

50.165



XVII. ÉVFOLYAM, 8. SZÁM, 225—256 OLDAL
BUDAPEST, 1966. AUGUSZTUS HÓ **8**

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET LAPJA

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

| | |
|---|----------|
| DR. BOZSÓKI ISTVÁN: Változó kapacitású, reflexió típusú parametrikus erősítők tervezése | 225 |
| DR. GONDA JÓZSEF: Bevezetés az időben periodikusan változó lineáris hálózatok analizisibe | 232 |
| DR. BERCELI TIBOR: Parametrikus erősítők sávészességének vizsgálata | 237 |
| SOÓS GYÖRGY: Mágneses elemek alkalmazása a telefontechnikában | 241 |
| Egyesületi hírek | 236, 240 |
| Szemle | 231, 253 |
| Tartalmi összefoglalások | 255 |
| Обобщения | 255 |
| Zusammenfassungen | 256 |
| Summaries | 256 |
| Résumés | B/3 |

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

A szerkesztőbizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS a műszaki tudományok doktora, KÓMŰVES FRIGYES kandidátus, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, NOVÁK ISTVÁN, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER a műszaki tudományok doktora, VIG ISTVÁN

Index: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA — Kiadja a Lapkiadó Vállalat, Budapest, VII., Lenin körút 9—11. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 24 Ft, egész évre 48 Ft. Egyes szám ára: 4 Ft. Megjelenik havonta. Csekk számlaszám: Egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA”: P. O. B. Budapest 62.

66.972 Egyetemi Nyomda, Budapest

DR. BOZSÓKI ISTVÁN
BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék

Változó kapacitású, reflexiós típusú parametrikus erősítők tervezése

I. rész

ETO 621.375.7

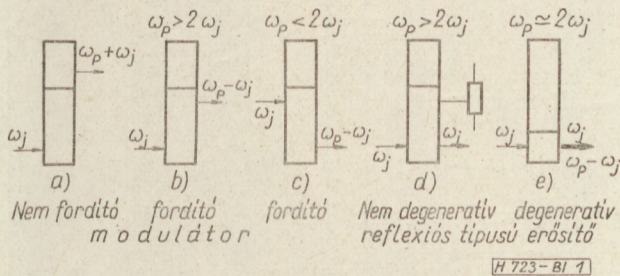
A változó kapacitással működő parametrikus erősítők az elmúlt években széleskörű felhasználást nyertek mikrohullámú előerősítőkként. Ennek oka, hogy velük kis zajtényező mellett, viszonylag egyszerű felépítéssel nagy sávzélességben valósítható meg a kívánt erősítés.

Az erősítéshez használt eszköz változó kapacitású dióda, melynek kapacitását a tápenergiát adó, ún. „pump”-oszcillátor frekvenciájának ütemében változtatjuk. Az erősítendő jel hatására a diódán kombinációs frekvenciák keletkeznek, melyek közül egyeseken a kivethető teljesítmény nagyobb lehet a jel-frekvencián bevezetettnél, vagyis az eszközzel teljesítmény erősítés érhető el. Mivel az erősítést változó reaktanciájú, tehát elvileg veszteségmentes elemnek hoztuk létre, várható, hogy az erősítő kis zajú lesz.

A diódán létrejövő különböző frekvenciájú komponensek száma elvileg végtelen. Attól függően, hogy mely komponensek dominálnak, hozhatunk létre különböző tulajdonságú erősítőket.

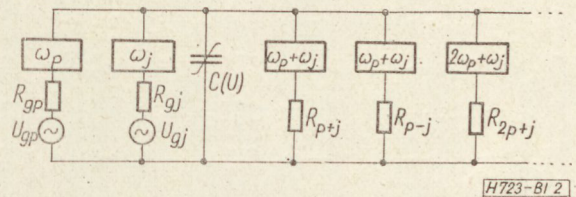
A fontosabb típusokat az 1. ábrán foglaltuk össze, a jobb áttekinthetőség érdekében sematikus ábrázolással. Az erősítőt egy keskeny, álló téglalappal jelöltük, a be- és kimenő jeleket vízszintes nyilak mutatják. A nyilak helyzete a frekvenciára jellemző; a frekvencia a téglalap mentén felfelé haladva növekszik. A pump-frekvencia értékét a berajzolt vízszintes vonal mutatja.

Az 1d ábrán, az ellenállásszerű jelöléssel lezárt végződés egy, a parametrikus erősítőkre jellemző ún.



1. ábra. Különböző parametrikus erősítőkben szereplő frekvenciák sematikus ábrázolása

vakfrekvenciás rezgés kialakulását mutatja. Ezen rezgőkör sem a bemenő, sem a kimenő áramkörrel nincs közvetlen kapcsolatban, mégis a benne kialakuló rezgés az erősítés szempontjából döntő. Ugyanis a bejövő és a pumpjellel üttetéséből vakfrekvenciás komponens keletkezik, melynek hatására a vakfrekvenciás rezgőkörben jelentős amplitúdójú rezgés alakul ki. Ezen rezgés és a pumpjel viszont a diódán jelfrekvenciás komponenset hoz létre, ami mint felerősített jel, a diódáról kivethető teljesítményt ad. Így azonos frekvenciás erősítés érhető el.



2. ábra. Parametrikus erősítő elvi modellje

Az egyes erősítőtípusok jellegzetes tulajdonságait a Manley—Rowe egyenletek [1] foglalják össze. Mivel ezek ismertetése magyar nyelven már korábban megjelent cikkekben [2], [3] megtörtént, erre ezért itt nem térünk ki.

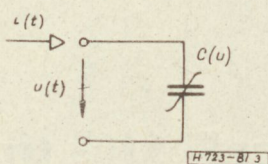
Áramköri alkalmazásoknál a változó kapacitású diódát a különböző frekvenciájú komponensekre más-más impedanciát mutató hálózathoz kapcsoljuk (lásd 2. ábrát), amikor a Manley—Rowe egyenletek már nem adnak kielégítő tájékoztatást. Ekkor az egyes komponensek feszültségei és áramai közötti kapcsolatot kell felírni, a változó kapacitású diódára, mint nemlineáris reaktanciára vonatkozó differenciálegyenlet megoldásával.

A továbbiakban ezen differenciálegyenlet közelítő megoldásaként a nemlineáris kapacitás linearizált admittancia mátrixát, majd a dióda egyéb jellemző tulajdonságait írjuk fel. Ezután a lineáris hálózatok elméletéből ismert módszerekkel a reflexiós típusú erősítő erősítését, sávzélességét és zajtényezőjét számítjuk ki.

1. Nemlineáris kapacitás linearizált admittancia mátrixa (Y_c)

A $C(u)$ nemlineáris kapacitásra vonatkozó differenciálegyenlet a 3. ábra jelölésével:

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt} [C(u) \cdot u(t)] \quad (1)$$



3. ábra

Ezen egyenlet megoldása csak közelítéssel lehetséges.

Erősítő alkalmazásoknál feltételezhetjük, hogy a pumpjel amplitúdója sokkal nagyobb a többi komponens amplitúdójához képest. Ekkor a nemlineáris kapacitás adott amplitúdójú pumpjel esetén csak az idő függvénye lesz, amikor az (1) lineáris differenciál egyenletté alakul át. Ennek figyelembevételével:

$$i_k(t) = \frac{d}{dt} [C_p(t) \cdot u_k(t)] \quad (2)$$

alakban írható, ahol a k indexszel azt a tényt juttattuk kifejezésre, hogy u és i csak a kis amplitúdójú komponenseket tartalmazza, míg a p index azt jelenti, hogy a kapacitás értéke csak a pump jeltől függ.

$$\begin{aligned} \vdots \\ I_{2,1} &= \dots + j(2\omega_p + \omega_j)C_0 U_{2,1} + j(2\omega_p + \omega_j)C_1 U_{1,1} + j(2\omega_p + \omega_j)C_2 U_{0,1} + j(2\omega_p + \omega_j)C_3 U_{1,-1}^* + \dots \\ I_{1,1} &= \dots + j(\omega_p + \omega_j)C_1^* U_{2,1} + j(\omega_p + \omega_j)C_0 U_{1,1} + j(\omega_p + \omega_j)C_1 U_{0,1} + j(\omega_p + \omega_j)C_2 U_{1,-1}^* + \dots \\ I_{0,1} &= \dots + j\omega_j C_2^* U_{2,1} + j\omega_j C_1^* U_{1,1} + j\omega_j C_0 U_{0,1} + j\omega_j C_1 U_{1,-1}^* + \dots \\ I_{1,-1}^* &= \dots - j(\omega_p - \omega_j)C_3^* U_{2,1} - C_2(\omega_p - \omega_j)C_2^* U_{1,1} - j(\omega_p - \omega_j)C_1^* U_{0,1} - j(\omega_p - \omega_j)C_0 U_{1,-1}^* - \dots \\ \vdots \end{aligned}$$

A (6) egyenletben szereplő admittancia mátrix

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}_c \mathbf{U} \quad (6a)$$

szerint:

$$\mathbf{Y}_c = j \begin{bmatrix} \vdots \\ (2\omega_p + \omega_j)C_0; (2\omega_p + \omega_j)C_1; (2\omega_p + \omega_j)C_2; (2\omega_p + \omega_j)C_3 \\ \dots (\omega_p + \omega_j)C_1^*; (\omega_p + \omega_j)C_0; (\omega_p + \omega_j)C_1; (\omega_p + \omega_j)C_2 \dots \\ \omega_j C_2^*; \omega_j C_1^*; \omega_j C_0; \omega_j C_1 \\ -(\omega_p - \omega_j)C_3^*; -(\omega_p - \omega_j)C_2^*; -(\omega_p - \omega_j)C_1^*; -(\omega_p - \omega_j)C_0 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (7)$$

A (7) mátrix a nemlineáris kapacitás linearizált admittancia mátrixa, mely a kapacitáson levő különböző frekvenciájú feszültségek és áramok komplex amplitúdói között teremt kapcsolatot. Felhasználásával a nemlineáris kapacitás lineáris $2n$ pólusként kezelhető, de figyelembe kell venni, hogy az egyes „kapuk” jellemzői most a dióda két kapcsán megjelenő, különböző frekvenciájú komponensek komplex feszültségei és áramai.

Egy másik szokásos közelítésnél [2] a nemlineáris kapacitás karakterisztikáját a pump jel környezetében Taylor-sorba fejtjük és csak a sor első néhány tagját vizsgáljuk. A módszernek előnye, hogy a jelfrekvenciás komponensnek nem kell a pump jelhez képest kicsinynek lennie, és így telítési jelenségek is vizsgálhatók.

A továbbiakban az előző módszert használjuk, amikor a lineáris jelleg miatt a lineáris szuperpozíció elve érvényes, és így a Fourier-analízis használható. Ekkor a kapacitást, a feszültséget és az áramot is Fourier-sorával adhatjuk meg:

$$C_p(t) = \sum_m C_m e^{jm\omega_p t} \quad (3)$$

$$u_k(t) = \sum_m \sum_n U_{m,n} e^{j(m\omega_p + n\omega_s)t} \quad (4)$$

$$i_k(t) = \sum_m \sum_n I_{m,n} e^{j(m\omega_p + n\omega_s)t} \quad (5)$$

A valós jellegnek megfelelően:

$$C_{-m} = C_m^* \quad (3a)$$

$$U_{m,-n} = U_{m,n}^* \quad (4a)$$

$$I_{m,-n} = I_{m,n}^* \quad (5a)$$

Ha a (3)–(5) egyenleteket (2)-be helyettesítjük, a kijelölt műveleteket elvégezzük és az azonos frekvenciájú komponensek amplitúdóit egymással egyenlővé tesszük, akkor két egyenletrendszeret kapunk, melyek egymásnak konjugáltjai. A változó kapacitású hálózat jellemzésére a kettő közül bármelyiket használhatjuk, az irodalomban az alábbi használata terjedt el:

2. Változó kapacitású diódák

Változó kapacitás

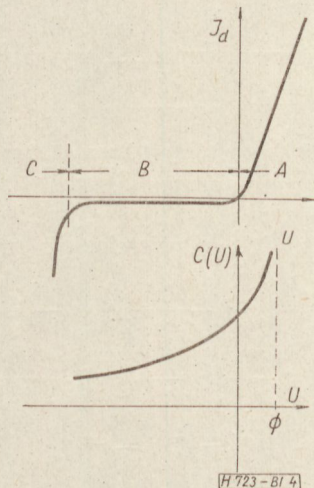
A (7) admittanciamátrix elemeit a változó kapacitás karakterisztikájának ismeretében számíthatjuk ki. Ilyen kapacitásként használható a felfeztető diódák záróirányban előfeszített p - n átmenete, melynek kapacitása az előfeszültség függvényében változik [4].

Ezen diódák egyenáramú és kapacitás-feszültség karakterisztikája látható a 4. ábrán, ahol az *A* tartomány a dióda vezetési, a *B* a zárasi, a *C* pedig a záróirányú letörési tartománya. A kapacitás változása a feszültséggel:

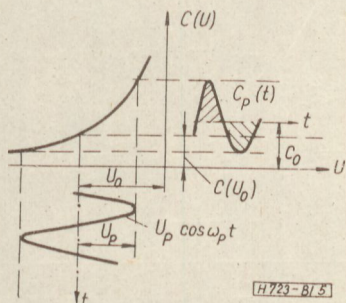
$$C(U) = konst.(\Phi - U)^{-1/n} \quad (8)$$

ahol Φ a kontaktpotenciál és n értéke a p - n átmenet jellegétől függ:

ugrásszerű p - n átmenet esetén $n = 2$,
 lineáris p - n átmenet esetén $n = 3$.



4. ábra. Változó kapacitású dióda egyenáramú és kapacitás-feszültség karakterisztikája



5. ábra. Dióda kapacitásának változása pump-vezérlés hatására

Változzék a diódára adott feszültség ω_p frekvenciával U_0 munkapont környezetében (5. ábra), akkor a dióda kapacitása felírható

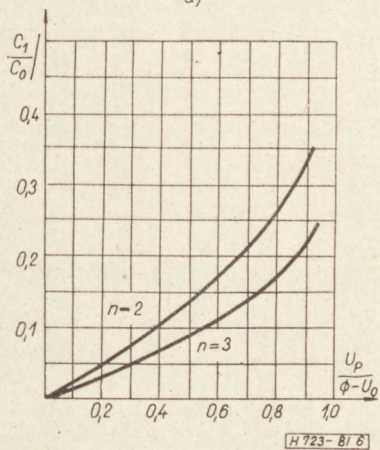
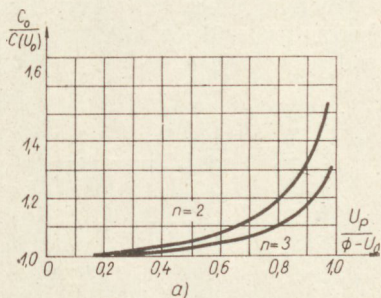
$$C_p(t) = \frac{C(U_0)}{n \sqrt{1 + \frac{U_p}{\Phi - U_0} \cos \omega_p t}} \quad (9)$$

Ezt Fourier-sorba fejtvé kapjuk a (3) egyes komponenseinek együtthatóit, mely az ω_p frekvenciás jel amplitúdójának függvénye lesz. A reflexiós erősítő számításához szükséges C_0 és C_1 értékét U_p függvényében a 6. ábra mutatja $n = 2$ és 3 esetére. A görbékről a dióda kapacitás-feszültség karakterisztikájának ismeretében a változó kapacitás áramköri jellemzéséhez szükséges adatokat meghatározhatjuk.

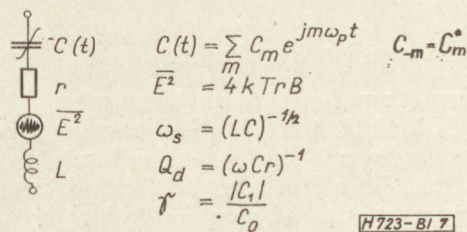
Dióda helyettesítő kép

A dióda, változó kapacitása mellett még más, áramköri szempontból lényeges elemeket is tartalmaz [5]. A dióda egyszerűsített helyettesítő képét a 7. ábra mutatja, ahol

- r : a félvezető soros ellenállása a tértöltéses réteg és a fémes befogás között,
- L : a tértöltéses réteg és a dióda áramköri csatlakozása közötti rész soros induktivitása,
- $\omega_s = (LC)^{-1/2}$: a dióda soros rezonancia frekvenciája:
- $E_z^2 = 4kTrB$: a dióda soros ellenállásából származó zajfeszültség négyzetátlaga B sávszélességben,
- T : a dióda hőmérséklete K° -ban;
- k : a Boltzmann állandó,
- $Q_d = (\omega Cr)^{-1}$: a dióda jósági tényezője ω frekvencián,
- $\gamma = |C_1|/C_0$: az ún. modulációs tényező.



6. ábra. Dióda átlagos kapacitás és az ún. modulációs tényező függése a pump kivezérlés mértékétől



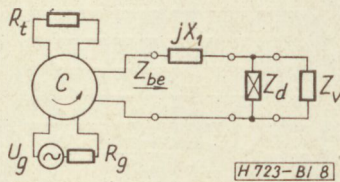
7. ábra. Változó kapacitású dióda egyszerűsített behelyettesítő képe

3. Erősítő helyettesítő kép

Negatív ellenállású reflexiós erősítőknél az 1. ábrának megfelelően jel és vakfrekvencián kell rezgést létrehozni. A felerősített jel frekvenciája megegyezik az erősítendő jel frekvenciájával, így a generátor és a terhelés szűrőkkel nem választható szét.

Az erősítő, ha a generátort és terhelést nem választjuk szét, több hátrányos tulajdonsággal rendelkezik. A felerősített jel egy része a generátor ellenállásán disszipálódik. A terhelés zaja az erősítő bemenetén is jelen van, ami az erősítő zajosságát növeli. Mivel az erősítés a bemenőkapcsokon mutatkozó negatív ellenállásból származik, nagy erősítés eléréséhez ennek a negatív ellenállásnak közel azonos értékűnek kell lennie a generátor és terhelés eredő ellenállásával, ami jelentős instabilitáshoz vezet.

A negatív ellenállású erősítőket ezért csak cirkulátorral együtt használják. Ilyen erősítő koncentrált paraméterű helyettesítő képe látható a 8. ábrán. A generátor jele cirkulátoron keresztül jut a diódára, a diódáról visszaverődött felerősített jel pedig a cirkulátor harmadik kapuján elhelyezett terhelésbe jut. Az erősítő kihangolásához jelfrekvencián X_1 soros reaktancia beiktatása szükséges. A diódát vakfrekvencián Z_v impedancia zárja le.



8. ábra. Negatív ellenállású, reflexiós erősítő áramköri modellje

A teljesítményerősítés az erősítő bemenetén visszaverődött és a bemenő teljesítmények hányadosa, azaz a feszültség reflexiós tényező abszolút értékének négyzete:

$$G = |\Gamma|^2 \quad (10)$$

A reflexiós tényező viszont az ismert módon számítható:

$$\Gamma = \frac{Z_{be} - R_g}{Z_{be} + R_g} \quad (11)$$

Az erősítés számításához tehát a bemenő impedancia ismerete szükséges. Sávközépen

$$G_0 = \left(\frac{R_{be0} - R_g}{R_{be0} + R_g} \right)^2 \quad (10a)$$

4. Bemenő impedancia számítása

A bemenő impedancia meghatározásakor a 8. ábrából indulhatunk ki. A diódát a 7. ábra szerinti modellel véve figyelembe, a 9. ábra kapcsolásához jutunk, ahol

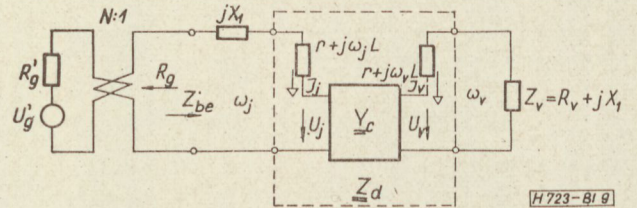
Y_c definíciója és értéke, csak jel és vakfrekvenciás komponenseket engedve meg, a (7) alapján:

$$\begin{bmatrix} I_j \\ I_v^* \end{bmatrix} = Y_c \begin{bmatrix} U_j \\ U_v^* \end{bmatrix}; \quad Y_c = j \begin{bmatrix} \omega_j C_0 & \omega_j C_1 \\ -\omega_v C_1^* & -\omega_v C_0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

és

$$Z_d = Y_1^{-1} + \begin{bmatrix} r + j\omega_j L; & 0 \\ 0; & r - j\omega_v L \end{bmatrix} = (z_{ij}) \quad (13)$$

A 22 elemben a negatív előjel azért van, mert Y_c definíciójánál a vakfrekvencián kapocspári paraméterként a feszültség, illetve áram helyett annak konjugáltja szerepel.



9. ábra. Az erősítő számításánál használt koncentrált paraméterű áramköri modell ($Z_v = R_v + jX_v$)

A (13)-ban kijelölt műveleteket elvégezve

$$Z_d = \begin{bmatrix} r + j \left(\omega_j L - \frac{1}{\omega_j C'_0} \right); & -j \frac{C_1/C_0}{\omega_v C'_0} \\ j \frac{C_1^*/C_0}{\omega_j C'_0}; & r - j \left(\omega_v L - \frac{1}{\omega_v C'_0} \right) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$C'_0 = C_0(1 - \gamma^2) \quad (14a)$$

A bemenő impedancia a hálózatelméletből ismert módon számítható

$$Z_{be} = jX_1 + z_{11} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{22} + Z_v^*} \quad (15)$$

ahol a konjugálás ismét Y_c definíciója miatt szerepel. Behelyettesítve (14)-et

$$Z_{be} = r + j \left(X_1 + \omega_j L - \frac{1}{\omega_j C'_0} \right) - \frac{\frac{\gamma^2}{\omega_j \omega_v C_0'^2}}{r + R_v - j \left(\omega_v L + X_v - \frac{1}{\omega_v C'_0} \right)} \quad (16)$$

Látható, hogy (16) jobb oldalának első tagja, valamint második tagjának nevezője egy-egy soros rezgőkört képvisel, melyek célszerűbben írhatók

$$\begin{aligned} r + j \left(X_1 + \omega_j L - \frac{1}{\omega_j C'_0} \right) &= r(1 + j\eta_j Q_j) \\ r + R_v - j \left(X_v + \omega_v L - \frac{1}{\omega_v C'_0} \right) &= (r + R_v)(1 - j\eta_v Q_v) \end{aligned} \quad (17)$$

ahol

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}, \quad \text{és}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{2R} \frac{dX}{d\omega} \Big|_{\omega_0}, \quad \text{valamint} \quad \omega_v + \omega_j = \omega_p \quad (18)$$

Fenti átalakításokkal, valamint a dióda jósági tényező felhasználásával

$$Z_{be} = r \left[1 + j\eta_j Q_j - \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv}}{\left(1 + \frac{R_v}{r}\right) (1 - j\eta_v Q_v)} \right] \quad (19)$$

Sávközépen $\eta_j = \eta_v = 0$, ezzel

$$Z_{be0} = R_{be0} = r \left[1 - \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv}}{1 + R_v/r} \right] \quad (19a)$$

valós és negatív, ha

$$\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv} > 1 + R_v/r$$

$$Z_{be} = r \left\{ 1 - \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv}}{\left(1 + \frac{R_v}{r}\right) (1 + \eta_v^2 Q_v^2)} + j \left[\eta_j Q_j - \eta_v Q_v \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv}}{\left(1 + \frac{R_v}{r}\right) (1 + \eta_v^2 Q_v^2)} \right] \right\} \quad (20a)$$

5. Erősítés-sávszélesség szorzat ($\sqrt{G_0} \cdot B_3$)

Egy erősítőnek lényeges jellemzője, hogy adott erősítés esetén mekkora sávszélesség, illetve adott sávszélesség esetén mekkora erősítés érhető el vele. A sávközépi feszültségerősítés és a 3 dB-es sávszélesség szorzatát, a középfrekvenciás erősítőknél bevezetett módon, az erősítő jósági tényezőjének nevezzük.

A jósági tényező számítása (10), ill. (11)-ből lehetséges, ha (20a)-t behelyettesítjük, és figyelembe vesszük, hogy a 3 dB-es elhangolásnál

$$G_3 = \frac{G_0}{2} \quad (22)$$

Nagy erősítés esetén a relatív sávszélességek kicsinyek, amikor (20a)-ban $\eta_v Q_v < 1$ és (18)-ből

$$\eta_v \approx -\frac{\omega_{j0}}{\omega_{v0}} \eta_j.$$

Ezzel

$$\begin{aligned} Z_{be} &\approx R_{be0} + jr\eta_j Q_j \left(1 + \frac{Q_v}{Q_j} \frac{\gamma^2 Q_{dv}^2}{1 + R_v/r} \right) = \\ &= R_{be0} + jX_{be} \end{aligned} \quad (23)$$

Ezt behelyettesítve (10), ill. (11)-be

$$G = \left| \frac{R_{be0} - R_g + jX_{be}}{R_{be0} + R_g + jX_{be}} \right|^2$$

A (22) felhasználásával, a 3 dB-es sávszélességhez tartozó reaktancia

$$X_{be3} = \frac{|R_{be0} - R_g|}{\sqrt{G_0} - 2}$$

Nagy erősítésnél $G_0 \gg 2$ és $R_g \approx -R_{be0}$; $B_3 = \omega_{j0} \eta_{j3}$ figyelembevételével, továbbá (20) és (23) behelyettesítésével

$$\sqrt{G_0} B_3 = 2 \frac{\omega_{j0}}{Q_j} \frac{Q_v}{Q_j} \frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv} - (1 + R_v/r)}{\gamma^2 Q_{dv}^2 + (1 + R_v/r)} \quad (24)$$

Mivel ez a feltétel erősítőben használt diódáknál teljesül, ezért (19a) célszerűbben írható

$$R_{be0} = -r \left(\frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv}}{1 + R_v/r} - 1 \right) \quad (20)$$

Nagy erősítés feltétele (10a)-ból, hogy $(R_g + R_{be0}) = 0$ legyen, vagyis (20) felhasználásával:

$$R_g = r \left(\frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv}}{1 + R_v/r} - 1 \right) \quad (21)$$

Sávközéptől eltérő frekvencián (19) valós és képzetes részre bontható:

Ha

$$\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv} \gg 1 + R_v/r \quad \text{és}$$

$$\frac{Q_v}{Q_j} \gamma^2 Q_{dv}^2 \gg 1 + R_v/r \quad (25)$$

akkor lényeges egyszerűsödés érhető el

$$\sqrt{G_0} B_3 = 2 \frac{\omega_{v0}}{Q_v} \quad (26)$$

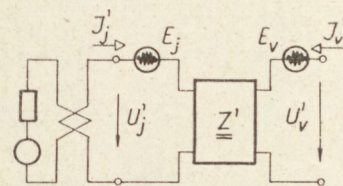
6. Zajtényező számítása

A zajtényező számítását csak sávközépen végezzük el.

Az erősítő belső zajforrásait a dióda soros ellenállásának a jel és vakfrekvencia, valamint az esetleges külső vakfrekvenciás terhelésnek a vakfrekvencia környezetébe eső zajspektruma adja.

A helyettesítő kapcsolást a 9. ábra alapján rajzolhatjuk meg, a zajforrásokat soros zajgenerátorokként kezelve (10. ábra). A számítások egyszerűsítése érdekében Z' -be Z_1 -et és Z_v -t is bevontuk, ezzel sávközépen (14) és (17)-ből

$$Z' = \left[\begin{array}{c} r; -j \frac{C_1/C_0}{\omega_{v0} C_0} \\ j \frac{C_1^*/C_0}{\omega_{j0} C_0}; r + R_v \end{array} \right] \quad (27)$$



10. ábra. Áramkörti modell a zajtényező számításához

A zajgenerátorok forrásfeszültségeinek négyzetátalaga

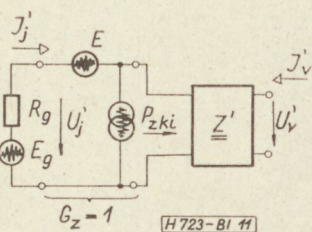
$$\begin{aligned} \overline{E_j^2} &= 4kTrB \\ \overline{E_v^2} &= 4kT(r + R_g)B \end{aligned} \quad (28)$$

mert a diódán és vakfrekvenciás lezáró ellenálláson keletkező zaj korrelálatlan.

A zajtényező számításához az erősítő zajforrásait a bemenetre transzformáljuk a 11. ábra szerint, amikor az erősítőt már zajmentesnek tekinthetjük. A transzformációt adó egyenletek

$$\begin{bmatrix} U_j \\ U_v \end{bmatrix} = \mathbf{Z}' \begin{bmatrix} I_j \\ I_v^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_j \\ E_v^* \end{bmatrix} \quad (29a)$$

$$\begin{bmatrix} U_j \\ I_j \end{bmatrix} = \mathbf{A}' \begin{bmatrix} U_v^* \\ I_n^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_z \\ I_n \end{bmatrix} \quad (29b)$$



11. ábra. A 10. ábrán szereplő modell egyenértékű kapcsolása, a bemenetre transzformált zajgenerátorokkal

Látható (29b)-ből, hogy

$$\begin{aligned} E_z &= U_j \quad \text{és} \\ I_n &= I_j, \quad \text{ha} \quad U_v = I_v = 0. \end{aligned} \quad (30)$$

Ezt (29a)-ba helyettesítve

$$\begin{aligned} E_z &= z'_{11} I_n + E_j \\ 0 &= z'_{21} I_n + E_v^* \end{aligned}$$

amiből

$$\begin{aligned} I_n &= -\frac{1}{z'_{21}} E_v^* \\ E_z &= -\frac{z'_{11}}{z'_{21}} E_v^* + E_j \end{aligned} \quad (31)$$

A zajtényező definíciószerűen [6]

$$F = \frac{P_{zki}}{G_z k T_0 B} \dots G_z = 1$$

A 9. ábra jelöléseivel

$$F = \frac{|E_g + E_z + I_n R_g|^2}{4 R_g \cdot k T_0 B} \quad (32)$$

Behelyettesítve (32)-be (31)-et, majd (28) és (27)-et, rendezve

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} \frac{r}{R_g} \left[1 + \left(1 + \frac{R_v}{r} \right) \frac{1 + \frac{R_g}{r}}{\gamma^2 Q_{dj}^2} \right] \quad (33)$$

Nagy erősítés esetén (10a)-ból $(R_{be0} + R_g) = 0$, amikor (20) felhasználásával, $T = T_0$ esetén:

$$F \approx \left(1 + \frac{r}{R_g} \right) \left(1 + \frac{\omega_{j0}}{\omega_{v0}} \right) \quad (34)$$

7. Optimális pump-frekvencia (ω_{popt})

A (33)-ből látható, hogy a zajtényezőnek R_g függvényében minimuma van.

A (21)-ből viszont a nagy erősítés eléréséhez szükséges R_g állapítható meg.

Az erősítő optimális működéséhez a két feltételből számítható generátor ellenállásnak azonos értékűnek kell lennie, amire még egy szabad paraméter van: (21)-ben Q_{dv} , vagyis a vakfrekvencia megválasztása. Ez azonban adott jelfrekvencia esetén az optimális pump-frekvencia megválasztásával egyenértékű.

A szélső érték számítást elvégezve

$$\omega_{popt} = \omega_{j0} \sqrt{1 + \frac{\gamma^2 Q_{dj}^2}{1 + R_v/r}} \quad (35)$$

adódik, amivel a minimális zajtényező:

$$F_{min} = 1 + \frac{T}{T_0} \frac{1}{\sqrt{\frac{\gamma^2 Q_{dj}^2}{1 + R_v/r} + 1} - 1} \quad (36)$$

Mivel a zajtényező az optimálistól eltérő pump-frekvencia esetén csak lassan változik, viszont (35)-ből a használt diódákra túlzottan nagy pump frekvencia adódnék, ezért általában az optimálisnál kisebb pump frekvencia használata szokásos.

Ilyen esetekben a zajtényező számítása a (34) összefüggés alapján lehetséges, a nagy erősítés feltételéből számított R_g behelyettesítésével.

8. Összefoglalás

A cikkben a változó kapacitású, reflexiós típusú parametrikus erősítő koncentrált paraméterű áramkörü modelljét ismertettük, valamint a modell méretezéséhez szükséges összefüggéseket vezettük le. Az összefüggéseket abban a formában adtuk meg, amelyek az erősítő bemérésekor közvetlenül felhasználhatók.

Az erősítéshez használt, 7. ábra szerinti helyettesítő képpel adott diódát a 8. ábra szerinti áramkörbe építettük. Az áramkör működésére jellemző összefüggések:

Az erősítő teljesítmény erősítése sávközépen:

$$G_0 = \left(\frac{R_{be0} - R_g}{R_{be0} + R_g} \right)^2 \quad (10a)$$

ahol

$$R_{be0} = -r \left[\frac{\gamma^2 Q_{dj} Q_{dv}}{1 + R_v/r} - 1 \right] \quad (20)$$

Az erősítés-sávszélesség szorzat:

$$\sqrt{G_0} B_3 \approx 2 \frac{\omega_{v0}}{Q_v} \quad (26)$$

és végül a zajtényező:

$$F \approx \left(1 + \frac{r}{R_g}\right) \left(1 + \frac{\omega_{jv}}{\omega_{v0}}\right) \quad (34)$$

Nem foglalkoztunk a stabilitás, a modell mikrohullámú realizálásának kérdésével, az áramköri mérések elvégzésével, valamint a különböző parametrikus erősítőkkal elért eredményekkel és felhasználási területeivel. Ezekre a kérdésekre a sorozat következő cikkeiben térünk ki.

S Z E M L E

Összeállította: V Á S Á R H E L Y I P Á L

Ausztriában rendkívül ötletes, egyszerű készüléket hoztak forgalomba fémfelületek galvanizálására. Mindeddig a galvanizálandó részeket teljesen le kellett szerelni és galvanizáló műhelybe szállítani, függetlenül attól, hogy csak kis javításra vagy teljes galvanizálásra volt-e szükség. Az új, Galvan Electric elnevezésű hordozható készülék lehetővé teszi, hogy a hozzáférhető alkatrészeket kiszerezés nélkül galvanizálni lehessen. Réz, nikkel, króm, cink, ezüst és arany rétegek vihetők fel az elektrolízis elvén működő telepes berendezéssel, előzőleg gondosan megtisztított felületekre, oly módon, hogy egyszerűen végig húzzák a galvanizáló fejet a bevonandó felületen. Ez után már csak a felület bő vízzel történő lemosása marad hátra (*Feinwerktechnik*, 1966. máj. 248. old.)

A Rosenthal cég ultrastabil ellenállásokat hozott forgalomba. Az ellenállások rendkívül kis hőmérsékleti együtthatóval rendelkeznek: 0 és +60 °C között a hőmérsékleti együttható értéke 10⁻⁶/°C, -55 és +125 °C között pedig ±7 · 10⁻⁶/°C. Az ellenállások zaja nem mérhető, és nem állapítható meg mérhető indukcióval sem. Mivel a kapacitás is kicsi, és az impulzusok felfutási ideje csupán 1 ns, ezek az ellenállások mind nagyfrekvenciákra, mind pedig nagyeredekségű impulzusok esetén kiválóan használhatóak. Az ellenállások tűrése ±0,01%, terhelhetőségük 0,4...0,8...1,2 W. Az ellenállások értéke 15 ohm és 100 kohm között lehet, méreteik igen kicsinyek és epoxidgyanta védőburkolattal látják el őket.

Az ellenállások különleges tulajdonságai az alkalmazott gyártási eljárásra vezethetők vissza. Ennek során kerámiai hordozó lemezre először fényérzékeny réteget visznek fel, amelyre aztán a félvezetőknél alkalmazott eljárással ráviszik a kívánt ellenállás-mintát, majd pedig a nem kívánt fémréteg-részeket maratással eltávolítják. — Az ellenállások fő alkalmazási területei azok, amelyek esetében igen kicsi hőmérsékletfüggés szükséges a hosszú időn keresztül nagy pontossággal tartott ellenállás érték mellett. (*Feinwerktechnik*, 1966. márc. 145. old.)

A Grundig cég a nyomtatott áramkörökben szereplő tekercsek vizsgálatára televízió-rendszert használ. Ha ugyanis a nyomtatott áramkörökben a tekercsek is nyomtatási eljárással készülnek, akkor az igen vékony és finom vezetési rétegek, amelyek pl. a képközépfrekvencia erősítőknél a tekercset alkotják, az ellenőrzés során igen sok gondot okoznak. Az ilyen tekercsek ellenőrzése eddig úgy történt, hogy igen erős nagyító alatt vizsgálják, hogy nines-e szakadás a vezetőrétegben, illetve nem okoz-e zárlatot valamilyen idegen test. Ezt a rendkívül fárasztó vizsgálati módszert helyettesíti most az az ötletes megoldás, mely szerint alulról átvilágítják a vékony nyomtatott áramköri lemezt és nagyító optika segítségével a képet televízió-kamerára vetítik. Az egyes lemezek beállítása a kamera alá automatikusan történik, és a minőségellenőrző 875 soros, tehát igen finom felbontású képernyőn minden fáradtság nélkül elvégezhető a szükséges vizsgálatot. Így módon mind a vizsgálatok pontosságát, mind pedig azok gyorsaságát nagy mértékben fokozni sikerült. (*Feinwerktechnik* 1966. márc. 144. old.)

1. J. M. Manley and H. E. Rowe: Some General Properties of Nonlinear Elements. Part I. Proc. IRE, 1956. július.
2. Dr. Istvánffy Edwin: Parametrikus erősítők. Magyar Híradástechnika 1961. január.
3. Dr. Géher Károly—dr. Gonda József: Bevezetés az időben periódikusan változó lineáris hálózatok analizésébe. Híradástechnika 1966. 5.
4. P. Penfield, R. P. Rafuse: Varactor Applications MIT Press, 1962.
5. Pintér Andor: Mikrohullámú tartományban használt parametrikus diódák soros ellenállásának mérése. Mérés és Automatika. 1964. 51. o.
6. IRE Definitions and Terms Proc IRE 1958.

Az Ersá cég nyomtatott áramkörökből javítandó alkatrészek kiforrasztásához új típusú forrasztópákát fejlesztett ki. A pákával kis, mechanikusan működtetett elszívóberendezést építettek egybe: a felmelegített anyagot a forrasztó egyszerűen felszívja magába. (*Funktechnik*, 1966. 10. sz. 369. old.)

Kanadában ez év július 1-vel megkezdik a színes televízió kísérleti adásokat, és azt tervezik, hogy 1967. január 1-vel a rendszeres színes televízió adás valamennyi technikai előfeltételét megteremtik. Az adások az NTSC rendszer szerint történnek. (*Funktechnik*, 1966. 7. sz. 245. old.)

Anglia, amint azt Wedgwood-Benn postaiügyi miniszter március 3-án az alsóházban bejelentette, a PAL színes televízió rendszer elfogadása mellett döntött. A színes televízió adásokat a jövő évben kezdik meg és először hetente 4 órában sugározzák. Az év folyamán az adási időt heti 10 órára kívánják még felemelni. (*Funktechnik*, 1966. 7. sz. 245. old.)

A Siemens cég új vékony mágneses rétegekből álló memóriamatrixot fejlesztett ki, melynek kapacitása 128, egyenként 52 bit hosszúságú szó. A tulajdonképpen tároló lemez ezüstötöltött rézlemez, melyre szilíciummonoxid réteget visznek fel, majd pedig permalloyból 0,4 mm × 0,8 mm × 60 nm méretű memória cellákat képeznek ki rajta. Ezután szigetelő fólia, jelszó fólia és író fólia következik, melyeket rugalmas elemekkel szorítanak össze. Az ilyen típusú tároló matrixot rendkívül nagysebességű számítógépekben használhatunk fel, mivel a ciklus idő, mely lineáris szökikereséséhez, kioltvasáshoz és törléshez szükséges, 100 ns, a jelek amplitúdója 2 és 10 mV között lehet. (*Funktechnik* 1966. 9. sz. 297. old.)

A különböző berendezések szerelése esetén gyakran zavar és porosodást okoz a felületek elektrosztatikus töltése. A töltések eltávolítására a Nuclear Product Co (USA) „Staticmaster” néven ötletes szerkezetet hozott forgalomba. Ez lényegében egy olyan kefe, melybe 500 µc erősségű polonium sugárzóforrást építettek be. Az így biztosított alfa-sugárzás ionizálja a megtisztítandó felület feletti vékony levegőréteget, és így lehetővé teszi a porszemek gyors eltávolítását. (*Funktechnik*, 1966. 10. sz. 369. old.)

Lengyelországban jól fejlődik az elektronikus számítógépek gyártása. A leggyorsabb számítógép a ZAM-21 másodpercenként ötvenzer összeadást, vagy kivonást, illetve 15 000 szorzást és osztást végez el és egyidejűleg több feladaton dolgozhat. A műszaki számításokon kívül technológiai folyamatok ipari szabályozására is felhasználják. A gép belső memóriája 4000 szó kapacitású ferritmagos memória. (*Funktechnik*, 1966. 9. sz. 296. old.)

Angliában közigazgatási szerveknél jelenleg mintegy 130 elektronikus számítógép dolgozik. A szokásos pénzügyi-könyvelési műveletek elvégzésén túlmenően a berendezéseket a közlekedés, egészségügy, könyvtárügy és a rendőrség egyes feladatainak megoldására is felhasználják. (*Funktechnik*, 1966. 7. sz. 225. old.)

Bevezetés az időben periodikusan változó lineáris hálózatok analízisébe

II. rész

ETO 621.372.2.001.2:521.375

A cikk első részében (*Híradástechnika* XVII. évf. 5. szám, 1966. május) leírtuk a parametrikus ellenállást, a parametrikus induktivitást és a parametrikus kapacitást az ω frekvenciatartományban. Megadtuk a célszerű 2N pólusú helyettesítőképet; továbbá összefüggéseket vezetünk le az egyes frekvenciákon jelenlevő hatásos és meddő teljesítményekre.

A második részben — az első rész eredményeire támaszkodva — elvégezzük az egyetlen parametrikus kapacitást tartalmazó hálózat analízisét, továbbá — mintegy példaként — a parametrikus összegfrekvenciás keverő (up converter) és a parametrikus erősítő áramkörökre vonatkozó alapvető összefüggéseket vezetjük le.

1. Parametrikus kapacitást tartalmazó hálózat analízise

Megmutattuk [4], hogy az ω_p alapfrekvenciával „pumpált” parametrikus kapacitás (1a ábra) a pumpálásához viszonyítva kis amplitúdójú jelekre lineáris 2N pólusként kezelhető (1b ábra), és célszerűen az

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}_c \mathbf{U} \quad (1)$$

matrix egyenlettel jellemezhető, ahol

$$\mathbf{Y}_c = j\Omega \mathbf{C}$$

és ahol

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

és

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & C_1 & C_{-1} & C_{-2} & \cdot \\ \cdot & C_1 & C_0 & C_{-1} & \cdot \\ \cdot & C_2 & C_1 & C_0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}$$

a \mathbf{C} matrixot a $c(t)$ Fourier-sorának együtthatói alkotják.

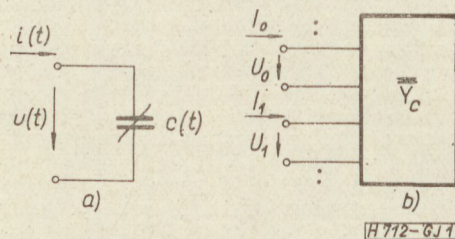
Ha ezt a parametrikus kapacitást egy lineáris, passzív, reciprok, invariáns hálózatba iktatjuk, és ezt a hálózatot egy ω_s frekvenciájú áramgenerátorral hajtjuk meg, a parametrikus kapacitás szempontjából

az egész meghajtó hálózat a Norton ekvivalensével helyettesíthető a 2. ábra szerint.

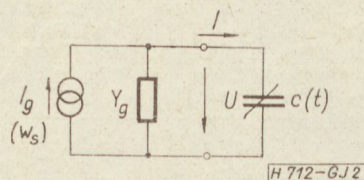
Állandósult állapotban minden ω_m frekvencián fenn kell állnia az

$$\mathbf{I}_g(\omega_s) = \mathbf{I}(\omega) + \mathbf{Y}_g(j\omega) \mathbf{U}(\omega) \quad (3)$$

összefüggésnek. (A nagy betűk komplex amplitúdókat jelentenek.)



1. ábra



2. ábra

Ha a parametrikus kapacitásnak az 1b ábra szerinti helyettesítőképet használjuk, és bevezetjük az

$$\mathbf{Y}_g(j\omega_m) = \mathbf{Y}_m^g$$

jelölést, a 2. ábrából a 3. ábra szerinti kapcsoláshoz jutunk. Ezzel minden ω_m frekvenciájú áramkört külön-külön rajzoltunk fel.

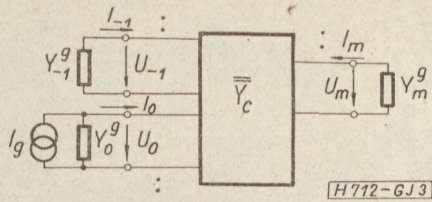
Írjuk át a (3) összefüggést a 3. ábra szerinti kapcsolásnak megfelelő matrix formába:

$$\mathbf{I}_g = \mathbf{I} + \mathbf{Y}_g \mathbf{U} \quad (4)$$

ahol

$$\mathbf{Y}_g = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & Y_{-1}^g & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & Y_0^g & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & 0 & Y_1^g & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}$$

a meghajtó hálózat admittanciáját képviselő diagonálmatrix, és



3. ábra

ahol

$$\mathbf{I}_g = \begin{bmatrix} \cdot \\ 0 \\ I_g \\ 0 \\ \cdot \end{bmatrix}$$

a generátor forrásárama.

Ha az (1) kifejezést behelyettesítjük a (4)-be, akkor az átírható az

$$\mathbf{I}_g = (\mathbf{Y}_c + \mathbf{Y}_g) \mathbf{U} \quad (5)$$

alakba.

Célszerű kiemelni az $\mathbf{Y}_c + \mathbf{Y}_g$ matrixból a főátló elemeit. A kiemelt admittancia így:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & Y_{-1}^g + j\omega_{-1}C_0 & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & Y_0^g + j\omega_0C_0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & 0 & Y_1^g + j\omega_1C_0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (6)$$

a visszamaradó pedig:

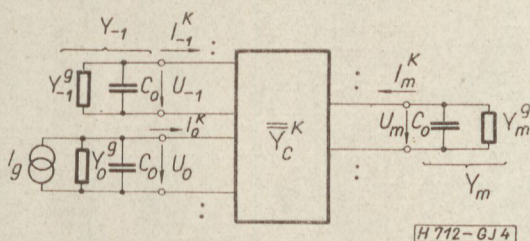
$$\mathbf{Y}_c^k = j\boldsymbol{\Omega} \mathbf{C}_k =$$

$$\begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & j\omega_{-1} & 0 & 0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & j\omega_0 & 0 & \cdot \\ \cdot & 0 & 0 & j\omega_1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 0 & C_{-1} & C_{-2} & \cdot \\ \cdot & C_1 & 0 & C_{-1} & \cdot \\ \cdot & C_2 & C_1 & 0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (7)$$

alakú.

Ezáltal a parametrikus kapacitás állandó C_0 kapacitását a generátor, ill. terhelő admittanciákhoz adtuk hozzá. Az (5) kifejezés helyett így

$$\mathbf{I}_g = (\mathbf{Y} + \mathbf{Y}_c^k) \mathbf{U} \quad (8)$$



4. ábra

írható, a (8)-hoz tartozó helyettesítőkapcsolás pedig a 4. ábra szerinti. Ezáltal az \mathbf{Y}_c^k -val jelölt „dobozban” a $c(t)$ Fourier sorának csak a konverziót végző elemi maradnak. Erre utal a k felső index.

Az analízis probléma megoldása ezek után a (8) matrixegyenlettel reprezentált algebrai egyenlet-rendszer megoldása az ismeretlen U_m -ekre. Az egyenlet-rendszer végtelen sok egyenletből áll. Az ebből adódó nehézséget azonban többféleképpen is meg lehet kerülni. A C_0 kapacitás jelenléte miatt ugyanis nyilvánvaló, hogy ha a frekvencia minden határon túl nő, a feszültség zérussá válik, azaz

$$\lim_{m \rightarrow \infty} U_m = 0 \quad (9)$$

Ebben az esetben az egyenletek száma már véges. Ekkor is azonban külön hibabecslést kell végezni annak a megállapítására, hogy milyen frekvencia felett lehet a komponenseket már elhanyagolni. Az egyenlet-rendszer megoldása így már — pl. számítógéppel — adott esetben elvégezhető.

Megjegyezzük, hogy a (9) kifejezés érvényessége az előbbi fizikai indokláson túl a Fourier-sorok elméletéből is következik [1], emiatt bizonyos mértékű „sávhatárolást” más esetekben is (pl. parametrikus ellenállás, induktivitás, soros kapacitás) lehet alkalmazni.

Gyakorlati esetekben, ha csak durva közelítésre van szükség, vagy olyan esetekben, amikor a sávhatárolás ténye a végeredményt nem befolyásolja, egészen durva sávhatárolás is szokásos és megengedhető. Ezzel a lehetőséggel mi is élünk a következő két pontban a parametrikus összegfrekvenciás keverő (up-converter) és a parametrikus erősítő tárgyalásánál.

2. Parametrikus összegfrekvenciás keverő (up-converter) analízise

Tételezzük fel, hogy a parametrikus kapacitásra kapcsolt invariáns hálózat olyan, hogy a kapcsokon csak a következő két, meghatározott frekvenciájú feszültség létezik;

1. táblázat

| index | feszültség | frekvencia | terhelő admitt. |
|---------|------------|----------------------------------|--------------------------|
| $m = 0$ | U_0 | $\omega_0 = \omega_s$ | $Y_g(j\omega_0) = Y_0^g$ |
| $m = 1$ | U_1 | $\omega_1 = \omega_s + \omega_p$ | $Y_g(j\omega_1) = Y_1^g$ |

Az 1. táblázatban feltüntettük az invariáns hálózat által a parametrikus kapacitás felé mutatott admittanciákat is a fenti két frekvencián. A jelölésmód a 4. ábra szerinti.

A többi frekvencián a kapcsokat rövidzárjuk, azaz

$$U_m = 0 \quad \text{ha} \quad m \neq \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (11)$$

Tételezzük fel továbbá, hogy

$$C_m = 0 \quad \text{ha} \quad m \geq 2 \quad (12)$$

A (11) és (12) feltételt a (8) összefüggésbe helyettesítve, az a következő lineáris algebrai egyenletrendszerre redukálódik:

$$\begin{aligned} I_g &= Y_0 U_0 + j\omega_0 C_{-1} U_1 \\ 0 &= j\omega_1 C_1 U_0 + Y_1 U_1 \end{aligned} \quad (13)$$

ahol

$$Y_0 = Y_0^g + j\omega_0 C_0$$

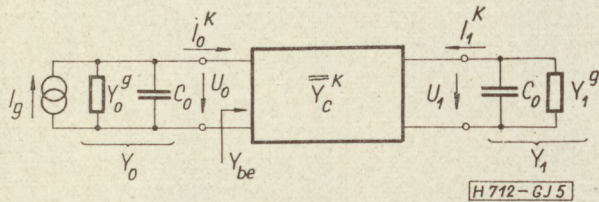
és

$$Y_1 = Y_1^g + j\omega_1 C_0$$

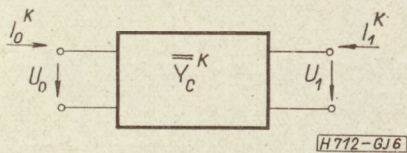
a (6) kifejezésnek megfelelően.

A (13) karakterisztikához tartozó helyettesítő-kapcsolást az 5. ábrán tüntettük fel. Az ábrán \bar{Y}_C^k -vel jelölt négy-pólus a parametrikus kapacitásnak a C_0 állandó kapacitás levonása után visszamaradó, a konverziót végző részét reprezentálja. Ezt a négy-pólust a 6. ábrán külön is feltüntettük. E „konverter” négy-pólus admittanciatrixa részletesen kiírva a következő:

$$\bar{Y}_C^k = j\Omega C_{ik} = \begin{bmatrix} 0 & j\omega_0 C_{-1} \\ j\omega_1 C_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$



5. ábra



6. ábra

A későbbiek kedvéért kiszámítjuk ennek a „konverter” négy-pólusnak az impedancia és forrásátvitelét. Zárjuk le a 6. ábra szerinti négy-pólust egy Y_1 két-pólussal (7. ábra). A négy-pólus admittanciakaraktisztikája:

$$\begin{aligned} I_0^k &= -j\omega_0 C_{-1} U_1 \\ I_1^k &= -j\omega_1 C_1 U_0 \end{aligned} \quad (15)$$

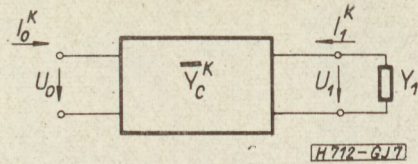
Ide behelyettesítve a lezárást:

$$\frac{I_1^k}{U_1} = -Y_1$$

a bemenő admittancia értéke

$$Y_{be} = \frac{I_0^k}{U_0} = \frac{\omega_0 \omega_1 C_1 C_{-1}}{Y_1} = \frac{\omega_0 \omega_1 |C_1|^2}{Y_1} \quad (16)$$

A parametrikus kapacitás a (16)-ból láthatóan tehát admittancia inverteként viselkedik. A lezáró admittanciát a duálljába viszi át. A duállellenállás értéke (16)-



7. ábra

ból közvetlenül látható. A négy-pólus forrásátvitelét ugyancsak közvetlenül adódik a (15) kifejezésből.

Számítsuk ki az összegfrekvenciás keverő erősítését. A terhelő admittanciák értékei (az 5. ábra jelöléseivel) legyenek a következők:

$$\begin{aligned} Y_0 &= G_0 + j(B_0 + \omega_0 C_0) \\ Y_1 &= G_1 + j(B_1 + \omega_1 C_0) \end{aligned} \quad (17)$$

A generátorból maximálisan kivehető hasznos teljesítmény ekkor

$$P_0 = \frac{|I_g|^2}{4G_0} \quad (18)$$

A terhelésre jutó hasznos teljesítmény pedig

$$P_1 = |U_1|^2 G_1 \quad (19)$$

Az összegfrekvenciás keverő teljesítményerősítése így definiíciószerűen a következő

$$A = \frac{P_1}{P} = \frac{4|U_1|^2 G_0 G_1}{|I_g|^2} \quad (20)$$

A (15)-ből, illetve az 5. ábrából azonban közvetlenül felírható, hogy

$$\begin{aligned} U_1 &= -\frac{I_0^k}{j\omega_0 C_{-1}} \\ I_g &= U_0(Y_0 + Y_{be}) \end{aligned} \quad (21)$$

és

$$I_0^k = U_0 Y_{be}$$

Innen kifejezhető az U_1 , az utolsó egyenletet az elsőbe helyettesítve:

$$U_1 = -\frac{Y_{be}}{j\omega_0 C_{-1}} U_0 \quad (22)$$

Az erősítés kifejezése pedig a (22) és a (21) középső egyenletének felhasználásával

$$A = \frac{4|Y_{be}|^2 G_0 G_1}{\omega_0^2 |C_1|^2 |Y_0 + Y_{be}|^2} \quad (23)$$

Használjuk fel még a bemenő admittanciára kapott (16) kifejezést, ezzel

$$G_1 = \text{Re } Y_1 = \text{Re } \frac{\omega_0 \omega_1 |C_1|^2}{Y_{be}} = \omega_0 \omega_1 |C_1|^2 \frac{G_{be}}{|Y_{be}|^2} \quad (24)$$

ahol $G_{be} = \text{Re } Y_{be}$

Ha a (24) kifejezést a (23)-ba helyettesítjük, előttünk áll az összegfrekvenciás keverő (up-converter) erősítése általános lezárások mellett:

$$A = \frac{\omega_1}{\omega_0} \frac{4 G_0 G_{be}}{|Y_0 + Y_{be}|^2} \quad (25)$$

Az erősítés értéke akkor lesz maximális, ha a generátort a konverter bemenő admittanciájához illesztjük. Ekkor

$$\begin{aligned} G_0 &= G_{be} \\ \text{és} \quad Y_0 &= Y_{be} \\ \text{Így} \quad |Y_0 + Y_{be}|^2 &= 4 G_0^2 \end{aligned} \quad (26)$$

A (26) kifejezéseket az erősítés (25) képletébe behelyettesítve, az összefrekvenciás keverő erősítésének maximális értéke

$$A_{\max} = \frac{\omega_1}{\omega_0} \quad (27)$$

ami a Manley—Rowe egyenletekből láthatóan (ld. I. rész, (86) egyenlet) megegyezik az elvileg elérhető felső határral.

Második példaként a parametrikus erősítő analízisét végezzük el a következő pontban.

3. Parametrikus erősítő analízise

Tételezzük fel, hogy a parametrikus kapacitásra kapcsolt hálózat olyan, hogy csak a következő két, meghatározott frekvenciájú feszültség létezhet:

2. táblázat

| index | feszültség | frekvencia | terhelő admitt. |
|----------|------------|-------------------------------------|--------------------------------|
| $m = 0$ | U_0 | $\omega_0 = \omega_s$ | $Y_g(j\omega_0) = Y_0^g$ |
| $m = -1$ | U_{-1} | $\omega_{-1} = \omega_s - \omega_p$ | $Y_g(j\omega_{-1}) = Y_{-1}^g$ |

A 2. táblázatban a fenti két frekvencián a kapacitást terhelő admittanciákat is feltüntetjük. A jelölésmód itt is a 2., ill. 3. ábrának megfelelő. A többi frekvencián a kapcsokat rövidrezárjuk, így ezeken a frekvenciákon a kapocsfeszültség értéke nulla, azaz

$$U_m = 0 \quad \text{ha} \quad m \neq \begin{cases} 0 \\ -1 \end{cases} \quad (28)$$

Tételezzük fel továbbá, hogy

$$C_m = 0 \quad \text{ha} \quad m \geq 2 \quad (29)$$

Ha a (28) és (29) feltételeket az általános esetre érvényes (8) összefüggésbe helyettesítjük, az a következő lineáris algebrai egyenletrendszerre redukálódik

$$\begin{aligned} 0 &= Y_{-1} U_{-1} + j\omega_{-1} C_{-1} U_0 \\ I_g &= j\omega_0 C_1 U_{-1} + Y_0 U_0 \end{aligned} \quad (30)$$

A (30)-hoz tartozó helyettesítőkapcsolást a 8. ábra mutatja.

Az ábrán szereplő „konverter” négypólus admittanciatrixa

$$Y_c^k = j\Omega C^k = \begin{bmatrix} 0 & j\omega_{-1} C_{-1} \\ j\omega_0 C_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

Az erősítés felírásához szükségünk van a négypólus bemenő admittanciájára. Az admittancia karakterisztika (30)-ból

$$\begin{aligned} I_{-1}^k &= -j\omega_{-1} C_{-1} U_0 \\ I_0^k &= -j\omega_0 C_1 U_{-1} \end{aligned} \quad (32)$$

Ide behelyettesítve a lezárást

$$\frac{I_{-1}^k}{U_{-1}} = -Y_{-1} \quad (33)$$

a keresett bemenő admittancia a következő

$$Y_{be} = \frac{I_0^k}{U_0} = \frac{\omega_0 \omega_{-1} C_1 C_{-1}}{Y_{-1}} = \frac{\omega_0 \omega_{-1} |C_1|^2}{Y_{-1}} \quad (34)$$

Mivel az ω_{-1} negatív frekvencia, és Y_{-1} ezen a negatív frekvencián mért admittancia, ezt a két mennyiséget a (34)-ben át kell írunk pozitív frekvenciára. Definíciószerűen (ld. I. rész, (26) kifejezés) a frekvencia az

$$\omega_{-1} = -\omega'_1 \quad (35)$$

az admittancia pedig az

$$Y_{-1} = Y_1^* \quad (36)$$

összefüggéssel írható át. Az utóbbi összefüggés felírásánál az I. rész (27) kifejezését használtuk fel.

Nevezzük el az ω'_1 frekvenciát különbségi frekvenciának (idler), és vezessük be az

$$\omega'_1 = \omega_i \quad (37)$$

jelölést, a különbségi frekvencián mért Y'_1 admittanciát pedig jelöljük

$$Y'_1(\omega'_1) = Y_i \quad (38)$$

-vel.

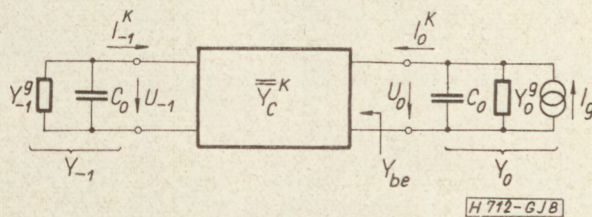
A 8. ábra szerinti „konverter” bemenő admittanciája (34)-ből a (35)–(38) kifejezések behelyettesítésével így

$$Y_{be} = - \frac{\omega_0 \omega_i |C_1|^2}{Y_i^*} \quad (39)$$

(a * konjugálást jelöl). A 8. ábrán szereplő négypólus tehát *negatív admittancia inverter*. Ha a különbségi frekvenciás terhelő admittancia

$$Y_i = G_i + jB_i$$

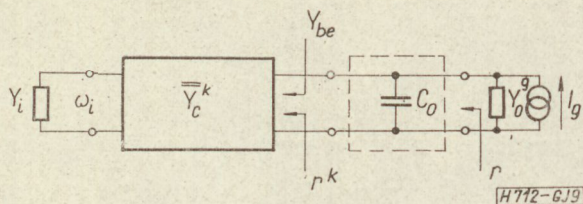
passzív, (39)-ből látható, hogy Y_{be} valós része negatív lesz.



8. ábra

A parametrikus erősítőt reflexiós üzemben használjuk. (A beadott és a felerősítve reflektált jelet cirkulátorral célszerű szétválasztani.) Az erősítés így a generátor által „látott” reflexiós tényező abszolút értékének négyzete. Decibelben kifejezve, a 9. ábra jelöléseivel

$$A^{dB} = 10 \lg |r|^2 \quad (40)$$



9. ábra

Általános esetben a reflexiós tényezőt csupán a „konverter” bemenetére tudjuk felírni. Ennek az értéke

$$r^k = \frac{Y_0 - Y_{be}^*}{Y_0 + Y_{be}} \quad (41)$$

Ha azonban a „konverter” bemenete és a generátor kapocspárja közötti négypólus veszteségmentes, a reflexiós tényező abszolút értéke a generátor kapocspárjára is felírható [3]:

$$|r| = \left| \frac{Y_0 - Y_{be}^*}{Y_0 + Y_{be}} \right| \quad (42)$$

Mivel az Y_{be} valós része negatív, látható, hogy a reflexiós tényező abszolút értéke egynél nagyobb, az erősítő tehát a beadott jelet felerősítve reflektálja. A (42) és a (39) kifejezéseket a (40)-be helyettesítve, a parametrikus erősítő erősítése

$$A_{dB} = 20 \lg \frac{Y_0 Y_i + \omega_0 \omega_i |C_1|^2}{Y_0 Y_i^* - \omega_0 \omega_i |C_1|} \quad (43)$$

Adott értékű erősítés eléréséhez innen kiszámíthatók a terhelő admittanciák szükséges értékei. Látható, hogy ha

$$Y_0 Y_i^* = \omega_0 \omega_i |C_1|^2$$

az erősítés végtelen nagy lesz.

4. Összefoglalás

A két részből álló cikk második részében — az első rész eredményeire támaszkodva — az egyetlen parametrikus kapacitást tartalmazó lineáris hálózat analizésével foglalkoztunk. Az általános esetben végtelen sok frekvenciából álló spektrumot sávkorlátozó feltevések bevezetésével néhány — megengedett — frekvenciára redukáltuk. Levezettük az erősítés kifejezését az összefrekvenciás parametrikus keverő és a parametrikus erősítő áramkörökre. Az erősítés maximális értéke az összefrekvenciás parametrikus keverő esetén megegyezik a Manley—Rowe egyenletekből kapott elvi határral.

A parametrikus erősítő erősítése a terhelő admittanciák megfelelő megválasztása esetén tetszőleges értékre beállítható.

Jelen cikk célkitűzéseit meghaladná, ezért nem foglalkoztunk a sávszélességgel kapcsolatos kérdésekkel [7, 8], továbbá kísérleti eredmények ismertetésével [2, 5]. Így ezekkel a kérdésekkel kapcsolatban az irodalomra utalunk.

IRODALOM

1. N. I. Ahijezer: Előadások az approximáció elméletéről. Akadémiai Kiadó, 1951.
2. Bercei T.—Gonda J.: Kísérleti parametrikus erősítők. T.K.I. jubileumi előadás, 1965. nov.
3. H. Bode: Hálózatok és visszacsatolt erősítők tervezése. Műszaki Kiadó, 1961.
4. Géher K.—Gonda J.: Bevezetés az időben periodikusan változó lineáris hálózatok analizésébe, I. rész, Híradástechnika, 1966. márc.
5. Gonda J.: 6000 MHz-es parametrikus erősítő. T.K.I. laboratóriumi jelentés, 1965. ápr.
6. Istvánffy E.: Parametrikus erősítők. Magyar Híradástechnika, 1961. febr.
7. E. S. Kuh—M. Fukada: Optimum Synthesis of Wide-Band Parametric Amplifiers and Converters. I.R.E.; Trans. on CT, Dec. 1961, pp. 410—415.
8. E. S. Kuh: Theory and Design of Wide-Band Parametric Converters. Proc. I.R.E. 50, pp. 31—38, Jan., 1962.

EGYESÜLETI HÍREK

Az Oktatási Bizottság tájékoztatása

1966 elején az Oktatási Bizottság tanfolyamokat hirdetett az Egyesület tagsága, főként technikusok részére. Legnagyobb létszámú jelentkezés (53 fő) a Vákuummérés c. tanfolyamra futott be, amelyet április 21. és június 11. között az Oktatási Bizottság és a Vákuumtechnikai Szakosztály szervezésében sikeresen meg is tartottunk.

A tanfolyam 4×3 óra elméleti és 2×4 óra gyakorlati részből állt. Az elméleti előadásokat UGROSDY LÁSZLÓ, OLDAL ENDRE, DR. ERDÉLYI JÁNOS és RIEGER ÉVA tartották, a gyakorlati bemutató megszervezésében és lebonyolításában BARLA ENDRE és munkatársai,

JUHÁSZ KÁROLY, BORONAY JÓZSEF, HANTAY ÖDÖN, ZALABA ANDOR vettek részt.

Az előadó- és bemutatótermet, valamint a bemutatott eszközöket a Magyar Adócsőgyár és a TKI 2. Laboratóriuma bocsájtotta rendelkezésre. A tanfolyam előkészítésében MAGÓ KÁLMÁNNAK volt fontos szerepe.

A résztvevők száma 25 és 45 között volt. Mind az előadásokon, mind a gyakorlati bemutatókon számos kérdést tettek fel az előadóknak. Tekintve, hogy a tanfolyam jelentős teret szentelt a legkorszerűbb, parciális nyomásmérő eszközöknek is, úgy gondoljuk, hogy a hallgatóság aktív részvétele a tanfolyam időszerűségét és sikerét igazolja.

Parametrikus erősítők sávzélességének vizsgálata

ETO 621.375.7.018.42

1. Bevezetés

A parametrikus erősítők kis zajuk miatt rendszerint mint előerősítők nyernek alkalmazást. Több esetben azonban kis zaj mellett nagy sávzélesség biztosítása is elsődrendű követelmény, mint például sokcsatornás távbeszélő vagy televízió átvitel esetén. Ezért a parametrikus erősítők sávzélességét befolyásoló tényezők részletes vizsgálata nagy jelentőséggel bír.

A parametrikus erősítés alapelveivel több szerző foglalkozott már [1, 2, 3]. A sávzélesség pedig veszteségmentes esetben szintén beható vizsgálat tárgya volt. *Ku* [4] foglalkozott a parametrikus erősítők sávzélesség korlátaival ideális varaktor diódák esetén. *Matthaei* [5] pedig ugyancsak ideális diódák esetére méretezési eljárást dolgozott ki a sávzélesség növelésére több hangolt kör alkalmazásával.

Ebben a cikkben megvizsgáljuk, hogy milyen hatása van a parametrikus erősítő sávzélességére egyrészt a dióda és az áramkör veszteségének, másrészt a dióda és az áramkör nem kívánt reaktanciájának. Vizsgálatainkat először általános esetben végezzük el, majd konkrét összefüggéseket adunk meg egyszeres hangolású erősítők esetére. Végül példát mutatunk be többszörös hangolású erősítőre.

2. Erősítés

Az 1. ábrán bemutatjuk a reflexiós üzemű parametrikus erősítő helyettesítő képét. A jelfrekvenciás és a különbségi frekvenciás áramkört különválasztottan ábrázoltuk, melyek között a kapcsolatot egy konverziós négyfólyus adja meg. Az ábrán láthatók a varaktor dióda helyettesítő képének egyes elemei, a C_0 munkaponti kapacitás, az R_s soros ellenállás és az L_s soros induktivitás; továbbá mindkét frekvencián egy-egy impedancia, Z_{sk} és Z_{ik} , melyek az áramkörnek a diódán kívüli elemeit foglalják magukba. A különböző frekvenciájú áramkörök teljes impedanciáját összefoglalva Z_s -sel, illetőleg Z_i -vel jelöltük. Az s index a jelfrekvenciára, az i index a különbségi frekvenciára utal.

A konverziós négyfólyus a különböző frekvenciájú áramok és feszültségek közötti kapcsolatot adja meg az alábbi mátrix egyenlet szerint [6]:

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_i^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0, & -\frac{\gamma}{j\omega_s C'} \\ \frac{\gamma}{j\omega_i C'}, & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_i^* \end{bmatrix}, \quad (1)$$

Itt ω a körfrekvencia, γ a nonlinearitási együttható, a C' kapacitás pedig:

$$C' = C_0(1 - \gamma^2). \quad (2)$$

A konverzió következtében a különbségi frekvenciás áramkör Z_i impedanciájának hatása van a jelfrekvencián is. Ezt adja meg a Z_{si} bemenőimpedancia, melyet a konverziós négyfólyus segítségével az alábbi alakban kapunk meg [6]:

$$Z_{si} = -\frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i (C')^2} \frac{1}{Z_i^*} \approx -\tilde{Q}_s \tilde{Q}_i R_s^2 \frac{1}{Z_i^*}. \quad (3)$$

Itt \tilde{Q} a varaktor dióda dinamikus jósági tényezője. A (3) képletben feltételeztük, hogy $C' \approx C_0$, mivel rendszerint $\gamma^2 \ll 0,1$; továbbá a frekvenciákat a sávközépi frekvenciákkal egyenlőnek vettük.

A konverziós négyfólyus a (3) képlet szerint negatív valós együtthatójú impedancia-inverterként viselkedik. A Z_{si} bemenő impedancia valós része tehát negatív, aminek következtében jön létre az erősítés.

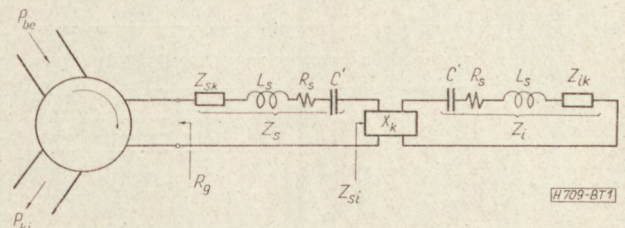
Az erősítés reflexiós üzemű erősítőknél a visszaverődési tényező abszolút értékének négyzetével egyenlő. Ennek alapján az erősítés képlete:

$$G = \frac{|Z_s Z_i^* - R_g Z_i^* - \tilde{Q}_s \tilde{Q}_i R_s^2|^2}{|Z_s Z_i^* + R_g Z_i^* - \tilde{Q}_s \tilde{Q}_i R_s^2|^2}. \quad (4)$$

A parametrikus erősítők sávzélességének részletes vizsgálatát egyszeres hangolású áramkörök esetére végezzük el. Az áramköri veszteségeket első közelítésben elhanyagoljuk. Ekkor a Z_{sk} és Z_{ik} impedanciákat egy-egy reaktancia helyettesíti, mely a dióda reaktanciáját a jelfrekvencián, illetőleg a különbségi frekvencián kihangolja. Legyen célszerűen a kihangolás olyan, hogy a jelfrekvenciás áramkör rezonanciafrekvenciájának és a különbségi frekvenciás áramkör rezonanciafrekvenciájának az összege a tápfrekvenciával egyezzen meg.

Az előzőek alapján írjuk fel az erősítés kifejezését sávközépen. A Z_s és Z_i impedanciák képzetes része ekkor zérus, a valós részük pedig R_s -sel egyenlő. Ennek megfelelően a sávközépi erősítés:

$$G_0 = \frac{\left(1 - \frac{R_g}{R_s} - \tilde{Q}_s \tilde{Q}_i\right)^2}{\left(1 + \frac{R_g}{R_s} - \tilde{Q}_s \tilde{Q}_i\right)^2}, \quad (5)$$



1. ábra. Parametrikus erősítő helyettesítő képe

E képlet révén meghatározható az előírt erősítéshez szükséges R_g generátor ellenállás. Ugyancsak az (5) képletből látható, hogy ha $\tilde{Q}_s \tilde{Q}_i = 1$, akkor $G_0 = 1$, vagyis az erősítés megszűnik. Az áramkört erősítésre csak akkor használhatjuk, ha a jelfrekvencián és a különbségi frekvencián mért dinamikus jósági tényezők szorzata nagyobb az egységénél.

3. Sávszélesség önrezonancia alatt

Az erősítő sávszélességét a következő összefüggés alapján határozhatjuk meg:

$$G = \frac{G_0}{2} \tag{6}$$

Vizsgáljuk először azt az esetet, amikor a dióda önrezonanciája mind a jelfrekvenciánál, mind a különbségi frekvenciánál nagyobb. Ekkor a Z_{sk} és Z_{ik} impedanciák egy-egy induktivitásból állnak. Az egyes áramkörök impedanciájának meredekségét tehát a dióda C_0 kapacitása határozza meg.

Az áramkörü impedanciák így felírhatók az alábbi alakban:

$$Z \cong R_s(1 + j2Q\delta) \tag{7}$$

Itt Q a dióda statikus jósági tényezője a munkapontban és δ a relatív frekvenciaeltérés. A (7) képlet közelítő jellegű, mivel feltételezzük, hogy $\delta \ll 1$ és $C_0 \approx C'$.

Vezessük be a következő jelölést:

$$a = \frac{f_{i0}}{f_{s0}} \tag{8}$$

Az f_{s0} , illetve f_{i0} a jelfrekvenciás, illetve a különbségi frekvenciás áramkör rezonanciafrekvenciája. A (8) képlet révén tehát írható, hogy

$$Q_i = \frac{1}{a} Q_s, \quad \tilde{Q}_i = \frac{1}{a} \tilde{Q}_s \tag{9}$$

Az erősítő sávszélességének meghatározása céljából be kell helyettesítenünk a (4) és (5) képleteket a

(6) egyenletbe, felhasználván a (7), (8) és (9) kifejezéseket, valamint a jelfrekvencia és a különbségi frekvencia közötti kötést. Így másodfokúra redukálható negyedfokú egyenletet kapunk a félteljesítményhez tartozó b relatív sávszélesség meghatározására:

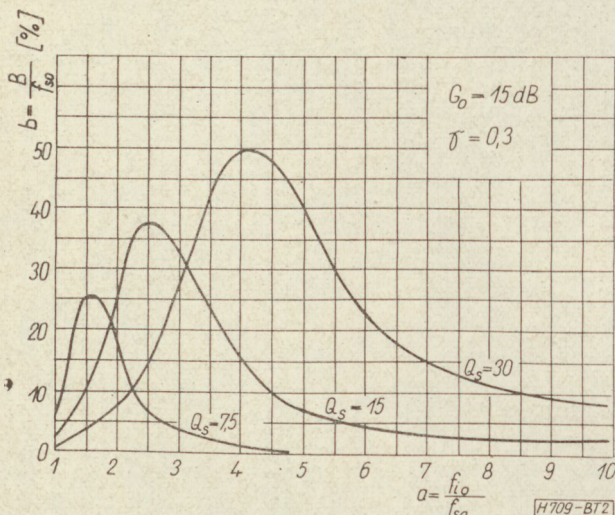
$$b^4 a^2 Q_s^4 (G_0 - 2) (\sqrt{G_0} + 1)^2 + b^2 Q_s^2 (G_0 - 2) (\sqrt{G_0} + 1)^2 (\tilde{Q}_s^2 + a^3)^2 + 4 \sqrt{G_0} (\tilde{Q}_s^2 - a) [a \sqrt{G_0} - \tilde{Q}_s^2 (G_0 - 2)] - 4a^4 G_0 (\tilde{Q}_s^2 - a)^2 = 0 \tag{10}$$

A relatív sávszélesség tehát függ a statikus és a dinamikus jósági tényezőtől, a különbségi és a jelfrekvencia viszonyától és az erősítéstől.

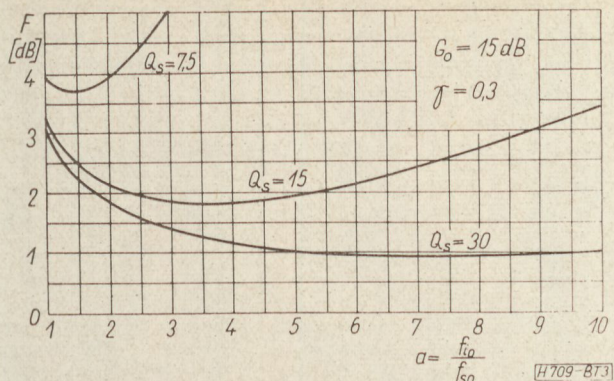
A sávszélességnek a különböző paraméterektől való függését numerikusan megvizsgáltuk. Ennek eredménye a 2. ábrán látható. Az ábra vízszintes tengelyén a különbségi frekvencia és a jelfrekvencia hányadosa szerepel, a függőleges tengelyen pedig a relatív sávszélesség százalékos értéke. A görbék paramétere a dióda jelfrekvenciás statikus jósági tényezője. Mindhárom görbe esetében az erősítés 15 dB, a nonlinearitási együttható pedig 0,3 volt. A 2. ábra görbéi tehát az erősítés-sávszélesség szorzatot is megadják, ha értékeit $\sqrt{G_0} = 5,63$ -mal megszorozzuk. Első pillantásra szembe tűnő, hogy a görbék jelentős maximummal rendelkeznek. Vagyis található egy optimális különbségi frekvencia-jelfrekvencia hányados, amelynél az erősítés-sávszélesség szorzat maximális. Ha a különbségi frekvencia és a jelfrekvencia hányadosát az optimális érték fölé növeljük, az erősítés-sávszélesség szorzat fokozatosan csökken. Veszteségmentes parametrikus erősítők esetére *H. E. Rowe* [1], majd *W. H. Ku* [4] kimutatták, hogy az erősítés-sávszélesség szorzat a különbségi frekvencia és a jelfrekvencia hányadosának növelésével korlátlanul nő, amíg mindkét frekvencia a varaktor dióda önrezonanciája alatt van. A varaktor dióda veszteségének figyelembevétele esetén az előző megállapítás már nem érvényes. Ez esetben a következő tétel állítható fel: a parametrikus erősítők erősítés-sávszélesség szorzata a különbségi frekvencia és a jelfrekvencia hányadosának függvényében maximummal rendelkezik, amennyiben mindkét frekvencia a varaktor dióda önrezonanciája alatt van. Kimutatható, hogy ez az optimális különbségi frekvencia-jelfrekvencia viszony csak a dinamikus jósági tényező függvénye. Továbbá, ha adott a különbségi frekvencia-jelfrekvencia hányados értéke, akkor viszont optimális jósági tényező határozható meg.

A 3. ábrán feltüntettük a zajtényezőnek (F) az a hányadostól való függését különböző jósági tényezők esetére az irodalom [3] alapján. A 2. és a 3. ábra összehasonlításával látható, hogy a zajtényező minimuma és a sávszélesség maximuma nem azonos a értéknél következik be. A sávszélesség maximumánál a zajtényező azonban csak kissé nagyobb a minimális értékénél, ezért szélessávú átvitel esetén a parametrikus erősítők különbségi frekvenciájának a megválasztását célszerű a maximális sávszélesség követelménye alapján végezni.

Az erősítés-sávszélesség szorzatra egyszerű közelítő kifejezést kapunk, ha $G_0 \gg 10$. Ekkor a (15) képletben



2. ábra. Relatív sávszélesség a különbségi frekvencia-jelfrekvencia hányados függvényében



3. ábra. Zajtényező a különbségi frekvencia-jelfrekvencia hányados függvényében

b^2 második együtthatója elhanyagolható, továbbá $G_0 - 2 \approx G_0$ és $\sqrt{G_0 + 1} \approx \sqrt{G_0}$. Így kapjuk:

$$b\sqrt{G_0} \approx \frac{2 a^2 \tilde{Q}_s^2 - a^3}{Q_s \tilde{Q}_s^2 + a^3}, \quad (11)$$

Deriváljuk a (11) képletet a szerint és tegyük ezt egyenlővé zérussal, ekkor harmadfokú egyenletet kapunk az optimális a_0 érték meghatározására:

$$a^3 + 3a_0 - 2\tilde{Q}_s^2 = 0. \quad (12)$$

Ennek a harmadfokú egyenletnek közelítő megoldása:

$$a_0 \approx \sqrt{2\tilde{Q}_s^2} - \frac{1}{\sqrt{2\tilde{Q}_s^2}}. \quad (13)$$

A (13) képlet tehát közelítőleg megadja a maximális erősítés-sávszélesség szorzathoz tartozó a_0 különbségi frekvencia-jelfrekvencia viszonyt.

Megemlítjük még, hogy a levezetett képletek változatlan formában használhatók az áramkörü veszteségek figyelembevételére is, ha azok frekvenciafüggése nem nagy. Ekkor a statikus és a dinamikus jósági tényezőt a dióda és az áramkör vesztesége együttesen határozza meg.

Végül említésre méltó, hogy többszörös hangolású erősítők esetére is érvényes az a tétel, mely szerint önrezonancia alatti üzemben valamely tápfrekvencia értéknél az erősítés-sávszélesség szorzat maximális. Ugyanis két egymással ellentétes hatást kell számításba venni: egyrészt önrezonancia alatti üzemben a tápfrekvencia növelése növeli a különbségi frekvenciás áramkör sávszélességét és ezáltal az erősítés-sávszélesség szorzatot, másrészt a tápfrekvencia növelése csökkenti a különbségi frekvencián a dinamikus jósági tényező értékét, ami viszont a jelfrekvencián jelentkező negatív ellenállást és ezáltal az erősítés-sávszélesség szorzatot csökkenti. E két ellentétes hatás együttes érvényesülésének az eredménye az erősítés-sávszélesség szorzat maximumának a létrejötte. E maximum helye és értéke természetesen a jelfrekvenciás és különbségi frekvenciás áramkörök kialakításának és paramétereinek, valamint a dióda paramétereinek a függvénye.

4. Sávszélesség önrezonancia felett

Vizsgáljuk most azt az esetet, amikor a dióda önrezonanciája mind a jelfrekvenciánál, mind a különbségi frekvenciánál kisebb. Ekkor a Z_{sk} és Z_{ik} impedanciák egy-egy kapacitásból állnak. Az egyes áramkörök impedanciájának a mereedségét tehát a dióda L_s soros induktivitása határozza meg.

Az áramkörü impedanciák most az alábbi alakba írhatók:

$$Z \approx R_s(1 + j2Q_c\delta). \quad (14)$$

Itt Q_c az áramkör jósági tényezője:

$$Q_c = \frac{\omega L_s}{R_s}. \quad (15)$$

A (8) képlet felhasználásával tehát írható:

$$Q_{ci} = aQ_{cs}, \quad \tilde{Q}_i = \frac{1}{a}\tilde{Q}_s. \quad (16)$$

Az erősítő sávszélességének meghatározása céljából be kell helyettesítenünk a (4) és (5) képleteket a (6) egyenletbe, felhasználván a (8), (14) és (16) kifejezéseket, valamint a jelfrekvencia és a különbségi frekvencia közötti kötést. Így negyedfokú egyenletet kapunk a b relatív sávszélességre. Ebből $G_0 \gg 10$ esetén az erősítés-sávszélesség szorzatra egyszerű közelítő kifejezést nyerünk:

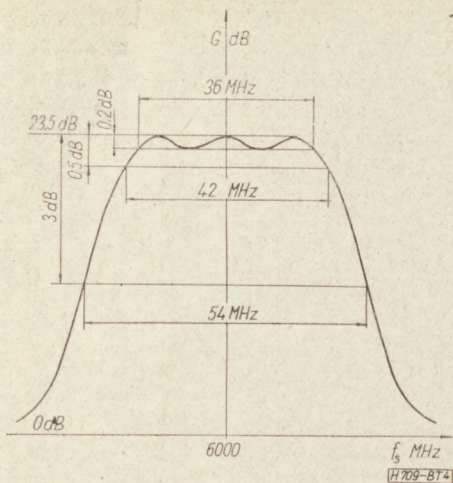
$$b\sqrt{G_0} = \frac{2 Q_s^2 - a}{Q_{cs} \tilde{Q}_s^2 + a}. \quad (17)$$

A (17) kifejezésnek az a függvényében nincs helyi maximuma. Az erősítés-sávszélesség szorzat folyamatosan nő, ha a csökken. A (11) és a (17) képletek összehasonlításával megállapítható, hogy az erősítés-sávszélesség szorzat sokkal kisebb a dióda önrezonancia feletti üzemeltetése esetén, mint az alatt. Nagy sávszélesség elérése céljából tehát lehetőleg nagy önrezonanciájú dióda alkalmazására kell törekedni.

Megemlítjük még, hogy az eddigiekhez hasonlóan a képletekben figyelembe vehetjük az áramkör nem kívánt járulékos reaktanciáit is. Ekkor a Q_c jósági tényezőt a dióda és az áramkör reaktanciája együttesen szabja meg.

5. Kísérleti eredmények

A parametrikus erősítő sávszélességének növelése adott elrendezés esetén további hangolt körök beépítésével lehetséges. Ez különösen akkor előnyös, ha nagy tartományban közel állandó erősítés szükséges. Ilyen sávszélesség-növelést végeztünk egy kivitelezett parametrikus erősítőn, melyben az alkalmazott dióda dinamikus jósági tényezője a jelfrekvencián mérve 4 volt és önrezonanciája a jelfrekvencia alatt volt. További két hangolt kör beépítésével az erősítés-sávszélesség szorzat 2,5-szeresre nőtt. Az erősítés-frekvencia karakterisztikát a 4. ábra mutatja. Mint látható, a $\pm 0,1$ dB-es ingadozáshoz tartozó sáv jelentős nagyságú. Az erősítés-sávszélesség szorzat relatív értéke pedig 13,5%. A zajtényező 2,5 dB volt a cirkulátorral együtt.



4. ábra. Kivitelezett parametrikus erősítő erősítés-frekvencia karakterisztikája

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy mind az elméleti, mind a kísérleti eredmények szerint készíthetők parametrikus erősítők nagy sáv szélességgel és egyidejűleg kis zajtényezővel.

IRODALOM

1. Rowe, H. E.: Some General Properties of Nonlinear Elements. II. Small Signal Theory. Proc. I. R. E., 1958. máj. 850—860. old.
2. Blackwell, L. A.—Kotzebue, K. L.: Semiconductor-Diode Parametric Amplifiers. Prentice — Hall Inc. London, 1961.
3. Kurokawa, K.—Uenohara, M.: Minimum Noise Figure of the Variable — Capacitance Amplifier. Bell System T. J. 1961. máj. 695—722. old.
4. Ku, W. H.: A Broad-Banding Theory for Varactor Parametric Amplifiers, Part I—II. I. E. E. E. Trans. C. T. 1964. márc. 50—60. old.
5. Matthaei, G. L.: A Study of the Optimum Design of Wide-Band Parametric Amplifiers and Up-Converters. I. R. E. Trans. M. T. T. 1961. jan. 23—38. old.
6. Bercei, T.: Mikrohullámú aktív áramkörök. Mikrohullámú Szakmérnöki Tanfolyam. Budapest, 1965. ápr.

EGYESÜLETI HÍREK

A Távbeszélő Szakosztály előadása

Az Egyesület Távbeszélő Szakosztálya rendezésében 1966. szeptember 16-án, 17 órakor DR. KOZMA LÁSZLÓ, a BME Híradástechnikai Tanszék vezetője előadást tart. Előadásában az „Ericsson cég új kódkapcsolós rendszerei”-ről számol be az Egyesületi Klubszobában. (Bp., V., Szabadság tér 17. III. 376.)

Ipargazdasági ankét Szombathelyen

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület szeptember 27—28-án Szombathelyen Ipargazdasági Ankétot rendez.

Az ankétot LITTVAI ISTVÁN iparági főmérnök nyitja meg.

Előadások:

ERDŐS SÁNDOR, Remix igazgató: A vidéki ipar telepítés a műszaki és gazdasági fejlődés tükrében.

DR. SZALAY BÉLÁNÉ, Remix MEO főoszt. vez.: A matematikai és statisztikai módszerek gazdaságos alkalmazása a passzív villamos alkatrészek minősítésénél.

Az előadásokat korreferátumok és viták követik.

Az autóbusz és szállodahelyek biztosításának határdeje: 1966. augusztus 15. Részvételi díj: 250.— Ft. Jelentkezés:

DR. SZÜCS JÁNOSNÉNÁL, Bp., V., Arany János u. 24.

KGM Híradástechnikai Igazgatóság
Tel.: 317-960/217

Ipargazdasági Szakosztály Programozók Klubja tájékoztatója

A Programozók Klubjának alakuló ülésén SÁNDOR FERENC, a BHG műszaki igazgatóhelyettese tartott bevezető előadást, melyet élénk vita követett. Ennek során meghatároztuk a klub feladatát; a termelés-irányítás dolgozó részére biztosítani akarjuk azt, hogy módjuk legyen túltekinteni a saját mindennapos problémáikon és ezzel bővítsük szakmai látókörüket.

A vita alapján állítottuk össze munkatervünket, melynek középpontjában a mai gyakorlat megismerése és néhány kényes kérdés megvitatása áll.

Első alkalommal a BHG-ban a helyszínen tanulmányozhatták az érdeklődők a programozás tovább-

fejlesztésével kapcsolatos elképzeléseket, a megtett intézkedéseket és azok viszhangját.

A nyári szünet után szeptemberben folytatja munkáját a Programozók Klubja a következő munkaterv szerint:

A Programozók klubjának munkaterve

1966. II. félév

1. Ismertetés és vita az Egyesült Izzó gyártáselő-készítési és gyártásirányítási módszereiről. Ismerteti és a vitát vezeti:

DR. PITRAFF PÁL és SZOMOLÁNYI SÁNDOR az Egyesült Izzó osztályvezetői

Időpont: 1966. szeptember 21. szerda du. 15-kor

2. Az Orion gyártáselő-készítési és gyártásirányítási rendszerének ismertetése és vitája. Ismerteti és a vitát vezeti:

BOKOR ISTVÁN az Orion Termelési Főosztályának vezetője

Időpont: 1966. október 1. szerda du. 15-kor.

3. Ismertetés és vita a BHG gyártáselő-készítési és gyártásirányítási módszereiről. Ismerteti és a vitát vezeti:

HAJTÓ AURÉL a BHG Termelési Főosztályának vezetője

Időpont: 1966. november 2. szerda du. 15-kor.

4. Szabad vita a megismert nagyvállalati gyártáselő-készítési és irányítási rendszerek előnyeiről és problémáiról.

Vitavezető: Farkasvölgyi László, a Híradástechnikai Igazgatóság Termelési Osztályának vezetője.

Időpont: 1966. november 23. szerda du. 15-kor.

5. A gazdaságos vállalati tevékenységet hogyan segíti elő és hogyan tudja hátráltatni a gyártáselő-készítés és termelésirányítás.

Vitaindító előadást tart: VÁRNAI ENDRE, a BHG Pénzügyi és Számvetési Főosztályának vezetője.

Időpont: 1966. december 14. szerda du. 15-kor

További programtémák:

Modern programozási eljárások alkalmazása a termelésirányítás gyakorlatában. Mit csinál a programozó az új mechanizmusban?

Ellensége-e a programozónak az anyagbeszerző?

Az anyagprogramozás jelentősége.

Közép- és kisvállalatok gyártásirányítási problémái.

Mágneses elemek alkalmazása a telefontechnikában

ETO 621.318.13:621.395.341.71

A hírközlési berendezésekkel szemben támasztott igények napjainkban egyre gyorsabban növekednek. A fokozódó forgalmat, a sokféle új szolgáltatást csak gyors működésű áramkörök tudják kielégíteni, hogy az összeköttetések, szolgáltatások feldolgozási ideje ne növekedjék. A korszerű számítógépeknél percenként végzett milliós nagyságrendű műveletmennyiség elektromechanikus eszközök, mechanikus kontaktusok számára elképzelhetetlen, akár a működési sebesség, akár az élettartam szempontjából. A két szakterület sok közös vonással rendelkezik. Mindkettő tartalmaz információgyűjtő és feldolgozó áramköröket, igényli a nagy üzembiztonságot, a megelőző ellenőrzés automatizálását, több berendezés közös üzemeltetését összetettebb feladatok megoldására. Következik ebből, hogy a telefonközpontok fejlesztéséhez fel lehet használni az elektronikus számítógépeknél már elért eredményeket.

Az elektronika térhódítását a telefontechnikában egyelőre még számos, főleg gazdasági ok hátráltatja, mint pl. az új rendszerek kellő működési biztonságának, meglévő régi rendszerekkel való együttműködésének költségei, az elektronikus alkatrészek ára és egyes esetekben műszaki jellemzői.

Az elektronikus elemek már meglévő vagy kialakulóban levő jellemzőit szembeállítva az elektromechanikus elemekével — a lényegesen nagyobb sebességet és élettartamot, a lényegesen kisebb energiaigényt, áruk csökkenő tendenciáját — a távbeszélőberendezések területén az elektronika térhódítása a felhasználható elektronikus elemek tökéletesedésének és olcsóbbá válásának mértékében várható.

Az elmúlt évek folyamán az elektromechanikus kapcsolástechnikában is sok újdonság született. Már korábban megjelentek a jelfogószerű mozgást végző koordináta kapcsológépek. A nemesfém érintkezők bevezetésével a beszédutak kapcsolási pontjai annyira megjavultak, hogy azt semmiféle elektronikus elem nem tudja megközelíteni. Ez különösen így van a különböző „reed”-jelfogók megjelenése óta. Ezek a jelfogók a védőgázzal körülvett nemesfém érintkezőt csaknem mozgás nélkül működtetni tudják, ennél fogva alig igényelnek hosszabb működési, illetve működtetési időt, mint az elektronikus kapcsolóeszközök. Az ennek alapján értelmezett „félelektronikus” technika különböző útjai — melynél a beszédutak ilyen elektromechanikus eszközökön haladnak keresztül, de az összeköttetés felépítését elektronikus áramkörök vezérlik — annyira eredményeseknek bizonyultak, hogy már évekkal ezelőtt üzembe helyeztek nyilvános hálózatban ilyen megoldású központokat.

Az elektronikus kapcsolástechnikában rendelkezésre álló elemek között elsősorban információátviteli,

de logikai feladatok elvégzésére is egyre több és nagyobb szerepet kapnak a viszonylag kis előállítási költséggel, nagy megbízhatósággal és kis energiafogyasztással jellemezhető mágneses elemek. Ismeretük előtt hivatkozunk az [1] és [14] alatti irodalomra, amelyek mágneses elemek alkalmazására épülő, teljesen elektronikus időmultiplex, illetve félelektronikus térosztásos telefonközpont leírásán keresztül bemutatják az alkalmazási területet.

Ezek alapján azt az általános következtetést lehet levonni, hogy a telefonközpontok működése során szükséges igen nagy mennyiségű adat tárolásához és feldolgozásához megbízható és olcsó tároló, illetve logikai elemre van szükség, melyeknek működtetése egyelőre nem igényel néhány μ s-nál rövidebb időket.

1. A memóriaelrendezések általános jellemzői

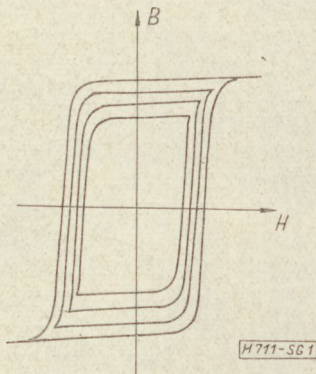
A tárolandó információ nem mindig számjellegű, hanem valamilyen egyéb jel vagy utasítás is lehet. Ezek tárolása általában kódolt formában történik. A kódolási rendszer sokféle lehet, de a kedvező technikai lehetőségek miatt csaknem kizárólag a bináris rendszert használják. Ez azt jelenti, hogy az információ kódja olyan elemekből áll, melyeknek csak két értékük lehetséges. Ennek a két lehetséges értéknek a szimbóluma általában az 1 és a 0 . A kód ilyen két értékkel rendelkező elemét nevezik *bit*-nek. Egy egyszerű szám vagy utasítás, tehát egy kerek információ több ilyen bináris elemből, bitből álló szó. A tárolt bit értékét a tárolóelem, vagy más szóval *cella* kikérdezésével lehet megállapítani. Ha a kikérdezés, kiolvasás alkalmával a tárolt információ törlődik *destruktív* memóriáról van szó, szemben a törlésmentes memóriákkal.

Az egyik legegyszerűbb tárolóelrendezés a soros tároló vagy shift-regiszter. A több bitből álló információ elemenként egymás után jut be a tárolóba, illetve hasonló módon vehető ki belőle. Ebben a műveletben sokkal nagyobb sebesség érhető el akkor, ha az információközlést elemenként paralel végzik. Hogy elkerüljék a paralel tároló nagyobb költségét, egyszerű módot kell teremteni a számjegyek beírására és kiolvasására. Erre szolgál az elemeknek mátrix alakban való elrendezése. Van *szószervezésű* tároló, melynél a mátrix egy sora egy szónak felel meg, és a sor a szóban tárolandó bitek számának megfelelő mágneses elemet tartalmaz. A *bitszervezésű* vagy *koincidens* tárolók esetében annyi mátrix van, ahány bite van szükség, és a mátrix elemei határozzák meg az egyes szavakat. Megkülönböztetnek *kivárá* (közvetett elérésű) és *várakozásmentes* (közvetlen elérésű) tárolókat. A kivárá esetében a tároló egy adott helyén *címén* tárolt információ eléréséhez csak úgy lehet eljutni, ha

először sorra vesszük ezen megadott címet meghatározott sorrendben megelőző többi címekeket. A várakozásmentes tárolónál a megadott cím ismeretében azonnal hozzá lehet férni a kívánt helyen tárolt információhoz. Végül a tárolók jellemzője az is, hogy a beírt információ törölhető-e. Egyes alkalmazásokban, pl. a telefonközpont programtárolója, tranzlátora esetében a tárolt információt ritkán, vagy egyáltalán nem kell megváltoztatni. Ezek az *állandó* vagy *félállandó* tárolók, ahol az információ beírását a gyártás alkalmával végzik el, és üzem alatt csupán az információ ismételt kikérdezésére van szükség.

2. Négyzöghiszterézisű ferritek tulajdonságai

A ferromágnesség nem egyes atomok, hanem atom-, illetve molekulacsoportok, mikrokristályok jellegzetessége. Ezekben az elemi ferromágneses tartományok elemi mágnesként viselkednek. Külső tér hatására a tér irányába fordulnak. Ezt az elfordulást mikroszkopikus örvényáramok, a szomszédos tartományok mechanikus, villamos, mágneses stb. behatása késlelteti. Az elmozdulás együttjár a tartományok alakváltozásával, térfogatváltozásával is. Az anyag mágneses tartományait elválasztó határfalak elmozdulásával együttjáró változás disszipatív, tehát irreverzibilis, mely hosszabb időt vesz igénybe. Bizonyos határok között azonban rugalmas, reverzibilis változás is történik, melyet makroszkopikus szempontból a tartományok mágnesezési irányának forogásaként lehet felfogni. Ez gyorsan lejátszódó folyamat.



1. ábra. Kisfrekvenciás hiszterézishurkok

A négyzöges hiszterézishurokkal rendelkező ferritanyagokból készített raktározó elemek a bináris számjegyeket elektromos teljesítményfogyasztás nélkül tárolni képesek egyszerűen annak következtében, hogy két különböző remanens állapotba hozhatók. Ez a kétféle remanens állapot úgy jön létre, hogy a zárt mágneses kört képező tárolóelemen átfűzött vezeték mágneses tere az anyagot telítésbe, vagy közel telítésbe viszi. Az 1. ábra a kisfrekvenciás hiszterézishurkot szemlélteti. Az *I* tárolását a pozitív, a *0* tárolását pedig a negatív remanenciaponthoz szokták hozzárendelni. Attól függően, hogy az elem kisebb vagy nagyobb részét vonjuk-e be a létrehozott térerősség nagyságával az átmágnesezési folyamatba, az ábrán látható hiszterézishurkok egyike írja le az elem

mágneses állapotváltozását. Egy adott hurokra vonatkozó jellemző adat a B_r remanencián (B -tengellyel való metszéspont) és a H_c koercitív erőn kívül (H -tengellyel való metszéspont) a négyzögeesség mértéke.

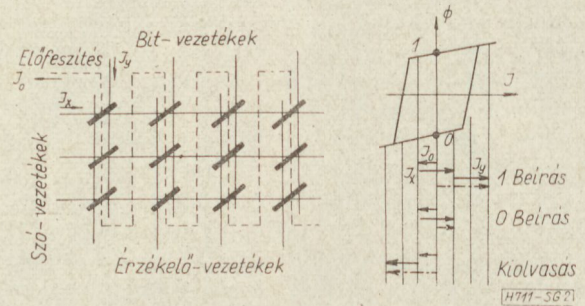
A memóriaelemmel szemben különböző követelményeket támasztunk. Tulajdonságait a B és H értékeken kívül a dB/dt is befolyásolja, alkalmazhatóságát ezért impulzusmérés alapján döntik el. Alapvető igény, hogy a mágneses állapot megváltoztatása ne követeljen sok teljesítményt. Mivel ez arányos a hiszterézisgörbével, H_c értékének alacsonynak kell lennie. Így azonban a billenés ideje nő meg, és elromlik a négyzögeesség.

Az elem jellemzőit több külső tényező is befolyásolja. A remanens állapotok között billenést nem okozó kisebb áramimpulzusok szempontjából két kiolvasás közötti zavarok együttes hatása az irányadó. Mechanikai behatások, sérülések, feszültségek eltorzítják a hiszterézisgörbe alakját. A hőmérséklet emelkedésével B_r és H_c egyaránt csökken, a Curie-hőmérsékleten zérussá válik. Az elem belsejében az átmágnesezési veszteségek melegítő hatása korlátozza az átmágnesezési frekvenciáját.

3. Memóriaelrendezés soronkénti vezérléssel

A tárolóelemek mátrix alakban helyezkednek el, melynek egy sorát egyszerre működtetjük.

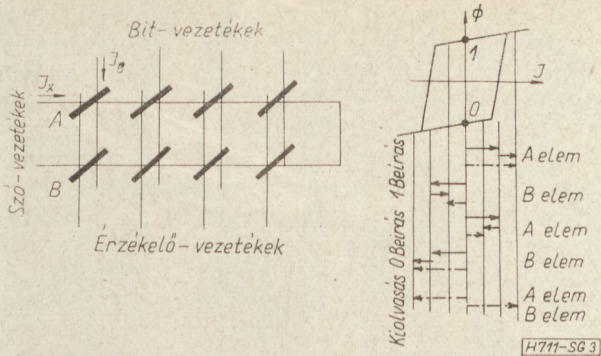
Szokásos elrendezést mutat a 2. ábra. Állandó I_0 előfeszítés alkalmazásával valamennyi meghajtó áramimpulzus nagysága azonos. A kiolvasás a beíróval ellentétes polaritású I_x áramimpulzussal történik



2. ábra. Szószervezésű memóriaelrendezés

Mivel az érzékelő erősítők mindegyike csupán egyetlen oszloppal áll kapcsolatban, egy oszlop hasznos és zavaró jeleit érzékeli. Egyszerre azonban csak egy sort olvasunk ki. Egyetlen *I* és *0* jel között pedig még akkor is könnyen és üzembiztosan különbséget lehet tenni, ha a meghajtóáramok arányára és az elemek négyzögeességére, illetve egységességére nézve nincsenek túlzott tűrési követelmények előírva.

A 3. ábrán egy másik megoldás látható. A rajz a mátrix egyetlen sorát mutatja, ahol minden cella két elemet tartalmaz. *I* tárolása esetén a felső, *0* tárolása esetén az alsó, tehát minden beírásakor és kiolvasásakor cellánként egy elem billen át. Így a meghajtásra nézve a terhelés mindig azonos. A kiolvasóvezeték szempontjából a két elemről kapott jelek kivonódnak egy-



3. ábra. Szószervezésű memória cellánként két elemmel

másból. A tárolt I , illetve 0 esetén kiolvasott eredő jelek polaritása ellenkező. Hátrány lehet, hogy I_x és I_y nem egyformák, és I_y polaritása beírás és kiolvasás alkalmával ellenkező kell hogy legyen.

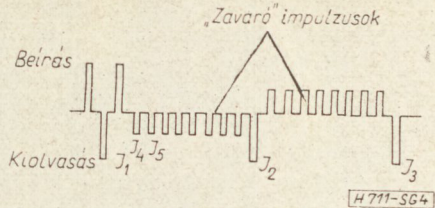
4. Memóriaelemek

4.1 Gyűrűalakú magok

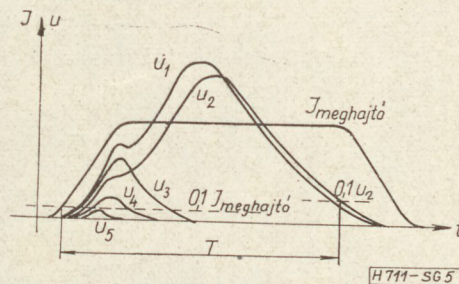
Egyelőre ez a legelterjedtebb tárolóelem azokban a memóriákban, ahol a $0,5-15 \mu s$ nagyságrendű írás-olvasási ciklusidőt kell megvalósítani. Működésének jellemzőinek bemutatására a ferritgyűrűn átfűzött egyik vezetékre a 4. ábrán látható áramimpulzus-programot vezetjük, és a gyűrűn átfűzött másik vezetéken az 5. ábrán látható feszültségimpulzusokat érzékeljük (az indexek az impulzusprogram megfelelő pontjára utalnak). A különböző amplitúdójú és polaritású áramimpulzusok hatását mutatja a ferritgyűrű 6. ábrán látható histerézisgörbéje. Az I_1, I_2, I_3 , illetve I_4, I_5 áramimpulzusok rendre Φ_1, Φ_2, Φ_3 , illetve Φ_4, Φ_5 fluxusváltozást idézik elő, és ennek eredménye az érzékelő vezetéken megjelenő U_1, U_2, U_3 és U_4, U_5 feszültségimpulzus. Az U_1, U_2, U_3 a magban lévő információ kiolvasásának felel meg, a többi pedig a működés során üzemszerűen adódó I_4 és I_5 ($H_{max}/2$) zavaró áramimpulzusok következménye.

Az átbillenés idejére nézve adott határok között érvényes a $T = S/(H_{max}-H_0)$ összefüggés, ahol az S anyagtól és mérettől függő állandó, melynek értéke normál esetben általában $0,7-0,8 \mu s$. Oe, H_{max} a meghajtó tér, H_0 pedig a 7. ábra alapján értelmezett billenési küszöbtérorósság. A kiolvasás történhet bármilyen nagy impulzussal, de nem érdemes $(2-4)H_0$ értéknél nagyobb térorót alkalmazni. Az eredmény így is kielégítő, míg további növelés nagyobb meghajtófokozatokat, a jel/zaj viszony leromlását, a szomszédos vezetékeken termelt nagyobb zajfeszültségeket eredményez.

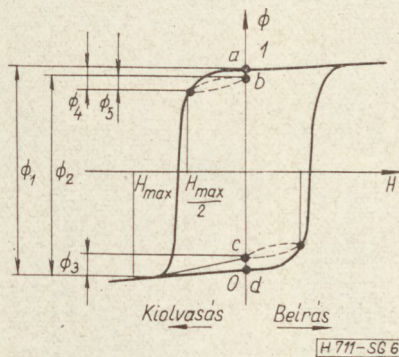
A tároló árának döntő részét a meghajtó és kimenő áramkörök teszik ki, melyek a meghibásodásnak legvalószínűbb forrásai. A terhelés a meghajtóimpulzusok tartama alatt változik, ezért a terhelésváltozástól kevésbé függő áramgenerátoros meghajtás szükséges. A magokon létrejövő feszültségesekek összegeződnek, ezért a meghajtóelem határt szab a tároló méreteinek. Gyakran alkalmaznak a tárolómátrixok közvetlen meghajtására is gyűrűs magokat.



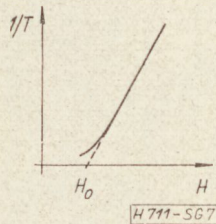
4. ábra. Impulzusprogram ferritgyűrűk vizsgálatához



5. ábra. Ferritgyűrű kimenőjelei



6. ábra. Ferritgyűrű meghajtása

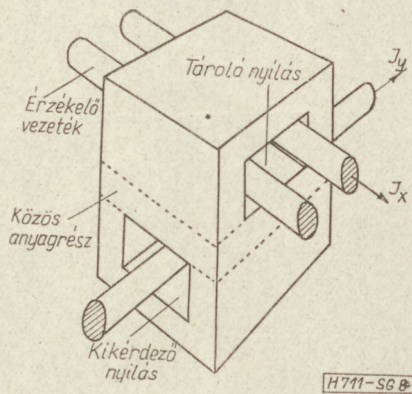


7. ábra. H_0 meghatározása

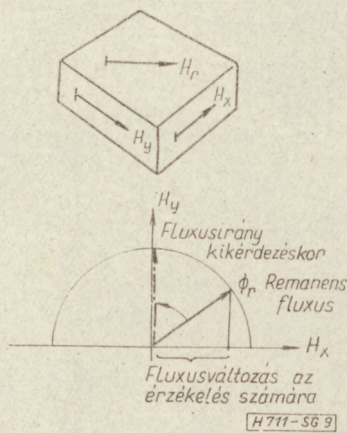
A méreteket illetően már korábban felmerült a szükség szabványos méretek kialakítására. Így általában $0,75-1,25-2-3-5-8-13-25$ mm-es vagy ehhez nagyon közelálló külső átmérővel rendelkező sort alkalmazzák. A külső és belső átmérő viszonya $0,6-0,7$, a vastagság pedig kb. azonos az átmérők közötti különbséggel. Ez a forma különösen a tárolási célra nagyobb tömegben készített három legkisebb méretnél fontos, mert lehetővé teszi, hogy két egyenes vezetéket derékszögben keresztezze egymást a mag belsőjében.

4.2 A *biax*-elem

Különösen a nem-törlő kiolvasás céljából próbálkoztak a gyűrűtől eltérő alakzatú ferritelemekkel. Ezek között a *biax* az egyetlen, amely a gyakorlati felhasználásig eljutott. Négyszöghiszterézisgörbéjű ferritből kialakított kis hasáb ez (kb. 1 mm-es éllel,) két egymásra merőleges kitérő nyílással. Egyik nyílás a beírásra és az érzékelésre, a másik pedig a tárolt információ kikérdezésére szolgál. A két nyílás, illetve a rajtuk áthaladó vezetékek merőleges helyzete a zavarok lényeges csökkentését eredményezi. A nyílások a valóságban általában köralakúak, de a működés a 8. ábrán látható leegyszerűsített formával könnyebben áttekinthető.



8. ábra. A *biax* memóriaelem



9. ábra. A *biax* működése

A két nyílást körülvevő külön mágneses köröknek közös szakasza van. Az I_y és I_x áramimpulzusok erőtere a közös szakaszon a H_r eredő teret hozza létre. Tételezzük fel, hogy ennek hatására a közös anyagréz egyik remanens állapotba kerül. Ennek a 9. ábrán a Φ_r fluxusvektor felel meg. Ha utána a kikérdezővezetéken az előzővel megegyező irányítású I_y áramimpulzust bocsátanak keresztül, akkor a közös részben levő mágneses elemi tartományok olyan irányt vesznek fel, hogy a kikérdező nyílás körül a fluxus növekedjék. Ezzel csökkenni fog az x irányú, tehát az érzékelő nyílást körülfló fluxus, és az érzékelő

vezetéken ennek a csökkenésnek megfelelő polaritású impulzus jelenik meg. A kikérdezés megszűnésével visszaáll az eredeti állapot. Ugyanis a fluxus más irányba történő tartós átbillentéséhez az szükséges, hogy az új irányba mutató térnek a jelenlegi remanens fluxussal (Φ_r) ellenkező irányba eső összetevője túl lépje a billenési küszöbnek megfelelő térerősséget. Ezen az elemen tehát kikérdezéskor nem törlődik az információ.

Egy megvalósított kísérleti központ tárolója esetén a beírás árama kb. 400 mA, a kikérdezés árama 400 mA, 2 μ s tartammal és 0,2 μ s emelkedési idővel. A kimenőjel 10 mV nagyságrendű. Kikérdezéskor a működés az elemi tartományok rugalmas forgása miatt igen gyors.

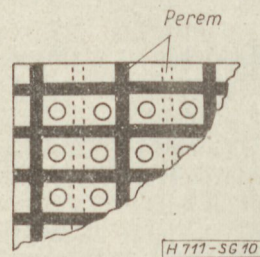
4.3 Perforált lemez

Nagyméretű mátrix-tárolók igen sok ferritgyűrűt tartalmaznak és költségesek. A költségek jelentős részét a huzalozás teszi ki. Ez megtakarítható úgy, ha egyetlen ferritlemezen képeznek ki annyi nyílást, amennyi az eredetileg szükséges ferritgyűrűk száma volt, és a vezetékrendezést ezen legalábbis részben nyomtatott huzalozással alakítják ki.

A ferritgyűrű és a ferritlemez közötti egyik legfontosabb különbség, hogy lemez esetén a nyílás körül billenő fluxus mennyiségét nem a keresztmetszet szabja meg mint a ferritgyűrűknél, hanem a meghajtóáram amplitúdója és időtartama. A nyílás körül létrejövő térerősség a nyílás közepétől mért sugár reciprokával arányos. Ezért áramugrással történő meghajtás esetén a növekvő sugárú elemi gyűrűszakaszok billenési ideje nő, mivel $1/(H-H_0)$ -al arányos. Ott ahol $H = H_0$ ez az idő végtelenné válna, azonban a meghajtó áramimpulzus megszűnése véget vet a billenésnek. A H_0 térerősséghez tartozó sugáron túl maradandó fluxusváltozás nem történik. A kimeneti jelalak egészen hasonló a ferritgyűrűéhez. Lényeges különbség azonban, hogy növekvő meghajtással csak a kimenőjel amplitúdója nő, a kapcsolási idő azonban nem csökken.

A ferritlemez hátránya az, hogy nagyobb anyagmennyiség járul hozzá a rugalmas fluxusváltozáshoz. Ez jóval túlterjed a H_0 -hoz tartozó sugáron. Az itt várható zavaró kimenőjelek háromszor akkorák, mint ferritgyűrű esetén. Ennek ellenére a tárolási cellánként két nyílást felhasználó elrendezés az alkalmazásokban nagyon megfelel.

Az irodalom szerint tömeggyártott megoldás 16×16 lyukat tartalmazó lemez. A lyukak átmérője 0,635 mm, a középpontok távolsága 1,27 mm, a lemez vastagsága 0,178 mm. A nyomtatott huzalozás úgy ké-

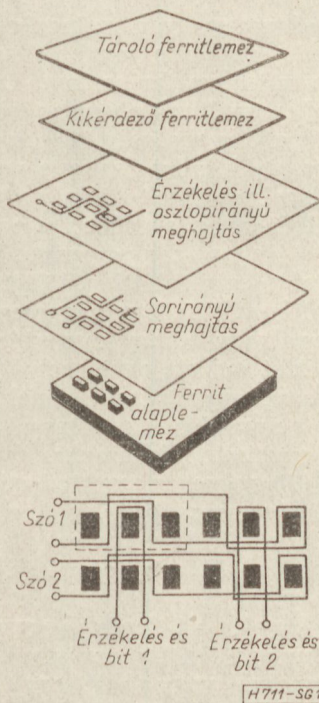


10. ábra. Perforált ferritlemez

szül, hogy az egész felületet fémréteggel vonják be, majd a 10. ábrán is látható peremekről, ahol szükséges, a bevonatot eltávolítják. A teljes tároló egymás mögött elhelyezett lemezsorból áll. A lyukak elhelyezésének pontossága olyan, hogy a lemezsor nyílásain egyenes vezeték fűzhető át. Két szomszédos lemez egymás mögötti nyílása alkot egy tárolócellát. A meghajtó impulzusokat ugyanilyen lemez állítja elő, mely a tároló végére van besorolva és előfeszített kapcsoló mátrixként működik.

4.4 Ferritrács

A tároló felépítése a 11. ábrán látható. A nagy permeabilitású ferrit alaplomezen rácsot alakítanak ki. Ennek vájataiba illesztik bele a vékony lapokon elkészített nyomtatott huzalozást, majd az egészet felülről szorosan lezárják egy vagy több vékony, négyszög-hiszterézisű anyagból készített lemezzel. A tulajdonképpeni tárolást ez a lezáró lemez végzi. A rács apró pillérein keresztül így egy-egy elemet képező mágneses körök záródnak, melyeknek rövid szakaszán tárolást végző négyszög-hiszterézisű anyag, hosszabb szakaszán



11. ábra. Ferritrács memóriafelépítése

pedig nagypermeabilitású anyag helyezkedik el. Nemtörő tároló esetén a lezárás két réteget tartalmaz. Az egyik nagy koercitív erejű anyag ez végzi a tárolást, míg a másik kis koercitív erővel rendelkezik, amely a kikérdezés feladatát látja el. A kikérdezés árama csak ennek a rétegnek a fluxusát tudja átbillenteni, a tárolóréteg információtartalmát nem változtatja meg. Az elkészített modelláramkör kikérdezési ideje kisebb mint 1 μ s, a beírás ideje 5 μ s. A kikérdezőáram 350 mA, a szóirányú és a bitirányú beíróáramok pedig 450 és 300 mA. A beíró áramoknál $\pm 35\%$ eltérés megengedhető. A kimenőjel a szokásos cellánkénti két-elemes megoldással ± 100 mV. A cella hosszirányú

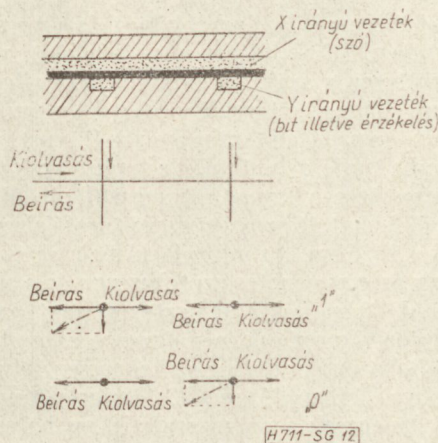
mérete 0,5 mm. A kísérletek szerint ennél a méretnél 0,13 mm elegendő, és 0,5 μ s-nál rövidebb olvasás-írási ciklusidő is megvalósítható.

4.5 Laminálással készített ferritmemória

Anyagában teljesen homogén ferrittömb, amely belsejében tartalmazza a szükséges vezetékrendezést. Külsőleg talán készítési módjával lehet legjobban leírni. Üveglapra fotoeljárással készített sablont helyeznek, a tároló egy adott síkjához tartozó vezetékrendezésnek megfelelően. Ebbe kerül a vezetékanyagot tartalmazó paszta. A sablon eltávolítása után ferritporral töltik meg a vezetékhalozattal borított üveglapot, azt lemezzel simítják, majd levegőt megszáritják és eltávolítják az üveglapról. Az így nyert vékony ferritlapokat vezetékhalozattal nem rendelkező lapokkal együtt egymásra rétegezik, majd adott nyomáson és hőmérsékleten összepréselik. Az így elkészített, tehát laminált tömb hőkezelés után a vizsgálatok szerint teljesen homogén.

Az egyes tárolóelemeket alkotó zárt fluxusnyomvonalak átmérője 50–80 μ ; ez a technikailag eddig megvalósított legkisebb elem. A kis méret kis meghajtást igényel (néhányszor tíz mA), és nagy működési sebességet tesz lehetővé. Az iparilag készített memória esetén elért ciklusidő 375 ns, de elérhetőnek látszik a 100 ns is.

A ferritgyűrűkből és más geometriailag különálló elemekből felépített memóriákkal szemben az ilyen típusú memóriáknál mint a ferritrács, a perforált lemez és a laminálással készített memória, tehát ahol a tárolóelemeket az anyagban kialakított zárt fluxusnyomvonalak képezik, a laminációs technológia a jelenlegi törekvések betetőzése a kis elem méret, nagy tárolókapacitás, nagy sebesség és az alacsony előállítási költségek elérésében.



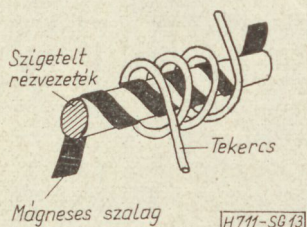
12. ábra. Laminálással készített ferritmemória felépítése és működése

A működést és a méreteket a 12. ábra szemlélteti. Az egymásra merőlegesen közvetlenül egymás fölött haladó X és Y vezetékek keresztezési pontjának közvetlen környezete alkot egy tárolóelemet, és hasonlóan a ferritgyűrűs elrendezések 2 gyűrű/bit megoldásához, két ilyen elem képez egy bit tárolására szolgáló cellát. A beírás alkalmával az X és Y irányú áramokkal

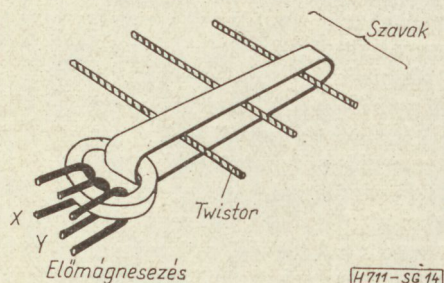
az ábrán látható fluxusirány alakul ki. A beírással egyező értelmű áram az X vezetéken a vektor pillanatnyi rugalmas elforgását okozza, az X irányú áramnak megfelelően. Ezáltal nem-törölő kiolvasást lehet megvalósítani. A kimenőjel néhány mV nagyságrendű, a működtető áramok nagyságrendje 200–300 mA.

4.6 A twistor

Felépítése a 13. ábrán látható. Vékony szigetelt rézvezetékre négyszöghiszterézisgörbével rendelkező mágneses huzalt vagy szalagot tekercselnek fel spirál alakban. Az egésztest kívülről tekercs veszi körül.



13. ábra. Twistor memóriaelem



14. ábra. Twistor memória felépítése

Ennek a tekercsnek a tengelyirányú és a magot képező vezetéken áthaladó áram gyűrűalakú mágneses tere együttesen a szalag mentén annak haladási irányába eső mágneses teret hoz létre. Az együttes tér egy adott hosszúságú szakaszon a fluxust a megfelelő irányba tudja billenteni. Ezeknek a szakaszoknak a mágneses tere a levegőn keresztül záródik. Ilyen elemekből felépített szószervezésű tároló elrendezését mutatja a 14. ábra. Az információ beírása úgy történik, hogy az egymenetes szótekercsen és a magvezetéken küldött áramok a keresztezési pontban a twistort valamelyik remanens mágneses állapotába billentik. Kiolvasáskor csak a szótekercsen folyik ellentétes irányú billentőáram. Ez tengelyirányú teret hoz létre, melynek a mágnesezés irányába eső összetevője visszabillenti a twistor-elemet a másik remanens állapotba. A magvezetéken, amely ilyenkor az érzékelés feladatát látja el, impulzus jelenik meg. A méretekre jellemző, hogy a mágneses szalag vastagsága néhányszor tíz mikron, a magvezeték is tizedmilliméternél vékonyabb. A párhuzamosan elhelyezkedő vezetékeket rögzítés céljából két műanyag fólia közé helyezik, és ezeket a vezetékek közötti részekben egymáshoz laminálják.

A keresztezési pontok fölé apró állandómágneseket helyezve, a memóriacellák alaphelyzetét eleve meg-

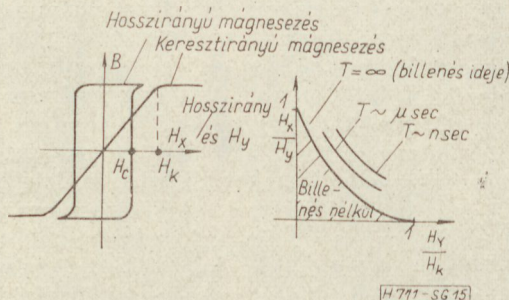
határozhatják. Ez olyan nem-törölő típusú memóriát jelent, melynél a felírást a rögzített mágnesek helyettesítik, és a továbbiakban csak az információ kikérdezését kell végezni. Az állandómágneseket alumíniumlemezre felvitt mágneses pontok képezik. Ezek a programkártyák pontosan a twistorok fölé helyezhetők, könnyen cserélhetők. A kártyák információ-tartalmát a mágneses pontok átmágnesezésével aránylag egyszerű módon meg tudják változtatni. A tároló kiolvasó árama 1 amper, a ciklusidő 5 μ s, kapacitása 4096 szó, szavanként 88 bittel.

A twistor újabb megoldásánál a rézvezetékra két vékony réteget tekercselnek fel, egymás fölé. Egyik végzi a tárolás, a másik pedig az érzékelés feladatát. A szóvezeték árama kikérdezéskor kisebb amplitúdójú, mint a beírás alkalmával, és csak az érzékelő réteg kapcsolására elegendő. Kétirányú kimeneti jel adódik, ha minden bit tárolására két vezetéket használnak fel. A kimeneti jel egyik polaritása 1, a másik polaritása pedig 0 információ tárolását jelzi. Egy-egy szó beírása 20 μ s-ot vesz igénybe.

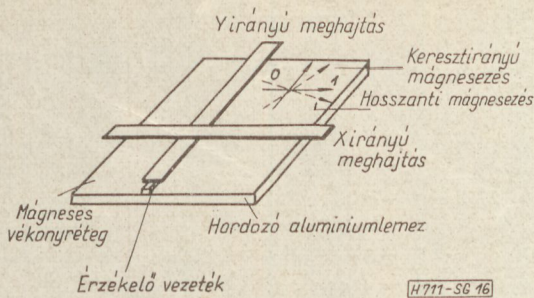
4.7 Mágneses vékonyréteg

Ha a ferromágneses anyag vastagságát egyre jobban csökkentjük az egyre inkább úgy viselkedik, mint egyetlen mágneses tartomány. Az irreverzibilis mágneses állapotváltozás ebben az esetben a mágneses tartományok forgásával történik. Ez a folyamat sokkal gyorsabb, mint vastag elemeknél a tartományok válaszfalainak eltolódásával történő állapotváltozás. Elméletileg és kísérletileg a vékonyréteg-elem átbillenési ideje ns nagyságrendű.

Sík felületre vákuum alatti gőzölögtetéssel vagy elektrolitikus úton vékony ferromágneses réteget visznek fel. Közben alkalmazott mágneses tér, illetve megfelelő hőmérséklet mellett egytengelyű anizotrópiát hoznak létre a vékonyrétegben. Ennek következtében létrejön az anyagban egy könnyű mágnesezési irány négyszöges hiszterézishurokkal, és erre merőlegesen gyakorlatilag egyenes karakterisztikával a hiszterézismentes mágnesezési irány. A rétegre a hosszanti tengely irányában a H_c koercitív erő a jellemző, erre merőlegesen pedig a H_k anizotrópia-tér. A réteg természetétől és geometriájától, valamint a meghajtás természetétől függően a billenés vagy az elemi mágneses tartományok falának mozgásával, vagy a tartományok forgásával, vagy a kettő együttes jelenlétével történik. A billenési küszöböt és a billenési időt a két jellemző tér együttesen szabja meg. A vékonyréteg karakterisztikái a 15. ábrán láthatóak.



15. ábra. Mágneses vékonyréteg karakterisztikái



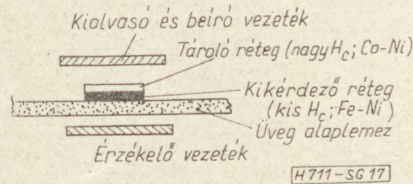
16. ábra. Memória összefüggő vékonyréteggel

Vékonyréteg alkalmazásával készített egyik újabb memóriaelrendezés a következő (16. ábra). Alumínium alaplemezen összefüggő vékonyréteget alakítanak ki megfelelő ötvözetből (gyralloy), kb. 1μ vastagságban. A szószervezésű tárolóban a keresztirányú mágnesezés van a szavak meghajtásához rendelve. A 0 mágnesezési állapot felé történő előmágnesezés a vezeték-elrendezésnek a tengelyekhez képest való kismértékű elfordításával valósul meg. A vezetékek keskeny szalagok formájában vagy réz elgőzölgtetésével kerülnek fel a megfelelően szigetelt vékonyrétegre, vagy a nyomtatott huzalozást hordozó vékony műanyag lapokat fektetik rá a rétegre. Ezek a vezetékek tehát a réteg szoros közelségében haladnak, ezért a mágneses állapotváltozás a vezetékek alatti jól körülhatárolt elemi területen fog végbemenni. A billenési területnek hirtelen vége szakad, ahol a tér nagysága a billentéshez nem elegendő. A tárolóelemeket tehát maga a mágneses tér határolja körül, nem a gyártás alkalmával kell kialakítani. Ez rendkívül előnyös megoldás egységes elemek megvalósítására. Az áramkörök a fém alaplemezen keresztül záródnak. Ennek előnye, hogy az áramkör két ágát csak a vékonyréteg választja el, így a beíró áramok káros csatolási területe egészen szűk. A meghajtás következtében létrejövő mágneses teret a lemezben keletkező örvényáramok megnövelik. Egy ilyen memóriatípus 50 szavas, egyenként 50 bites elrendezésben épült. Az egész lap kb. 7×17 cm, melyen a sorok távolsága kb. 3 mm. 1,2 amperes szóirányú és 0,5 amperes bitirányú áramok szolgálnak a működtetésre. A kiolvasott impulzusok 3 mV amplitúdóval és 40 ns időtartammal rendelkeznek.

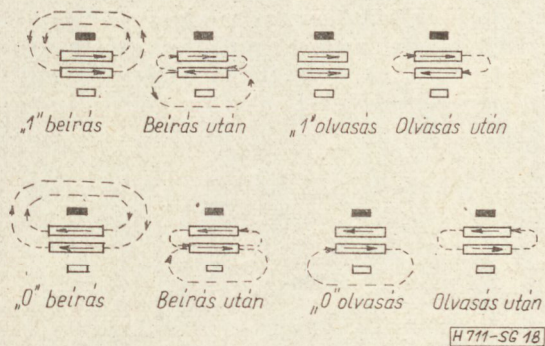
A vékonyréteg-memória másik megoldásában elektrolitban folyamatosan haladó rézvezetékra viszik fel a vezetéken folyó áram jelenlétében a réteget, melynek könnyű mágnesezési iránya így a vezeték kerületével koncentrikus körirányú lesz. A memória elrendezése a twistoréhoz hasonló. A szótekerics tengelyirányú mágneses tere törlésmentes kiolvasást tud végezni, ha a mágneses állapotot 90° -nál kisebb szögben forgatja csak el. Mivel a mágneses kör zárt, demagnetizáló hatás nincs, a réteg akár 12μ vastag is lehet. Így a kiolvasott jel 1,5 mm hosszú és 0,12 mm átmérőjű elemről 50 mV és 150μ s nagyságú. A beírás áramkoincidenziával történik.

A vékonyréteg-memóriák közé tartozik a nem-törlő kiolvasással rendelkező bicore is. Megoldását és működését a 17. és 18. ábra mutatja be. A huzalozás mindössze két párhuzamos vezeték, amely az egytengelyű anizotrópia irányára merőlegesen fut. Ami-

kor a beírás impulzusa megszűnik, a nagy koercitív erejű elem a kívánt irányban marad, míg az alacsony koercitív erejű elem irányt vált, hogy a másik elem fluxusának zárását lehetővé tegye. Csökkentett amplitúdójú kikérdező impulzus csupán az érzékelő réteg billentésére képes, a tárolóréteget nem billenti át.



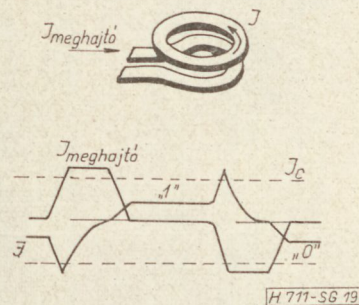
17. ábra. Bicore vékonyréteg-memória



18. ábra. Bicore-memória működése

4.8 Tárolás szupravezetéssel

1956-ban jelent meg közlemény, a szupravezetés jelenségének számítógépekben, áramköri elemként való alkalmazásáról. Az azóta végzett intenzív kutatómunka eredménye, hogy ezek az elemek versenyképesek számítógép logika és memória készítése szempontjából. Ilyen elven működő elem lényege, hogy mágneses tér végez vezérlési tevékenységet, a szupravezetés és a normálvezetés közötti átmeneti állapot folyamán. Működését a 19. ábra szemlélteti.

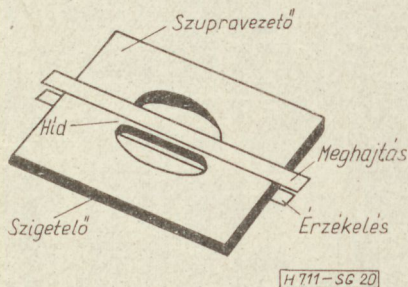


19. ábra. Szupravezető memóriaelem működése

A felső zárt hurok szupravezető fém, melynek szoros közelségében egy másik, meghajtóhurok helyezkedik el. A felső hurokban egy korábbi információbeírás eredményeképpen szupravezetési áram folyik adott irányban. Emeljük a meghajtóhurok áramát,

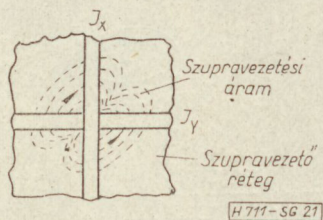
mely polaritásánál fogva a felső hurokban indukált árammal növelje a szupravezetés áramát. Ez az I hurokáram addig nő, amíg az I_c kritikus érték elérésekor a hurok normál vezetővé nem válik, és az áram a nem zérus ellenállás következtében csökkenni kezd. Ha a meghajtóáramot fenntartjuk, a hurokáram zérusra csökken. Ennek oka, hogy az I áram elegendő mértékű felmelegedést hoz létre ahhoz, hogy az I_c kritikus áramértéket csökkentse és az I értéke alatt tartsa. Ennélfogva a hurok nem képes szupravezető lenni addig, amíg az I áram zérusra nem csökken. Ha a meghajtóáramot ekkor kikapcsoljuk, egy ellenkező irányú szupraáram indukálódik, és az egész folyamat ellenkező előjellel újra kezdődik.

A működés hasonló a hiszterézissel rendelkező eleméhez. Két meghatározott remanens állapot van a szupraáram kétféle irányának megfelelően. Ennek fenntartásához külső energiára nincs szükség. A billesítés időt követel, melyet egyrészt az elem hőmérsékleti, valamint L/R időállandója határoz meg. Mindkettő alacsony értéken tartható vékonyréteg-technika alkalmazásával.



20. ábra. Szupravezető memóriaelem

A 20. ábra a Crow-cella felépítését mutatja. A szupraáram útját jelző áramvonalak nyolcasalakú pályát írnak le, melyek a hídrészen összesűrűsödnek. A két vezeték szigetelt, közöttük a szupravezető réteg árnyékoló hatása a nyílásoktól eltekintve teljes csatolásmentességet biztosít.



21. ábra. Memóriaelem összefüggő szupravezető réteggel

A persistor esetében (21. ábra) nincsenek nyílások, az említett árameloszlást a koincidencia elven végzett meghajtás alakítja ki. Ennek hátránya, hogy a két vezeték közötti tökéletes csatolásmentességet nem lehet megvalósítani, amely korlátozza a méreteket.

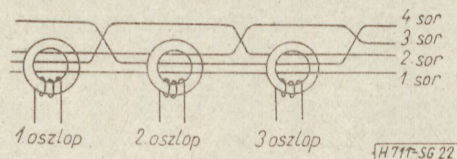
A szupravezető memóriák kényelmetlensége az alacsony hőmérséklet, melynek fenntartásáról folyékony hélium gondoskodik.

5. Állandó és félálló memóriák

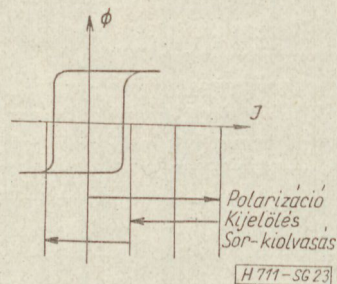
5.1 Memóriák lineáris mágneses elemekkel

Olyan tárolási feladatok megoldására, ahol az egyszerű beírt információt változtatni nem kell, üzem alatt az egyetlen végzendő művelet a leolvasás. Ilyen esetekben helyes megkeresni azokat a megoldásokat melyek egyedül ezt a szolgáltatást nyújtják, mert ezzel általában csökkenteni lehet a költségeket, és növelni a memória biztonságos működését.

Szerényebb igényeket kielégítő legegyszerűbb megoldás a lineáris hiszterézisgörbével rendelkező elemekből, pl. ilyen tulajdonságú ferritgyűrűkből, a 22. ábrán látható elrendezést kialakítani. Az első esetben mindegyik gyűrűnek egy-egy működtető tekercse van. Egy megadott tekercs működtetése alkalmával a rajta átfűzött valamennyi vezetéken információ jelenik meg. A sorok és oszlopok szerepe felcserélhető, így a második esetben egy átfűzött vezeték működtetésével valamennyi mag kimenőtekercsén jelenik meg információ, melyen a szóbanforgó vezeték áthalad.



22. ábra. Átszámító áramkör lineáris transzformátorokkal



23. ábra. Négyzetghiszterézisgörbéjű ferritgyűrű működtetése állandó tárolóban

5.2 Hézagos és húzalozott memóriák négyzetghiszterézisgörbéjű ferritgyűrűkkel

Hézagos memóriáknál az elrendezés mátrixalakú, de tárolóelem csak azokra a pontokra kerül, ahol I -es információt kell tárolni. Valamennyi gyűrűn keresztülhalad a közös polarizáló vezeték, amely kiolvasás után az elemeket automatikusan visszaállítja az eredeti állapotba (23. ábra).

Négyzetghiszterézisgörbéjű ferritgyűrűkből is kialakíthatók a lineáris elemekkel kapcsolatban említett elrendezések. Ezek az előbbi megoldással szemben megtakarítást jelentenek, mert a mátrix ugyan hézag nélküli, de valamennyi gyűrűn általában több egymástól független beíróvezeték is áthalad. Kiolvasás utána a gyűrűket itt is közös polarizáló vezeték állítja nyugalmi helyzetbe vissza. Egy sor kiolvasáshoz a sorkiolvasó, és valamelyik, az egész memória meghatá-

rozott elemein áthaladó kijelölővezeték együttes árama szükséges.

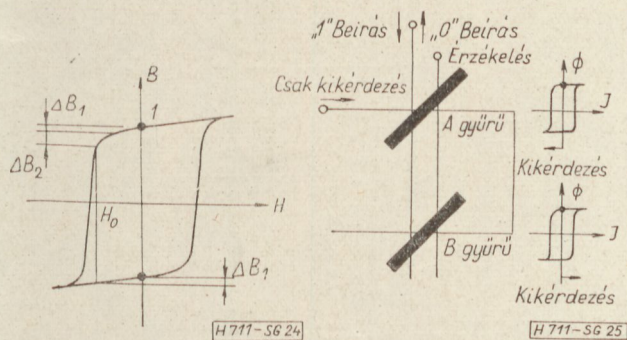
A felsorolt megoldások közös hátránya, hogy az információelrendezés tehát a beírás módosítása, gyártáskor előforduló hiba kijavítása rendkívül nehézkes, és a tárolási kapacitást az elemeken átfűzhető vezeték száma a méretek miatt erősen korlátozza. A vezeték között nemkívánatos csatolások lépnek föl. A felsorolt megoldások között a négyszögös hiszterézisgörbével rendelkező gyűrűk alkalmazása azért előnyösebb, mert a nemlineáris karakterisztika miatt a jel/zaj viszonyuk a meghajtó jelenél lényegesen nagyobbá tehető. Hátrányuk ezzel szemben a nagyobb meghajtó áram, és a ciklusonként szükséges visszaállítás.

5.3 Ferritgyűrűk nem-törlő kiolvasással

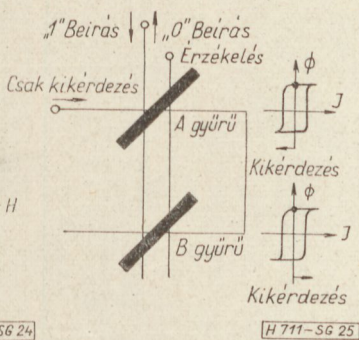
A visszaállítás elhagyható olyan kiolvasási megoldás esetén, melynél a gyűrű remanenciája nem változik meg, az információ kikérdezése során csak rugalmas fluxusváltozás történik.

Ilyen megoldás a tranzverzális gerjesztés módszere. Ha a mágneses elem (ferritgyűrű) remanens fluxusának nyomvonalára merőleges teret létesítünk, az a fluxust eredeti irányából eltéríti. Ez az eltérítés adott határok között rugalmas változás, melynek iránya függ attól, hogy az elem melyik remanens állapotban tartózkodik. A merőleges teret létesítő impulzus tehát rugalmas fluxusváltozást, a kiolvasóvezetéken a remanenciaállapottól függő polaritású feszültségimpulzust hoz létre.

A permeabilitásvizsgálat módszere esetén a törlő kiolvasással azonos értelmű kiolvasójeleket adnak a tárolóelemekre, de olyan korlátozások mellett, hogy tisztán rugalmas változások történhessenek az információ törlése nélkül. Ezek a korlátozások: az alkalmazott mágneses térerő értéke kisebb a H_0 billenési küszöbértéknél, vagy ha ennél nagyobb, akkor igen rövid ideig tart. Az első esetre a 24. ábrán látható alapon a gerjesztéskor keletkező ΔB_1 változás a tárolt információtól független. A ΔB_2 változás azonban ehhez csak akkor járul hozzá, ha a gerjesztés a gyűrű pillanatnyi állapotát a könyök felé tolja el. A változás tehát θ tárolása esetén ΔB_1 , I esetén pedig $\Delta B_1 + \Delta B_2$. A 25. ábra szerinti elrendezésben egy tárolócella két elemet tartalmaz. A két gyűrű a kikérdezés irányához képest minden esetben ellentétes remanens állapotban van. Így a kikérdezett jel amplitúdója állandó, csupán polaritása adja meg a tárolt információt.



24. ábra. A reverzibilis indukciós változás



25. ábra. Elrendezés nem-törlő kiolvasáshoz

A különböző memórialelemek bemutatása alkalmával már szó volt ezeknek az elemeknek nem-törlő kiolvasású tárolási megoldásokban való felhasználásáról. A kikérdezés ezek többségében is a rugalmas fluxusváltozás létrehozásával történik. A felsorolt elemek között olyan is szerepel, melyet kifejezetten fél-állandó tároló megvalósítására fejlesztettek ki. Ilyen elem pl. a twistor is.

6. Mágneses logikai elemek

6.1 Általános jellemzők

A négyszögös hiszterézishurokkal rendelkező mágneses elemeket a tárolás mellett logikai feladatok végzésére is fel lehet használni. Az egyszerű ferritgyűrűt ilyen célra csak korlátozott mértékben alkalmazzák, mert semmiféle jelentős előnyt a diódás, tranzistoros logikai elemekkel szemben nem nyújt. Ennek legfőbb oka, hogy megbízható áramkör létrehozásához igen nagyszámú egyéb elektronikus járulékos elem kell a gyűrűk mellé, és az egyes gyűrűkkel elérhető műveletek összetettsége meglehetősen korlátozott.

Ezért a logikai feladatokat végző áramkörök megvalósítására új ferritelemeket fejlesztettek ki. Ezek több nyílással rendelkeznek, és egyetlen elemmel is viszonylag összetettebb logikai műveletek végezhetőek el sokkal megbízhatóbban, sokkal kisebb méretben és kisebb költséggel, mint ferritgyűrűs elrendezéssel. Ezek közül egyesek alkalmasak nagyobb sebességű feladatok megoldására is, a nagy energiaigény azonban arra utal, hogy ezek fő előnye a néhány száz kHz-es digitális sebességet nem meghaladó berendezések megbízhatóságának növelésében, árának csökkentésében jelentkezik.

A többnyílású elem működésének lényege a következő:

Az elem különböző részeit összekötő tekeresekre adott bemenőjelekkel több lehetséges fluxuskép egyikét alakítják ki, és ennek az adott fluxusképnek megfelelő kimeneti jelet nyernek. Az elem kialakítható több fluxusbillenési nyomvonal lehetőségét ad a bemeneti és kimeneti áramkörök függetlenítésére. A működés és néhány alkalmazási példa bemutatásánál a fluxuskép egyszerűsítése végett nyílakat tartalmazó modell szerepel, ahol a nyíl feje a mágnesezés irányát, egy-egy nyíl pedig adott fluxusmennyiséget képvisel. A tényleges fluxusképek ennél lényegesen bonyolultabbak, ez a modell azonban alkalmas arra, hogy a többnyílású elem billenési tulajdonságait szemléltesse.

Több lehetséges billenési nyomvonal közül egynek az előnyben részesítéséhez a következő egyszerű szabályokat kell érvényesíteni:

1. A fluxusnak külső tér hiányában is folytonosnak kell lennie, ezért a fluxusvonalak önmagukban zártak.
2. Fluxusbillenés csak az alkalmazott magnetomotoros-erőre merőleges zárt hurok mentén jöhet létre.
3. A fluxus billenése a minimális energiaállapottal, más szóval a rendelkezésre álló legkisebb mágneses ellenállással rendelkező nyomvonalon történik.
4. Néhány kivételtől eltekintve (pl. terhelt nyomvonal) ez az út egyben az átbillenthető fluxussal rendelkező legrövidebb út is.

5. Nem történhet billenés akkor, ha a zárt nyomvonal bármely szakasza az alkalmazott tér irányában már telítve van.

6. Az alkalmazott magnetomotoros-erő nagyobb kell hogy legyen egy adott küszöbnél. Ez a küszöbérték (F_c) az anyag koercitív erejének (H_c) vonalintegrálja a lehető legrövidebb út mentén.

7. Egy billenési nyomvonal keresztmetszete állandó és a nyomvonal minimális billenthető keresztmetszetével egyenlő.

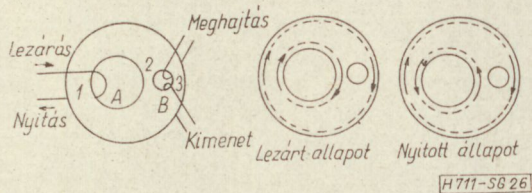
8. Egy nyomvonal mentén átbillenthető fluxust $\Phi = 2BA_{\min}$ összefüggés adja, ahol B a telítési fluxus, A_{\min} pedig a nyomvonal legszűkebb keresztmetszete.

9. Az elemi mágneses tartományok a billenési nyomvonalon kívül is átrendeződnek, hogy a fluxus-folytonosság ott is megmaradjon.

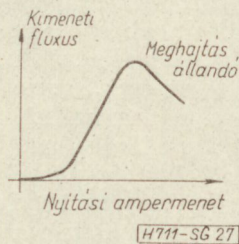
10. Ha a billentéshez alkalmazott magnetomotoros erőt az adott nyomvonalon a szükséges fölé emeljük, a kapcsolási idő csökken, a billenthető anyagmennyiség azonban nem fog növekedni.

6.2 Transzfluxor

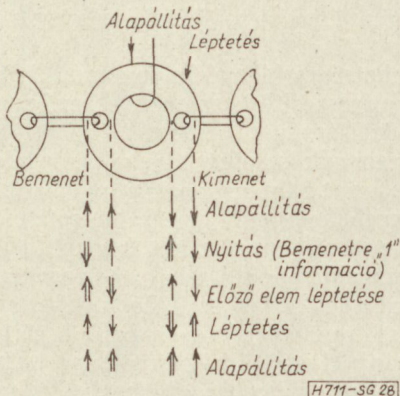
A többnyílású elem egyik megvalósítási formája a transzfluxor. A 26. ábrán látható elem csak egyszerre



26. ábra. A transzfluxor működése



27. ábra. Transzfluxor karakterisztikája



28. ábra. Shift-regiszter transzfluxorral

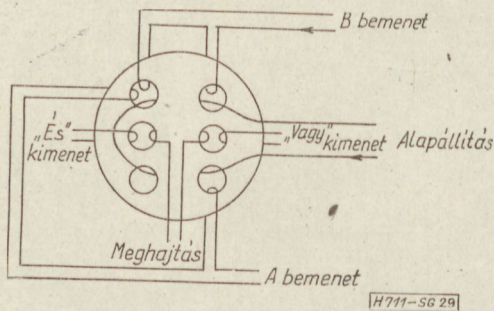
rúbb feladatok megoldására alkalmas, de valamennyi transzfluxor működésének lényegét bemutatja. Az I -es ág keresztmetszete a másik két ág keresztmetszetének összegével egyenlő. Megfelelő értékű lezáróimpulzussal billentsük át az elemet egész terjedelmében, hogy az összes remanens fluxus irányítása az órajárás irányával egyezzen meg. A fluxuskép a lezárt állapotnak fog megfelelni, mert a meghajtóvezetéken adott váltakozó irányú impulzusok (hacsak nem túlságosan nagyok, hogy a külső nyomvonalon billentsék a fluxust) a kisebbik nyílás körül billentést nem képesek létrehozni. Irányuktól függően vagy az egyik, vagy a másik ágat viszik még jobban telítésbe. Nyitóimpulzus után végezve váltakozó irányú meghajtást a kis nyílás körül a fluxus folytonos, így billenthető. Ezzel az egyszerű elemmel is végezhető akár kapuzási feladat, akár változtatható adattárolás törlésmentes leolvasással.

A transzfluxor ezen legegyszerűbb kiviteli formájának apróbb hibái vannak. A kimenőjel a 27. ábrán látható módon függ a nyitás mértékétől, így a különböző szórások, a hőmérséklet változása a kimenőjel nagyságát, a nyitott és lezárt állapotban kapott kimenőjelek arányát erősen befolyásolják. Kritikus a meghajtás nagysága is, mert ha kicsi, akkor nem billenti a kis nyílás körüli teljes keresztmetszetet, ha pedig nagy, akkor a külső nyomvonal mentén is képes billentést okozni. Természetesen itt is eltolódást okoz a hőmérsékletváltozás. Egyrészt a problémák csökkentésére, másrészt összetettebb feladatok megoldására különféle alakú, illetve több nyílással rendelkező elemeket fejlesztettek ki. Ezekre mutat be példát a következő két ábra.

A 28. ábra elrendezése egy shiftregiszter elemének működését mutatja be, amint információt továbbít a megelőző elemről a következőre. A működés fázisait és a megfelelő fluxuselrendeződést az ábra alatti kis táblázat ismerteti.

A 29. ábrán látható összetett elem egyszerre több logikai feladatot is meg tud oldani. Az egyik kimenet kizárólagos *vagy*, a másik pedig *és* műveletet végez.

A teljesen mágneses elemekből felépíthető áramkörök megvalósításához ezeknek az elemeknek a vizsgálata, fejlesztése jelenleg is folyik. Üzemi tapasztalat még kevés áll rendelkezésre. A létrehozott sokféle változat alapján az a törekvés, hogy kevésszámú olyan egyszerű különböző elemet fejlesszenek ki, melyekkel mindenféle feladat megoldható.

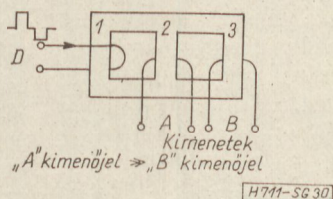


29. ábra. Összetett logikai feladat megoldása

6.3 Létra-elemek

A tranzfluxor jellemzője volt, hogy a nyitás vagy lezárás formájában kialakított fluxusképet, a betárolt információt a meghajtás nem törli, és ezt végtelen számú alkalommal, vagy végtelen időn át folyamatosan leolvashatjuk. A legtöbb logikai feladat esetében azonban a kimeneti függvényre csak egy alkalommal van szükség. Ezt a lehetőséget használja ki a többnyílású elem egy másik megvalósított típusa, a létra elem.

Ha a 30. ábrán látható elem 1-es ágát a *D*-tekercsre adott meghajtóimpulzussal átbillentjük, ezzel meg egyező fluxusmennyiség billen át a 2-es és a 3-as ágban együttevén. A fluxusváltozás aránya ebben a két ágban egymáshoz képest azonban sokkal nagyobb (az ábrán látható méretek esetén kb. 20 : 1), mint azt az úthosszságok és az egyes ágak billenési idői alap-

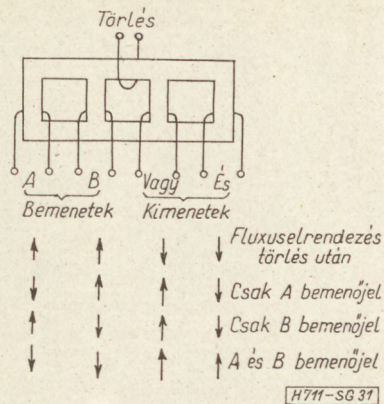


30. ábra. Létra-elem

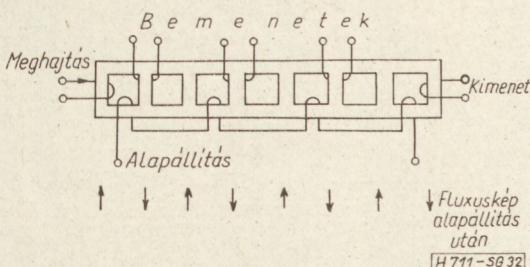
ján várni lehetne, függetlenül a meghajtás nagyságától, feltéve persze, hogy ez elegendő nagyságú az 1-es ág összes fluxusának átbillentésére. Az ilyen elemmel végzett logikai műveletek kvalitatív leírásához feltételezhetjük ezért, hogy a fluxusváltozás a lehető legrövidebb úton megy végbe, és a többi utat gyakorlatilag nem befolyásolja. Működése annyiban tér el a tranzfluxorhoz hasonló elemek működésétől, hogy ott a bemeneti magnetomotoros-erő átbillentíti a fluxust egy adott nyomvonal mentén, míg a létraelem esetén csupán egy adott irányba tereli, illetve tartja, de nem billenti. Működését és alkalmazását mutatja be a következő néhány példa.

A 31. és 32. ábrán látható példák esetében a működés fázisait, a fluxusképek változását az ábrák alatti táblázatok mutatják. Ezzel az elemtípussal kapcsolatban is adódik néhány probléma. Egy adott bemeneten történő meghajtás esetén a kapcsolási sebesség attól függ, hogy a billenő fluxushoz tartozó nyomvonal milyen hosszú. Itt tehát a kimenőtekercesek szembekapcsolása kompenzálás végett nem alkalmazható. Ezen segít, ha a kimenőjelet a visszaállítás alkalmával olvassuk le, és a visszaállító tekerceselrendezést szétszjtjuk az elem mentén. Így a kapcsolási sebességek visszaállítás alkalmával közel azonosak lesznek. Ez a megoldás azért is előnyös, mert több elem összekapcsolása esetén a több helyről érkező bemeneti impulzusokat időben szinkronizálja. Természetesen ilyenkor a billentés és visszaállítás közötti idő jelentkezik többletként.

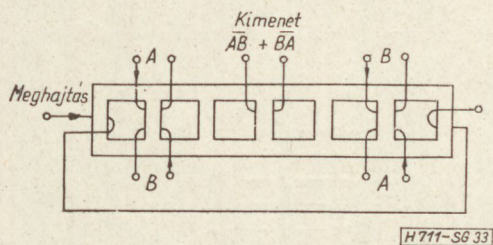
A másik probléma az a követelmény, hogyha több egyidejű bemeneti impulzusról van szó, ezeknek megfelelő időszakason fedniök kell egymást, máskülönbben a bemeneti ágak söntöt jelenenek a többi ág számára. A mag billentésének energiakövetelménye



31. ábra. Logikai feladat megoldása létra-elemmel



32. ábra. Leolvasás alaphelyzetbe történő visszaállításkor



33. ábra. Kizárólagos vagy kapcsolás

igen nagy, ezért a bemeneti impulzusok csupán arra szolgálnak, hogy az általuk körülfogott ágat telítésben tartsák, de ne engedjék billenni. Így billenni csak a nem fogott, megfelelő irányítású következő ág tud.

A számtalan kapcsolási példa közül álljon itt még a 33. ábrán látható eset. Az egyes ágak telítésben tartásához szükséges áram csökken, ahogy a billenési úthossz az 1-es ágtól távolodva nő. Mivel az anyag hiszterézisgörbéje nem tökéletesen négyzetes, a bemeneti jel hatására kis fluxusváltozás következik be a kimeneti ágban. Az optimális helyzet az lenne, ha a bemeneti ágak tartóárama balról jobbra csökkenne. Azonban ha a könnyű gyárthatóság végett egymentes tekerceseket alkalmaznak, ez nem valósul meg, bár a kielégítő jel/zaj viszony rendszerint még így is teljesül, ha valamely áram a 2-es ág minimálisan szükséges tartóáramával azonos.

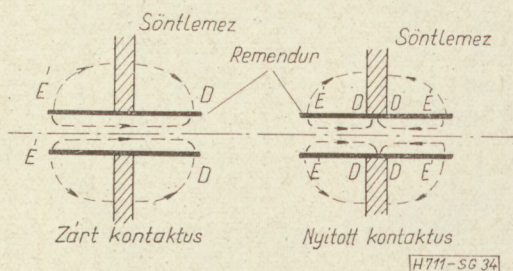
Rövid, nagy amplitúdójú impulzusokkal gyors működést lehet elérni. Ha most hozzávesszük ehhez azt a tényt, hogy a bemeneti és a meghajtóimpulzusok egyidőben kerülnek alkalmazásra, a logikai műveletek ideje egy törtrésze csak annak, amely a transz-

fluxorokkal elérhető. Egyetlen szabványosított, megadott számú ággal és tekercsekkel rendelkező igen kis méretben elkészíthető elemmel számos logikai művelet valósítható meg.

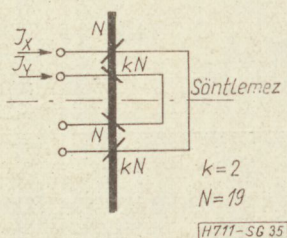
7. Mágneses elemek különleges alkalmazása

7.1 Ferreed kontaktuselem

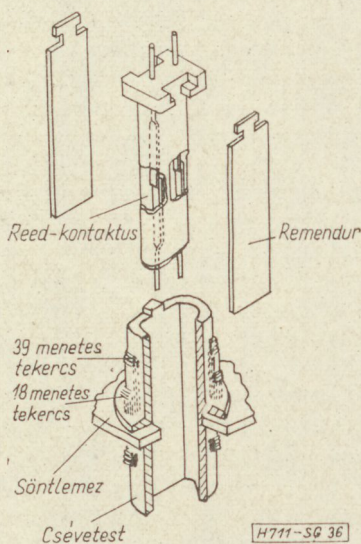
Kapcsolómező keresztpontjának feladatát látja el. Kisméretű, légmentesen lezárt, nemesfém érintkezős, mágnesesen jól vezető remanencia nélküli anyagból készül, melynek mágneses körét négyszög-hiszterézis-görbéjű elem zárja. A korábbi ferrit helyett erre a célra fémötvtözetből, remendurból készült lemezek szolgálnak. A kontaktus zárása és nyitása azért lehetséges, hogy a mágnesesen billenthető alkatelemeket rövid áramimpulzus segítségével a két lehetséges mágneses állapot egyikébe billentjük. A keresztpon-



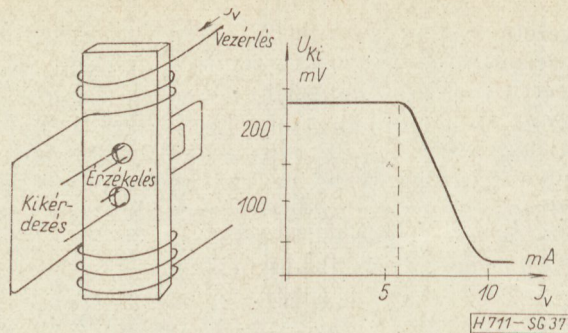
34. ábra. Téreloszlás a keresztpon-ti elemen



35. ábra. Tekercselrendezés a keresztpon-ti elemen



36. ábra. Keresztpon-ti ferreed



37. ábra. Ferrod-elem és karakterisztikája

tok mátrix alakban, egy acéllemez nyílásaiban helyezkednek el. Az acél söntlemez mindenegyes keresztpon-tot mágneses szempontból két teljesen külön vezérelhető félre bont, egyben ellátja a tartógerinc feladatát is. Ha ez a két, megfelelő remanens állapotban levő elem a kontaktus mentén egyirányú teret hoz létre, a kontaktus zárul, míg ellentétes terek esetén nyitott helyzetbe kerül.

A mágneses tér eloszlása a kontaktus nyitott és zárt helyzetében a 34. ábrán látható. Mindegyik elem egy-egy tekercset tartalmaz a sor, és az oszlop felől érkező gerjesztés számára. Mindegyik tekercs meneteinek egyharmada a söntlemez egyik oldalán, kéthar-mada a másik oldalán helyezkedik el. A két tekercs-rész menetiránya ellenkező. Az elrendezést a 35. ábra szemlélteti. A különbséggel történő gerjesztés lehetővé teszi a keresztpontok koordináta-elrendezésben történő kijelölését. Egy sorba, illetve oszlopba eső gerjesztőtekercsek sorba vannak kötve. A meghajtott keresztponthoz tartozó sorban és oszlopban a kereszt-ezési pont kivételével valamennyi korábban meghú-zott elem kontaktusa elbomlik, a keresztelési ponté pedig meghúz. A keresztpon-ti elem szerkezete látha-tó a 36. ábrán.

7.2 Ferrod áramérzőelő elem

Kis koercitív erővel, négyszög-alakú hiszterézis-görbével rendelkező ferritelem. A 37. ábrán látható elemet a nyílások szabadon hagyása mellett tekercs veszi körül. A nyílások úgy viselkednek, mint egy-egy ferritgyűrű, melynek billenthető fluxusát a tekercs áramával lehet vezérelni. A nyílások körül vonható gyűrű fluxusát a kikérdező menet áramimpulzusa billenti egyik vagy másik irányba. A billenő fluxus nagysága mindaddig változatlan, amíg a tekercs mágneses tere a hasáb mentén a nyílások és az elem széle közötti anyagot telítésbe nem viszi. Eddig tart a karakterisztika kezdeti vízszintes szakasza. A tekercs áramát tovább növelve csökken a nyílás körül kapcsolható gyűrű átmérője, míg a gyűrű vastagsága zérusra nem csökken. Ennek a két könyökpon-tnak megfelelő I_1 és I_2 tekercsáramot egymástól függetle-nül lehet beállítani az elem geometriai méreteivel.

Befejezésképpen meg kell említeni, hogy az elekt-ronikus kapcsolástechnika eddigi fejlődését kis és nagy berendezésekre vonatkozó kivitelezett megoldá-sok egész sora mutatja, melyek között számos telefontechnikai berendezés is szerepel. Az elektronika

bevezetése azonban nemcsak a központok átalakulását jelenti, hanem érinti az egész hálózat felépítését, beleértve az előfizetői készüléket is. Ezért természetes, hogy az ismertetett elemek alkalmazása az egyébként hagyományos, vagy legalábbis nem elektronikus berendezések részfeladatainak, segédberendezéseinek megoldásánál is nagy szerepet játszik.

IRODALOM

1. *Adelaar, H. H.—Clemens, F. A.—Masure J.*: Outlines of a T.D.M. two-wire telephone switching system and its control. Proc. IEE, Vol. 108/1961/Part B.
2. *Hebel, M.*: Zehn Jahre Entwicklung elektronischer Vermittlungseinrichtungen. ETZ Elektronische Zeitschrift, Ausgabe B, 1963 Heft 1, 2, 3.
3. *Rajchman, J. A.*: Computer Memories — A survey of the state of the Art. Proc IRE, 1961. jan.
4. *Filippazzi, F.*: Sistemi di memoria con lettura non distruttiva. Alta Frequenza, Vol. 33. No. 7, 1964. jul.
5. *Quarty, C. J.*: Square-loop ferrite circuitry. Storage and logic techniques. (USA) 1962.

6. *Drasny J.—Molnár I.*: Ferritgyűrűs tárolók. Mérés és Automatika, 12/1964/6.
7. *Drasny J.—Molnár I.*: Ferritgyűrűs adattárak. Mérés és Automatika, 12/1964/7.
8. *Smith, J. L.*: Waffle iron — a new memory structure. J. Applied Phys. 34/1963/4, Part 2.
9. *Shahbender, R.—Li K.—Wentworth, C.—Hotchkiss, S.—Rajchman, J. A.*: Laminated ferrite memory. RCA Review, Vol. 24, No.4, 1963. dec.
10. The shape and performance of multi-aperture magnetic devices. El. Engineering, 36/1964/437, jul.
11. *Ferner, A.*: The ferreed. IEEE Trans. on Comm. and Electronics. 1964. jan.
12. Piggyback twistor — a new approach to non-destructive read-out memories. Bell Lab. Rec., Vol. 42, No. 6, jun. 1964.
13. *Baldwin, J. A.*: A magnetic device for high-speed sensing of small currents. Comm. and Electronics, 1961. márc.
14. No. 1 Electronic Switching System. The Bell System Technical Journal, Vol. 43, No. 5, Part 1, 2, sept. 1964.
15. Magnetics, its application in electronics. Computer magnetics. Electronics, 37/1964/19.

SZEMLE

Az IMB cég egyik kutatóintézete miniatűr elektronikus számítógépet állított elő. A berendezés méretei minden eddiginél kisebbek: az összes egység egyetlen 29 cm hosszú, 26 cm széles és 8,9 cm magas dobozban foglal helyet. A memóriaegység 23 040 bit tárolására alkalmas. A műveleti sebesség igen nagy, pl. másodpercenként 56 000 összeadás elvégzésére van lehetőség. A kis méreteket az úrkutatással kapcsolatosan is dolgozó IBM kutatóintézet újonnan kifejlesztett vékony film technikájának felhasználása tette lehetővé. (*Radio und Fernsehen, 1965. aug.*)

*

Az NSZK-ban lefolytatott piackutatások eredményeképpen megállapították, hogy a nagyközönség nem használja szívesen a magnetofonokat. A berendezés működését nem ismerő „laikusok” nem szívesen vesződnek a szalag befűzésével, a kivezélés beállításával stb. E tapasztalat alapján a Schaub Lorenz cég kombinált berendezést hozott forgalomba, melyben a kiváló minőségű rádióvevővel különleges magnetofont épített egybe. Ez a magnetofon 10 cm széles szalaggal dolgozik, 126 sávon történik a felvétel és több mint 46 óras műsor rögzíthető anélkül, hogy eközben a berendezés kezelőjének a legkisebb figyelmet, vagy szakértelmet kellene kezelésére fordítania. A konstrukció-

ban érdekes újításként jelentkezik, hogy a meghajtás közvetlenül a felcsévéző orsó tengelyén keresztül történik. Mivel a szalagot nem cserélik és a befűzés sem változik a szalag sebességét nem kell állandó értéken tartani s így a szokásos magnetofonoknál lényegesen egyszerűbb, kevesebb alkatrészből álló, megbízhatóbb és könnyebben javítható megoldást választhattak.

Hasonló okból kifolyólag terjednek egyre inkább a tárba épített szalaggal dolgozó magnetofonok is. Augusztus végén olyan kettős tárat hoztak forgalomba, mely kétórás játékidőt biztosít és a Grundig, Telefunken és Blaupunkt cégek táras magnetofonjaiban használható fel. A Telefunken, Decca és RCA hanglemezek legnagyobb része már ilyen tárba épített magnetofon-szalagokon is kapható. (*Radio und Fernsehen, 1965. aug.*)

*

Japán túlhaladta Európa vezető számítógép felhasználóját, a Német Szövetségi Köztársaságot, és az üzembe állított berendezések számát tekintve az USA mögött a kapitalista világban a második helyet foglalja el. A japán Electronic Computer CO jelentése szerint ugyanis 1965 márciusáig 1840 számítógépet állítottak fel különböző cégeknél és kutatóintézeteknél, illetőleg kormányzerveknél. (*Radio und Fernsehen, 1965. aug.*)

A ma tudománya — a holnap technikája!

Olvassa rendszeresen műszaki-tudományos szaklapjainkat!

Mindig széleskörűen tájékoztat a szakterület helyzetéről, eseményeiről, újdonságairól.

| | |
|--------------------------|-------------------------------|
| Bányászati Lapok | Járművek, Mezőgazdasági Gépek |
| Bőr- és Cipőtechnika | Kép- és Hangtechnika |
| Elektrotechnika | Kohászati Lapok |
| Energia és Atomtechnika | Közlekedéstudományi Szemle |
| Élelmezési Ipar | Magyar Építőipar |
| Építőanyag | Magyar Grafika |
| Épületgépészet | Magyar Kémiai Folyóirat |
| Az Erdő | Magyar Kémikusok Lapja |
| Faipar | Magyar Textiltechnika |
| Finommechanika | Mélyépítéstudományi Szemle |
| Fizikai Szemle | Mérés és Automatika |
| Gép | Műanyag és Gumi |
| Gépgyártástechnológia | Műszaki Élet |
| Hidrológiai Közlöny | Öntöde |
| Híradástechnika | Papíripar |
| Ipari Energiagazdálkodás | Városépítés |
| Ipargazdaság | Villamosság |

Fenti kiadványaink előfizethetők

minden postahivatalban,

a Posta Központi Hírlap Iroda (József nádor tér 1.) csekkszámájára vagy átutalással,
valamint a Technika Háza műszaki könyvboltjában (V., Szabadság tér 17.)

Példányonként kaphatók:

V., Váci utca 10.

VI., Bajcsy-Zsilinszky út 76. sz. alatti Hírlapboltokban,

ugyanitt az 1966-ban eddig megjelent példányok is beszerezhetők.

Hirdetéseket felvesz a Lapkiadó Vállalat hirdetési osztálya,

VII., Lenin körút 9—11. I. em. 120. (222-251).

Tartalmi összefoglalások

Обобщения

ETO 621.375.7

Dr. Bozsóki I.:

Változó kapacitású, reflexió típusú parametrikus erősítők tervezése I. rész

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) 8. sz.

A változó kapacitású parametrikus erősítők az utóbbi években széles körben elterjedtek a mikrohullámú és URH frekvencia tartományban, kis zajú erősítőkként. Jelen cikkkel kezdődő sorozattal ezen erősítők tervezési és felhasználási kérdéseivel foglalkozunk. A sorozat első cikkében a reflexió típusú erősítő koncentrált paraméterű áramkörü modelljét ismertetjük, valamint a modell méretezéséhez szükséges összefüggéseket vezetjük le. A sorozat további cikkeiben a mikrohullámú realizáció, a stabilitás kérdéseivel, az áramkörü mérések elvégzésével foglalkozunk, valamint megépített erősítők mérési eredményeit és felhasználási területeit adjuk meg.

ETO 621.372.2.001.2 : 611.375

Dr. Gonda J.:

Bevezetés az időben periodikusan változó lineáris hálózatok analizésébe. II. rész

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) 8. sz.

A két részből álló cikk második része a nonlinearis kapacitást tartalmazó hálózat viselkedését vizsgálja a pumpálásához viszonyítva kis amplitúdójú jelekre. A meghajtó hálózatot a Norton ekvivalensével helyettesítve, felírja a hálózat admittancia karakterisztikáját. Az általános esetben végtelen sok frekvenciából álló spektrumot sávkorlátozó egyszerűsítő feltevések bevezetésével néhány megengedett frekvenciára redukálja. Levezeti az erősítés kifejezését a parametrikus összegfrekvenciás keverőre (upconverter). A pedagógiai célkitűzésnek megfelelően a cikk nem foglalkozik kísérleti eredmények ismertetésével. E helyett hivatkozik azokra a magyar nyelvű publikációkra, amelyek a Távközlési Kutató Intézetben megépített erősítők leírását tartalmazzák.

ETO 621.375.7.018.42

Dr. Bercei T.:

Parametrikus erősítők sávszélességének vizsgálata

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 8. sz.

A parametrikus erősítők sávszélességét egyrészt a dióda és az áramkör veszteségének, másrészt a dióda és az áramkör nem kívánt reaktanciájának a figyelembevételével vizsgálja. Érdekes új eredmény, hogy diódarezonancia alatti üzemből a veszteségek figyelembevétele esetén található olyan tápfrekvencia, amelynél az erősítés-sávszélesség szorzat maximális. Az erősítés-sávszélesség szorzat és a zajtényező szempontjából az optimális tápfrekvencia nem azonos. Azonban a zajtényezőnek a tápfrekvenciától való függése viszonylag kismértékű, ezért a maximális sávszélesség és kis zajtényező együttes elérése lehetséges. Diódarezonancia feletti üzem esetén viszont az erősítés-sávszélesség szorzat lényegesen lecsökken és optimális beállítás nem érhető el.

ETO 621.318.13:621.395.341.71

Soós Gy.:

Mágneses elemek alkalmazása a telefontechnikában

HÍRADÁSTECHNIKA XVII. (1966) 8. sz.

A cikk, irodalmi adatok alapján, ismerteti a mágneses elemek alkalmazását a telefontechnikában. Foglalkozik a memóriarendezések jellemzőivel, felépítésével. Sorra veszi a megvalósított mágneses memóriaelemeket, ezek alkalmazásait. Bemutatja a logikai célokra kifejlesztett elemeket és ezek alkalmazására néhány példát mutat be. Végül leír néhány, az eddigiektől eltérő új szerű elemet.

ДК 621.375.7

Д-р И. Божоки:

Проектирование параметрических числителей отражательного типа переменной ёмкости. Часть I.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 8

В последние годы параметрические усилители переменной ёмкости распространялись в широких областях микроволновых и УКВ диапазонов частот как усилители низкого шума. Из серии статей настоящая является первой и излагает вопросы проектирования и применения таких усилителей. Описываются эквивалентная схема усилителя отражательного типа с концентрированными параметрами а также соотношения для проектирования схемы. Следующие статьи занимают вопросы реализации в микроволновом диапазоне, стабильности и измерений цепи, а также даются результаты измерений усилителей и области их применения.

ДК 621.372.2.001.2:621.375

Д-р Й. Гонда:

Введение в анализ линейных сетей изменяющих периодически по времени. Часть II.

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 8

Вторая часть статьи состоящей из двух частей испытывает поведение сети содержащей нелинейную ёмкость на сигналах малой амплитуды по сравнению к насосным сигналам. Возбудительную сеть замещая его эквивалентной схемой Нортона описывается характеристика проводимостей. Спектр содержащий бесконечного числа частот в общем случае уменьшается на некоторые допустимые частоты введением упрощающих предположений ограничивающих полосы. Дается выражение усиления параметрического сместителя суммирования частот (upconverter).

В соответствии с педагогической целью не даны экспериментальные результаты. Однако силается на публикации венгерского языка, содержащие описание усилителей, осуществленных в Исследовательском Институте Дальней связи.

ДК 621.375.7.018.42

Д-р Т. Берцели:

Испытание широты полосы параметрических усилителей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 8

Испытывается широта полосы параметрических усилителей с учетом потерь диода и цепи, а также нежелательных реактивных сопротивлений диода и цепи. Новым интересным результатом является, что можно найти питающую частоту с учетом потерь в режиме под частотой резонанса диода, при которой произведение усиления и ширины полосы максимально. Оптимальная частота питания с точки зрения произведения усиления и ширины полосы, а коэффициента шума неодинаковые. Однако зависимость коэффициента шума от частоты питания относительно мала, по этому обеспечение максимальной широты полосы и малого коэффициента шума вместе возможно. В случае режима над частотой резонанса диода произведение усиления и широты полосы значительно уменьшится и не можно достигать оптимальную регулировку.

ДК 621.318.13:621.395.341.71

Г. Шош:

Применение магнитных элементов в телефонной технике

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XVII. (1966) № 8

Статья излагает — по литературным данным — применение магнитных элементов телефонной технике. Описываются параметры и конструкции запоминающих элементов, осуществленные магнитные элементы и их применение. Показываются элементы разработанные для логических цепей и даны некоторые примеры их применения. Наконец описываются некоторые элементы новой конструкции.

Zusammenfassungen

Summaries

DK 621.375.7

Dr. I. Bozsóki:

Entwurf parametrischer Verstärker vom Reflexionstyp mit Varaktoren (Teil I.)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966.) Nr. 8.

Die parametrischen Verstärker mit Varaktoren verbreiteten sich als Verstärker mit kleinem Rauschzahl in weitem Kreise in dem Frequenzbereich der Mikrowellen und UKW in den letzten Jahren. Der erste Teil der folgenden Artikelreihe beschäftigt sich mit den Entwurf und Anwendungsfragen dieser Verstärker. Es werden die konzentrierten parametrischen Netzwerkmodelle dieser Verstärker vom Reflexionstyp erörtert, ferner die für Modellmessungen notwendigen Zusammenhänge abgeleitet. In den zukünftigen Artikeln der Serie werden die Ausführungen für Mikrowellen und die Fragen der Stabilität erörtert. Zuletzt werden die Durchführung von Stromkreismessungen, die Messergebnisse der gebauten Verstärker und deren Anwendungsgebiet angegeben.

DK 621.372.2.001.2 : 621.375

Dr. J. Gonda:

Einführung in die Analyse der periodischzeitvariablen linearen Netzwerke

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966.) Nr. 8.

Der zweite Teil des Artikels untersucht das Verhalten des periodischzeitvariablen linearischen Netzwerkes — im Verhalten zum Pumpen — für Signale mit kleinen Amplituden. Den Steuernetzwerk mit den Nortonäquivalent substituierend wird die Admittanzcharakteristik des Netzwerkes aufgeschrieben. Das Spektrum welches im allgemeinen Falle aus unendlich vielen Frequenzen besteht wird auf einige zulässige Frequenzen reduziert durch Einführung von bandbeschränkenden vereinfachenden Voraussetzungen. Der Ausdruck der Verstärkung wird für den parametrischen Summenfrequenzkonverter (upconverter) abgeleitet. Gemäss der pedagogischen Zielsetzungen beschäftigt sich der Artikel nicht mit den Versuchsergebnissen. Anstatt derjenigen beruft er sich auf die ungarische Veröffentlichungen, welche die Beschreibungen der im Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik konstruierten Verstärker enthält.

DK 621.375.7.018.42

Dr. R. Berceci:

Untersuchung der Bandbreite der parametrischen Verstärker

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 8.

Bei der Untersuchung der Bandbreite der parametrischen Verstärker werden einerseits die Verluste der Stromkreise und Dioden, andererseits die unerwünschte Reaktanz der Dioden und Stromkreise in Betracht genommen. Das neue interessante Ergebnis ist, dass es während des Diodenresonanzbetriebes — die Verluste in Acht nehmend — Pumpfrequenzen gibt, bei welchen das Verstärkerung-Bandbreiteprodukt maximal wird. Vom Standpunkt des Verstärkerung-Bandbreiteproduktes und des Geräuschfaktors ist die optimale Pumpfrequenz nicht identisch. Da die Abhängigkeit des Geräuschfaktors von der Pumpfrequenz relative klein ist, ist die gleichzeitige Erreichung der maximalen Bandbreite und des kleinen Geräuschfaktors möglich. Im Falle des Betriebes über Diodenresonanz vermindert sich das Verstärkerung-Bandbreiteprodukt wesentlich und eine optimale Einstellung wird unmöglich.

DK 621.318.13:621.395.341.71

Gy. Soós:

Anwendung magnetischer Elemente in der Fernsprechtechnik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 8.

In dem Artikel wird auf Grund literarischen Angaben die Anwendung der magnetischen Elemente erörtert. Es werden die Kennwerte und Struktur der Memorienanordnungen behandelt. Die erzeugten magnetischen Memorienelemente und deren Anwendung werden der Reihe nach vorgeführt. Es werden die für logische Zwecke entwickelten Elemente beschrieben und diesbezüglich einige Beispiele dargestellt. Zuletzt werden einige, von den bisherigen verschiedene neue Elemente beschrieben.

UDC 612.375.7

Dr. I. Bozsóki:

Design of Parametric Amplifiers of Reflexion Type with Varactors (Part I.)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 8.

The use of parametric amplifiers with varactors is recently widely spread in the frequency range of microwaves and UHF, as low-noise amplifiers. The present paper of a series of articles deals with the problems of design and application of such amplifiers. In the first paper the model of the reflexion type amplifier with concentrated circuit parameters is presented and the relations necessary for the design of the model are derived. The following papers of the series will deal with the realisation at microwaves, the question of stabilization and the methods of circuit measurements, further the results and the field of application of realized amplifiers are described.

UDC 6211.372.2.001.2 : 621.375

Dr. J. Gonda:

Introduction to the Analysis of Periodically Varying Networks (Part II.)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 8.

In the second part of the paper the behaviour of the network containing non-linear capacity is examined for small amplitude signals referred to the pumping. Substituting the driving network by its Norton equivalent the admittance characteristic of the network is derived. The spectrum consisting of infinite number of frequencies in a general case is reduced to certain permissible frequencies by the introduction of band limiting simplifying suppositions. The expression of gain is derived for the upconverter. According to pedagogical purposes the paper does not deal with the presentation of experimental results, but it refers to the Hungarian publication containing the description of the amplifiers realized in the Telecommunication Research Institute.

UDC 621.375.7.018.42

Dr. T. Berceci:

Examination of Bandwidth of Parametric Amplifiers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 8.

The bandwidth of the parametric amplifiers is examined partly considering the loss of the diodes and circuits, partly the unrequired reactions of the diodes and circuits. It is an interesting new result, that during the operation at diode resonance, considering the loss, such a pumping frequency may be found at which the gain-bandwidth product is maximum. From the viewpoint of the gain-bandwidth product and the noise factor, the optimum pumping frequency is not the same. As the dependance of the noise factor on the pumping frequency is relatively small, maximum bandwidth and low noise factor can be obtained simultaneously. In case of operation above diode resonance the gain-bandwidth product diminishes considerably and no optimum tuning is possible.

UDC 621.318.14:621.395.341.71

Gy. Soós:

Use of Magnetic Elements in the Telephone Engineering

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) Nr. 8.

The paper presents on the basis of literature the use of magnetic elements in the telephone engineering. It deals with the characteristics and construction of the memory devices. The realised magnetic memory elements and their application are presented in succession. Elements developed for logical purposes and examples concerning their use are presented. Finally some new elements differing from the preceding are described.

Résumés

CDU 621.375.7

Dr. I. Bozsóki:

Projet des amplificateurs paramétriques à réflexion capacités variables. (Partie I.)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966.) N° 8.

Les amplificateurs paramétriques avec capacités variables sont utilisés largement dans les gammes de fréquence microondes et ultracourtes, comme amplificateurs à bruit bas. Une série des articles, commençant avec l'article présent, traite les questions d'utilisation et du projet, de ces amplificateurs. Le modèle de circuit de l'amplificateur à réflexion avec paramètres concentrés est exposé et les relations pour le projet du modèle. Les articles suivants de la série exposent la réalisation pour microondes, la stabilité et les mesures des circuits, ensuite les résultats de mesure des amplificateurs réalisés et leur domaines d'utilisation.

CDU 621.372.2.001.2 : 621.375

Dr. J. Gonda:

Introduction à l'analyse des réseaux linéaires changeants périodiquement avec le temps. (Partie II.)

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966.) N° 8.

Le deuxième partie de l'article les caractéristiques du réseau comprenant des capacités non-linéaires pour signaux d'amplitudes bas en comparaison des signaux de pompage. La caractéristique d'admittance du réseau, remplaçant le circuit d'excitation par son équivalent de Norton, est déterminée. Le spectre comprenant un nombre infini de fréquences en cas général est réduit en quelques fréquences permises par l'introduction des suppositions simplifiantes limitant la bande. L'expression du gain du mélangeur paramétrique à sommation de fréquences (upconverter) est déterminée. Conformément au but pédagogique aucun résultat expérimental n'est pas donné. Au lieu de ceux on se réfère aux publications hongroises comprenant les descriptions des amplificateurs réalisés dans l'Institut de Recherche de Télécommunication.

CDU 621.375.7.018.42

Dr. T. Berceli:

L'examen de la largeur de bande des amplificateurs paramétriques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 8.

La largeur de bande des amplificateurs paramétriques doit être examinée d'une part en considération de la perte de la diode et du circuit, d'autre part des réactances indésirables de la diode et du circuit. C'est un nouveau et intéressant résultat, qu'en cas de la fonction de la diode au-dessous de résonance en considération des pertes on trouve une fréquence de pompage à la quelle le produit de la largeur de bande et de l'amplification est maximal. La fréquence optimale de pompage n'est pas la même pour le produit de la largeur de bande et de l'amplification et pour le facteur de bruit. Mais quoique la dépendance de la fréquence de pompage du facteur de bruit est réduite, la réalisation simultanée de la largeur de bande maximale et du facteur de bruit relativement bas est possible. En cas de la fonction de la diode au-dessus de résonance, le produit de l'amplification et de la largeur de bande diminue fortement et un réglage optimal ne peut pas être atteint.

CDU 621.318.13: 621.395.341.71

Gy. Soós:

Application des éléments magnétiques dans la téléphonie

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XVII. (1966) N° 8.

L'article expose — basé sur dates littéraires — l'application des éléments magnétiques dans la téléphonie. Il traite les paramètres et la construction des dispositifs des mémoires. Il décrit les éléments des mémoires magnétiques et les éléments logiques déjà réalisés et leurs applications par quelques exemples. Enfin il décrit quelques éléments récemment développés.



MAGYAR KÁBEL MŰVEK

IGAZGATÓSÁG ÉS KÖZPONTI GYÁR,

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

ZOMÁNCHUZALGYÁR SZEGEDI KÁBELGYÁR

Budapest, XI., Hunyadi J. út 1. Szeged, Huszár út 1.

Telefon: 268-930

GYÁRTMÁNYOK:

Erősáramú szigetelt vezetékek

Jelző, mérő, működtető kábelek

Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig

Alumíniumvezetékek

Tekercselő huzalok

Switch-kábelek

Gumitömlő-kábelek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Távbeszélő-kábelek

Hajókábelek

Szigetelt zománchuzalok

Mikroszeparátor lemezek

Zárt-acélkötelek

Hullámosított lemez

Kábeldobozok



TRANSZFORMÁTOR KTSZ

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

Nagyfeszültségű készülékek:

anyagvizsgáló röntgenberendezések,
elektrosztatikai készülékek

Feszültség gyors szabályozók:

váltakozó áramú stabilizátorok,
generátor gyors szabályozók

Feszültségszabályozók:

kézi, motoros és automatikus működésű mozgótekerceses
vagy toroidrendszerű szabályozó berendezések

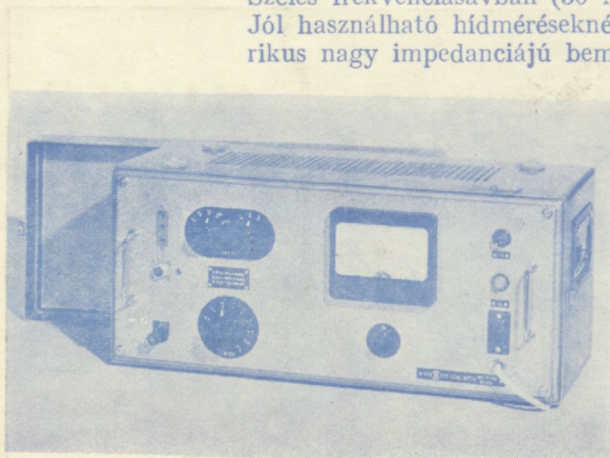
Transzformátorok:

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

TT 1102 TYP. NAGYÉRZÉKENYSÉGŰ SZINTMÉRŐ

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

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



Műszaki adatok:

FREKVENCIA-TARTOMÁNY: 30 Hz — 1 MHz

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

BEMENŐ IMPEDANCIÁK:

I. Szimmetrikus

30 Hz — 20 kHz > 20 kΩ

II. Szimmetrikus

3 kHz — 600 kHz > 3,5 kΩ

III. Aszimmetrikus

30 Hz — 1 MHz > 500 kΩ || < 50 pF

SZIMMETRIKUS ILLESZTÉSEK:

Kapcsolható lezárások

75 — 135 — 150 — 600 Ω

ALKALMAZOTT CSÖVEK:

5 db 18 042, E83F,

PL 81, 85A2.

GYÁRTJA:

ELEKTRONIKA

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

