

Egy műveleti erősítő aktív szűrőtagok kompenzálása

ETO 621.372.54:621.375

A hibátényező általánosításának alapgondolatát [1] aktív szűrőkre is kiterjeszthetjük.

Az egy műveleti erősítő másodfokú alaptagok műveleti erősítőjének bemenetei között fellépő differenciális vezérlőfeszültség és a bemeneti feszültség és a kimeneti feszültség segítségével írható fel a p komplex frekvenciatartományban. Az erősítő kimeneti ellenállásának és közös módusú erősítésének elhanyagolásával a szuperpozíció tétele alapján:

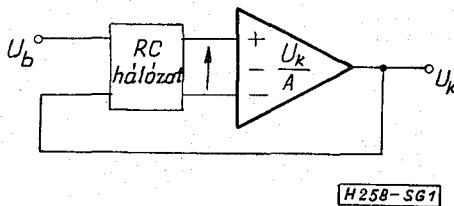
$$U_k(p)A_{kv}(p) + U_b(p)A_{bv}(p) = \frac{-U_k(p)}{A(p)},$$

ahol $A(p)$ a műveleti erősítő differenciális nyílt-hurkú erősítése.

Átrendezés után:

$$\begin{aligned} -A_{sk}(p) &= \frac{-U_k(p)}{U_b(p)} = \frac{A_{bv}(p)}{A_{kv}(p)} \frac{A(p)A_{kv}(p)}{1 + A(p)A_{kv}(p)} = \\ &= A_{id}(p) \frac{H(p)}{1 + H(p)}. \end{aligned}$$

Láthatóan $H(p) = A(p)A_{kv}(p)$ és a visszacsatolási tényezőnek megfelelő, általánosított fogalom az



1. ábra

$A_{kv}(p)$ transzfer jellemző. Ez az erősítőt vezérlő differenciális jelfeszültség és az ezt létrehozó kimeneti feszültség hányadosaként számítható, ha a vezérlő generátor helyére rövidzárat teszünk, a továbbiakban jelölése β .

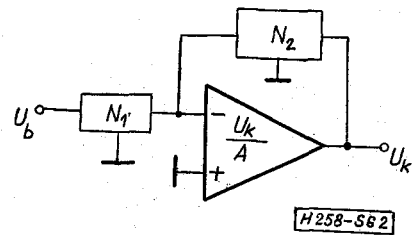
A fenti felírásmód nagy előnye, hogy a stabil működéshez szükséges kompenzálásnak, vagyis az elrendezés által meghatározott $\beta = A_{kv}(p)$ függvényhez megfelelő $A(p)$ kialakításának feltételei könnyen kiszámolhatók. Másrészt arra is alkalmas, hogy közvetlen számítógépes kiértékelést végezzünk az $A_{sz}(p)$ szűrőkarakterisztikának az $A_{id}(p)$ approximált szűrőkarakterisztikától való eltéréseinek meghatározására.

A továbbiakban néhány, gyakorlatilag jól használható elrendezésre meghatározzuk a hurokerősítés frekvenciafüggését. A kapcsolások kiválasztása a gyakorlati használhatóság szempontjainak felel meg. A vezérelt generátoros alul- és felüláteresztők a kis

passzív elemszám miatt célszerűek, a vezérelt generátoros sávszűrők pedig az erősítést beállító ellenállások toleranciáira nagyon érzékenyek, ezért gyakorlatilag használhatatlanok.

Végtelen erősítésű egyhurkú szűrő

A végtelen erősítésű egyhurkú rendszer általános elrendezését a 2. ábra mutatja. A generátor jele és a kimeneti jel egyaránt egy-egy négypóluson keresztül csatolva kerül az invertáló bemenetre.

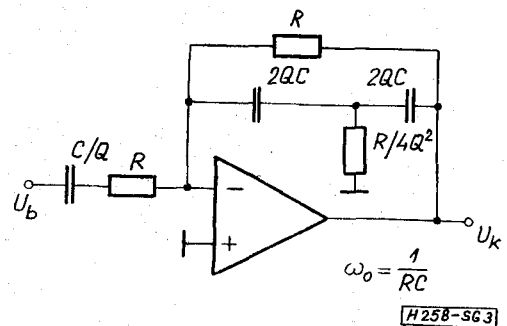


2. ábra

Az erősítések y -paraméterekkel kifejezve:

$$A_{kv} = \frac{y_{21(2)}}{y_{22(1)} + y_{22(2)} + Y_{be}}, \quad A_{bv} = \frac{y_{21(1)}}{y_{22(1)} + y_{22(2)} + Y_{be}}$$

A továbbiakban az RC -szűrők kondenzátorainak veszteségétől és a véges bemeneti ellenállás hatásától eltekintünk. A bevezetésben említett szempontok miatt a végtelen erősítésű szűrők közül csak a sáváteresztőket vizsgáljuk.



3. ábra

A 3. ábra szerinti, sávközépen egységnyi erősítésű elrendezésre $A \rightarrow \infty$ határátmenettel, $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ helyettesítéssel:

$$-A_{id} = \frac{\frac{1}{Q}P}{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}$$

az ideális szűrőátvitel, itt $P = p/\omega_0$ a normalizált komplex frekvenciaváltozó, $\Omega = \omega/\omega_0$ a normalizált frekvencia. Y_{be} értékét nullának véve a hurokerősítésre:

$$H = A\beta = A \frac{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}{P^2 + \left(\frac{1}{Q} + 2Q\right)P + 1} \text{ adódik.}$$

$$|\beta_{\min}| = |\beta(\Omega=1)| = \frac{1}{1 + 2Q^2}.$$

Ha $Q \gg 1$, akkor $|\beta|_{\min} \approx \frac{1}{2Q^2}$.

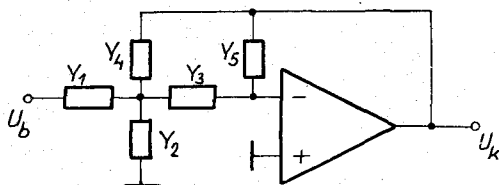
Végtelen erősítésű kéthurkú sáváteresztő

A végtelen erősítésű kéthurkú rendszer általános elrendezését a 4. ábra mutatja. Az 5. ábra szerinti, minimális elemszámú sáváteresztő elrendezésre:

$$-A_{id} = \frac{2QP}{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1},$$

$$H = A\beta = A \frac{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}{P^2 + \left(\frac{1}{Q} + 2Q\right)P + 1}.$$

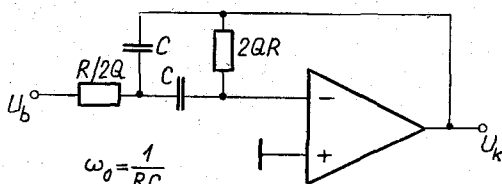
$|\beta(\Omega=1)| = \frac{1}{1 + 2Q^2}$, vagyis ennek értéke és β frekvenciafüggése is megegyezik az előző pontban tárgyalttal.



$$A_{id} = - \frac{Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$

H258-S94

4. ábra



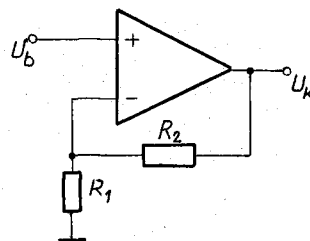
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

H258-S95

5. ábra

Egységnyi erősítésű vezérelt generátoros aluláteresztő

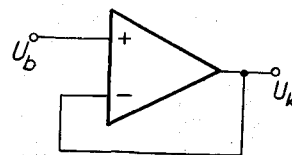
A pozitív bemenetről egységnyi erősítésű elrendezés alkalmazását, vagyis követő felhasználását



$$\frac{U_k}{U_b} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{A \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

H258-S96

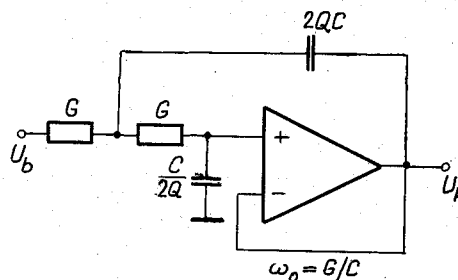
6. ábra



$$\frac{U_k}{U_b} = \frac{A}{A+1} \approx 1$$

H258-S97

7. ábra



$$\omega_0 = G/C$$

H258-S98

8. ábra

az indokolja, hogy ebben az esetben a nem fordító kapcsolás visszacsatoló ellenálláshálózata elfajul, s így a vezérelt generátor erősítését ellenállásarány nem befolyásolja (6. és 7. ábra).

A 8. ábra szerinti aluláteresztőre:

$$A_{id} = \frac{1}{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}$$

és

$$H = A\beta = A \frac{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}{P^2 + \left(\frac{1}{Q} + 2Q\right)P + 1},$$

vagyis β kifejezése teljesen azonos az előző pontokban kapottal.

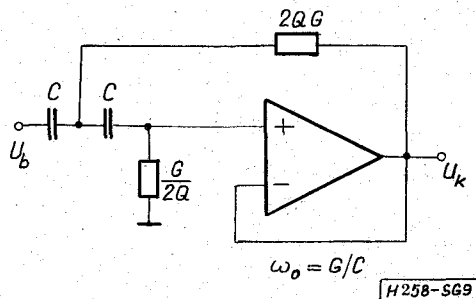
Egységnyi erősítésű vezérelt generátoros felüláteresztő

A 9. ábra szerinti felüláteresztőre:

$$A_{id} = \frac{P^2}{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}$$

$$\text{és } H = A\beta = A \frac{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}{P^2 + \left(\frac{1}{Q} + 2Q\right)P + 1},$$

vagyis ez is azonos kifejezést ad β értékére.



9. ábra

Kompenzálási megfontolások

Az előző pontokban β kifejezésére teljesen azonos függvényt kaptunk. $\beta(\omega=0)=1$ és $\beta(\omega=\infty)=1$, így a hurokerősítés az ω_0 , ill. $\Omega=1$ véges törésponti frekvencia felett és alatt aszimptotikusan tart az erősítés karakterisztikájához. Általánosan:

$$A(p) = \frac{A_0}{(1+p/\omega_1)(1+p/\omega_2)\dots(1+p/\omega_n)} = \frac{A_0}{\prod_{i=1}^n (1+p/\omega_i)},$$

ahol $\omega_{i+1} \geq \omega_i$.

Ha a nyílthurkú erősítéskarakteristikában az ω_1 és ω_2 domináns töréspontok figyelembevétele elegendő, ezen törésponti frekvenciák arányát úgy kell megválasztani, hogy $\omega_1 \approx \omega_2/A_0n$ legyen. Ez biztosítja, hogy az ω_2 frekvencia környékén a hibatényező jelentős kiemelés, vagy instabilitást ne eredményezzen a kívánt szűrőkarakterisztikához képest. Ez azt jelenti, hogy a kompenzálást gyakorlatilag a követőnek megfelelően kell kialakítani. A továbbiakban egyszerűség kedvéért $n=1$ feltételezéssel számolunk (a hibatényező menete a 45°-os fázistartalékú méretezésnek felel meg). $\frac{1}{\sqrt{n}}$ ω_2 frekvencia felett a hibatényező a fenti modell alapján 40 dB/dekád meredekségű nagyfrekvenciás vágást eredményez, ez a csillapítástöbblet aluláteresztőnél és sáváteresztőnél általában nem zavaró, de felüláteresztőnél az áteresztősávot felülről korlátozza. Ezzel a jelenséggel [1] részletesen foglalkozik. Az át-

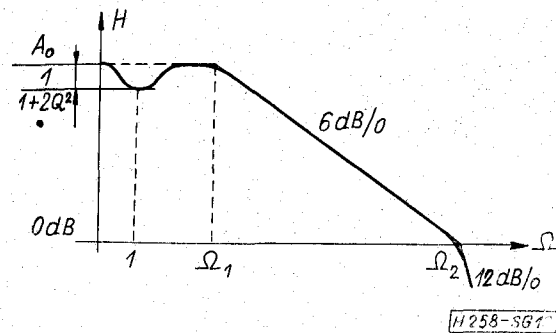
eresztősávban fellépő karakterisztika-torzulás azonban mindig kellemetlen. A visszacsatolási tényező minimuma ω_0 frekvencián van, értéke kis jósági tényezőjű aluláteresztőknel és felüláteresztőknel $\frac{1}{1+2Q^2}$, nagy jósági tényezőjű sáváteresztőknel közelítőleg $\frac{1}{2Q^2}$. $H \gg 1$ biztosításának feltétele infrafrekvenciás szűrőknél (10. ábra)

$$\frac{A_0}{1+2Q^2} \gg 1, \text{ ha } Q \approx 1 \text{ és } \frac{A_0}{2Q^2} \gg 1, \text{ ha } Q \gg 1,$$

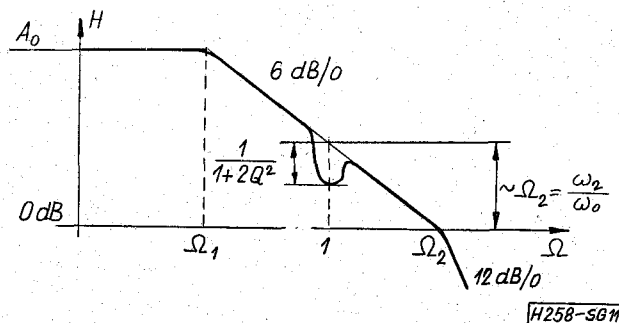
míg a legtöbb gyakorlati esetben $\omega_1 \ll \omega_0 < \omega_2$, vagyis $\Omega_1 \ll 1 < \Omega_2$ figyelembevételével (11. ábra) kis jósági tényezőjű szűrőknél:

$$\frac{\omega_2}{\omega_0} = \Omega_2 \gg 1 + 2Q^2, \text{ vagyis } \omega_2 \gg (1 + 2Q^2)\omega_0.$$

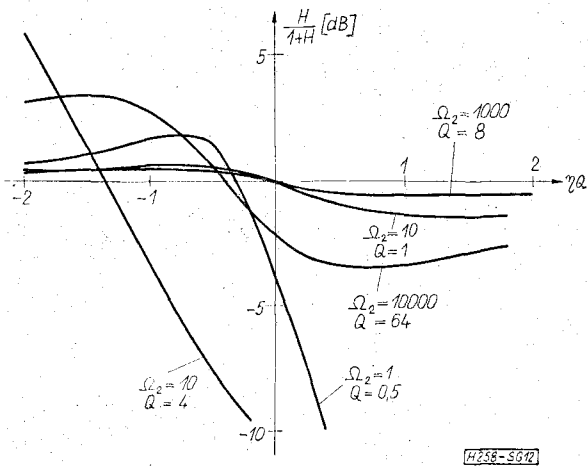
Ha $Q \ll 1$, akkor $\omega_2 \ll 2Q^2 \cdot \omega_0$ szükséges, ekkor az erősítő ω_2 határfrekvenciájával szemben támasztott követelmény a hangolási frekvenciával arányosan, a jósági tényező négyzetével változik. Elvileg lehetséges szigorú követelményeink enyhítése. Ha a $|H| \gg 1$ feltétel az áteresztőtartomány egészére nem teljesül, akkor az átviteli karakterisztika a frekvenciatartományban torzul. Ezt a torzulást számítással vagy hangolással ellensúlyozhatjuk úgy, hogy az „ideális” szűrőkarakterisztika módosításával a hibatényező figyelembevételével kapott eredő feleljen meg a követelményeknek. Az így kialakított szűrők karakterisztikájának a műveleti erősítő jellemzőire (A_0 , frekvenciamenet) vonatkoztatott érzékenysége azonban igen nagy lesz (példánycsere, hőmérsékletfüggés) [2], [3].



10. ábra



11. ábra



12. ábra

A hibátényező abszolút értékét a frekvencia függvényében a Függelékben közölt Algol-eljárás segítségével néhány esetre kiszámoltuk. A véges kisfrekvenciás erősítés és több töréspont egyidejű figyelembevétele az egyes esetekben minden további nélkül lehetséges, de az általános használhatóság érdekében a kiszámolt hibagörbék — közelítések segítségével — két paramétert tartalmaznak, így ábrázolhatók. A Függelék első programja $\Omega_1 = \frac{\Omega_2}{A_0} \ll 1$, azaz $\omega_0 \ll \omega_1$ feltételnek megfelelő infrafrekvenciás szűrők hibátényezőjének meghatározására alkalmas eljárás (AKTSZK). A másik, nagyobb frekvenciás szűrők hibátényezőjének kiszámítására alkalmas eljárás az AKTSZN. Az ηQ változó függvényében meghatározott hibátényezőt (η a relatív elhangolás, $\eta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$) a gyakorlatilag fontos $\Omega_1 \ll 1 < \Omega_2$, vagyis $\omega_1 \ll \omega_0 < \omega_2$ esetekre a 12. ábrán adtuk meg. A diagramokból belátható, hogy sáváteresztőknél a hangolási frekvenciához képest kisebb frekvenciára tolódik a rezonanciagörbe maximuma.

Általános eredmények

Az egy műveleti erősítés kapcsolások kompenzációs igénye gyakorlatilag a követő elrendezésével

$$H \approx A_0 \frac{1}{1 + [P/(\Omega_2/A_0)]} \frac{1}{1 + (P/\Omega_2)} \frac{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}{P^2 + (\frac{1}{Q} + 2Q)P + 1} \approx \frac{\Omega_2}{P} \frac{1}{1 + (P/\Omega_2)} \frac{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}{P^2 + (\frac{1}{Q} + 2Q)P + 1}$$

```

PROCEDURE AKTSZN (OMH, OM, Q, ER);
REAL OMH, OM, Q, ER;
BEGIN ER := (20/LN(10))
      × OMH × SQRT((1 - OM)² + 2
      + (OM/Q)²) / SQRT((OM)² +
      /OMH + OMH - OM)² +
      × (OMH + 1/Q + 2 × Q + 1
      /OMH)² + (OM + OM × OMH
      /Q - OM)² + 3 × (1 + 1/Q/OMH
      + 2 × Q/OMH)²); END;
    
```

azonos, ezért belső kompenzált áramkörök általában közvetlenül felhasználhatók.

Az 1. ábrának megfelelő elrendezés általános, olyan értelemben, hogy kiemelt műveleti erősítőn kívüli áramköri rész tartalmazhat aktív elemeket is, a hibátényező alakja ekkor is változatlan. Több műveleti erősítés rendszerek (pl. aktív szűrő alaptagok) stabilitásának vizsgálata tehát elvileg lehetséges oly módon, hogy a rendszer tetszés szerinti műveleti erősítőjét kiemelve, az ehhez tartozó hibátényező-függvénynek stabilnak kell lennie.

A $-A_{sz} = A_{id} \frac{H}{1+H}$ és $H = A\beta$ összefüggések-ből differenciálással:

$$\frac{\Delta A_{sz}}{A_{sz}} = \frac{1}{1+H} \frac{\Delta A}{A} - \frac{H}{1+H} \frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\Delta A_{bv}}{A_{bv}}$$

eredmény adódik, ahol $\beta = A_{kv}$.

Azokon a frekvenciákon, ahol a hurokerősítés kis értékűvé válik, az előzőekben tárgyaltak alapján, az ideális szűrőkarakterisztika a hibátényező hatására lényegesen módosul. A másik hatás a fentiek szerint a tényleges szűrőkarakterisztikának a nyílthurkú erősítés és a bemeneti ellenállás változására vonatkozó relatív érzékenységeinek megnövekedése. Az $S = 1/(1+H)$ érzékenységgfüggvény Bode-diagramját a H hurokerősítéssel együtt a 12. ábra mutatja.

Függelék

A) Kisfrekvenciás szűrő ($\Omega_2/A_0 \ll 1$), vagyis

$$H \approx A_0 \frac{P^2 + \frac{1}{Q}P + 1}{P^2 + (\frac{1}{Q} + 2Q)P + 1}$$

```

PROCEDURE ASZHK (AO, OM, Q, ER);
REAL AO, OM, Q, ER;
BEGIN ER := (20/LN(10))
      × SQRT((1 - OM)² + 2
      + (OM/Q)²) /
      /SQRT((1 - OM)² + 2
      + ((1/Q + 2 × Q)/(AO + 1))
      × OM)²); END;
    
```

B) Nagyfrekvenciás szűrő ($\Omega_2/A_0 \ll 1$), vagyis

I R O D A L O M

[1] Dr. Simon Gyula-Fülöp Tamás: Műveleti erősítők kapcsolások frekvencia kompenzálása. Híradástechnika XXV. évf. 7. sz.
 [2] Budak-Petrela: Frequency Limitations of Active Filters Using Operational Amplifiers. IEEE Transactions on Circuit Theory. Vol. CT-19. No.4, 1972. július.
 [3] Moschitz: Gain-Sensitivity Product - A Figure of Merit for Hybrid-Integrated Filters Using Single Operational Amplifiers. IEEE Journal of SSC. Vol. SC-6 No. 3. 1971. jún.