

DR. SIMON GYULA BME—HEI

Fázist nem fordító erősítők kompenzálása gyors működésre

ETO 621.3.049.77:621.3.037.33

1. Bevezetés

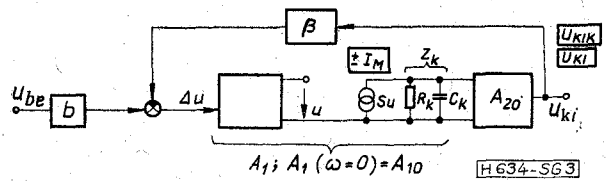
Műveleti erősítő fázist nem fordító kapcsolásban történő működtetése igen gyakori elektronikus analóg rendszerekben. Feladata általában erősítés és impedancia transzformáció (elválasztás). Utóbbira nagy bemeneti és kis kimeneti impedanciája teszi alkalmassá. Az általános célú, olcsó műveleti erősítők kis erősítésre beállított fázist nem fordító elrendezésben a szükséges külső vagy esetleg belső frekvenciakompenzálás következtében kis jelváltozási sebességgel és kis teljesítmény-sávszélességei rendelkeznek. Fázist fordító fokozatoknál kétféle lehetőség is van arra, hogy a nagyjelű jellemzők kedvezőtlen értékeit javítsuk. Az egyik az előrecsatolás alkalmazása [1]. A zajtulajdonságok ilyenkor általában romlanak. A másik megoldás bemeneti kompenzálás megvalósítása [2]. Ilyenkor is nagyobb a kimeneti zaj, mint más kompenzálásnál. Nem invertáló elrendezésre egyik fenti módszer alkalmazása sem gyakori, egyes esetekben lehetetlen, máskor igen speciális feltételek teljesülését kívánja meg. Célunk ezért az, hogy általános rendeltetésű, olcsó műveleti erősítővel nagy sebességű, fázist nem fordító (elsősorban követő) elrendezések kialakítására és méretezésére adjunk egyszerű megoldást. Az erre alkalmas topológiai elrendezés a vizsgálatok szerint bemeneti kompenzálás struktúrájú. Minden olyan műveleti erősítőnél megvalósítható, mely nem belső kompenzálású. A javasolt megoldás gazdaságossági szempontból igen hatásos.

2. Alkalmazott jelölések

A	a műveleti erősítő erősítése
A_0	a műveleti erősítő erősítése kisfrekvencián
A_1	rész erősítés
A_{10}, A_{20}	rész erősítések kisfrekvencián
b	előrecsatolási tényező
β	visszacsatolási tényező

β_{∞}	a visszacsatolási tényező nagyfrekvenciás értéke
C_{bev}	egyenértékű bemeneti kapacitás
C_k	párhuzamos kompenzáló kapacitás
h	hibatényező
H	hurokerősítés
I_{be}	a műveleti erősítő bemeneti árama
I_{ber}	bemeneti áram
I_M	a kompenzáló áramkört tápláló maximális áramváltozás
\bar{i}_z^2	a műveleti erősítő saját zaját képviselő bemeneti egyenértékű áramgenerátor teljesítménysűrűsége
\bar{i}_{zr}^2	a kapcsolat bemenetére redukált zaj-áram teljesítménysűrűsége
k	Boltzmann-állandó
K	feszültségvezérelt feszültséggenerátor erősítése; visszacsatolt feszültség erősítés
R_k	a kompenzálás helyén értelmezett ellenállás
S	meredekség
SR	maximális jelváltozási sebesség
T	hőmérséklet
u	feszültség-pillanatérték
u_{be}	a kapcsolat bemeneti feszültsége
u_{ki}	a kapcsolat kimeneti feszültsége
\bar{u}_z^2	a műveleti erősítő saját zaját képviselő bemeneti egyenértékű feszültséggenerátor teljesítménysűrűsége
\bar{u}_{zr}^2	a kapcsolat bemenetére redukált zajfeszültség teljesítménysűrűsége
U_{ki}	kimeneti kivezérelhetőség
U_{KI}	a műveleti erősítő sztatikus kimeneti kivezérelhetősége
U_{KIK}	az erősítő fiktív sztatikus kimeneti kivezérelhetősége, ha a kompenzálási hely sztatikus kivezérelhetőségét vesszük figyelembe
U_0	a műveleti erősítő ofszet feszültsége
U_{or}	a kapcsolat ofszet feszültsége
Z_{be}	a műveleti erősítő bemeneti impedanciája
Z_{bev}	a kapcsolat bemeneti impedanciája
Z_k	az R_k és C_k elemek párhuzamos eredő impedanciája

- Δu a műveleti erősítő differenciális bemeneti feszültsége
- ω_1 a műveleti erősítő (módosítható) domináns törésponti frekvenciája
- ω_2 a műveleti erősítő második (fix) domináns törésponti frekvenciája
- ω_h a kivezérelhetőség határfrekvenciája
- ω_{0dB} a hurokerősítés egységnyi abszolút értékéhez tartozó frekvencia
- $\omega_{0\beta}$ a visszacsatolási tényező zérusfrekvenciája
- $\omega_{p\beta}$ a visszacsatolási tényező pólusfrekvenciája



3. ábra

3. A vizsgált jellemzők alapösszefüggései

Egy műveleti erősítő kapcsolás blokk-sémáját és ennek a közös módusú erősítés elhanyagolásával érvényes célszerű lineáris modelljét [3] az 1. ábrán adtuk meg. A szuperpozíció tétel alkalmazásával:

$$\Delta u = \frac{u_{ki}}{A} = b u_{be} - \beta u_{ki},$$

amiből

$$b = \left. \frac{\Delta u}{u_{be}} \right|_{u_{ki}=0} \quad \text{és} \quad \beta = - \left. \frac{\Delta u}{u_{ki}} \right|_{u_{be}=0}$$

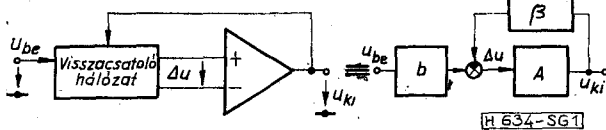
Ennek alapján:

$$K = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{b}{\beta} \frac{A\beta}{1+A\beta} = \frac{b}{\beta} \frac{H}{1+H} = \frac{b}{\beta} h,$$

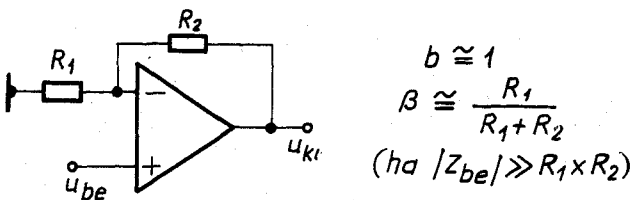
ahol $h = \frac{H}{1+H}$ a hibatényező.

Fázist nem fordító alapkapsolásra (2. ábra) $b=1$ $0 < \beta \leq 1$; követőnél $\beta=1$ (például R_1 helyén szakadás, R_2 helyén rövidzár).

Az erősítés b/β hányadostól való eltérésének frekvenciafüggését a h hibatényező frekvenciafüggése adja. A műveleti erősítő típusától és kompenzálásától függően a hibatényezőhöz rendelhető 3 dB-es felső határfrekvencia általában az 500 kHz...5 MHz tartományban van. Ez az érték viszonylag sok alkalmazáshoz megfelelne. Vizsgáljuk azonban meg, hogy ha a fázist nem fordító elrendezést impedanciátranzformátorként vagy vezérelt generátoros (Sallen-Key) aktív szűrő vezérelt generátoraként alkalmaz-



1. ábra



2. ábra

zuk és a kisjelű sávzélességen belüli frekvencián nagy kimeneti jelszintet követelünk meg, milyen korlátozásokba ütközünk.

A vizsgálatot a 3. ábra modellje ([4], [5]) alapján végezzük. Az ábrán bekeretezett jellemzők kivezérelhetőségi korlátokat jelentenek (csúcsertékben jelmezve), így például $U_{KIK} = I_M R_k A_{20}$. Vegyük figyelembe, hogy $\omega_1 = 1/R_k C_k$.

A kimeneti kivezérelhetőségre fennálló feltételek:

$$U_{ki} \leq U_{KI} \quad \text{és} \quad U_{ki} \leq I_M |Z_k| A_{20} \approx \frac{I_M}{\omega C_k} A_{20} = U_{KIK} \frac{\omega_1}{\omega},$$

mínt hogy $U_{KIK} = I_M R_k A_{20}$ (a közelítő egyenlőség $\omega_1 < \omega < \omega_2$ mellett áll fenn).

A kivezérelhetőség határfrekvenciáján a két egyenlőség jobb oldalán álló kifejezések egyenlők, ezen ω_h frekvencia felett a kivezérelhetőség 6 dB/0 meredekséggel csökken, vagyis

$$\omega_h = \frac{U_{KIK}}{U_{KI}} \omega_1.$$

Hasonló gondolatmenettel:

$$SR = U_{KIK} \omega_1, \quad \text{így} \quad \omega_h = \frac{SR}{U_{KI}}$$

is fennáll.

Hagyományos, két töréspont figyelembevételével történő kompenzálásnál [2] 45° fázistartalékra méretezett esetben pl.

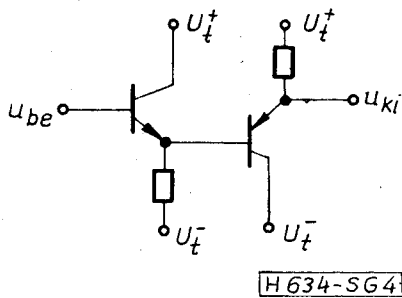
$$\omega_1 = \frac{\omega_2}{A_{10} A_{20} \beta_\infty},$$

így rögzített ω_2 , U_{KIK} és U_{KI} mellett a nagyjelű átvitel ω_h határfrekvenciája és a jelváltozási sebesség ω_1 -gyel arányos, így β_∞ -nel fordított arányban változik. Az erősítés a 6 dB/0 esésű szakaszon jó közelítéssel

$$A = \frac{A_0 \omega_1}{p} = \frac{\omega_2}{\beta_\infty p}.$$

Belső kompenzálású áramköröknél a $\beta_\infty = 1$ legkedvezőtlenebb ohmos visszacsatolásnál is stabil működés szükséges, ezért a nagyjelű jellemzők igen kedvezőtlenek lesznek (pl. a 741 típusú áramkörökre $f_h \approx 8$ kHz és $SR \approx 0,5$ V/μs).

A nagyjelű viselkedés szempontjából előnyösebb műveleti erősítők költségesek. Másrészt ismertetőnk módszerünk ezek jellemzőinek további javítására is alkalmas. Ha követőre ($K \approx 1$) van szükség, egyszerű, vagy néhány eszközből kialakított földelt kollektoros, emitterkövető jellegű kapcsolás használható, de a hurokerősítés ilyenkor kisfrekvencián is kicsi. A 4. ábra komplementer tranzisztorokkal felépített követőt mutat. Ezzel a kimeneti egyenszint helyreállítása és a driftfeszültség csökkentése is megoldható.



4. ábra

4. A javasolt alapelrendezés és kiseljű tulajdonságai

Az alapelrendezést az 5. ábra mutatja. Követő céljára az az elrendezés is használható, melynél a negatív bemenetre teljes visszacsatolás érvényesül, a pozitív bemenetre Z_2 elemen keresztül a vezérlőjelet, Z_1 elemen keresztül pedig a kimeneti jelet csatlakoztatjuk. Ez utóbbi elrendezés tulajdonképpen hasonló az 5. ábra szerintihez, ha ennél Z_3 -at elhagyjuk. Minthogy azonban egynél nagyobb erősítés csak az 5. ábra szerinti elrendezéssel valósítható meg egyszerűen, a továbbiakban csak ezzel foglalkozunk. A műveleti erősítő bemeneti impedanciáját elhanyagoljuk a továbbiakban. A visszacsatolt kapcsolás kiseljű jellemzői:

$$b = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2 \times Z_3} \quad \text{és} \quad \beta = \frac{Z_1 \times Z_3}{Z_1 \times Z_3 + Z_2}$$

Meghatározva a b/β hányadost:

$$K(|H| \rightarrow \infty) = \frac{b}{\beta} = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$$

A hurokerősítés viszont:

$$H = A \frac{Z_1 \times Z_3}{Z_1 \times Z_3 + Z_2}$$

Ennek alapján a hibátényező:

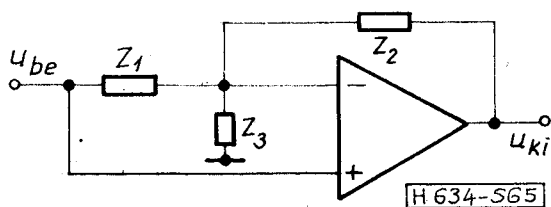
$$h = \frac{H}{1+H} = \frac{AZ_1Z_3}{(A+1)Z_1Z_3 + Z_2(Z_1+Z_3)}$$

A bemeneti impedancia a Z_1 impedancián átfolyó

$\frac{u_{ki}}{AZ_1}$ áram figyelembevételével

$$Z_{bev} = \frac{Z_2(Z_1+Z_3) + Z_1Z_3 + AZ_1Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

Ha $|A| \gg 1$, akkor $Z_{bev} \approx A \frac{Z_1}{K(|H| \rightarrow \infty)}$.

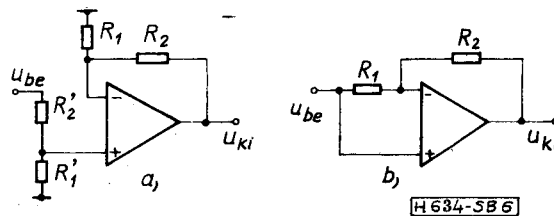


5. ábra

5. Alesetek vizsgálata

5.1. Követő kapcsolás

Legyen $Z_1 = R_1; Z_2 = R_2; Z_3 \approx \infty$. Ekkor $K(|H| \rightarrow \infty) = 1 + \frac{R_2}{Z_3} \approx 1$. Másrészt $\beta_\infty = \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ ezért a két töréspontot figyelembe vevő kompenzálásnál ω_1 és így ω_h értéke $\frac{1}{\beta_\infty} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ arányban lehet nagyobb, mint a klasszikus követő kapcsolásnál.



6. ábra

A kapcsolások lényegének megértésére tekintsük a 6. ábra két követő elrendezését. A 6a ábra szerintre

$$b = \frac{R_1'}{R_1' + R_2}$$

és

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Ha $|H| \gg 1$ és

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_1'}{R_2'}$$

akkor

$K = \frac{b}{\beta} = 1$, vagyis követőt kapunk. Mivel $\beta < 1$, a kompenzálás domináns töréspontja, s így a jelváltási sebesség nagyobb, mintha $\beta = 1$ jellemzőjű klasszikus követőt alkalmaznánk. Minthogy a visszacsatolt erősítő maga egynél nagyobb erősítésű és a bemeneten passzív osztó van, a zajtulajdonságok és ofszetjellemzők romlása várható.

A 6b ábra elrendezésére

$$b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

és

$$\beta = 1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

és így $|H| \gg 1$ mellett $K = 1$. A kapcsolások b és β jellemzői tehát gyakorlatilag megegyeznek, az 1. ábra szerinti blokkvéma is azonos (a 6a ábra szerinti esetben $\frac{R_1'}{R_2'} = \frac{R_1}{R_2}$ feltétellel).

Így R_1 és R_2 arányának megfelelő megválasztásával (pl. $R_2 \gg R_1$) a kompenzálás domináns töréspontja a 6b ábrának megfelelő elrendezésben is növelhető, a nagyjelű tulajdonságok javíthatók (a kis-

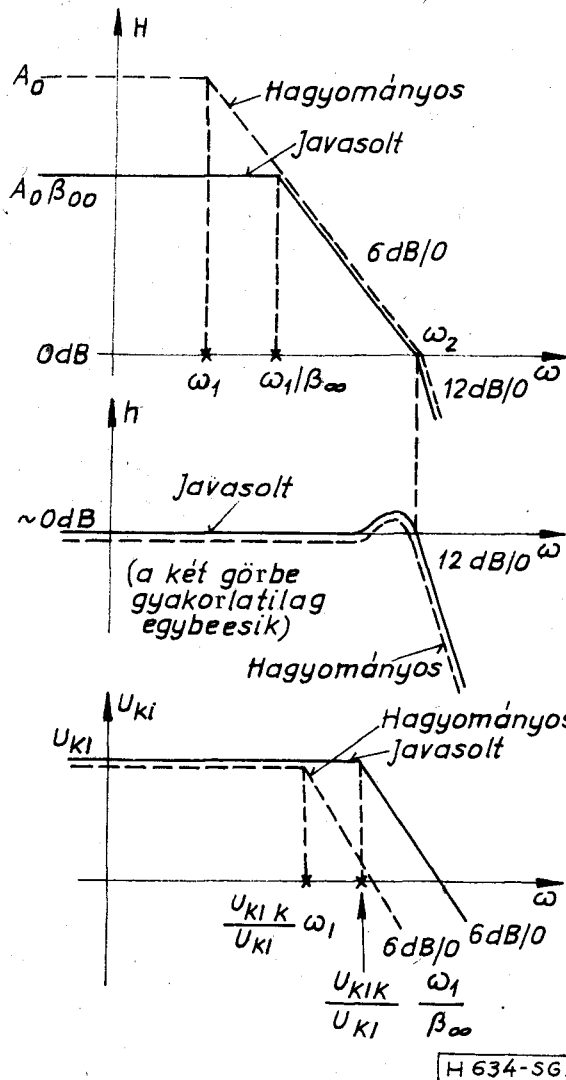
frekvenciás erősítés csökkenése, a zaj- és ofsztjellemzők romlása árán). A 6a ábra szerinti elrendezésnél R_1 -gyel és R_1' -vel, a 6b szerinti esetben R_1 -gyel megfelelő értékű kondenzátort sorbakapcsolva a kisfrekvenciás hurokerősítés csökkenése is kiküszöbölhető.

A 6b ábra elrendezésének előnyei a 6a ábra szerinti ismert megoldáshoz képest:

- nagyobb bemeneti impedancia,
- kisebb passzív elemszám,
- b és β kifejezésében ugyanazok a passzív elemértékek szerepelnek, így a $\frac{b}{\beta}$ hányados a passzív elemek toleranciáitól független.

A hurokerősítés, a hibatényező és a kivezérelhetőség Bode-diagramját a 7. ábrán vázoltuk fel klasszikus és a javasolt módosítás szerinti esetre. Az ábra szerinti kompenzálás 45°-os fázistartaléknak megfelelő.

Vizsgáljuk meg, milyen árat kell fizessünk a nagyjelű paraméterek javulásáért! $|H| \gg 1$ feltétel mellett meghatározzuk a bemenetre redukált munkaponti jellemzőket, a zajjellemzőket és a bemeneti impedancia értékét. A munkaponti jellemzők:



7. ábra

H 634-SG7

$$U_{or} = U_0 + I_{be}(R_1 \times R_2),$$

$$I_{ber} = I_{be} \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \leq 2I_{be}.$$

Térjünk most rá a zajtulajdonságokra [4] és [6] gondolatmenete alapján. A bemenetre redukált zajfeszültséggenerátor:

$$\begin{aligned} \overline{u_{zr}^2} &= \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 4kTR_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \overline{u_z^2} + R_2 \overline{i_z^2} + \\ &+ 4kTR_2 = 4kTR_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \overline{u_z^2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + R_2 \overline{i_z^2}. \end{aligned}$$

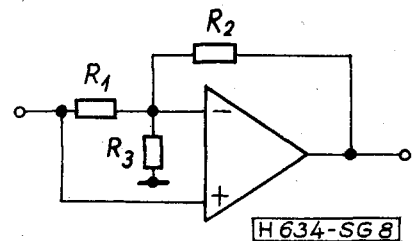
A redukált áramgenerátor:

$$\overline{i_{zr}^2} = \frac{\overline{u_z^2}}{R_1^2} + \frac{4kT}{R_1} + \overline{i_z^2}.$$

A zaj tehát az alapelrendezéshez képest megnő.

A bemeneti impedancia a 4. pont végén tett feltételezések érvényessége esetén és 45°-os fázistartaléokra történő kompenzálás mellett $\left(A_0 \beta_\infty = \frac{\omega_2}{\omega_1} \right)$ az erősítés 6 dB/0 esésű szakaszán jó közelítéssel egy $C_{be} = \frac{1}{A_0 \omega_1 R_1}$ értékű kapacitásának felel meg.

5.2. $K > 1$ megvalósítása (8. ábra)



8. ábra

$$K(|H| \rightarrow \infty) = \frac{b}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_3}.$$

$$\beta_\infty = \frac{R_1 \times R_3}{R_2 + R_1 \times R_3},$$

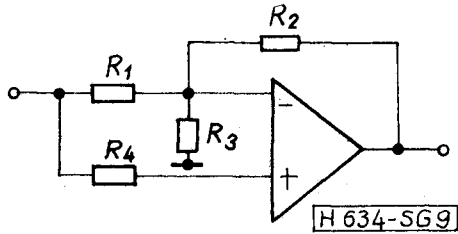
$$Z_{bev} \approx \frac{A}{K} R_1,$$

vagyis

$$C_{be} \approx \frac{K}{A_0 \omega_1 R_1}.$$

5.3. A bemeneti ofszt csökkentése (9. ábra)

$R_4 = R_1 \times R_2 \times R_3$ mellett a bemeneti áramból nem származik ofszt feszültség (a zajtulajdonságok tovább romlanak).



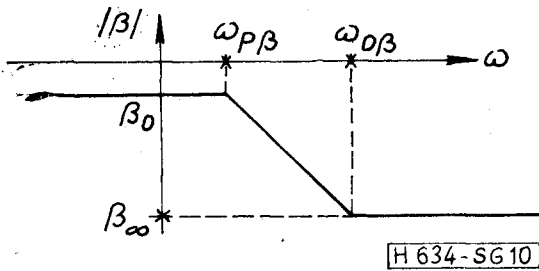
9. ábra

5.4. Soros kondenzátor alkalmazása

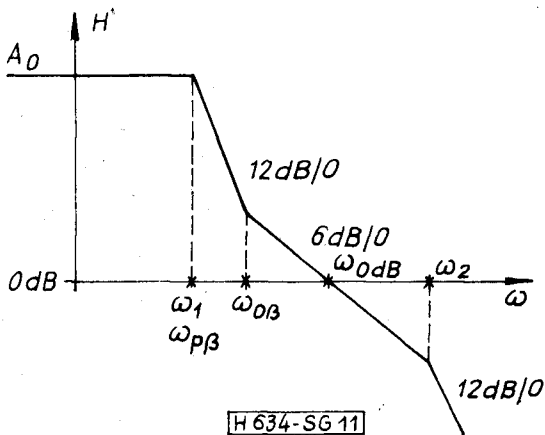
A zajtulajdonságok romlásának és a bemeneti impedancia csökkenésének frekvenciatartományát szűkíthetjük, ha megfigyeljük, hogy $K(|H| \rightarrow \infty)$ 5.1. és 5.2. alatti összefüggésében nem szerepel R_1 és így R_1 helyén tetszés szerinti impedanciát szerepeltethetünk. Legyen ez R_1 és C_1 elemekből álló soros elrendezés.

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{pC_1} = \frac{1 + pR_1C_1}{pC_1}$$

kisfrekvencián szakadást képvisel, nagyfrekvencián R_1 ellenállásnak felel meg. Így β_∞ meghatározásához R_1 értékű ellenállásként kell figyelembe venni, de az $\frac{1}{R_1C_1}$ frekvencia alatt nagy impedanciát képvisel, így ebben a tartományban a zaj és bemeneti impedancia a klasszikus fázist nem fordító kapacitáshoz hasonlóan alakul és járulékos ofszet sem lép fel. Végeredményben a visszacsatolási tényező lépcsős Bode-diagram szerinti (10. ábra). $\omega_{p\beta} = \omega_1$ feltétellel hagyományos, pólus – zérus kiejtéses, 6 dB/oktávós lesz a kompenzálás [2]. Másfajta méretezésnél a hurokerősítés-karakterisztikának $\omega_{p\beta}$ és $\omega_{0\beta}$ között 12 dB/0



10. ábra



11. ábra

meredekségű szakasza jön létre. ω_1 , $\omega_{p\beta}$ és $\omega_{0\beta}$ megválasztása sokféleképpen lehetséges. Speciális esetenként tételezzük fel, hogy követőt alakítunk ki és $\omega_1 = \omega_{p\beta}$. Méretezzünk 45°-os fázistartalékra (11. ábra)!

A 45°-os fázistartalék feltétele például teljesül ((7)), ha $\omega_{0dB} = \sqrt{\omega_{0\beta}\omega_2}$ és ω_{0dB} frekvencián az $\omega_{0\beta}$ töréspont hatására 67,5°, az ω_2 hatására pedig -22,5° fázistolás lép fel. Ehhez

$$\frac{\omega_2}{\omega_{0dB}} = \frac{\omega_{0dB}}{\omega_{0\beta}} = 0,414 \text{ tartozik.}$$

Ilyen feltételek mellett

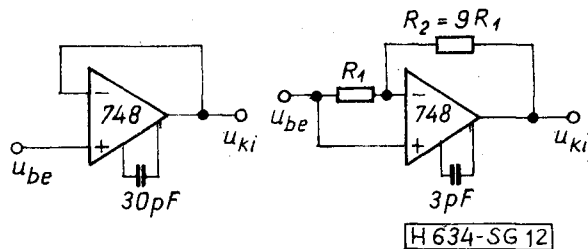
$$\omega_1 = \frac{0,414^2 \omega_2}{\sqrt{0,414 A_0}} = 0,2562 \frac{\omega_2}{\sqrt{A_0}}$$

Klasszikus követőnél $\omega_1 = \frac{\omega_2}{A_0}$ lenne. A nyereség tehát ω_1 , SR és így ω_h értékében $0,2664 \sqrt{A_0}$ -szoros. A méretezés során nagyon sokféle szempont játszhat szerepet (zaj, bemeneti impedancia stb.), így a fenti egyedi méretezési eset csak példának tekinthető. Hasonló gondolatmenet alapján viszont más esetek is méretezhetők.

6. Néhány példa

6.1. Követő SN 72748 típusú áramkörrel

A 12. ábrán SN 72748 típusú műveleti erősítővel kialakított klasszikus követő és $\beta_\infty = 0,1$ jellemzőjű módosított kapcsolás szerepel. A második esetben a kompenzáló kondenzátor értéke tizedakkora (30 pF, illetve 3 pF). Ennek megfelelően A_0/f_1 -re 700 kHz, illetve 7 MHz értéket tételezzünk fel. A zajjellemzőket és nagyjelű jellemzőket az alábbi táblázatban foglaltuk össze (a $\beta_\infty = 0,1$ esetét két impedanciaszint-re számoltuk).



12. ábra

A zajszámításnál a katalógusok által megadott $\overline{u_z^2}$, $\overline{u_z^2}$ diagramban megadott értékeit vettük figyelembe és feltételeztük, hogy az ezekhez tartozó zajgenerátorok korrelálatlanok.

A bemeneti impedancia szempontjából lehető nagy értékű ellenállások alkalmazása előnyös (lásd a táblázat második és harmadik oszlopának értékeit).

Klasszikus követő	$R_1 = 10 \text{ kohm}$	$R_1 = 1 \text{ kohm}$	$R_2 = 90 \text{ kohm}$	$R_2 = 9 \text{ kohm}$
$\overline{u_{zr}^2}$ ($f = 10 \text{ kHz}$)	$4 \cdot 10^{-16}$	$5,7 \cdot 10^{-14}$	$4,2 \cdot 10^{-14}$	
	[V ² /Hz]			

$\overline{i_z^2}$ ($f=10$ kHz) $3 \cdot 10^{-25}$ [A ² /Hz]	$6 \cdot 10^{-24}$	$4,2 \cdot 10^{-22}$
SR [V/μs]	0,5	5
f_h [kHz]	8	80
Z_{be} ($f=10$ kHz) $\approx \infty$ [kohm]	$-j 700$	$-j 70$
C_{be} [pF]	≈ 0	22,7

6.2. Aktív szűrő vezérelt generátora (8. ábra)

$|H| \gg 1$ feltétel mellett

$$\frac{R_2}{R_3} = K - 1 \quad \text{és} \quad \frac{R_1}{R_3} = \frac{K - 1}{\beta_\infty - K}$$

figyelembevételével az ellenállásárányok számolhatók.

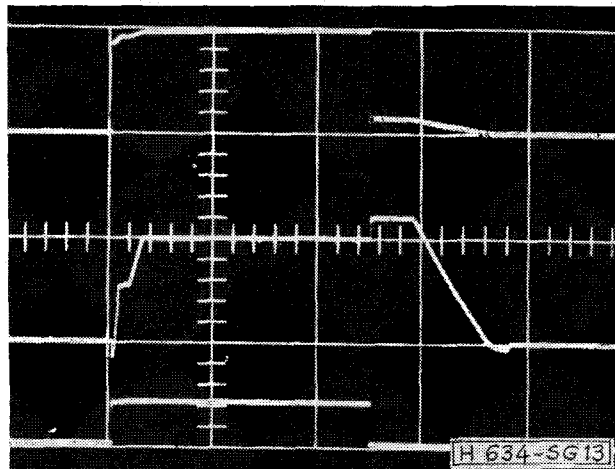
Legyen pl. $K=3,4$ és $\beta_\infty=0,1$. Vegyük fel R_3 -at 10 kohm-ra. A végeredmény: $R_2=24$ kohm, $R_1=3,64$ kohm és $C_{be} \approx 77$ pF.

7. Másodlagos hatások a tranzien viselkedésben

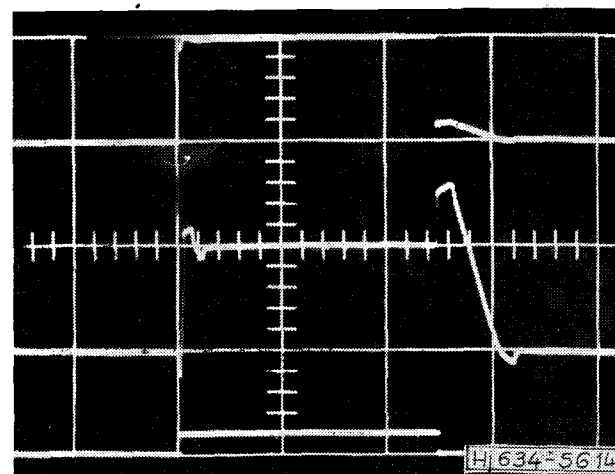
A gyors működés és az igen nagy közös módusú vezérlés következtében legtöbb műveleti erősítő típusnál négyszögjel vezérlés hatására a kimeneten az egyszerű jelváltozási sebesség korlátozott változáshoz képest másodlagos hatások miatt jelentős eltérések mutatkoznak.

A példaképpen tárgyalt SN 72748 típusra vizsgáljuk meg a jelenségeket a táblázatban is szereplő tízszeres sebességű rendszerre (l. a 15. ábra elemértékeit). A pozitív és negatív bemeneti ugrásokra az invertáló bemeneten és a kimeneten a várttól eltérő tranzien jelenségek figyelhetők meg (13. és 14. ábra). Az eltérések [8] gondolatmenetét alkalmazva indokolhatók. Az egyenértékű közelítő helyettesítő kép a 15. ábra szerinti. C_1 és C_2 néhány pF értékű parazita kapacitások, $C_k=3$ pF, $R=1$ kohm. A műveleti erősítő bemeneti fokozatait kiemeltük. A háromszögjel jelölt rendszer és C_k a műveleti erősítő integrátorként viselkedő további fokozatait jelképezi.

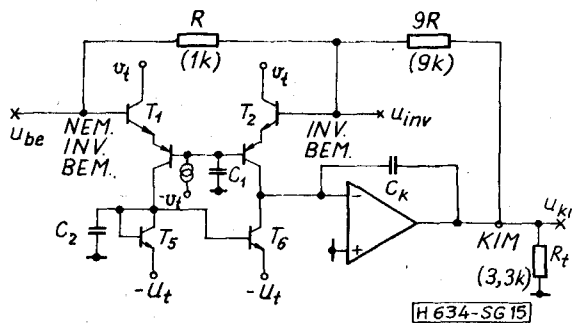
Tételezzük fel, hogy a kimenet, a nem invertáló bemenet és az invertáló bemenet nagy negatív potenciálon van. A nem invertáló bemenetre érkező pozitív ugrás nyitja a differenciálerősítő T1–T3 felét, de az ugrás 90%-a a T2–T4 felet is (C_1 -et az ugrásnak át kell tölteni). A nagy áram által T4 kollektorán keresztül érkező töltés hatására C_k feszültsége negatív irányban gyorsan változik, C_2 lassító hatása miatt a T5–T6 áramtükör árama csak késve ad áramot



13. ábra (A jelek értelmezése felülről lefelé: u_{inv} (20V/osztás), u_{ki} (20V/osztás), u_{be} (50V/osztás). Az időalap: 10μs/osztás.)



14. ábra (A jelek értelmezése felülről lefelé: u_{inv} (10V/osztás), u_{ki} (10V/osztás), u_{be} (50V/osztás), Az időalap: 10μs/osztás.)



15. ábra

az integrátor bemenetére. Ez indokolja, hogy a bemenetre adott pozitív ugrás után a kimeneti jel először negatív irányban változik. A C_1 áttöltéséhez szükséges töltés árama végül is nagy sebességgel tölti át C_k -t, ezért a kimeneti jel változása gyors.

Hasonló jelenség lép fel a bemenet negatív irányú vezérlésénél azzal a különbséggel, hogy ilyenkor C_1 kezdeti töltése, vagyis feszültsége miatt T1–T3 és T2–T4 is lezár, de C_2 csak lassan töltődik át, ezért T5–T6 egy ideig még vezet, így az integrátor kimeneti feszültsége először pozitív irányban változik. Ha C_k az áramgenerátor hatására viszony-

DR. SIMON GY.: FÁZIST NEM FORDÍTÓ ERŐSÍTŐK KOMPENZÁLÁSA

lag lassan áttöltődött, T2—T4 kinyit és a további tranziens jelenségek lezajlása után beáll a végállapot, melyhez az invertáló és nem invertáló bemenet, valamint a kiemenet közel azonos potenciálja tartozik.

Végezetül köszönetemet fejezem ki dr. Komarik Józsefnek, Vannai Nándornak és Mihály Zsigmondnak a másodlagos hatásokra vonatkozó, valamint a cikk megszövegezését érintő hasznos észrevételeiért.

IRODALOM

- [1] *Pap László—Csernák József*: Műveleti erősítők kompenzálása előrecsatolással. *Híradástechnika* XXVI. 3. 68—78.
[2] *Dr. Simon Gyula—Fülöp Tamás*: Műveleti erősítés kapcsosok

lások frekvencia kompenzálása. *Híradástechnika* XXV. 7. 215—222.

- [3] *Dr. Simon Gyula*: Egy műveleti erősítés aktív szűrőtagok kompenzálása. *Híradástechnika* XXV. 8. 234—237.
[4] *Simon Gyula*: Integrált áramköri műveleti erősítők. Egyetemi doktori értekezés 1971.
[5] *Dr. Simon Gyula—Pap László*: Maximális jelváltozási sebesség műveleti erősítőkből. *Híradástechnika* XXIII. 12. 365—372.
[6] *Pap László—Simon Gyula*: Differenciálerősítők zajviszonyai. *Híradástechnika* XXII. 8. 232—238.
[7] *Dr. Simon Gyula*: Aktív szűrők. Egyetemi jegyzet. Tankönyvkiadó 1978. 39—41.
[8] *James E. Solomon*: The monolithic Op amp: a tutorial study. *IEEE J. of. Solid-State Circuits*, SC—9, 1974. dec. 314—332.