobb a letörési feszültsége, mint a meredek átmenetnek (ilyen szerkezete van a $p-n$ átmenetnek az optikailag hatásos részen a kis behatolású diffúzió következtében).



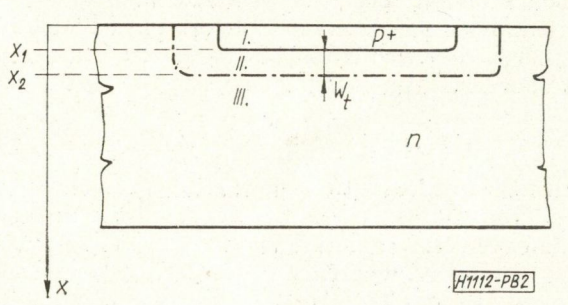

*1. ábra*

## Konstrukciós elvek

Feladatunk a megfelelően nagy $M$ érték és határfrekvencia feltételeinek meghatározása. Ehhez kiindulásul az egyszerű záróirányú $p-n$ átmenet viszonyait tesszük vizsgálat tárgyává. Egy ilyen átmenetet a 2. ábrán láthatunk.

A fény a félvezetőbe behatolva fokozatosan elnyelődik. Az elnyelés elektron-lyuk párok keltése révén megy végbe. A folyamatot leíró egyenlet:

$$F = F_0 \cdot e^{-\alpha x} \qquad (1)$$




*2. ábra*

* Az Apolló program keretében a Holdra helyezett laser tükörrel végzett kísérleteknél is lavinadetektor volt a fény érzékelő elem.

Beérkezett: 1971. VI. 11.

ahol $F$ a fény intenzitása, $x$ a felülettől mért távolság. A töltéshordozó generálás függvénye így:

$$g = -\frac{dF}{dx} = F \cdot a e^{-ax} \qquad (2)$$

A térben elosztott generálás miatt a töltéshordozók áramát a kontinuitás feltételéből számíthatjuk:

$$g - r + \frac{1}{q} \cdot \frac{dj_n}{dx} = 0 \qquad (3)$$

ahol $r$ a térfogategységben rekombinálódott töltéshordozók számát jelöli, $j_n$ az elektronáram sűrűsége. Hasonló egyenletet írhatunk fel a lyukak kontinuitására vonatkozólag is. Az (1)—(3) egyenletek megoldásával (kiegészítve azokat az áramvezetési egyenletekkel), kiszámíthatjuk az áram hely szerinti eloszlását kis zárófeszültségnél, amikor még a multiplikáció elhanyagolható. A kapott árameloszlási képet a 3. ábrán láthatjuk.

Az elektron- és a lyukáram összege a teljes áram ($J_0$), amely a helytől függetlenül állandó.

A zárófeszültség növekedésekor egyrészt szélesedik a kiürült tartomány ($w_t$), másrészt a maximális térerősség növekszik. Aszimmetrikus átmenet esetén a térerősség eloszlása a 4. ábra szerinti.

A zárófeszültséget a 4. ábrán látható $E(x)$ függvény területéből számíthatjuk ($V_D$ a diffúziós potenciál).

$$V + V_D = \frac{E_{max} \cdot w_t}{2} \qquad (4)$$

A maximális térerőt a Poisson-egyenlet integrálásával kapjuk

$$E_{max} = \frac{q}{\varepsilon_1 \cdot \varepsilon_0} \cdot N_D w_t \qquad (5)$$

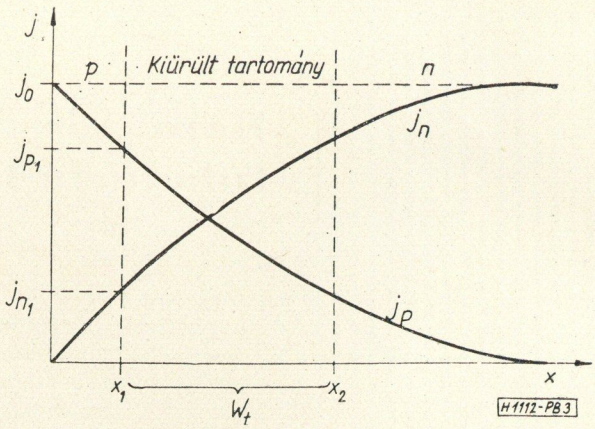
ahol $N_D$ az $n$-típusú részben a donorok koncentrációja. Szaggatott vonallal egy megnövelt zárófeszültség esetén létrejövő térerősség függvényét láthatjuk. A zárófeszültség növelésekor a kiürült tartomány szélessége megnő $w_t'$-re és a maximális térerő $E'_{max}$-re.

Az ionizációs folyamatot az ionizációs valószínűség ($\alpha$) segítségével írhatjuk le. Ez a mennyiség megadja a hosszegységre eső ionizáló ütközések számát. A kétféle töltéshordozó ionizációs valószínűségeit (több szerző mérései alapján) az 5. ábrán láthatjuk szilícium félvezető esetén.

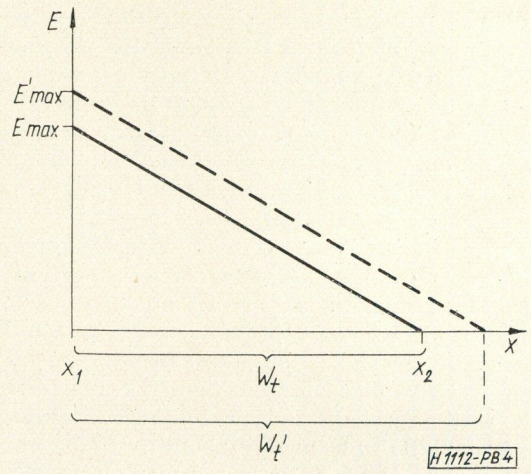
Az erős térerő-függés miatt az $E(x)$ függvényből csupán a maximális térerő közelében levő kis tartomány jön számításba ionizáció szempontjából. Ebben a tartományban egy ionizáló ütközésnél egy elektron-lyuk pár keletkezik. Ezért pl. a lyukáram megnövekedése $dx$ távolságon származhat bármelyik töltéshordozó-fajta ionizáló ütközésétől. Így:

$$dj_p = \alpha_p \cdot j_p \cdot dx + \alpha_n \cdot j_n \cdot dx \qquad (6)$$

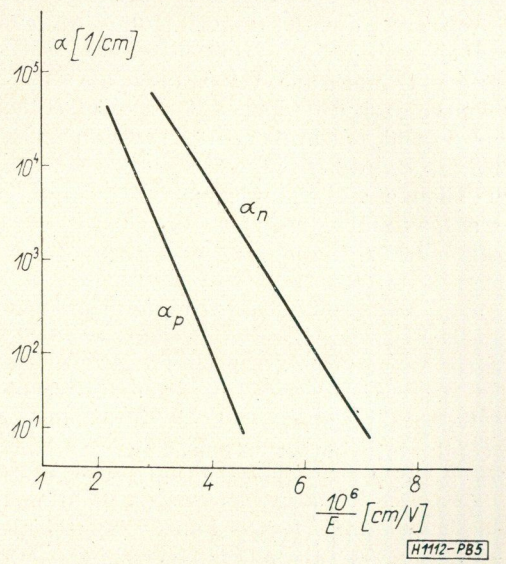
Hasonlóan felírható differenciál-egyenlet $j_n$-re, majd figyelembe véve, hogy $j_p + j_n = j_0 =$ állandó, olyan egyenletet kapunk melyből $j_p(x)$ kiszámítható. Az a tartomány, amelyben az ionizáció végbe megy, keskeny. Ezért eltekinthetünk a vastagságától. Az áramkép ekkor a 6. ábra szerinti lesz:




3. ábra




4. ábra

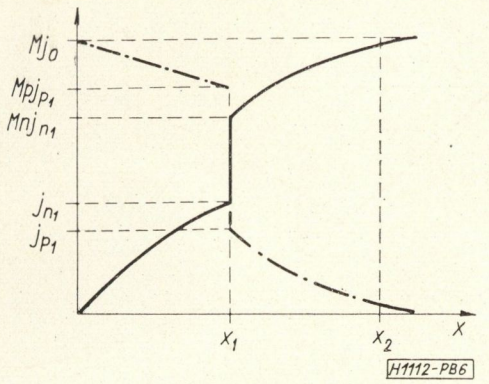



5. ábra

Az áram kontinuitásának feltételéből a következő egyenletet írhatjuk fel:

$$j_{p1} + M_n \cdot j_{n1} = M \cdot j_0 = j_{n1} + M_p \cdot j_{p1} \qquad (7)$$

$M_p$, illetve $M_n$ az elektron, ill. lyukáram sokszorozás, míg $M$ a teljes áram sokszorozása. A két egyenlet az $x_1$ helytől kis távolságra balra, ill. jobbra felírt




*6. ábra*

áram folytonosságot adja. Multiplikáció nélkül az áramegyenlet:

$$j_{p1}+j_{n1}=j_0 \tag{8}$$

A felírt egyenletekből kapjuk:

$$j_{p1}=j_0\frac{M_n-M}{M_n-1} \tag{9}$$

$$j_{n1}=j_0\frac{M-1}{M_n-1} \tag{10}$$

A két áram hányadosát $\lambda$-val jelölve $\left(\lambda=\frac{j_{n1}}{j_{p1}}\right)$:

$$M=\frac{\lambda\cdot M_n+1}{\lambda+1} \tag{11}$$

A külső áramkörben mérhető multiplikáció tehát az elektron multiplikációnak és a kis zárófeszültségű (multiplikáció nélküli) fotoáramban az elektronáram-lyukáram hányadosának függvénye. Ha a kezdeti fotoáram csupán elektronáram, akkor $\lambda=\infty$, és $M=M_n$.

$M$ feszültségfüggésének számítása bonyolult, ezért nem tárgyaljuk részletesen. A téma iránt érdeklődőknek J. L. Moll könyvének idevágó részét ajánlhatjuk [4].

A multiplikáció feszültségfüggését a következő empírikus formulával írhatjuk le:

$$M=\frac{1}{1-\left(\frac{V}{V_B}\right)^n} \tag{12}$$

Ebben a kifejezésben $V_B$ a letörési feszültség. Kvalitatív meggondolással is megállapíthatjuk, hogy ennek értéke nem függ $\lambda$-tól, a kezdeti fotoáram elektron és lyukkomponenseinek hányadosától. Ez nyilvánvalóvá válik, ha meggondoljuk, hogy igen nagy multiplikációnál már elhanyagolható részt képvisel a kezdeti áram az átmeneten folyó össz-áramban, és a sokszorozási folyamatban az ütközés során keletkezett töltéshordozók épp úgy részt vesznek, mint a primer töltéshordozók. Más a helyzet akkor, amikor a térerősség kicsi. Ilyenkor az elektronok lényegesen nagyobb ionizációs valószínűsége miatt nagyobb multiplikáció várható abban az esetben, ha a kezdeti áram nagyobb részében elektronáram, mint az ellenkező esetben. Mivel az előzőek szerint a végtelen nagy multiplikáció mindkét esetben azonos zárófeszültségnél áll elő, ez úgy valósul meg, hogy a kitevő ($n$) értéke $\lambda$ függvénye. Tiszta elektronáram esetén az $M(V)$ függvény kevésbé meredeken fut fel a kezdeti szakaszon és ezért $n$ kis értékű ($n\approx 1{,}5-2{,}5$), míg tiszta lyukáramnál nagyobb ($n\approx 3{,}5-4$).

A nagy multiplikáció elérése szempontjából fontos a kis $n$ érték megvalósítása. Ennek feltétele, mint az előzőekben láttuk, hogy a kezdeti fotoáramban dominánó részt képviseljen az elektronáram. Ezt a feltételt — amint az a 3. ábrából kitűnik — az $x_1$ távolság megfelelő megválasztásával érhetjük el. Ehhez ismernünk kell a detektálandó fény hullámhosszát, mivel a behatolási mélység hullámhossz-függő. (Pl. HeNe gázlaser 6330 Å hullámhosszára vonatkozóan ez a behatolási mélység $\alpha^{-1}\cong 5\mu$m.)

A nagy $n$ érték kedvezőtlen, ha viszonylag nagy területen homogén, nagyértékű multiplikációt akarunk megvalósítani. Az adalékkoncentrációban ugyan is mindig vannak kis helyi eltérések. Ezek a letörési feszültség $V_B$ helyi eltéréseihez vezetnek. A multiplikáció így $V_B$ helyfüggése miatt ugyancsak helyfüggő lesz. Annál nagyobb $M$ inhomogenitása minél nagyobb a $\frac{dM}{dV_B}$ derivált.

$$\delta M=\frac{dM}{dV_B}\delta V_B=-\frac{M^2}{V_B}\left(1-\frac{1}{M}\right)^{\frac{n+1}{n}}\cdot n\cdot\delta V_B \tag{13}$$

$$\frac{\delta M}{M}\cong -M\left(1-\frac{1}{M}\right)^{\frac{n+1}{n}}\cdot n\cdot\frac{\delta V_B}{V_B}$$

Látható, hogy $M$ relatív szórása növekszik a multiplikáció növekedésével. Így a nehézségek rohamosan növekednek, ha nagy $M$ értéket nagy területen akarunk megvalósítani. Ugyancsak nő a multiplikáció relatív szórása $n$ növekedésével. Fentiek szerint ezt a kérdést a konstrukció megfelelő kialakításával oldhatjuk meg. Számszerűen megvizsgálva azt látjuk, hogy 10%-os eltérés $M$ értékében $M=100$-nál ($n=2$) 0,05%-os eltérést enged meg $V_B$ értékében. Ugyanilyen mértékű inhomogenitás engedhető meg az adalékatomok koncentrációjában az optikailag hatásos területen belül.

### A határfrekvencia kérdései

A fény elnyelése szempontjából vizsgálva a kérdést, három tartományt különböztetünk meg a diódában (lásd 2. ábra). Az első tartomány a felülettől $x_1$-ig terjed, a második a $w_t$ szélességű kiürült tartomány, a harmadik $x_2$-től a kontaktusig tart. Mindhárom tartományban létrejön fotogenerálás a fény elnyeléséből, és az összáramban egy-egy részt képvisel az ezekben a tartományokban generált fotoáram.

A három fotoáram összetevőhöz egy-egy karakterisztikus időállandót rendelhetünk. Ez az időállandó megadja az áramkomponens felépülésének időtartamát a fény bekapcsolása esetén. Ezekhez az időállandókhoz egy-egy határfrekvencia-érték is tartozik. Ha számítani kívánjuk az egyes időállandókat, akkor a töltéstárolási elméletből indulhatunk ki. Ezen elmélet szerint a kérdéses időállandót az állandó

megvilágításnál folyó stacionárius áramnál felépült tárolt töltésnek és a kérdéses tartomány megfelelő áramkomponensének hányadosa adja. Az elvégzett számítás azt eredményezte, hogy a legnagyobb időállandót, s így a legkisebb határfrekvenciát a harmadik tartomány adja. Ez néhányszáz kHz. Ezután az első tartomány következik, ennek határfrekvenciája erősen függ $x_1$ értékétől és néhányszáz MHz értékű. A legnagyobb értéket a kiürült tartomány adja, ennek határfrekvenciája a következő kifejezés szerint függ a kiürült tartomány vastagságától:

$$f_{T_2}=\frac{0{,}446}{w_t}\cdot v_d \qquad (14)$$

$v_d$ ebben a kifejezésben a töltéshordozók szórás által korlátozott határ-sebessége, amely fizikai állandó; $v_d=8\cdot10^6$ cm/sec szilíciumnál.

Az előzőek szerint számított frekvencia függést a 7. ábrán láthatjuk.

A teljes dióda határfrekvenciáját a számított tényezőkön kívül még módosítják a helyettesítő képen feltüntetett elemek, soros ellenállások, ill. rétegkapacitás is.

## A lavina fotodetektor helyettesítő képe

A fotodetektor helyettesítő képét a 8. ábrán mutatjuk be. $C_j$ az egyenirányító réteg kapacitása, és $R_s$ a diffúziós rétegből és a hordozó kristály ellenállásából kiadódó soros ellenállás. Mint a helyettesítő képből látjuk, a soros ellenállásokból és a $C_j$ kapacitásokból egy időállandós tag keletkezik, mely korlátozza a határfrekvenciát, mivel ennek az időállandós tagnak levágási frekvenciája általában kisebb, mint a kiürült tartományban generált fotoáram határfrekvenciája, melyet a 7. ábrán láthattunk.

A kis zárófeszültségű fotáram $I_0$, amely a kívánt zárófeszültséget előállítva $M$-szeresére multiplikálódik. A multiplikáció feszültségfüggését írja le kisjelű esetben a párhuzamosan kapcsolt $R_b$ ellenállás. Ennek értéke:

$$R_b=\frac{V_B}{nJ_0M^2}\left(\frac{M-1}{M}\right)^{\frac{n+1}{n}}. \qquad (15)$$

Mint látható, ez az ellenállás függ a megvilágítás erősségétől $I_0$-on keresztül.

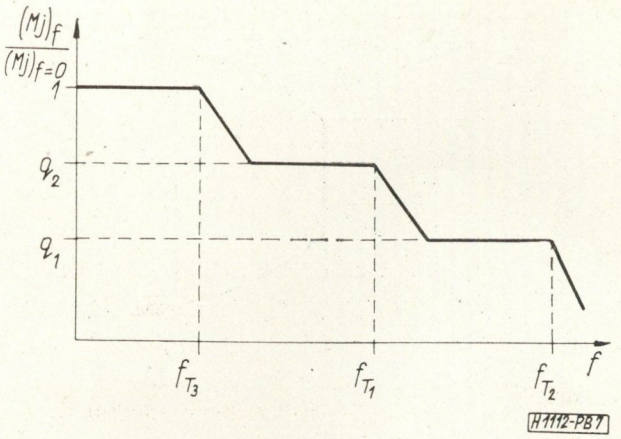
A $R_{sc}$ ellenállás, az ún. tértöltési ellenállás a lavinatartományban működő $p-n$ átmenet sajátsága, és a lavina áram töltéshordozóinak a térerősségre gyakorolt hatását veszi figyelembe. Ez a mennyiség függ a kiürült tartomány vastagságától.

$$R_{sc}=\frac{w_t^2}{2\varepsilon\varepsilon_0 v_d A} \qquad (16)$$

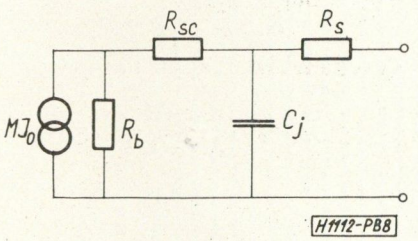
$A$ a multiplikáló tartomány keresztmetszete.

## A kísérleti mintadarabok tulajdonságainak vizsgálata

Az előzőek alapján nyilvánvaló, hogy a lavinafotodióda működésének kielégítő vagy nem kielégítő volta annak alapján vizsgálható, hogy a $p-n$ átmenet területének mekkora része és milyen mértékben vesz részt a sokszorozásban. E vizsgálatot fénysugárletapogató mikroszkóppal végeztük.




7. ábra




8. ábra

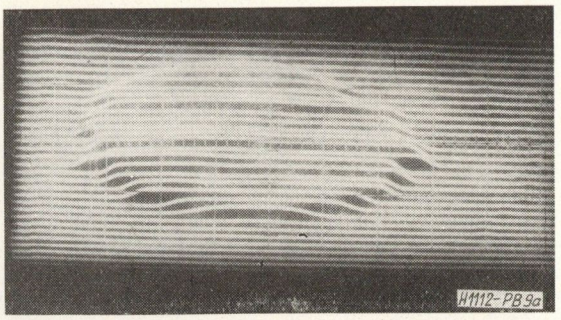
A 9. ábrán három kísérleti lavina-fotodióda példányról e módszerrel készült oszcilloszkóp felvételeket láthatunk. A diódák aktív területének átmérője 0,6 mm, a térfogati letörésnek megfelelő feszültség 98—100 V.

A 9*a*—9*c* ábrán közepes tulajdonságokkal rendelkező diódáról készült felvételek láthatóak. A záróirányú feszültséget fokozatosan növeltük, ezek értéke rendre 80 V (*a*), 90 V (*b*) és 94 V (*c*) volt. 80 V-nál kismértékű multiplikáció figyelhető meg, amely még a felülettel párhuzamosan elhelyezkedő kb. 2,5 $\mu$m mélységűen húzódó köralakú $p-n$ átmenet teljes tartományában közelítőleg azonos mértékű. 90 V-nál már aszimmetria fedezhető fel a multiplikáció eloszlásában az adalékeloszlás inhomogenitása miatt. 94 V-nál ez az aszimmetria már teljes; az aktív területnek csak mintegy a fele hatásos, a másik fél multiplikációja ehhez képest elhanyagolható.

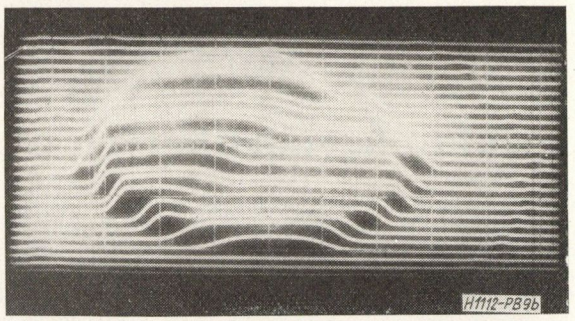
Kedvezőbb tulajdonságú diódáról készült felvételeket mutatnak a 10*a*—10*c* ábrák, amelyek rendre 80, 90 és 98 V-nál készültek.

A multiplikáció 80 és 90 V-nál is még egyenletesnek tekinthető (eltekintve az aktív területen középen mikroplazma által okozott hibától). A *c* ábrán bemutatott felvételt 98 V-on készítettük, ami már a térfogati letörésnek megfelelő érték. Noha a multiplikáció javarésze ebben az esetben is az aktív területnek mintegy felére, kétharmadára esik, ehhez a multiplikáció értékhez viszonyítva a terület többi részén is lényegesen kedvezőbb multiplikáció adódik, mint az előző diódánál.

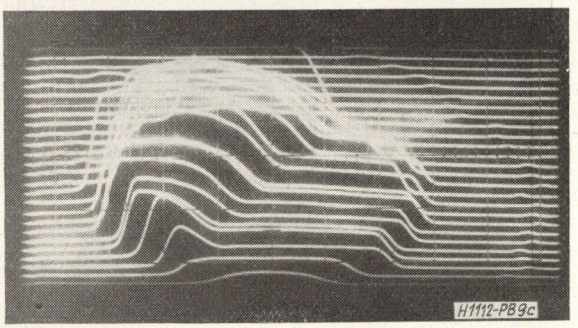
Igen jó tulajdonságokkal rendelkező diódáról láthatunk felvételeket a 11*a*—11*c* ábrákon. Az alkal-



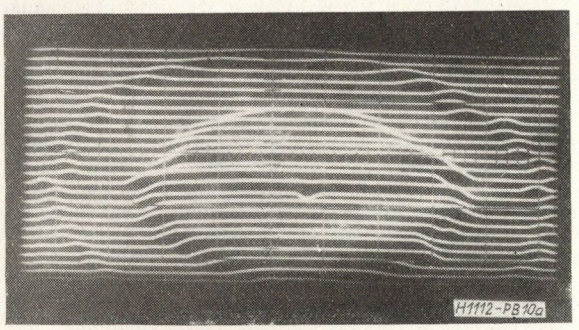

*9a ábra*



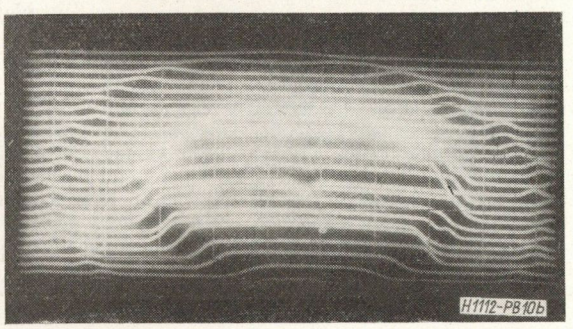

*9b ábra*



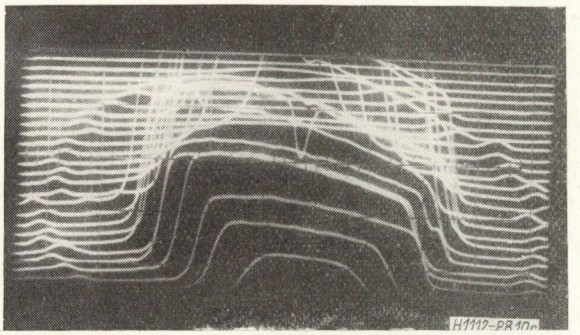

*9c ábra*



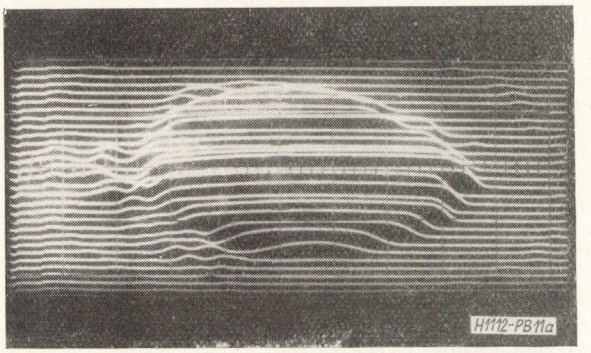

*10a ábra*



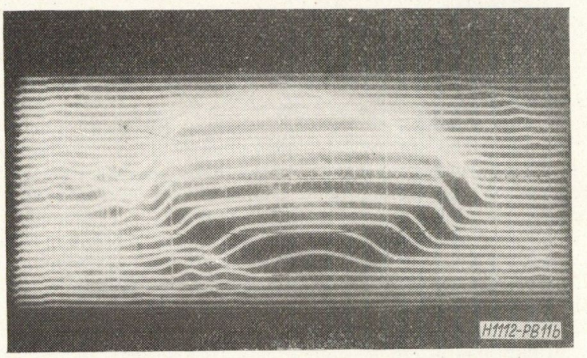

*10b ábra*



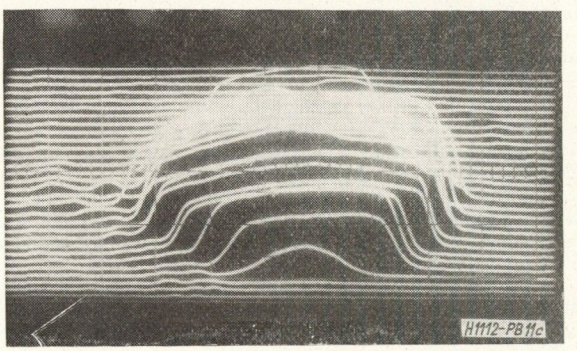

*10c ábra*




*11a ábra*




*11b ábra*




*11c ábra*

mazott feszültségek rendre 80, 90 és 100 V. 80 és 90 V-nál a multiplikáció egyenletes. Az eddig alkalmazott feszültségek közül a maximális 100 V mellett a dióda aktív területének legnagyobb része egyenletesen nagymértékben multiplikál ($M = 500$), csupán középen egy keskeny sávban növekszik meg kb. kétszeresére a multiplikáció valószínűleg adalékeloszlási inhomogenitás következtében.

**Összefoglalás**

A lavina fotodióda megvalósításának központi problémája a nagy aktív területen homogén multiplikáció megvalósítása. A probléma az aktív terület és a kívánt multiplikációs érték növelésével egyaránt súlyosbodik. A kérdés közvetlen kapcsolatban van a félvezető kristály adalék eloszlási inhomogenitásaival, de közvetve kihatással van rá a diffúziós szerkezet megfelelő kialakítása is. Másik jelentős kérdés a peremen történő letörés megakadályozása, mely problémát a védőgyűrűs szerkezet alkalmazásával oldhatjuk meg, azonban befolyással van erre a szilícium felületét borító oxidréteg töltési állapota is, amiről e tárgyalás során nem volt szó. Az ismertetett mérési adatokból is látható, hogy az Intézet Félvezető Főosztályán folyó kutatások során ezeknek megoldási módjai lényegében tisztázást nyertek.

IRODALOM

[1] *D. Goetzberger et al.:* J. Appl. Phys. Vol. 34- No. 6. p. 1591 1964.
[2] *Lőrinczy—Szebeni—Tihanyi:* HIKI Közleményei V. évf. 3. szám 12. old. 1965.
[3] *W. W. Gárther:* Phys. Rev. Vol. 116. pp. 84—87 1959 október.
[4] *J. Moll:* Physics of Semiconductors McGraw Hill Book 1964.
[5] *J. R. Biard—W. N. Shaunfield:* IEEE Trans. on ED. Vol. ED-14 No5. p. 233 1967.

# Mikroelektronikai Alkatrész Ankét Szombathelyen

A MTESZ Híradástechnikai Tudományos Egyesületének Alkatrész Szakosztálya ez év szept. 20—22 között rendezte meg a Mikroelektronikai Alkatrészek Ankétját a szombathelyi MTESZ Technika Házában.

Megérkezés után a szombathelyi REMIX gyáregységben gyárlátogatással kezdődtek az ankét rendezvényei, ahol a gyár korszerűen gépesített ellenállásgyártó szerelő és kikészítő szalagjait tekintették meg a résztvevők, egészen a csomagolásig. A nagyfokú gépesítettség igen jó benyomást gyakorolt a szemlélőre.

Az ankétot a mintegy 200 résztvevő előtt *Asztalos Lajos*, KGM miniszterhelyettes megbízásából *Komporday Aurél* kutatóintézeti igazgató nyitotta meg és beszédében méltatta a mikroelektronika jelentőségét a korszerű ipari termékek létrehozásában.

Az első előadást *Dr. Katona János* c. egyetemi tanár, a HTE Alkatrész Szakosztály elnöke tartotta. Az előadásban kitért a mikroelektronikában kialakult technológiák értékelésére és megállapította, hogy a monolit technológiával jóformán párhuzamosan kifejlődött hibrid technológiák, a vastag- és vékonyréteg áramkörök egyenértékű felhasználássá növekedtek fel. Prognózisként megállapította, hogy a monolitchipek beépítésével a hibrid technológiák még sokkal nagyobb jelentőséget fognak nyerni, mert magukban hordozzák a nagyfokú integrálásnak az alapjait is. Kitért az előadó arra az általában elterjedt helytelen felfogásra is, mely az integrált áramkörök rohamos térfoglalására, a hagyományos passzív alkatrészeket már elparentálják. Az ilyen jóslatok tévesnek bizonyulnak már most is. Egyes miniatürizált kivitelű, hagyományos alkatrészek — melyek közül, mint legfontosabbakat, az elektrolitkondenzátorokat és potenciométereket kell megemlíteni — alkalmazása továbbra is szükséges lesz.

Az integrált áramkörök megjelenése az áramkörök kialakításának szemléletét is megváltoztatta. A technológus és áramkörös együttműködése a legszorosabbá válik, sőt bizonyos mértékben egymásba folyik.

Új munkaeszköz is belépett a tervezésbe, a számítógép, mely a topológia kialakításában, a fotolitográfiai eszközök készítésénél és a tűrések megállapításában nélkülözhetetlenné válik.

Kitért az előadó arra is, hogy a mikroelektronika a mérnökök képzésében is új feladatokat vetett fel. Ezért az ankét ezzel a kérdéssel is foglalkozik. A Műszaki Egyetem tanterve e szükséglet felismerésével került megváltoztatásra.

A továbbiakban 18 előadás és 3 koreferátum hangzott el, melyek közül 10 előadás az áramköri tervezéssel, 7 a technológiával, 3 a megbízhatósági kérdésekkel és 2 az oktatás kérdésével foglalkozott.

Az igen érdekes előadásokat rendkívül élénk vita követte, melynek során igen sok kiegészítésre került sor, valamint a vitában felmerülő kérdéseket kellően megválaszolták az előadók.

Az ankét során került vetítésre a mikroelektronikával foglalkozó három film is, melyek közül az egyik a Budapesti Műszaki Egyetem Híradás- és Műszeripari Technológiai Tanszékének közreműködésével készült, oktatási célra. A filmen a vékonyréteg áramköri lemezek előállítását mutatják be, a maszk készítésével és a vákuumgőzöléses és katódporlasztásos eljárásokat, didaktikus módszerekkel. A másik két bemutatott rövidfilm a Remix vékony- és vastagréteg hibrid áramköreinek készítését mutatja be, érdekes részletképekkel. A film a szitanyomás előkészítését nagyon szépen mutatja be és az alkatrészek beültetéséig kíséri, majd a tokozás és kiöntéssel ér véget.

Minden rangsorolás nélkül szeretnénk még az érdekessebb előadásokkal egy kissé bővebben is foglalkozni.

Az elektrolit kondenzátorok gyártásával kapcsolatos aktuális kérdésekről beszélt *Simon József*, a Mechanikai Művektől. Említést tett arról, hogy részben külföldi licencia alapján, részben saját gyári fejlesztés alapján sikerült a külföldi gyártmányú miniatürizált elektrolit kondenzátorokkal nemcsak egyenértékű, hanem sok jellemzőben kedvezőbb kivitelt gyártásba vezetni. *Wegner Zoltán* (Remix) igen érdekes módon fejtegette a varicap diódák feszültségosztó potenciométerének felbontóképesség-vizsgálatát, amivel demonstrálta azt a nehézséget, hogy a néhányszáz Mhzes rezgőköri hangolás nem tartozik a legkönnyebben megoldható kérdések közé.

A technológia és elektromos tervezés kapcsolatáról beszélt *Farkas Elemér* (Remix) — különös tekintettel a vékonyréteg hibrid áramkörök optimális kialakítására.

Két előadásban is foglalkoztak a számítógépes áramköri tervezéssel, *Abos Imre* (TKI) és *Ilyefalvi-Vitéz Zsolt* (Remix). Az előbbi előadás témája a hibrid integrált áramkörök számítógépes tervezése volt, míg az utóbbi a vékonyréteg ellenállások számítógépes topológiai tervezésével foglalkozott.

A szigetelő alapú vékonyréteg áramkörök hozzáférhetőségével is foglalkoztak többen, így *Mihók János* (Remix) bejelentette, hogy a Remix gyár jövőre nagy sorozatban kívánja gyártani és forgalomba hozni a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézettel együtt kidolgozott AH—1 típusú lineáris erősítőt. Érdekes módon a hozzászólásokból kiderült, hogy élénk érdeklődés mutatkozik egyéb lineáris áramkörök iránt is.

A vastag- és vékonyréteg integrált áramkörök tervezésével és részben kivitelezési megoldásaival is foglalkoztak *Walton Gusztáv* (HIKI) és *Dálnoki Gábor* (HIKI), valamint a nagypontosságú tantálellenállások igen precíz előállításáról beszélt *Hajdú László* (HIKI).

Nagy érdeklődés mutatkozott a Budapesti Műszaki Egyetem mikroelektronikai oktatásának néhány kérdésével foglalkozó előadásoknál is, melyek előadói *Dr. Bajor György—Ripka Gábor*, valamint *Dr. Házman István—Pap László* voltak. Az előadások koreferálója *Dr. Ambrózy András* volt.

A jelentős ankét záróbeszédét a Magyar Híradástechnikai Egyesülés elnökhelyettese, *Szolgay Norbert* tartotta. Értékelésében rendkívül részletesen kitért azokra az elvi kérdésekre, melyek az előadásokból kialakult viták során észrevehetően kirajzolódtak. Az egyik legnagyobb eredményként üdvözölte, hogy az áramkör tervezők és technológusok, az előállítók és felhasználók kezdenek közös nyelven beszélni, megtalálták egymással azt a közös alapot, melynek továbbfejlesztésével együttes erővel munkálkodhatnak a magyar híradástechnikai ipar felemelkedésén.

JÁMBOR ISTVÁN

# A „System 4" számítógép alkalmazása a középtávú tervezésben

ETO: 681.32.06 System 4:65.012.2

Az 1968-ban életbe lépett és az eltelt években tovább fejlődő gazdaságirányítási reform megszüntette a szigorúan centralizált tervutasításos rendszert, a kötelező keretszámokat, az előírt tervezési formát, módszert, menetet, a formális mutatókat, az uniformizált űrlapokat stb. és ezek helyett különböző közgazdasági szabályozókkal irányítja a vállalatokat a népgazdasági céloknak megfelelő működésre.

A népgazdasági tervekre alapozottan, a szabályozók alkalmazásával, vállalati hatásának gondos mérlegelésével ma önállóan készíthetik a vállalatok középtávú és éves terveiket.

A keretszámos, módszerében és formájában is kötött tervek helyett alkalmazható tervezési önállóság a vállalatokat szükségszerűen új tervezési módszerek felé tereli. Kikerülhetetlen igény a több variációban való tervezés, ami a különböző feltételek eltérő hatásait munkálja ki. Szükséges a különböző variációk összevetése, elemzése az állami szabályozók keretei között a vállalati célok közelítően legjobb elérési módjának keresése. Mindezekhez egy évnél hosszabb időszakok alapos vizsgálata szükséges, így az önállóan kidolgozandó vállalati középtávú tervek szerepe jelentősen emelkedett.

A gazdasági eredmények folyamatos évenkénti javításának, az éves tervek, illetve az éves eredmények egymással való szoros kapcsolatának az 1971. évtől érvénybe lépő állami szabályozókban is hangsúlyozott szerepe van.

Az önálló vállalati középtávú tervezés új igényei felkeltették és fokozták a vállalatok érdeklődését a matematikai tervezés, a számítógépnek a gazdasági tervezésben való alkalmazási lehetősége iránt.

Ennek keretében különböző optimalizáló modellek alkalmazásával számítottak ötéves vagy éves tervet, de a számítógépnek a tervezésben való alkalmazása terén ma még kezdeti lépéseknél tartunk. Számítóközpontunk indulásával magunk is teszünk ilyen kezdeti lépéseket. Erről kíván jelen cikk nagyvonalú tájékoztatást adni.

Elöljáróban ki kívánjuk hangsúlyozni, hogy a továbbiakban ismertetésre kerülő eljárás még nem lezárt egész, programozása folyamatban van, ezen belül egyes részek túl vannak a szintaktikus próbán, más részek a blokkséma stádiumánál tartanak.

A továbbiakban elsőként a gépes tervezés nálunk választott útjának indokait foglaljuk össze; majd erre alapozottan körvonalazzuk a rendszert és működését.

A jelenleg alkalmazott matematikai módszerek gépes eljárások meghatározott korlát- és feltételrendszerben a célfüggvényben kifejezett valamilyen optimum meghatározásokat adnak — általában a lineáris programozás apparátusával — amelyek a teljes terv kidolgozásnak „alapértékei". Ezekre alapozottan és irányulóan kell azután a terv egészét minden részletében végigszámolni. Nem szükséges külön kifejteni, hogy ez milyen hosszadalmas és ismeretes az is, hogy a részletfejezetekben is több variáció kimunkálása lehetséges és szükséges az optimáló eljárással meghatározott alapértékek változatlanul hagyása mellett is.

A középtávú terveket a vállalatok formai előírások nélkül, de végigszámolják a hagyományos tervfejezetenként (termelés, kapacitás, munka, bérügyek, önköltség-eredmény, alapok, adók stb.). Ez a végigszámolás formájában, részleteiben, menetében vállalatonként eltérő, de azokat a tervrészeket, amelyekben az állami szabályozók hatása közvetlenül évenként jelentkezik — pl. bérszínvonal — bérfejlesztési mutató — bérfejlesztési befizetés — mindenképpen célszerű kiszámítani és a vállalatok ezt rendszerint el is végzik.

Rendszerint ezeknek a részleteknek is több variánsa alakul ki — már amennyi manuálisan előállítható — úgy, hogy a terv — esetleg matematikai módszerrel meghatározott optimuma — alapértékei nem változnak. Gondolunk itt pl. arra, hogy matematikai eljárással meghatározzák a legnagyobb nyereségtömeget biztosító termékösszetételt, de az így rendelkezésre álló R-alapból az év végén fizetendő részesedés mértékét egyrészt az évközi felhasználás, másrészt a bérfejlesztési befizetés — adott esetben erősen progresszív — tömege fogja meghatározni. Így itt e részletben külön több variáns dolgozandó ki, a bérszínvonal, az R-alap évközi felhasználása stb. változtatásával, úgyhogy a nyereségtömeg és a termékösszetétel — amit a terv alapértékeként optimalizáltunk — változatlan maradhat.

E példa mellett még nagy számmal sorolhatnánk fel hasonló részleteket, amelyekre az alapkoncepciót meghatározó optimum-számítás mellett még rendszerint több variációban szükség van.

A gyakorlati vállalati tervmunka módszereiben egyáltalán nem ritka és sokszor nagyon is ésszerű és célszerű a tervezést mintegy „fordított" módszerrel kezdeni, amikor is a vállalatok különböző kikötésekkel és feltételekkel a vállalati R és F-alapok mértékét, illetve igényét határozzák meg, ami az 1971-től érvényes alapképzési, illetve jövedelemszabályozási rendszerben nagyon is jelentős.

Ilyen nem ritka tervezési módszer esetében a vállalatok azután a terv további menetében az alapok és a felhasználási mód előzetes kikötései mellett lépnek tovább a tervezésben, kimunkálva a termelési volumen és összetétel, létszám és bér, a nyereségtömeg stb. részterveit.

Így egy-egy tervfejezet önmagában is több variánssal alakul ki, egymást kölcsönösen befolyásolva, míg

Beérkezett: 1971. IV. 22.

végül is többszörös részletenkénti áttervezéssel és a résztervek összehangolásával alakult ki egy, vagy több középtávú vállalati terv.

Végezetül a vállalati tervezési munkában arra a ma még leginkább élő gyakorlatra kell hivatkoznunk, amikor nem alkalmaznak gépes feldolgozású optimáló módszereket, hanem a tervet az előzetesen beszerzett piaci és egyéb információk, különböző becslések, részben számszerűsített fejlesztési és egyéb igények, célok alapján úgy állítják össze, hogy ezekből az előzetes „alapadatokból" csoportosítást végeznek, majd alternatív módon végigszámolják kézzel a tervet úgy, hogy egy-egy részlettervfejezet külön-külön többszörösen végigszámolásra kerül.

Az eddig elmondottakból már következtetni lehet választott gépes tervezési rendszerünk alapgondolatára, melyet összefoglaltan következőkben fogalmazhatunk meg:

A középtávú terv egyes fejezetei évenkénti végigszámolása meghatározott induló alapértékekből úgy, hogy az alapértékek — paraméterek — változtathatók és ennek megfelelő számban előállított végigszámolt tervet kapunk.

Mielőtt a rendszer tartalmának részletesebb ismertetésére térnénk, szükséges néhány kiegészítő megjegyzést tenni.

A leírtakból kiderül, hogy rendszerünknek az eddigiektől eltérően nem az egzakt eljárással történő optimum keresés, illetve ennek megfelelő modellezés és programozás áll a középpontjában. Ezzel nem kívánjuk csökkenteni a „matematikai programozás" szerepét, jelentőségét, fontosságáról, hasznáról, gyakorlati alkalmazhatóságáról sem kívánunk vitába szállni. Úgy véljük azonban, hogy egy-egy tervkidolgozás nagy számolási igényű manuális munkájának gépesítése a vállalati gazdasági tervező apparátus munkáját úgy tudja megkönnyíteni, hogy idejét-erejét a (kézzel nem) géppel nagyobb számban előállított variánsok elemzésére fordíthatja, majd az elemzések nyomán nagyon rövid idő alatt újabb variáns állítható elő.

Az egyes fejezetek egyes variánsaiban rendszerünkben is megjelenik az optimumra törekvés, illetve olyan értékek meghatározása, amelyek „optimum" értékként foghatók fel.

Így pl. az alapok számításának részében minden egyes variánsnál kinyomtatásra kerül, hogy adott nyereség — hatékonyság — létszám mellett, adott évben mikor egyenlő a bérszínvonal növekedés a bérfejlesztési befizetéssel, vagy bérszínvonal növekedés milyen határig marad a bérfejlesztési befizetés a kedvezményezett sávban stb.

A megjegyzések soraiban végezetül azt említjük, hogy a rendszer kidolgozásának következő lépése optimalizáló modell kialakítása, illetve összekapcsolása a terv végigszámolásának rendszerével.

A következőkben a teljesség igénye nélkül ismertetjük a középtávú tervezésre alkalmas — módszerében előzőkben megindokolt — számítógépes rendszerünket.

Mint az előzőkben erre már utalás történt, a program végigszámolja a középtávú tervet.

A tervfejezetek a következők:

Termelési és értékesítési terv,
Munka- és bérügyi tervek,
Önköltségi és eredményterv,
Vállalati alapképzés — adózás,
Összesítő

A program egyes részeit a tervfejezetek számításai úgy alkotják, hogy külön-külön is működtethetők, tehát a felhasználó kívánsága szerint számban, változó paraméterekkel a teljes terv végigszámolása nélkül, az egyes fejezetek külön is számolhatók.

A rendszer egészében a program egyes részei úgy működnek, hogy egy sorrendben megelőző részszámítás (tervfejezet) számítással nyert értékei a következő rész alapadatai. Az egyes tervfejezetek számítási tartalma és ennek megfelelően számítási menete, a különböző tervrészek — ha arra a felhasználónak igénye nincs — elhagyhatók, nem szükséges a formai teljesség érdekében csak a számítás kedvéért.

Pl. a munkaügyi részben mód van a termelési terv óraszükségletére alapozott és ebből levezetett létszám- és bértervezésre, lehetséges a munka-, illetve bérügyi részt évenkénti abszolút vagy %-os mértékben meghatározott átlagkeresettel is számolni; vagy például a termelési—értékesítési részben lehet tételesen, vagy vezértípusban számolni. Továbbá lehet a termelést—értékesítést adott mennyiségekkel és árakon számolni, vagy úgy, hogy valamilyen kapacitás-korlát vagy értékhatár mellett a termékeket rangsorolva veszi számításba a program a megjelölt felső korlátig.

A számításban az 1971—75. éveket rendre kiszámítja a program, minden esetben számolja az 1970-es alapú bázisindexet, valamint az öt év láncindexét; ahol jelentős, az évenkénti változást abszolút értékben is megadja (pl. bérszínvonal növekmény). Alkalmazható azonban az öt éven belül egyéves számításra külön is.

Az elmondottakból következik, hogy a program úgy is felhasználható, hogy egy-egy részt külön alkalmazva, igen sok variánsból a további tervezéshez segédeszközként „értéktáblázatokat" állítunk elő.

Az általános jellemzők között kell megemlíteni, hogy a program az egyes tervfejezeteknél az adott variánsra vonatkozóan megadja a már említett „optimum értékként" kezelhető jellemző adatot. Pl. a volumen növekedésének 75%-ban termelékenységgel való biztosítása milyen létszám mellett lenne igaz és az adott variánsban ez a % mennyi stb.

A programmal a felhasználó kívánsága szerinti számú variáns állítható elő annak megfelelően, hogy a terv egy-egy variánsát a felhasználó milyen paraméterek szerint kívánja. Ez fejezetenként számában eltérő lehet, a teljes végigszámolásnál a gyakorlatilag kivitelezhetetlen variánstömeg leszűkítésére a felhasználónak kell előzetesen megjelölni azt, hogy a fejezetenkénti számítási sorrendben mely variánsokból vegyen alapadatot a program a következő fejezet számításához.

Soronkövetkezőleg körvonalazzuk, hogy a program tervfejezetenkénti részei milyen számításokat végeznek.

*Termelés—értékesítés*

Értéktervezés, különböző árszinteken forintban és devizában, export relációk szerint és összesen, valamint a megoszlási hányadok, adott esetben az állami visszatérítés külön kimutatásával.

Kívánság szerint cikkcsoportok összesítése.

A termelés mennyisége szerinti kapacitásigények részletezve;

A terhelés-kapacitás mérlegszerű összevetése.

A termelési terv számítható mennyiségek szerint kapacitás korlátok figyelembevétele nélkül, vagy termék rangsor szerint valamilyen homogén kapacitás korlátig úgy, hogy más homogén kapacitás le nem terhelt része meghatározásra, kinyomtatásra kerül.

A termelési terv kapacitás-terhelés mérlegszámításánál kapott eredményt használjuk a munka- és bérügyi terv, óra, létszám, illetve bérszükséglet kikalkulálásához.

*Munka- és bérügyek*

A számításnak ez a része kiindulhat a termelés-értékesítés adataiból, vagy külön meghatározott alapértékekből. Kiszámításra kerül: a létszám, összesen és/vagy állománycsoportonként szükség szerint munkásállományban további részletezésben (szakma, termelőegység, darabbéres stb.), összhangban a termelési tervvel.

A bértömegszükséglet összesen és állományi bontásban, a bérszerkezet, valamint az alapszámításokhoz szükséges bérszínvonal, ez ugyancsak részletesebb állománycsoportonkénti, vagy azon belül szűkebb bontásban.

A munka és bérügyeknél alkalmazott mutatók, mint pl. egy főre jutó termelési érték stb.

*Önköltség és eredmény*

A termelési terv alapján számolja a termelési költségvetést, szűkített önköltséget, teljes önköltséget, a munka- és bérügyi adatok figyelembevételével. Adott esetben számításba veszi az állami visszatérítést és az értékesítési árbevétel adataival számolja a nyereséget.

*Vállalati alapok — adózás*

E szakaszban a program vagy az előző részekből nyert alapadatok (nyereségtömeg, létszám, bérszínvonal, eszköztömeg) alapján, vagy előre kötött érték szerint végigszámolja az állami szabályok szerint a vállalati alapképzést és adózást, ennek megfelelően számolja és kiírja évenként: az R és F nyereségrészt, a vonatkozó adókat.

A tartaléklap kötelező szintjét, a feltöltés mértékét, a visszapótlási kötelezettséget, szükség esetén a tárgyévi igénybevételt az R/B alapján és/vagy a bérfejlesztési befizetési kötelezettség teljesítés kiegészítéséhez T alapból szükséges összeget.

Kiszámolja a hatékonysági mutatót, ennek alapján a bérfejlesztési befizetési kötelezettséget sávosan és a bérfejlesztési befizetés összes értékét, valamint tömegét. A számításnál szükség szerint alkalmazza hatékonyság csökkenés esetében a báziskorrekció módszerét, vagy kedvező esetben a ki nem használt kedvezményes sávból való megtakarítás későbbi évekre való átütemezését.

Ez a programrész külön működtethető úgy is, hogy az előzőkben említett négy alapadat valamelyikére kérdezünk, a másik három meghatározása mellett, továbbá végezhetünk e módon olyan további számítást is, amikor az évközi R-felhasználás adott értéke mellett arra kérdezünk, hogy valamelyik alapadatnak milyen értéket kell felvenni ahhoz, hogy napi bérben kifejezve meghatározott értékű évvégi részesedés maradjon.

*Összesítő*

A program az összes paraméter szerint valamennyi variáns kiszámítása és fejezetenkénti való nyomtatása után variánsonként összesítőt készít, ami a végigszámolt teljes terv legfőbb értékeit, mint árbevétel, export, létszám, nyereség, R és F alap, hatékonyság, bérszínvonal stb., továbbá az évek viszonyszámait tartalmazza. Ezen az összesítésen könnyen áttekinthető az egyes variánsok eredménye, amihez részleteiben, szerkezetében rendelkezésre áll a teljes számítási anyag.

Összefoglalva: Számítóközpontunk a „System 4" gépre alapozott középtávú tervezési programja egy ötéves időszak folyamatos-összefüggő évenkénti tervszámítására alkalmas az egyes tervfejezetek különkülön és/vagy egymásra alapozott számításával. Paraméteres módszerrel egy számítási menetben kívánság szerinti számban állítható elő különböző változat.

Jelen cikk keretei csak arra adtak lehetőséget, hogy a rendszer alapgondolatát, a működés lényegét ismertessük, alkalmazáskor Központunk a felhasználókkal részletes konzultációt folytat.

# Posta Kísérleti Intézet tudományos napjai a Technika Házában

Az alapításának 80. évfordulóját ünneplő Posta Kísérleti Intézet tudományos előadássorozatot tartott, melyben beszámolt az utóbbi egy-két év kiemelkedő eredményeiről.

Az ülésszakot Rödönyi Károly a közlekedés- és postaügyi miniszter első helyettese nyitotta meg. Ezután Ipolyi Károly számolt be Európa első Postakutató Intézetének történetéről. Beszámolójában kiemelte, hogy több világhírű tudós kezdte munkásságát az Intézetben, sőt az Intézetben végzett munkájáért kapta meg később dr. Békési György a Nobeldíjat. Az Intézet igazgatója, Rontó Tibor vázolta az Intézet előtt álló főbb feladatokat. Beszámolójában kihangsúlyozta a jelentőségét az űrtávközlés és a számítástechnika posta vonatkozású kutatásainak, megemlékezett a postaforgalom és a műsorszórás aktuális problémáiról is. Vázolta, hogy az Intézet új szervezetében ezek a feladatok kiemelkedő helyet kapnak és a problémák összehangolása érdekében rendszertechnikai kutatásokkal is foglalkozni fog az Intézet.

Ezután két szekcióban folytatódott a tanácskozás, az első szekció a vezetékes távközlés témáit tárgyalta, a második szekcióban az első napon a postai gépesítés, második napon pedig a vezeték nélküli híradástechnika szerepelt.

A vezetékes távközlés szekcióban több előadás foglalkozott a távközlő hálózatok gazdaságos tervezésének kérdésével. Figyelembe vették az adatátvitellel kapcsolatos hálózat tervezési problémákat is. A tervezési és számítási módszerek ismertetése után az Intézet kutatói beszámoltak azokról az új berendezésekről, amelyek a távközlési hálózat minőségének javítása és költségének csökkentése érdekében a közeljövőben alkalmazásra kerülhetnek. Ezen a területen az Intézet szoros kapcsolatban van az ipari fejlesztőkkel és számos területen közös munkájuk eredménye egy-egy új berendezés kialakítása.

Az új berendezésekhez új mérési módszerek is kapcsolódtak. Végül a megbízhatóság kérdésével foglalkozott a szekció utolsó négy előadása. Ismertették, hogy a komplett hálózatok megbízhatóságát felmérték és megállapították azokat a pontokat, melyek a legtöbb zavar forrásai, majd ezeknek a helyeknek a megbízhatóságát új berendezések alkalmazásával növelték. Ilyen elvek alapján dolgozták ki a gáznyomásos kábelvédelmi berendezést, ami két évvel a fejlesztés megkezdése után már sorozatgyártásba került.

A vezeték nélküli szekció első problémaköre az URH-FM adóhálózat tervezési problémáinak vázolása volt, és ehhez kapcsolódóan beszámoltak a terjedési mérések eredményeiről. Több előadás foglalkozott a középhullámú adók továbbfejlesztésének kérdésével, és ennek alapján a várható középhullámú ellátottság határának alakulásával. Különösen érdekes volt az újszerű, helikopterről végzett hullámterjedési mérések módszerének és eredményének ismertetése. A hullámterjedési vizsgálatok rengeteg adatának kiértékeléséhez számítógépes módszereket dolgoztak ki. Ugyancsak időszerű téma az űrtávközlés hazai földi állomásának kiválasztása céljából végzett kutatás, és ez hosszú évekre megszabja a vezeték nélküli távközlés feladatait.

Az intézeti napok méltatásánál a témák mellett meg kell emlékezni az előadókról is. Néhány tapasztalt idősebb kutató mellett olyan fiatal kutatógárda fejlődött fel, amely alkalmas a postai kutatás távolabbi feladatainak megoldására.

A fiatal kutatók közül megemlítenénk Solymos László, Szűcs Árpádné, Honi Géza, Kajli István, Péchi Tünde, Bakos Éva, Bilszky László, Mezőcsátiné Nagy Erzsébet, Szabó Árpádné, Székely Sándor, Nándorfi Gyuláné, Plank György, Lasztity György nevét, akiknek munkásságával reméljük, még gyakran találkozunk lapunk hasábjain.

---

## SZEMLE

Összeállította: BALGH PÁL

A világ számítógép-parkja:

| | |
|---|---|
| Egyesült Államok | 62 500 egység |
| Nyugat-Európa | 24 000 |
| Szovjetunió | 5 500 |
| Kelet-európai szocialista orsz. | 1 500 |
| Egyéb | 12 500 |
| Összesen: | 106 000 |

Országok szerinti bontásban:

| | |
|---|---|
| Nyugat-Németország | 6100 |
| Nagy-Britannia | 5900 |
| Japán | 5900 |
| Franciaország | 4500 |
| Kanada | 3000 |
| Olaszország | 2700 |
| Skandináv országok | 1500 |
| Hollandia | 1100 |
| Német Demokratikus Köztársaság | 500 |
| Lengyelország | 420 |
| Csehszlovákia | 200 |
| Jugoszlávia | 180 |
| Magyarország | 120 |
| Románia | 50 |
| Bulgária | 30 |

A szocialista országok számítógép állománya ezek szerint összesen 7000 egység. *(Scientific American, 1970. okt.)*

*

A világ legnagyobb számítógépgyártó vállalatainak kutatási-fejlesztési ráfordításai, egyéb jellemző adataikhoz viszonyítva 1970-ben így alakultak:

| | Forgalom | Profit (millió $) | K+F |
|---|---|---|---|
| IBM | 7504 | 2011 | 500 (becslés) |
| Honeywell | 2782 | 119 | 100 |
| ICL | 314 | 18 | 36 |

*(Economist, 1971. febr.)*

---

## Tartalmi összefoglalások

ETO 519.24:621.376.56

Pápay Zs.:

### A kvantálási hiba statisztikus analízise

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 11. sz.

A cikk az amplitúdó és időintervallum kvantálás hibáját írja le statisztikai módszerekkel (eloszlásfüggvény, várható érték, szórás, konfidencia szint), ideális lineáris kvantáló (analóg-digitál konverter) esetén. Az „ekvivalens amplitúdó kvantálás" fogalmának bevezetésével az amplitúdó-időtartam és amplitúdó-frekvencia átalakítású kvantálók hibáját is elemzi. Így megadható az optimális kvantálási hiba értéke és elérésének módszerei. Normál eloszlású zaj (nemideális kvantáló) esetén megadja az eredő hiba eloszlásfüggvényét.

ETO 621.372.821.3:621.372.832.43

Dr. Kása I.—Adorján P.:

### Folytonosan csatolt inhomogén szalagtápvonalakból kialakított irányesatolók tervezése. I. rész

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 11. sz.

Az iránycsatolók fontos osztályát alkotják a folytonosan csatolt TEM módusú vonalakból kialakított iránycsatolók. A cikk ezek analízisét és a tervezés egy módszerét foglalja össze. Az I. rész az inhomogén, folytonos csatolású iránycsatolók analízisét tartalmazza. Az analízis fontos eredményeként megmutatjuk, hogy a vonalak alkalmasan definiált szimmetriája esetén a négykapu tervezése visszavezethető egy inhomogén távvezetékszakaszból álló kétkapu tervezésére. E tervezés előkészítése érdekében részletesen megvizsgáljuk az inhomogén távvezetékszakasz tulajdonságait, a kontúrfüggvény és a frekvenciatartománybeli viselkedés összefüggését.

ETO 621.397.61.001.4

Tormási Gy.:

### TV-csatornák legfontosabb minőségi paramétereinek távellenőrzésére vizsgálósort kis sávszélességű információvá átalakító berendezés

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 11. sz.

A TV adóberendezések és modulációs vonalak számának növekedése időszerű kérdéssé teszi a TV-csatornák távellenőrzését. A cikk a kis sávszélességű csatorna alkalmazásával megoldott vizsgálósoros ellenőrzéssel foglalkozik. Ismerteti a szélessávú információt jelentő vizsgálósor alakhű, kis sávszélességű jellé alakításának elméleti problémáit. A sávszélesség — jel időtartam transzformáció célszerű megvalósítása a vizsgálósor a stroboszkópikus letapogatásával lehetséges. A jelátalakítás hibája és mintavevő impulzus szélessége közötti összefüggés meghatározása lehetővé teszi az átalakító berendezés jellemző adatainak számítását.

ETO 621.383.52.001.6

Pásztor Gy.—Bársony I.:

### Hazai kísérletek lavina üzemű fotodióda létrehozására

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 11. sz.

A lavina üzemű fotodióda nagy érzékenységű és igen nagy határfrekvenciájú fényérzékelő félvezető eszköz; különösen perspektivikus eleme az optoelektronikai félvezetőknek. Legfontosabb alkalmazásuk a modulált laser-sugár detektálása. A hazai fejlesztés is egy ilyen felhasználási igény kielégítésére indult meg. A cikkben a fejlesztési eredményekről olvashatunk és egyúttal megismerhetjük a dióda elméletének és konstrukciójának legfontosabb kérdéseit, a helyettesítő képet és ezek elemeinek számítását.

ETO 681.32.06 System 4:65.012.2

Jámbor I.:

### A System 4 számítógép alkalmazása a középtávú tervezésben

HÍRADÁSTECHNIKA XXII. (1971) 11. sz.

Az új gazdasági mechanizmusban a vállalatok a közgazdasági szabályozók hatásának figyelembevételével önállóan készítik középtávú és éves terveiket. Az önállóság fokozza a számítógépeknek a termelésben való alkalmazása iránti érdeklődést. A cikk az 5 éves vállalati tervek egyes fejezetei géppel történő számításának egy modelljét ismerteti, amelyben az egyes tervfejezetek egymásra alapozottan változó paraméterekkel kerülnek több variánsban kiszámításra.

## Обобщения

ДК 519.24:621.376.56

Папаи Ж.:

### Анализ ошибки квантования методами статистики

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 11.

Статья излагает ошибки квантования по амплитуде и промежутке времени статистическими методами (функция распределения, математическое ожидание, рассеивание, доверительный уровень) в случае идеального линейного квантора (преобразователь из аналоговой формы в цифровую форму). Введением понятия «эквивалентного квантования по амплитуде» анализируются тоже ошибки кванторов по преобразованию амплитуда-промежуток времени и амплитуда-частота. Таким образом определяются величина оптимальной ошибки квантования и методы её получения. В случае шума нормального распоеделения (неидеальный квантор) дана функция распределения равно-действующей ошибки.

ДК 621.372.821.3:621.372.832.43

Д-р Каша, И.—Адорян, П.:

### Проектирование направленных ответвителей, разработанных из непрерывно связанных неоднородных полосковых линий. Часть I

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 11

Одним из важнейших групп направленных ответвителей является устройство, разработанное из непрерывно связанных неоднородных полосковых линий волны типа ТЕМ. Статья излагает анализ этих и метод проектирования. Часть I содержит анализ непрерывно связанных неоднородных направленных ответвителей. Важным результатом анализа является, что проектирование восьмиполюсника — в случае пригодно определенной симметрии линий — может быть осуществлено проектированием четырехполюсника, состоящего из участка неоднородного фидера. В интересах приготовления этого проектирования пордробно рассматриваются свойства неоднородного участка фидера, соотношение между контурной функцией и её поведением в диапазоне частот.

ДК 621.397.61.001.4

Тормаши, Г.:

### Устройство для преобразования испытательной строки телеконтроля важнейших качественных параметров телевизионных каналов в информацию малой ширины полосы

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 11

Увеличение числа телевизионных передатчиков и модулирующих линий обосновывает актуальность телеконтроля телевизионных каналов. Статья излагает телеконтроль испытательной строки применением канала малой ширины полосы. Обсуждаются теоретические проблемы преобразования испытательной строки, составляющей информацию большой ширины в сигналы малой ширины полосы, сохраняя форму. Трансформация ширины полосы — продолжительность сигнала целесообразно осуществлять стробоскопической разверткой испытательной строки. Определение соотношения между ошибкой преобразования сигнала и шириной дискретных импульсов дает возможность расчета характерных данных преобразовательного устройства.

ДК 621.383.52.001.6

Пастор, Г.—Баршонь, И.:

### Эксперименты по осуществлению фотодиода режима лавины

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 11

Фотодиод режима лавины является светочувствительным полупроводниковым прибором с высокой чувствительностью и предельной частотой; особенно перспективным элементом оптоэлектронных полупроводников. Их важнейшим применением является детектирование модулированных лучей лазера. Разработка в Венгрии начала удовлетворять такую потребность. Статья показывает важнейшие вопросы теории и конструкции диода, эквивалентную схему и расчет ее элементов.

ДК 681.32.06 Систем 4:65.012.2

Ямбор, И.:

### Применение ЭВМ «Система 4» в планировании среднего срока

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXII. (1971) № 11

В новом экономическом механизме предприятия самостоятельно подготовляют свои среднесрочные и годовые планы с учетом влияния экономических стимулов. Самостоятельность увеличивает заинтересованность применения ЭВМ в производстве. Статья излагает модель расчета ЭВМ отдельных разделов пятилетних планов предприятий, в которой отдельные разделы плана разрабатываются в различных вариантах, базируются друг на друга, измененными параметрами.

## Zusammenfassungen

DK 519.24:621.376.56

Pápay, Zs.:

### Statistische Analyse der Quantisierungsfehler

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 11.

In dem Artikel werden die Quantisierungsfehler der Amplituden- und des Zeitintervalls mit statistischen Methoden (Verteilungsfunktion, Erwartungswert, Dispersion, Konfidenzpegel) im Falle von linearem Quantor (Analog-Digitalkonverter) beschrieben. Mit der Einführung der Terminologie „Aquivalente-Amplituden- Quantierung" werden die Fehler der Quantoren von Amplituden zu Zeitdauer und Amplituden-Frequenz analysiert. So kann der Wert des optimalen Quantisierungsfehlers und die Methode mit welcher man diesen Fehler erreichen kann, engegeben werden. Im Falle von Geräusch mit normaler Verteilung (nicht idealer Quantor) wird die Verteilungsfunktion des resultierenden Fehlers angegeben.

DK 621.372.821.3:621.372.832.43

Dr. Kása, I.—Adorján, P.:

### Entwerfen von Richtkopplern aus kontinuierlich gekoppelten inhomogenen Bandleitungen. Teil I

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 11

Die Richtkoppler aus Bandleitern vom Modus TEM mit kontinuierlicher Kopplung spielen eine wichtige Rolle. Der Aufsatz fasst ihre Analyse und eine Methode ihres Entwerfens zusammen. Teil I enthält die Analyse inhomogener, kontinuierlich gekoppelter Richtkoppler. Als ein wichtiges Ergebnis der Analyse wird és bewiesen, dass die Berechnung des Achtpoles — im Falle einer geeignet definierten Symmetrie der Linien — kann auf die Berechnung eines, aus einem inhomogenen Linienabschnitt bestehenden Vierpoles zurückgeführt werden. Zur Vorbereitung dieser Berechnung werden die Eigenschaften, weiter der Zusammenhang zwischen der Konturfunktion und dem Benehmen im Frequenzbereich eines inhomogenen Linienabschnittes untersucht.

DK 621.397.61.001.4

Tormási, G.:

### Einrichtung für die Umwandlung von Prüfzeilen zur Fernüberwachung der wichtigsten Qualitäts-Parameter von Fernsehkanälen in eine Information niedriger Bandbreite

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 11

Die Zunahme der Fernsehsender und Modulationslinien macht zeitgemäss die Fernüberwachung von Fernsehkanälen. Der Aufsatz beschäftigt sich mit der Fernüberwachung mit Hilfe von Prüfzeilen bei Anwendung eines Kanals niedriger Bandbreite. Es werden die theoretischen Probleme der Umwandlung der Prüfzeilen, welche eine Information hoher Bandbreite darstellen, in formgetreue Signale niedriger Bandbreite behandelt. Die zweckmässige Verwirklichung der Transformation Bandbreite-Signalzeitdauer ist mit einer stoboskopischen Abstastung der Prüfzeilen lösbar. Die Bestimmung des Zusammenhanges zwischen dem Fehler der Bandbreite des Impulses ermöglicht die Berechnung der charakteristischen Daten des Umwandlers.

DK 621.383.52.001.6

Pásztor, G.—Bársony, I.:

### Versuche zur Herstellung von Lavinen-Photodioden in Ungarn

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 11

Die Lavinen-Photodiode ist ein lichtempfindliches Halbleiterelement hoher Empfindlichkeit und sehr hoher Grenzfrequenz; sie ist ein besonders perspektivisches Element als optoelektronischer Halbleiter. Ihre wichtigste Verwendung ist die Detektion modulierter Laser-Strahlen. Die Entwicklung in Ungarn wurde auch zur Befriedigung solcher Bedarfe begonnen. Der Aufsatz behandelt die Ergebnisse der Entwicklung und gleichzeitig die wichtigsten Fragen der Theorie und Konstruktion der Diode, ihr Ersatzschaltbild und die Berechnung der Elemente derselben.

DK 681.32.06 System 4:65.012.2

Jámbor, I.:

### Anwendung der Rechenmaschine „System 4" in der Mitteltermin-Planung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) Nr. 11

In dem neuen Wirtschaftsmechanismus bereiten die Unternehmungen selbstständig, — den Einfluss der volkswirtschaftlichen Stimulanten in Acht nehmend, — die Mitteltermin — und Jahrespläne. Die Selbstständigkeit steigert die Interesse der Anwendung der Rechenmaschinen in der Produktion. In dem Artikel wird ein Modell bezüglich der Berechnung mit der Rechenmaschine einzelner Abschnitte der Fünfjahrplanung der Betriebe erörtert. In diesem Modell werden die einzelnen Planabschnitte aufeinander begründet mit variablen Parametern in mehreren Varianten berechnet.

## Summaries

UDC 519.24:621.376.56

Pápay, Zs.:

### Statistical Analysis of Quantilization Error

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 11

The quantilization error of amplitude and time interval is described by statistical methods (distribution function, mathematical expectation, dispersion, confidence level) in case of ideal linear quantizer (analogue-digital converter). Introducing the term "equivalent amplitude quantization" the errors of quantizers converting amplitude to time duration and amplitude to frequency are also analysed. On this basis the value of the optimum quantization error and the methods to obtain it can be given. In the case of noise of normal distribution (non-ideal quantizer) the distribution function of the resulting error is given.

UDC 621.372.821.3:621.372.832.43

Dr. Kása, I.—Adorján, P.:

### Design of Directional Couplers Comprising Continuously Coupled Strip-Lines. Part I

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 11

An important group of the directional couplers are those comprising continuously coupled strip-lines of the TEM mode. The article summarizes their analysis and a method of their design. Part I contains the analysis of the continuously coupled inhomogeneous directional couplers. As an important result of the analysis a method is presented by which the design of four-ports—in case of a suitably defined balance of the lines—may be realized as the design of a two-port comprising an inhomogeneous section of a transmission line. For sake of preparing this design the properties of the inhomogeneous line section, the relations between the contour function and the behaviour within the frequency range are examined.

UDC 621.397.61.001.4

Tormási, G.:

### Test Unit for the Remote Checking of the Most Important Characteristics of Television Channels by Means of Test Lines Converted into Narrow-Band Information

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 11

The increasing number of television transmitters and programme lines justifies the remote checking of television channels. The article deals with the check by test lines realized by using a narrow-band channel. The theoretical problems of converting the originally wide-band test lines into narrow-band signals conserving the shape characteristics is discussed. The band-width signal to signal duration transformation is carried out conveniently by stroboscopic scanning of the test line. By determining the relation between the error of signal conversion and the width of the sampling pulse the calculation of the characteristics of the conversion unit is made possible.

UDC 621.383.52.001.6

Pásztor, G.—Bársony, I.:

### Experiments for the Realization of Photodiodes of the Avalanche Type in Hungary

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 11

The avalanche type photodiode is a light-sensitive semiconductor device of high sensitivity and very high cut-off frequency; it is an especially prospective optoelectronic semiconductor element. Its most important field of application is the detection of a modulated laser beam. The development in our country started also to satisfy such demands. The article gives account on the results of development and also on the most important questions of the theory and construction of the diode, on its equivalent circuit and the computation of the elements thereof.

UDC 681.32.06 System 4:65.012.2

Jámbor, I.:

### Application of the Computer "System 4" in the Medium-Term Planning

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) No. 11

In the new economic mechanism the enterprises make their medium-term and annual plans independently from each other, taking into account the influence of the economic stimulants. Independence increases the interest in the use of computers in the production. The paper presents a model of the calculation by computer of single chapters of the five-year plans. In this model single chapters of the plan based on each other are calculated with variable parameters in several variants.

CDU 519.24:621.376.56

Pápay, Zs.:

## Analyse statistique de l'erreur de numération

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N° 11

L'article décrit l'erreur de numération en amplitude et en intervalle de temps par méthodes statistiques (fonction de distribution, expectation, mathématique, dispersion, niveau de confidence en cas d'un numérateur idéal linéaire (convertisseur analogue-numérique). En introduisant le concept de la „numération équivalente en amplitude" les erreurs des numérateurs des types amplitude-intervalle de temps et amplitude-fréquence sont aussi analysés. De telle manière la valeur optimale et les méthodes de sa réalisation peuvent être données. En cas d'un bruit à distribution normale (numérateur non-idéal) la fonction de distribution de l'erreur résultant est donnée.

CDU 621.372.821.3:621.372.832.43

Dr. Kása, I.—Adorján, P.:

## Projet des coupleurs directifs développés des lignes de bande inhomogènes couplées continuellement. Partie I

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N° 11

Les coupleurs directifs développés des lignes du mode TEM couplées continuellement forment un groupe impotant de ces dispositifs. L'article résume leur analyse et une méthode de projet. Partie I contient l'analyse des coupleurs directifs inhomogènes à couplage continuel. Comme un résultat important de l'analyse est démontré que — en cas d'une symétrie convénablement définie des lignes — le calcul du circuit à quatre portes peut être ramené au calcul d'un circuit à deux portes comprenant une section de ligne inhomogène. Pour préparer ce calcul la rélation entre la fonction de contour et la variation des paramètres dans le domaine de fréquence, les propriétés d'une section de ligne inhomogène en général sont examinées.

CDU 621.397.61.001.4

Tormási, G.:

## Dispositif pour convertir des lignes d'essai de télécontrôle des paramètres techniques les plus importants des voies de télévision en une information à bande étroite

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N° 11

L'augmentation du nombre des émetteurs et lignes de modulation de télévision rend actuel le télécontrôle des voies de télévision. L'article expose le contrôle réalisé par des lignes d'essai utilisant une voie à bande étroite. Les problèmes théoriques de la conversion des lignes d'essai représentant une information à bande large en signaux à bande étroite, conservant les caractéristiques de forme. La tranformation de la largeur de bande en durée de temps peut être réalisée convénablement par balayage stroboscopique. La déterr mination de la rélation entre l'erreur de la conversion et la largeu. de l'impulsion de discrimination fait possible le calcul des caractéristiques du convertisseur.

CDU 621.383.52.001.6

Pásztor, G.—Bársony, I.:

## Experiences pour réaliser une photodiode à fonction d'avalanche en Hongrie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N° 11

La photodiode à fonction d'avalanche est un dispositif sémiconducteur sensitif à la lumière ayant une sensibilité haute et une fréquence de coupure haute; c'est un dispositif perspectif particulièrement des sémiconducteurs optoélectroniques. Son application la plus importante est la détecion des rayons de laser modulés. Le développement en Hongrie a été mis en marche pour satisfaire les exigences de tels domaines d'utlisation. L'article expose les résultats de développement et, en même temps, les questions les plus importantes de la théorie et construction de la diode, sa circuit équivalent et le calcul des éléments de ceci.

CDU 681.32.06 System 4:65.012.2

Jámbor, I.:

## Application de l'ordinateur «System 4» dans la planification à moyen terme

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXII. (1971) N° 11

Dans le nouveau mécanisme économique les entreprises préparent leurs plans à moyen terme et annuels autonomement en considération de l'effet des stimulants éconimiques. L'autonomie augmente l'interêt pour l'application des ordinateurs dans la production. L'article décrit un modèle du calcul par ordinateur des chapitres particuliers des plans quinquennaux des entreprises, dans lequel les chapitres particuliers des plans sont calculés en plusieurs variantes avec paramètres variables, basés l'un sur l'autre.