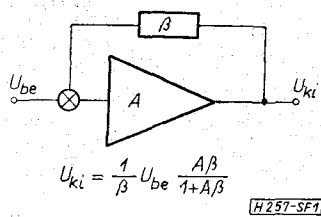


Műveleti erősítő kapcsolások frekvencia kompenzálása

ETO 621.375.13:681.335

Minden visszacsatolt kapcsolásnál fennáll a begerjedés veszélye, mivel a negatív visszacsatolás a hurokerősítés fázisforgatása miatt pozitívvá válhat (1. ábra). Ha a frekvenciafüggő hurokerősítés $A\beta = -1$, a kimenő feszültség a végtelenhez tart, a rendszer begerjed. A rezgés amplitúdóját az átviteli karakterisztika nemlinearitása határoolja.

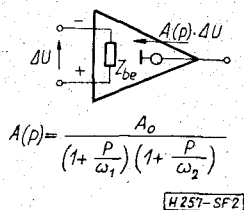


1. ábra

A cikkben a műveleti erősítő erősítésének frekvenciafüggő viselkedéséből adódó frekvencia-stabilitási probléma megoldását tárgyaljuk. Ezért az alábbi feltételezésekkel élünk:

- a bemenő offset feszültség nulla,
- a bemenő áram nulla,
- a kimenő ellenállás nulla,
- a közösmódusú feszültségerősítés nulla,
- a közösmódusú bemenő ellenállás végtelen,
- a műveleti erősítő lineáris működésű és zajtalan.

Az alkalmazott műveleti erősítő modellt a 2. ábra mutatja.



2. ábra

Az 1. táblázat az alapvető műveleti erősítő kapcsolásokat és azok kimenő feszültségét tartalmazza. Az áramkörök kimenő feszültsége (1–6.) megfogalmazható az alábbi formában:

$$U_k = (K_p U_p - K_n U_n) \frac{A\beta L}{1 + A\beta L}, \quad (7)$$

ahol K_p és K_n a kapcsolás megfelelő bemeneteiről értelmezett átviteli függvény ideális műveleti erősítő esetén.

A $H = A\beta L$ hurokerősítést bevezetve a műveleti erősítő kapcsolások átviteli függvénye mindig felírható

$$(\text{valóságos átvitel}) = (\text{ideális átvitel}) \frac{H}{1 + H}$$

formában.

Az átvitel ilyen formában való megfogalmazása a következő előnyökkel jár:

- A $\frac{H}{1+H}$ hibátényező a valóságos műveleti erősítő tulajdonságaiból adódó hibát adja, segítségével az ideálistól való eltérés közvetlen kiértékelhető.
- A frekvencia stabilitás szempontjából elegendő a $\frac{H}{1+H}$ hibátényezőt vizsgálni. A zárt formában megfogalmazott hurokerősítésre a visszacsatolt áramkörök elméletének ismert stabilitási vizsgálati módszerei közvetlenül alkalmazhatók.
- Frekvenciafüggetlen visszacsatolás esetén a $\frac{H}{1+H}$ hibátényezővel alakítható ki a kapcsolás nagyfrekvenciás átvitele.

Stabil visszacsatolt erősítést biztosító hurokerősítés-karakterisztika kialakítása

A frekvencia-kompenzálás célja a hurokerősítés karakterisztikát úgy kialakítani, hogy ahol a hurokerősítés fázisforgatása eléri a 180° -ot a nulla frekvencián felvett értékhez képest, abszolút értéke biztosan 1 alá csökkenjen. A hurokerősítés módosítására három lehetőség van:

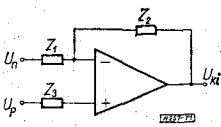
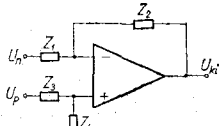
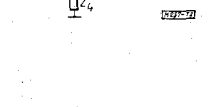
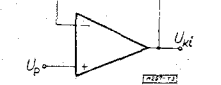
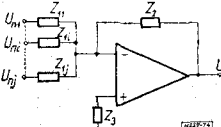
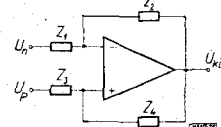
a) Erősítéskompenzálás. A nyílt hurkú erősítés $A(\omega)$ menetét változtatjuk.

b) Kompenzálás a visszacsatolásban. A $\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$ megfelelő kialakítása. A módszer alkalmazása egyben frekvenciafüggő visszacsatolt átvitelt jelent.

c) Bemeneti kompenzálás. Az $L(\omega)$ menetét állítjuk be $Z_{be}(\omega)$ megfelelő kialakításával.

d) Az a), b) és c) esetek értelemszerű együttes alkalmazása.

A műveleti erősítővel realizált kapcsolások stabilitás vizsgálatára a műveleti erősítő specifikációs adataihoz (széles tartományra toleráltak) jól illesz-

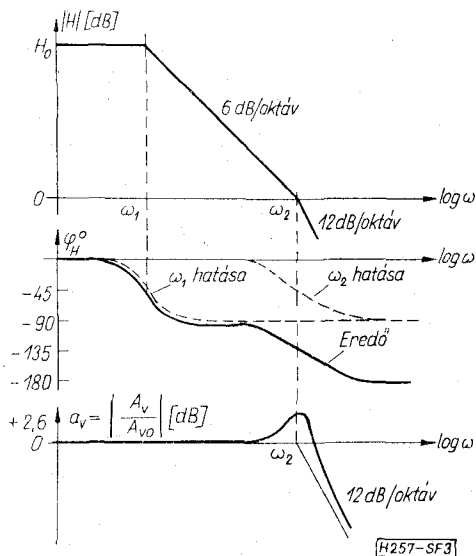
A kapcsolás megnevezése	Kimenő feszültség	
Fordító ($U_p=0$) Nem fordító ($U_n=0$) Kivonó Integráló ($U_p=0$) Differenciáló ($U_p=0$)	$U_{ki} = \left[\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) U_p - \frac{Z_2}{Z_1} U_n \right] \frac{A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2 + Z_3}}{1 + A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2 + Z_3}} \quad (1)$	
Súlyozott kivonó	$U_{ki} = \left(\frac{1 + \frac{Z_2}{Z_1} U_p - \frac{Z_2}{Z_1} U_n}{1 + \frac{Z_3}{Z_4}} \right) \frac{A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2 + Z_3 \times Z_4}}{1 + \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2 + Z_3 \times Z_4}} \quad (2)$	
Differenciál erősítő $Z_1=Z_3, Z_2=Z_4$	$U_{ki} = \frac{Z_2}{Z_1} (U_p - U_n) \frac{A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+2(Z_1 \times Z_2)}}{1 + A \frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+2(Z_1 \times Z_2)}} \quad (3)$	
Feszültségkövető	$U_{ki} = U_p \frac{A}{1 + A} \quad (4)$	
Összegző	$U_{ki} = - \sum_{i=1}^j \frac{Z_2}{Z_{1i}} U_{ni} \frac{A \frac{Z_e}{Z_e+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_e \times Z_2 + Z_3}}{1 + A \frac{Z_e}{Z_e+Z_2} \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_e \times Z_2 + Z_3}}$ $Z_e = \frac{1}{\sum_{i=1}^j \frac{1}{Z_{1i}}}$	
Pozitív visszacsatolású	$U_{ki} = \left[\frac{\frac{Z_4}{Z_3+Z_4}}{\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_3}{Z_3+Z_4}} U_p - \frac{\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}}{\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_3}{Z_3+Z_4}} U_n \right] \frac{A \left(\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_3}{Z_3+Z_4} \right) \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2 + Z_3 \times Z_4}}{1 + A \left(\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} \frac{Z_3}{Z_3+Z_4} \right) \frac{Z_{be}}{Z_{be}+Z_1 \times Z_2 + Z_3 \times Z_4}} \quad (6)$	

kedő, méretezéshez közvetlen eredményt szolgáltató, egyszerű és könnyen kezelhető a Bode-diagramos vizsgálat.

Méretezés 45°-os fázistartalékra

A stabilitás feltétele, hogy a hurokerősítés fáziszöge (φ_H) a $|H|=1$ -nek megfelelő frekvencián -180° -nál pozitívabb legyen. Amennyivel kisebb a fáziszög abszolút értéke 180° -nál, annyi a fázistartalék. Igen könnyen kezelhető a 45° -os fázis-

tartalékra való méretezés. Ebben az esetben a hurokerősítés megengedett fázistolása -135° . Ha töréspont helyén fellépő 3 dB-es amplitúdóhibától eltekintünk, akkor a 3. ábra segítségével belátható, hogy a hurokerősítés-karakterisztikát oly módon kell kialakítani, hogy annak a sorrendben második ω_2 töréspontjához képest az első (ún. domináns) pólus az $\omega_1 = \frac{\omega_2}{H_0}$ frekvencián legyen. Ekkor a domináns pólus fázistolása közelítőleg -90° , a második pólus fázistolása -45° , összesen tehát -135° . A domináns



3. ábra

pólus fázistolása max. 6° hibával megközelíti a -90° -ot, ha a töréspontok elegendően messze (legalább 1 dekád) vannak egymástól, ami $H_0 \geq 10$ megkötést jelent. Ez a feltétel az alkalmazások során szinte mindig fennáll.

Az előzőekben leírt méretezési módszer két töréspontot vesz figyelembe, a valóságban azonban a H hurokerősítésnek kettőnél több pólusa (esetleg zérusa) van. A további pólusok a hurokerősítés abszolút értékének menetét általában nem befolyásolják érdemben, azonban az ω_2 frekvencia környezetében a fázistolást jelentősen módosíthatják, ha ω_2 -höz egy dekádnál közelebb vannak. Ilyenkor a méretezés menete: megkeressük azt az ω' frekvenciát, amelyen $\omega_2 \dots \omega_n$ töréspontok hatására az együttes fázistolás -45° (ez ω_2 -nél kisebb), és ω_1 -et olyan értékűre választjuk, hogy $|H|$ ezen a frekvencián 0 dB legyen.

Ekkor

$$\omega_1 = \frac{\omega'}{H_0} < \frac{\omega_2}{H_0};$$

vagyis azt is mondhatjuk, hogy a járulékos töréspontok miatt az ω_1 domináns pólusfrekvenciát a két töréspontos esethez képest kisebbre kell választani.

A 3. ábrán feltűntettük az ily módon kialakított visszacsatolt erősítés relatív amplitúdókarakteristikáját is. A sávszélesség közelítőleg ω_2 , itt a kiemelés 2,6 dB.

Előírt menetű amplitúdókarakterisztikára való méretezés

Ha a hurokerősítés első két töréspontjához képest a továbbiak elegendően messze vannak, azok hatásától első közelítésben eltekinthetünk. Írhatjuk tehát

$$H = H_0 \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_1}} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_2}}$$

és akkor

$$\frac{H}{1+H} = \frac{H_0}{1+H_0} \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_0} + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$$

alakú lesz, ahol

$$\omega_0 = \sqrt{(1+H_0)\omega_1\omega_2}; \quad \zeta = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\sqrt{(1+H_0)\omega_1\omega_2}}$$

Ha $H_0 \gg 1$

$$\omega_0 \cong \sqrt{H_0\omega_1\omega_2} \quad \text{és} \quad \zeta \cong \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\sqrt{H_0\omega_1\omega_2}}$$

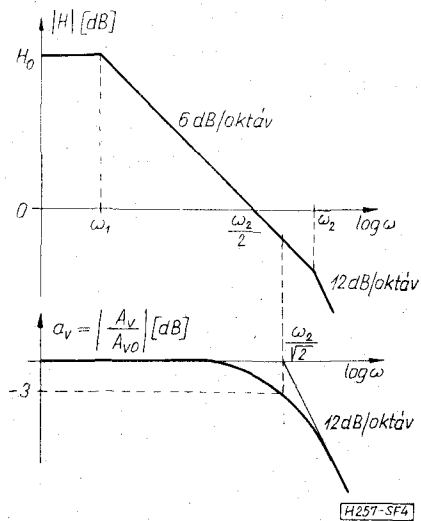
Z_1 és Z_2 valós értéke esetén a $\frac{H}{1+H}$ tényező határozza meg a visszacsatolt erősítő amplitúdókarakteristikáját.

Adott sávszélességű (ω_0) átvitelt akkor közelítünk meg maximális lapossággal, ha a hibatényező frekvenciafüggése maximális lapos jellegű. Ekkor $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

A hurokerősítést oly módon kell kialakítani, hogy

$$\omega_2 \cong \sqrt{2} \omega_0 \quad \text{és} \quad \omega_1 \cong \frac{\omega_2}{2H_0}$$

frekvenciára essen. A hurokerősítés és a visszacsatolt erősítés menetét a frekvencia függvényében a 4. ábra mutatja.



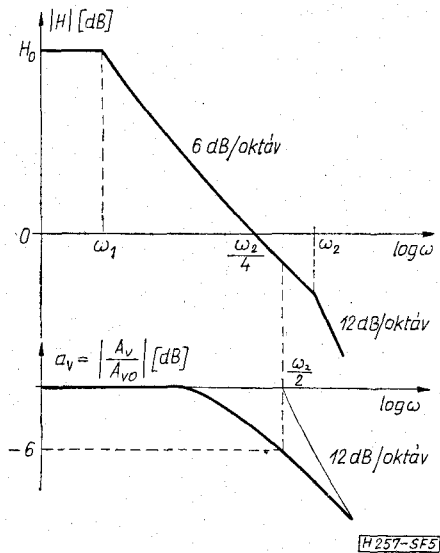
4. ábra

A túllövés nélküli minimális felfutási idejű kis szintű impulzusátvitel az ún. kritikus csillapítású átvitel, amelyhez $\zeta=1$ érték tartozik. Ebben az esetben a hurokerősítés pólusait a következő frekvenciákra kell elhelyezni:

$$\omega_2 = 2\omega_0 \quad \text{és} \quad \omega_1 = \frac{\omega_2}{4H_0}$$

A hurokerősítés és a visszacsatolt erősítés menetét az 5. ábrán láthatjuk.

Ha egy adott áramkör esetén ω_2 értéke rögzített, akkor eddigi eredményeinkből belátható, hogy a maximális sávszélességet a 45° -os fázistartalékra



5. ábra

való beállítás, a második legnagyobbat a maximális lapos közelítés, míg a legkisebbet a kritikus csillapításra való méretezés adja.

A módszer értelemszerű alkalmazásával a szükséges hurokerősítés-karakterisztika kialakítható. A méretezésnél gyakran felhasználjuk azt a lehetőséget, hogy a hurokerősítés célszerűen választott pólusát a kompenzáló hálózat ugyanezen frekvenciára méretezett zérusával kiküszöböljük.

Alkalmazási példák

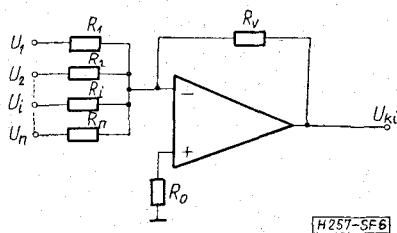
A továbbiakban néhány áramkört bemutatjuk a stabil működést biztosító hurokerősítés-karakterisztika kialakítását ω_2 rögzített értéke esetén.

Összeadó kapcsolás

Az egyenfeszültségű összeadó kapcsolás (6. ábra) kimenőfeszültsége az (5) alapján:

$$U_{ki} = - \sum_{j=1}^n \frac{R_v}{R_j} U_j$$

$$\frac{\frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{R_c}{R_c + R_v} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_c \times R_v + R_0}}{1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{R_c}{R_c + R_v} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_c \times R_v + R_0}}$$



6. ábra

ahol

$$R_c = \frac{1}{\sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j}}, \quad \beta = \frac{R_c}{R_c + R_v}$$

a visszacsatolási tényező

$$L = \frac{R_{be}}{R_{be} + R_c \times R_v + R_0}$$

a bemeneti leosztás.

A hurokerősítés két töréspontos

$$H = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \beta \cdot L$$

A hurokerősítés-karakterisztikát úgy kell kialakítani, hogy

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{H_0}$$

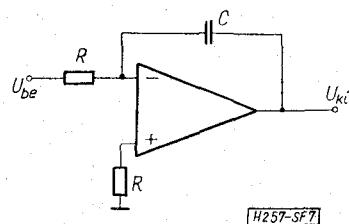
legyen, ahol

$$H_0 = A_0 \cdot \beta \cdot L$$

A hibatényező (amely egyben az összegzés hibáját is adja) és így ennek megfelelően a relatív frekvencia-átvitel az összeadó kapcsolás mindegyik bemenetéről azonos.

Analóg integrátor

Az integráló kapcsolás (7. ábra) kimenő feszültsége a komplex frekvenciatartományban az (1) alapján



7. ábra

$$U_{ki(p)} = - \frac{1}{p\tau_i} U_{be(p)}$$

$$\frac{\frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{p}{\omega_i} L_0 \frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{p}{\omega_i} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_L}}}$$

ahol

$$\tau_i = \frac{1}{\omega_i} = R \cdot C$$

az integrálás időállandója,

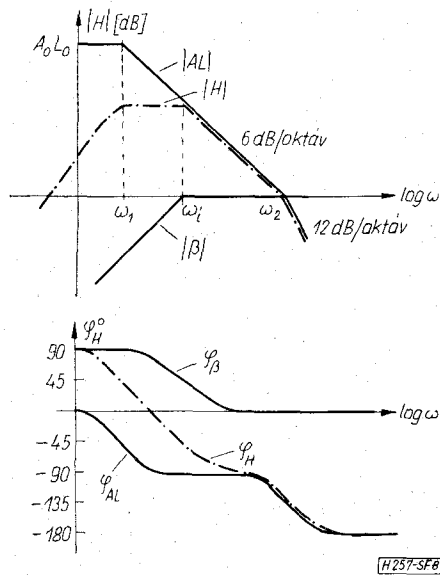
$$\beta = \frac{\frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_i}}$$

a visszacsatolási tényező,

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= \frac{R_{be}}{R_{be} + 2R} \\ \omega_L &= \frac{1}{[R \times (R + R_{be})] \cdot C} \end{aligned} \right\} L = L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_i}}{1 + \frac{p}{\omega_L}} \text{ a bemeneti leosztás.}$$

Az L tényezőt gyakorlatilag frekvenciafüggetlennek tekinthetjük. ($R_{be} \rightarrow 0$, $a \rightarrow +6$ dB lépcsőt okoz a relatív amplitúdó karakteristikában.) Feltételezve, hogy $\omega_i < \omega_2$ a hurokerősítés-amplitúdó és fázis-karakterisztika a 8. ábrán látható.

A $\beta = \frac{p}{\omega_i} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_i}}$ visszacsatolási tényező az ω_2 frek-



8. ábra

vencia környezetében 1. A frekvencia-kompenzálás szempontjából a hurokerősítés két törésponts-nak tekinthető. Biztosan stabil kapcsolást kapunk, ha

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

$$\left. \begin{aligned} \beta_0 &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ \omega_\beta &= \frac{1}{(R_1 \times R_2) C} = \frac{\omega_{vi}}{\beta_0} \end{aligned} \right\} \beta = \beta_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}} \text{ visszacsatolási tényező}$$

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= \frac{R_{be}}{R_{be} + 2(R_1 \times R_2)} \\ \omega_L &= \frac{1}{[(R_1 + R_2) \times (R_{be} + R_1 \times R_2)] C} \end{aligned} \right\} L = L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_\beta}}{1 + \frac{p}{\omega_L}} \text{ a bemeneti leosztás}$$

Az L tényező a hurokerősítés frekvencia-menetét érdemben nem befolyásolja, frekvenciafüggetlennek tételezzük fel. A vizsgálandó hurokerősítés:

Váltóáramú (dinamikus) integrátor

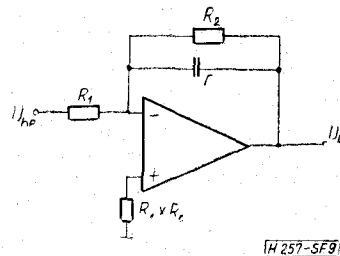
A kapcsolás (9. ábra) kimenő feszültsége a komplex frekvenciatartományban az (1) alapján

$$U_{ki(p)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + p\tau_{vi}} \cdot U_{bc(p)}$$

$$\frac{\frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \beta_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_\beta}} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_\beta}}{1 + \frac{p}{\omega_L}}}{1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \beta_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_\beta}} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_\beta}}{1 + \frac{p}{\omega_L}}}$$

ahol

$$\tau_{vi} = \frac{1}{\omega_{vi}} = R_2 C$$



9. ábra

$$H = A_0 \beta_0 L_0 \frac{1}{\left(i + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(i + \frac{p}{\omega_2}\right)} \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{i + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}}$$

A stabilitás-vizsgálatot három könnyen kiértékelhető esetre végezzük el:

a) ha $\omega_{vi} \leq \frac{\beta_0 \omega_1}{10}$, akkor az $\omega \geq \omega_1$ frekvenciatartományban

$$\frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}} \cong \frac{1}{\beta_0}$$

és a

$$H = A_0 L_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}$$

két töréspontos.

Biztosan stabil a kapcsolás, ha

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

b) ha $\omega_1 = \omega_{vi}$, akkor

$$H = A_0 \beta_0 L_0 \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_2}} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}}$$

két töréspontos.

Biztosan stabil a kapcsolás, ha

$$\omega_1 = \omega_{vi} \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

c) ha $10\omega_1 \leq \omega_{vi} \leq \frac{\beta_0 \omega_2}{10}$, akkor a frekvencia-kompenzálás szempontjából domináns ω_2 frekvencia környezetében

$$\frac{1 + \frac{p}{\omega_{vi}}}{1 + \frac{p}{\omega_{vi}/\beta_0}} \cong \frac{1}{\beta_0}$$

és a kompenzálás szempontjából a hurokerősítés:

$$H = A_0 L_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}$$

két töréspontosnak tekinthető.

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= \frac{R_{be}}{R_{be} + 2R} \\ \omega_L &= \frac{1}{[R \times (R_{be} + R)]j \cdot C} \end{aligned} \right\}$$

$$L = L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_d}}{1 + \frac{p}{\omega_L}} \text{ a bemeneti leosztás}$$

A hurokerősítés három töréspontos:

$$H = A_0 L_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_L}\right)}$$

A gyakorlatban

$$\omega_L \cong \omega_d \quad \text{és} \quad \omega_d < \frac{\omega_2}{10}$$

Biztosan stabil a kapcsolás, ha

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

A vizsgálat a közbenső tartományokra is minden nehézség nélkül kiterjeszhető. Eredményül kapjuk, hogy bármely integrálási időállandó esetén az

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{A_0 L_0}$$

feltételnek megfelelően kell a hurokerősítés-karakterisztikát kialakítani. Ez megegyezik az analóg integrátorra nyert méretezési feltételünkkel.

Differenciáló kapcsolás

A kapcsolás (10. ábra) kimenő feszültsége a komplex frekvenciatartományban az (1) alapján

$$U_{ki(p)} = -p\tau_d U_{be(p)}$$

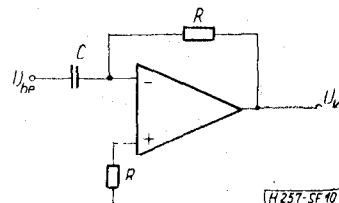
$$\frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_d}} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_d}}{1 + \frac{p}{\omega_L}},$$

$$1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_d}} L_0 \frac{1 + \frac{p}{\omega_d}}{1 + \frac{p}{\omega_L}}$$

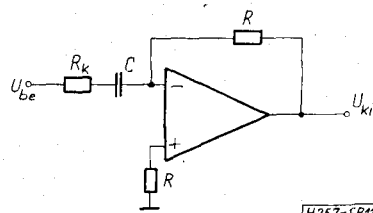
ahol

$$\tau_d = \frac{1}{\omega_d} = R \cdot C \text{ a differenciálás időállandója,}$$

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_d}} \text{ a visszacsatolási tényező,}$$



10. ábra



11. ábra

A hurokerősítés 45°-os fázistartalékra kompenzálva $\omega_1 = \frac{\omega_d}{A_0 L_0}$ igen kis frekvenciákra adódik, amely megoldás realizálhatatlan. Ezért az ún. módosított differenciáló kapcsolást alkalmazzuk (11. ábra).

$$U_{ki(p)} = -\frac{p\tau_d}{1+p\tau_k} U_{be(p)}$$

$$\frac{A_0 \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right)\left(1+\frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{1+\frac{p}{\omega_\beta}}{1+\frac{p}{\omega_L}} L_0}{1+\frac{A_0}{\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right)\left(1+\frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{1+\frac{p}{\omega_\beta}} \frac{1+\frac{p}{\omega_\beta}}{1+\frac{p}{\omega_L}} L_0}$$

ahol

$$\tau_d = \frac{1}{\omega_d} = R \cdot C \quad \text{a differenciálás időállandója}$$

$$\omega_k = \frac{1}{\tau_k} = \frac{1}{R_k C} \quad \text{a kompenzáló zérus}$$

$$\omega_\beta = \frac{1}{(R+R_k)C}, \quad \beta = \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{1+\frac{p}{\omega_\beta}} \quad \text{a visszacsatolási tényező}$$

$$L_0 = \frac{R_{be}}{R_{be}+2R}$$

$$\omega_L = \frac{1}{\left[R_k + \frac{R(R_{be}+R)}{R_{be}+2R}\right] \cdot C} \cong \frac{1}{[R \times (R_{be}+2R)] \cdot C} \cong \frac{1}{RC} \cong \omega_d$$

$$L = L_0 \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{1+\frac{p}{\omega_L}} \quad \text{a bemeneti leosztás}$$

A vizsgálandó hurokerősítés:

$$H = A_0 L_0 \frac{1}{\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right)\left(1+\frac{p}{\omega_2}\right)} \frac{1+\frac{p}{\omega_k}}{1+\frac{p}{\omega_L}}$$

Legyen $\omega_1 < \omega_L$. Ebben az esetben az ω_L és ω_2 frekvenciák mértani középfrekvenciáján hatásukra a fázistolás pontosan 90°. A hurokerősítés fáziszöge figyelembe véve ω_1 hatását maximum 180°. Ha erre a frekvenciára helyezzük el az ω_k zérust, a hurokerősítés fázistartaléka nagyobb vagy egyenlő 45°-kal. Tehát a kompenzáló zérust, azaz R_k ellenállást az

$$\omega_k \leq \sqrt{\omega_L \cdot \omega_2}$$

összefüggés szerint kell méretezni.

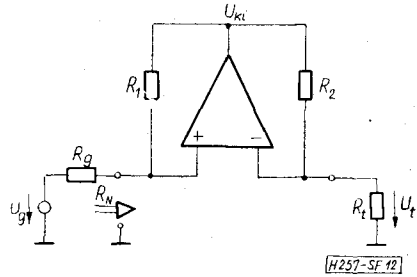
A megfontolás igaz akkor is, ha $\omega_L < \omega_1$. Ebben az esetben

$$\omega_k \leq \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$$

kell legyen.

Áramfordító negatív impedancia konverter (INIC)

A 12. ábra egy INIC-cel megvalósított negatív bemenő ellenállású feszültségerősítőt mutat. Az áramkört R_g belső ellenállású feszültség-generátorral hajtjuk meg, a lezáró ellenállás R_t .



12. ábra

A kapcsolat feszültségátvittele

$$\frac{U_t}{U_g} = \frac{U_{ki}}{U_g} \cdot \frac{U_t}{U_{ki}}$$

ahol az $\frac{U_{ki}}{U_g}$ a (6) szerint számítható.

A második tényező áramkörü egyeletéből

$$\frac{U_t}{U_{ki}} = \frac{R_t}{R_t+R_2} \left(1 + \frac{1}{A} \frac{R_2}{R_{be}}\right) \cong \frac{R_t}{R_t+R_2}$$

Ennek alapján:

$$\frac{U_t}{U_g} = \frac{1}{1 + \frac{R_g}{R_N}}$$

$$A \left(\frac{R_t}{R_t+R_2} - \frac{R_g}{R_g+R_1} \right) \frac{R_{be}}{R_{be}+R_t \times R_2 + R_g \times R_1} \cdot \frac{1}{1 + A \left(\frac{R_t}{R_t+R_2} - \frac{R_g}{R_g+R_1} \right) \frac{R_{be}}{R_{be}+R_t \times R_2 + R_g \times R_1}}$$

ahol $R_N = -\frac{R_t}{R_2/R_1}$ az R_t ellenállással lezárt INIC bemenő ellenállása.

A nulla frekvencián vett stabilitás feltétele az

$$L_0 = \frac{R_{be}}{R_{be}+R_t \times R_2 + R_g \times R_1}$$

jelöléssel

$$A_0 L_0 \left(\frac{R_t}{R_t+R_2} - \frac{R_g}{R_g+R_1} \right) = H_0 > -i$$

Az áramkör frekvenciastabilitásának feltétele:

$$\omega_1 \leq \frac{\omega_2}{H_0}$$

A szerzők ezúton mondanak köszönetet Dr. Barla István egyetemi tanárnak, dr. Házman István és dr. Komarik József egyetemi docenseknek értékes segítségükért.

I R O D A L O M

- [1] Dr. *Házman István*: Analóg integrált áramkörök kapcsolástechnikája. Tankönyvkiadó Budapest, 1972.
- [2] *Tietze – Schenk*: Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer-Verlag Berlin – Heidelberg, 1971.
- [3] *K. H. Müller*: Frequenzkompensierung bei monolithischen Operationsverstärkern. Internationale Elektronische Rundschau 1968. Nr. 10.
- [4] Ins and outs of op amps. Electronics November, 1967.
- [5] Applications Engineering staff of SGS: The Application of Linear Microcircuits. Milanó, October, 1968.
- [6] *I. G. Graeme – G. E. Tobey – L. P. Huelsman*: Operational Amplifiers. Design and Applications. Mc. Graw-Hill Book Company New York 1971.
- [7] RCA Staff: RCA Linear Integrated Circuits IC--42. RCA, Harrison, New Jersey, 1970.