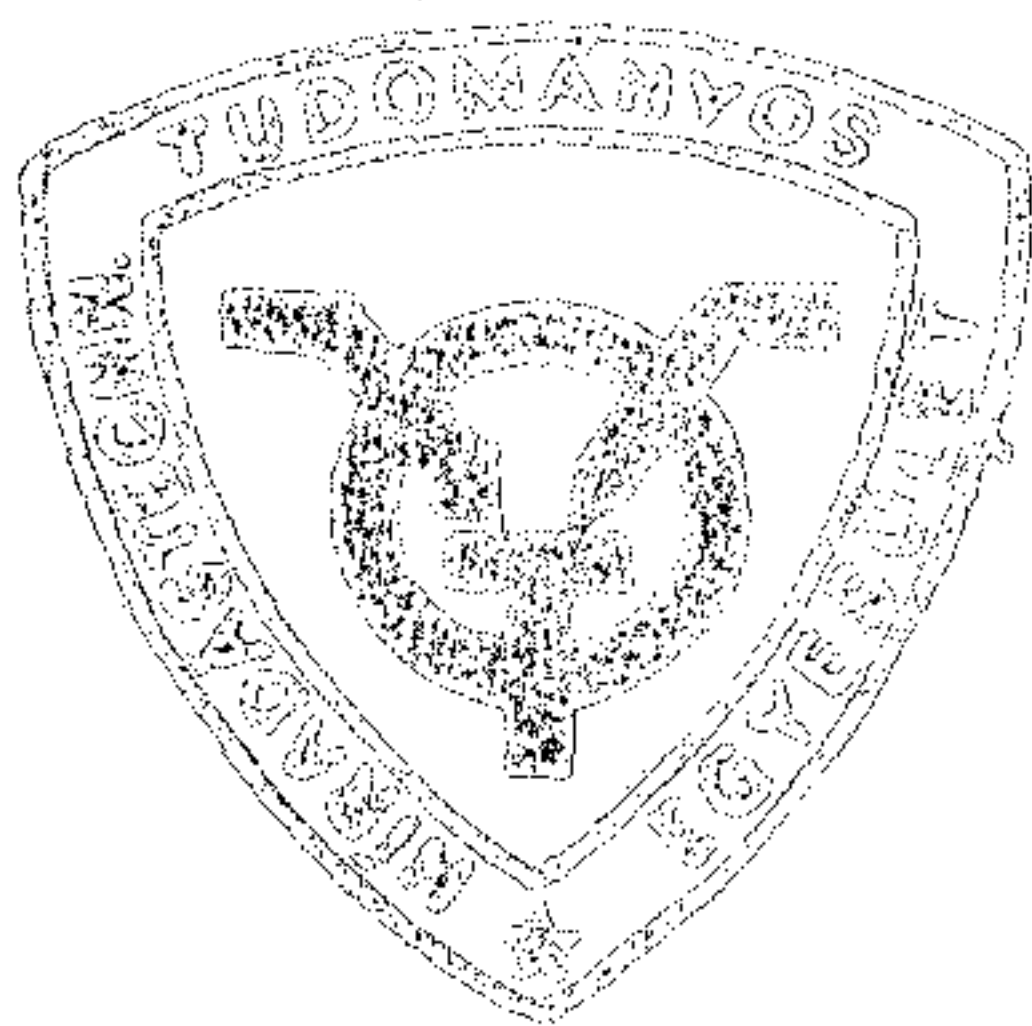


HÍRADÁS- TECHNIKA

A HÍRADÁS-
TECHNIKAI
TUDOMÁNYOS
EGYESÜLET
LAPJA

6



HÍRADÁS- TECHNIKA

1976. június XXVII. évfolyam 6. szám

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

UDVARHELYI GÁBOR: Hibrid aktív RC szűrők	161
DR. PÁPAY ZSOLT: Kvázistatisztikus modell A/D konverter hatásának becslésére	175
Tájékoztató a SEMICON/Európa 1975 kiállításról és kongresszusról, Zürich 1975. XI. 2—5. (Tömpe Zoltán)	178
DR. GÉHER KÁROLY: Számítógép programok katalógusa, 1975	182
DR. NÉNYEI ZSOLT—HUSZKA ZOLTÁN—ZANATI TIBOR: Félvezetőszerkezetek felület-passziválásának új módszere: a fémezés anodikus oxidálása	187
Tartalmi összefoglalások	190
Обобщения	190
Zusammenfassungen	190
Summaries	191
Résumés	191

Operatív szerkesztő bizottság: BOGLÁR GYULA szerkesztő, BALOGH PÁL, DR. FLESCHE ISTVÁN, MAY PÉTER, DR. SÁRKÖZY GÉZA. — Szerkesztőségi és kéziratokkal kapcsolatos ügyekben felvilágosítást ad: SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ, telefon: 495-098

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, 1073 Budapest, Lenin krt. 9—11., telefon: 221-285. Levélcím: 1906 Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Könyv- és Hírlap Külkereskedelmi Vállalat, H—1389 Budapest. Postafiók 149 76.4938 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Index: 25 375

UDVARHELYI GÁBOR

Remix

Hibrid aktív RC szűrők

ETO 621.372.54:681.5.07

Aktív szűrők tervezése során a tervezőnek három fő feladatot kell megvalósítania.

Ezek a következők:

1. A hálózatfüggvény approximációja;
2. Az ekvivalens realizáló kapcsolások meghatározása;
3. A tolerancia vagy érzékenység analízis elvégzése.

1. A hálózat függvény approximációja

Az approximáció során az a feladat, hogy a szűrőre vonatkozó műszaki előírásokat (amplitúdó és futási idő karakterisztika, időtartománybeli viselkedés) az ismert átviteli tulajdonságú megengedett függvények valamelyikével közelítsük. Az $F(p)$ hálózat függvény

$$F(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{A_0 + A_1p + A_2p^2 + \dots + A_np^n}{B_0 + B_1p + B_2p^2 + \dots + B_mp^m}$$

a megengedett függvényosztályba kell hogy tartozzon, a következő tulajdonságoknak kell eleget tennie:

- racionális törtfüggvény legyen,
- Hurwitz polinom legyen (pólusok csak a komplex frekvenciasík bal oldalán helyezkedhetnek el),
- $m \geq n$ (fokszám megkötés).

A használatos approximációs módszereket két csoportba oszthatjuk. Az első a próbálgatás útján való közelítés, a második az egyenes úton való közelítés.

Közelítés próbálgatás útján

a) Tervezés az analízis alapján

Ebben az esetben a követelményt közelítőleg kielégítő kapcsolat ismert. Az áramköri elemeket betűkkel jelölve, elvégezzük az analízist. Az analízis ered-

ménye az áramköri elemek és a specifikáció kapcsolata. A kapott egyenleteket megfordíthatjuk és a specifikációból az $F(p)$ hálózatfüggvényt, illetve a kapcsolást meghatározhatjuk.

b) Interpolációs közelítés

Az interpolációs közelítésnél előírjuk, hogy a közelítő függvény az általunk kiválasztott pontokban egyezzen meg az előírt értékkel. Ha a közelítő függvényt

$$F(p) = \frac{1 + A_1p + \dots + A_np^n}{B_0 + B_1p + \dots + B_mp^m}$$

alakban vesszük fel, akkor általában $n+m+1$ pontban előírhatjuk az értékét. Így $n+m+1$ egyenletet kapunk A_i , B_i együtthatókra. Meghatározzuk az együtthatókat az egyenletrendszerből, majd ellenőrizzük, hogy az $F(p)$ függvény a megengedett függvényosztályba tartozik-e. Ha igen, akkor megnézzük, mekkora „ ϵ ” hibával közelíti meg az előírásunkat. Ha az $F(p)$ függvény nem megengedett függvény, vagy az „ ϵ ” hiba nagy, akkor új ω_i pontokban írjuk elő a függvény értékét.

c) Grafikus eljárás

A közelítés a pólus-zérus elrendezés meghatározását grafikus módszerrel oldja meg. Tapasztalat alapján felvesszük a pólus-zérus elrendezést és ebből megszerkesztjük az amplitúdó karakterisztikát. A pólus-zérus elrendezése változtatásával lehet az amplitúdó karakterisztikát megváltoztatni, illetve a közelítést finomítani.

A b), és c) pontok alatt ismerttetett eljárások számítógépre vihetők, ezáltal egyrészt a pontosság megnő, másrészt lényegesen lerövidül a tervezési idő.

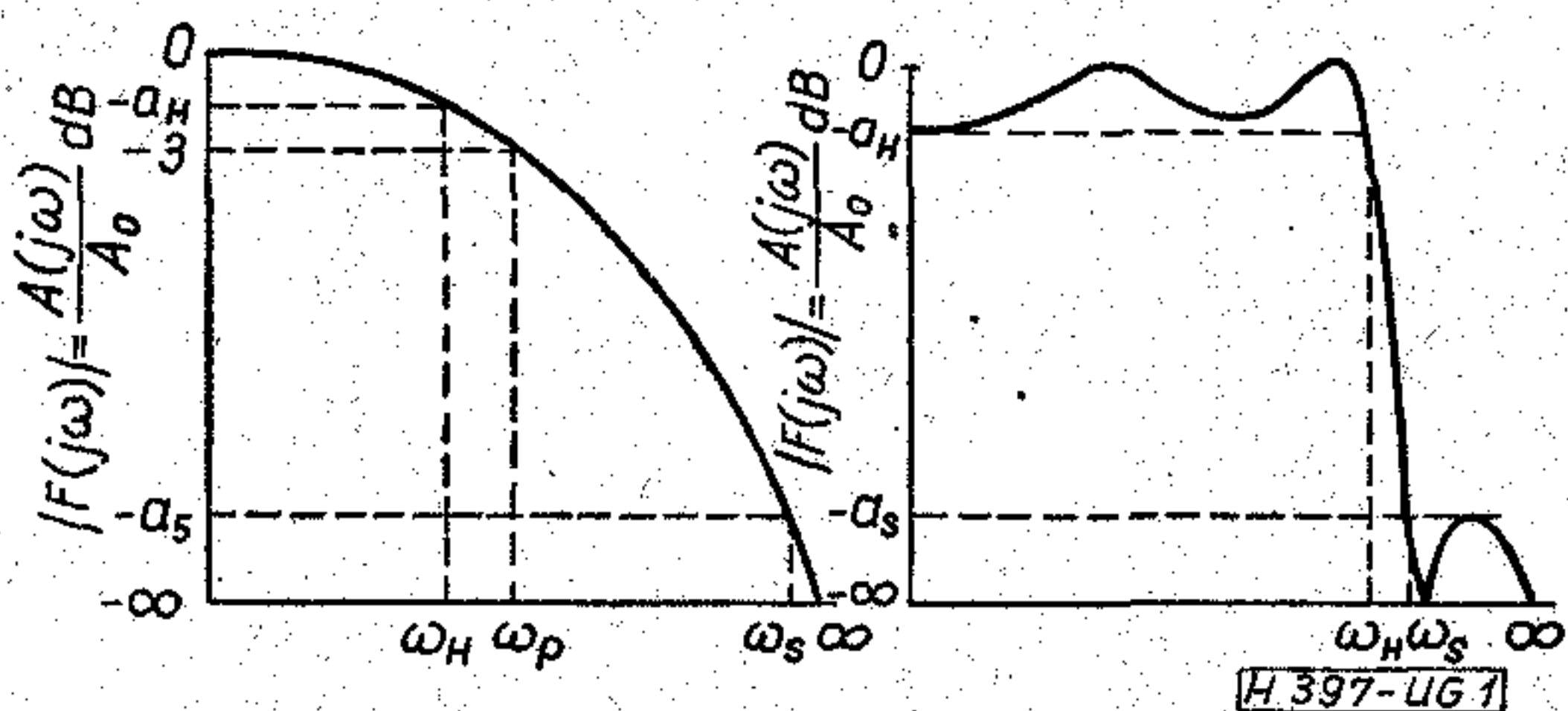
Egyenes úton való közelítés

Az egyenes úton való közelítésnél egzakt matematikai formákat használunk az $F(p)$ függvény meghatározásánál.

A bemutatásra kerülő eljárások csak aluláteresztő szűrőkre terjednek ki, mivel a feluláteresztő sávszűrő, illetve sávzáró szűrők $F(p)$ függvényeinek meghatározása a referens aluláteresztő szűrők frekvencia transzformációjával történik.

Maximális laposságú (Butterworth) közelítés

A specifikációk megadási módját és a szokásos jelöléseket az 1. ábra szemlélteti.



1. ábra

Az ω_H és ω_s frekvenciákon fellépő csillapítás specifikálásához célszerű az

$$\varepsilon_H = \sqrt{\left(\lg \frac{a_H}{10}\right) - 1} \quad \text{és} \quad \varepsilon_s = \sqrt{\left(\lg \frac{a_s}{10}\right) - 1}$$

ingadozás paramétereit használni.

A Butterworth-közelítés az

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_p)^{2n}}}$$

függvénnyel leírt maximálisan lapos amplitúdó karakterisztikát biztosítja, melynek ω szerinti első $2n-1$ deriváltja az $\omega=0$ helyen zérus (Taylor értelemben közelíti az $\omega=0$ helyet). Az amplitúdó karakterisztika az ω_p frekvencián n értékétől függetlenül az $a_H = -3$ dB-es ponton halad át, és az $\omega \gg \omega_p$ frekvenciatartományban csillapításkarakterisztikája $-20n$ dB/dekád meredekségű.

A függvény pólusai a bal félsíkon egy ω_p sugarú félkörön helyezkednek el, az n darab, egyenlő hosszúságú ívszakasz felező pontjaiban.

A tervezés során a szükséges fokszaót az

$$n \geq \frac{\lg \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_H}}{\lg \frac{\omega_s}{\omega_H}}$$

összefüggés alapján határozzuk meg.

Chebisev-közelítés

A Chebisev-közelítés az

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon_H^2 T_n^2(\omega/\omega_H)}}$$

függvénnyel leírt, az áteresztő sávban egyenletes in-

gadozású amplitúdó karakterisztikát biztosítja. Itt

$$T_n\left(\frac{\omega}{\omega_H}\right) = \cos \left[n \arccos \frac{\omega}{\omega_H} \right]$$

az n -ed fokú Chebisev polinom. Az amplitúdó karakterisztika az ω_H frekvenciáig az $1 \dots 1/\sqrt{1 + \varepsilon_H^2}$ tartományban ingadozik, míg az $\omega \gg \omega_H$ frekvenciatartományban $[(n-1)6 + 20 \lg \varepsilon_H]$ dB értékkel a $-20n$ dB/dekád meredekségű csillapításkarakterisztika alatt halad. A függvény pólusai a bal félsíkon egy fél ellipszisen helyezkednek el.

A szükséges fokszaót az

$$n \geq \frac{\lg \frac{2\varepsilon_s}{\varepsilon_H}}{\lg \frac{2\omega_s}{\omega_H}}$$

összefüggésből határozhatjuk meg.

Inverz Chebisev-közelítés

Az inverz Chebisev-közelítés az

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{1 + \varepsilon_H^2 \sqrt{\frac{T_n^2(\omega_s/\omega_H)}{T_n^2(\omega_s/\omega)}}}$$

függvénnyel leírt, az áteresztő tartományban maximálisan lapos, a zárótartományban egyenletes ingadozású amplitúdó karakterisztikát biztosítja. A függvény pólusai az $S = \omega_s/s$ frekvenciatartományban egy fél ellipszisen helyezkednek el. A függvény zérusai a $j\omega$ tengelyen helyezkednek el. A fokszaót a Chebisev-közelítésnél használt képlettel lehet meghatározni.

Cauer (elliptikus) közelítés

Az elliptikus közelítés az

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon_H^2 \psi_n^2(\omega/\omega_H)}}$$

függvénnyel meghatározott, az áteresztő és zárótartományban egyaránt egyenletes ingadozású amplitúdó karakterisztikát biztosítja. Itt ψ_n egy, a szűrőparaméterekkel és a Jacobi-féle elliptikus függvényekkel meghatározott függvény. A tervezés során a szükséges fokszaót az

$$n \geq \frac{2}{\pi^2} \ln \frac{4\varepsilon_s}{\varepsilon_H} \ln \frac{8\omega_H}{\omega_s - \omega_H}$$

összefüggéssel számolhatjuk.

Ez a közelítés szolgáltatja a legmeredekebb levágású szűrőket azonos fokszaó mellett.

2. Az ekvivalens realizáló kapcsolások meghatározása

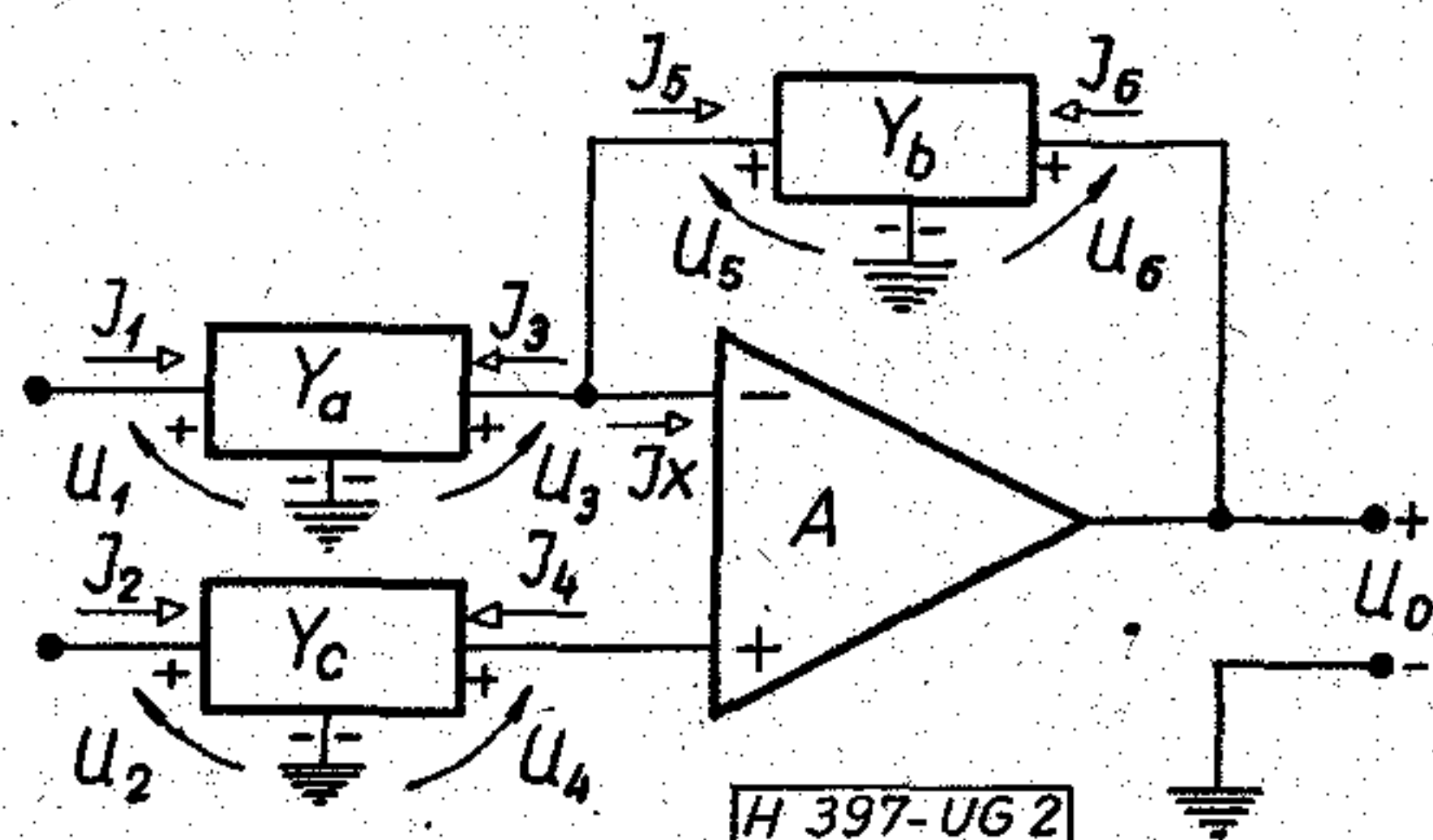
Adottnak tételezzük fel az $F(p)$ hálózati függvényt (az előzőekben ismertetett valamelyik eljárással meghatároztuk) és feladatunk a realizáló kapcsolat meghatározása, a tolerancia analízis elvégzése, azaz a

hálózatfüggvény együtthatói és kapcsolási paraméterek közötti korreláció meghatározása.

Mivel a gyakorlatban a kaszkád szintézis terjedt el, azaz az $F(p)$ hálózatfüggvényt másodfokú blokkok szorzatára bontjuk és egy ilyen másodfokú blokkot egy vagy több műveleti erősítővel és passzív RC-hálózattal realizálunk. A műveleti erősítőt speciális tulajdonságai — nagy bemenő ellenállás, kis kimenő ellenállás, igen nagy, nyílt hurkú erősítés — alkalmassá teszik feszültségvezérelt feszültséggenerátor-ként való modellezésre és konkrét felhasználásra.

A műveleti erősítők néhány alapvető tulajdonsága aktív szűrőkben való alkalmazásuk esetén

A műveleti erősítő működésének jobb megértéséhez tekintsük a 2. ábrát.



2. ábra

Az alábbi négy-pólus egyenletek írhatók erre a hálózatra:

$$I_1 = Y_{11a} U_1 + Y_{12a} U_3 \quad (1)$$

$$I_3 = Y_{21a} U_1 + Y_{22a} U_3 \quad (2)$$

$$I_2 = Y_{11c} U_2 + Y_{12c} U_4 \quad (3)$$

$$I_4 = Y_{21c} U_2 + Y_{22c} U_4 \quad (4)$$

$$I_5 = Y_{11b} U_5 + Y_{12b} U_6 \quad (5)$$

$$I_6 = Y_{21b} U_5 + Y_{22b} U_6 \quad (6)$$

Ezekből az egyenletekből fel lehet írni az U_0 kimenő feszültséget U_1 , U_2 , az y paraméterek és A , a nyitott hurokerősítés függvényeként. Azonban az így felírt egyenlet túl komplikált, gyakorlatilag nem használható. Ha néhány, a gyakorlatban bevált feltevessel élünk, akkor az U_0 -ra adódó megoldás bonyolultsága nagy mértékben csökken, és igen egyszerű, könnyen használható alak lesz az eredmény. Az egyik feltevés az, hogy a műveleti erősítő bemenő impedanciája nagyon nagy, ami azt eredményezi, hogy $I_x \approx 0$ és $I_4 \approx 0$. Így a (4) egyenletből

$$U_4 = -U_2 \frac{Y_{21c}}{Y_{22c}} \quad (7)$$

mivel $I_x \approx 0$; $I_3 \approx -I_5$.

Ekkor a (2) és (5) egyenletből

$$Y_{21a} U_1 + Y_{22a} U_3 = -Y_{11b} U_5 - Y_{12b} U_6 \quad (8)$$

Miután az erősítőről feltételezzük, hogy nyitott hurkú erősítése igen nagy (A tart a végtelenhez) a szükséges $U_3 - U_5$ különbségi bemenőjel nagyon kicsi. Tételezzük fel, hogy $U_3 \approx U_5 \approx U_4$, akkor a (7) egyenletből

$$U_5 = -U_2 \frac{Y_{21c}}{Y_{22c}} \quad (9)$$

és

$$U_3 = -U_2 \frac{Y_{21c}}{Y_{22c}} \quad (10)$$

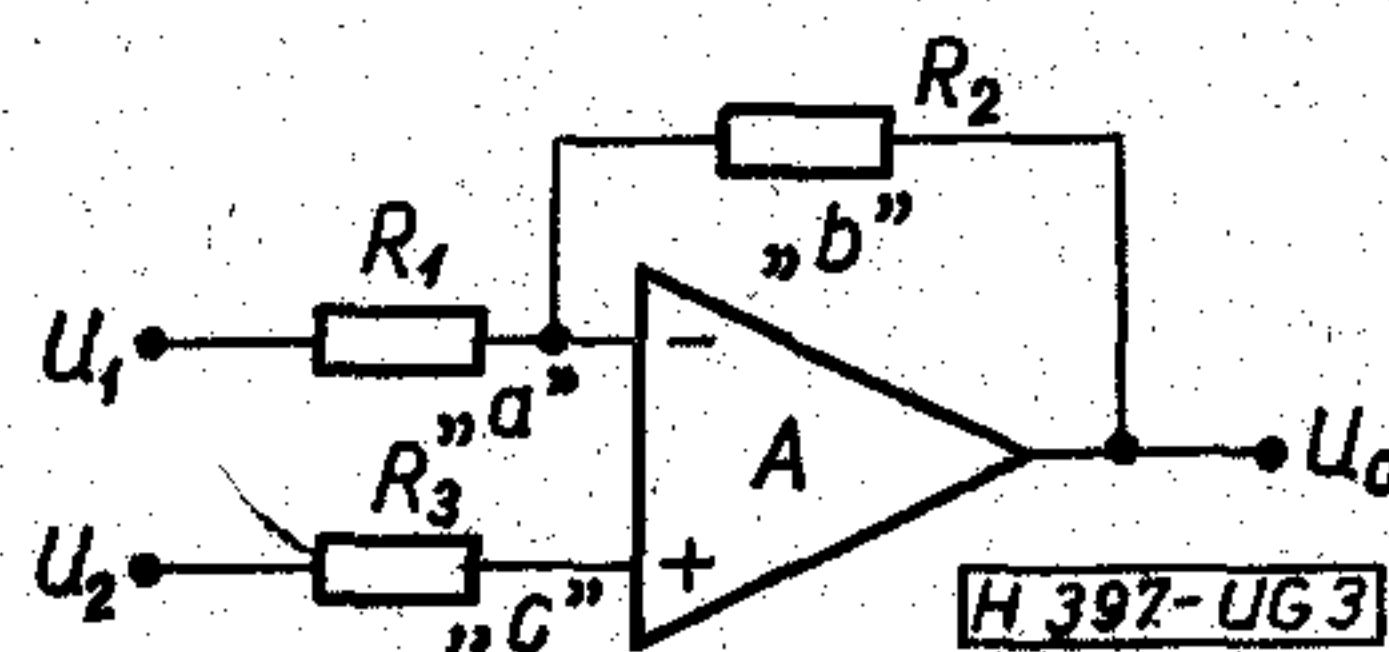
A (9) és (10) egyenleteket a (8) egyenletbe behelyettesítve kapjuk az U_0 kimenő feszültségre az alábbi összefüggést.

$$U_0 = -U_1 \frac{Y_{21c}}{Y_{12b}} + U_2 \frac{Y_{21c}}{Y_{22c}} \cdot \frac{Y_{11b} + Y_{22a}}{Y_{12b}} \quad (11)$$

A (11) egyenlet megadja a kimenő feszültséget a bemenő feszültségek és a visszacsatoló hálózatok függvényében.

A tervezőnek csak az RC-hálózat y paraméterértékeit kell ismernie, hogy műveleti erősítős aktív RC-szűrőt tervezhessen.

Tekintsünk egy egyszerű példát, mely a (11) egyenletet igazolja (3. ábra).



3. ábra

Ebben az esetben az y paraméterek a következők lesznek:

$$y_{21a} = -\frac{1}{R_1} \quad y_{12b} = -\frac{1}{R_2} \quad y_{21c} = -\frac{1}{R_3}$$

$$y_{22a} = \frac{1}{R_1} \quad y_{11b} = \frac{1}{R_2} \quad y_{22c} = \frac{1}{R_3}$$

Behelyettesítve a (11) egyenletbe

$$U_0 = -U_1 \frac{R_2}{R_1} + U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Ha $U_2 = 0$, ami az invertáló (fázist fordító) működési módot jelenti, a zárt hurkú erősítésre az ismert kifejezést kapjuk:

$$\frac{U_0}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (11a)$$

Ha $U_1 = 0$, ami a nem invertáló működési módot jelenti, a zárthurkú erősítést a következő ismert képlet írja le:

$$\frac{U_0}{U_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (11b)$$

Stabilitás vizsgálat

Aktív szűrőkkel szinte bármilyen pólus-zérus elrendezés szintetizálható, de gondoskodni kell arról, hogy a szintetizált hálózat stabil legyen, ha egy műveleti erősítő visszacsatoló áramkörként használják. Előfordulhat, hogy valaki korrektül kompenzálja a műveleti erősítőt, — 6 db/oktávós meredekség tekintetbe vételével, ahogyan azt a gyári adatlapon javasolják, és a zárthurkú rendszer mégis oszcillálni fog.

A feladat ezek után az, hogy megvizsgáljuk az aktív szűrő zárthurkú stabilitását, y négyfókus paramétereket használva. Tekintsünk egy konvencionális, negatív visszacsatolásos hálózatot. E hálózat zárthurkú erősítése:

$$\frac{U_0}{U_1} = \frac{A(p)}{1 + A(p)\beta(p)}.$$

A stabilitás karakterisztikus egyenlete:

$$D(p) = 1 + A(p)\beta(p).$$

Ha $D(p) = 0$, akkor

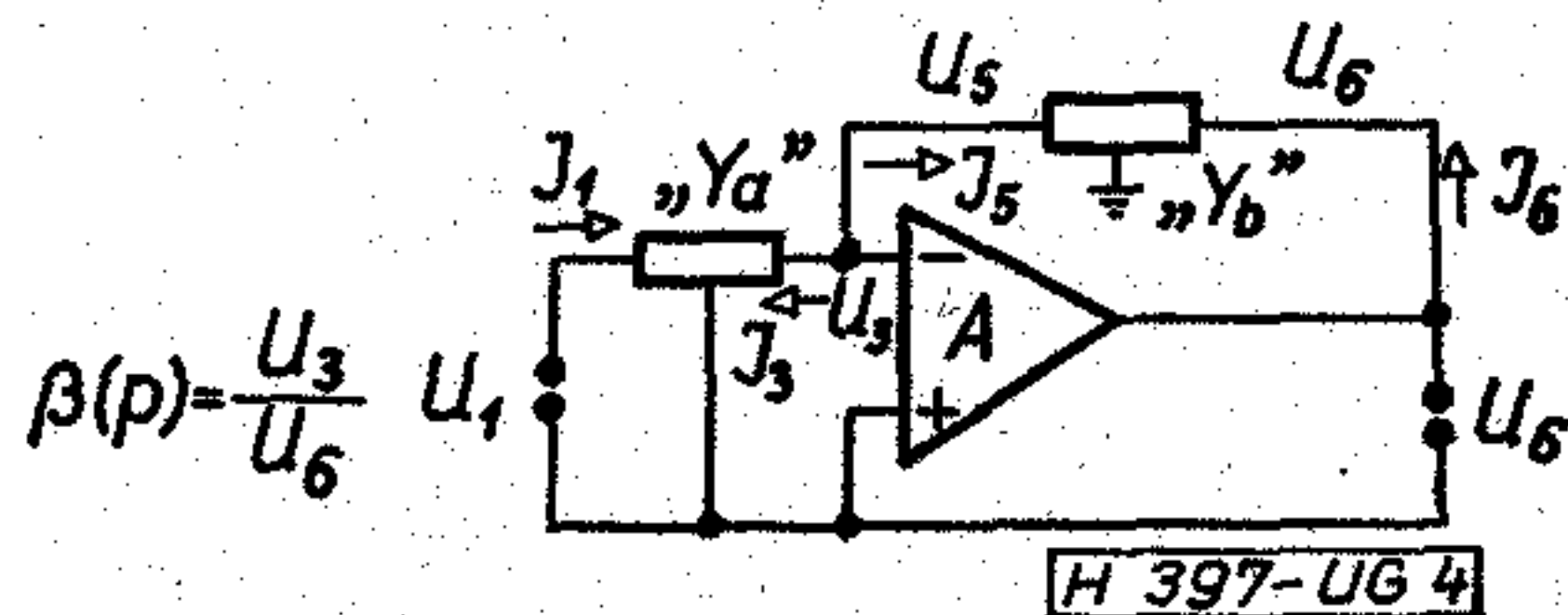
$$A(p)\beta(p) = 1/180^\circ \quad (12)$$

és a zárthurkú rendszer instabil. Hogy megvizsgálhassuk ezt, meg kell találni $\beta(p)$ -t a visszacsatolás Y paraméterei függvényében. Ennek ellentéteképpen, a kellően kompenzált, nyitott hurkú erősítés függvénye $A(p)$ rendszerint ismeretes és úgy közelíthető, mint

$$A(p) = \frac{-A\omega_0}{p + \omega_0},$$

ahol A az erősítő nyitott hurkú egyenáramú erősítése, ω_0 pedig a kompenzált erősítő nyitott hurkú -3 dB-es letörési frekvenciája.

$\beta(p)$ -t definíciószerűen a 4. ábra szerinti viszony fejezi ki.



4. ábra

(2) egyenletből, ha $U_1 = 0$, akkor kapjuk:

$$\begin{aligned} I_3 &= y_{22a} U_3, \\ I_3 &= -I_5, \\ U_3 &= U_5. \end{aligned}$$

E kifejezéseket (5) egyenletbe helyettesítve az eredmény:

$$-y_{22a} U_3 = y_{11b} U_3 + y_{21b} U_6,$$

vagy átrendezve

$$\frac{U_3}{U_6} = \frac{-y_{12}}{y_{22a} + y_{11b}} = \beta(p). \quad (13)$$

$\beta(p)$ ismeretében a tervező most már meg tudja határozni a stabilitási feltételeket.

A (12) egyenletből

$$\frac{A \cdot \omega_0}{p + \omega_0} \cdot \frac{y_{12b}(p)}{y_{22a}(p) + y_{11b}(p)} = 1/180^\circ. \quad (14)$$

$\beta(p)$ pedig írható a következőképpen:

$$\beta(p) = \frac{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}.$$

A stabilitási feltételek:

$m = n$	feltétlen stabilitás,
$m = n + 1$	feltételes stabilitás,
$m > n + 1$	általában instabil.

Összefoglalva a számítás lépéseit:

- Az adott hálózat ismeretében felírjuk $\beta(p)$ -t,
- képezzük a (13) egyenletet, ahol az ω_0 ismert,
- megszerkesztjük a függvény pólus-helygörbét, és ennek ismeretében meghatározzuk azt a frekvenciát, melynél a pólusok a $j\omega$ -tengelyt metszik. Ezt az értéket tekintve p értékének, behelyettesítjük a (14) egyenletbe (melynek jobb oldalát 1-gyel tesszük egyenlővé) és megoldjuk A -ra (nyitott hurkú erősítés), ez az az érték, melynél a rendszer instabillá válik.

Ebből az eredményből a tervező levonhatja a következtetést, ha a felhasznált műveleti erősítő A -ja kisebb az előbbieken említett számítással kapott A -nál, akkor a rendszer az adott beállításban stabil, ha a felhasznált műveleti erősítő A -ja nagyobb, akkor a rendszer oscillálni fog (instabil) az adott beállításban.

3. Aktív RC-hálózatok érzékenység számítása

Klasszikus érzékenység

Az érzékenység tartalmazza a hálózat eredő karakterisztikájának változását, amely a hálózat elemeinek a névleges értékük körüli megváltozásból származik. Az S szimbólumot használjuk az érzékenység jelölésére. Az S szimbólum felső indexeként írjuk a hálózatfüggvény betűjelét, amely változik és alsó indexként azt a hálózatelemet, amely a változást okozza.

Tételezzük fel, hogy $N(p; x)$ a hálózatfüggvény, ahol x a változó paraméter. Ezek után a klasszikus érzékenységet a következőképpen definiálhatjuk:

$$S_x^N(p, x) = \frac{dN/N}{dx/x} = \frac{d(\ln N)}{d(\ln x)}. \quad (1)$$

Definiáljuk az $N(p, x)$ hálózatfüggvényt, mint a $Q(p, x)$ és $P(p, x)$ polinomok hányadosaként. Így:

$$N(p, x) = \frac{Q(p, x)}{P(p, x)}$$

Evvel a klasszikus érzékenység kifejezését a következőképpen írhatjuk:

$$S_x^N(p, x) = x \left(\frac{Q'}{Q} - \frac{P'}{P} \right), \quad (2)$$

ahol

$$Q' = \frac{\partial Q(p, x)}{\partial x} \quad \text{és} \quad P' = \frac{\partial P(p, x)}{\partial x}.$$

A klasszikus érzékenységet akkor használjuk, amikor a hálózatfüggvény — valamely paraméter változása által okozott — amplitúdó és fázismenetének változását szükséges meghatározni.

A fentieket figyelembe véve írhatjuk:

$$\ln N(j\omega, x) = \ln |N(j\omega, x)| + j \arg N(j\omega, x).$$

Ha az (1) egyenletet használjuk a $j\omega$ tengely mentén és behelyettesítjük a fenti egyenletbe, akkor kapjuk

a következő összefüggést:

$$S_x^N(j\omega, x) = \frac{d|N(j\omega, x)|/|N(j\omega, x)|}{dx/x} + j \frac{d \arg N(j\omega, x)}{dx/x} \quad (3)$$

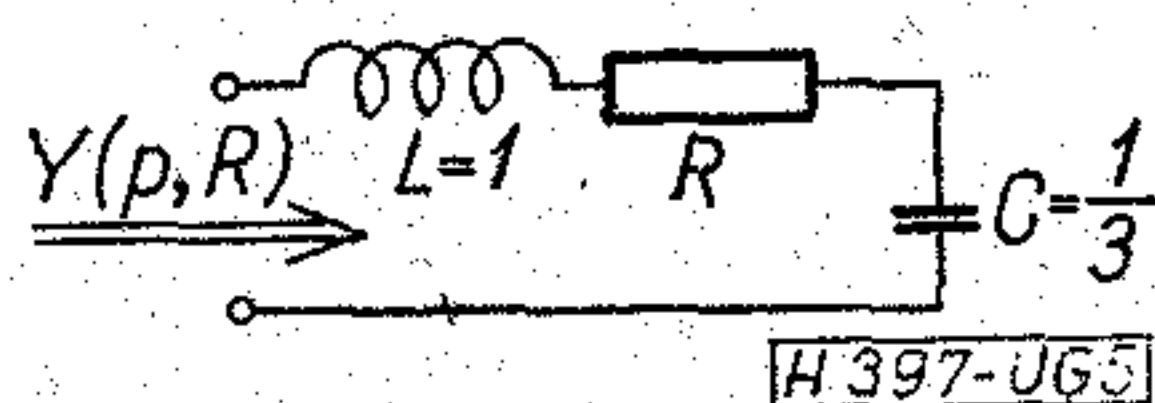
Az érzékenység reális része a normalizált változása a hálózathatárérték amplitúdójának és a képzetes része a fázisfüggvény megváltozását adja.

Legyen a hálózathatárérték a következő:

$$N(p, x) = \frac{p}{p^2 + x \cdot p + 3}$$

ahol x névleges értéke egységnyi.

A fenti hálózathatárértéket az 5. ábra szerinti kapcsolással lehet realizálni:



5. ábra

Írjuk fel a kapcsolás meghajtóponti admittanciáját (drivingpoint admittance)

$$Y(p, R) = \frac{p}{p^2 + R \cdot p + 3}$$

Láthatjuk, hogy az $N(p, x)$ és $Y(p, R)$ függvény ekvivalens egymással.

Az érzékenység függvényét a (2) egyenletből írjuk fel, így kapjuk a következő összefüggést:

$$S_x^N(p, x) = \frac{-x \cdot p}{p^2 + x \cdot p + 3}$$

x névleges értékére kiszámítva az érzékenység függvényét a $j\omega$ tengely mentén kapjuk:

$$S_x^N(j\omega, 1) = \frac{-\omega^2}{(3-\omega^2)^2 + \omega^2} + j \frac{-\omega(3-\omega^2)}{(3-\omega^2)^2 + \omega^2}$$

$\omega = 2$ rad/s értéket behelyettesítve a kifejezésbe az érzékenységre, kapjuk:

$$S_x^N(j2, 1) = -0,8 + j0,4.$$

Legyen x értékének (relatív) megváltozása relatíve kicsi:

$$x = 1,01.$$

Evvel kiszámítva $S_x^N(j2; 1,01)$ érzékenység függvény valós részét, kapjuk:

$$\frac{[|N(j2; 1,01)| - |N(j2; 1)|]/|N(j2; 1)|}{0,01/1} = -0,797$$

Hasonlóan a fázisfüggvényre kiszámítva kapjuk:

$$\frac{\arg N(j2; 1,01) - \arg N(j2; 1)}{0,01/1} = 0,398 \text{ rad.}$$

Megjegyezzük, hogy a nyert kifejezés jó egyezést mutat a számított érzékenység diagrammal, amikor kis változások vannak.

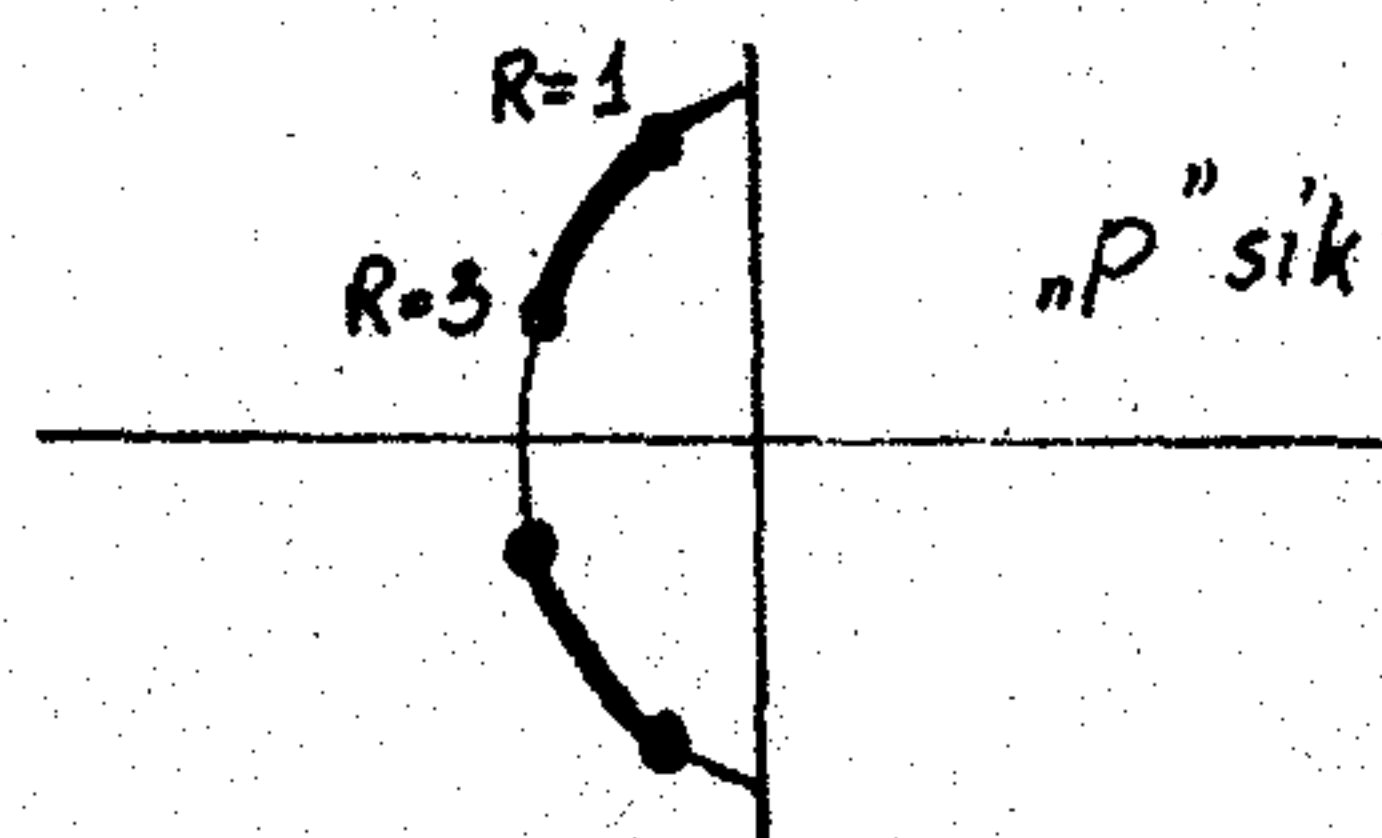
Gyökérérzékenység

Azt az érzékenységet, amelynek a hálózathatárérték pólusainak és zérusainak helyzetében következik be változás, gyökérérzékenységnek nevezzük.

Legyen adva az előzőekben felrajzolt $R-L-C$ áramkör meghajtóponti admittanciája:

$$Y(p) = \frac{p}{p^2 + pR + 3}$$

Ha a változó paraméter R és ennek értéke 1 és 3 között mozog, akkor az admittancia függvény pólusai a 6. ábra szerint fognak elhelyezkedni.



6. ábra

A gyökérérzékenységet úgy definiáljuk, mint egy hálózathatárérték számláló vagy nevező polinomja gyökének a helyzetváltoztatását, amely a hálózat valamely paraméterének megváltozása miatt jött létre.

Legyen P_j a számláló vagy nevező polinomjának j -edik gyöke és x a változó paraméter, akkor a gyökérérzékenységet a következőképpen definiálhatjuk:

$$S_x^{P_j} = \frac{dp_j}{dx/x} \quad (1)$$

A következőkben vizsgálatainkat a nevező gyök-helyeinek vizsgálatára terjesztjük ki, — azaz a hálózathatárérték pólusait vizsgáljuk — természetesen a zérusok vizsgálata azonos a pólusok vizsgálatához.

Legyen $P(p)$ egy tetszőleges hálózathatárérték nevező polinomja, írhatjuk a következőt:

$$P(p) = A(p) + xB(p) \quad (2)$$

ahol $A(p)$ és $B(p)$ polinomok és x egy tetszőleges paraméter.

Legyen p_j a $P(p)$ polinomnak a zérusa, azaz a hálózathatárérték pólusa. Akkor:

$$P(p_j) = A(p_j) + xB(p_j) = 0. \quad (3)$$

Vegyük most x megnövekedett változását

$$x = x + \Delta x$$

Ez a változás a pólusban hasonló változást idéz elő, azaz $p_j = p_j + \Delta p_j$, ezt behelyettesítve (3) egyenletbe

$$A(p_j + \Delta p_j) + (x + \Delta x)B(p_j + \Delta p_j) = 0 \quad (4)$$

A (4.) egyenletbe $A(p_j + \Delta p_j)$ és $B(p_j + \Delta p_j)$ -t helyettesíthetjük a következőképpen.

Legyen

$$A(p) = a_1 + a_2 p + a_3 p^2 + a_4 p^3 + \dots \quad (5)$$

Helyettesítsünk p helyére $p + \Delta p$ -t.

$$A(p + \Delta p) = a_1 + a_2(p + \Delta p) + a_3(p + \Delta p)^2 + a_4(p + \Delta p)^3 + \dots \quad (6)$$

Ebből:

$$A(p + \Delta p) = a_1 + a_2 p + a_3 p^2 + a_4 p^3 + \dots + \Delta p(a_2 + 2a_3 p + 3a_4 p^2 + \dots) + (\Delta p)^2(a_3 + 3a_4 p + \dots) + \dots \quad (7)$$

Ha csak az első fokú növekedést vesszük figyelembe a (7)-ből:

$$A(p + \Delta p) = A(p) + \Delta p A'(p). \quad (8)$$

ahol $A'(p) = \frac{dA}{dp}$.

Hasonlóan kapjuk: $B(p + \Delta p) = B(p) + \Delta p B'(p)$.
Visszahelyettesítve ezeket a (4) egyenletbe:

$$A(p_j) + \Delta p_j A'(p_j) + (x + \Delta x) [B(p_j) + \Delta p_j B'(p_j)] = 0. \quad (9)$$

Ismét csak az elsőfokú növekedést vegyük figyelembe, akkor

$$\Delta x B(p_j) + \Delta p_j [A'(p_j) + x B'(p_j)] = \Delta x B(p_j) + \Delta p_j P'(p_j) = 0 \quad (10)$$

a (10) egyenletből kapjuk:

$$\frac{\Delta p_j}{\Delta x} = \frac{-B(p_j)}{P'(p_j)}. \quad (11)$$

ahol

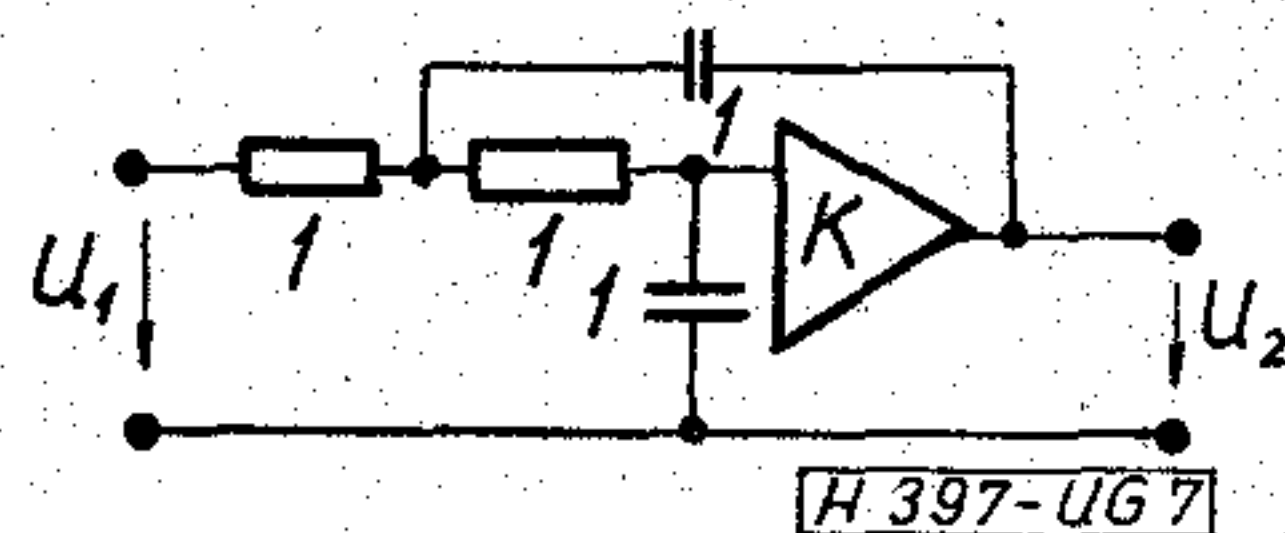
$$P'(p_j) = \left. \frac{dP(p)}{dp} \right|_{p=p_j} \quad (12)$$

Δx tart 0-hoz, így a (11) egyenletben a differencia hányadosról áttérhetünk a differenciál hányadosra. (11) egyenlet behelyettesítve az (1) egyenletbe, kapjuk a következő összefüggést a gyökérérzékenységre:

$$S_x^{p_j} = \frac{dp_j}{dx/x} = \frac{-xB(p_j)}{P'(p_j)}. \quad (13)$$

Példa

A kapcsolás a 7. ábra szerinti. A hálózat transzfer feszültség függvénye:



7. ábra

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Q(p)}{P(p)} = \frac{K}{p^2 + (3-K)p + 1}.$$

Legyen $K=2$. Akkor a $P(p)$ polinom gyökei:

$$p_1 = -0,5 + j0,866 \\ p_2 = -0,5 - j0,866.$$

A (2) egyenlet szerint

$$A(p) = p^2 + 3p + 1 \quad \text{és} \\ B(p) = -P.$$

A (13) egyenletből meghatározhatjuk az érzékenységet p_1 és p_2 -re.

$$S_k^{p_1} = 1 + j0,577 \\ S_k^{p_2} = 1 - j0,577.$$

Ezekből az érzékenységekből látjuk, hogy ha K értéke a névleges 2-ről 2,2-re változik, azaz $\Delta K/K = 0,1$, akkor a pólus elmozdulások mértéke:

$$\Delta p_1 = 0,1 + j0,0577$$

$$\Delta p_2 = 0,1 - j0,0577.$$

Láthatjuk, hogy transzfer feszültség függvény pólusai a $j\omega$ tengely felé közelednek, miközben a valós tengelytől távolodnak.

Többszörös gyök érzékenysége

Terjesszük ki a gyökérérzékenység elvét a többszörös gyökök esetére is. Vizsgáljuk meg részletesen egy hálózat függvény pólusainak és zérusainak mozgását, adott x paraméter változásának függvényében. Legyen a hálózatfüggvény $N(p, x)$ és tételizzük fel, hogy a függvény kétszeresen lineáris az x paraméterben. Ezek után írhatjuk:

$$N(p, x) = \frac{Q(p, x)}{P(p, x)} = \frac{C(p) + xD(p)}{A(p) + xB(p)}. \quad (1)$$

Helyezzük x helyébe $(x + \Delta x)$ -t

$$A(p) + (x + \Delta x)B(p) = 0. \quad (2)$$

Ha definiálunk egy függvényt, mely eleget tesz a következő egyenletnek

$$F(p, x) = xB(p)P(p, x). \quad (3)$$

Behelyettesítve (2)-be, átalakítás után:

$$1 + \frac{\Delta x}{x} F(p, x) = 0. \quad (4)$$

A (4) egyenlet a zérusok $N(p, x)$ pólusai mozgásának meghatározása gyökhely módszerrel. Így növekvő Δx -el az $N(p, x)$ pólusai eredeti helyükről elmozdulnak (amelyek szintén pólusai $F(p, x)$ -nek) $B(p)$ zérusai felé (amelyek szintén zérusai $F(p, x)$ -nek). Legyenek $F(p, x)$ -nek pólusai p_j -ben, továbbá feltételezve, hogy $F(p, x)$ függvény számlálója magasabb fokszámú, mint a nevezője, ezt a függvényt kifejezhetjük rész-törtre való bontással.

$$F(p, x) = \sum_j \frac{K_j}{p - p_j}. \quad (5)$$

Ha behelyettesítjük a (4) egyenletbe az (5) kifejezést és megvizsgáljuk az egyenlet viselkedését az $F(p, x)$ függvény j -edik pólusának környezetében, akkor a felbontás j -edik tagja fog dominálni. Így a (4) egyenletet a következő formában írhatjuk:

$$1 + \frac{\Delta x}{x} \frac{K_j}{p_j' - p_j} = 0, \quad (6)$$

ahol p_j' egyenlő p -nek avval az értékével, amely az egyenletet kielégíti.

Írhatjuk, hogy $P_j' - P_j = \Delta P_j$. Ezt behelyettesítve a (6) egyenletbe és figyelembe véve, hogy $\Delta X \rightarrow 0$. Kapunk egy kifejezést az $N(p, x)$ függvény j -edik pólusának érzékenységre, a következő formában:

$$S_x^{p_j} = \frac{dp_j}{dx/x} = -K_j, \quad (7)$$

ahol K_j az $F(p, x)$ reziduma, az $F(p, x)$ j -edik pólusánál. Hasonló gondolatmenet alapján az $N(p, x)$ függvény számlálójára is felírhatjuk,

$$G(p, x) = \frac{x D(p)}{Q(p)} \quad (8)$$

melynek Z_i pólusa van (ez természetesen $N(p, x)$ -nek zérusa). Ezeknek a pólusoknak rész törtre való bontásával kapjuk:

$$G(p, x) = \sum_i \frac{K_i}{p - Z_i} \quad (9)$$

Az $N(p, x)$ függvény i -edik zérusának érzékenysége,

$$S_x^{z_i} = \frac{dZ_i}{dx/x} = -K_i, \quad (10)$$

ahol K_i a $G(p, x)$ reziduma, a $G(p, x)$ függvény i -edik pólusánál.

Példaként tételezzük fel, hogy az (1) egyenlet által definiált $N(p, x)$ függvénynek van egy n -ed fokú pólusa p_1 -ben és m darab egyszeres pólusa.

$F(p, x)$ -t rész törtre bontva:

$$F(p, x) = \frac{K_{11}}{p - p_1} + \frac{K_{12}}{(p - p_1)^2} + \dots + \frac{K_{1n}}{(p - p_1)^n} + \sum_{j=1}^m \frac{K_j}{p - p_j}.$$

Behelyettesítve a rész törtre bontott $F(p, x)$ függvényt a (4) egyenletbe és megvizsgálva az egyenlet viselkedését p_1 környezetében írhatjuk

$$1 + \frac{\Delta x}{x} \left[\frac{K_{11}}{p'_1 - p_1} + \frac{K_{12}}{(p'_1 - p_1)^2} + \dots + \frac{K_{1n}}{(p'_1 - p_1)^n} \right] = 0,$$

ahol p'_1 p -nek azon értéke, amely mellett az egyenlőség fennáll. Ha behelyettesítjük $p'_1 - p_1 = \Delta p_1$ kifejezést és megszorozzuk az egyenlet mindkét oldalát $(\Delta p_1)^{n-1}$ -el akkor a következő alakban írhatjuk az egyenletet

$$(\Delta p_1)^n + \frac{\Delta x}{x} [K_{11}(\Delta p_1)^{n-1} + K_{12}(\Delta p_1)^{n-2} + \dots + K_{1n}] = 0. \quad (11)$$

Az egyenletből kitűnik, hogy n -ed fokú gyök, n egyszeres gyökre hasadt. Ezen egyszeres gyökök helye, az n -ed fokú gyökre vonatkozóan adott Δp_1 n értékével.

Megjegyezzük, hogy a többszörös gyök kiindulási pontból szétbontása adott, avval a megjegyzéssel, hogy Δp_1 kis értékeire az állandó kifejezés fog dominálni, a többi elhanyagolhatóan kicsi lesz, mivel Δp_1 különböző hatványain kívül még $\Delta x/x$ -el is szorozódik. Erre az esetre a (11)-ből írhatjuk

$$\Delta p_1 = \left(\frac{-\Delta x}{x} K_{1n} \right)^{1/n}.$$

Így mondhatjuk azt, hogy az új n gyök a p_1 középpontú kör kerületén fog elhelyezkedni egyenlő távolságra. Első példaként tekintsük az előzőekből már jól ismert RC aktív hálózatot melynek feszültség transz-

fer függvénye a következő:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Q(p, K)}{P(p, K)} = \frac{K}{p^2 + (3 - K)p + 1}.$$

Tételezzük fel, hogy $K=1$ a $P(p, 1)$ polinom (nevező) a következő alakban írható

$$P(p, 1) = p^2 + 2p + 1$$

és ennek a polinomnak -1 -nél másodfokú zérusa van. Felírva az előzőekben definiált

$F(p, k)$ függvényt

$$F(p, k) = \frac{KB(p)}{P(p, k)}$$

és $K=1$ értéke mellett rész törtre bontva kapjuk

$$F(p, 1) = \frac{-1}{p+1} + \frac{1}{(p+1)^2}.$$

Ha p_1 -t mint zérust definiáljuk -1 -nél akkor a (11) egyenletből kapjuk

$$\Delta p_1 = \pm j \sqrt{\Delta K}.$$

Legyen $\Delta K = 0,01$, akkor $P(p, 1,01)$ -nek az új gyökei a következők lesznek:

$$p_{1a} = -1 + j0,1 \\ p_{1b} = -1 - j0,1.$$

Második példaként legyen adva a következő polinom

$$P(p, x) = p^3 + 4p^2 + 5p + 2x$$

ha $x=1$ akkor

$$P(p, 1) = (p+1)^2(p+2).$$

Így a polinom $p=-1$ -nél másodfokú zérussal rendelkezik.

Felírva az $F(p, x) = \frac{x B(p)}{P(p, x)}$ függvényt és rész törtre bontva, $x=1$ esetén kapjuk.

$$F(p, 1) = \frac{-2}{p+1} + \frac{2}{(p+1)^2} + \frac{2}{p+2}.$$

Legyen p_1 zérus -1 -nél, akkor a (11) egyenletből kapjuk

$$(\Delta p_1)^2 - 2\Delta x \Delta p_1 + 2\Delta x = 0 \text{ megoldva}$$

$$\Delta p_1 = \Delta x \pm \sqrt{(\Delta x)^2 - 2\Delta x}.$$

Ha $\Delta x = 0,01$ akkor

$$p_{1a} = -0,99 + j0,141 \\ p_{1b} = -0,99 - j0,141.$$

Ezekből levonhatjuk azt a következtetést, hogy pozitív paraméter változás hatására a másodfokú zérus két konjugált komplex zérusra bomlik.

Ha $\Delta x = -0,01$ akkor

$$p_{1a} = -1,152 \\ p_{1b} = -0,868.$$

Ebben az esetben a másodfokú zérus két valós zérusra bomlik.

Eddigi számításainkat arra az esetre végeztük, amikor a nevező fokszáma magasabb volt, mint a

számláló fokszáma. Ha a szám áló és nevező fokszáma azonos, akkor az $N(p, x)$ függvényben az x paraméter mint egy konstans szorzó tényező fog szerepelni a számláló vagy nevező legmagasabb fokú kifejezésében. Ilyenkor ez csak az $N(p, x)$ függvény amplitúdójára van hatással, de a gyökök helyzetét nem befolyásolja. Így az x paramétert nem kell figyelembe venni a gyökérzékenység meghatározásában.

Az érzékenység mátrix

Ebben a részben bemutatunk egy módszert tetszőleges hálózat komplett érzékenység analízisére, azaz olyan módszert határozzunk meg, amely figyelembe veszi az összes paraméter hatását a hálózat működése szempontjából. Ennek ismerete rendkívül fontos a hálózati elemek relatív toleranciájának meghatározásában.

Legyen $P(p)$ egy tetszőleges polinom, amellyel jellemezni fogjuk egy hálózatfüggvény számláló vagy nevező polinomját. Írjuk $P(p)$ -t a következő alakba fel:

$$P(p) = a_1 + a_2 p + a_3 p^2 + \dots + p^n. \quad (1)$$

Feltételezzük, hogy a legmagasabb fokszámú kifejezés együtthatója egységnyi. Az a_i együtthatók függvényei a paramétereknek, azaz a hálózat aktív és passzív elemeinek. Ha feltételezzük azt, hogy m db x_j paraméter van, akkor írhatjuk.

$$a_i = f_i(x_1; x_2; \dots x_m). \quad (2)$$

Tételezzük fel, hogy minden x_j megnövekszik egy Δx_j mennyiséggel. Ennek megfelelően az a_i együttható Δa_i értékkel fog megváltozni. Ha a (2) egyenletbe minden x_j helyébe $x_j + \Delta x_j$ -t és minden a_i helyébe $a_i + \Delta a_i$ -t helyettesítünk és csak az első fokú kifejezéseket megtartva, írhatjuk a következőt:

$$\Delta a_i = \sum_{j=1}^m \frac{\partial}{\partial x_j} f_i(x_1; x_2; \dots x_m) \Delta x_j. \quad (3)$$

Mivel n db a_i együtthatónk van, így az n db egyenletet eredményez. Ezeket az egyenleteket mátrix formában is felírhatjuk. Ehhez definiálnunk kell a Δa mátrixot, mely n -soros oszlop mátrix Δa_i elemekkel, hasonlóan a Δx mátrixot, mely m -soros oszlop mátrix Δx_j elemekkel és az F mátrixot, mely $n \times m$ mátrix, melynek elemeit a következő összefüggés definiálja:

$$f_{ij} = \frac{\partial}{\partial x_j} f_i(x_1; x_2; \dots x_m). \quad (4)$$

Így a mátrix egyenlet összefüggést állapít meg a hálózat paraméterek és a $P(p)$ függvény együtthatóinak változása között, melyet a következő formában írhatunk fel:

$$\Delta a = F \Delta x. \quad (5)$$

Tételezzük fel, hogy a $P(p)$ polinomnak az n gyöke közül q db konjugált komplex gyökpára van és a többi gyök valós. Ezen feltevéssel élve a $P(p)$ polinomot a következő alakban ábrázolhatjuk.

$$P(p) = \prod_{i=1}^q (p^2 + b_{2i-1}p + b_{2i}) \prod_{i=2q+1}^n (p + b_i). \quad (6)$$

A (6) egyenlet indexelése n valós számot, $-b_i$ -t határoz meg. Az első $2q$ számból könnyen megkaphatjuk, a konjugált komplex gyök helyek amplitúdóját és valós részét. A maradék $n - 2q$ szám adja a $P(p)$ valós gyökeinek a helyét. Így a $P(p)$ -nek a tényezőkre bontása — (6) egyenlettel megadva — minden vonatkozó információt megad, a gyök helyeken kívül megköveteli a komplex mennyiségek használatát. Ez jelentős egyszerűsítést nyújt a kiszámítási folyamatnál. $P(p)$ együtthatóit — melyet az (1) egyenletben határoztunk meg — hozzuk összefüggésbe a gyökökkel — melyet a (6) egyenlet b_i együtthatóival határoztunk meg. Azaz az (1) egyenletbe a_i helyébe $a_i + \Delta a_i$ -t helyettesítsünk és hasonlóan a (6) egyenletbe b_i -t helyettesítsük $b_i + \Delta b_i$ -vel. Egyenlővé téve a két kifejezést és csak az első fokú kifejezéseket megtartva kapjuk a következő kifejezést:

$$\Delta a_i = \sum_{j=1}^n d_{ij} \Delta b_j.$$

ahol d_{ij} a b_i együtthatók függvénye.

Ezt az összefüggést kifejezhetjük mátrix formában

$$\Delta a = D \Delta b. \quad (7)$$

ahol Δa azonos az előzőekben definiálttal, D egy $n \times n$ mátrix, d_{ij} elemekkel és Δb egy n soros oszlop mátrix Δb_i elemekkel. Ha az (5) és (7) egyenleteket összekombináljuk, akkor megkapjuk az összefüggést a paraméter változások Δx_j és a gyök változások Δb_i között. Az eredmény a következő

$$\Delta b = D^{-1} F \Delta x. \quad (8)$$

A normalizált változások általában érdekesebbek, mint a tényleges változások. Ezért definiálunk egy oszlop mátrixot $\Delta b^{(n)}$, melynek elemei az együtthatók normalizált változásai és az $n \times n$ mátrixot B -t, mely egy diagonál mátrix és elemei a b_i együtthatók. A normalizáló összefüggés

$$\Delta b = B \Delta b^{(n)}. \quad (9)$$

Hasonlóan, $\Delta x^{(n)}$ egy oszlop mátrix, melynek elemei a normalizált paraméter változások és X egy $m \times m$ -es diagonál mátrix, melynek elemei, az x_j paraméterek. A normalizáló összefüggés X_j -re

$$\Delta x = X \Delta x^{(n)}. \quad (10)$$

Behelyettesítve a (9) és (10) egyenletet a (8)-ba:

$$\Delta b^{(n)} = B^{-1} D^{-1} F X \Delta x^{(n)}. \quad (11)$$

Így definiálhatjuk az érzékenység mátrixot S -t, amely

$$S = B^{-1} D^{-1} F X. \quad (12)$$

amely összefüggést teremt a gyökhelyek normalizált változása (amely meghatározott b_i együtthatókkal) és a paraméterek normalizált változása között. Így az S elemeit a következőképpen definiálhatjuk:

$$S_{ij} = \frac{\partial b_i / b_i}{\partial x_j / x_j}. \quad (13)$$

Vegyük a 8. ábra szerinti kapcsolás feszültség transzfer függvényének nevező polinomját.

A polinomot a következő formában írhatjuk:

$$P(p) = p^2 + b_1 p + b_2 = p^2 + p[G_1 S_1 + G_2 S_1 + G_2 S_2(1-K)] + G_1 G_2 S_1 S_2.$$

Írjuk fel az egyes mátrixokat:

$$F = \begin{bmatrix} S_1 & S_1 + S_2(1-K) \\ G_2 S_1 S_2 & G_1 S_1 S_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} G_1 + G_2 & G_2(1-K) & -G_2 S_2 \\ G_1 G_2 S_2 & G_1 G_2 S_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} G_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_2 & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & S_1 & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & S_2 & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & K \end{bmatrix}.$$

A névleges elemértékek a kapcsolásból leolvashatók így:

$$P(p) = p^2 + p + 1$$

Így megkapjuk az érzékenységi mátrixot, melyet a következő alakban írhatunk:

$$\begin{bmatrix} b_1^{(n)} \\ b_2^{(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_1^{(n)} \\ G_2^{(n)} \\ S_1^{(n)} \\ S_2^{(n)} \\ K^{(n)} \end{bmatrix}.$$

Ha többszörös gyök esete áll elő, akkor a D mátrixnak azonos oszlopai lesznek (legalább 2 oszlopa azonos lesz), így annak inverze nem létezik. Ilyen esetben az a_1 együtthatók változását külön-külön meghatározzuk és a gyök mozgását az előző részben adott módszerrel határozzuk meg (résztörtekre bontás).

Nézzük meg az érzékenységi mátrix elemeinek néhány tulajdonságát.

1. A reciprok értékű elemre vonatkozó érzékenység, az eredeti elemre vonatkozó érzékenység negatív értékével egyenlő, azaz

$$S_x^b = -S_{1/x}^b.$$

ahol S_x^b jelenti az S érzékenység mátrix s_{ij} elemét b együtthatóval és x paraméterrel.

Legyen $x' = \frac{1}{x}$ akkor az első fokú közelítés

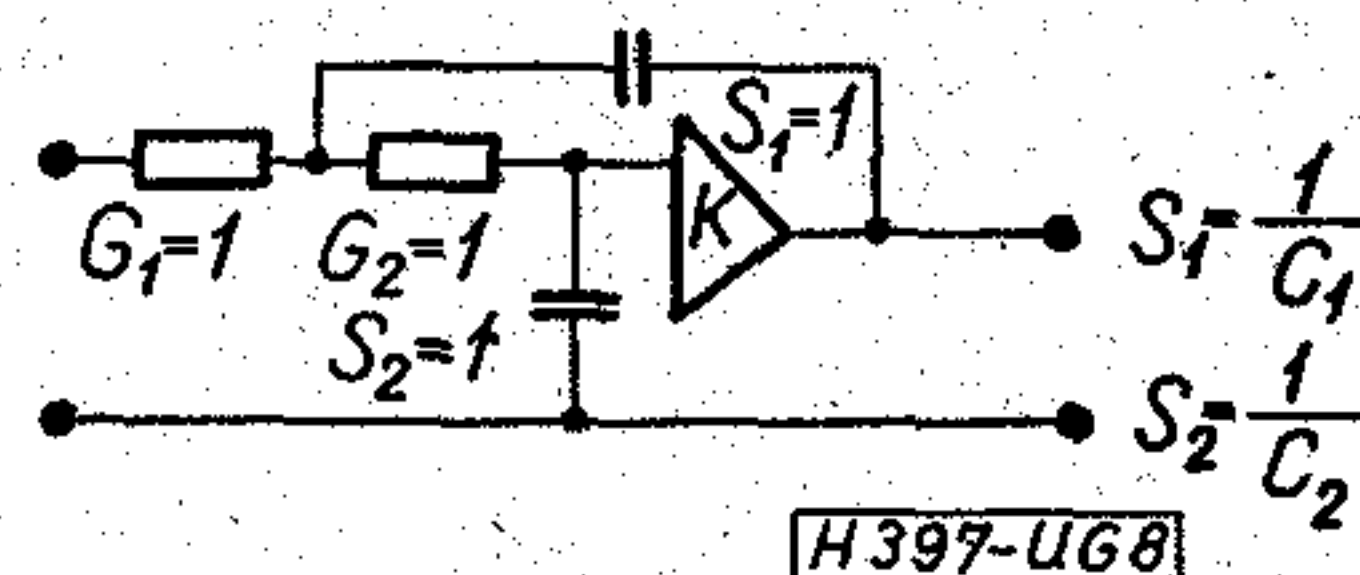
$$x' + \Delta x' = \frac{1}{x + \Delta x} \approx \frac{1}{x} \left(1 - \frac{\Delta x}{x} \right).$$

ebből kapjuk

$$\Delta x' \approx -\frac{\Delta x}{x^2}$$

Behelyettesítve ezt az összefüggést S_x^b definíciójába, akkor kapjuk:

$$S_x^b = \frac{\Delta b}{\Delta x'} \cdot \frac{x'}{b} = \frac{\Delta b}{-\Delta x/x^2} \cdot \frac{1/x}{b} = -\frac{\Delta b}{\Delta x} \cdot \frac{x}{b} = -S_x^b.$$



8. ábra

Így például ha az érzékenység együttható s_{ij} meg van határozva a konduktancia és elastancia (reciprok kapacitás) elemekre, akkor e megfelelő együtthatók ellenállás és kapacitás elemekre egyszerűen az eredeti érzékenység negatívja.

2. Ha b együtthatója van, mind az n -ed fokú számlálónak, mind a d -ed fokú nevezőnek, amely valamilyen paraméter függvénye, akkor b -nek x -re vonatkozó érzékenysége a következő:

$$S_x^b = S_x^n - S_x^d,$$

$$\text{ahol } b = \frac{n}{d}$$

$$S_x^b = \frac{\Delta b}{\Delta x} \cdot \frac{x}{b} = \left(\frac{\Delta n}{\Delta x} - \frac{\Delta d}{\Delta x} \cdot \frac{n}{d^2} \right) \frac{x}{n/d}$$

egyszerűsítve

$$S_x^b = \frac{\Delta n}{\Delta x} \cdot \frac{x}{n} - \frac{\Delta d}{\Delta x} \cdot \frac{x}{d} = S_x^n - S_x^d.$$

Ennek a tulajdonságnak a jelentősége a több tagú polinomok érzékenység mátrixának meghatározásában van, amelyben a legfontosabb együttható nem egységnyi.

Különösen érdekes eset, amelyikben a $P(p)$ függvény másodfokú, azaz $P(p) = p^2 + b_1 p + b_2$. Eerre az esetre $a_1 = b_1$ és $a_2 = b_2$. Így a (7) egyenlet D mátrixa egyszerűen azonosság mátrix lesz, és b_1 és b_2 -t $P(p)$ együtthatóinak tekinthetjük. A hálózathatárértékek kettősen lineáris természet következtében egy b_i együtthatónak a függését valamilyen x_j paramétertől, a következő formában írhatjuk:

$$b_i = f_1(x_1 \dots x_{j-1}; x_{j+1} \dots x_m) + x_j f_2(x_1 \dots x_{j-1}; x_{j+1} \dots x_m). \quad (14)$$

ahol f_1 és f_2 függvényei néhány vagy az összes paraméternek, x_j kivételével. Megszabunk 3 lehetséges esetet a b_i együtthatók számára, és származtatjuk az eredő korlátozásokat az érzékenység mátrix elemein. Ez a három eset hasonló a klasszikus érzékenységnél megadottakhoz.

3. Ha a (14) egyenletben $f_1 = 0$, akkor a $P(p)$ polinomból nyerjük a következő kifejezést:

$$S_{ij} = \frac{\partial b_i}{\partial x_j} \cdot \frac{x_j}{b_i} = 1.$$

Ha az x_j paraméter előfordul mint szorzó tényező a másodfokú polinomok együtthatói számára, akkor az eredő érzékenység egységnyi lesz, és ezért független lesz a paraméter vagy az együttható értékétől.

4. Ha f_1 és $x_j f_2$ szorzat egyező előjelű akkor a $P(p) = p^2 + b_1 p + b_2$ polinomra írhatjuk a következőt:

$$S_{ij} = \frac{\partial b_i}{\partial x_j} \frac{x_j}{b_i} = \frac{x_j f_2}{f_1 + x_j f_2}.$$

Ezen érzékenység együttható nevezője biztosan nagyobb lesz, mint a számlálója, így:

$$|s_{ij}| < 1.$$

5. Ha f_1 pozitív, de $x_j f_2$ szorzat negatív, akkor a $P(p) = p^2 + b_1 p + b_2$ polinomra írhatjuk:

$$s_{ij} = \frac{\partial b_i}{\partial x_j} \frac{x_j}{b_i} = \frac{-|x_j f_2|}{f_1 - |x_j f_2|}.$$

Ebben az esetben f_1 szintén nagyobb mint $|x_j f_2|$. Így az együttható negatív lesz. Az együtthatók nagysága korlátlan.

A másodfokú polinom érzékenység mátrixának egy másik érdekes esete: összefüggés az érzékenység mátrix elemei és a klasszikus érzékenység között. Ez adja a következő tulajdonságot.

6. Ha a $P(p) = p^2 + b_1 p + b_2$ egy $N(p)$ hálózat függvényének a nevezője, amelyben csak a b_1 együttható függvénye valamely K_j paraméternek, akkor

$$S_{ij}^N(j\sqrt{b_2}) = -S_{ij}.$$

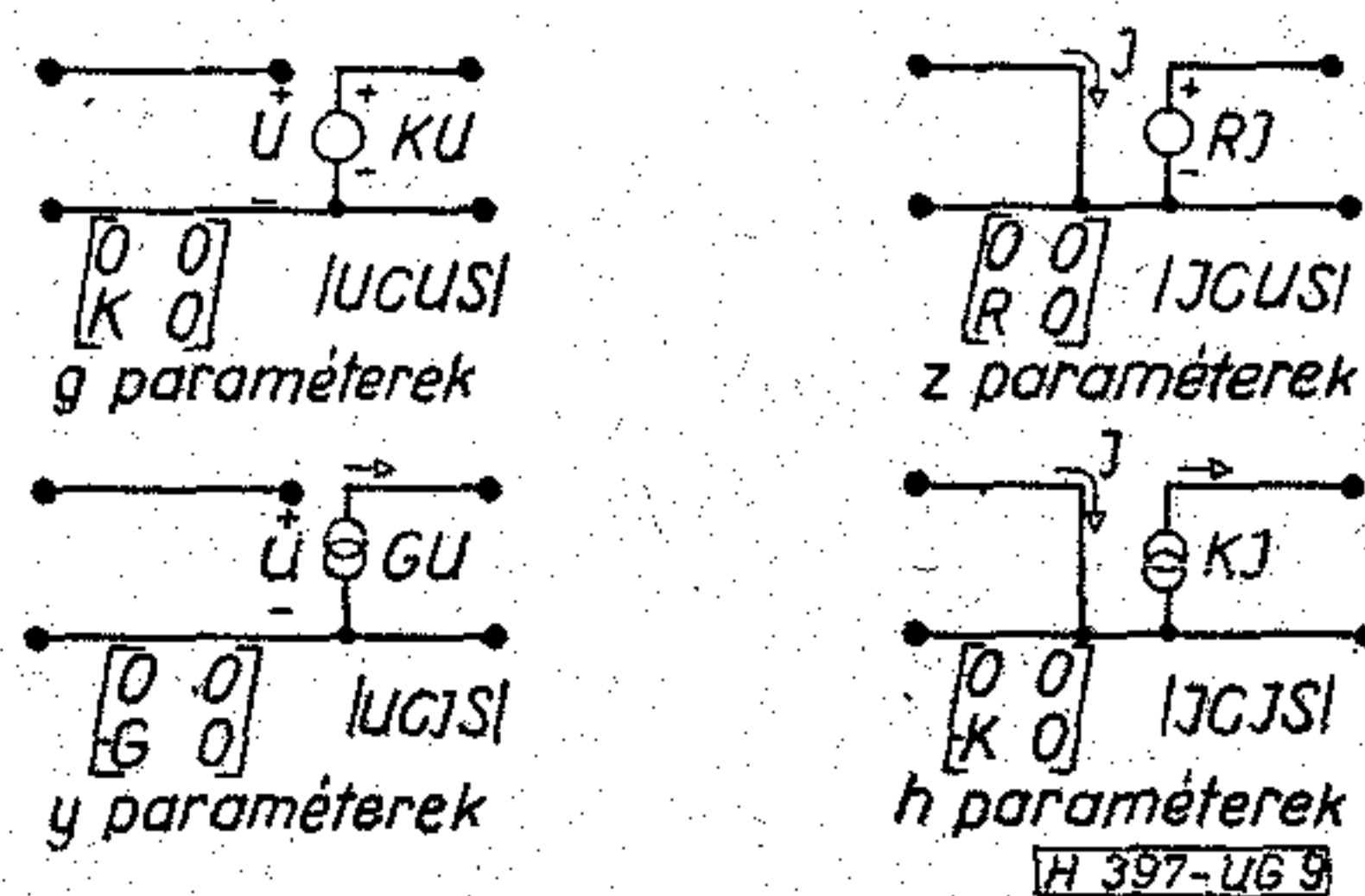
ahol $S_{ij}^N(j\sqrt{b_2})$ a klasszikus érzékenység $p = j\sqrt{b_2}$ -nél kiszámítva és s_{ij} az érzékenység mátrixnak az eleme, amely összefüggésbe hozza b_1 változását x_j változásával. A fenti tulajdonság igazát könnyen beláthatjuk, ha összehasonlítjuk a „klasszikus érzékenység” rész (4) egyenletét, ezen rész (13) egyenletével.

Vezérelt generátoros megvalósítások

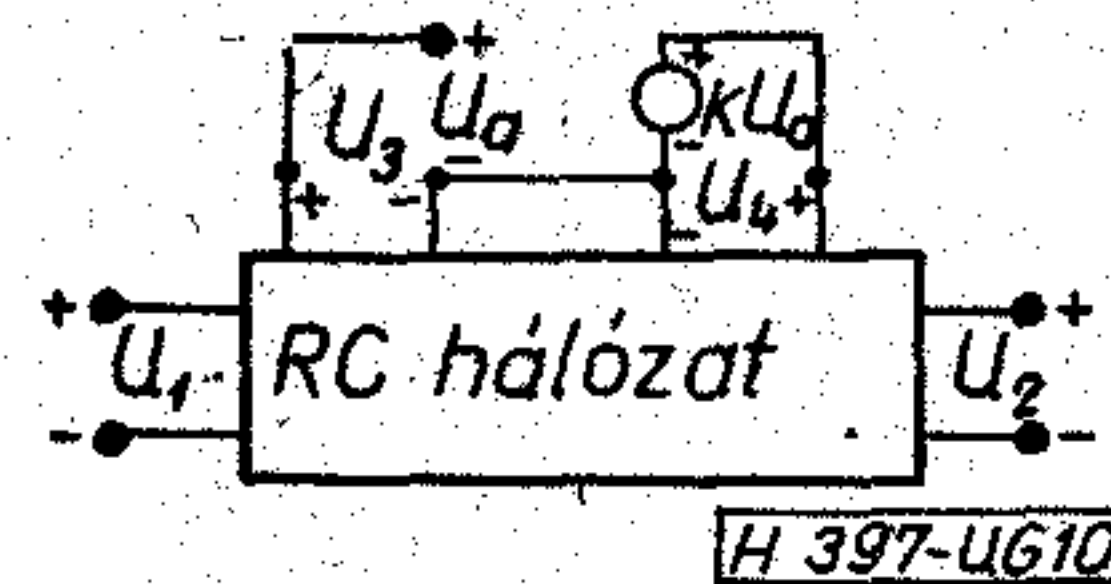
A vezérelt generátoros realizálás általános elmélete

A vezérelt generátornak négy alaptípusa van. Ezek a következők: feszültség vezérelt feszültség generátor (UCUS), az áram vezérelt feszültség generátor (ICUS), a feszültség vezérelt áram generátor (UCIS) és az áram vezérelt áram generátor (ICIS). A feszültség vezérelt generátorokat végtelen bemenő impedancia és zérus kimenő impedancia jellemzi. Hasonlóan az áram vezérelt generátorokat zérus bemenő impedancia és végtelen kimenő impedancia jellemzi. Sematikus jelölésük és jellemző paraméterek a 9. ábra szerintiek.

Megjegyezzük, hogy minden generátor-típusnak van egy konstansa, mely összekapcsolja a be- és kimeneti paramétereket. Ez a konstans a generátor



9. ábra



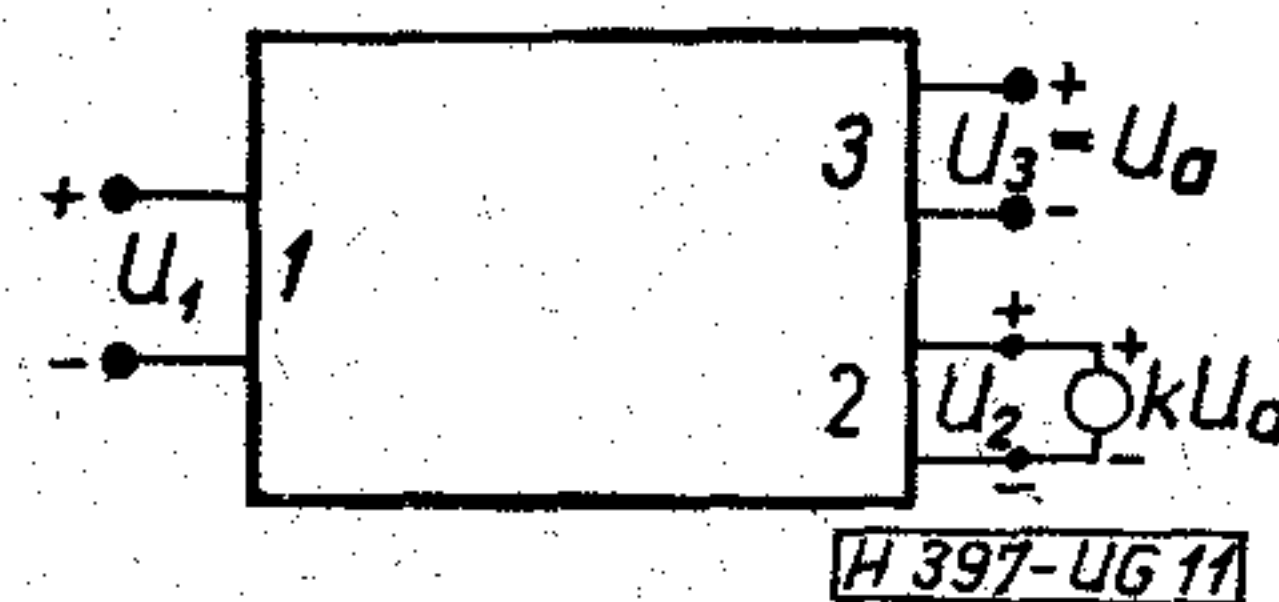
10. ábra

erősítés, UCUS és ICIS esetében dimenziótlan, ICUS esetében impedancia dimenziójú és UCIS esetében pedig admittancia dimenziójú. A vezérelt források (generátorok) realizálásának tanulmányozásához tekintsük azt az esetet, és vizsgáljuk meg, milyen következményekkel jár ha egy UCUS-t beágyazunk egy tetszőleges RC passzív hálózatba. Tekintsünk egy négykapus hálózatot, amely az y paramétereivel van jellemezve (10. ábra). Legyen az 1-es kapu a bemenet, a 2-es kapu a kimenet és az UCUS a 3-as és 4-es kapu közé van beiktatva.

Ha ezt az áramkört analizáljuk, akkor megkapjuk a nyitott áramkör feszültség transzfer függvényét, az UCUS K erősítésével és a passzív hálózat y paramétereivel jellemezve.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{y_{21}(y_{33} + Ky_{34}) - y_{31}(y_{23} + Ky_{24})}{y_{32}(y_{23} + Ky_{24}) - y_{22}(y_{33} + Ky_{34})}. \quad (1)$$

Ebből az egyenletből első ránézésre rögtön szembetűnik, hogy mind a számlálóban, mind a nevezőben különbségi kifejezések szerepelnek. Így mód nyílik a különbségi polinomra való szétbontás technikájának alkalmazására. Némileg kevésbé általános összefüggés, de amelyiket jobban alkalmaznak a tényleges gyakorlatban az, amit úgy kapunk meg, hogy a vezérelt generátor kimenetét tekintjük a hálózat kimenetének. Ennek a módszernek az az előnye, hogy a hálózat kimenő impedanciája az UCUS kimenő impedanciájával lesz egyenlő, ami pedig zérus. Így a magasabb fokú transzfer függvények megvalósítása érdekében több hálózatot kaszkád köthetünk anélkül, hogy azok között kölcsönhatás fellépne. Erre az összefüggésre tekintsük az y paramétereivel megadott 3 kapus RC passzív hálózatot és a K erősítésével jellemzett UCUS-t, mely a 11. ábra szerinti formában van összekapcsolva.



11. ábra

Ennek a kapcsolásnak a feszültség transzfer függvénye a következő:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{-Ky_{31}}{y_{33} + Ky_{32}}. \quad (2)$$

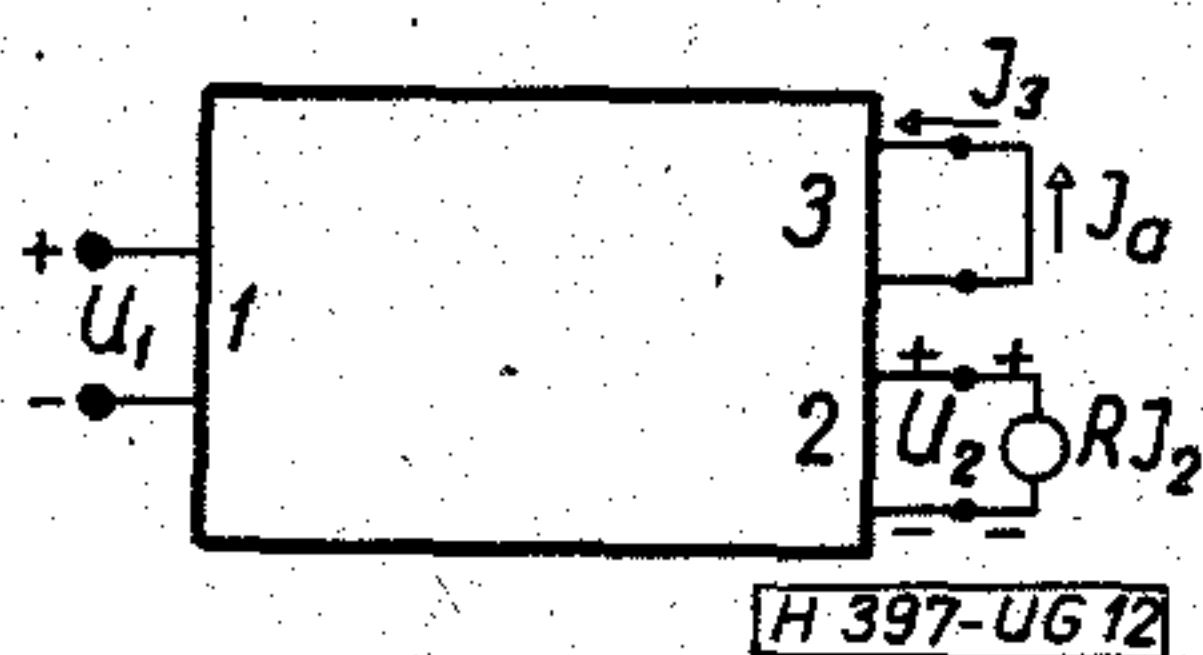
Megjegyezzük, hogy a (2) egyenlettel definiált hálózati függvény kétszeresen lineáris K -ban (az UCUS erősítésében). A (2) egyenlettel definiált feszültség transzfer függvény zérusát az y_{31} zérusa határozza meg. Mint ismeretes egy passzív RC transzfer admittancia zérusa bárhol elhelyezkedhet a komplex

frekvenciasíkon. Így a feszültség transzfer függvény zérusa nem korlátozott. A (2) egyenletről láthatjuk, hogy a feszültség transzfer függvény nevezője, mint az y_{33} és K_{y32} polinomok számlálóinak összegéből áll. Ha az y_{33} számlálóját a következő formában írjuk, $a_0 \prod (p + \sigma_i)$, akkor a_0 csak pozitív lehet.

Hasonlóan, ha y_{32} számlálóját a következő formában írjuk, $b_0 \prod (p + p_i)$, akkor b_0 csak negatív lehet.

A konstans K pozitív vagy negatív is lehet. Így a (2) egyenlet nevezőjében alkalmazhatjuk az összeg vagy különbségi tagokra bontás esete közül valamelyiket. Az y_{33} zérusa valós tengelyen helyezkedik el, az y_{32} zérusa bárhol elhelyezkedhet a komplex frekvenciasíkon. Hasonlóan igaz a fentebbiekben leírtak, olyan esetekre, amelyekben más típusú vezérelt generátort kapcsolunk össze egy tetszőleges passzív RC-hálózattal.

Egy ICUS-t kapcsolunk össze egy három kapus RC-hálózattal a 12. ábra szerint.



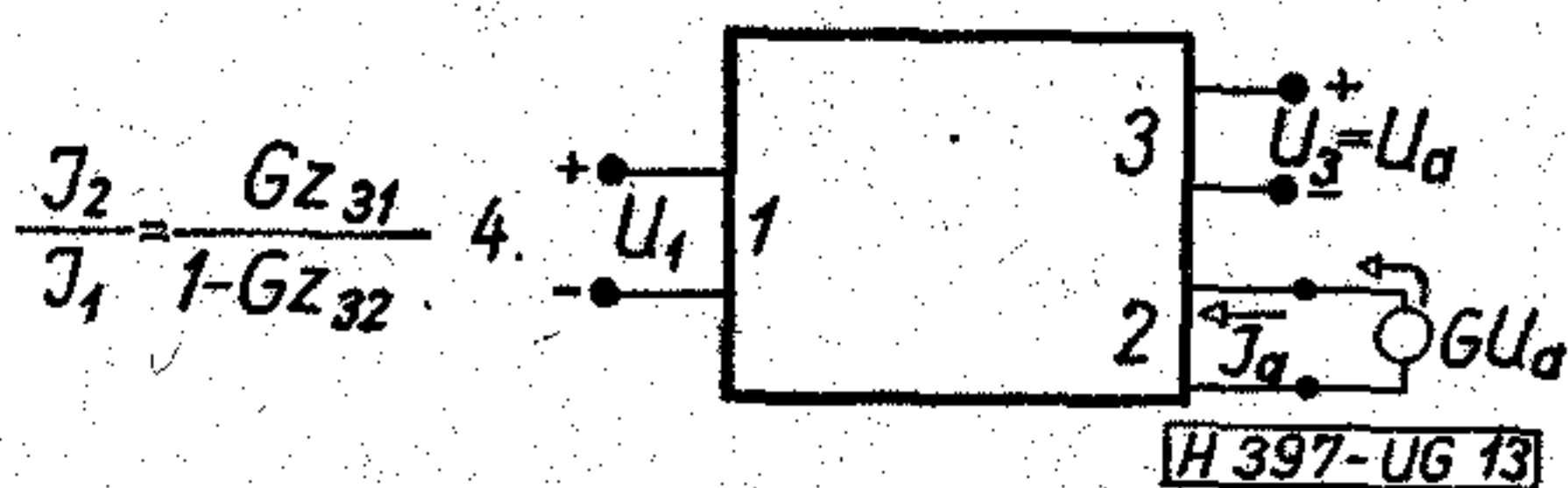
12. ábra

Ennek az áramkörnek a feszültség transzfer függvénye a következő:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{-Ry_{31}}{1 + Ry_{32}} \quad (3)$$

Láthatjuk, hogy a hálózatfüggvény kétszeresen lineáris R -ban (R az ICUS erősítése).

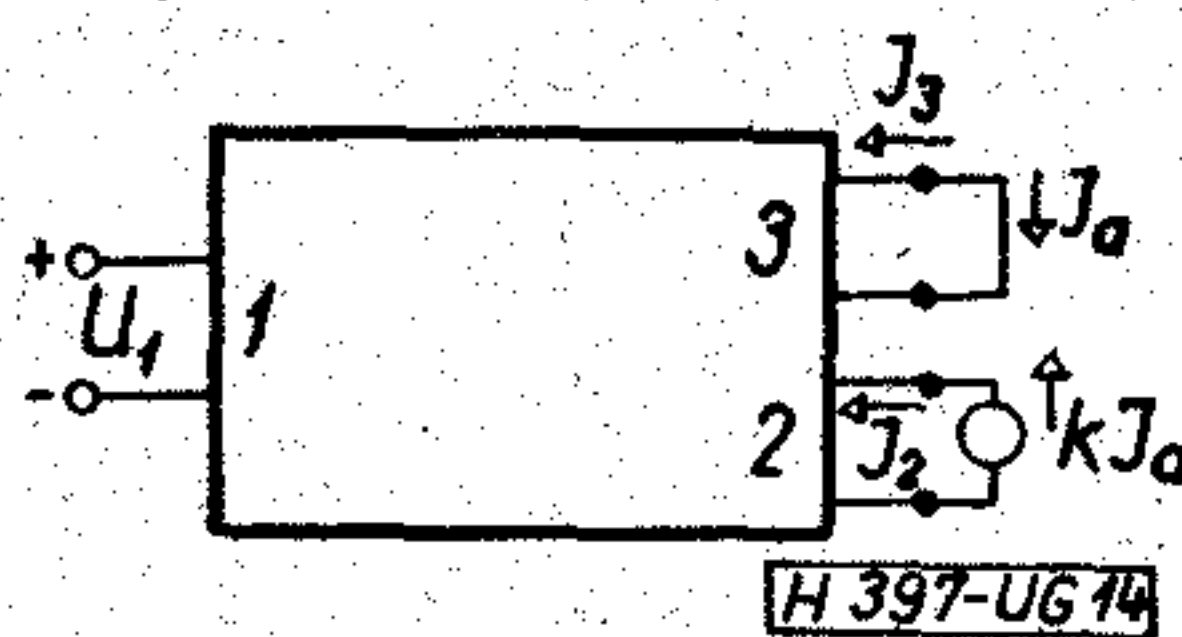
Ha egy UCIS-t kapcsolunk össze egy három kapus passzív hálózattal, akkor a rövidzárási áram transzfer függvénye a 13. ábra szerinti,



13. ábra

ahol z_{ij} a passzív hálózat paramétere, és a G az UCIS erősítése. Ez is kétszeresen lineáris G -ben.

Hasonlóan, ha egy ICIS-t összekötünk egy passzív RC-hálózattal a 14. ábra szerint,



14. ábra

akkor a rövidzárási áram transzfer függvénye a következő

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{Kz_{31}}{z_{33} - Kz_{32}} \quad (5)$$

ahol K az ICIS erősítése.

Aluláteresztő függvények realizálása

Ebben a részben aluláteresztő hálózatfüggvények megvalósítását tárgyaljuk, ideális vezérelt generátor alkalmazásával.

Az aluláteresztő hálózatfüggvény általános formája:

$$F(p) = \frac{H}{p^n + b_1 p^{n-1} + \dots + b_{n-1} p + b_n} \quad (6)$$

A b_i együtthatók pozitívak és úgy választjuk meg őket, hogy a függvény eleget tegyen valamilyen approximációs feltételnek. Például, ha egy maximális laposságú amplitúdó karakterisztikát akarunk, akkor az együtthatókat úgy kell kiválasztani, hogy a függvény egy butterworth átvitelrel bírjon. Hasonlóan ha egy egyenlő hullámosságú amplitúdó karakterisztikát akarunk, akkor az együtthatókat úgy választjuk meg, hogy a nevező egy Csebisev polinomot tartalmazzon. A H konstans úgy tekinthetjük, mint egy erősítés konstans. A függvénynek az alacsony frekvenciás, vagy áteresztősávós erősítése H/b_n -el egyenlő. Az áteresztő sávon kívüli levágás méredeksege a függvény pólusainak számával és helyével van meghatározva. Ha a (6) egyenlettel megadott általános aluláteresztő hálózat függvényt összehasonlítjuk az előzőekben megadott különböző transzfer függvényekkel és áramkörökkel, nyilvánvaló az, hogy a (6) egyenlettel megadott hálózatfüggvény számlálója meghatározott, a vezérelt generátorral összekötve használt passzív hálózatnak az 1 és 3 kapuja közötti transzfer imittanciájának számlálója által. Így látjuk azt, hogy egy tisztán ellenállásos út feltétlen létezik a hálózat bemenő kapuja (bemenete) és a vezérlő generátor bemenő kapuja (bemenete) között. Hasonlóan, ha a (6) egyenlet nevezőjét összehasonlítjuk az előzőekben adott transzfer függvények nevezőivel, akkor látjuk azt, hogy a (6) egyenlet nevező polinomot szükséges szétbontani két polinom összegére vagy különbségére, az egyik ezek közül jelenti a passzív RC meghajtóponti admittancia zérusait, a másik pedig a passzív RC transzfer admittancia zérusait. Megjegyezzük, hogy általában a hálózat felépítése, amely egy transzfer admittancia konjugált komplex vagy sima negatív valós zérusát valósítja meg, jelentős hálózat bonyolultságot visz be. Ezért a gyakorlatban a transzfer admittanciákkal szemben azt a megszorítást alkalmazzuk, hogy azok vagy az origónál vagy a végtelennél hozzanak létre zérust. A különböző felbontások (polinom) lehetségesek és nyilvánvaló, hogy a lehetséges felbontások számának növekedése olyan gyors, mint a nevező polinom fokszámának növekedése. Ezért a másodfokú esetre korlátozzuk részletes tárgyalásunkat, mind a rövidség, mind a gyakorlati szempontok miatt. Azonkívül csak a nyitott áramkör feszültség transzfer függvényének realizálását fogjuk tárgyalni ideális UCUS alkalmazásával. Ez az eset jelentős gyakorlati alkalmazással bír. Másfelől, az itt meghatározott eredményeket könnyű lesz kiterjeszteni olyan esetekre, ahol vagy más transzfer függvényt alkalmazunk, vagy más típusú vezérelt generátort használunk.

Aluláteresztő hálózatfüggvény realizálásának ilusztrálására tekintsük a következő feszültség transzfer függvényt.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{H}{p^2 + b_1 p + b_2} \quad (7)$$

Az erősítés az áteresztő sávban H/b_2 . Függ a hálózat alakjától és a vezérelt generátor karakterisztikájától, H lehet pozitív vagy negatív. Tételezzük fel, hogy ezt a függvényt egy ideális UCUS felhasználásával realizáljuk. Így összehasonlíthatjuk a fentiekben (7) egyenlettel adott feszültség transzfer függvényt, a (2) egyenlettel adott feszültség transzfer függvénnyel. Bevezetjük a következő azonosságokat.

$$\begin{aligned} y_{31} &= \frac{-h_0}{p + \sigma_0} & y_{32} &= \frac{-b_0}{p + \sigma_0} \\ y_{33} &= \frac{a_0(p + \sigma_1)(p + \sigma_2)}{p + \sigma_0} \end{aligned} \quad (8)$$

ahol $a_0, b_0, \sigma_1, \sigma_2$, és σ_0 pozitív valós konstansok. Behelyettesítve ezeket az összefüggéseket (2) egyenletbe és törölve a $p + \sigma_0$ közös tényezőt, kapjuk

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{-|K| G_1 G_2 S_1 S_2}{p^2 + p[S_1(G_1 + G_2 + G_3) + S_2 G_2] + G_2 S_1 S_2(G_1 + G_3 + |K| G_3)} \quad (11)$$

ahol S_i a reciprok kapacitás érték.

$$S_i = \frac{1}{C_i}$$

A transzfer függvényre vonatkozóan a következő tulajdonságokat írhatjuk fel:

1. Kétszeresen lineáris K -ra és a passzív elemekre vonatkozólag.
2. A nevező polinomnak a felbontása K -ra vonatkozóan, összegre való felbontás.
3. A bemutatott nevező felbontás, stabil megvalósítást ad minden K értékre. Amikor K változik, a pólusok képzetes része változik, de a valós része konstans.
4. Az alacsony frekvenciás erősítés a következő;

$$\frac{-|K| G_1}{G_1 + G_3 + |K| G_3}$$

Így a H konstans a (7) egyenletben negatív.

A következő megjegyzések az érzékenységi mátrix elemeire vonatkoznak, amelyek ebből a megvalósításból következnek:

1. A b_1 együtthatóra az érzékenység mindig pozitív és 1-nél kisebb lesz.
2. A b_2 együttható érzékenysége G_2, S_1 és S_2 elemekre vonatkozóan egységnyi lesz, míg G_1, G_3 és $|K|$ -ra vonatkozóan mindig pozitív lesz, de kisebb, mint egy.

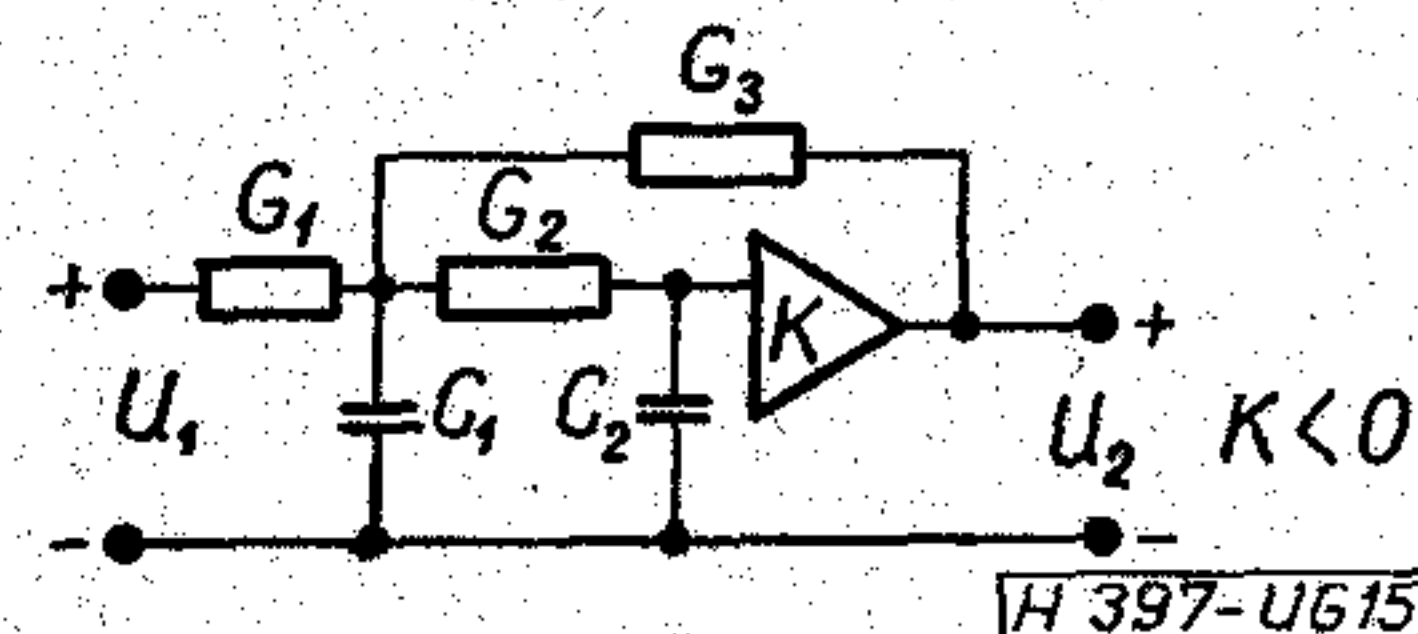
$$\begin{bmatrix} \Delta b_1^{(n)} \\ \Delta b_2^{(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,442 & 0,531 & 0,026 & 0,573 & 0,427 & 0 \\ 0,377 & 1 & 0,622 & 1 & 1 & 0,6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta G_1^{(n)} \\ \Delta G_2^{(n)} \\ \Delta G_3^{(n)} \\ \Delta S_1^{(n)} \\ \Delta S_2^{(n)} \\ \Delta |K|^{(n)} \end{bmatrix}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{K h_0}{a_0(p + \sigma_1)(p + \sigma_2) - K b_0} \quad (9)$$

Ha K értéke csak negatív ($K < 0$) akkor a (9) egyenletet a következő formában írhatjuk:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{-|K| h}{a_0(p + \sigma_1)(p + \sigma_2) + |K| b_0} \quad (10)$$

A hálózat kapcsolása, amelyben az RC passzív hálózat y paraméterei a (8) egyenlettel adottak a 15. ábra szerinti.



15. ábra

Erre a hálózatra a feszültség transzfer függvény explicit formája a következő:

Az előbbi következtetéseket könnyen megérthetjük a következő példán keresztül.

Példa:

Realizáljuk az előző kapcsolásban megadott aluláteresztő hálózatfüggvényt. Tekintsük a következő maximális laposságú frekvencia normalizált feszültség transzfer függvényt.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{-10}{p^2 + \sqrt{2}p + 1}$$

Ha ezek a transzfer függvénynek együtthatóit egyenlővé tesszük a (11) egyenlet együtthatóival, akkor nemlineáris egyenleteket kapunk eredményül. Ezeknek az egyenleteknek a megoldását elég könnyen megtalálhatjuk próbálgatással és hibával. Egy megoldást eredményeznek a következő elem értékek:

$$\begin{aligned} G_1 &= 2,5 \text{ } 1/\Omega & S_1 &= 0,25 \text{ } 1/F \\ G_2 &= 0,592 \text{ } 1/\Omega & S_2 &= 1,02 \text{ } 1/F \\ G_3 &= 0,15 \text{ } 1/\Omega & K &= -26,5 \end{aligned}$$

Meghatározhatjuk erre a realizálásra az érzékenységi mátrixot. A (7) egyenlet nevezőjében adott együtthatókra (b_1, b_2) kapjuk:

Nézzünk egy más típusú realizálást. Vegyük az y paraméterekre a következő azonosságot. *Példa:*

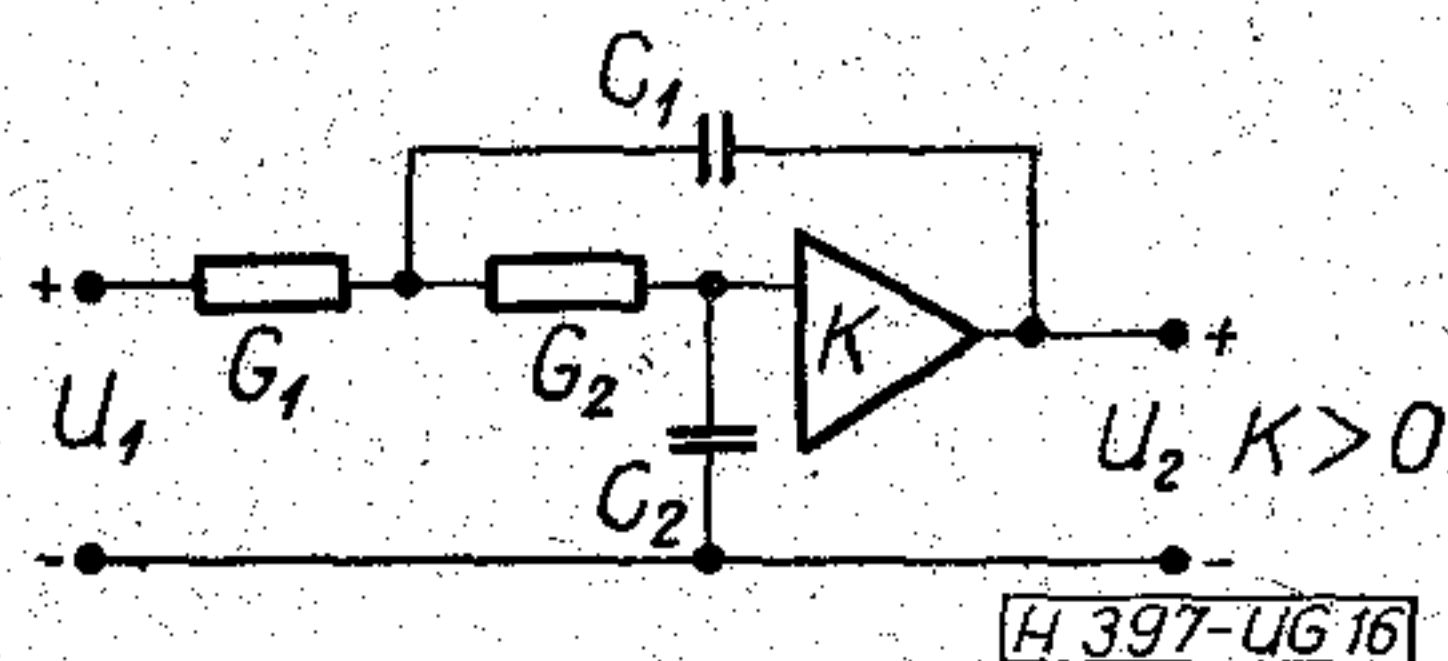
$$y_{31} = \frac{-h_0}{p + \sigma_0}, \quad y_{32} = \frac{-b_0 p}{p + \sigma_0}$$

$$y_{33} = \frac{a_0(p + \sigma_1)(p + \sigma_2)}{p + \sigma_0}, \quad (12)$$

ahol a_0, σ_1, σ_2 és σ_0 pozitív konstansok, K -nak egy pozitív értéke fogja adni a kívánt szétbontást. Behelyettesítve a (12) egyenletet a feszültség transzfer függvény kifejezésébe:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Kh_0}{a_0(p + \sigma_1)(p + \sigma_2) - Kpb_0}. \quad (13)$$

A hálózat kapcsolása a 16. ábra szerinti.



16. ábra

Erre a hálózatra a feszültség transzfer függvény:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{KG_1G_2S_1S_2}{p^2 + p(G_1S_1 + G_2S_1 + G_2S_2 - KG_2S_2) + G_1G_2S_1S_2} \quad (14)$$

ahol S_i a reciprok kapacitás.

A következő tulajdonságokat írhatjuk fel erre a függvényre vonatkozólag:

1. Mind a K erősítés, mind a passzív elemek vonatkozásában kétszeresen lineáris függvény.
2. A nevező felbontása K -ra vonatkozóan különbségi felbontás.
3. Az alacsony frekvenciás erősítés K -val egyenlő. Így a (7) egyenletben szereplő H konstans pozitív.
4. A (14) egyenlet nevezőjében az első fokú kifejezés együtthatója K függvénye. Ezért, ha K változik, akkor a hálózat frekvencia karakterisztikája is változik.

A következő észrevételek az érzékenység mátrix elemeire vonatkoznak.

1. Az érzékenység b_1 együtthatóra K vonatkozásban negatív lesz és nagyobb, mint $2Q - 1$, ahol $Q = \sqrt{b_2/b_1}$.
2. G_1, G_2, S_1 és S_2 elemekre vonatkozólag, a b_2 együttható érzékenysége egységni lesz.

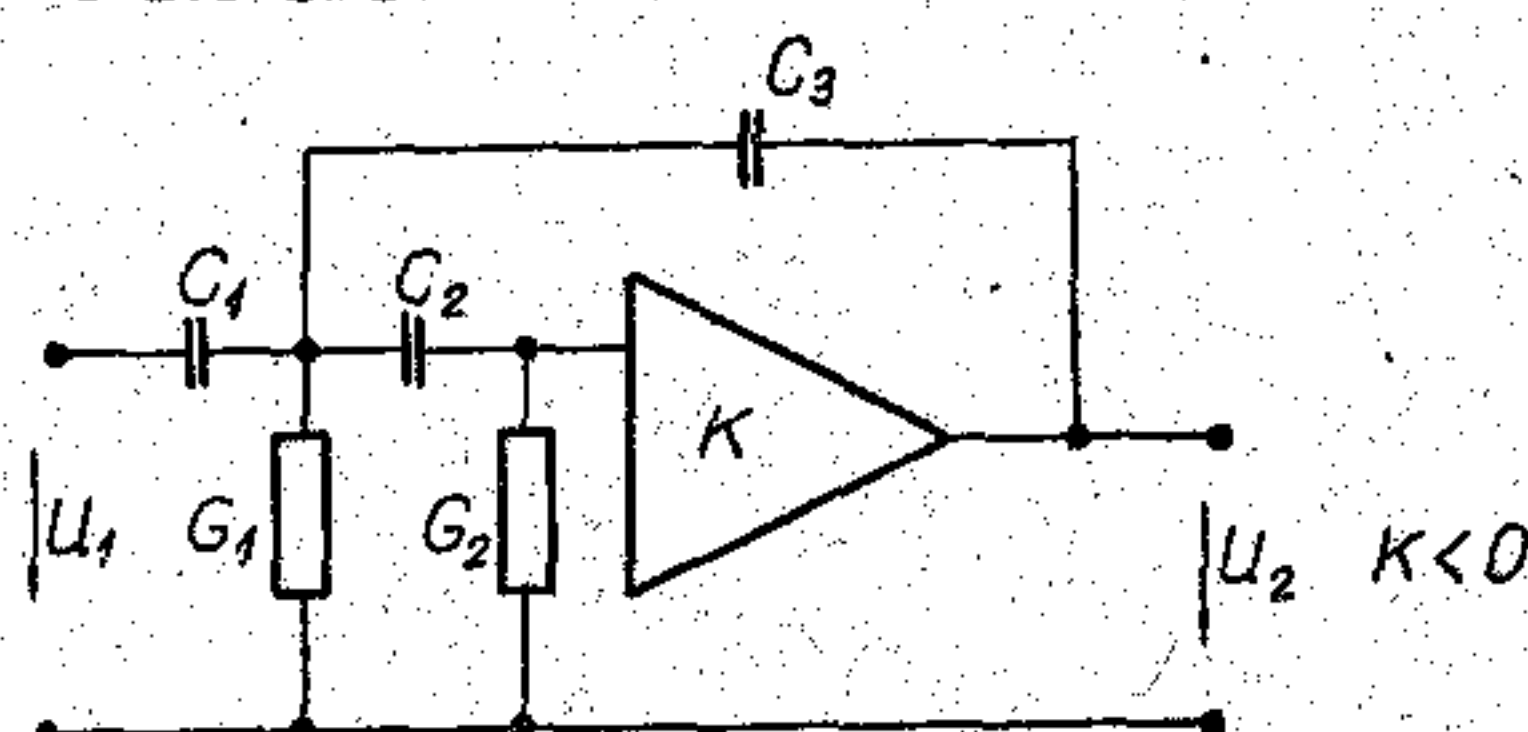
A fenti megállapításokat igazolhatjuk egy példával.

Tekintsük az előző ábrán vázolt kapcsolás realizálását. Legyen a frekvencia normalizált maximális laposságú transzfer feszültség függvény a következő:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{10}{p^2 + p\sqrt{2} + 1}.$$

Az elem értékek helyes megválasztásával a fenti függvény együtthatói megegyeznek a (14) egyenletben megadott együtthatókkal.

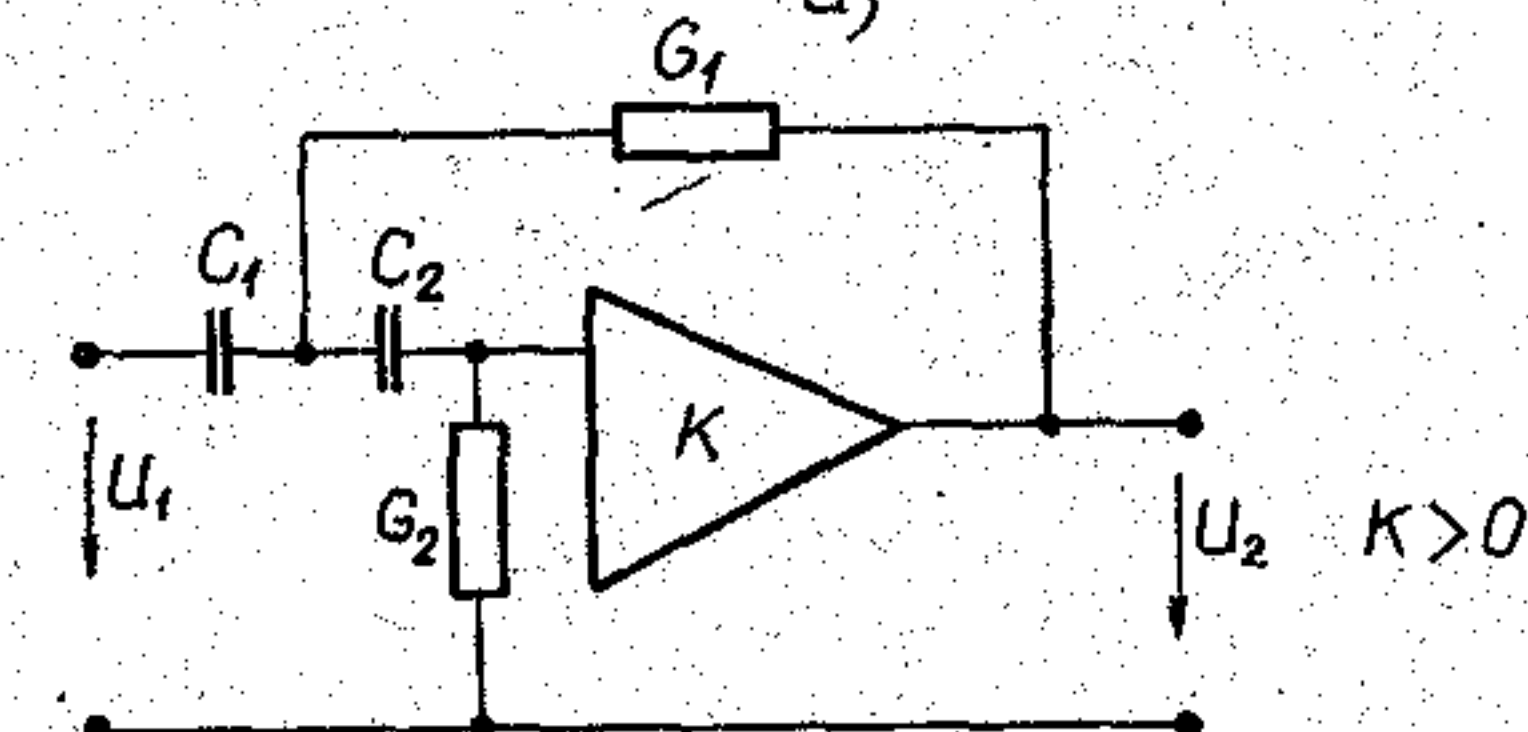
Felületátesztő realizálások



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-|K|p^2C_1C_2R_1R_2}{p^2R_1R_2C_2(C_1+C_3+|K|C_3)+p[R_2C_2+R_1(C_1+C_2+C_3)]+1}$$

Érzékenységi mátrix:

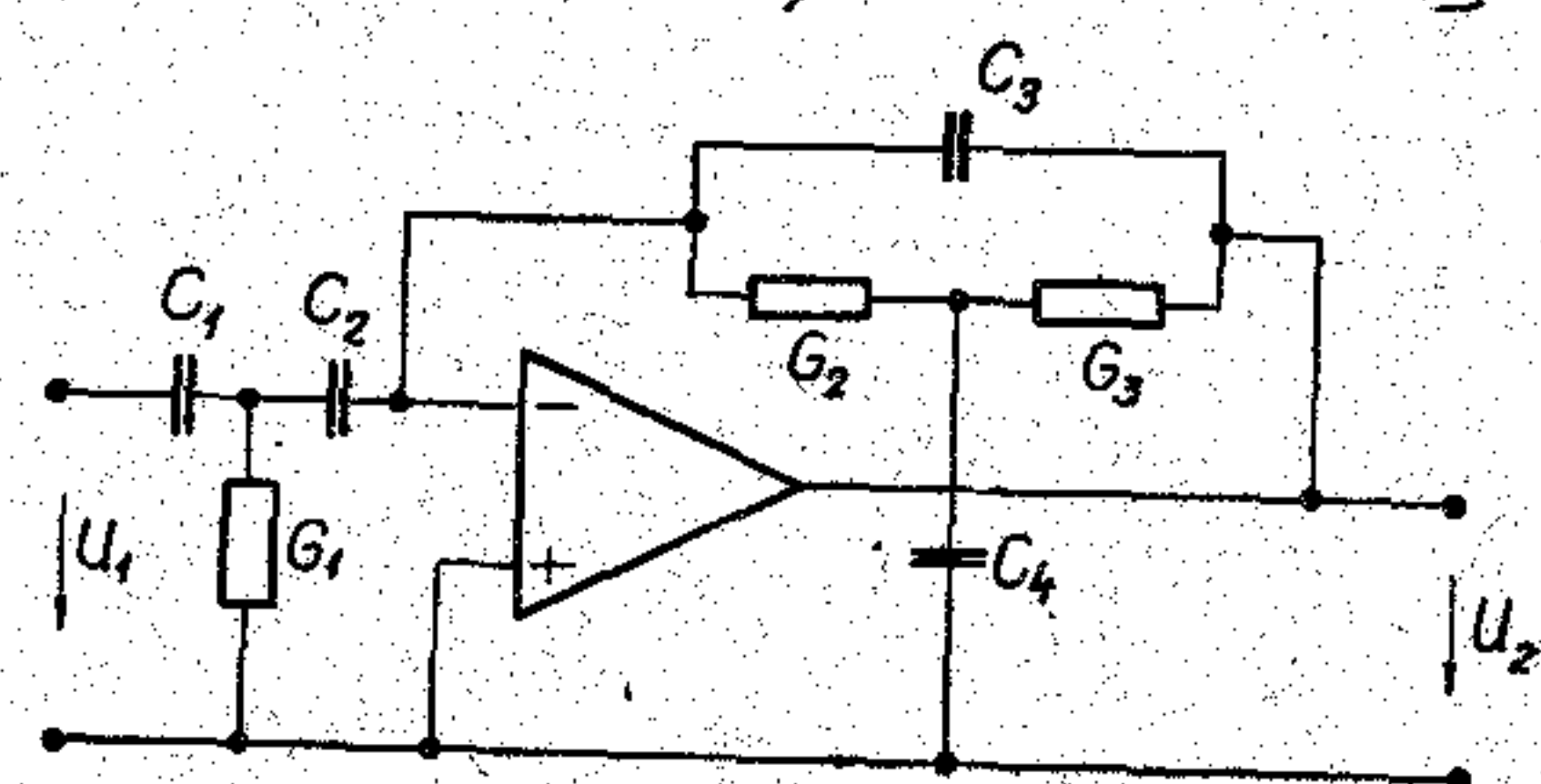
$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,428 & -0,574 & 0,063 & -0,468 & -0,597 & -0,599 \\ -1 & -1 & -0,378 & -1 & -0,623 & -0,599 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta R_1 \\ \Delta R_2 \\ \Delta C_1 \\ \Delta C_2 \\ \Delta C_3 \\ \Delta |K| \end{bmatrix}$$



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Kp^2}{p^2 + p(G_1S_1 + G_2S_2 + G_2S_1 - KG_1S_1) + G_1G_2S_1S_2}; S_i = \frac{1}{C_i}$$

Érzékenységi mátrix:

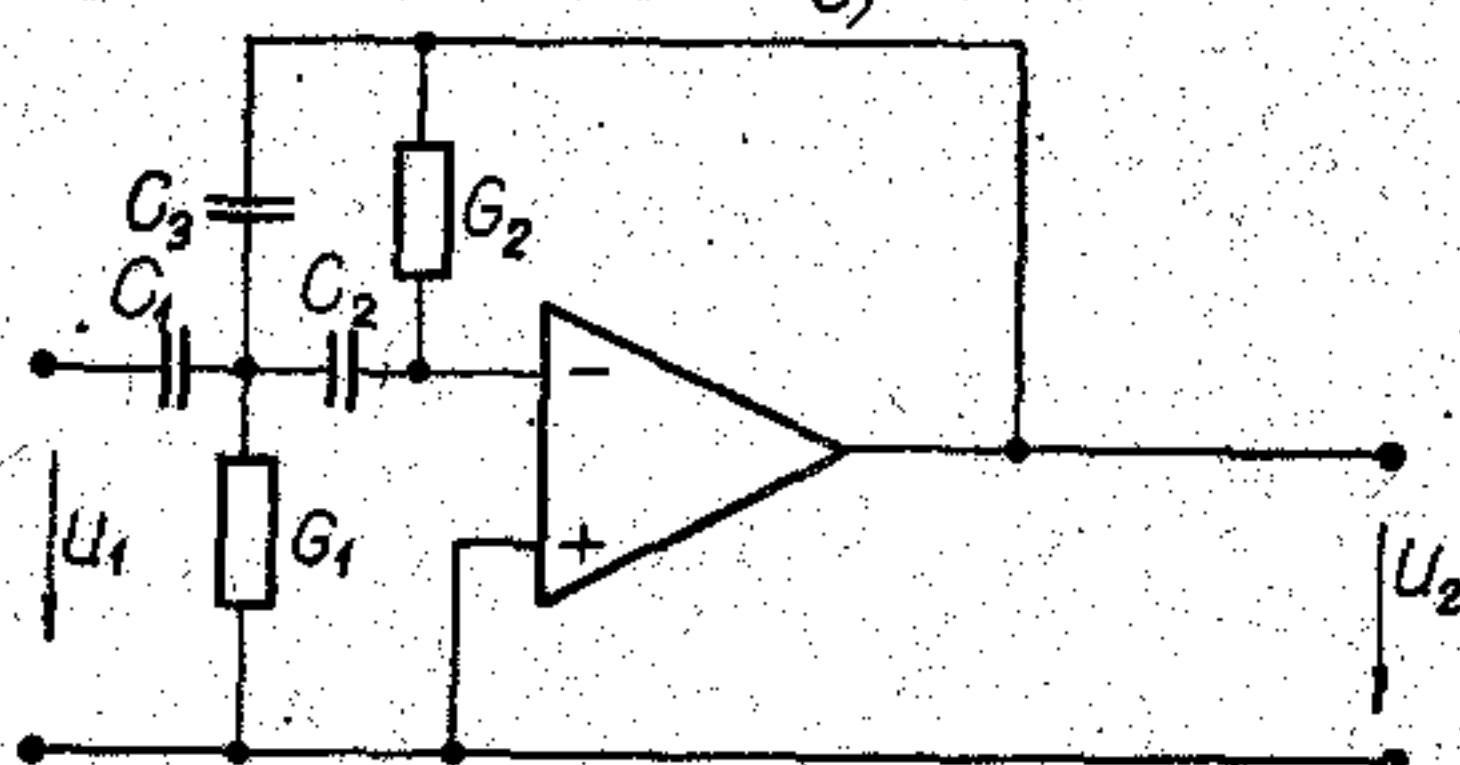
$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2,54 & 3,54 & -0,768 & 1,77 & -2,82 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta G_1 \\ \Delta G_2 \\ \Delta S_1 \\ \Delta S_2 \\ \Delta K \end{bmatrix}$$



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Hp^2}{p^2 + b_1p + b_2}$$

Érzékenységi mátrix:

$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,009 & 0,34 & 0,65 & -0,005 & -0,005 & 0,002 & -1 & -0,0001 \\ 0,0007 & 1 & 1 & 0,005 & 0,005 & -1 & -1 & -0,007 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta G_1 \\ \Delta G_2 \\ \Delta G_3 \\ \Delta C_1 \\ \Delta C_2 \\ \Delta C_3 \\ \Delta C_4 \end{bmatrix}$$



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-p^2C_1C_3}{p^2C_3C_2 + pG_2(C_1+C_2+C_3) + G_1G_2}$$

Érzékenységi mátrix:

$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,454 & 0 & -0,5 & -0,955 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta C_1 \\ \Delta G_1 \\ \Delta C_3 \\ \Delta C_2 \\ \Delta G_2 \end{bmatrix}$$

17. ábra

$$G_1 = 1 \text{ } 1/\Omega$$

$$S_1 = 2,504 \text{ } 1/F$$

$$G_2 = 1 \text{ } 1/\Omega$$

$$S_2 = 1/2,504 \text{ } 1/F$$

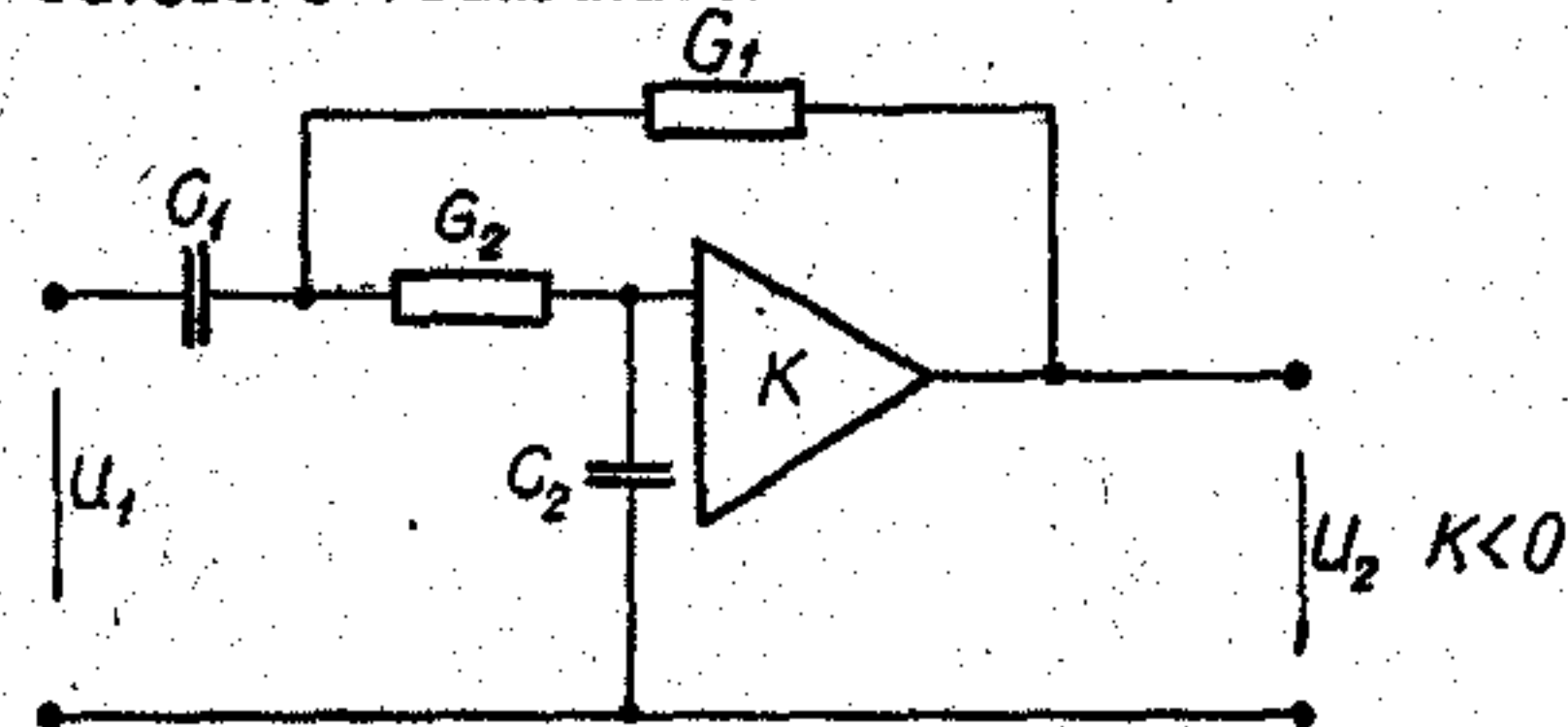
$$K = 10$$

Meghatározzuk a b_1 b_2 -re vonatkozó érzékenység mátrixot.

$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,77 & -0,768 & 3,54 & -2,54 & -2,82 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta G_1^{(n)} \\ \Delta G_2^{(n)} \\ \Delta S_1^{(n)} \\ \Delta S_2^{(n)} \\ \Delta K^{(n)} \end{bmatrix}$$

Ebben a részben leírt hálózat konfigurációk képesek megvalósítani aluláteresztő feszültség transzfer függ-

Sávszűrő realizálások

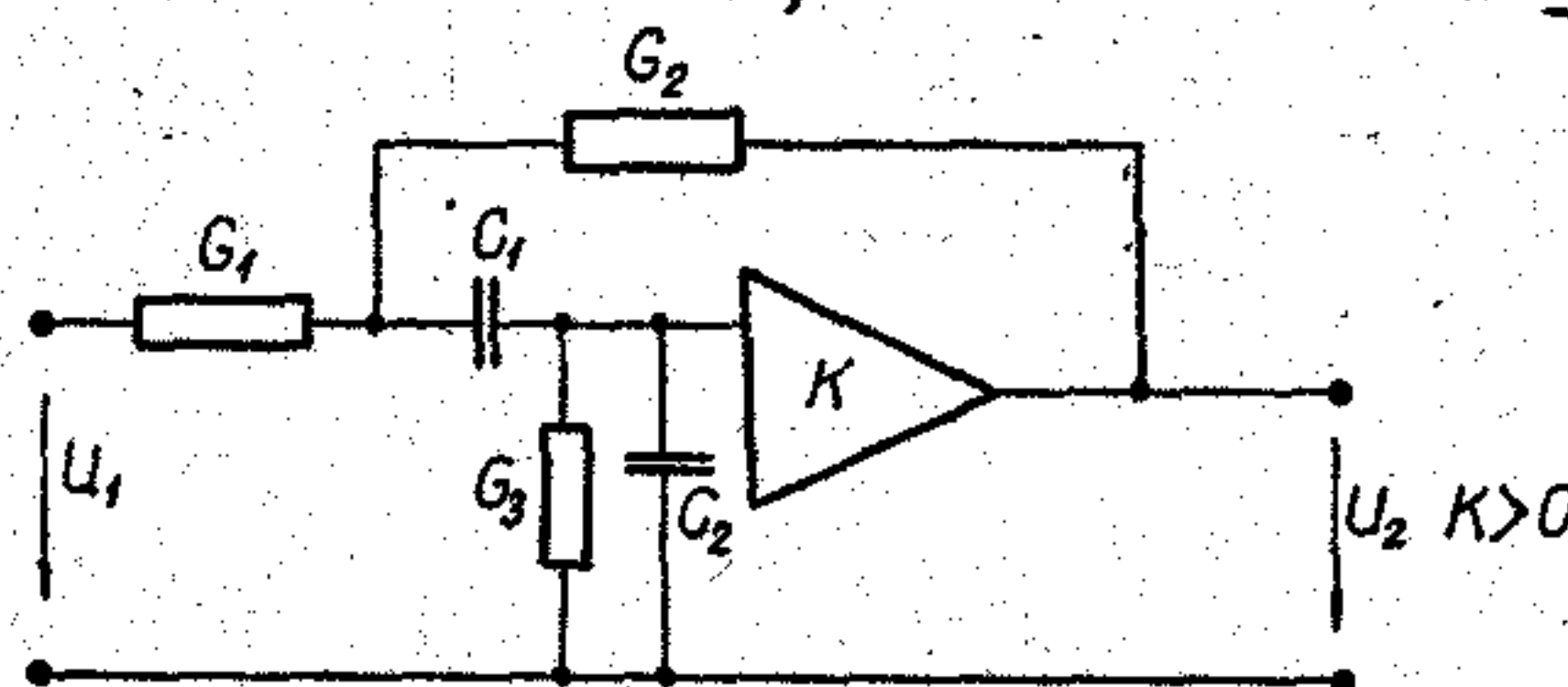


$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-p/K G_2 S_2}{p^2 + p(G_1 S_1 + G_2 S_1 + G_2 S_2) + G_1 G_2 S_1 S_2 (1 + 1/K)}$$

Érzékenységi mátrix:

$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,475 & 0,523 & 0,523 & 0,475 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0,997 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta G_1 \\ \Delta G_2 \\ \Delta S_1 \\ \Delta S_2 \\ \Delta K \end{bmatrix}$$

a)

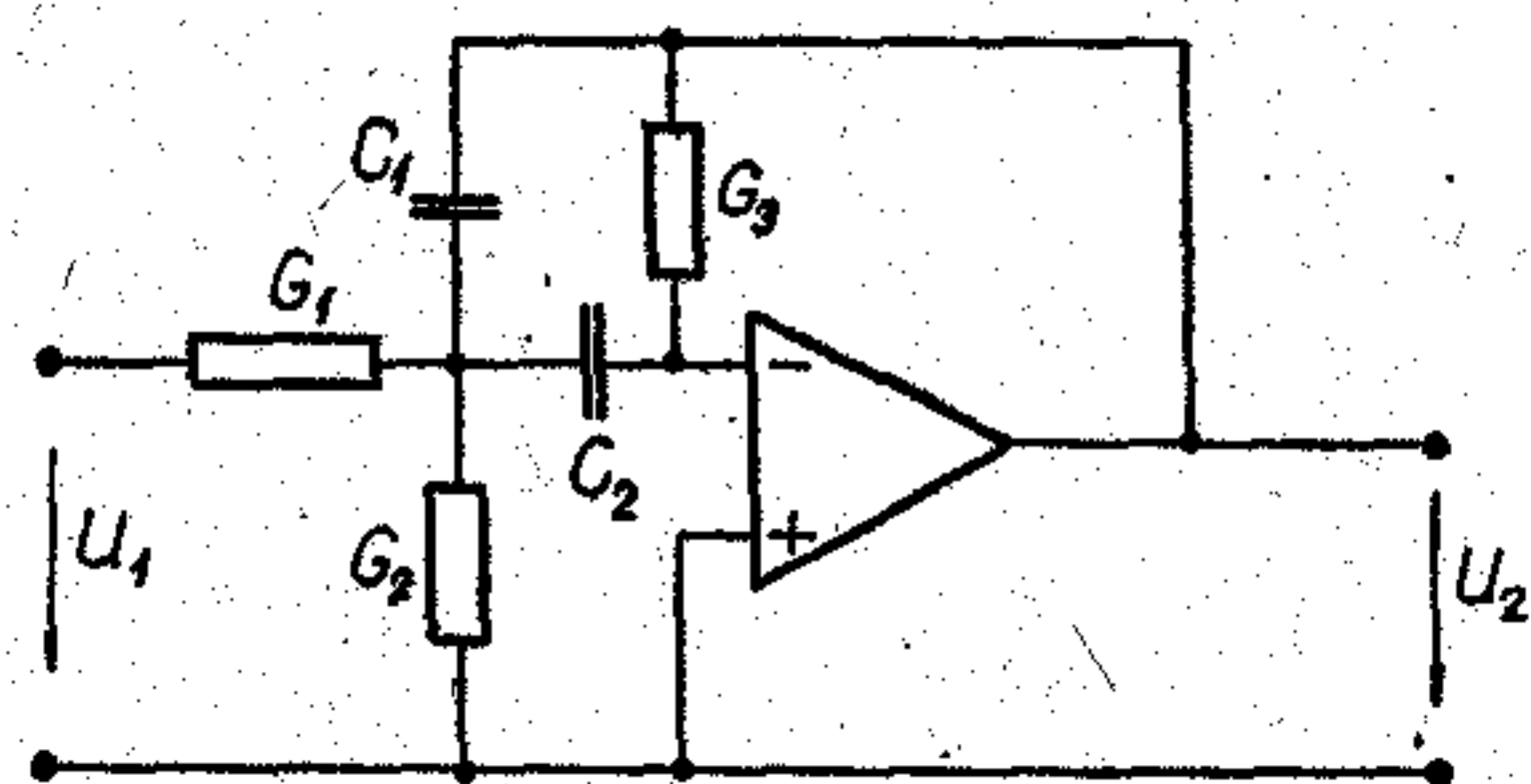


$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{p K G_1 S_2}{p^2 + p(G_3 S_2 + G_1 S_1 + G_2 S_1 + G_1 S_2 - K G_2 S_2) + G_1 (G_1 + G_2) S_1 S_2}$$

Érzékenységi mátrix:

$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 15 & -19 & 5 & 20 & -19 & -64 \\ 0,25 & 0,75 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta G_1 \\ \Delta G_2 \\ \Delta G_3 \\ \Delta S_1 \\ \Delta S_2 \\ \Delta K \end{bmatrix}$$

b)



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-p G_1 G_2}{p^2 C_1 C_2 + p G_3 (C_1 + C_2) + G_3 (G_1 + G_2)}$$

Érzékenységi mátrix:

$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -0,5 & -0,5 & 1 \\ 0,5 & 0,5 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta G_1 \\ \Delta G_2 \\ \Delta C_1 \\ \Delta C_2 \\ \Delta G_3 \end{bmatrix}$$

c)

H 397-U 19

18. ábra

vényeknek (7) egyenlettel megadott típusát. A tapasztalat azt mutatja, hogy az utóbbi kapcsolás különböző gyakorlati előnyökkel bír a beállítás kényelme és a hálózat elemek gazdaságossága szempontjából. Összehasonlítva a két példa kapcsán kapott érzékenység mátrixok elemeit, láthatjuk, hogy a második példában nagyobb az érzékenység. A továbbiakban ilyen részletes analízist nem adunk meg a többi szűrőkapcsolásra, azok az elmondottak értelemszerű alkalmazásával már adaptálhatók. Inkább a lehetséges kapcsolási megoldásokat mutatjuk be néhány specifikációs jellemzőjükkel együtt (17. és 18. ábra).

Természetesen az előzőekben bemutatott realizáción kívül léteznek még más eljárások is, így NIC-es (negatív impedancia konverter), gyrátoros realizácók, de ezek gyakorlati jelentősége kisebb, mivel a NIC-t és a gyrátort nehezebb és csak több műveleti erősítővel lehet megvalósítani.

A téma bonyolultsága, összetettsége, valamint számításigényessége, mindenkit meggyőz arról, hogy a tervezéshez számítógépes programot célszerű használni. Az általunk kidolgozott program rugalmasságát messzemenően biztosítani igyekeztünk. A bemeneti adatok megadása kétféle úton történhet:

1. Megadjuk a szűrő fokszámát, típusát, a törésponti frekvenciát és a szükséges tűréseket (Q tűrése, ω_i tűrése).
2. Megadjuk a szűrő fokszámát típusát, a törésponti frekvenciákat és a kívánt csillapításértékeket a szükséges tűrésekkel.

Ez utóbbi esetben a gép számolja ki a szűrő fokszámát is. Mivel hibrid IC-es realizálásról van szó, nem hagyhattuk figyelmen kívül a technológiából eredő előnyöket és korlátokat sem, erre a program elkészítésénél tekintettel voltunk, azaz a technológia ismeretében a tervezés során felhasználható RC elemek értékeit alulról és felülről is korlátoztuk.

A másik — a technológia ismeretét feltételező — megszorítás az egyes áramköri elemek tolerancia kiosztásában jelentkezik. Ugyanis nem célszerű egyenletes tolerancia kiosztást megvalósítani R és C vonatkozásában, mivel a kondenzátorok pontos értékre történő gyártása összehasonlíthatatlanul nehezebb, mint az ellenállásoké. Ezért a program viszonylag lazább tűréseket enged meg a kondenzátorokra, mint az ellenállásokra. Ezzel a program nem csak a kapcsolást adja ki, hanem beállítási utasítást is mellékel alaptagonként.

A program a következő típusú aktív RC-szűrők tervezésére képes:

- a) Max. laposságú alul és feluláteresztő szűrők;
- b) Csebisev típusú alul és feluláteresztő szűrők;
- c) Elliptikus típusú szűrők (Cauer és Inverz Csebisev)
- d) Sávszűrők

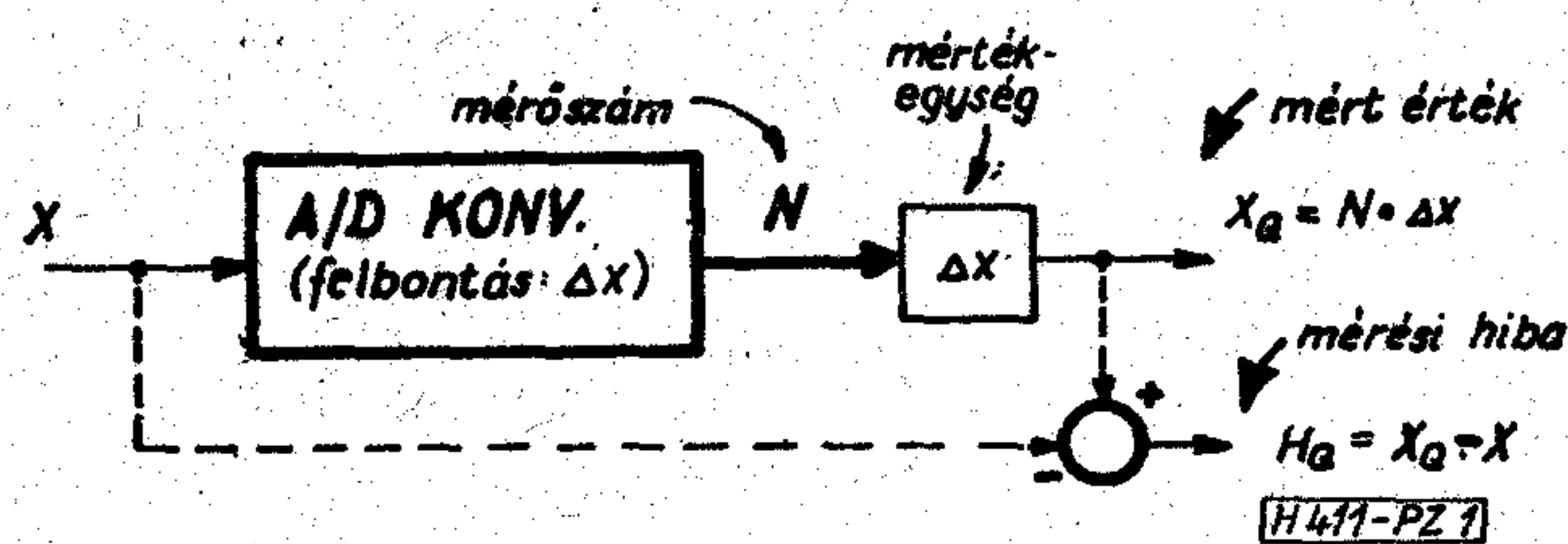
Végezetül szeretném megjegyezni, hogy az aktív RC-szűrőkből több vállalat (ORION, VILATI, MIKI stb.) részére fejlesztettünk és fejlesztünk ki különböző típusokat.

Kvázistatisztikus modell A/D konverter hatásának becslésére

ETO 519.22:681.34

Az A/D konverzió (kvantálás) hatásának leírásánál előnyös a bemenő jelet véletlen változónak tekinteni; a statisztikus vizsgálatnál azonban az eszközre determinisztikus modell, azaz konstans döntési szintek a hipotézis [1–7]. Lényegesen jobb becslés (mert az eszköz további hibaforrásaival is számol) a statisztikus modell, amely az aktuális csatorna-profil felhasználásával jellemzi az A/D konverter statisztikai hatását.

Tekintsük az 1. ábra szerinti funkcionális vázlatot: globálisan egyenletes kvantálást tételezünk fel (vagyis



1. ábra

a Δx felbontás=mértékegység), a mérőszám $N=i$ egész értékű lehet, és normált:

$$W = \frac{X}{\Delta x}, \quad n_Q = \frac{H_Q}{\Delta x} = N - W$$

változókat használunk, a $W=w$ aktuális érték valós szám. Egydimenziós esetet és telítésmentes működést véve i mérőszám fellelésének valószínűsége rögzített bemenet feltételezésével:

$$\begin{aligned} P\{i|W=w\} &= \lim_{\epsilon \rightarrow 0} P\{i|w < W \leq w + \epsilon\} \\ &= \frac{p(w|N=i) \cdot P\{N=i\}}{p_W(w)} \end{aligned}$$

és ez alapján — ami számunkra a továbbiakban lényeges — a legáltalánosabb leírást biztosító együttes eloszlás és karakterisztikus függvény:

$$\begin{aligned} P(i, w) &= P\{i|W=w\} \cdot p_W(w) \\ \varphi_{N, W}(u_1, u_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} dw \sum_i P(i, w) \cdot e^{j(u_1 i + u_2 w)}, \end{aligned} \quad (1)$$

ahol $p_W(w)$ a bemenet sűrűségfüggvénye, $P\{i|W=w\} = P_i(w)$ pedig — rögzített i mellett w függvényében — a csatorna-profil. Szükségképpen

$$\sum_i P_i(w) = 1. \quad (2)$$

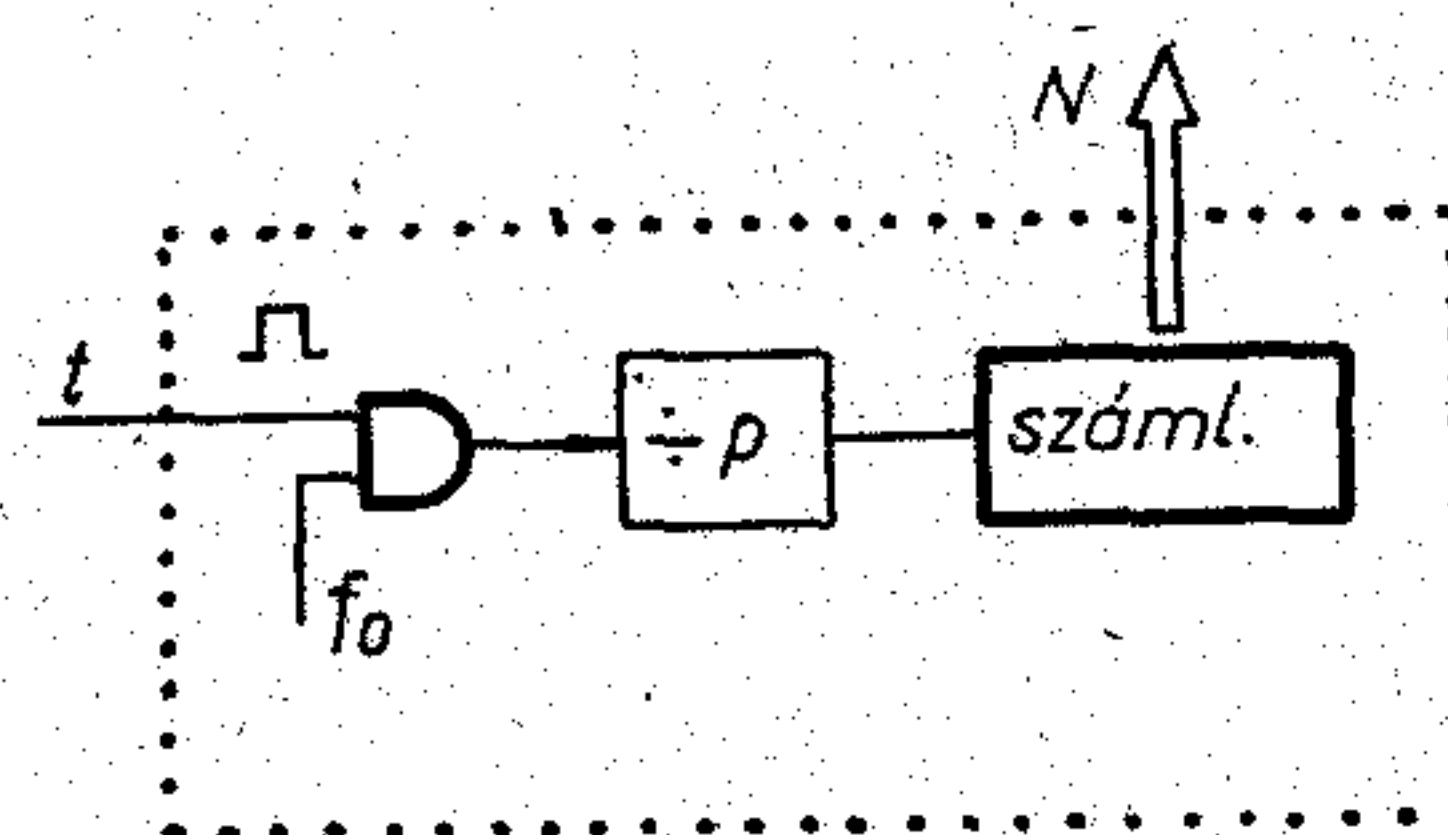
A csatorna-profil mérhető (becsülhető) az aktuális eszköznél [8, 11, 12], így ismeretében statisztikusan modellezhető az A/D konverter.

A számításokat lényegesen egyszerűsíti — és gyakran elegendő becslés — kvázistatisztikus modell alkalmazása, amikor is minden i -re azonos

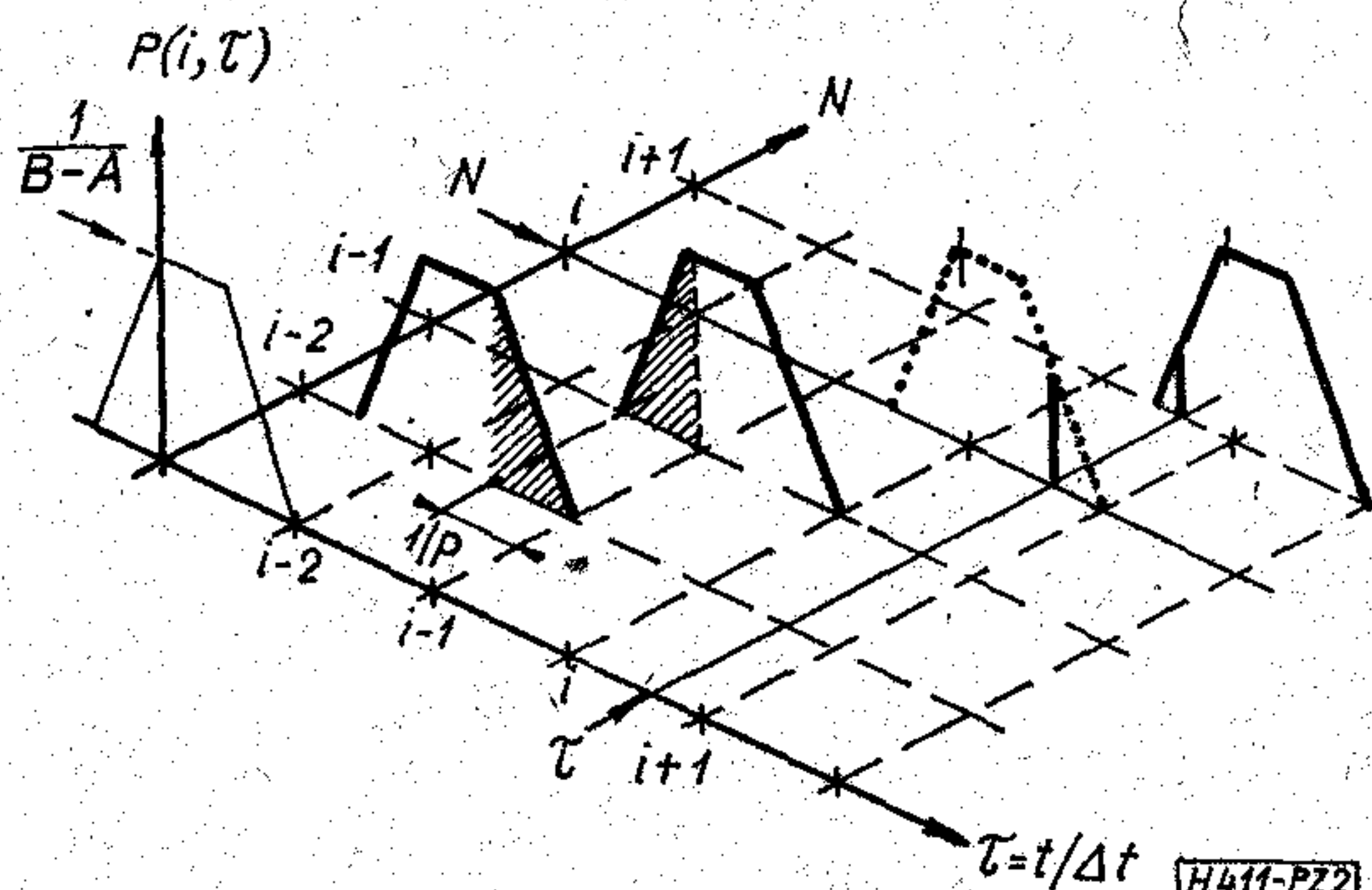
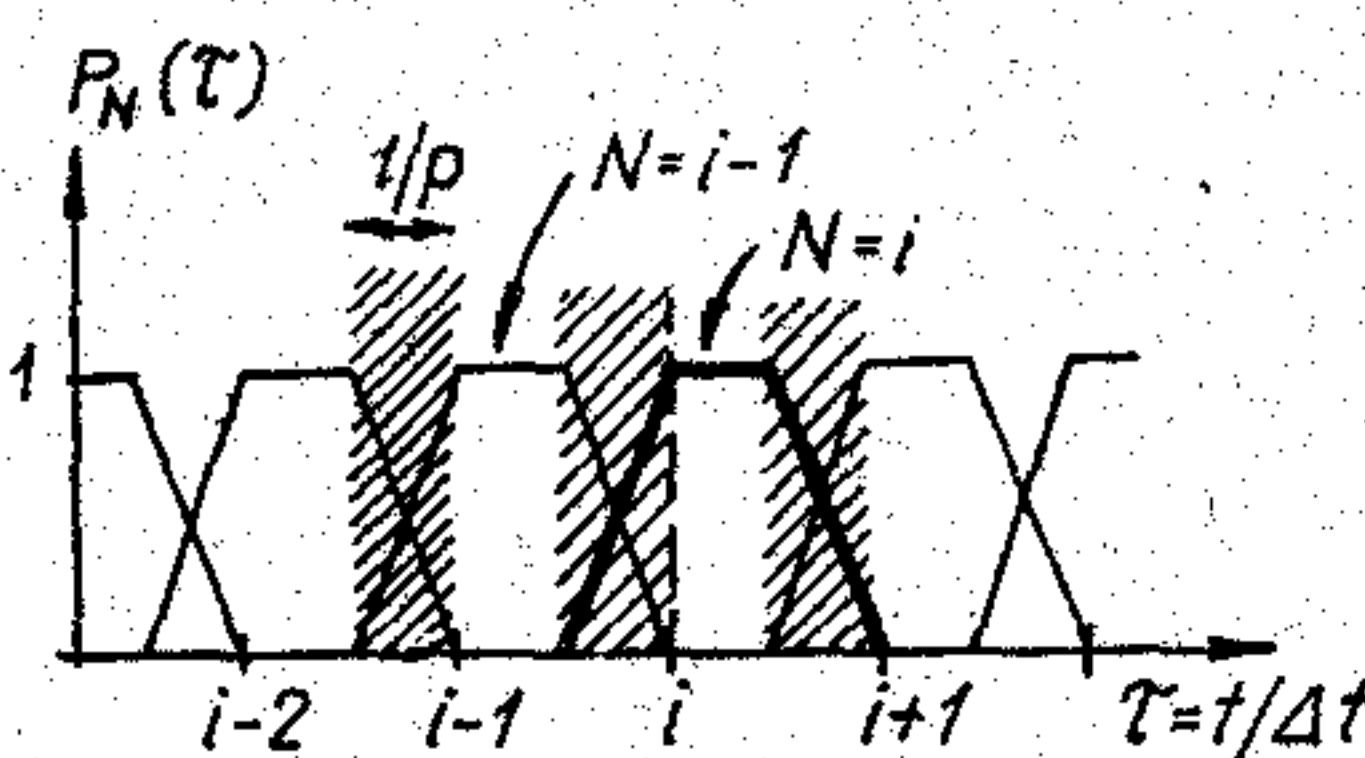
$$P_i(w) = P_*(w-i) \quad (3)$$

csatorna-profil formát veszünk. Ezt az esetet vizsgáljuk a továbbiakban; egy példát szemléltet N és $w=\tau$ együttes eloszlására a 2. ábra [10] (a jó áttekintés érdekében τ az $[A, B]$ intervallumon egyenletes eloszlású). Felhasználva $p_W(w) \leftrightarrow \varphi_W(u) = M\{\exp(juw)\}$ ismeretét, az előbbi $P_*(z) = P_i(z+i)$ feltétellel (ahol $z = w-i$), és

$$\begin{aligned} \Phi_*(u) &= \int_{-\infty}^{\infty} P_*(z) \cdot e^{-juz} dz \\ P_*(z) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_*(u) \cdot e^{juz} du \end{aligned} \quad (4)$$



A/D Konverter
felbontás: $\Delta t = p/f_0$



2. ábra

egyszerűsítő jelöléssel (1) alapján adódik:

$$\varphi_{N, W}(u_1, u_2) = \sum_k \varphi_W(u_1 + u_2 + 2\pi k) \cdot \Phi_z(u_1 + 2\pi k)$$

$$P(i, w) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} du_1 \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{N, W}(u_1, u_2) e^{-j(u_1 i + u_2 w)} du_2, \quad (5)$$

$k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ Ez a kvázistatisztikus modellel történő leírás alapösszefüggése elsőrendű (korrelálatlan) statisztikára. Az együttes karakterisztikus függvény u_1 mentén 2π szerint periodikus.

Az A/D konverterről csak a (mérhető és a bemenet eloszlásától független) $P_z(z)$ csatorna-profil ismeretét tételezzük fel, egyébként fekete doboznak tekintjük. $\Phi_z(u)$ a $z=w-i$ normalizált változóra adott csatorna-profil Fourier-transzformáltja (u valós változó); s az eltolási-tétel alkalmazható csatorna-profil eltolás esetén. (5)-ből már jól ismert módszerekkel — többek között a karakterisztikus függvény momentum generáló tulajdonságát felhasználva — bármely szükséges statisztika közvetlenül előállítható.

Néhány illusztratív példa: a kimenetre

$$\varphi_N(u) = \varphi_{N, W}(u, 0) = \varphi_W(u) \cdot \Phi_z(u) + \sum_{k \neq 0} \varphi_W(u + 2\pi k) \cdot \Phi_z(u + 2\pi k)$$

és jól szemlélhető, hogy „ q -limitált” (azaz jó becsléssel $\varphi_W(q) \approx 0$, ha $|q| \geq 2\pi$) esetben additív-modellt használhatunk a várható értékek (momentumok) előállításához, s ennek hibabecslése is megadható. A mérési hibára

$$\varphi_N(u) = \varphi_{N, W}(u, -u) = \Phi_z(u) + \sum_{k \neq 0} \varphi_W(2\pi k) \cdot \Phi_w(u + 2\pi k),$$

és ebből adódóan

$$p_n(n_Q) = P_z(-n_Q) \left[1 + \sum_{k \neq 0} \varphi_W(2\pi k) \cdot e^{j2\pi k n_Q} \right].$$

a hiba sűrűségfüggvénye (általánosabban lásd [10], a hiba várható értékeit adja meg egy specifikus esetben [9]); a hiba és bemenet együttes karakterisztikus függvénye $\varphi_{N, W}(v_1, v_2) = \varphi_{N, W}(v_1, v_2 - v_1)$, ezzel a gyakran használható lineáris becsléshez:

$$\text{Cov}\{n_Q, w\} = \mathbf{M}\{n_Q \cdot w\} - \mathbf{M}\{n_Q\} \cdot \mathbf{M}\{w\} =$$

$$= 0 + \sum_{k \neq 0} \frac{\partial \Phi_z(2\pi k)}{\partial u} \left[\frac{\partial \varphi_W(0)}{\partial u} \cdot \varphi_W(2\pi k) - \frac{\partial \varphi_W(2\pi k)}{\partial u} \right],$$

ahol $\partial \varphi_W(0)/\partial u = j\mathbf{M}\{w\}$; és így tovább. Megjegyzések: 1. A (2) feltétel alapján igazolható, hogy valóban $\varphi_W(u) = \varphi_{N, W}(0, u)$. 2. A dimenziós mennyiségek egyszerű lineáris transzformációval ($W \leftarrow X; N \rightarrow X_Q, n_Q \rightarrow H_Q$) vehetők figyelembe.

Könnyen belátható, hogy a kvázistatisztikus modellből speciális $P_z(z)$ választással — speciális esetként — adódnak a determinisztikus modellel nyert eredmények.

A számításokhoz $P_z(z) \leftrightarrow \Phi_z(u)$ analitikus formája — a mérési eredményekből történő approximációval — gyakran a gyakorlati esettel konzisztens matematikai modell segítségével is előállítható [10].

Illusztratív példaként: a 2. ábra szerinti esetben

$$P_z(z) = \begin{cases} p \cdot z + 1 & \text{ha } -1/p < z < 0 \\ 1, & \text{ha } 0 < z < 1 - (1/p) \\ (1-z) \cdot p, & \text{ha } 1 - (1/p) < z < 1, \end{cases} \quad (6a)$$

itt $p \geq 1$ valós konstans (többnyire $p=1$), így (4)-ből

$$\Phi_z(u) = \frac{\sin(u/2)}{u/2} \cdot \frac{\sin(u/2p)}{u/2p} \cdot e^{-ju[(p-1)/2p]}. \quad (6b)$$

Nyilvánvaló azonban, hogy ez egészen általános: bármely A/D konverterre érvényes, amelynél b szélességű — Δx mértékegységben — az átváltási (kapcsolási) sáv, és (6a) szerinti $p=1/b$ értékű a csatorna-profil! A $b \rightarrow 0$ eset a szokásos determinisztikus modell:

$$\Phi_z^*(u) = \frac{\sin(u/2)}{u/2} \cdot e^{-ju/2},$$

azaz 1 valószínűséggel $N=i$, ha $i < w < i+1$. Legyen $\lambda = (p-1)/2p$, ezzel (6b)

$$\Phi_z(u) = A(u) \cdot e^{-ju\lambda}$$

és így „ q -limitált” esetben pl. a mérési hibára

$$\mathbf{M}\{n_Q\} = -\lambda,$$

$$\text{Var}\{n_Q\} = -\frac{\partial^2 A(0)}{\partial u^2} = \frac{1}{12} \left[1 + \frac{1}{p^2} \right].$$

Az esetleges eltolás figyelembevétele — a fentiek alapján — nem okoz nehézséget.

Az ismert $\varphi_W(u_1 + u_2) = \varphi_{W, W}(u_1, u_2)$ kapcsolat felhasználásával az (5) alapegyenlet:

$$\varphi_{N, W}(u_1, u_2) = \sum_k \varphi_{W, W}(u_1 + 2\pi k, u_2) \cdot \Phi_z(u_1 + 2\pi k) \quad (5')$$

alakba is írható. Következésképpen egy W változó N kvantált értékének és egy másik, kvantálatlan Y változónak az együttes karakterisztikus függvénye:

$$\varphi_{N, Y}(u_1, u_2) = \sum_k \varphi_{W, Y}(u_1 + 2\pi k, u_2) \cdot \Phi_z(u_1 + 2\pi k), \quad (7)$$

ahol $\varphi_{W, Y}(u_1, u_2) = \mathbf{M}\{\exp[j(u_1 w + u_2 y)]\}$, ami W és Y együttes eloszlásának ismeretében meghatározható. A speciális esetek — mint előbb — közvetlenül megadhatók.

Nem jelent nehézséget két különböző kvantált változó együttes statisztikájának megadása sem; a leírás kézenfekvő módon kiterjeszthető kétdimenziós esetre, azaz stacionárius, korrelált bemenet kvantálására is.

A javasolt kvázistatisztikus modell — bár az egyszerű számítás érdekében idealizálja az A/D konvertert — a mérhető csatorna-profil alapján a valóshoz közelebb álló becslést ad az eszköz aktuális statisztikai hatására, és speciális esetként tartalmazza a determinisztikus modellt.

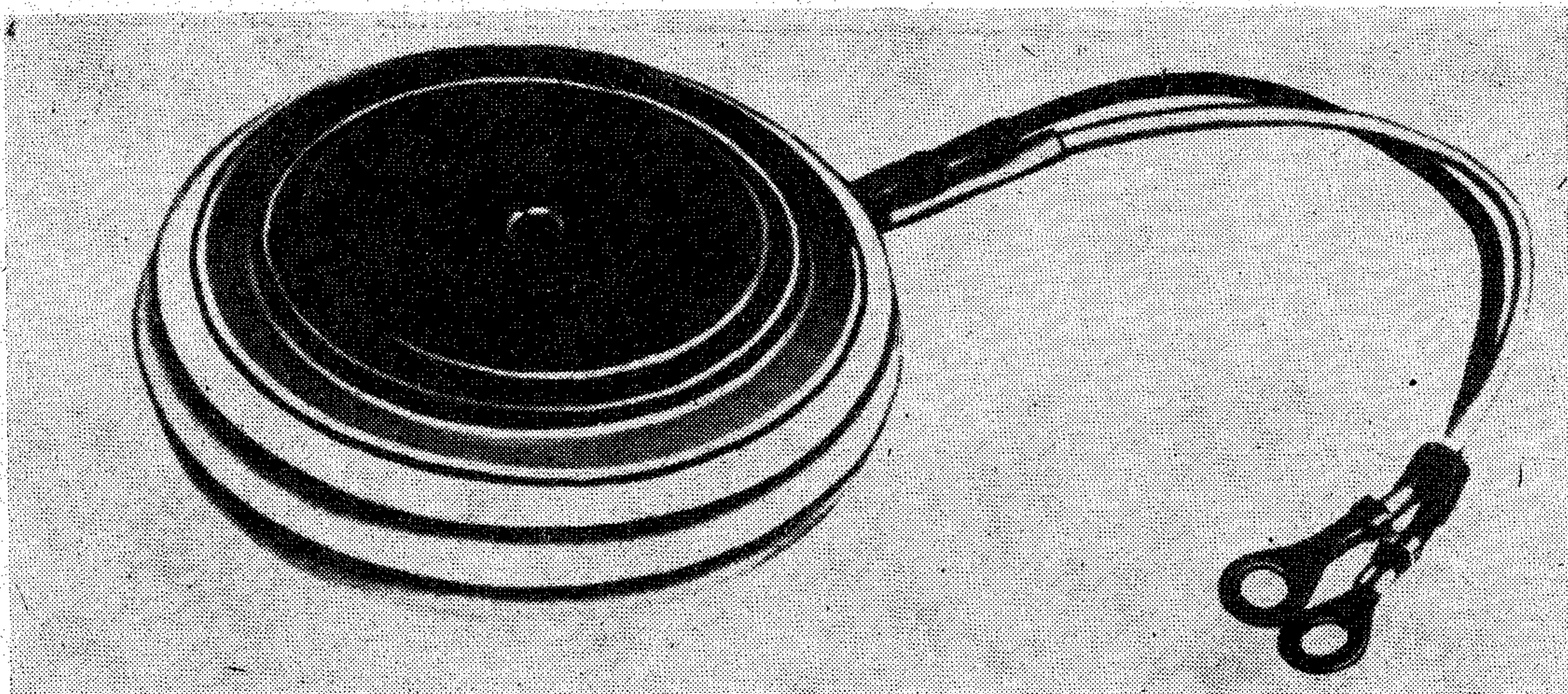
IRODALOM

- [1] Widrow, B.: A study of rough amplitude quantization by means of Nyquist sampling theory. IRE Trans. on CT, No. 4. Dec. 1956. (266-276)

- [2] *Косякин, А. А.*: Статистическая теория квантования по уровню. Авт. и телемех., №. 6. 1961. (722—729)
- [3] *Watts, D. G.*: A general theory of amplitude quantization with applications to correlation determination. IEE Monograph No. 481M, Nov. 1961.
- [4] *Korn, G. A.*: Random-process simulation and measurements (Chap. 6: „Statistical measurements with quantized data”). McGraw-Hill, New York, 1966.
- [5] *Саванов, В. Л.*: Влияние квантования на точность вычисления моментов случайных величин. Авт. и телемех., №. 10. 1973 (74—81)
- [6] *Requicha, A. A. G.*: Expected values of functions of quantized random variables. IEEE Trans. on COM, No. 7. July 1973. (850-854)
- [7] *Dr. Pápay Zs.*: Digitális mérés technika (J5—1109). Tankönyvkiadó, Bp. 1974.
- [8] *Gatti, E.—Manfredi, P. F.—Svelto, V.*: Some remarks about the sliding-scale for A/D converters. Int. symp. on Nuclear Electronics, Versailles, Sept. 1968.
- [9] *Элочевский, Е. М.—Николаев, В. М.—Самойленко, В. И.*: Оценка влияния вида выходной характеристики АЦП на характеристики шума квантования. Авт. и телемех., №. 11. 1974 (169—172)
- [10] *Dr. Pápay Zs.*: Az időtartam-kvantálás csatorna-profilja. Mérés és Automatika, 1975. 2. szám (46—49)
- [11] *Hetényi T.*: Kvantáló eszközök minősítési problémái; számítógép-vezérelt kvantáló tesztelés. IV. Orsz. Elektronikus Műszer és Méréstechnikai Konferencia, Bp. 1976.
- [12] *Dr. Pápay Zs.—Hetényi T.—Csernák J.*: A/D konverter csatorna-profiljának tesztelése. IV. Orsz. Elektronikus Műszer és Méréstechnikai Konferencia, Bp. 1976.
- [13] *Papoulis, A.*: Probability, random variables and stochastic processes. McGraw-Hill, New York, 1965.

Félvezető-alkalmazások előállításánál jó hatásfokot biztosít Önnek a gyártásban a félvezető építőkészlet

T 400 típusú tirisztor



Főbb műszaki jellemzők:

Záróirányú kapcsolt feszültség

3000 V $du/dt \approx 300 \dots 3000 \text{ V}/\mu\text{s}$

Áteresztőirányú áram $I_{T(AV)}$

400 A $di/dt = 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ 1750 V

$T_c = 90^\circ\text{C}$

Áramtúlterhelés

7700 A max. 10 ms-ig

Kikapcsolási idő t_q

max. 250 μs

Működtetési hőmérséklettartomány

$-50 \dots 125^\circ\text{C}$

Exportőr:

Gyártó cég



ČKD PRAHA

pragoinvest

Cím: 180 56 Praha 9
Csehszlovákia

Tájékoztató a SEMICON/Európa 1975 kiállításról és kongresszusról, Zürich 1975. XI. 2—5.

Az elmúlt 5 évben az USA-ban évente nagy sikerrel megrendezésre került SEMICON bemutatót először rendezték Európában, november 3—5. között. A félvezetőipar legjelentősebb kiállításának és kongresszusának szervezését most hatodszor is a SEMI (Semiconductor Equipment and Materials Institute), az amerikai félvezetőgyártók kereskedelmi, tudományos egyesülése vállalta. A bemutató helye Zürichben a Züspa kiállítási központ volt.

A tudományos ülések elnöke dr. Sheldon Weinig, a Materials Research Corp. elnöke volt. A háromnapos kongresszus első napjának előadásán foglalkoztak a félvezetők „történelmével” a megjelenéstől a hetvenes évekig, műszaki és gazdasági szempontok alapján. Széles teret kapott az új technológiák és a hozzájuk fűzött remények ismertetése.

A második napon az USA félvezetőiparáról és világpiaci helyzetéről, a harmadik napon Európa félvezetőiparáról volt szó. Az előadók között olyan nemzetközi szaktekintélyek szerepeltek, mint dr. TOOMBA a Texas Instruments műszaki igazgatója, dr. HOGAN a Fairchild elnökhelyettese, Mr. LEPSETER a Bell Telephone Laboratories igazgatója, a Motorola, az Intel, a Rockwell, a General Electric és más jelentős cégek vezetői. Az előadások anyaga angol, ill. német nyelven a VT RT Közgazdasági Osztályán megtalálható.

Nagy volt az érdeklődés a kerekasztal-beszélgetés iránt, amely világméretű szabványokkal, a szilikon alapú berendezések standardizálásával, a jelenlegi eredmények analizálásával foglalkozott.

A kiállítók listáján 60 amerikai, 42 európai és 2 ázsiai cég szerepelt. A kiállításon láthattuk a legújabb technológiai berendezéseket, alapanyagokat és ellenőrző eszközöket.

A világ majdnem minden tájáról összesereglett szakemberek nagy érdeklődéssel fogadták a különböző félvezető alapanyag-megmunkáló berendezéseket, hőkezelő kamrákat, IC szortírozókat, összehasonlító és vizuális vizsgáló berendezéseket, szilícium polirozó, raszterező és daraboló berendezéseket, maszkoló és más gépeket.

A 2—3 ezer látogató között európai és amerikai szakemberek mellett Japánból, Indiából és a Fülöp-szigetektől érkezett szakemberek is voltak. A szocialista országokat a Szovjetunió, Lengyelország és Magyarország képviselte. A Szovjetunióból az Elektronikai Minisztérium, magyar részről a HIKI, a KFKI és az Egyesült Izzó vett részt.

Félvezetők gyártási technológiái

Az egyes technológiák ismertetése:

Bipoláris TTL (Transistor-to-Transistor Logic)

Az elektronikai ipar rendkívül dinamikus fejlődésének egyik fordulópontja volt az integrált áramkörök megjelenése a 60-as évek elején. Az első integrált áramköröket még kizárólag hadászati célra használták. Kezdetben a Fairchild és a Texas Instruments emelkedett ki RTL, RCTL, majd később DTL áramköreikkel. Óriási konkurrenciaharc bontakozott ki, amelynek egyértelműen az iparág látta hasznát. Az éles harc következménye az egyre korszerűbb eszközök megjelenése, egyre alacsonyabb áron.

Az integrált áramkörök fejlődésének jelentős fordulópontja volt az 1964-es esztendő. Korábban egy digitális integrált alapáramkörnek 50 \$ körüli ára volt, míg 1964-ben a Fairchild 2,6—6,5 \$ közötti reklámáron dobta piacra nagy tételben. Elképzelhető, hogy ez milyen forradalmi hatást gyakorolt az ipari felhasználásra és milyen drámai helyzetet teremtett a konkurrencia számára. A korábban egyeduralkodó katonai felhasználás mellett egyre erőteljesebben terjedtek az ipari alkalmazások. A következő táblázat bemutatja, hogy az USA összes integrált áramköreinek hány százalékát használta fel a hadiipar:

1962	100 %
1964	85 %
1966	53 %
1968	37 %

Frissebb adat sajnos nem áll rendelkezésre, de ez a szám 1975-ben hozzávetőlegesen 20—25% körül mozog. A csökkenő tendencia nem jelent abszolút csökkenést, abszolút értékben a hadiipar IC felhasználása jelentősen nő. A fenti számok csupán az ipari alkalmazások fantasztikus növekedésére utalnak.

1965—66-ban a Texas Instruments kifejlesztette és piacra dobta TTL családját. Ennek óriási sikere nemcsak kompenzálta a Fairchild előnyét, hanem hosszú évekre biztosította a Texas számára a vezető pozíciót. A Texas TTL áramkörei nagyon sokáig a számítógépfelvezetők munkájának alapjául szolgáltak, olyannyira, hogy a Texas mögött felsorakozó egyre több alkatrészgyártó cég is az ő termékeik analógjait gyártotta.

MOS (Metal-Oxide Silicium)

1970-ben a nagyfokú integráltság igénye megérlelte a MOS technológiáját és ezzel megkezdődött az LSI korszak (Large Scale Integration — magas integráltsági fok). A MOS rendkívüli népszerűségét különleges integrálhatóságának köszönheti. Amíg a hagyományos bipoláris áramköröknél egy chipre 2,5—5 ezer elem integrálható, addig a MOS áramköröknél 10—50 ezer elemes alkatrészszűrűségű tartanak jelenleg. A MOS az integrált elektronika sok területén használható; a hagyományos áramköröknél, logikáknál, beíró, kiolvasó áramköröknél, olvasóerősítőknél éppúgy, mint a fix és programozható memória-áramköröknél, vagy a mikroprocesszoroknál. A MOS tette lehetővé a mikroprocesszorok megjelenését, amelyek jelentőségével a későbbiekben foglalkozom.

Kezdetben „P”-csatornás, majd „N”-csatornás MOS tranzisztorokat használtak. Az N—MOS a P—MOS-hez képest 15—20%-os méretcsökkenést jelent. Az N—MOS, mint tárolóelem 30—50 százalékkal gyorsabb és olcsóbb (0,15—0,30 cent/bit). Mint minden technológia, ez is állandó változáson, fejlődésen ment keresztül. Két komplementer szimmetriájú MOS tranzisztor összekapcsolásából létrejött a C—MOS, melynek előnye a további méretcsökkenés mellett a kis teljesítmény diszciplína és a kedvezőbb zajérzékenység.

A MOS eszközök egyik változata a DSA—ED—MOS. A Nippon Electric Company kísérletezik a gyártással. Az új módszer segítségével sikerült egy nagysebességű LSI logikát kifejleszteni, amelyet gyártói nemes egyszerűséggel a „legjobb LSI” logikának neveznek. Tény az, hogy az ilyen típusú áramköröket könnyen és nagy mennyiségben lehet gyártani, paraméterei kiválóak, 0,6 ns késleltetés/kapu.

A MOS másik változata a fémoxid-nitrid félvezető, az MNOS. Ezt általában tárolóelemnek használják, RAM-nál, ROM-nál, diszkeknél. Előnye a kis térfogat, a parazita érzéketlenség, a nagy stabilitás és a lényegesen kevesebb érintkezési pont (forrasztás).

A MOS ma már nemcsak konkurrenciát jelent a bipoláris technológiának, de sokak véleménye szerint már egyértelmű győzelmet aratott. Jövője mindenestre biztosítottak látszik, hiszen a mikroprocesszorok és a MOS memóriák iránt óriási a kereslet. Az anyagkutatás és az eszközgyártás területén is biztos a haladás.

I²L (Integrated Injection Logic)

A MOS megjelenésével sokan a hagyományos bipoláris félvezetők fokozatos eltűnését jósolták. Tény az, hogy a MOS technológia különlegesen magas integráltsági fok elérését teszi lehetővé, a bipoláris félvezetők teljes háttérbeszorulásáról azonban szó sincs, hiszen a Schottky diódás gyorsított TTL és az integrált injekciós logika (I²L, vagy IIL) megjelenése arra utal, hogy a bipoláris áramkörök versenyre kelhetnek a MOS félvezetőkkel, úgy az alkatrészszűrűség, mint a teljesítmény szempontjából. Az I²L áramköröket már széles körben használják a mikroprocesszoroknál, lineáris vezérlőrendszerek-nél és egyéb területeken. Az új logikának sokan nagy jelentőséget tulajdonítanak és elsősorban a Texas Instruments távlati terveiben kap jelentős szerepet.

Az elektronikai ipar rendkívül dinamikus fejlődésében egy technológia sem tud sokáig fennmaradni, ha nem törekszik folyamatos újításra. A bipoláris technológia továbbfejlesztésére is rengeteg próbálkozás történt, pl. SFL (Substrate Fed Logic); C³L (Complementary Constant Current Logic); EFL (Emitter Follower Logic), a legsikeresebb mégis az I²L.

Annak alátámasztására, hogy a bipoláris technológiák elparentálása még korai, a következő adatok szolgálnak. 1980-ra az összes félvezetők világpiaci forgalma 7 mrd \$ körül lesz, ebből kb. 37% (2,3 mrd \$) az integrált bipoláris technológiával készült félvezetők részaránya. Az integrált bipoláris technológia területén évi 20%-os növekedésre lehet számítani. Ennek okai: a széles felhasználhatóság (a széles hőmérsékleti skála miatt a fő megrendelő a hadiipar); a folyamatos technológiai haladás (egyidejű árcsökkenés és minőségjavulás); az elektronikus funkciók \$-érték növekedése.

SOS (Silicon-on-Sapphire)

Több cég „új eszköz, új anyag” címszó alatt új alapanyagokkal kísérletezik, több-kevesebb sikerrel. Sűrűn érkeznek a szenzációs hírek egy-egy új technológia, új alapanyag születéséről, de mire a tömeggyártásra kerülne sor, az elmélet gyakran megbukik. Hasonlóan szenzációs volt az SOS megjelenése, de ma már a vélemények nagyon megoszlanak róla. Egyesek fényes jövőt jósolnak neki és az SOS/C-MOS struktúrát tartják az ideális félvezető struktúrának. Mások a SOS kudarcáról beszélnek, mivel a nagysorozatú gyártást nem látják megoldhatónak. Tény az, hogy az ilyen típusú áramkörök gyártásához új technológiai berendezéseket kell alkalmazni, mint például az ion implantációnál (nagy energiájú ionok „belsővése” a félvezető felületbe). Az ilyen berendezések nagyon növelik a költségeket, de az is igaz, hogy már most lehetséges szuper-nagysebességű, kis áramfelvételű LSI logikákat (2 ns/kapu terjedési késleltetés, 0,2 mwatt/kapu veszteség), és gyors tárolókat (100 ns RAM) felépíteni. A fejlesztéssel elsősorban a Rockwell, az Inselek és az RCA foglalkozik.

CCD (Charge Coupled Device)

A töltésvezérlésű félvezetők, a CCD-k megjelenése jelentős fordulópont az elektronikában. 1970-ben a Bell Laboratories-ben kezdődött a fejlesztés, de a tervezés, kísérletezés és a tömegtermelés közti szokásos 5–6 év miatt lényegében csak most fog betörni az elektronikai iparba. Ez a betörés frontálisnak tekinthető. Bár az elektronikai eszközök nem minden típusa állítható elő a korszerű mikroelektronika segítségével, mégis bátran állíthatjuk, hogy alig találunk olyan elektronikus készüléket, ahol a CCD-k nem használhatóak. Főbb felhasználási területek: memóriák, késleltető művonalak, szűrők, képrögzítés stb.

Bár a hagyományos CCD kitűnően használható tárolásra és jelfeldolgozásra, de a számítógép központi RAM-jába alkalmatlan. A Mullard Research Laboratories a CCD olyan változatát alakította ki, amely pótolja ezt a hiányosságot is. A Mullard szakemberei FET (Field Effect Transistor) réteg felvitelét javasolják az alapstruktúrára, amely lehetővé teszi a véletlen elérést (minden bit külön címezhető). Az új technológia mindenhová alkalmas, ahol minden elem elérése a követelmény. A CCD–FET sajátossága, hogy tranzisztor-kapukat használ az alumínium elektróda rétegre illesztve. Amellett, hogy az analóg feldolgozásban egyenértékű más CCD-kel, használható késleltető művonalakban, jelfeldolgozóknak, NDRO (visszaírást nem igénylő kiolvasás) típusú tárolókban,

Molekuláris elektronika

Érdekes fejtegetést hallhattunk a molekuláris elektronikáról. 1958-ban, az első integrált áramkörök tervezésével egyidőben dr. George Sziklai előterjesztette merész és újszerű elméletét, mely szerint az elektronika jövője a molekulák világába vezet. Az elmélet alapja a dr. Von Hippel által kifejlesztett és az 1950-es évek elején publikált molekuláris fizika. A molekuláris elektronika akkoriban még megmaradt a tudományos konferenciák szintjén és megfelelő ipari alap hiányában fokozatosan háttérbe szorult.

A CCD sikerével párhuzamosan ez az elmélet nagy jelentőséget kaphat. Ennek oka, hogy a CCD már nem áramköri elven

alapul, tehát nem elkülöníthető részekből áll, több áramkör együttes tulajdonságát viseli. A CCD az első lépés a molekuláris elektronika felé.

A molekuláris áramkörök felépítése alapvető fizikai kölcsönhatásokon fog alapulni és 1 mikronos átmérőjű elemeket fog tartalmazni. Egy memóriaegység 10^6 – 10^8 bit információt fog tárolni, a processzor 10^8 bit/s adatátvitelre lesz képes és a költségek 10^{-3} – 10^{-4} (!) cent/bit körül fognak mozogni.

Integrált áramkörök tervezése

Az integrált áramkör olyan összetett szerkezet, amely több tízezer szét nem szedhető és nem javítható elemből áll, és így egységes félvezető szerkezetnek tekinthető. A méretek és a bonyolultsági fok miatt a sikeres tervezés és gyártás elképzelhetetlen elektronikus számítógép segítségével nélkül.

Az elektronikai fejlődés akadályai a véges terjedési sebesség és a Joule-hatás következtében fellépő felmelegedés. Az elsőből következik, hogy az elektronikus információ átvitele egyik pontról a másikra, bizonyos időt vesz igénybe. Ennek a holtidőnek a csökkentésére egyetlen lehetőség adódik, a dimenziók csökkentése. De ha a dimenzió túl kicsi, a keletkező hő nehezebben távozik, felhalmozódik és megrongálja az áramkört. Ezt a jelenséget az áram csökkentésével lehet elkerülni. A MOS-nál az áram változásait egy fémelektróda feszültsége változtatja. A fémelektródát egy vékony oxidréteg különíti el a szilíciumtól. Ennek segítségével a MOS-nál egyesül a nagy sebesség (kis dimenzió) és a kis teljesítményfelvétel (hőkeletkezés).

A legmunkaigényesebb számítás az IC-k optimalizálása. Ez azt jelenti, hogy adott áramköri paraméterrendszerrel igyekeznek elérni a fizikai szerkezet változtatásával. Figyelembe véve, hogy az optimalizálás folyamán esetenként 250 ezer koordinátrapontot kell megvizsgálni, megállapíthatjuk, hogy az integrált áramkörök tervezése számítógép nélkül lehetetlen volna.

Technológiai előrejelzés

Az új technológiák és azok változatai annyira gyakran váltják egymást, annyira dinamikus a fejlődés, hogy rendkívül kockázatos bármiféle jóslásba bocsátkozni.

1970-ben még a bipoláris TTL egyeduralmódó volt, de a P–MOS megjelenése már előre jelezte a változás irányát. 1974-ben az integrált áramkörök világpiacán a P–MOS részaránya már 40% volt a bipoláris TTL 35%-ával szemben. A többi százalékon az ECL és a C–MOS osztozott. 1975-ben megjelent a piacon az N–MOS és a SOS, helyenként találkozhatunk a CCD és az I²L technológiákkal. A két utóbbi technológia széria alkalmazása 1977-re várható.

Amerikai szakemberek 1980-ra a következő óvatos becslést adják:

N–MOS	28%
TTL	18%
P–MOS	12%
ECL	10%
SOS	6%
I ² L	4%
C–MOS	3%
CCD	3%

Mikroszámítógépek

Mikroprocesszorok

„Mikroprocesszor: új számítógép-forradalom!” „Forradalom az elektronikában!” „A mikroprocesszor új fejezet a számítástechnikában!” Ilyen és ehhez hasonló jelszavakkal és címekkel találkozhatunk mindenfelé.

Az egy – vagy néhány – IC chipen megvalósított számítógép központi egység megjelenését a MOS alapozta meg. A MOS technológiával egyidőben 1969–70-ben fejlesztették ki és 1971-ben a piacon is megjelent az első mikroprocesszor, az Intel 4004. Ennek a P–MOS mikroprocesszornak még csak 4 bites szóhosszúsága volt. Az Intel után rövidesen több cég észrevette a mikroprocesszor távlatait és hasonló 4 bites P–MOS eszközöket hoztak forgalomba. Ilyen például a Na-

tional Semiconductor IMP/4-e, a Rockwell International PPS—4-e, illetve a Fairchild PPS—25-öse.

Az Intel, vezető pozíciója megtartására, piacra dobta 4004-es javított változatát, a 4040-est, majd 1972-ben a 8 bites Intel 8008-at. A válasz nem sokat késett, hamarosan megjelent a National IMP/8, a Rockwell PPS—8, a Fairchild F8, illetve a Borroughs és a Mostek hasonló eszközei. 1973. decemberében robbant az újabb „Intel-bomba”, a 8080-as. Ez a 8 bites N—MOS technológiával készült eszköz jelenti a mikroprocesszorok második generációjának kezdetét. Az Intel 8080 konkurensei, elsősorban a Motorola 6800, ezen kívül a National CMP—8, RCA COSMAC és a Signetics 2650, de az NDR és a Texas Instruments is tervez hasonló kategóriájú eszközöket. Az első 16 bites mikroprocesszort a változatos kedvéért nem az Intel, hanem a National Semiconductor hozta forgalomba IMP—16 név alatt. Azóta egy-két másik cég is gyártja ezt a kategóriát, pl. a General Instruments. A Panafacom és a Matsushita Electronics összeadták erőforrásaikat és kifejlesztették az első japán 16 bites, egy chipes processzort a PANAFACOM L—16A elnevezésűt, amely első példányait 1975. szeptemberében szállították le. Léteznek a 4 bites, a 8 bites, és a 16 bites kategóriákon kívül közbenső kategóriák, mint pl. a 2 bites Intel 3001, vagy a 12 bites Intersil 6100, de a piacon még jelenleg is a 8 bites processzorok dominálnak, élükön a 8080-nal, amelyet ma már három cégtől is meg lehet vásárolni.

A mikroprocesszorok világpiaci átlagára jelenleg 15—25 \$ között mozog, de pl. a Texas Instruments TMS 1000 4 bites processzora mindössze 4 \$. Összehasonlításképp: ha egy mikroprocesszort hagyományos TTL áramkörökkel akarunk szimulálni, 200 db átlag 3 \$-os IC-re lenne szükség! Még egy érdekesség: néhány hónapja érkezett hozzánk az Intel cég ajánlata, amelyben részletes műszaki leírásokat tartalmazó katalógusokat ajánlják. Ha megrendeljük a 100 \$-os katalógust, propaganda szóróajándékként kapunk 2 db mikroprocesszort (!). A mikroprocesszor tehát olcsóbb, mint a hozzá tartozó nyomdatechnikai termék!

A mikroprocesszornak minden olyan funkcionális eleme megvan, ami egy processzornak. Ha memóriát és perifériákat csatolunk hozzá, mikroszámítógépet kapunk. Az új LSI/MOS mikroszámítógép és a TTL miniszámítógép közti különbség elsősorban a méretben (a mikroszámítógép egy nyomtatott áramkört kártyán elhelyezhető), és az árban (a mikroszámítógép két nagyságrenddel olcsóbb) jelentkezik. A teljesítménymutatók még nem érik el a minik mutatóit, ezért a fő felhasználási terület inkább az alacsony költségű, alacsony sebességű berendezéseknél van. Egy MOS/LSI sebessége csak 33—50%-a egy miniszámítógépének. Kezdetben egy MOS áramkörsebessége 50 ns/kapu volt, ma már 15—20 ns/kapu sebességnél tartanak.

A vezető mikroprocesszor gyártó cégek mikroszámítógépek gyártásával is foglalkoznak. Az Intel a 4004-es processzor bázisán megépítette az MCS—4-et, az első mikroszámítógépet. Ennél 2 250 tranzisztort integráltak egy chipre és felhasználhatóság szempontjából egyenértékű egy 1960-as kiadású IBM géppel, amely 30 000 \$. A mikroszámítógépek sok esetben másolatai a miniknek. Így például a National Semiconductor IMP—16 közel egyenértékű a Data General NOVA—1200 miniszámítógéppel, a General Instruments CP—1600 egy chipes CPU a DEC PDP—11 központi egységnek másolata. Ma már egy mikroprocesszor tartalmaz ALU-t (aritmetikai, logikai egység), prioritás interruptot, DMA (közvetlen memória hozzáférés) interface-t, makroutasításokat, többcémes software lehetőséget, egyes esetekben realtime executiv-ot és decimális aritmetikát. A mikroszámítógép minimum konfigurációja általában billentyűzetet, képernyőt, nyomtatót és duál floppy diszket tartalmaz a processzoron kívül.

A mikroprocesszoroknak egyelőre nincs szabványosított, közös buszrendszere. A csatlakoztathatóság és a szintek tekintetében egyelőre ugyanolyan zűrzavar uralkodik, mint a logikai áramköröknél a TTL előtt, vagyis ahány fejlesztőmérnök, annyi megoldási elv. Különböző gyártmányú mikroprocesszorok összekapcsolásakor olyan problémák merülnek fel, hogy az illesztő konverter bonyolultsága már majdnem felér egy harmadik mikroprocesszoréval.

Lehetőség van viszont azonos típusú mikroprocesszorok láncbakapcsolására. Az Electronics szerint néhány száz összekapcsolt mikroprocesszor a nagy számítógépekkel is felveheti a versenyt. Az ilyen „sejtautomatákról” egyelőre sokat írnak, de még senki sem tett semmit a megvalósítás érdekében.

A mikroprocesszorokat használják miniszámítógépek központi egységében is. Például az Intel mikroprocesszort tartalmazó miniszámítógép az Intellec, a Motorola mikroprocesszorokat az Exorciser számítógépek tartalmazzák.

Az új eszközzel új nevek kerültek előtérbe. Az IBM, a Honeywell, a CDC, az Univac és más jelentős cégek egyelőre távol tartják magukat a „mikro” témakörtől. Ennek oka az lehet, hogy a nagy beruházással indított, már olajozottan futó, jól bevált modellekre még mindig jelentős a kereslet, nincs tehát értelme a gyártási profil, gyártási struktúra és a technológia teljes átállításának horribilis költségekkel, bizonytalan eredmény reményében. A General Automation és a Computer Automation például rengeteg pénzt vesztett önálló mikroprocesszor kifejlesztése és kudarca miatt.

A hagyományos adatfeldolgozó berendezéseket gyártó cégek számára járhatóbb út a mikroprocesszorok vásárlása és rendszerbe integrálása, anélkül, hogy átkeresztelnék a gépet. Így látványos árcsökkenésre van lehetőség. Ezen cégek közül talán csak a Digital Equipment Corp. mikroszámítógép orientálódása nevezhető jelentősnek.

A DEC, amely a 60-as évek elején sikert aratott diszkrét elemekből álló PDP mini gépeivel, sikeresen tért át a TTL-re, és úgy néz ki, hogy LSI berendezéseivel is az élre kerül. Tény az, hogy a PDP—8-nak létezik egy LSI (mikroprocesszoros) változata, a PDP—8/A, amely Intel mikroprocesszoron alapul, és amely máris nagyon népszerű a piacon. A teljes mikroszámítógép ára 3,5 e\$, amelyből a központi egység (memóriával, I/O kezelővel) 600 \$ körüli.

A mikroszámítógépek forgalmának adatai:

1975	50 mó \$
1976	150 mó \$
1980	450 mó \$

A mikroprocesszorok felhasználása

Kettős tendencia figyelhető meg a számítógép iparban. Az egyik a perifériák „okosodása”. Ma már egy perifériától elvárják, hogy adatbevitelen és kivitelén kívül egyéb funkciókra (önálló programozhatóság, tárhelykapacitás, vezérlési funkciók) is alkalmas legyen. Az ilyen „intelligens terminálok” hálózata — periféria áron — lehetővé teszi, hogy egy számítógép köré egész sor felhasználó tömörüljön, ezáltal növelhető a kihasználtság. Sűrűn használnak mikroprocesszorokat display-ekben, mágneses perifériákban, kommunikációs terminálokban, sőt hagyományos mechanikus perifériákban is. A mikroprocesszor egy komplex input bitminta alapján összehasonlítja az aktuális és a várt output bitmintát, így módon ellenőrzésre is használható.

A másik tendencia a „számítástechnika minden otthonba, minden munkahelyre” elv. A mikroprocesszor — valamivel rosszabb teljesítménymutatói miatt — a tudományos felhasználások területére még nem tört be, de az ipari és irodai alkalmazásokban már elterjedt, sőt kiszélesítette azokat. A mikroprocesszor az élet majdnem minden területén használható. Dallasban a General Medical Systems Inc. megtervezte és kifejlesztette a mikroprocesszor első orvosi felhasználását a vérminta spektrofotométerben. A mikroprocesszor használható az analóg adatközlésben is. Az USA rendőrségi autókba információs terminálok vannak beépítve, amelyek azonnali elérést biztosítanak a szövetségi, az állami és a helyi bünyügyi információs központokba.

Ezekon kívül mikroprocesszort használnak már olyan prózai eszközökben, mint pl. a mosógép. Az ITT hozta forgalomba a 7150-es mikroprocesszort, amely egy mosógép vezérlését, a víz hőmérsékletének és összetételének szabályozását végzi különböző programok szerint. Ez a berendezés 400 kapu bonyolultságú, 200 bites tárolója van, ára: 6 \$. A National Semiconductor Corp. újdonsága a Scamp, 8 bites P—MOS mikroprocesszor. Ez a 10 \$-os eszköz használható közlekedésirányításban, elárúsító automatákban, elektronikus játékokban, gépkocsik gyújtásának vezérlésére, és ki tudja, hogy még mi mindenre. A Ford Motor Corp. 1979-től minden gépkocsijába mikroprocesszort használ.

A mikroprocesszorok hallatlanul alacsony árának van egy kevésbé reklámozott másik oldala is. Jelenleg a számítógép-rendszerek teljes árának 60—65%-a a központi egység ára. Ez az érték állandóan csökken. Egy mikroszámítógép árának csak 10—15%-a a központi egység. Az olcsó mikroprocesszor tehát csak 10%-a a mikrogép árának, míg a drágább hagyo-

mányos processzorral már megvettük a számítógép 60%-át. De ha nem mikroszámítógépre, hanem csak önálló processzorra van szükségünk, akkor is a 20 \$-os mikroprocesszorhoz szükséges kiegészítő áramkörök ára kb. 400 \$ + X óra fejlesztés + Y \$ egyéb közvetett költség, úgyhogy máris 1000 \$ körül járunk. Vagyis a 20 \$-os kis processzorchip önmagában a világon semmire sem alkalmas.

Félvezető memóriák

Az LSI megjelenésével jogos az igény kisméretű, nagykapacitású tárolókra. Ezt az igényt elégítik ki a félvezető tárolók, amelyek a mikroprocesszornál nagyobb múltra tekinthetnek vissza.

A MOS felhasználása tárolóelemként nagy lendületet adott az iparágaknak. A hagyományos 0,5–1 μ s ciklusidejű tárolók helyett ma már 50 ns-os tárolókat építenek és rövidesen nem lesz ritka a 10, sőt 5 ns ciklusidő sem.

A félvezető tárolókat két csoportra oszthatjuk: csak olvasó és véletlen elérésű tárolókra. A csak olvasó tárolók alcsoportjai: a gyárilag programozott (ROM) és a programozható (PROM). A programozható tárolókat feloszthatjuk a programozhatóság módja szerint: ultraibolya sugárral programozható (REPROM), elektronikus (EEROM). A véletlen elérésű tárolók alcsoportjai: a statikus (RAM) és a dinamikus (DRAM). Van úgynevezett „nem felejtő” RAM (NVRAM) is, amely felülírható ugyan, de kikapcsoláskor megőrzi tartalmát.

Az egyik legelterjedtebb félvezető memória az Intel 2115, amely 1024 bites „n” csatornás RAM, 525 milliwatt teljesítményfelvétellel és 60 ns ciklusidővel. A Fairchild erős támadást indított és az Intel 10–15 \$-os árával szemben 2–2,5 \$-ért árulja 3542-es, 1K-s, statikus N–MOS RAM-ját, amely 300 mW teljesítményfelvételi és 100 ns ciklusidejű.

Világpiaci helyzetkép a félvezetőiparban

Piacelemzés

A félvezető iparban az infláció ellenére az egységárak állandóan csökkennek. Ennek oka, hogy a félvezetők piaca

1974-ig évente 20%-kal nőtt (darabszámban), ami azt jelenti, hogy a termelés 3–4 évenként megduplázódott. Mivel az inflációs ráta elmaradt a dinamikus növekedéstől, lehetővé vált az árak csökkenése.

A korábbi töretlen fejlődést az elmúlt évben átmeneti csökkenés váltotta fel. Ennek oka, hogy nem volt megfelelő kapcsolat a félvezetők felhasználói és gyártói között. 1973–1974-ben a félvezető ipar fejlődését az elektronikai ipar képtelen volt követni, nagy raktárkészletek halmozódtak fel, a kereslet óriási mértékben csökkent, a gyártók csökkentették termelésüket. Az egyik legnagyobb félvezetőalapú alkatrészeket gyártó cég, a Motorola esetében pl. 35%-os volt a létszámcsökkenés. Az RCA Corp., amely kb. 40%-át uralja a C–MOS piacnak, „drámai megtorpanásról” beszél. Bár 1974. szeptemberében már látszott a 75-ös visszaesés, de csak 5–10%-ra számítottak. Valójában 1975-ben a forgalom 22–25 százalékkal csökken 1974-hez képest.

Az 1976-os új igények (új felhasználási területek, mikroprocesszorok, MOS memóriák) miatt jelentősen növekszik majd a termelés, meredek felfuttatásra van szükség. Amelyik cég egy új technológiával nagy szériában gyártott termékét el tudja fogadtatni a piac jelentős hányadán, már nyert ügye van. Tekintetbe véve a félvezető eszközök 3 évenkénti duplázódását, 6 hónapos tétovázás már jelentős lemaradást eredményezhet. A világ teljes félvezető „fogyasztását” jellemzik a következő számok, millió \$-ban:

1973	1974	1975	1976	1977
4.373	4.949	3.996	4.755	6.130

A táblázatról leolvasható, hogy 1975 és 1977 között 53%-os növekedés várható. Ha figyelembe vesszük, hogy ez a forgalomnövekedés árcsökkenéssel párhuzamosan fog megvalósulni, megállapíthatjuk, hogy a fejlődés fantasztikus.

A világpiac százalékos megoszlása

	1972	1973				1974				1975			
	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
USA	64	54	76	80	64	59	77	84	69	56	75	82	67
JAPÁN	24	26	15	17	22	20	13	14	17	22	14	15	19
EURÓPA	12	20	9	3	14	21	10	2	14	22	11	3	14

1 = Diszkrét

2 = Bipoláris

3 = MOS

4 = Összes

Európa hátránya az USA és Japán mögött eléggé nagymértékű. 1972-ben az össz félvezető piac 64%-át amerikai cégek uralták, Japán 24%-kal, Európa 12%-kal részesedett. 1975-re, bár az európai termelés közeledett a japánhoz, az Európa és az USA közti különbség nőtt. A modern MOS eszközök tekintetében Európa számára sokkal szomorúbb a megoszlás (USA 82%; Japán 15%; Európa 3%).

A jelentéktlenebb európai termelés mögött is nagyrészt amerikai érdekeltségek állnak. USA cégek gyártják az Európa számára szükséges diszkrét komponensek 40%-át, a bipoláris integrált áramkörök 60%-át, a MOS áramkörök 90%-át. Európában csak a Philips képes nemzetközi színvonalú félvezetők gyártására.

Az USA vezető szerepének három oka is van. Az első, a katonai piac. Az állam jelentős összegeket áldoz a félvezetőipar fejlesztésére, amely ma már nélkülözhetetlen eleme a hadiiparnak és az űrhajózásnak. A második ok a hatalmas belső felvevőpiac. A harmadik ok a gyors megtérülés és a rendkívül intenzív növekedés miatt a szabad magántőke és a spekulatív tőke is nagyon erősen áramlik ebbe a szférába.

Az európai hátrány oka a szétdaraboltság. 1975-ben a teljes európai félvezető forgalom kevesebb, mint 1 mrd \$. Ennél a számnál jellemzőbb, ha úgy mondjuk: NSZK 400 mó \$; Franciaország 250 mó \$; Nagy-Britannia 200 mó \$. Az európai országok kormányai a félvezető iparba inkább nemzeti, mint nemzetközi szinten avatkoztak be. Az Unidata kudarca után még remény sincs együttes fellépésre. Az ESZR országok sem mutatnak egységes fellépést a félvezető iparban. Az egyes vállalatok inkább USA cégekkel igyekeznek felvenni a kapcsolatot és licenceket vásárolnak.

A már meglevő óriási különbségek még mélyülni látszanak, hiszen az USA kormány által félvezetők fejlesztésére előírt keret 1976–80-ra huszonöt-ször nagyobb, mint pl. az angol terv.

Egy számítógéprendszereket bemutató kiállítás hasznos ismereteket ad a pillanatnyi kínálatról, a legfrissebb szakmai újdonságokról, a jelenleg érvényesülő tendenciákról. Ha azonban hosszabb távon vagyunk kíváncsiak a tendenciákra, alapvető fordulatokat keresünk, vagy a trendet a műszaki fejlődés tükrében akarjuk keresni, akkor az alkatrészek fejlődését és jövőjét kell vizsgálnunk.

A SEMICON/EUROPA '75 kiállítás és konferencia — amelyet tekintettel a nagy sikerre, jövőre is Zürichben rendeznek —, hasznos ismereteket adott a technológusoknak, a számítógép tervezőknek, gyártóknak és a felhasználóknak is.

Tömpe Zoltán

Számítógép programok katalógusa, 1975

ETO 621.39:681/3.06 (085)

Az alábbi összeállítás az elektronikára vonatkozó, 1975-ben elkészült számítógép programok katalógusát tartalmazza. A programok adatait az intézmények illetékes vezetői köldték be a BME Híradástechnikai Elektronika Intézet felkérésére.

A kialakult szokásoknak megfelelően az elektronikus eszközökre, elektronikus áramkörökre, híradástechnikai berendezésekre és híradástechnikai rendszerekre vonatkozó programokat állítottuk össze. A programkatalógus a programokat a beérkezés sorrendjében közli.

A „Számítógép programok katalógusa, 1976” összeállításba azokat a programokat fogjuk felvenni, amelyeket 1977. január 31-ig a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetnek (1111 Budapest, Stoczek u. 2.) beküldenek.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Tulajdonos intézmény, szakértő	Ismertetés elkészítésének dátuma
TEST-PROCESSOR	Magas szintű nyelven megírt vizsgáló programokat fordít le TESZTOMAT gépkódba.	FORTAN—IV	MTA SZTAKI Várszegi Sándor	MTA SZTAKI Várszegi Sándor	MTA SZTAKI Felhasználói leírás
TPL—1.	Elektro- és magnetosztatikus valamint áramlási terek analízise, lineáris homogén közegben. Bemeneti nyelv, grafikus szolgáltatások.	ALGOL—60, ASSEMBLER	BME Elméleti Villamosságtan Tanszék Koltai Mihály	BME Elméleti Villamosságtan Tanszék, Egyetemi Számítóközpont Koltai Mihály	Egyetemi Számítóközpont, „A DIGRAF rajzgép” című kiadvány 1976.
TGP—1. Tesztgeneráló programrendszer	Logikai áramkört tartalmazó kártyák diagnosztikai tesztjeit tervezi meg. Elkészíti a diagnosztizálás automatizált végrehajtásához szükséges file-t.	ASSEMBLER (Siemens)	SzKI Déri András Énekes Gábor Nagy Zsolt Sziray József Tóth József	OMFB-SzKI Déri András Sziray József	I. rész 1974., II. rész 1975. (OMFB-SzKI tanulmányok)
KSzP Könyvtárkezelő program	Az R—10 minidiskjén tárolt adatfile-ok könyvtárazását végzi.	ASSEMBLER (R—10)	OMFB Paczolay Éva	OMFB-SzKI Paczolay Éva	Felhasználói dokumentumok jegyzéke, Alkalmazói leírás, Programozók kézikönyve, Operátorok kézikönyve
DIAS Áramköri teszteket számító program	Integrált áramkörös logikai TEZ-kártyák tesztjeit számítja ki. A tesztelés végrehajtásához és kiértékeléséhez táblázatos formában közli az eredményeket.	ASSEMBLER (Siemens)	BME HEI Csopaki Gyula Filp András Varró László	OMFB-SzKI BME HEI Bohus Miklós Sziray József	Felhasználói dokumentumok jegyzéke, Alkalmazói leírás, Programozók kézikönyve, Operátorok kézikönyve
KT15. Kétszeres TEZ méretű kártyák nyomvonalait tervező programrendszer	A programrendszer 150 x 300 mm-es, kétoldalas nyomtatású, integrált és diszkrét elemeket hordozó kártyák nyomvonalainak megtervezésére, fűró- és rajzgépvezérlő lyukszalag előállítására alkalmas.	FORTAN—IV ASSEMBLER (Siemens)	SzKI Börtsök Zoltán Csernó János Dániel József Énekes Gábor Koszó Gábor Nagy Zsolt Vass Gyula	SzKI Dániel József Koszó Gábor	Felhasználói dokumentumok jegyzéke, Alkalmazói leírás, Programozók kézikönyve, Operátorok kézikönyve

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Tulajdonos intézmény, szakértő	Ismertetés elkészítésének dátuma
KRT1. Kapcsolási rajzot tervező programrendszer	A programrendszer ESzR szabványnak megfelelő elvi elektromos kapcsolási rajzot tervez és készít sornyomatón.	FORTTRAN—IV ASSEMBLER (Siemens)	SzKI Börtsök Zoltán Csernó János Dániel József Koszó Gábor Váradi Tiborné	SzKI Dániel József Koszó Gábor	Felhasználói dokumentumok jegyzéke, Alkalmazói leírás, Programozók kézikönyve, Operátorok kézikönyve
HYBSIMID (HYBrid SIMulation of IDentification)	Lineáris rendszerek determinisztikus vizsgáló jellel történő, felfutási függvényen alapuló on-line identifikációja hibrid számítógépszeren.	SLANG—1/1001 TPA-i/AC—04	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék K.Tihanyi Katalin	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Frigyes Andor K. Tihanyi Katalin	
HYBSIMAN (HYBrid SIMulation of control by ANalog PID controller)	On-line identifikált szakaszok szabályozásának szimulációja hibrid számítógépszeren, digitálisan állított analóg PID szabályzóval.	SLANG—1/1001 TPA-i/AC—04	BME Folyamat-szabályozási tan-szék K.Tihanyi Katalin	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Frigyes Andor K. Tihanyi Katalin	
HYBSIMDA (HYBrid SIMulation of direct digital control by D/A converters)	On-line identifikált szakaszok közvetlen digitális szabályozásának hibrid szimulációja PID pozíció-algoritmus alapján, a beavatkozás D/A-átalakítók segítségével realizálva.	SLANG—1/1001 TPA-i/AC—04	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék K.Tihanyi Katalin	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Frigyes Andor K. Tihanyi Katalin	
HYBSIMSW (HYBrid SIMulation of direct digital control by SWitching amplifiers)	On-line identifikált szakaszok közvetlen digitális szabályozásának hibrid szimulációja PID sebesség-algoritmus alapján, a beavatkozást impulzusjelekkel vezérelt léptékváltó erősítőkkel realizálva.	SLANG—1/1001 TPA-i/AC—04	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék K.Tihanyi Katalin	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Frigyes Andor K. Tihanyi Katalin	
SYTR (Symbolic Translator)	Az EMG 666 programozható asztali számológép virtuális mikrotárhoz szükséges mikroprogramokat fordítja le és elkészíti a becímzéshez szükséges cross-referencia listáit.	JAS—B (ODRA — 1204 assembler)	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Kőrösi István Nagy Péter Várhelyi Ferenc	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Kőrösi István	
YSI (Symbolic Simulation)	Az EMG 666 számológép virtuális mikrogépének és perifériáinak szimulálása.	JAS—B (ODRA — 1204 assembler)	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Kőrösi István Nagy Péter Várhelyi Ferenc	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Kőrösi István	
MTRL (Mikro Translator)	Az EMG 666 számológép mikrotárhoz szükséges mikroprogramokat fordítja le. Alkalmas a mikrotárgyártáshoz szükséges listák elkészítéséhez	JAS—B (ODRA — 1204 assembler)	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Kőrösi István Nagy Péter Várhelyi Ferenc	BME Folyamat-szabályozási Tan-szék Kőrösi István	

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Tulajdonos intézmény, szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
MISI (Mikroprogram Simulation)	Az EMG 666 számológépének és perifériáinak szimulálása és a hardware élesztéshez szükséges listák elkészítése.	JAS—B (ODRA — 1204 assembler)	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kőrösi István Nagy Péter Várhelyi Ferenc	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kőrösi István	
FUZ (Fűző prog-ram)	Az EMG 666 mikro-tárát készítő fűzőgép vezérlőlyukszalagjának előállítás.	JAS—O (ODRA — 1204 assembler)	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kőrösi István Molnár Gábor	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kőrösi István	
VEZÉRLŐ-PROGRAM A PROM-BE-ÉGETŐ KÉSZÜLÉKHEZ	A Folyamatszabályozási Tanszéken megépített prom-beégető készülék és a vezérlő-program segítségével a reprom tartalma kiolvasható, a listázható, illetve az alfanumerikusan, vagy oktális kódban megírt program a repromba beégethető.	SLANG TPA-i	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Derschner Zoltán	BME Folyamat-szabályozási Tanszék Kalmár Péter	A berendezés és a program ismertetése tanszéki kiadványban jelent meg.
TR—TN75	TRANZ-TRAN-2 áramkör-analízis program DC analízis, transzfer karakterisztika és kisjelű AC analízis Fortran változata bipoláris, FET, MOS félvezető eszközök fix és a felhasználó által deklarálható más funkcionális egységek felhasználásával.	ICL System 4—50 Fortran IV. reprezentánsa	BME Elektronikus Eszközök Tanszék Tarnay Kálmán Székely Vladimir Rencz Márta	Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Bencsáth Péter	Tranz-Tran Nemlineáris Áramkör-analízis Program Fortran változat használati utasítás, 1974, Módosításokkal.
RAJZ	161 karakter hosszúságú szélesnyomtatóval — tetszés szerint választott ASA-Fortranbeli karakterek segítségével — 2 db egyértékű függvény ábrázolására alkalmas egy diagramban, a független változó és a két függvényérték egyidejű nyomtatásával.	ICL System 4—50 Fortran IV. reprezentánsa	Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Bencsáth Péter	Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet Bencsáth Péter	Felhasználói leírás.
PROFIL HKI/KLCSR	Irodalomban található analitikus képlet alapján diffúziós profilt számít a kétlépéses diffúziós főbb technológiai paramétereiből, valamint empirikus képlet alapján lyuk- és elektronmozgékonyságokat, továbbá az előbbiekből számítható struktúrális paramétereket. Egydimenziós modell.	FORTTRAN—IV.	HIKI Félvezető Főosztály Kulcsár Gábor	HIKI Kulcsár Gábor	

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Tulajdonos intézmény, szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
HKIKIERTP	A program nagymennyiségű mérési adatból alkotott adatmátrix statisztikai adatkiértékelését végzi a felhasználó által megadott paraméterhatárokon belül, továbbá az egyes paraméterek eloszlásképét rajzolja ki.	FORTTRAN—IV.	HIKI Félvezető Főosztály Losonczy Sarolta	HIKI Losonczy Sarolta	
POLLY, műszaki alkalmazási szubrutinokat tartalmazó program.	Szűrőtervezéshez szükséges polinomműveletek elvégzése, polinomok generálása.	FORTTRAN, BASIC	Műszeripari Kutató Intézet Bánfalvi Károly Szabó Zoltánné	Műszeripari Kutató Intézet Szabó Zoltánné	Beszámoló jelentés, 1975.
GILDA létra-kapcsolású LC-szűrőket tervező programrendszer.	Veszteségmentes és veszteséges, szimmetrikus és antiszimmetrikus, szimmetrikus és aszimmetrikus parametrikus sávszűrők és aluláteresztők a csillapítás-előírásokból.	ICL FORTRAN	Műszeripari Kutató Intézet Herendi Miklós	Műszeripari Kutató Intézet Herendi Miklós	Alkalmazási utasítás a GILDA programrendszerhez.
Aktív RC-szűrőket tervező programok.	Kaszád és többszörös visszacsatolású aktív RC-szűrők kapcsolásának, technológiájának, bemérési utasításának tervezése.		Műszeripari Kutató Intézet Horváth Judit	Műszeripari Kutató Intézet Scultéty László Horváth Judit Rózsehegyi László	Beszámolójelentés, 1975.
HAMAS Távközlő szolgáltatás használhatóságát számító programrendszer	Haránt-összeköttetéseket tartalmazó távbeszélő hálózatok forgalmi veszteségi jellemzőit számítja a hálózat struktúrája, a rendszer egységeinek megbízhatósági paraméterei és a forgalom—kinálat alapján veszteségmentes kapcsolóközpontok feltételezésével.	OS/8 BASIC PDP	BME HEI Farkas György Jereb László	PKI Nándorfi Gyuláné BME HEI Farkas György Jereb László	Távközlő szolgáltatás használhatósága. Tanulmány és számítógép program.
RELI	Soros elektronikus rendszerek megbízhatósági jellemzőit számítja stressz- (környezeti és igénybevételi) hatások figyelembevételével.	FACOM—R Assembler	BME HEI Varga András	BME HEI Bohus Miklós Farkas György Jereb László Varga András	BME HEI mérési utasítás
OPTIM	Monoton függvény adott jellegű, Csebishev metrikában optimális linearitású transzformációja.	FORTTRAN	BME HEI Simon Gyula	BME HEI Simon Gyula	Híradástechnika, XXVII. 2.
CHIP	Félvezető lapka hőmérséklet-analízise.	FORTTRAN	BME HEI Simon Gyula	BME HEI Simon Gyula	Híradástechnika, XXVII. 2.
PHASE	Függvény adott jellegű, Csebishev metrikában optimális, konstans közelítő transzformációja.	FORTTRAN	BME HEI Simon Gyula	BME HEI Simon Gyula	Híradástechnika, XXVII. 2.

Név	Tartalom	Programozási nyelv	Programozó	Tulajdonos intézmény, szakértő	Ismertetés elkészülésének dátuma
AKTSZ	Egy műveleti erősítő aktív szűrőtagok karakterisztika torzulása a műveleti erősítő frekvenciafüggése következtében.	ALGOL (ODRA-1204)	BME HEI Simon Gyula	BME HEI Simon Gyula	Híradástechnika, XXV. 8.
TRANSZFER	Makromodell-orientált program lineáris hálózatok frekvencia-tartománybeli analízisére. A kapcsolatban p-ben racionális törtként megadható kétpólus is használható.	ALGOL (ODRA-1204)	BME HEI Pongor György	BME HEI Tassi Gézané	Diplomaterv, 1975
LI—ZI	Lineáris hálózat tranziens analízise FFT-vel. A kapcsolatban p-ben racionális törtként megadható kétpólus is használható.	ALGOL (ODRA-1204)	BME HEI Pongor György	BME HEI Tassi Gézané	
K 327	Érzékenység mértéket vagy változékonysági mértéket számító általános program.	RAZDAN ALGOL	BME HEI Béres Vilmos	BME HEI Géher Károly	Diplomaterv, 1975
K 905	A KEPAN-74 analízisprogram érzékenység vagy változékonysági mérték számításával bővített változata.	RAZDAN ALGOL	BME HEI Béres Vilmos Gefferth László	BME HEI Géher Károly	Program ismertetés, 1975

SZEMLE

Összeállította: BALOGHPÁL

A Texas Instruments cég a következő 10 évre 15 000 millió font értékűre becsült micro-mini piac mintegy negyed részének meghódítására új termékcsaládot dolgozott ki, amely a harmadik generációhoz tartozó 16 bites mikroprocesszorokból két új mikroszámítógépből és egy miniszámítógépből áll. A termékcsalád „lelke” a TMS 9900 mikroprocesszor, az előző 8080 jelű készüléknél gyorsabb működésű, korszerűbb készülék (mikrociklus-idő-2 μ s). Ez a mikroprocesszor részét képezi a 990/10 mini-, a 990/AU és a 990/4 mikroszámítógépeknek is. Az új készülék szállítása 1976 első negyedévére várható.

(*Electronics Weekly*, 1975. okt. 15. [151]).

*

Mindezideig csak a Braunék Hi-Fi rádióvevőjében volt fejlesztésben a folyadékkristályos „skála” elektronikus vezérlése. Ennél a régen ismeretes zsinórhúzásos mechanizmus nem szükséges. Ez az elektronikus skála, amit a Siemens-szel együttműködve fejlesztettek ki, közvetlenül és pontosan jelzi a beállított csatornát. Az állomáskapcsolók működtetésekor is egyidejűleg jelenik meg a kiválasztott csatorna az elektronikus skálán.

A rádióvevők elektronikai skáláinak az az előnyük, hogy a kapacitás-diódákkal történő elektronikai frekvencia-beállításnál a ráhangolás közvetlenül mint frekvencia-, ill. adócsatorna-jelzés használható. Ezáltal lehetséges az előre-

programozott adók jelzése a skálán. Analóg skáláknál maga a ráhangolás alkalmazható.

Kvázianalóg vagy digitális skáláknál, mint pl. fénylő-pontsorok vagy folyadékkristály-szegmens kijelzőknél a vezérléshez először digitalizálni kell az analóg ráhangolást. Ennél az egyik alapgondolat az, hogy a ráhangolási feszültség szükségeszerű torzítását egyidejűleg kell a digitalizálással elvégezni: a ráhangolási feszültség és az oszcillátorfrekvencia közötti összefüggés antilogaritmikus. Logaritmikus karakterisztikájú egyen-váltakozó áramú átalakítóknál ez az összefüggés linearizálható, így a digitális dekódoló (pl. 1 a 100-ból) a beállított frekvenciának megfelelő szegmenset kivezérel. Az eszközön levő skála szokásosan csatornák szerint 1-től 100-ig van beosztva. A kijelzés feloldása tehát 300 kHz értékű.

(*Tungsram MGT—RFT Wissenschaftlich-technische und ökonomische Information*, 1975. 7—8. sz. [154])

*

1976 tavaszától a stuttgarti Standard Elektrik Lorenz AG. (SEL) a magyar Elektroimpex Külkereskedelmi Vállalattal, valamint az ORION-nal együttműködve PAL-rendszerű színes televíziós vevőkészülékeket állít elő. A megállapodás értelmében a SEL adja a gyártáshoz a know-how-ot, és az elosztásról is intézkedik.

(*Tungsram MGT—Elektronik Zeitung*, 1975. szept. [156])

Félvezetőeszközök felület-passziválásának új módszere: a fémzés anodikus oxidálása

621.382:621.793.1:669.716.915

A félvezető eszközök felületén alkalmazott passziváló szigetelő rétegek feladata a felület kémiai, elektromos és mechanikus védelme, ill. stabilizálása. Erre a célra a legszélesebb körben SiO_2 rétegeket használnak, de elterjedt a szilíciumnitrid, a foszfor-szilikát és az ólomüveg rétegekkel történő bevonás is.

Az alumíniumoxidos passziválás lehetőségét, ill. körülményeit csak a legutóbbi időkben kezdték vizsgálni. Irodalmi utalások szerint anodizált alumínium-oxidos védelemmel biztosíthatunk optimális védelmet a fémzés elektromigrációs hibaképződésével szemben [1] lépcsőmentesen alakítható ki többrétegű fémzések szigetelése [2, 3, 4], ill. bármilyen alumínium-oxid réteg jó védelmet nyújt alkáli szennyezések ellen [5, 6].

Passziváló rétegeket a félvezető technikában:

- vegyi vagy elektrokémiai folyamattal (termikus oxidáció, anodikus oxidáció, elektroforézis)
- gázfázisban történő kémiai leválasztással (pirolízis, kémiai reakciók)
- vagy vákuumtechnikai úton (katódporlasztás, vákuumpárologtatás) állítanak elő.

Alumíniumoxidos passziválásra legegyszerűbb módszernek a fémzés céljára egyébként is létrehozott vákuumpárologtatott alumínium réteg szelektív anodikus eloxálása ígérkezik, amely módszer sem újabb vákuumtechnikai, sem intenzív hőkezeléssel járó műveletet nem igényel. A fémkimarás műveletét ez esetben a rétegek lokális átoxidálásával helyettesítjük, ill. a megmaradt fémréteg felületét külön lépésben oxidáljuk.

A továbbiakban röviden ismertetjük az integrált áramkörök fémzésének anodizációs kialakításával kapcsolatos elvi kérdéseket, ill. az anodizáció optimális körülményeivel és az anódos alumíniumoxid rétegek passziváló tulajdonságaival kapcsolatos vizsgálati eredményeinket.

A galvánteknikából ismeretes, hogy az alumínium felületének anodikus eloxálása révén a technológia megválasztásától függően porózus vagy tömör szerkezetű oxidréteg növeszthető. Ha az elektrolit a képződő oxidot kis mértékben oldja, akkor vékony, tömör oxidréteg felett, mely minden esetben kialakul, porózus szerkezetű oxidréteg jön létre. Ez az idő függvényében adott feszültségen (10–60 V) akár több tíz μm vastagra is növeszthető (ha az alumínium réteg elegendően vastag). Amennyiben az elektrolit a képződő alumíniumoxidot nem oldja, úgy tömör oxidréteg jön létre, melynek vastagsága egyenesen arányos az anodizáló feszültséggel. A rétegvastagság növekedésének feszültségfüggése ilyen esetekben a legkülönbözőbb elektrolitok esetén is egyaránt 12–14 $\text{\AA}/\text{V}$. Ennek alapján 1 μm vastag tömör oxidréteg

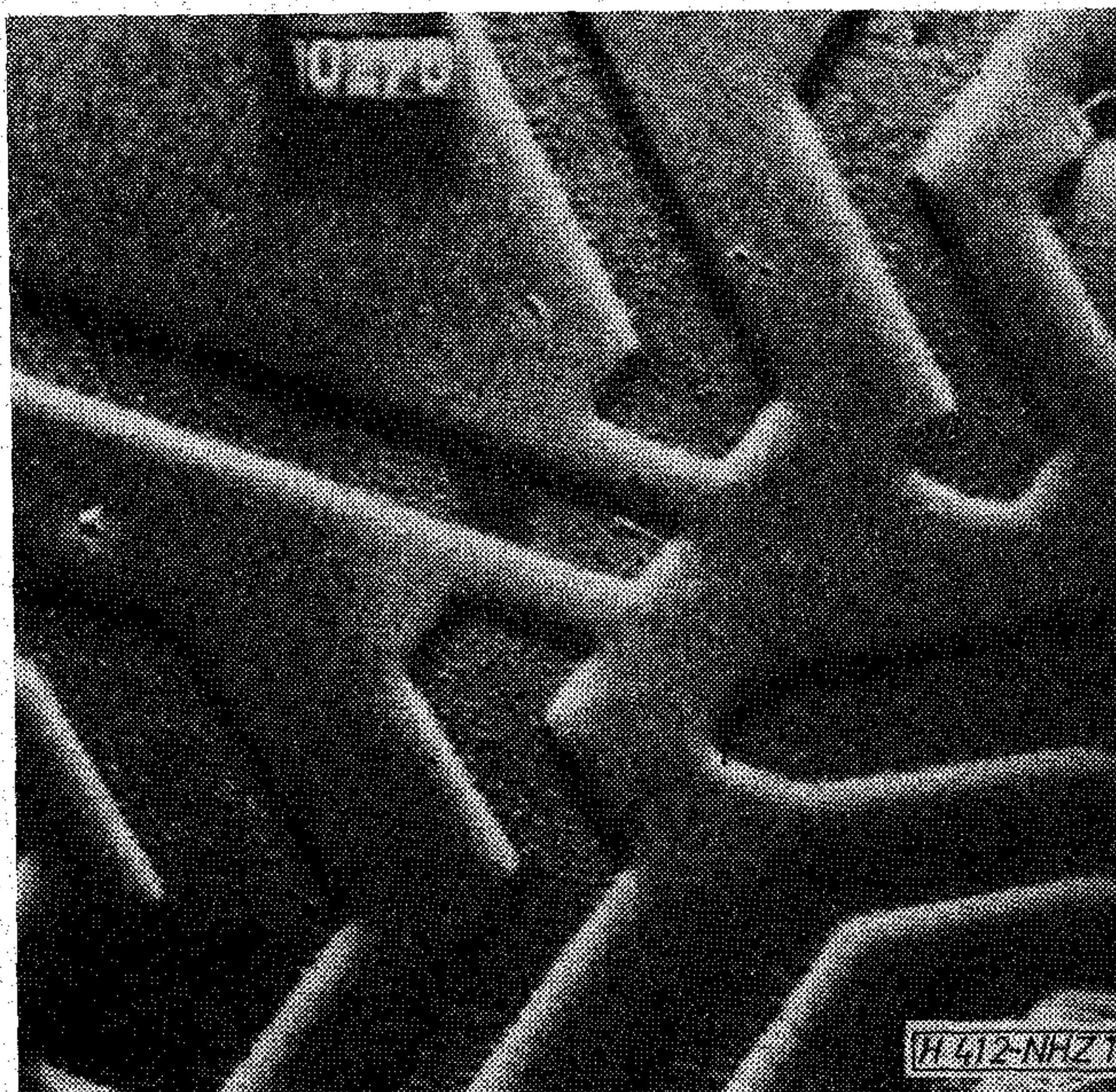
növesztéséhez — mely egyben tömör oxidok esetén a max. elérhető vastagság — már 7–800 V körüli feszültség szükséges [7, 8, 9, 10, 11].

E kétféle alaptechnológia a következő megoldás kombinációt teszi lehetővé félvezető eszközök fémzésének kialakítására:

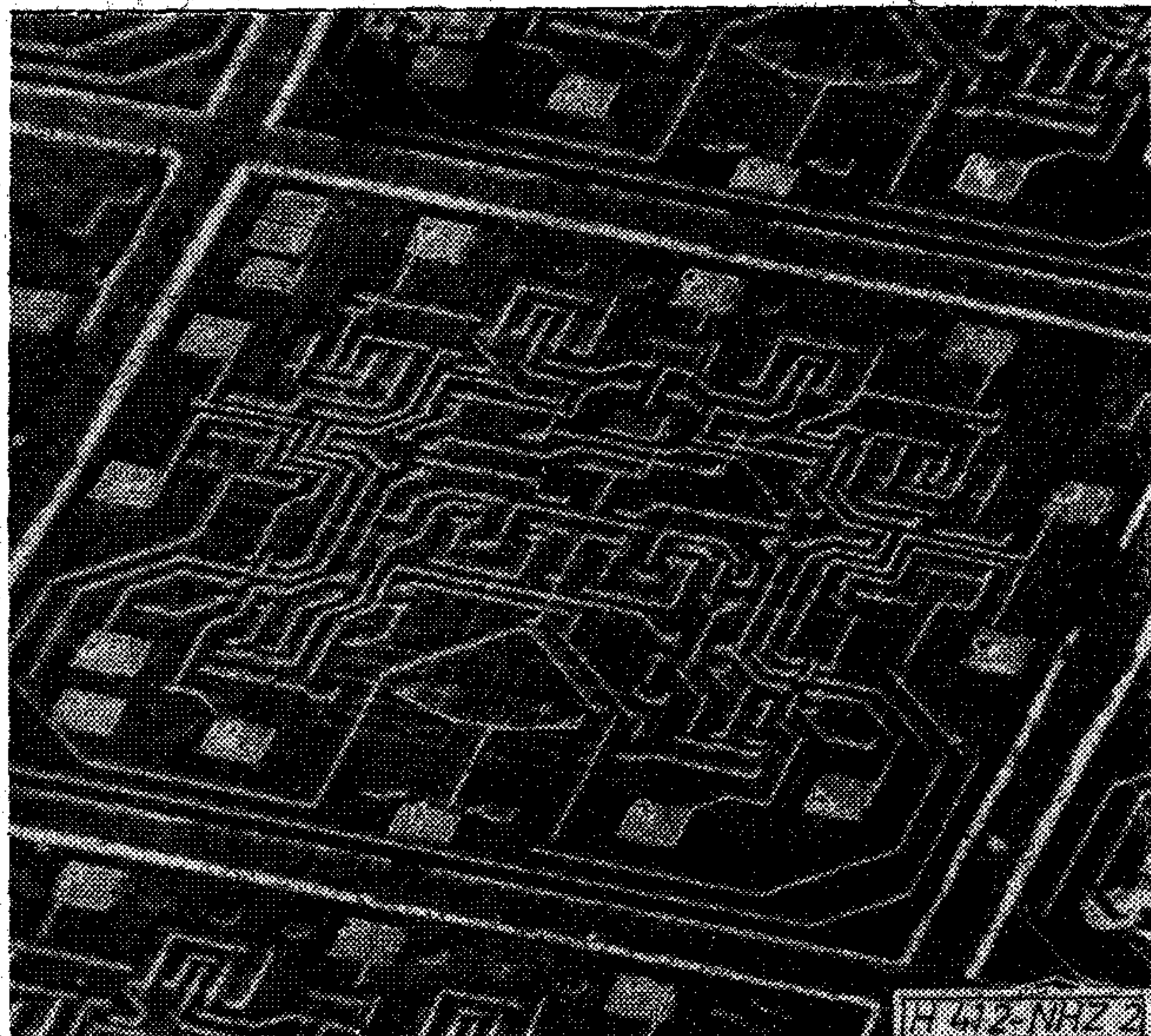
Megfelelő fotoreziszt lakkos védelem mellett a fémkimarás műveletét porózus oxidot eredményező oxidációval helyettesítjük, majd a fotolakk eltávolítása után az ily módon kialakított porózus oxidba ágyazott fémábra felületén más elektrolitban vékony, tömör oxidréteget növesztünk (1. ábra). Ezután a termokompressziós helyeken hagyományos fotolitográfias művelettel utólag kontaktusablakokat nyitunk a tömör oxidon.

A 2. ábrán bemutatott TL 7472 típusú integrált áramkör-morzsa fémzését ilyen módszerrel alakítottuk ki. Ez a megoldás azért előnyös, mert egyrészt az egész felületet összefüggő alumíniumoxid réteg fogja borítani, mely mint említettük, jó védelmet nyújt alkáli szennyezésekkel szemben, másrészt pedig az alumínium fémzésén az ahhoz kémiailag kötött kemény, tömör alumíniumoxid réteg optimálisan gátolja a fémzés elektromigrációs hibaképződését, ill. korrózióját. Megfelelő hőkezelés, ill. hermetikus tokozás esetén a porózus alumíniumoxid egyben a nedvességet is getterezi.

Az alumínium félvezető technikai eloxálása azonban a galvánteknika korábbi szempontjaihoz vi-



1. ábra. Szelektív anodizációval kialakított integrált áramköri fémzésőábra, fantomszeleten. A fémábra rétegvastagsága 12 500 $\text{\AA}$, rajta 1000 $\text{\AA}$ vastag, tömör Al-oxid van, melyet 15 000 $\text{\AA}$ vastag porózus oxidréteg vesz körül (a síkból kiemelkedő területresek). Scanning elektronmikroszkópos (SEM) felvétel, $N = 600$



2. ábra. TL 7472 típusú integrált áramkör morzsa, melyen a fémmezőre kialakítása anodizációval történt. Szinterelési hőmérséklet: 520°C. SEM felvétel, N = 50

szonyítva új, speciális igényekkel jelentkezett. Ezek a következők:

1. Vákuum-párolgatott alumínium rétegeket kell anodizálni, melyek mikroszerkezete eltér az öntött, ill. hengerelt vagy sajtoló tömbös alumínium szerkezetétől.
2. Törekedni kell homogén, maximális szigetelő-képességű, alumínium zárványoktól mentes oxidrétegek előállítására.
3. Adott esetben az alumínium réteget helyenként teljes vastagságában kell átoxidálni.
4. Meg kell oldani a mikroábrák mentén történő nagy pontosságú szelektív eloxálást a porózus és tömör oxidot eredményező technikák esetén egyaránt.
5. Alkálimentes közegben kell dolgozni.
6. Biztosítani kell, hogy a kialakított alumínium-oxid rétegek ne növeljék jelentősen a félvezető eszköz felületi töltéssűrűségét — sőt ha lehet, csökkentsék.

E szempontokkal kapcsolatban kísérleteink és méréseink során a következőket állapítottuk meg:

Vákuumpárolgatott alumínium rétegek eloxálására az elektrolit kondenzátorok gyártásához használt bórsavas—bóraxos oldatok teljesen alkalmatlanok. Az ezekben képződő oxidréteg nem egyenletes, már képződése közben repedezik, és rossz az elektromos szigetelőképesége.

A legjobb szigetelő tulajdonságokkal rendelkező porózus oxidot vizes oxálsavas vagy kénsavas oldatokban, tömör oxidot pedig etilén-glikolban oldott ammonium-tetraborát oldatban tudtunk növeszteni. Az így előállított oxidok fajlagos ellenállására és átütési szilárdságára közlünk néhány adatot az 1. táblázatban.

E rétegeket oxidált szilícium szeletekre vákuumpárolgatott Al rétegeken hoztuk létre. 500 °C-os hőkezelés hatására — a hőkezelési atmoszférától függetlenül — a rétegek szigetelő tulajdonságai alig változtak.

1. táblázat

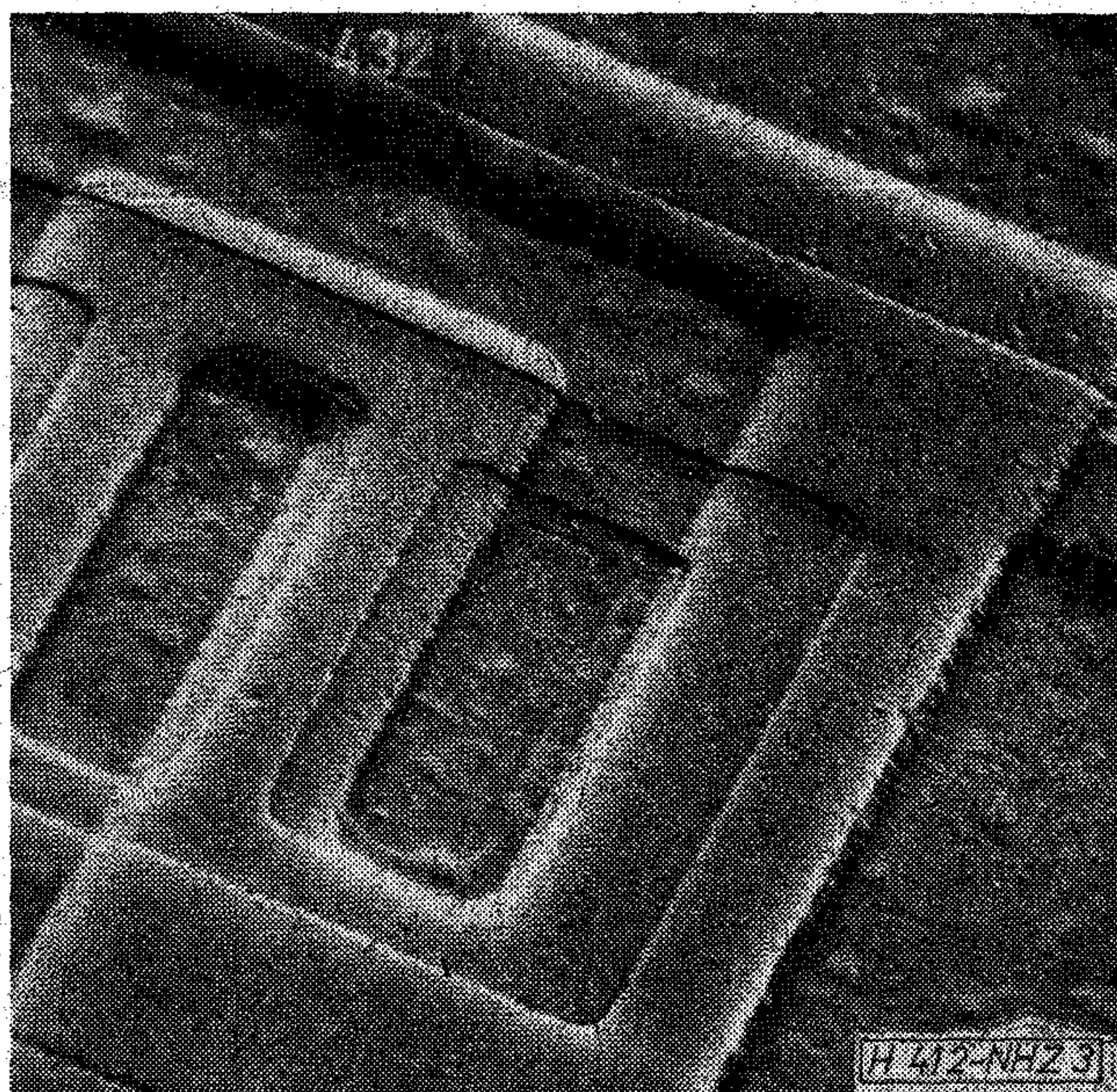
Anodikus Al-oxid rétegek fajlagos ellenállása és átütési szilárdsága. A méréseket Hg csepp érintkezős módszerrel 50% rel. nedv. tartalmú levegőn szobahőmérsékleten végeztük

Az oxidréteg jellemzői	A fajlagos ell. ohmcm	Az átütési szilárdság V/cm
3500 Å porózus Al-oxid 4 s%-os oxálsav oldatban készült, 40 V-on anodizálva	1—2·10 ¹³	0,8—2·10 ⁶
3500 Å porózus Al-oxid 4 s%-os kénsav oldatban készült, 20 V-on anodizálva	0,6—1·10 ¹³	0,8—2·10 ⁶
4200 Å tömör oxid ammónium-tetraborát etilén-glikolos oldatában készült, 350 V-on anodizálva	4—7·10 ¹³	4—5·10 ⁶

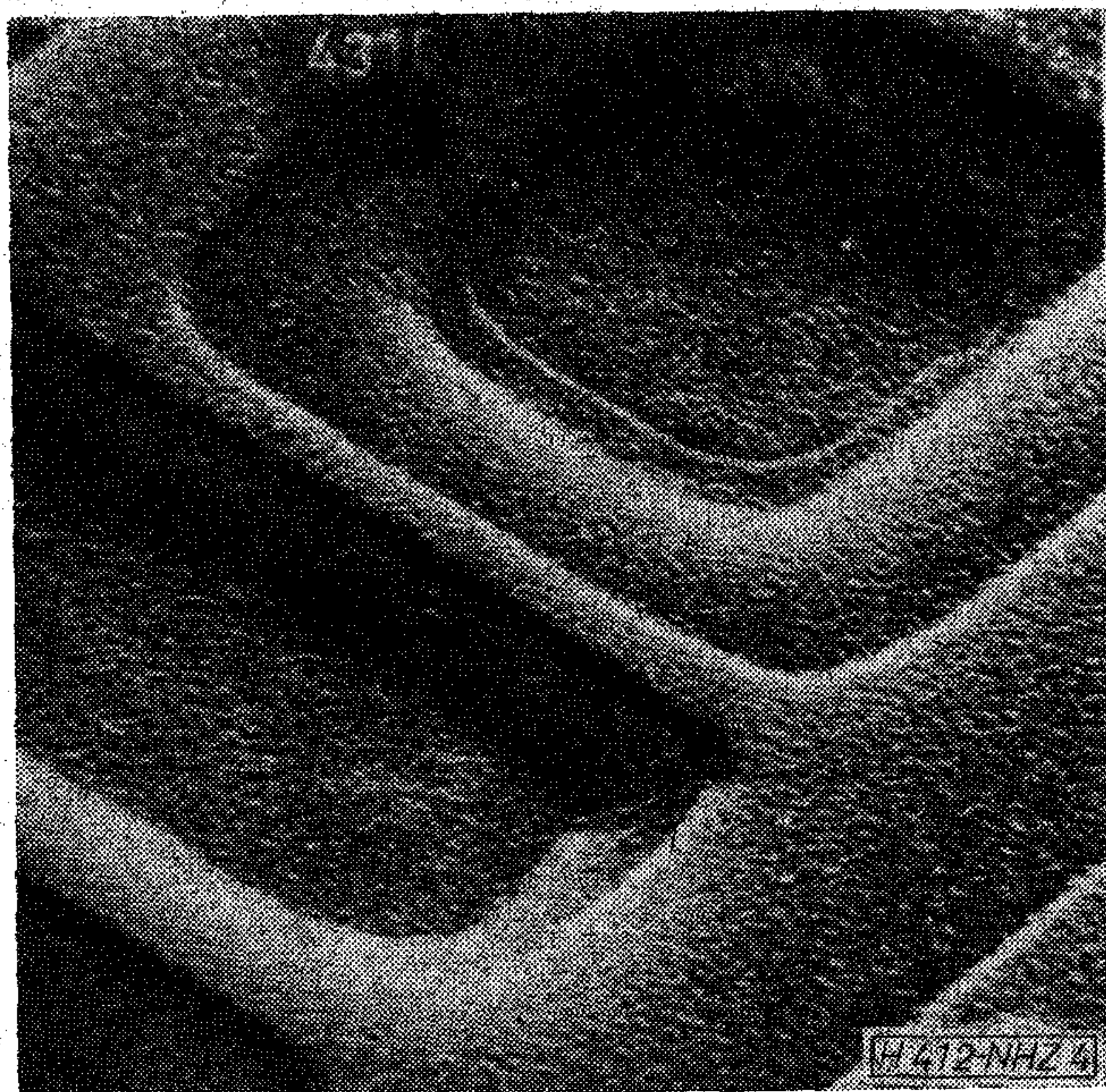
A 2., 3. és 4. ábrán Scanning elektronmikroszkópos felvételeket mutatunk be anodizált fémmezű TL 7472 típusú integrált áramkör morzsákról, melyeken a fémzés szinterelése az eloxálási művelet után következett. A felvételeken látható, hogy az oxidrétegen a szinterelési hőkezelés hatására (520 °C) sem keletkeztek repedések.

Az alumínium rétegek vákuumpárolgatási körülményei nagy mértékben befolyásolták a homogén eloxálás lehetőségét. 5·10⁻⁶ torr vákuum esetén legalább 50 Å/s párolgatási sebesség szükséges, és max. 150—180 °C szubsztát hőmérséklet engedhető meg ahhoz, hogy kb. 1 μm vastagságúra párolgatott alumínium rétegeket optimális homogenitással át lehessen anodizálni. E rétegek fotolitografált mikroábrák mentén helyenként teljes vastagságban történő egyenletes eloxálását csak megfelelően egyenletes áram hozzávezetési rendszerrel, ill. az alumínium felületének a fotolakk tapadását javító előkezelésével sikerült megoldani.

Az alkálimentesség igénye az említett oldatokkal teljesíthető, de pl. vékonyréteg áramkörök esetén,



3. ábra. A 2. ábra egy részlete, egy tranzisztor ~1000-szeres nagyításban



4. ábra. A 2. ábra egy részlete ~3000-szeres nagyításban. A fémzés két kontaktushelye látható, szinterelés után. Az oxid összefüggő, tömör, egyenletes és valamivel a fémréteg felső szintje fölé emelkedik

ahol az alkáliszenyezés kevésbé zavaró, kedvező szigetelő tulajdonságai miatt tömör oxid növesztéséhez a K—Na-tartarát oldatos anodizációt is előnyösnek találtuk.

Ismeretes, hogy főként a MOS, de a bipoláris félvezető eszközök elektromos paraméterei, ill. azok stabilitása érzékenyen követik a szilícium felület környezetének kis mértékű változásait. Térhatású eszközök tartalmazó áramkörök működését az eszközök felületi töltéssűrűségében fellépő 10^{11} e/cm² nagyságrendű változások már befolyásolják. Bipoláris eszközök esetén max. 10^{12} e/cm² nagyságú eltolódások engedhetők meg. Új felületi védőréteg alkalmazása előtt tehát fontos megvizsgálnunk, milyen hatást gyakorol a félvezető eszköz felületi töltéssűrűségére, ill. felületi állapotsűrűségére. Ez a technológia optimalizálása érdekében még akkor is célszerű, ha az ezzel párhuzamosan történő eszközgyártás során az egyes felületérzékeny elektromos paraméterek (pl. visszaramok, kisjelű áramerősítés), ill. azok stabilitása nem mutat változást.

A felületi töltéssűrűség mérésére a MOS kapacitásmérés módszert használtuk. (A módszer ismertetése helyett utalunk az irodalomra [12, 13].

A számításhoz feltételeztük, hogy a SiO₂-ban levő töltések a Si—SiO₂ határfelület közvetlen környezetében, az alumíniumoxidban levő töltések pedig a SiO₂—Al₂O₃ határfelület környezetében helyezkednek el.

A kapacitásmérések céljára úgy alakítottunk ki Si—SiO₂—Al₂O₃—Al rétegekből felépített kondenzátorokat, hogy azok a rétegek passziváló alkalmazását szimulálják, ill. kövessék az eszközgyártás technológiai, ill. hőkezelési lépéseit. 0,5 ohm-cm-es N típusú (11) orientációjú szilícium szubsztráton nedves sósavas oxidációval 3000 Å vastag termikus oxidréteget növesztettünk, melyben a felületi pozitív töltéssűrűségre $3-4 \cdot 10^{11}$ cm⁻² értéket mértünk. Ezen az alap oxidrétegen 2—4000 Å vastag Al-oxid rétegeket vizs-

gáltunk, melyeket bórnitrid csónakból vákuumpárolgatott alumínium rétegek különböző módon történő anodizációjával hoztunk létre. A felső fémfegyverzet céljára 1200×650 μm méretű 8000 Å vastag, hasonlóan párolgatott Al szolgált.

Az optimálisan kis felületi töltéssűrűséget a 4 s % kénsav oldatban anodizált porózus Al-oxidok esetén találtuk, melynek értéke $5 \cdot 10^{11}$ pozitív töltés cm⁻²-ként. Ez a termikus SiO₂ rétegeink pozitív töltéssűrűségével kb. azonos. Valamivel nagyobb, $9 \cdot 10^{11}$ cm⁻² pozitív töltéssűrűséget mértünk oxálsavban készült oxidok esetén. A tömör oxidok (pl. az ammónium-tetaborát etilén-glikolos oldatában anodizált Al-oxid) szintén pozitív töltéseket tartalmaztak, néhányszor 10^{12} cm⁻² sűrűségben. A tömör alumíniumoxidok azonban jórészt nem közvetlenül a Si vagy SiO₂ rétegek felületén, hanem a megmaradó Al fémzésen helyezkednek el, így a félvezető felületre gyakorolt hatásuk jóval kisebb.

Fentiek alapján a fémkimarás műveletének helyettesítésére kénsav oldatban történő eloxálást végeztünk BC 107 típusú NPN planár tranzisztorok és TL 7472 típusú integrált áramkörök fémzésének kialakításához, a kialakított fémzőábrán pedig 1050 Å vastag tömör anodikus oxidot növesztettünk. A forszírozott tartóségetési eredmények mindkét típus esetén jobb eredményt adtak, mint a hagyományos pirolitikusan növesztett SiO₂-os felület passziválás esetén.

Az elektronmikroszkópos felvételeket Stefániai Vilmos, a Fémipari Kutató Intézet villamosmérnöke készítette, MOS-kapacitás méréseket dr. Szilágyi Miklós, a BME adjunktusa végezte. Munkájukat ezúton köszönjük.

I R O D A L O M

- [1] Satake, T.—Yokoyama, K.—Shisakawa, S.: Electromigration in Aluminium Film Stripes Coated With Anodic Aluminum Oxide Films. Japanese Jour. of Appl. Phys., 1973. 12. V. No. 4. pp. 518-522
- [2] Fr. Pat. No. 2. 011. 079/1970.
- [3] U. S. Pat. No. 3. 634. 203/1972.
- [4] Fr. Pat. No. 2. 034. 611/1970.
- [5] Delloca, C. J.—Barry, M. L.: The Combination of Silicon Nitride and Aluminium Anodization for Semiconductor Device Passivation. Solid State Electronics, 1972. 15. V. pp. 659-663.
- [6] Gnadinger, A. P.—Rosenzweig, W.: Polarization and Charge Motion in Metal-Al₂O₃-SiO₂-Si Structures. Journ. of the El. Chem. Soc., 1974. 121. V. No. 5. pp. 700-705.
- [7] Dorsey, G. A.: The Characterization of Anodic Aluminas. III. Journ. of the El. Chem. Soc., 1966. 113. V. No. 3. pp. 284-286.
- [8] Mier, M. G.—Buvinger, E. A.: A Comparative Study of Anodized, Evaporated and Sputtered Aluminum Oxide Thin Films. Journ. of Vacuum Science and Techn., 1969. 6. V. No. 4 pp. 727-730.
- [9] Dorsey, G. A.: Structural Changes During the Anodizing and Sealing of anodic Aluminas: Intermediate and Far Infrared Analysis, Journ. of the El. Chem. Soc., 1968. 115. V. No. 8. pp. 1053-1066.
- [10] Diggle, J. W.—Downie, T. E.—Goulding, C. W.: A Study of the Formation and Dissolution of Porous Anodic Oxide Films on Aluminium: Behavior of the Porous Layer, Journ. of the El. Chem. Soc., 1969. 116. V. No. 10. pp. 1347-1351.
- [11] Bradhurst, D. H.—Llewelin Leach, J. S.: The Mechanical Properties of thin Anodic Films on Aluminum. Journ. of the El. Chem. Soc., 1966. 113. V. No. 12. pp. 1245-1249.
- [12] Nagy A.: MOS struktúrák jellemzői: Doktori dissz. BME Elektroncsövek és Félvezetők Tanszék Bp. 1971.
- [13] Goetzberger, A.: Ideal MOS Curves for Silicon. Bell System Techn. J., 1966. 45. V. No. 9. pp. 1097-1122.

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.54:681.5.07

Udvarhelyi G.:

Hibrid aktív RC-szűrők

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 6. sz.

A szerző átfogó tanulmányában tárgyalja a hálózathűggyvény approximációját, az ekvivalens realizáló kapcsolások meghatározását és a tolerancia, vagy érzékenység analízis problémakörét.

ETO 519.22:681.34

Dr. Pápay Zs.:

Kvázi statisztikus modell A/D konverter hatásának becslésére

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 6. sz.

A cikk az A/D konverter statisztikus hatásának becslésére az eddig alkalmazott determinisztikus modell helyett kvázi-statisztikus modellt javasol. Ez a mérhető csatornaprofil használja fel a leíráshoz és speciális esetként tartalmazza a korábbi eredményeket.

ETO 621.39:681.3.06.(085)

Dr. Géher K.:

Számítógépprogramok katalógusa, 1975

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 6. sz.

Az összeállítás közli a Budapesti Műszaki Egyetem Híradástechnikai Elektronika Intézete által nyilvántartott híradástechnikai és elektronikai vonatkozású számítógépprogram-nyilvántartás 1975. évi szaporulatát.

ETO 621.382:621.793.1:669.716.915

Dr. Nényei Zs.—Huszka Z.—Zanati T.:

Félvezetűeszközök felület-passziválásának új módszere: a fémzés anódikus oxidálása

HÍRADÁSTECHNIKA XXVII. (1976) 6. sz.

Megfelelő körülmények között végrehajtott anódikus oxidációval vékony alumínium rétegek teljes vastagságukban is átoxidálhatók, ami módot ad arra, hogy planár félvezetűeszközök fémzés ábráját a hagyományos fém kimarás helyett eloxálással alakítsák ki és egyben a felület Al-oxidos védelmét is megoldják. Vizsgálták vákuumpárolgatott alumínium rétegek félvezetű technikai eloxálásának szempontjait és közlik az optimálisnak talált körülményeket integrált áramkörök gyártása esetén.

Обобщения

ДК 621.372.54:681.5.07

Удвархели, Г.:

Гибридные активные фильтры RC

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 6

Автор рассматривает в обзорающей статье следующие вопросы: аппроксимацию функции сети, определение эквивалентных схем реализации и тематич анализа допусков или чувствительности.

ДК 519.22:681.34

Д-р Папай, Ж.:

Квази-статистическая модель для оценки влияния аналогово-цифрового преобразователя

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 6

Статья предлагает квази-статистическую модель вместо детерминистической модели, применённой до сих пор для оценки влияния аналогово-цифрового преобразователя. Это использует измеряемый профиль канала к описанию, а содержит прежние результаты как специальные случаи.

ДК 621.39:681.3.06(085)

Д-р Гехер, К.:

Каталог программ вычислительных машин 1975

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 6

Составление даёт прирост в г. 1975 ведомости программ вычислительных машин касающихся техники связи и электроники, изготовленной Институтом Связи и Электроники Будапештского Технического Университета.

ДК 621.382:621.793.1:669.716.915

Д-р Неньей, Ж.—Хуска, З.—Занати, Т.:

Новый метод пассивации поверхности полупроводниковых приборов: анодная оксидация металлизации

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXVII. (1976) № 6

В случае пригодных условий тонкие алюминиевые слои могут быть оксидированы в полной толщине. Таким образом дана возможность образовать конфигурацию металлизации планарных полупроводниковых приборов анодированием вместо традиционного травления металла, обеспечивая одновременно защиту окисей алюминия. Рассмотрены точки зрения анодирования в технике полупроводников и даны оптимальные условия в производстве интегральных схем.

Zusammenfassungen

DK 621.372.54:681.50.7

Udvarhelyi, G.:

Hybride aktive RC Filter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr 6

Die Approximation der Netzwerkfunktionen, die Bestimmung der äquivalenten Realisations-Schaltungen und der Problembereich von Toleranz- oder Empfindlichkeitsanalyse werden in einem umfassenden Aufsatz diskutiert.

DK 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

Rechnerprogramm-Katalog, 1975

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr 6

In der Zusammenstellung wird der Zuwachs der in den Rechnerprogramm-Kartei des Instituts für Nachrichtentechnik und Elektronik der Technischen Universität Budapest registrierten Rechnerprogramme für Nachrichtentechnik und Elektronik bekanntgegeben.

DK 519.22:681.34

Dr. Pápay, Zs.:

Quasi-statisches Modell zur Schätzung der Wirkung eines A-D Umsetzers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr 6

Der Verfasser schlägt ein quasi-statistisches Modell statt des bisher angewendeten deterministischen Modells vor zur Schätzung der statistischen Wirkung des A-D Umsetzers. Dieses Modell benützt das messbare Kanalprofil zur Beschreibung und es enthält die früheren Ergebnisse als Spezialfälle.

DK 621.382:621.793.1:669.716.915

Dr. Nényei, Zs. — Huszka, Z. — Zanati, T.:

Neue Methode der Oberflächenpassivierung von Halbleiterelementen: anodische Oxidation der Metallisierung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) Nr 6

Dünne Aluminiumschichten können in ihrer voller Dicke mit, unter geeigneten Verhältnissen ausgeführten, anodischer Oxidation durchoxidiert werden. Dieses Verfahren ermöglicht, dass die Metallisierungskonfiguration der planaren Halbleiterelemente statt der traditionellen Metallaufsetzung durch anodische Oxidation ausgeführt, und zugleich auch der Aluminiumoxidschutz der Oberfläche gelöst wird. Die Gesichtspunkte der halbleitertechnischen anodischen Oxidation von, in Vakuum verdampften Aluminiumschichten wurden auch untersucht und die für optimal gefundene Verhältnisse im Falle der Fertigung von integrierten Stromkreisen wurden auch erörtert.

Summaries

UDC 621.372.54:681.5.07

Udvarhelyi, G.:

Hybrid Active RC Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 6

The author discusses in a comprehensive study the approximation of the network function, the determination of the equivalent realization circuits and the questions concerning the tolerance or sensitivity analysis.

UDC 519.22:681.34

Dr. Pápay, Zs.:

Quasi-Statistical Model to Estimate the Effect of the A-D Converter

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 6

To estimate the statistical effect of the A-D converter the author proposes the use of the quasi-statistical model instead of the deterministic model applied up-to-now. This model uses the measurable channel profile for the description and it comprises the previous results as a special case.

UDC 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

1975 Computer Programme Catalogue

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 6

The catalogue presents the increase of the register of the computer programmes regarding telecommunication and electronic engineering recorded by the Institute of Telecommunication and Electronics of the Technical University of Budapest.

UDC 621.382:621.793.1:669.716.915

Dr. Nényei, Z. — Huszka, Z. — Zanati, T.:

New Method of the Surface Passivation of Semiconductor Devices: Anodic Oxidation of Metallization

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 6

Thin aluminium layers can be oxidized also in full thickness by anodic oxidation carried out under suitable conditions. This enables to shape the configuration of the metallization of planar semiconductor devices by anodization instead of the traditional metal etching and at the same time the aluminium oxide protection of the surface is also provided for. The aspects of the semiconductor technical anodization of vacuum evaporated aluminium layers were also examined and the optimal conditions in producing integrated circuits were also presented.

Résumés

CDU 621.372.54:681.5.07

Udvarhelyi, G.:

Filtres hybrides actifs RC

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 6

L'auteur dans son article compréhensif traite l'approximation de la fonction de réseau, la détermination des circuits équivalents qui peuvent être réalisés et la thématique de l'analyse des tolérances ou de la sensibilité.

CDU 621.39:681.3.06(085)

Dr. Géher, K.:

Catalogue des programmes pour ordinateurs, 1975

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 6

La composition donne l'augmentation en 1975 du registre des programmes pour ordinateurs, concernant la technique de la télécommunication et électronique compilé par l'Institut pour Télécommunication et Electronique de l'Université Technique de Budapest.

CDU 621.382:621.793.1:669.716.915

Dr. Nényei, Zs. — Huszka, Z. — Zanati, T.:

Une méthode nouvelle de la passivation superficielle des dispositifs semiconducteurs: oxydation anodique de la métallisation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 6

En cas des conditions convenables il est possible l'oxydation des couches minces d'aluminium en pleine épaisseur, par oxydation anodique. De telle manière la configuration de la métallisation des dispositifs semiconducteurs planaires peut être produite par anodisation au lieu de la méthode traditionnelle de gravure, assurant en même temps la protection superficielle par alumine. Les conditions de l'anodisation des couches d'aluminium évaporées dans le vide étaient étudiées et les conditions optimales pour la production des circuits intégrés sont données.

CDU 519.22:681.34

Dr. Pápay, Zs.:

Un modèle quasi-statistique pour estimer l'influence d'un convertisseur analogique-digital

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXVII. (1976) No. 6

L'article propose un modèle quasi-statistique au lieu d'un modèle déterministique appliqué jusqu'au présent, pour estimer l'influence statistique d'un convertisseur analogique-digital. Cette méthode utilise le profil de la voie mesuré pour la description et elle contient les résultats précédents comme un cas spécial.

Az

 Elektrim

ajánlata:



Központi telepes telefonkészülékek

- számtárcsával vagy anélkül
- számtárcsával és földnyomó-gommbal
- alulról megvilágított számtárcsával
- hívóáram-indikációval
- titkárnői és igazgatói telefonkészülékek
- érmés távbeszélők

Helyi telepes telefonkészülékek

- íróasztali telefonkészülékek
- szerelők telefonkészülékei

Házi távbeszélők, belső beszélgetésekhez

- magánlakásokban
- hivatalokban
- kórházakban

Kaputelefonok

Ezenkívül:

- automata előfizetői alközpontok
- kézi kapcsolású berendezések, helyi és központi teleppel
- kézi kapcsolású berendezések, konferenciák és a diszpécsterszolgálat számára

 Elektrim

**Lengyel Elektrotechnikai Külkereskedelmi
Vállalat Kft.**

00-950 Warszawa, Lengyelország Czackiego 15/17

Távíratcím: ELEKTRIM-WARSZAWA

Telefon: 26-62-71 Telex: 814-351