

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 ki-elégítő kapcsolat ismert. Az áramkörü elemeket betűkkel jelölve, elvégezzük az analízist. Az analízis ered-

ménye az áramkörü 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 függvény

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

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 ismertetett eljárások számítógépre vihetők, ezáltal egyrészt a pontosság megnő, másrészt lényegesen lerövidül a tervezési idő.

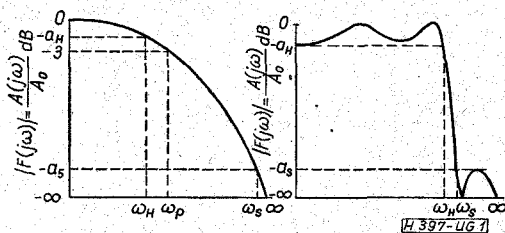
Egyenes úton való közelítés

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

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

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 csillapításkarakteristikája $-20n$ dB/dekád meredekségű.

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

A tervezés során a szükséges fokszámot az

$$n \geq \frac{\lg \frac{\epsilon_s}{\epsilon_H}}{\lg \frac{\omega_s}{\omega_H}}$$

összefüggés alapján határozzuk meg.

Chebisev-közelítés

A Chebisev-közelítés az

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

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

A szükséges fokszámot az

$$n \geq \frac{\lg \frac{2\epsilon_s}{\epsilon_H}}{\lg \frac{2\omega_s}{\omega_H}}$$

összefüggésből határozhatjuk meg.

Inverz Chebisev-közelítés

Az inverz Chebisev-közelítés az

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

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 fokszámot a Chebisev-közelítésnél használt képlettel lehet meghatározni.

Cauer (elliptikus) közelítés

Az elliptikus közelítés az

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

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 fokszámot az

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

összefüggéssel számolhatjuk.

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

2. Az ekvivalens realizáló kapcsolások meghatározása

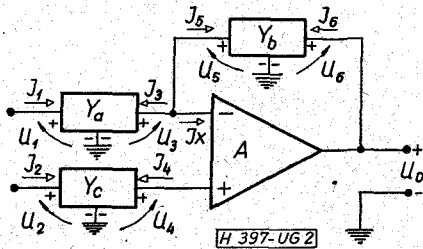
Adottnak tételezzük fel az $F(p)$ hálózatfüggvényt (az előzőekben ismertetett valamelyik eljárással meghatároztuk) és feladatunk a realizáló kapcsolat meghatározása, a tolerancia analízis elvégzése, azaz a

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 egyszerű 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 hurkerősítés 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

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

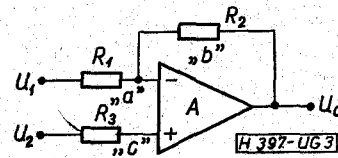
A (9) és (10) egyenleteket a (8) egyenletbe behelyettesítve kapjuk az U_6 kimenő feszültségre az alábbi összefüggést.

$$U_6 = -U_1 \frac{Y_{21c}}{Y_{12b}} + U_2 \frac{Y_{21c}}{Y_{22c}} \cdot \frac{Y_{11b} + Y_{22a}}{Y_{12b}} \quad (11)$$

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 erősítő 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 zártburkú 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 korrektil kompenzálja a műveleti erősítőt, — 6 db/oktávós meredekség tekintetbe vételével, ahogyan azt a gyári adatlapon javasolják, és a zártburkú rendszer mégis oszcillálni fog.

A feladat ezek után az, hogy megvizsgáljuk az aktív szűrő zárthurkú stabilitását, y négy-pólus paramétereit 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

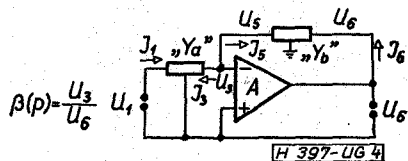
$$A(p)\beta(p) = 1/180^\circ \quad (12)$$

és a zárthurkú rendszer instabil. Hogy megvizsgálhassuk ezt, meg kell találni $\beta(p)$ -t a visszacsatolás Y paramétereinek 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 definiációszerűen 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

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

$\hat{\beta}(p)$ pedig írható a következőképpen:

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

A stabilitási feltételek:

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

Összefoglalva a számítás lépéseit;

- a) Az adott hálózat ismeretében felírjuk $\beta(p)$ -t,
- b) képezzük a (13) egyenletet, ahol az ω_0 ismert,
- c) 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 érzékenységi 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 indexként 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:

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

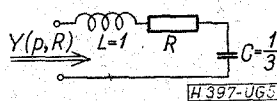
Az érzékenység reális része a normalizált változása a hálózatfüggvény amplitúdójának és a képzetes része a fázisfüggvény megváltozását adja.

Legyen a hálózatfüggvény a következő:

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

ahol x névleges értéke egységnyi.

A fenti hálózatfüggvényt 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 függvényt 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:

$$x = 1,01.$$

Evvél 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.

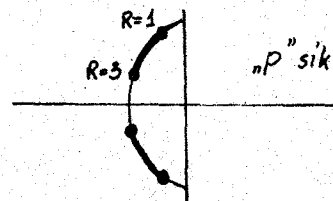
Gyökérérzékenység

Azt az érzékenységet, amelynél a hálózatfüggvény pólusainak és zérusainak helyzetében következnek be változások, 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 hálózatfüggvény 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 hálózatfüggvény pólusait vizsgáljuk — természetesen a zérusok vizsgálata azonos a pólusok vizsgálatához.

Legyen $P(p)$ egy tetszőleges hálózatfüggvény 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 hálózatfüggvény 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:

$$A(p+\Delta p) = a_1 + a_2p + a_3p^2 + a_4p^3 + \dots + \Delta p(a_2 + 2a_3p + 3a_4p^2 + \dots) + (\Delta p)^2(a_3 + 3a_4p + \dots) + \dots \quad (7)$$

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

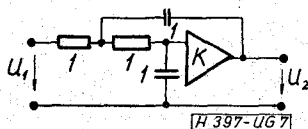
$$P'(p_j) = \left. \frac{dP(p)}{dp} \right|_{p=p_j} \quad (12)$$

Δx tart 0-höz, 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 kapcsolat 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.

$$S_{x_1}^{p_1} = 1 + j0,577$$

$$S_{x_2}^{p_2} = 1 - j0,577.$$

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-törtrekre 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:

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

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

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

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:

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

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 értékével.

Megjegyezzük, hogy a többszörös gyök kiinduló 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

$$F(p, k)$$

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

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

$$(\Delta p_1)^2 - 2\Delta x \Delta p_1 + 2\Delta x = 0$$

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

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 számáló 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 gyökérkézenység meghatározásában.

Az érzékenység mátrix

Ebben a részben bemutatunk egy módszert tetzőleges hálózat komplett érzékenység analizésére, azaz olyan módszert határozunk 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

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

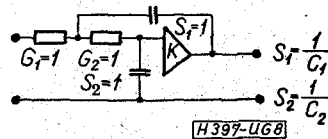
amely összefüggést teremt a gyökhelyek normalizált változása (amely meghatározott b_i együtthatókkal) és a paraméterek normalizált változása között. Így az S elemeit a következőképpen definiálhatjuk:

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

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

A polinomot a következő formában írhatjuk:

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



8. ábra

Írjuk fel az egyes mátrixokat:

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

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

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

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_i 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 érzékenységgel 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:

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

Így például ha az érzékenység együttható s_{ij} meg vannak határozva a konduktancia és elastancia (reciprok kapacitás) elemeire, 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:

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

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

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

egyszerűsítve

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

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 $P(p) = p^2 + b_1 p + b_2$. Erre 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 hálózatfüggvények kettősen lineáris természet következtében egy b_i együtthatónak a függését valamilyen x_j paramétertől, a következő formában írhatjuk:

$$b_i = f_1(x_1 \dots x_{j-1}; x_{j+1} \dots x_m) + x_{if_2}(x_1 \dots x_{j-1}; x_{j+1} \dots x_m) \quad (14)$$

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:

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

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

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

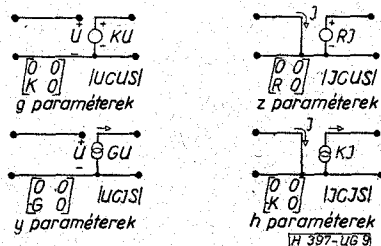
ahol $S_{ij}^N(j\sqrt{b_2})$ a klasszikus érzékenység $p = j\sqrt{b_2}$ -nél kiszámítva és s_{ij} az érzékenység mátrixnak az eleme, amely összefüggésbe hozza b_1 változását x_j változásával. A fenti tulajdonság igazát könnyen beláthatjuk, ha összehasonlítjuk a „klasszikus érzékenység” rész (4) egyenletét,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

Vezérelt generátoros megvalósítások

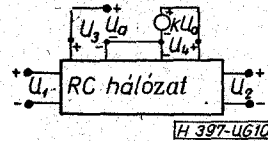
A vezérelt generátoros realizálás általános elmélete

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. Sematikusságuk és jellemző paraméterek a 9. ábra szerinti.

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



9. ábra



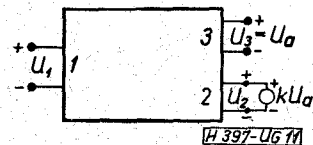
10. ábra

erősítés, UCUS és ICIS esetében dimenziótlan, ICUS esetében impedancia dimenziójú és UCIS esetében pedig admittancia dimenziójú. A vezérelt források (generátorok) realizálásának tanulmányozásához tekintünk azt az esetet, és vizsgáljuk meg, milyen következményekkel jár ha egy UCUST-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.

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

Ebből az egyenletből első ránézésre rögtön szembe tűnik, 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 tekintünk 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:

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

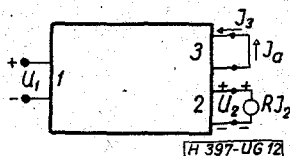
Megjegyezzük, hogy a (2) egyenlettel definiált hálózatfüggvény kétszeresen lineáris K -ban (az UCUS erősítésében). A (2) egyenlettel definiált feszültség transzfer függvény zérusát az y_{31} zérusa határozza meg. Mint ismeretes egy passzív RC transzfer admittancia zérusa bárhol elhelyezkedhet a komplex

frekvenciasíkon. Így a feszültség transzfer függvény zérusa nem korlátozott. A (2) egyenletből láthatjuk, hogy a feszültség transzfer függvény nevezője, mint az y_{33} és K_{y32} polinomok számlálójának 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.



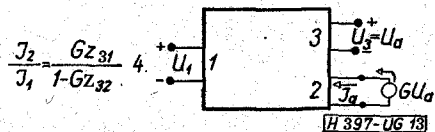
12. ábra

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).

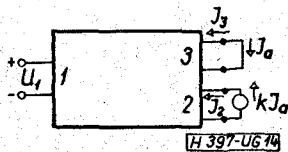
Ha egy UCIS-t kapcsolunk össze egy három kapus passzív hálózattal, akkor a rövidzárási áram transzfer függvénye a 13. ábra szerinti,



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 meredeksége 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 . Függs 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 függvényvel.

Bevezetjük a következő azonosságokat.

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

$$y_{33} = \frac{a_0(p + \sigma_1)(p + \sigma_2)}{p + \sigma_0} \quad (8)$$

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

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{-|K|G_1G_2S_1S_2}{p^2 + p[S_1(G_1 + G_2 + G_3) + S_2G_2] + G_2S_1S_2(G_1 + G_3 + |K|G_3)} \quad (11)$$

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 érzékenység 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 érzékenység 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.

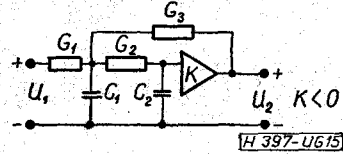
$$\begin{bmatrix} \Delta b_1^{(n)} \\ \Delta b_2^{(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,442 & 0,531 & 0,026 & 0,573 & 0,427 & 0 \\ 0,377 & 1 & 0,622 & 1 & 1 & 0,6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta G_1^{(n)} \\ \Delta G_2^{(n)} \\ \Delta G_3^{(n)} \\ \Delta S_1^{(n)} \\ \Delta S_2^{(n)} \\ \Delta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

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Kh_0}{\sigma_0(p + \sigma_1)(p + \sigma_2) - Kb_0} \quad (9)$$

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:

$$G_1 = 2,5 \text{ i}/\Omega \quad S_1 = 0,25 \text{ 1/F}$$

$$G_2 = 0,592 \text{ 1}/\Omega \quad S_2 = 1,02 \text{ 1/F}$$

$$G_3 = 0,15 \text{ 1}/\Omega \quad K = -26,5$$

Meghatározhatjuk erre a realizálásra az érzékenység 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:*

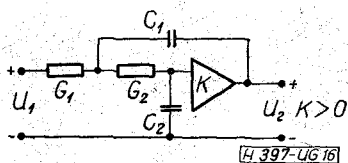
$$y_{31} = \frac{-h_0}{p + \sigma_0} \quad y_{32} = \frac{-b_0 p}{p + \sigma_0}$$

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

ahol a_0, a_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 különböző 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 érzékenységi 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 egységnyi lesz.

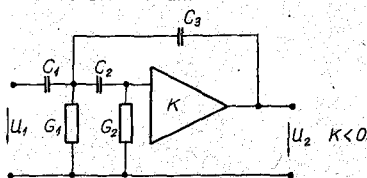
A fenti megállapításokat igazolhatjuk egy példával.

Tekintsük az előző ábrán vázolt kapcsolás realizálását. Legyen a frekvencia normalizált maximális la-posságú 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.

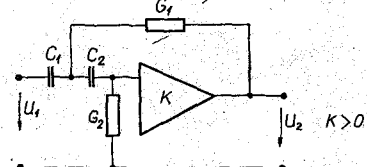
Felülbiztosító realizálások



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-|K|p^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{p^2 R_1 R_2 C_2 (C_1 + C_3 + |K|C_2) + p[R_2 C_2 + R_1 (C_1 + C_2 + C_3)] + 1}$$

Érzékenységi mátrix:

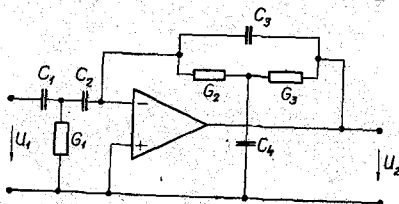
$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,428 & -0,574 & 0,063 & -0,468 & -0,597 & -0,599 \\ -1 & -1 & -0,378 & -1 & -0,623 & -0,599 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta R_1 \\ \Delta R_2 \\ \Delta C_1 \\ \Delta C_2 \\ \Delta C_3 \\ \Delta |K| \end{matrix}$$



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Kp^2}{p^2 + p(G_1 S_1 + G_2 S_2 + G_2 S_1 - KG_1 S_1) + G_1 G_2 S_1 S_2}$$

Érzékenységi mátrix:

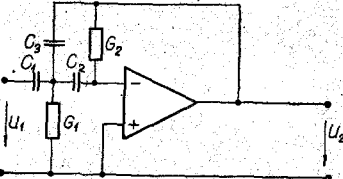
$$\begin{bmatrix} \Delta b_1 \\ \Delta b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2,54 & 3,54 & -0,768 & 1,77 & -2,82 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} \Delta G_1 \\ \Delta G_2 \\ \Delta S_1 \\ \Delta S_2 \\ \Delta K \end{matrix}$$



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Hp^2}{p^2 + b_1 p + b_2}$$

Érzékenységi mátrix:

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



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-p^2 C_1 C_3}{p^2 C_3 C_2 + p G_2 (C_1 + C_2 + C_3) + G_1 G_2}$$

Érzékenységi mátrix:

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

17. ábra

$$G_1 = 1 \text{ } 1/\Omega \quad S_1 = 2,504 \text{ } 1/F$$

$$G_2 = i \text{ } i/\Omega \quad S_2 = 1/2,504 \text{ } 1/F$$

$$K = 10$$

Meghatározzuk a b_1 b_2 -re vonatkozó érzékenység mátrixot.

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

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

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 jellemzőjükkal együtt (17. és 18. ábra).

Természetesen az előzőekben bemutatott realizálásokon kívül léteznek még más eljárások is, így NIC-es (negatív impedancia konverter), gyrátoros realizálások, 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, w_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.

