

LC négypólusok szimulálása aktív áramkörökkel

ETO 621.372.54.001.57:621.372.57

Ebben a cikkben ismertetjük az aktív C szűrőket, az aktív R szűrőket és az LC szűrők szimulálását FEN (frequency emphasizing network) áramkörök segítségével.

Aktív C szűrők

Régóta ismeretes, hogy az induktivitás megvalósítható girátor segítségével. Amennyiben LC szűrőket tervezünk, és az induktivitásokat girátorral helyettesítjük, akkor áramkörünkben csak kapacitásokból és aktív elemekből felépített girátorok lesznek, ezért ezt a kapcsolást aktív C kapcsolásnak hívják.

A girátor Tellegen meghatározása szerint olyan kapcsolási elem, amelynek admittancia-mátrixa a következő:

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & g_1 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Amennyiben $g_1 = g_2$ valós, a fenti admittancia-mátrix olyan reciprok passzív elemet ír le, amit aktív áramkörökkel szokás megvalósítani. Ha g_1 nem egyenlő g_2 -vel vagy a g értékei nem valósak, az admittancia-mátrix nem reciprok aktív elemet definiál. Leginkább olyan girátort használunk, amelyben g_1 és g_2 egymástól különböző valós konstans.

A girátor admittancia-mátrixát átírtuk láncmátrixba:

$$L_g = \begin{bmatrix} 0 & 1/g_2 \\ -g_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Reciprok hálózatok láncdeterminánsa egy. Látjuk, ez akkor teljesül, ha $g_1 = g_2$.

A láncparaméterekkel könnyen kiadódik a kondenzátorral lezárt girátor bemenő impedanciája:

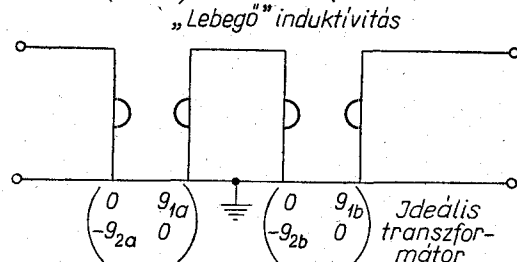
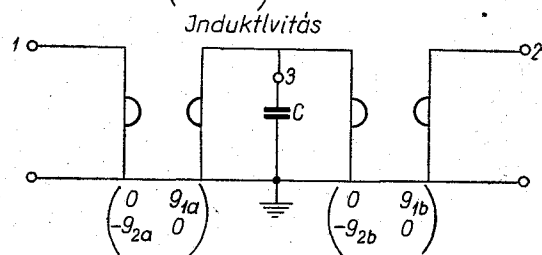
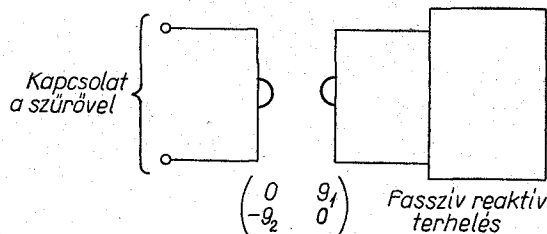
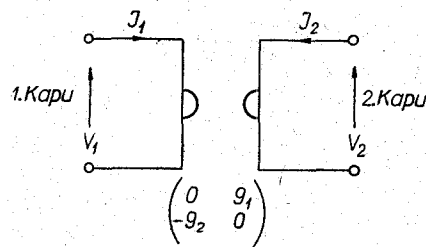
$$Z_{be} = \frac{s \cdot C}{g_1 \cdot g_2} \quad (3)$$

A bemenő impedancia tehát $L = \frac{C}{g_1 g_2}$ induktivitás.

$$\begin{bmatrix} 0 & 1/g_{1,1} \\ -g_{1,2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1/g_{11,1} \\ -g_{11,2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{g_{11,2}}{g_{1,1}} & 0 \\ 0 & -\frac{g_{1,2}}{g_{11,1}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Látjuk, az ideális transzformátor láncmátrixa adódik, ha

$$g_{11,2} \cdot g_{1,2} = g_{11,1} \cdot g_{1,1}$$



H 353-N6T

1. ábra

Kapcsoljunk láncba két girátort. Az eredő láncmátrixot mátrixszorzással számíthatjuk ki.

A girátor felhasználásának egyik legtöbbet ígérő módja az, ha az ohmos lezárási, veszteség nélküli LC szűrőkben az induktivitásokat girátorral helyettesítjük. Így olyan ideális szűrőket kaphatunk, amelyekben adott frekvenciákon a csillapítás zérus, és erősítés sem lép fel. Tudvalevő, hogy az aktív RC

szűrők megvalósításakor nehézséget okoz az amplitúdó-karakterisztika túlságos érzékenysége az elemtoleranciákkal szemben.

A fent ismertetett módon, girátor segítségével megépített aktív C szűrők érzékenysége az LC szűrőkéhez áll közel, amelyek érzékenység szempontjából előnyösebb tulajdonságúak, mint az aktív RC szűrők. Orchard kimutatta, hogy különösen kicsi az elemtolerancia-érzékenység az ideális LC szűrőknél, amelyek csillapítása a lehető legtöbb fekvencian zérus. A reflexiómentes illesztési frekvenciákon ugyanis az amplitúdó-karakterisztika deriváltja zérus, azonkívül ezeken a frekvenciákon a csillapítás csak csökkenhet

$$\begin{bmatrix} 0 & 1/g_{1,2} \\ -g_{1,1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1/g_{11,2} \\ -g_{n,1} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_{11,1} & sC \\ g_{1,2} & g_{1,2}g_{11,2} \\ 0 & -g_{1,1} \\ & g_{11,2} \end{bmatrix}$$

Látjuk, ha $g_{11,1} = g_{1,2}$ és $g_{1,1} = g_{11,2}$, akkor $L = \frac{C}{g_{1,2}g_{11,2}}$, így soros induktivitást tartalmazó négy-pólus láncmátrixát kaptuk meg.

Az 1. ábrán a girátor szimbolikus jelölését, a földelt induktivitás, a lebegő induktivitás és az ideális transzformátor girátoros megvalósítását vázoltuk fel.

Girátor és girátoros szűrő megvalósítása

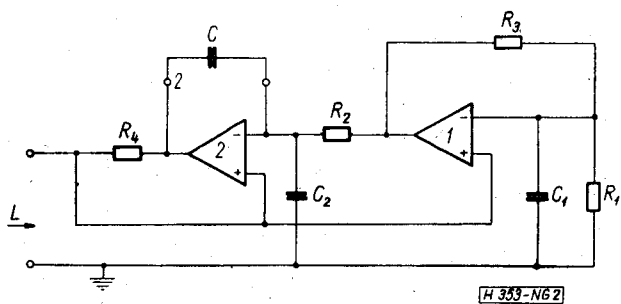
A girátor megvalósítását az (1) admittancia-mátrix felbontásával szokták megoldani:

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & g_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix}$$

A két admittancia-mátrix külön-külön egy-egy feszültségvezérelt áramgenerátor admittancia-mátrixa. A girátor tehát két feszültségvezérelt áramgenerátor párhuzamos kapcsolása.

$$L = \frac{R_1 R_3 R_4 C}{R_2} \left[1 + e_1 \frac{(R_1 + R_2)^2}{R_1 R_2} - e_2 \frac{R_1 - R_2}{R_2} + e_2 \frac{\omega}{\omega_2} \frac{1}{\omega C R_3} + \frac{\omega C R_3 R_1}{R_2} \right], \quad (5)$$

$$D = \omega C_1 R_1 - \frac{\omega C_2 R_3 R_1}{R_2} - e_1 \frac{\omega}{\omega_1} \frac{(R_1 + R_2)^2}{R_1 R_2} + e_2 \frac{\omega}{\omega_2} \frac{(R_1 - R_2)}{R_2} + e_2 \left(\frac{1}{\omega C R_3} + \frac{\omega C R_1 R_1}{R_2} \right). \quad (6)$$



2. ábra

és nem növekedhet az elemértékek megváltoztatásakor. Különösen előnyös a girátoros aktív C szűrő alkalmazása aktív RC szűrők helyett magasabb fokú, nagy q -jú szűrőknél. Külön kell szólnunk a lebegő és a földelt induktivitás girátoros realizálásáról.

Az egyik végén földelt induktivitás realizálását a (2) és (3) képlet alapján végezhetjük el. Ügyelni kell arra, hogy az áramkörre csak a kondenzátorral lezárt girátor bemenő impedanciájának legyen hatása. A lebegő induktivitás megvalósítása érdekében kössünk láncba egy girátort, egy kondenzátort, majd egy újabb girátort. Az eredő láncmátrixot mátrix-szorzással könnyen megkaphatjuk:

A sokfajta és az irodalomban gyakran szereplő girátorok közül a Riordan-girátort választottuk ki, amelyet a 2. ábrán vázoltunk fel [1].

A 2. ábrán az 1-es kapu bemenő ellenállása induktív jellegű, a két műveleti erősítő erősítése legalább 60 dB, és a girátor-ellenállások 1–2 kohm nagyságrendűek. A két erősítő feszültségerősítése:

$$u_{be}/u_{ki} = e_i \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_i} \right), \quad \text{ahol } i = 1, 2,$$

e_1 a kisfrekvenciás erősítés reciproka és ω_1 a nyitott hurkú erősítés 3 dB-es pontjához tartozó frekvencia.

A felhasználás szempontjából az az érdekes, hogy a szimulált induktivitásra a 2. ábrán látható kapcsolás analízise révén milyen összefüggés adódik.

Ezenkívül még az induktivitás jósági tényezőjét (q) vagy annak reciprokát (D : disszipációs faktor) is ismernünk kell.

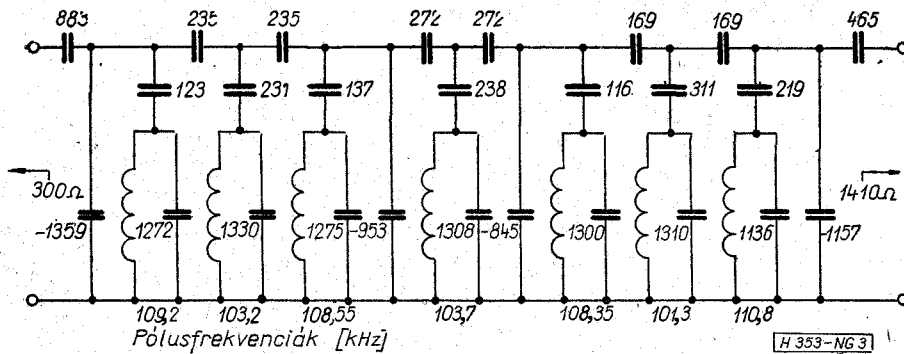
A számításokat elvégezve eredményül a következő kifejezéseket kapjuk:

Ideális induktivitást végtelen erősítés ($e_1 = e_2 = 0$) és $C_1 = C_2 = 0$ esetben kapunk. Ilyenkor:

$$L = \frac{R_1 R_3 R_4 C}{R_2}, \quad D = 0.$$

A kisfrekvenciás tartományban a körfrekvencia kicsi az ω_1 -hez és ω_2 -höz képest, ezért azokat a tagokat, amelyekben ω/ω_i ($i = 1, 2$) szerepel elhagyhatjuk.

Amennyiben nem kötünk be külön C_2 és C_1 kondenzátorokat, és csak az erősítők néhány pF-os be-



3. ábra

menő kapacitásai jönnek számításba, akkor D kifejezésében az első két tagot elhagyhatjuk:

$$D = e_2 \left(\frac{1}{\omega CR_3} + \frac{\omega CR_3 R_1}{R_2} \right).$$

A zárójelben levő kifejezéseknek ωCR_3 szerint akkor van minimuma, ha

$$\omega CR_3 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}.$$

D minimumának értéke:

$$D_{\min} = 2e_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}.$$

Végül felírjuk az $R_1 = R_2$ speciális esetet, amikor a következő egyszerű eredmények adódnak:

$$L = R_3 R_4 (1 + 4e_1),$$

$$D = \omega(C_1 R_1 - C_2 R_3) + e_2 \left(\frac{1}{\omega CR_3} + \omega CR_3 \right).$$

Az ismertett Riordan-girátorral egyik végén földelt inductivitást lehet szimulálni. Előnyös például sávszűrőből 7-ed rendű telefon-csatornaszűrőt készíteni, szimmetrikus terhelésnél ehhez 8 db girátor kell. Nagy zárócsillapítás elérése érdekében a párhuzamos rezgőkörökkel sorba kötött kapacitások pólusokat ültetnek be [1].

A 3. ábrán látható sávszűrő számítógépprogramok segítségével könnyen szintetizálható. Aszimmetrikus lezárás esetében a [2] irodalomban ismertett módszerünk szerint az egyik szélső alaptagot szimmetrikus-aszimmetrikus transzformációnak kell alávetni. Túl nagy impedanciáttranszformáció esetén a szimmetrikus-aszimmetrikus transzformáció negatív kapacitású kondenzátor beépítését teszi szükségessé. Aktív áramkörökkel azonban nem nehéz negatív kapacitást szimulálni.

Negatív kapacitás szimulálása

A negatív kapacitású kondenzátor felépíthető pozitív kapacitású kondenzátorból és negatív impedancia konverterből. A negatív kapacitású kondenzátor a 4. ábra szerint megépíthető két ellenállás, egy kapacitás és egy műveleti erősítő segítségével.

Amennyiben a 4. ábrán a szaggatott vonallal be-

rajzolt R_3 ellenállást és C_2 kapacitást nem kötjük be, a bemenő admittancia:

$$Y = -j\omega \frac{R_3 C_1}{R_1}.$$

A negatív kapacitás abszolút értéke: $R_3 C_1 / R_1$.

A stabil egyenszint biztosítására be kell kötnünk az R_3 ellenállást, ekkor a bemenő admittancia:

$$Y = -\frac{R_2}{R_1 R_3} - j\omega \frac{R_2 C_1}{R_1}.$$

Most negatív induktanciát kaptunk, amelynek jóságai tényezője $C_1 R_3$. Végtelen q -t akkor kapunk, ha

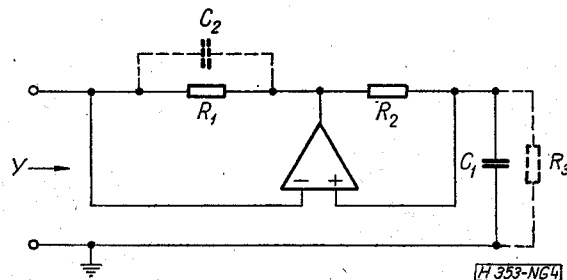
a bemenetre $\frac{R_2}{R_1 R_3}$ értékű vezetőképességet kapcsolunk, amely a bemenő admittancia valós részével zérust ad. Azonban sajnos, így a négy ellenállás hidat alkot, amelyet a C_2 bekötésével kell kompenzálni. Ekkor a bemenő admittancia:

$$Y = \omega^2 C_1 C_2 R_2 - \frac{R_2}{R_1 R_3} - j\omega \left(\frac{R_2 C_1}{R_1} + \frac{R_2 C_2}{R_3} \right).$$

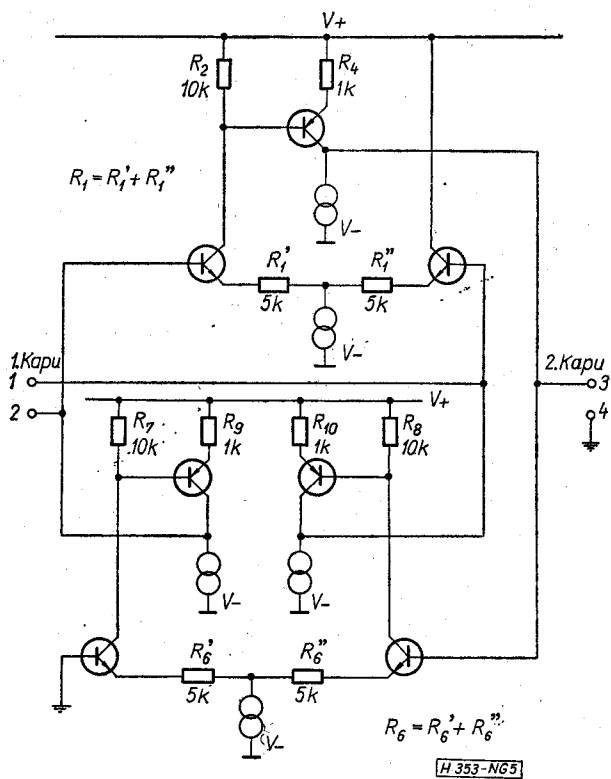
Amennyiben $\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_3 = 1$, akkor ezen a frekvencián végtelen q érhető el.

A lebegő inductivitás problémája

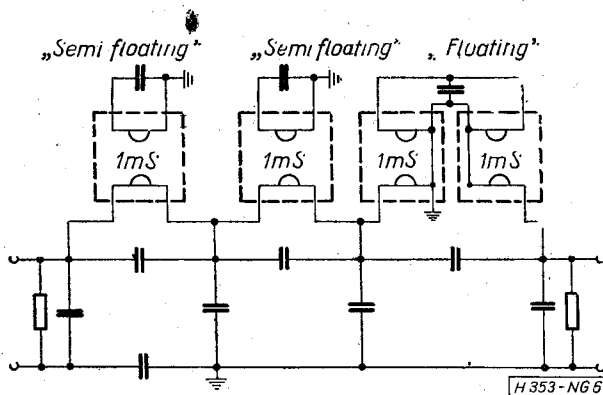
Említettük már, hogy ha kondenzátorral lezárt girátorral kaszkádba újabb girátort kapcsolunk, akkor lebegő (egyik végén sem földelt) inductivitást kapunk. A [3] irodalom tranzistorokból felépített, mintegy lebegő (semi floating) girátort ismertet, amely egymagában képes lebegő inductivitást szimulálni. Az 5. ábrán felvázoltuk a semi floating girátor kapcsolási rajzát. A 6. ábrán azt láthatjuk, hogyan lehet aluláteresztő LC szűrőt lebegő girátorral és semi floating girátorral szimulálni.



4. ábra



5. ábra



6. ábra

Előnyösebbnek látszik azonban, ha a lebegő induktivitás problémáját a következő fejezetben ismertetésre kerülő *FDNR* elemekkel oldjuk meg. Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a girátoros szűrő realizálásához minimális induktivitásszámú *LC* szűrők, illetve szűrőláncok szintézise szükséges.

LCR hálózatok szimulálása *FDNR* elemekkel

A pozitív immittancia konverter (*PIC*) megadható *FDNR* (*Frequency-Dependent Negative Resistance*) elemekkel.

Az *FDNR* elemek bevezetésekor olyan transzformációt adunk meg, amely az *LCR* hálózatot áttranszformálja ellenállásokból, kondenzátorokból és *FDNR* elemekből álló hálózatra. Az *FDNR* elemet az admittanciájával definiáljuk: $Y(s) = s^2N$. Az időtartományban az *FDNR* elemen átfolyó áram és a

rajta eső feszültség között a következő összefüggést kapjuk:

$$i = N \frac{d^2u}{dt^2}$$

Az *N*-et, mivel negatív admittanciát eredményez, negadításnak neveztük el. A párhuzamos *LCR* rezgőkör admittanciája:

$$Y_{LCR}(s) = G + sC + \frac{1}{sL}$$

A transzformáció legyen *s*-sel való szorzás:

$$Y_{NCR}(s) = sY_{LCR}(s) = sG + s^2C + \frac{1}{L} \tag{7}$$

Az *LCR* hálózat és a *NCR* hálózat megfeleltetése a (7) összefüggésből leolvasható. Az *LRC* hálózat vezetőkéességéből kapacitás, kapacitásából negadítás, az induktivitás reciprokáiból vezetőkéesség lesz.

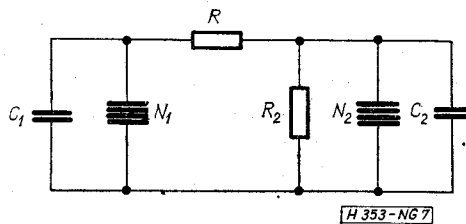
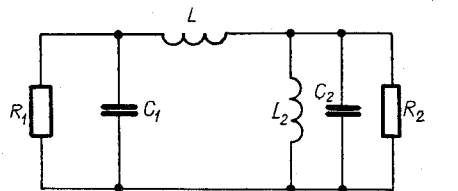
Írjuk fel a *Z* impedanciájú és *Y* admittanciájú szimmetrikus π tag láncmátrixát:

$$\begin{bmatrix} i & +ZY & Z \\ 2Y + ZY^2 & 1 + ZY \end{bmatrix}$$

A (7) összefüggésből látjuk, hogy $Y_{NCR} = sY_{LCR}$, viszont $Z_{NCR} = \frac{Z_{LCR}}{s}$, tehát $Z_{NCR} \cdot Y_{NCR} = Z_{LCR} \cdot Y_{LCR}$.

Az *LC* hálózatnak megfelelő *NR* hálózat *a*, *d* láncparamétere tehát szintén valós. A *b*, *c* láncparaméterek jellege más az *LC* és az *NR* hálózatokban. Vegyük azonban figyelembe, hogy a karakterisztikus függvény számításakor *b*-t az ohmos lezáró ellenállással osztani, *c*-t pedig szorozni kell. Mivel az ohmos lezáró ellenállás vezetőkéességének az *NR* hálózatokban kondenzátor kapacitása felel meg, ezért az ohmos ellenállással lezárt *LC* π tag karakterisztikus függvénye azonos lesz a kondenzátorral lezárt *NR* π tag karakterisztikus függvényével.

Mindez természetesen a π tagokból összerakott, tetszés szerinti láncokra is igaz. Az elmondottakat *T* tagokra is kiterjeszthetjük. A 7. ábrán a [2] irodalomban Puskás-szűrőnek elnevezett, ohmos lezárású



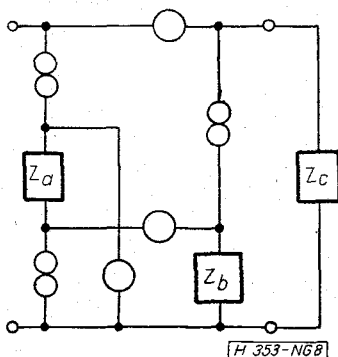
7. ábra

szűrőnek a transzformált alakját, az új *FDNR* elem jelölését és a kapcsolás *PIC* megvalósítását vázoltuk fel.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a lebegő induktivitás problémáját megoldottuk, hiszen az induktivitást áttranszformáltuk ohmos ellenállásba. Viszont előtérbe lépett a lebegő kapacitás problémája. Megállapítható az is, hogy az *FDNR* elemes realizációhoz minimális kapacitásszámra történő négy-pólusszintézis szükséges.

FDNR elem realizálása nullátorok és norátorok segítségével

Említettük már, hogy *FDNR* elem előállítható pozitív immittancia-konverterrel (*PIC*). A *PIC*-et viszont a 8. ábra szerint könnyen felrajzolhatjuk nullá-



8. ábra

torok és norátorok segítségével. A 8. ábrán felvázolt kapcsolás bemenő impedanciája:

$$Z_{II}(s) = \frac{Z_1(s) \cdot Z_2(s)}{Z_3(s)}$$

Z_3 legyen ohmos (R_3), Z_1 és Z_2 pedig kapacitív jelleű, akkor a bemenő impedancia:

$$Z_{II}(s) = \frac{1}{s^2 C_1 C_2 R_3}$$

Áttérve admittanciára:

$$Y_{II}(s) = s^2 C_1 C_2 R_3$$

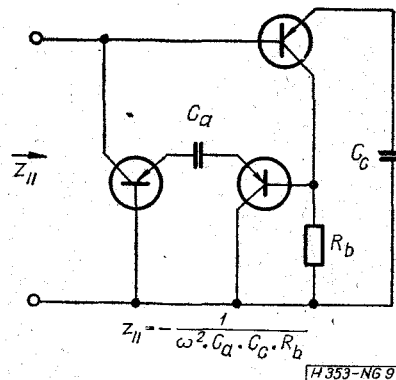
A pozitív immittancia-konverter bemenete így *FDNR* elemet állított elő: $N = C_1 C_2 R_3$. A 9. ábrán vázoltuk fel a 8. ábrán megadott *FDNR* elemek megvalósítását.

Az $s = j\omega$ helyettesítéssel:

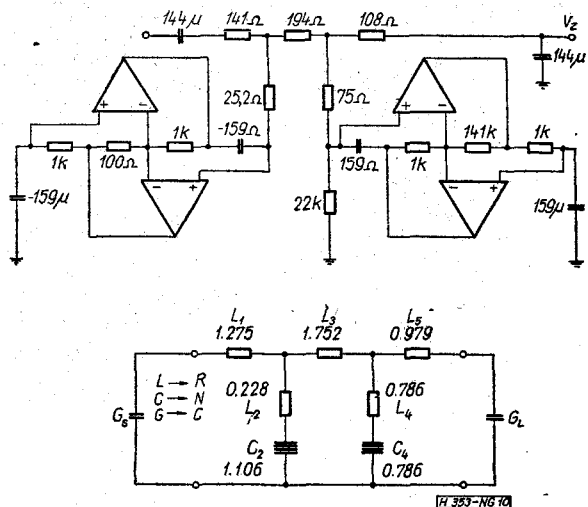
$$Z_{II}(j\omega) = -\frac{1}{\omega^2 N}$$

A bemenő ellenállás tehát frekvenciafüggő negatív ellenállás lesz, amellyel ha pozitív R ellenállást kötünk párhuzamosan, akkor kapjuk:

$$Z_e(j\omega) = \frac{R}{1 - \omega^2 C_1 C_2 R_3 R}$$



9. ábra



10. ábra

Visszatérve az s síkra, a képzetes tengelyen $s = \pm j \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R}$ pólushelyeket kapjuk. A negadítás (N) és ohmos vezetőképesség (G) párhuzamos kapcsolása az előző fejezetben tárgyalt megfeleltetés szerint párhuzamos rezgőkört alkot.

A 10. ábrán a [4] irodalom alapján közlünk egy gyakorlatban is megépített *FDNR* elemes kapcsolást.

LC szűrők amplitúdó-karakterisztikájának szimulálása FEN áramkörök segítségével

FEN a Frequency Emphasizing Network rövidítése, és olyan aktív hálózatot jelent, amely bizonyos frekvencián kiemelését végez. Nevezhetjük a *FEN* áramköröket aktív amplitúdókorrektoroknak is. Az *LC* szűrő teljes szimulálása *FEN* áramkörökkel általában nehézségbe ütközik, hiszen az aktív áramkörök nem reciprok elemek, szemben az *LC* szűrők reciprok tulajdonságával.

Ezért a *FEN* áramkörökkel az *LC* szűrők valamelyik amplitúdó-karakterisztikáját szimuláljuk két lépésben. Először az *LC* szűrő amplitúdó-karakterisztikáját *RC* négy-pólussal approximáljuk, majd *FEN* áramkörrel beállítjuk ugyanazt az amplitúdó-karakterisztikát, ami az *LC* szűrőnek van [5].

A feszültségátviteli karakterisztikára elmondottakat másodfokú szűrőre a 11. ábrán szemléltetjük. A 11. ábrán felvázolt LCR szűrő feszültségátviteli karakterisztikáját a passzív RC négy-pólus transzfer admittancia-karakterisztikájából és az aktív korrek-tor transzfer impedancia-karakterisztikájából rak-hatjuk össze.

Magasabb fokú szűrők esetében első lépésként a szűrőket szét kell bontani másodfokú tagokra, majd ezek amplitúdó-karakterisztikáját a 11. ábrán vázolt módon RC négy-pólus és aktív korrek-tor segítségével realizálhatjuk.

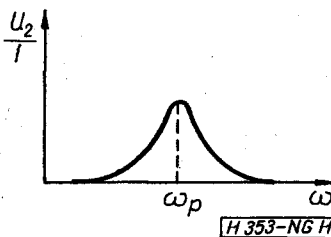
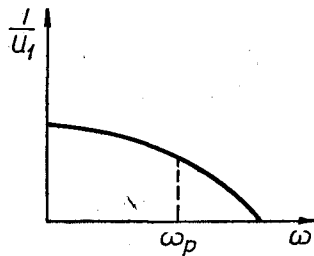
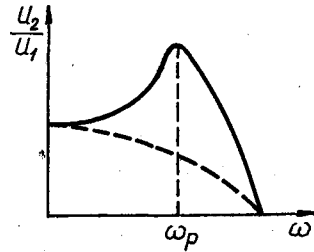
Realizáljuk az m-ed fokú feszültségátviteli függ-vényt:

$$T_m(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}, \text{ ahol } n \cong m.$$

Az első lépés a fenti tört átalakítása másodfokú tényezőkre:

$$T_m(s) = \prod_{i=1}^{n/2} T_i(s) = \prod_{i=1}^{n/2} K_i \cdot \frac{s^2 + \frac{\omega_{zi}}{q_{zi}} s + \omega_{zi}^2}{s^2 + \frac{\omega_{pi}}{q_{pi}} s + \omega_{pi}^2},$$

$$\frac{U_2}{U_1} = (Y_{21})_{RC} \cdot (Z_{21})_{KORR} = K_R \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{q_z} s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{q_p} s + \omega_p^2} \cdot K_{KORR} \frac{s^2 + \frac{\omega_p}{q_R} s + \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{q_P} s + \omega_p^2}.$$



11. ábra

ahol q_i az i -edik jóságú tényező, ω_i pedig az i -edik természetes körfrekvencia. Ezután a másodfokú feszültségátviteli függvény megvalósítása követke-zik.

Külön érdemes foglalkozni a kis ($0,5 \cong q_p \cong 5$), a kö-zepes ($5 \cong q_p \cong 50$) és a nagy ($50 \cong q_p \cong 500$) jóságú té-nyezőjű áramkörökkel.

Közepes jóságú tényezőjű áramkör

Először közepes q -jú másodfokú hálózattal foglal-kozzunk, amelyek q -ja 5 és 50 közé esik.

A szűrőt passzív RC tagból és aktív korrek-torból állítjuk össze. A számba jöhető másodfokú transzfer admittanciákat realizáló RC négy-pólusok közül né-hányat a 16. ábrán tüntettünk fel [5].

Az eredő feszültségátviteli függvény az RC négy-pólus transzfer admittanciájának és az aktív korrek-tor transzfer impedanciájának a szorzatából adódik.

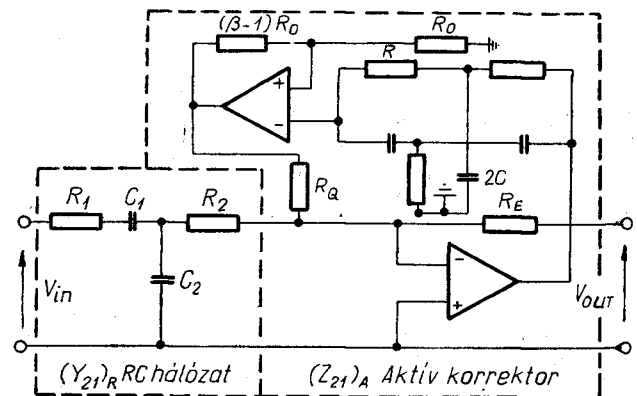
Mivel eredőként is másodfokú függvényt akarunk kapni, ezért a transzfer admittancia nevezőjét és a transzfer impedancia számlálóját azonosra kell vá-lasztani:

Az első tényezőt az 16. ábrából aszerint választjuk ki, hogy sávszűrőt, alul- vagy felüláteresztő szűrőt kívánunk-e realizálni. Például sávszűrő esetében a 16b, aluláteresztő szűrő esetében 16a változat hasz-nálható fel.

A második tényező, az aktív korrek-tor transzfer impedanciája előnyösen valósítható meg T vagy kettős T híddal visszacsatolt aktív áramkörrel, amely bizonyos frekvencián elvégzi a kiemelést.

Például a 12. ábrán felvázolt sávszűrő aktív kor-rek-torának transzfer impedanciája a következőkép-pen írható fel:

$$(Z_{21})_{KORR} = K_{KORR} \frac{s^2 + \frac{\omega_p}{q_R} s + \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{q_P} s + \omega_p^2},$$



12. ábra

ahol $K_{KORR} = \frac{q_R}{q_p} R_F$, $\omega_p = \frac{1}{RC}$, $q_R = \frac{1}{4}$,

$$q_p = \left(1 + \beta \frac{R_F}{R_Q}\right) q_R.$$

A bemeneti RC négyfólyust a 16b ábrából másoltuk át. Így:

$$K_R = \frac{1}{R_1 R_2 C_2}, \quad q_R = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(R_1 + R_2) C_1 + R_2 C_2},$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

Az eredő $K = K_R \cdot K_{KORR}$, tehát: $K = \frac{q_R R_F}{q_p R_1 R_2 C_2}$.

A zérus-pólus kiejtés miatt:

$$\frac{1}{(RC)^2} = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad \text{és} \quad \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(R_1 + R_2) C_1 + R_2 C_2} = \frac{1}{4}.$$

Ezek után már könnyű olyan számítógépprogramot készíteni, amellyel a számítógép az adott specifikációs adatokból kiszámítja a kapcsolási paraméterek értékeit.

Az aktív korrektor két műveleti erősítője közül a μ invertáló, a β nem invertáló erősítő. Az ω_p körfrekvencián kiegyenlített kettős T híd a visszacsatoló hurrok, amelynek a jósági tényezője q_R .

$$q_p = (1 + \beta \mu) q_R. \quad (8)$$

Ideális esetben $\mu = R_F / R_Q$.

q_p érzékenysége (8) alapján:

$$\frac{\Delta q_p}{q_p} = \left(1 - \frac{q_R}{q_p}\right) \left(\frac{\Delta \mu}{\mu} + \frac{\Delta \beta}{\beta}\right). \quad (9)$$

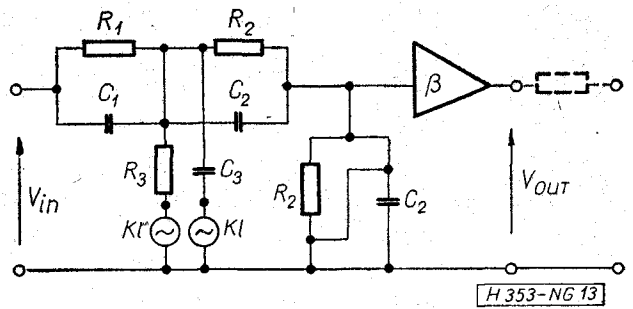
A (9) alapján kb. 5% stabilitás specifikálható 50-es q_p -nél. Nem célunk a konkrét megvalósítás részletes tárgyalása, csupán megemlítjük, hogy mint minden visszacsatolt aktív áramkört, ezt is kompenzálni kell a parazita oszcilláció kiküszöbölése érdekében. A kompenzált áramkör nyitott hurkú erősítésének a csökkenése beállítható 6 dB/oktávra.

Kis ($0,5 \leq q \leq 5$) és nagy ($50 \leq q \leq 500$) jósági tényezőjű áramkörök

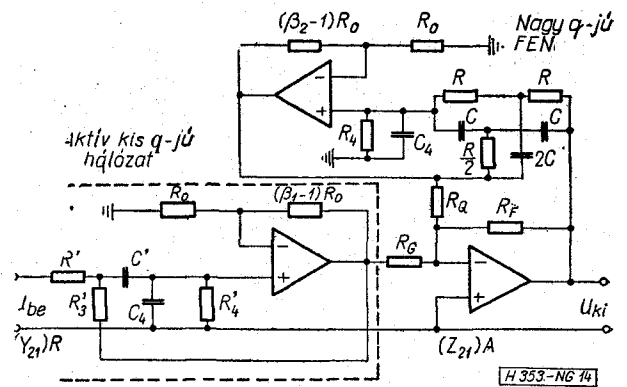
Kis q esetében egyetlen visszacsatolt hálózattal realizálható a másodfokú feszültségátviteli függvény.

Kis q -jú általános hálózatot a 13. ábrán tüntettünk fel. A 13. ábrán levő kapcsolás alapján kapjuk meg a speciális eseteket, különböző összekötések elhagyásával.

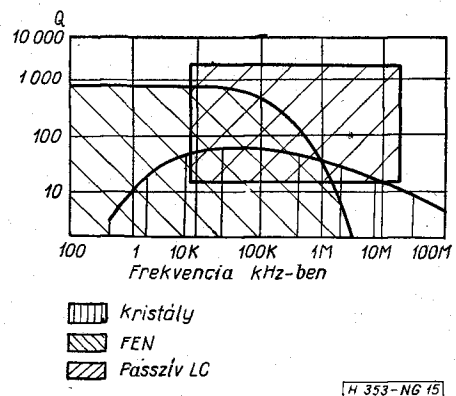
A nagy q -jú áramkört úgy realizálhatjuk, hogy a most ismertetett kis q -jú aktív áramkört kiegészítjük egy aktív korrekttal. A 14. ábrán látható a nagy q -jú aktív korrektor kapcsolása. A számítógépes szintézis a kis és nagy q -jú hálózatoknál sem ütközik nehézségbe.



13. ábra



14. ábra



15. ábra

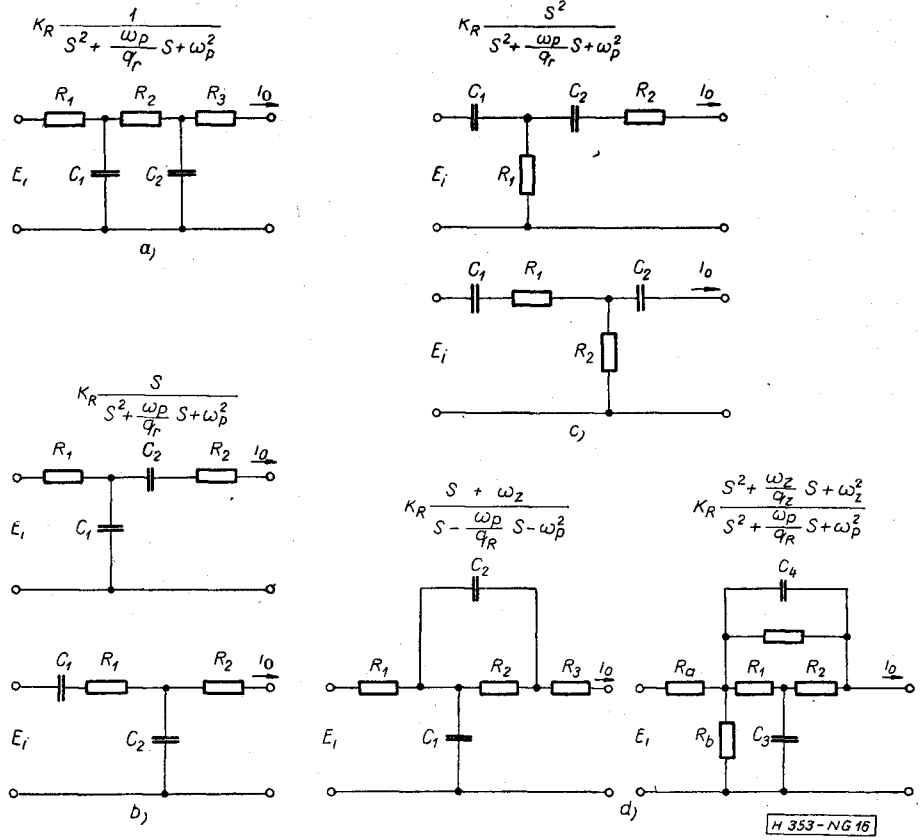
A FEN áramkörös realizálás előnyei és felhasználási területe

A FEN realizáció már átvezet az aktív RC szűrőkhöz. A sorozatgyártás szempontjából nagy előny a blokkos felépítés. A közepes q -jú áramköröknél ugyanazt az aktív korrektor többféleképpen is felhasználhatjuk, készíthetünk alul- és felüláteresztő szűrőt, valamint sávszűrőt is, csupán a passzív RC négyfólyust kell változtatni.

A kis q -jú aktív hálózat önmagában is és a nagy q -jú hálózat előtagjaként is felhasználható.

Végül a 15. ábrán megadjuk a passzív LC szűrők, a kristálysűrők és FEN áramköri blokkok felhasználási tartományát.

NEMESSZEGHY GY.: LC NÉGYPÓLUSOK SZIMULÁLÁSA



16. ábra

IRODALOM

[1] Orchard, H. J. — Desmond — Sheahan, F.: Inductorless Bandpass Filters. IEEE J. Solid-State Circuits, June 1970.

[2] Nemesszeghy Gy.: Aszimmetrikus illesztő négyfókusok számítógépes szimulációja. Híradástechnika, 1972. szeptember.

[3] Harvey, Holmes, W. — Heinlein, E. — Grützmann.: Sharp-Cutoff Low-Pass Filters Using Floating Gytrators. IEEE J. Solid-State Circuits, Febr. 1969.

[4] Bruton, L. T.: Frequency Selectivity Using Positive Impedance Converter-Type Networks. Proc. IEEE, Aug. 1968.

[5] Moschytz, G. S.: FEN Filter Design Using Tantalum and Silicon Integrated Circuits. Proc. IEEE. Apr. 1970.

[6] Bruton, L. T.: Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance. IEEE, Trans. Circuit Theory, Aug. 1969.

H 353-NG 16