

Maximális jelváltozási sebesség műveleti erősítőkből

ETO 621.375.012.8: 681.3

A nagy erősítésű műveleti erősítők felhasználási területe az integrált áramköri technológia és kapcsolástechnika kifejlődésével jelentősen bővült. A modern alkalmazástechnika a műveleti erősítőket univerzális áramköri elemként kezeli, és előnyös tulajdonságait nagyon sok klasszikus áramköri megoldás paramétereinek javítására használja fel. Az integrált műveleti erősítők tervezői áramköreikkel az „ideális műveleti erősítő” tulajdonságait próbálják megközelíteni. Az ideális műveleti erősítő szimmetrikus bemenetű és aszimmetrikus kimenetű végtelen differenciális és zérus közös módusú erősítésű elem, mely végtelen sáv szélességgel és bemenő ellenállással, zérus hibafeszültségekkel és áramokkal, valamint zérus kimenő ellenállással rendelkezik, és nem termel járulékos zajt. Mindezek mellett fontos tulajdonsága az, hogy tetszőleges nagyságú bemenő és kimenő jelek esetében is azonos módon működik, azaz lineáris. A valóságos áramkörök jelentősen eltérnek az elvont „ideális műveleti erősítő”-től. Az adatlapokon közölt specifikációk éppen ezeket az eltéréseket tükrözik az üzemi paraméterek, a határadatok és a működést jellemző grafikonok segítségével.

A műveleti erősítők alkalmazhatóságának egyik legjelentősebb korlátja a véges sáv szélesség és az ezzel igen szoros kapcsolatban álló maximális lehetséges jelváltozási sebesség (slewing rate), illetve a kivezérelhetőség frekvenciafüggése [1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 9]. Az immár klasszikusnak mondható $\mu\text{A} 702$ és $\mu\text{A} 709$ típusú integrált áramkörök javított változatainál éppen ezen problémák megoldása volt a fő cél, és várható, hogy a további fejlesztések is ilyen irányban haladnak.

A fogalomkör helyes értelmezése nemcsak a technológus-tervező, hanem a felhasználó számára is jelentős, mivel a feladatok megoldhatóságát adott esetben éppen ezek a jelenségek befolyásolhatják. A maximális jelváltozási sebesség hatása legélesebben a nagy hurokerősítésű erősítőkből, a műveleti erősítő — nemlineáris elem kombinációt tartalmazó áramkörökben és az aktív szűrőkben jelentkezik.

A cikk a maximális jelváltozási sebesség fogalmával és számítási módszerével foglalkozik, bemutatva a műveleti erősítők egyszerűsített nemlineáris helyettesítő képét.

I. A maximális jelváltozási sebesség (slewing rate) fogalma

Definíciószerűen a slewing rate az erősítő kimenetén mérhető maximális jelváltozási sebesség abban az esetben, ha a bemenetre éppen olyan amplitúdójú

ideális négyszögjelet vagy egységugrást adunk, mely a tranziensek lejátszódása után az erősítő fokozatait még sem pozitív, sem negatív irányban nem viszi túlvezérelt állapotba [4].

A fenti fogalomnak visszacsatolatlan erősítők esetében nincs különösebb jelentősége. Ilyenkor ugyanis az erősítő minden fokozata közel lineáris üzemből működik, tehát az így megadható maximális jelváltozási sebesség egy lineáris aluláteresztő négy pólus súlyfüggvényének maximális változási sebességével arányos. Visszacsatolt erősítőkből azonban előfordulhat, hogy az erősítő egy vagy több belső fokozata a tranziensek során túlvezérelt állapotba kerül, és a továbbiakban e fokozat vagy esetleg fokozatok határozzák meg a kimeneten mérhető jel időfüggvényét. A slewing rate tehát az erősítő jellemző adata, mely kapcsolatban van a kivezérlés belső korlátaival és a lineáris rendszer frekvenciamenetét meghatározó reaktív elemekkel. Így a slewing rate közvetlenül függ a visszacsatolt erősítő kompenzáló elemeinek értékétől és azok rendszerbeli helyzetétől is.

A szinuszos kivezérelhetőség frekvenciafüggése hasonló fizikai okokra vezethető vissza, de az (itt melőzve a triviális definíciót) mind visszacsatolatlan, mind visszacsatolt erősítők esetében használatos.

2. Maximális jelváltozási sebesség lineáris esetben

Az általános aluláteresztő négy pólus átviteli függvénye n darab valós, illetve konjugált komplex pólust tartalmaz. A maximális jelváltozási sebesség (továbbiakban SWR) értékét általánosan a (2.1.) kifejezés adja.

$$SWR = \frac{d}{dt} \left[\alpha^{-1} \left\{ \frac{U_{kiM}}{p \left(1 + \frac{p}{p_1} \right) \left(1 + \frac{p}{p_2} \right) \left(1 + \frac{p}{p_n} \right)} \right\} \right] \Big|_{t=t_0} \quad (2.1)$$

Itt az U_{kiM} a maximális statikus kimenő feszültség; $p_1, p_2 \dots p_n$ az átviteli függvény pólusai és t_0 az a legkisebb időpont, ahol a jobb oldali zárójeles kifejezés második idő szerinti deriváltja zérus.

A (2.1.) összefüggés felhasználásával azonnal belátható, hogy egyetlen pólus esetében a maximális kimeneti jelváltozási sebesség:

$$SWR = U_{kiM} \omega_1 \quad (2.2)$$

Ahol ω_1 a pólus origótól mért távolsága, azaz az erősítő határfrekvenciája.

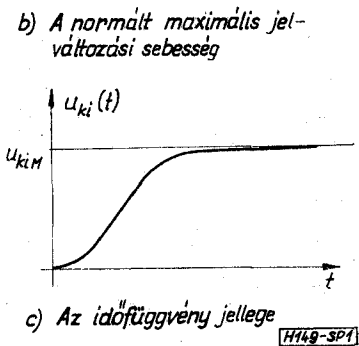
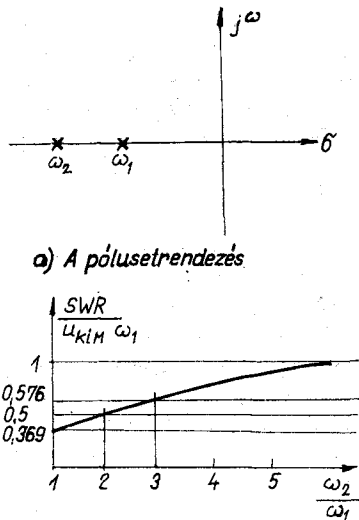
Két valós tengelyen levő pólus esetén a (2.3.), egy konjugált komplex póluspár esetén a (2.4.) összefü-

gés adja meg az SWR értékét (1. és 2. ábra). Az ábrákon az U_{kiM} ω_1 , illetve U_{kiM} ω_0 értékekre normált maximális jelváltozási sebességek a slewing rate és a pólusok elhelyezkedése közötti kapcsolatot szemléltetik.

$$SWR = U_{kiM} \omega_1 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^{\frac{1}{\omega_1 - 1}} \quad (2.3.)$$

$$SWR = U_{kiM} \omega_0 e^{-\varphi \operatorname{ctg} \varphi} \quad (2.4.)$$

Ahol ω_0 a komplex gyökök abszolút értéke, φ a gyököket jellemző komplex vektor és a negatív valós tengely által bezárt szög.



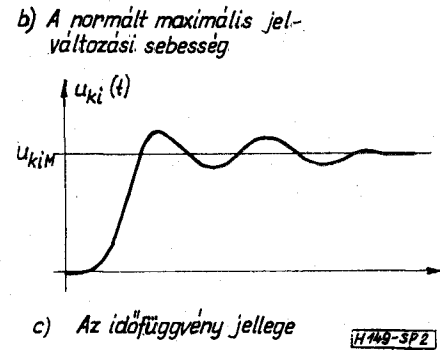
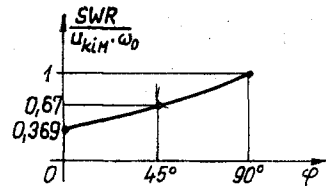
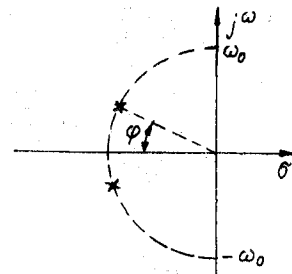
1. ábra

A (2.3.) összefüggés alapján bizonyítható, hogy a több valós gyökkel rendelkező rendszerek eredő fel-futási idejét megadó közelítő összefüggés (2.5.) az SWR számításánál csak durva hibával alkalmazható.

$$t_{cr} = \sqrt{t_1^2 + t_2^2 + \dots + t_n^2} \quad (2.5.)$$

Ahol t_1, \dots, t_n az egyes pólusokhoz tartozó független fel-futási idők.

A magasabb fokszámú négy-pólusok vizsgálata a (2.1.) segítségével elvégezhető, de jelentősége a műveleti erősítők esetében nem nagy.

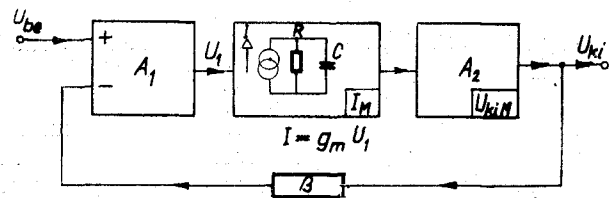


2. ábra

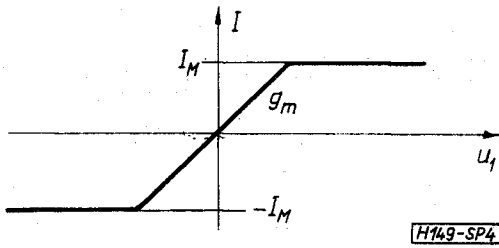
3. A legegyszerűbb nemlineáris helyettesítő kép

A 3. ábrán látható helyettesítő modell [4] egy három fokozatú visszacsatolt erősítőt szimbolizál. Az A_1 , A_2 és β négy-pólusok frekvenciafüggetlenek és ideálisan elválaszthatók. Az A_2 erősítő maximális kimenő felváltási sebessége $\pm U_{kiM}$, a középső fokozat pedig szimmetrikusan áramkorlátozott, és feltételezzük hogy transzfer karakterisztikája a 4. ábrának megfelelően szakaszonként lineáris.

A rendszer egységugrásra adott válaszfüggvénye a bemenő jel szintjétől függően jelentősen változik. Kis bemenő jelek esetében a rendszer lineáris üzemmódban működik. Elegendően nagy vezérlőjel viszont, $t=0$ időpillanatban túlvezérelt állapotba viheti a második fokozatot, s ezen időszak alatt az I_M áram és a C kapacitás határozzák meg a kimenő feszültség maximális jelváltozási sebességét. A tranzi-



3. ábra



4. ábra

enek lejátszódása után a rendszer ismét lineáris tartományba kerül feltéve, hogy a bemenő jel amplitúdójára érvényes az 1. pontban ismertetett definíciós megkötés.

A 3. ábra jelöléseit felhasználva és a gyakorlatban mindig fennálló $A_2 \cdot R \cdot I_M > U_{kiM}$ feltételezés mellett a lineáris rendszer átviteli függvényei a következők:

$$U_{ki}(p) = U_{bc}(p) \cdot A_v \frac{1}{1 + \frac{pRC}{1 + A\beta}} \quad (3.1)$$

Ahol $A_v = \frac{A}{1 + \beta A}$; $A = A_1 A_2 g_m R$

$$(Ip) = U_{bc}(p) \frac{A_v}{A_2 R} \frac{1 + pRC}{1 + p \frac{RC}{1 + \beta A}} \quad (3.2)$$

$U_{bc}(p) = \frac{U_{be}}{p}$ egységugrásgerjesztés esetén a kimenő időfüggvények az alábbi alakban írhatók fel:

$$U_{ki}(t) = U_{be} A_v \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{t}{RC} (1 + \beta A) \right] \right\} \quad (3.3)$$

$$I(t) = U_{be} \frac{A_v}{A_2 R} \left\{ 1 + \beta A \exp \left[-\frac{t}{RC} (1 + \beta A) \right] \right\} \quad (3.4)$$

Ha az $I(t)$ áram maximális értéke túllépi az áramkorlát szabta határt, akkor a második fokozat túlvezérelt állapotba kerül, tehát a (3.1.) és (3.2.) egyenletek érvényüket veszítik. Ennek határa, mivel $I(t)_{max} = I(0)$:

$$U'_{be} \frac{A_v}{A_2 R} (1 + \beta A) = I_M \quad (3.5)$$

$$U'_{be} = \frac{I_M R A_2}{A_v (1 + \beta A)} = \frac{I_M}{g_m A_1} \quad (3.6)$$

A megengedett maximális bemenő jel (U'_{be}), melyhez még nem tartozik túlvezérlés, fordítottan arányos az áramkorlátozott fokozatot megelőző erősítő erősítésével.

A telítés időtartama alatt a kimenő jel időfüggvényét az alábbi összefüggés írja le:

$$U_{ki}^*(t) = I_M R A_2 \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{RC} \right) \right] \quad (3.7)$$

A teljes időfüggvény az 5. ábrán látható. A második fokozat t_1 időtartományban túlvezérelt állapotban

van. Az ábra a korábbiaknak megfelelően akkor érvényes, ha fennáll az $U_M R A_2 > U_{iMk} > A_v U_{be}$ feltétel.

A (3.7) összefüggés felhasználásával a t_1 időtartam az alábbi módon számolható:

$$U_{ki}(t_1) = \frac{U_{be}}{\beta} - \frac{I_M R A_2}{A\beta} = \frac{U_{be} A_v}{\beta A} [1 - a + A\beta] \quad (3.8)$$

$$t_1 = -\tau \ln \left[1 - \frac{1 + A\beta}{a A\beta} + \frac{1}{A\beta} \right] = -\tau \ln \left[1 - \frac{1}{a} \right] \left[1 + \frac{1}{A\beta} \right] \quad (3.9)$$

$$a = \frac{I_M A_2 R}{U_{be} A_v} > 1$$

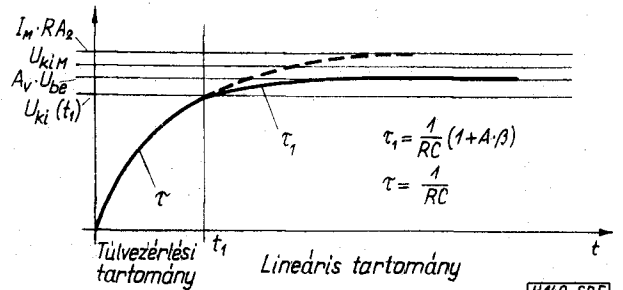
A 6. és 7. ábrán a t_1 és az $U_{ki}(t_1)$ értékét ábrázoltuk az „a”, illetve az $A\beta$ függvényében.

A kimeneti maximális emelkedési sebesség a (3.7.) kifejezés alapján [4]:

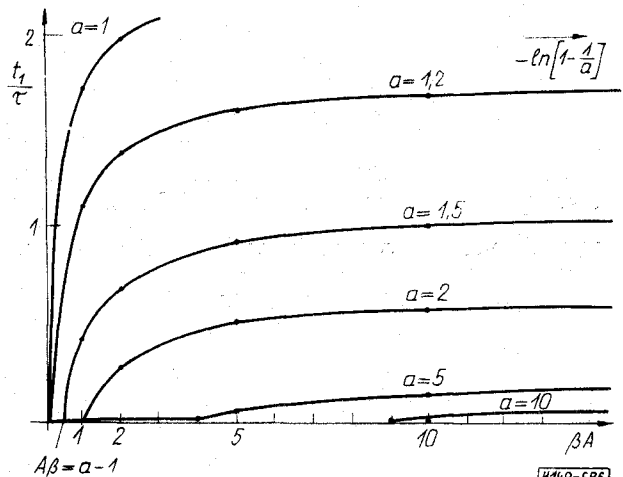
$$SWR = \frac{I_{max} A_2}{C} \quad (3.10)$$

Az 5. ábra alapján külön bizonyítás nélkül megállapítható, hogy a maximális emelkedési sebesség túlvezérelt üzemmódban a legnagyobb.

A 6. ábrából látható, hogy $U_{be} A_v > I_M A_2 R$ esetben a rendszer soha nem kerül lineáris tartományba, mert a második fokozat még túlvezérelt állapotban van, amikor a kimenő jel eléri a maximális kimeneti feszültséget. Elegendően nagy bemenő jel mellett a teljes felfutási idő függetlenné válik a bemenő jel-



5. ábra

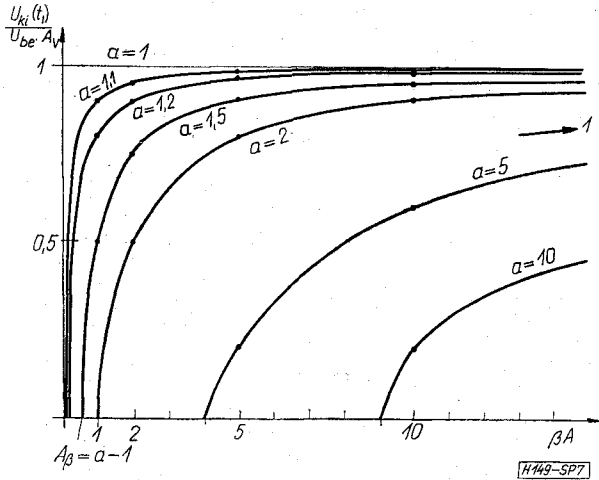


6. ábra

szintjétől és feltételezve, hogy $U_{kiM} \ll I_M R A_2$, az értéke közelítőleg:

$$t_f \cong \frac{U_{kiM}}{SWR} \quad (3.11.)$$

Ilyenkor a kimenő jel felfutási tartománya jellegzetesen lineáris.



7. ábra

4. Két töréspontos nemlineáris helyettesítő modell

A több fokozatú erősítők minden esetben több domináns nagyfrekvenciás törésponttal rendelkeznek, azaz a 3. ábrán látható helyettesítő képből A_1 és A_2 is frekvenciafüggő lehet. Ilyenkor a visszacsatolt erősítő vizsgálata lényegesen bonyolultabb feladat. A visszacsatolás növelése ugyanis szükségessé teszi a lineáris rendszer stabilitásának vizsgálatát, és felveti a kompenzálás szükségességét.

A kompenzálás legtöbbször a legkisebb frekvenciájú töréspont eltolását jelenti oly módon, hogy a visszacsatolt rendszer lineáris átviteli függvénye adott feltételeket elégítsen ki (legyen például maximális lapos vagy kritikus csillapítású). A kompenzálás külső kapacitások beépítésével jár, és így a beépítés helyétől függően jelentősen befolyásolja az SWR értéket.

A további vizsgálatokban tételezzük fel, hogy a rendszer két töréspontos, azaz az ω_2 második pólus vagy az A_1 , vagy az A_2 négy pólusához rendelhető. A visszacsatolás továbbra is frekvenciafüggetlen, és a kompenzálást a második fokozat C kondenzátorának növelésével végezzük, mely az $\omega_1 = \frac{1}{RC}$ pólus frekvenciáját változtatja. A kompenzálás célja maximális lapos átviteli függvény előállítása.

A visszacsatolt lineáris rendszerre felírható:

$$U_{ki}(p) = U_{be} A_v \frac{1}{1 + p \frac{2\xi}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (4.1.)$$

$$\text{Ahol: } \omega_0 = \sqrt{\omega_2 \omega_1 (1 + \beta A)}; \xi = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} + \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}}}{\sqrt{1 + \beta A}}$$

A maximális lapos átvitel feltétele:

$$\frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{\omega_2} \left[\sqrt{\frac{1 + \beta A}{2}} + \sqrt{\frac{1 + \beta A}{2} - 1} \right]^2 \quad (4.2.)$$

Ha $\beta A \gg 1$, akkor kis elhanyagolással

$$RC \cong \frac{2}{\omega_2} \beta A \quad (4.3.)$$

Az (4.3.) összefüggés alkalmas a szükséges kompenzáló kondenzátor számítására.

A zárt lineáris rendszer egységugrásra adott válaszfüggvénye a következő:

$$U_{ki}(t) = A_v U_{be} \left[1 - e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t} \left(\sin \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t + \cos \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t \right) \right] \quad (4.4.)$$

Az I áram időfüggvényét két esetben vizsgáljuk attól függően, hogy a második töréspont az első vagy a harmadik fokozathoz tartozik.

a) A második töréspont az A_2 fokozatban

$$I(t) = \frac{A_v U_{be}}{A_2 R} \left[1 + e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t} \left\{ \beta A \sin \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t + \beta A \cos \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t \right\} \right] \quad (4.5.)$$

Az $I(t)$ maximális értéke most is a $t=0$ időpillanatban lép fel.

$$I(t)_{\max} = I(0) = \frac{A_v U_{be}}{A_2 R} (1 + \beta A) \quad (4.6.)$$

Elegendően nagy U_{be} feszültség esetében a második fokozat túlvezérelt állapotba kerül:

$$U'_{be} = \frac{I_M}{g_m A_1} \quad (4.7.)$$

Az eredmény tehát azonos a 3. fejezetben ismertettével. A maximális kimeneti jelváltozási sebesség azonban az (4.3.) összefüggésen keresztül függ a hurokerősítés értékétől.

Nemlineáris tartományban a kimenő jel időfüggvényét az A_2 frekvenciafüggése is befolyásolja:

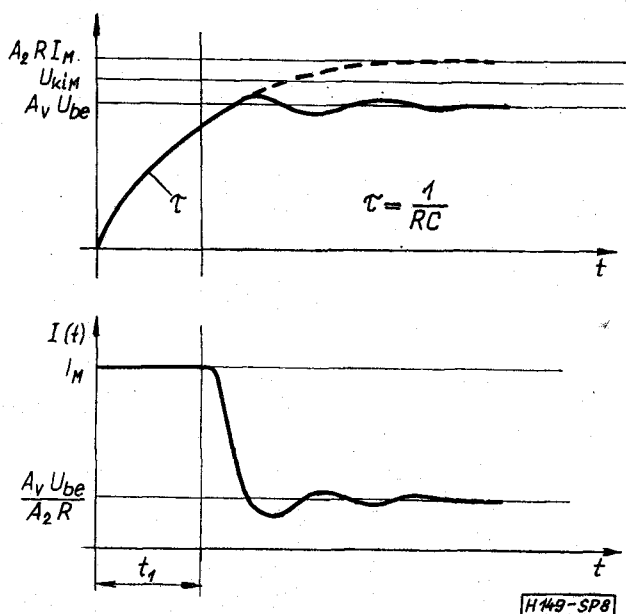
$$U_{ki}(t) = I_M R A_2 \left[1 - \frac{\omega_2 e^{-t\omega_1}}{\omega_2 - \omega_1} + \frac{\omega_1 e^{-t\omega_2}}{\omega_2 - \omega_1} \right] \quad (4.8.)$$

Feltételezve, hogy a hurokerősítés elegendően nagy, tehát $\omega_2/\omega_1 \gg 1$

$$U_{ki}(t) = I_M R A_2 [1 - e^{-t\omega_1}] \quad (4.9.)$$

$$SWR = \frac{I_M A_2 R}{2\beta A} \omega_2 \quad (4.10.)$$

A kompenzálás végrehajtása után az SWR közel fordítottan arányos a hurokerősítéssel. Az $U_{ki}(t)$ és $I(t)$ időfüggvények jellegre nézve a 8. ábrán láthatók. A t_f időtartam a 3.9. alapján most is számítható.



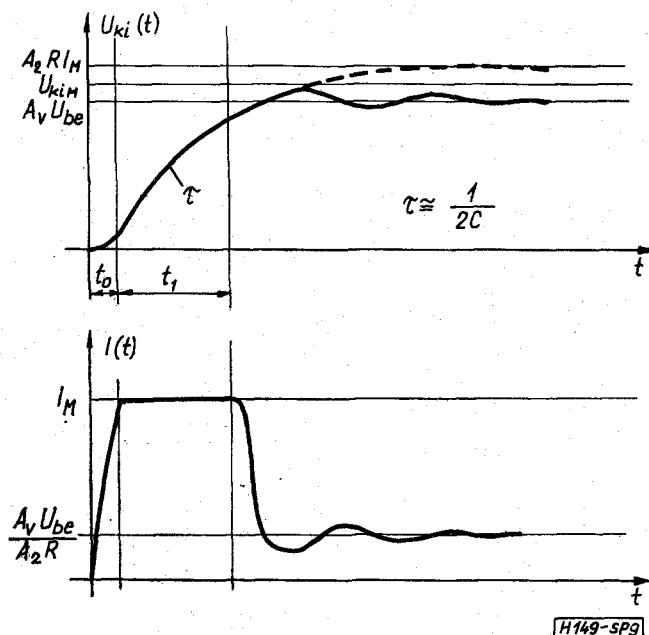
8. ábra

b) A második töréspont az A_1 fokozatban

$$I(t) = \frac{U_{be} A_v}{A_2 R} \left[1 - e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t} \left\{ \cos \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t + \left(1 - \sqrt{2 \frac{\omega_2}{\omega_1} (1 + \beta A)} \right) \sin \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t \right\} \right] \quad (4.11.)$$

Az $I(t)$ áram maximális értéke az alábbi helyen lép fel:

$$\operatorname{tg} \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t = \frac{\omega_0 \sqrt{2}}{2 - \frac{\omega_0 \sqrt{2}}{\omega_1}} \cong +1 \quad (4.12.)$$



9. ábra

Ha $A\beta \gg 1$, akkor az elhanyagolás megtehető. A maximális áram értéke nagy hurokerősítés mellett közelítőleg arányos $A\beta$ értékével.

$$I(t)_{\max} = \frac{U_{be} A_v}{A_2 R} e^{-\frac{\pi}{4}} \sqrt{2} A \cdot \beta \quad (4.13.)$$

A bemenő feszültség küszöbértéke

$$U'_{be} = \frac{I_M}{g_m A_1} \frac{e^{\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2}} = 1,56 \frac{I_M}{g_m A_1} \quad (4.14.)$$

A kimenő jel a 9. ábra alapján három szakaszra bontható. t_0 időtartam alatt a rendszer lineáris üzemmódban működik, majd t_1 ideig a második fokozat túlvezérelt állapotba kerül, végül az áramkör ismét visszatér a lineáris tartományba. A t_0 időtartam az (4.11.) egyenlet felhasználásával közelítőleg meghatározható, ha feltételezzük, hogy $U_{be} \gg U'_{be}$. Az áram időfüggvényét a $t=0$ időpillanatban vett kezdeti meredekséggel közelítve:

$$t_0 \cong \frac{I_M A_2 R \omega_1}{A_v U_{be} \omega_0^2} = \frac{I_M}{A_1 g_m U_{be}} \frac{1}{\omega_2} \quad (4.15.)$$

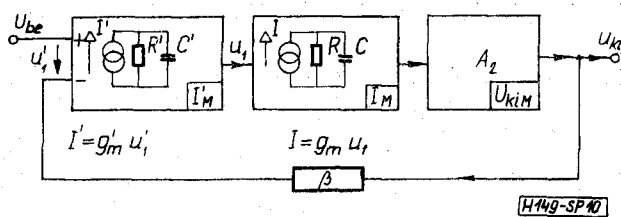
Ha $\omega_2 \gg \omega_1$, akkor a t_0 időtartam általában elhanyagolható a t_1 -hez képest. Ezen feltételezés azt is tartalmazza, hogy a t_1 időtartam elegendő pontossággal számolható a (3.9.) képlet alapján, az SWR értéket pedig jó közelítéssel az (4.10.) adja.

5. A helyettesítő képek korlátai

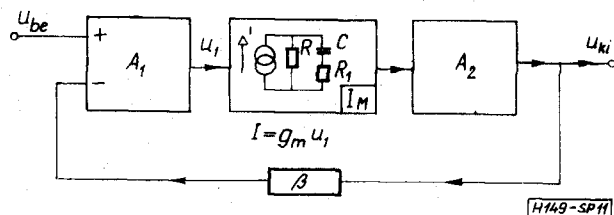
A valóságos erősítőrendszerek a fentebb leírtaknál lényegesen bonyolultabbak. A különbségeket és a felvetődő problémákat az alábbi pontokban foglaljuk össze.

a) A nagy erősítésű rendszerek általában két feszültség- és egy teljesítményerősítő fokozatból állnak. A lineáris átviteli függvény így rendszerint három aktív pólust tartalmaz. A kompenzálás tehát egy hárompólusú visszacsatolt rendszer frekvencia-karakterisztikájának célszerű kialakítását jelenti. Feltételezve, hogy a harmadik pólus frekvenciája jóval nagyobb, mint a másik kettőé, a kétpólusú rendszerre kapott eredményeket erre a rendszerre is általánosítani lehet. Ilyenkor a visszacsatolt rendszer aktív pólusainak helyét csak a hurokerősítés és a két kisebb frekvencián levő pólus befolyásolja. Bonyolultabb esetekben a kiértékelés általános módszere a numerikus analízis.

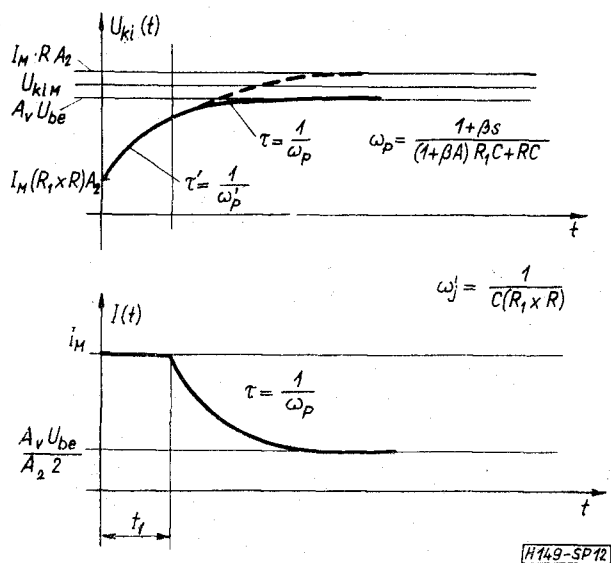
b) A több fokozatú rendszerekben általában minden fokozat kivezérlése korlátozott. Az előbb tárgyalt szimmetrikus áramkorlátozás a differenciálerősítőkre jellemző. Előfordulhat, hogy vezérléskor egyszerre több fokozat is telítésbe kerül. Példaképpen korábbi eredményeink felhasználásával megvizsgáljuk a 10. ábrán látható rendszer működését. Az elrendezés a 3. ábrán ismertetett kapcsolás bővített változata. Feltételeink szerint a kompenzálást a domináns pólus frekvenciájának módosításával a második fokozatban végezzük. Az A_1 erősítő a második fokozathoz hasonlóan, egy lineáris törésponttal és áramkorláto-



10. ábra



11. ábra



12. ábra

zott átviteli függvénnyel jellemezhető. Az egyes fokozatok túlvezérelt állapotba kerülésének feltétele:

$$U'_{be1} = \frac{I_M}{g_m} \quad (5.1.)$$

$$U'_{be2} = 1.56 \frac{I_M}{g_m g_m R'} \quad (5.2.)$$

mivel a (4.14.) képletben szereplő $A_1 = g_m R'$. Az első fokozat kerül hamarabb telítésbe, ha

$$U'_{be1} < U'_{be2} \quad (5.3.)$$

$$I_M < \frac{1,56 I_M}{g_m R'} \quad (5.4.)$$

c) A szimmetrikus áramkorlátozás mellett a fokozat áramköri elrendezésétől függően gyakori az aszimmetrikus áram- és feszültségkorlátozás is. Sok esetben (pl. mintavevő és tartó áramkörökben) a végfokozat és a terhelő kapacitás határozza meg a maximális emelkedési sebességet. A speciális elrendezések esetenként külön analízist igényelnek.

d) A kompenzálás nem minden esetben jelenti a domináns pólushoz tartozó kapacitás növelését. Gyakori a soros RC taggal történő kompenzálás is, mely az átviteli függvényt egy pólussal és egy zérussal bővíti. Ezzel a módszerrel a maximális emelkedési sebesség az ugrásfüggvényre adott válaszban a $t=0$ időpont környezetében jelentősen megnövelhető. A jelenség szemléltetésére a 11. ábrán levő kapcsolást használjuk fel. Egyszerűség kedvéért tételezzük fel, hogy a hurokerősítés elegendően nagy és a rendszer domináns töréspontjához képest A_1 , A_2 és β frekvenciafüggetlennek tekinthető.

A lineáris rendszer egységugrásra adott válaszfüggvényei:

$$U_{ki}(t) = U_{be} A_v \left\{ 1 - \left[1 - \frac{(1 + \beta A) R_1}{(1 + \beta A) R_1 + R} \right] e^{-\omega_p t} \right\} \quad (5.5.)$$

$$I(t) = \frac{U_{be} A_v}{A_2 R} \left\{ 1 + \left[\frac{(1 + \beta A)(R_1 + R)}{(1 + \beta A) R_1 + R} - 1 \right] e^{-\omega_p t} \right\} \quad (5.6.)$$

$$\text{ahol } \omega_p = \frac{1 + \beta A}{(1 + \beta A) R_1 C + RC}$$

$$\text{és legyen } \omega_p' = \frac{1}{C(R_1 + R)}$$

A második fokozat akkor kerül nemlineáris tartományba, ha az alábbi egyenlőtlenség teljesül:

$$I(t)_{\max} = \frac{U_{be} A_v}{A_2 R} \frac{(1 + \beta A)(R_1 + R)}{(1 + \beta A) R_1 + R} > I_M \quad (5.7.)$$

Vagyis:

$$U'_{be} = \frac{I_M}{A_1 g_m} \frac{(1 + \beta A) R_1 + R}{R_1 + R} \quad (5.8.)$$

A túlvezérlési tartományban a kimenő jel időfüggvényét csak a második és harmadik fokozat határozza meg.

$$U_{ki}^*(t) = I_M R A_2 \left[1 + \left(\frac{R_1}{R + R_1} - 1 \right) e^{-\omega_p' t} \right] \quad (5.9.)$$

A jelalakokat a 12. ábra mutatja.

6. A maximális szinuszos kivezérelhetőség frekvenciafüggése

A kisfrekvenciás kivezérelhetőséget általában a végfokozat, vagy a meghajtó fokozat korlátozza. A frekvencia növelésével azonban előfordulhat, hogy valamely közbenső kapacitív terhelésű fokozat a lineáris áramkivezérelhetőség határára kerül a végfokozat túlvezérlése előtt. Így a torzításmentes maximális szinuszos kimenő jelet ez a belső fokozat határozza meg. Nagy hurokerősítésű rendszerekben ez a jelenség sok esetben az erősítő használhatóságát is korlátozza, bár az erősítő kisjelű sávzélessége a nagyjelű kivezérelhetőség határfrekvenciájának sokszorosa lehet.

a) Egy töréspontos rendszer [4]

A 3. ábra áramköre a lehetséges maximális torzításmentes szinuszos kimenő feszültség a második

fokozatban fellépő korlátozás miatt az alábbi módon számolható:

$$U_{ki\ max} = I_M \frac{R}{|1 + j\omega RC|} A_2 \quad (6.1.)$$

Ha ez kisebb, mint a végfokozat kivezérelhetősége, akkor a kimenő feszültség maximális értékét a második fokozat szabja meg.

Ha teljesül, hogy $\frac{1}{\omega C} \ll R$, akkor a (6.1.) összefüggés egyszerűsíthető:

$$U_{ki\ max} = \frac{I_M}{\omega C} A_2 \quad (6.2.)$$

A kivezérelhetőség határfrekvenciája, tehát az a frekvencia, ahol a végfokozat és a közbenső fokozat által meghatározott jelszint azonos:

$$f_h = \frac{I_M A_2}{2\pi C U_{kiM}} \quad (6.3.)$$

Ezen frekvencia fölött a kivezérelhetőség a frekvencia függvényében 6 dB/oktáv meredekséggel, azaz hiperbolikusan csökken.

$$U_{ki\ max}(f) = U_{kiM} \frac{f_h}{f} \quad (6.4.)$$

b) Két töréspontos rendszer [4]

Az (4.4.) kifejezés felhasználásával a maximális szinuszos kivezérelhetőség és a hurokerősítés kapcsolata a következő:

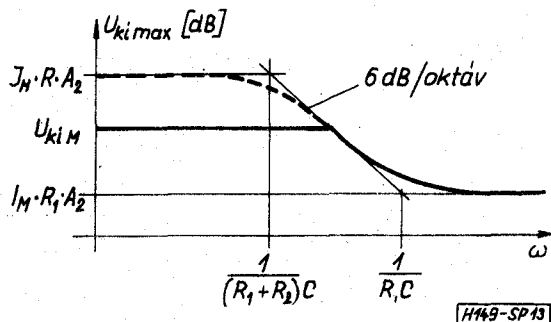
$$U_{ki\ max} = \frac{I_M R A \omega_2}{2A\beta \omega} \quad (6.5.)$$

A kimenő feszültség maximuma tehát a kompenzált erősítő hurokerősítésével fordítottan arányos.

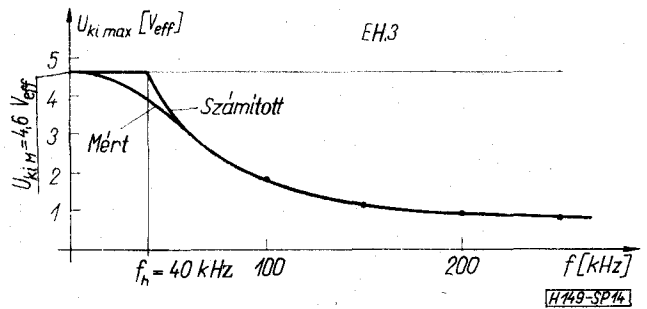
Ha az A_2 is frekvenciafüggő és meredeksége — 6 dB/oktáv, akkor a kimeneti kivezérelhetőség a frekvencia függvényében 12 dB/oktávval csökken.

Ha a végfokozat kivezérelhetősége az f_h határfrekvencia fölött 6 dB/oktávval csökken, ez nem változtatja meg a (6.2.)-ben megadott törvényszerűséget.

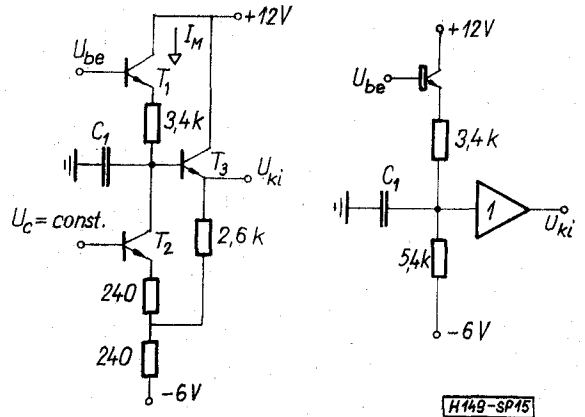
A 11. ábrán látható soros RC tagos kompenzáls esetén a szinuszos kivezérelhetőség értelemszerűen a 13. ábrán feltüntetett függvény szerint változik.



13. ábra



14. ábra



15. ábra

7. Mérési eredmények

A bemutatott elvek és számítási módszerek igazolására méréseket végeztünk, illetve néhány kereskedelemben kapható integrált áramkör esetén az adatlapok mérési eredményeit használtuk fel.

a) A HIKI által gyártott EH3 típusú vékonyréteg integrált műveleti erősítő két differenciálerősítőből és egy egységgyorsító kimeneti fokozatból áll. A kompenzáls a második fokozatban végezzük a tranzisztorok kapacitásának növelésével. A Miller transzformáció segítségével eddigi eredményeink a visszaható kapacitás esetére is általánosíthatók.

$$SWR = \frac{I_M A A_2}{C[1 + A]} = \frac{I_M A_2}{C} \quad (7.1.)$$

Ahol I_M az előző fokozat maximális árama, A a visszaható kapacitást tartalmazó fokozat feszültséggyorsító, A_2 a kimenő fokozat feszültséggyorsító és $C[1 + A]$ a Miller kapacitás.

Hasonló jelölésekkel a szinuszos kivezérelhetőség határfrekvenciája:

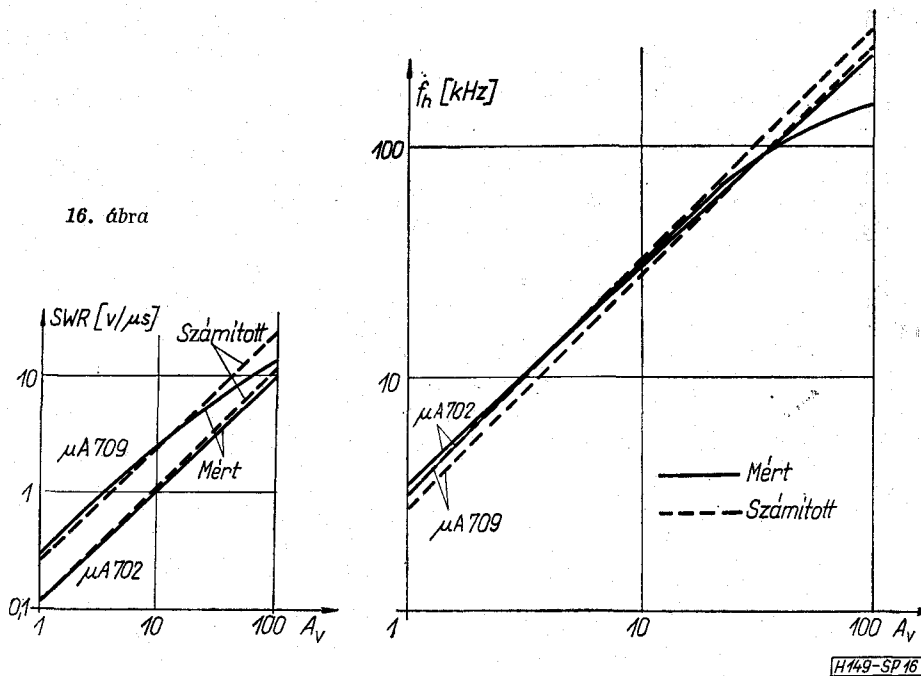
$$f_h = \frac{I_M A A_2}{2\pi C[1 + A] U_{kiM}} = \frac{I_M A_2}{2\pi C U_{kiM}} \quad (7.2.)$$

Az EH3 erősítőre: $A_2 = 1$; $I_M = 0,74$ mA, $U_{kiM} = 13$ V_{cs-cs} és $C = 220$ pF. Ezekkel az adatokkal a számított $SWR = 3,3$ V/ μ s a mért érték pedig 2,2 V/ μ s.

A szinuszos kivezérelhetőség frekvenciafüggése a 14. ábrán látható. Az f_h határfrekvencia fölött a (6.2.) összefüggés nagy pontossággal megadja a kivezérelhetőség értékét.

b) A μA 702 típusú áramkörben [9, 10] a kompenzáls a pozitívan visszacsatolt végfokozatban törté-

16. ábra



nik. A végfokozat kapcsolási rajza és helyettesítő képe kompenzált esetben a 15a és 15b ábrán látható. C_1 a kompenzáló kondenzátor, $I_M=1,1$ mA a T_1 tranzistor munkaponti árama. A katalógusadatok és a számított értékek nagy pontossággal megegyeznek (16. ábra).

c) A $\mu A 709$ típusú áramkörben [9, 10] a kompenzálás a második erősítő és aszimmetrizáló fokozat visszaható kondenzátorának növelését jelenti. A végfokozat erősítése $A_2=30$ az aktuális áramkorlátozott fokozat maximális árama $I_M=40 \mu A$. A mért és számított adatok a visszacsatolt erősítés függvényében a 16. ábrán láthatók.

8. Összefoglalás

A mérések és számítások eredményeinek összevetése bizonyítja, hogy a felvett helyettesítő képek jól közelítik a valóságos fizikai jelenségeket, különösen nagy hurokerősítések esetében. Ezen helyettesítő áramkörök vizsgálata és az eredmények érdemi kiértékelése a szerzők által fellelt irodalmi forrásokban nem található.

Végezetül a szerzők köszönetüket szeretnék kifejezni Dr. Barta István professzornak, dr. Házman

István és dr. Komarik József docenseknek a téma kidolgozása során nyújtott támogatásért és az adott hasznos tanácsokért.

IRODALOM

- [1] Don Kesner: A Simple Technique for Extending Op Amp Power Bandwidth. Motorola Application Note, AN—459, 1970.
- [2] The MG 1539 Operational Amplifier and its Applications. Motorola Application Note, AN—439, 1970.
- [3] Len Blair: Getting More Value Out of an Integrated Operational Amplifier Data Sheet. Motorola Application Note, AN—273, 1970.
- [4] Simon Gyula: Integrált áramköri műveleti erősítők. Egyetemi doktori értekezés, 1970.
- [5] Jim Shales: A General Purpose I/G Differential Output Operational Amplifier. Motorola Application Note, AN—407, 1970.
- [6] R. J. Widlar: Desing Techniques for Monolithic Operational Amplifiers. IEEE Journal of Solid—State Circuits. SC—4, No. 4, August 1969.
- [7] Bob Dobkin: Feedforward Compensation Speeds Op Amp. National Semiconductor Linear Brief, No. 2. 1969.
- [8] T. J. van Kessel: An Integrated Operational Amplifier with Novel HF Behaviour. IEEE Journal of Solid—State Circuits. SC—3, No. 4, December 1968.
- [9] RCA Linear Integrated Circuits Manual, 1970. 142. o.
- [10] The Application of Linear Microcircuits. SGS, 1968.
- [11] Fairchild Semiconductor Integrated Circuit Data Catalog, 1970.