

# Műveleti erősítők kompenzálása előreccsatolással

ETO 621.375.13.076.12

Az utóbbi évek gyors mikroelektronikai fejlődésén végigtekintve megállapíthatjuk, hogy az integrált áramköri műveleti erősítők a mindennapi áramköri gyakorlat szokványos eszközévé váltak. A gyártó cégek mégis szinte naponta lepnek meg bennünket újabb és újabb típusokkal, melyekben egy-egy új rendszertechnikai vagy áramköri ötletet valósítanak meg. A folyamatos fejlesztés célja az, hogy az eszköz összes lényeges paramétereiben egyre jobban megközelítsék az ideális műveleti erősítő tulajdonságait. Az egyik ilyen fontos cél a műveleti erősítők kis és nagyjelű felső határfrekvenciájának további növelése, a beállási tranziens idő csökkentése és az egyszerű visszacsatolhatóság biztosítása. Mindezekhez szorosan kötődik a műveleti erősítők kompenzálása, illetve a kompenzálás és a nagyjelű kivezélhetőség kapcsolata. Korábbi munkák utalnak arra, hogy a klasszikus kompenzációs eljárások — póluseltolás, pólusáthelyezés stb. [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7] — szinte kivétel nélkül azzal a hátránnyal járnak, hogy az általuk bevitt járulékos terhelő kapacitás miatt a műveleti erősítők nagyjelű határfrekvenciája és a vele kapcsolatos „slewing rate” csökken. Ezen eljárásoknál szabályként foglalhatjuk össze, hogy a műveleti erősítő nagyobb arányú negatív visszacsatolása vagy az az igény, hogy az erősítőt nagyobb arányban csatolhassuk vissza — így érvényes a megállapítás a belső kompenzációval ellátott, 6 dB/oktáv levágási meredekségű erősítőkre is — együttjár a felhasználható nagyjelű frekvenciasáv szűkülésével. A szigorú szabály alól kivétel a bemeneti kompenzálás, amely azonban a járulékos zaj, ezenkívül a bemenő impedancia csökkenése miatt csak bizonyos területeken használható.

A kérdést bizonyos mértékig megoldja a párhuzamos jelvezetés elvén alapuló előreccsatolós vagy „feed-forward” kompenzálás [1, 7, 8, 9, 10, 11], mely a nagyjelű határfrekvenciát és a slewing-rate-et a kompenzálatlan erősítőéhez viszonyítva csak kis mértékben befolyásolja, sőt bizonyos esetekben lehetőséget biztosít olyan kapcsolástechnikai megoldások kidolgozására, melyek ezen paraméterek értékét növelik. A korszerű integrált műveleti erősítők egy része alkalmas arra, hogy a klasszikus kompenzációs eljárásokon kívül előreccsatolással is kompenzáljuk őket [12, 13].

Cikkünk célja a feed-forward kompenzálás elméleti és gyakorlati kérdéseinek vizsgálata az erősítő nemlinearitásainak figyelembevételével. A munka áttekintést nyújt azokról az előnyökről és hátrányokról, melyeket az előreccsatolós kompenzációval érhetünk el, megadja a rendszer általános helyettesítő képét és a kapcsolástechnikai változato-

kat, elemzi a kivitelezés nehézségét és mintegy esettanulmányként mérési eredményekkel illusztrálja az elméleti felvetéseket. A témában korábban megjelent publikációk elsősorban kisjelű analízissel [1, 7] vagy adott erősítő típuson végzett mérésekkel és az eredmények közlésével foglalkoztak [8, 9, 10, 11]. Jelen cikk olyan fontos és gyakorlati jelentőségű hatások vizsgálatával foglalkozik, melyek eldöntik, hogy lehetséges-e az előreccsatolós kompenzálást alkalmazni és ha igen, milyen eredménnyel?

## 1. Az előreccsatolással kompenzált erősítők nagyjelű helyettesítő képe

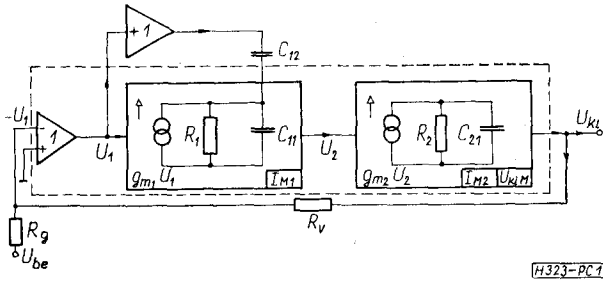
Előreccsatolással történő (feed-forward) kompenzálásnak azt az eljárást nevezzük, amikor a műveleti erősítő valamelyik — általában a domináns pólushoz kapcsolódó — áramköri fokozatát kapacitással vagy szélessávú (AC) erősítővel váltóáramúlag átblokkoljuk és a párhuzamosan vezetett jeleket a következő fokozat bemenetén összegezzük. Az átblokkolás egyszerre több fokozatot is érinthet, tehát az erősítő több nagyfrekvenciás pólust tartalmazó egységre is vonatkozhat.

Az elrendezés célja az, hogy azokat a nemlineáris (áramkorlátozott) fokozatokat, melyek az egységugrásra adott válasz vagy a nagyfrekvenciás vezérlés során telítésbe kerülnek, kikapcsoljuk az aktív működésből, ugyanakkor viszont a párhuzamosan vezetett jellel biztosítsuk az erősítő üzemet ebben az időtartományban is. Az eredmény az, hogy a szélessávú fokozatokon keresztül a kimenetre jutó jel megnöveli a maximális jelváltozási sebességet és gyorsítja a telítésbe került fokozatok aktív tartományba való visszatérését. Az előnyökért azzal kell fizetni, hogy ebben a tranziens időszakban az erősítő effektív erősítése általában kisebb, mint az egyenáramú erősítés, így a visszacsatolt rendszer pontossága a véges erősítés miatt csökken. Ez az oka annak, hogy a nagy pontosságú beállási idő a módszer segítségével alig javítható.

Az összegezendő jelek típusától függően kétféle feed-forward kompenzálást különböztetünk meg: a feszültség és az áram összegzésen alapuló rendszereket. A továbbiakban ezen típusok tulajdonságait tárgyaljuk részletesebben.

### 1.1. A feszültség összegzés alapján működő feed-forward kompenzálás

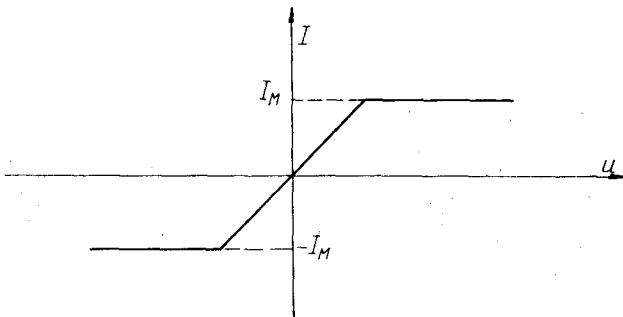
A gyártó cégek által javasolt előreccsatolós kompenzálások túlnyomó többsége az ismertetett elven alapszik. Előnye, hogy viszonylag kevés kiegészítő elemmel megvalósítható, tehát nem bonyo-



1. ábra. A feszültség összegezéssel működő feed-forward kompenzálás általános helyettesítő képe

lítja a műveleti erősítők egyébként egyszerű kapcsolástechnikáját.

A legegyszerűbb — de a gyakorlatban már előforduló — rendszer két áramkorlátozott fokozatot tartalmaz (1. ábra). A domináns pólussal kapcsolatos kritikus fokozat a műveleti erősítő szimmetrikus bemenetét jelképező bemenő erősítő után helyezkedik el. A másik áramkorlátozott fokozat pedig, mely az erősítő másik pólusához kötődik a végfokozat előtt található. Az ábrán feltüntetett blokkok idealizált elemek, melyekről feltételezzük, hogy egymástól teljesen elválaszthatók, bemenő impedanciájuk végtelen, kimenő impedanciájuk pedig zérus. Ez a közelítés akkor nem okoz durva hibát, ha a terheléseket az előző fokozat kimenetéhez kapcsoljuk. A fokozatokra érvényes korlátozásokat a blokkok jobb alsó sarkában tüntettük fel. Az áramgenerátor karakterisztikáit a 2. ábrának megfelelően szimmetrikusnak tekintjük, megjegyezve azonban, hogy az előrecsatolásos kompenzálás gyakran érinti a végfokozatot meghajtó aszimmetrikus áramkorlátozással ellátott fokozatokat is.



2. ábra. Az áramgenerátorok karakterisztikája

Az előrecsatolást a pozitív egységnyi erősítésű elválasztó fokozat és a  $C_{12}$  előrecsatoló kondenzátor végzi. Ez a két elem az  $U_1$  feszültséget egyenesen az első áramkorlátozott fokozat kimenetére juttatja és így biztosítja a tranziens idő alatti gyors jelváltozást a kimeneten.

A rendszer működését a nemlineáris elemek aktuális állapotától függően több tartományra lehet bontani.

a) A kisjelű vezérlés, illetve a lineáris üzemmód tartománya

Ebben az időszakban a fokozatok egyike sem kerül telítésbe, azaz fennállnak az  $|U_1| < I_{M1}/g_{m1}$ ; az

$|U_2| < I_{M2}/g_{m2}$  és az  $|U_{ki}| < U_{kim}$  egyenlőtlenségek. Az erősítő akkor működik ebben a tartományban, ha elegendően kis szintű vezérlőjelet adunk a bemenetre vagy egységugrás-vezérlés esetén a tranziensek lejátszódása után a végállapotot közelíti.

Az erősítő visszacsatolt átviteli függvénye az ismert

$$\frac{U_{ki}(p)}{U_{be}(p)} = -\frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A(p)}{1 + \beta A(p)} \quad (1)$$

alakban írható, ahol

$$\beta = \frac{R_g}{R_v + R_g} \quad \text{és} \quad (2)$$

$$A(p) = g_{m1} R_1 g_{m2} R_2 \frac{\left(1 + \frac{C_{12}}{g_{m1}} p\right)}{\left[1 + p(C_{11} + C_{12}) R_1\right] \left(1 + p C_{21} R_2\right)}$$

a visszacsatolási tényező és a nyílt hurkú erősítés. (Továbbiakban a  $g_{m1} R_1 g_{m2} R_2$  szorzatot  $A_0$ -lal jelöljük.)

Látható, hogy az előrecsatolás hatására egy új negatív valós zérus keletkezett az átvitelben, mely stabilitás szempontból kedvezően alakítja az erősítő nyílt hurkú erősítését. Ha a zérus frekvenciája kisebb, mint a második domináns pólusé, azaz

$$\frac{C_{12}}{g_{m1}} > C_{21} R_2, \quad (3)$$

akkor az eredő fázistolás sohasem lépi túl a  $90^\circ$ -ot (természetesen csak az ábrázolt leegyszerűsített rendszerben). Ha a zérus frekvenciája nagyobb, mint a második domináns pólusé, akkor az erősítő relatív stabilitása, a különbség mértékétől függően csökken. Meg kell jegyezni, hogy a műveleti erősítők mindig rendelkeznek mellékpólusokkal, általánosságban tehát jobb úgy fogalmazni, hogy az előrecsatolás az erősítő teljes fázistolását  $90^\circ$ -kal csökkenti akkor, ha az átblokkolt fokozat meredeksége a frekvencia függvényében nem változik. A járulékos fázistolások miatt a zérus frekvenciáját célszerű a lehető legnagyobb értékre választani, hogy a mellékpólusok fázistolását is kompenzálja.

b) Az első áramkorlátozott fokozat telítési tartománya

A bejövő jel szintjének vagy szinuszos vezérlés esetén a jel frekvenciájának a növelésével az első fokozat telítésbe kerülhet. A továbbiakban a vizsgálatot csak az egységugrásra adott válasza terjesztjük ki, azaz  $U_{be}(t) = U_{be} 1(t)$  és  $U_{be}(p) = U_{be}/p$ .

A telítésbe kerülés határát az

$$\left| U_{be} \frac{R_v}{R_g + R_v} \right| = \frac{I_{M1}}{g_{m1}} \quad (4)$$

egyenlőség határozza meg.

A telítési szakaszon csak az előrecsatoló elemeken keresztül jut a bejövő jellel arányos feszültség a következő fokozatra, így ebben a tartományban az effektív erősítés jelentősen lecsökken. Amennyiben az első fokozat terhelő impedanciája, illet-

ve az  $R_1(C_{11}+C_{12})$  időállandó elegendően nagy, akkor az erősítés értékét közelítőleg az

$$A'(p) = \frac{C_{12}}{C_{11} + C_{12}} g_{m2} R_2 \frac{1}{(1 + pC_{21}R_2)} \quad (5)$$

összefüggés alapján számolhatjuk. A jel tehát a  $C_{12}$  és  $C_{11}$  elemekből képezett kapacitív osztón keresztül jut a második fokozat bemenetére. A feltételezés azért engedhető meg, mert az első fokozat általában viszonylag nagy erősítésű, és az első domináns pólus törésponti frekvenciája esetleg több dekáddal különbözik a másodikétól.

Az erősítés módosított értékét és azt a tényt felhasználva, hogy ebben a tartományban az első fokozat áramgenerátora  $I_{M1}$  nagyságú áramot szolgáltat, a visszacsatolt erősítő kimenetén és a közbelső pontokon levő jeleket az

$$U_{ki}(p) \cong -\frac{U_{be}}{p} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'(p)}{1 + \beta A'(p)} - \frac{I_{M1}}{C_{12} p^2} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right) \frac{\beta A'(p)}{1 + \beta A'(p)}, \quad (6)$$

$$U_2(p) \cong U_{ki}(p) \frac{(1 + pC_{21}R_2)}{g_{m2}R_2}, \quad (7)$$

$$U_1(p) = \frac{U_{be}}{p} \frac{R_v}{R_v + R_g} - U_{ki}(p) \frac{R_g}{R_g + R_v} \quad (8)$$

egyenletek határozzák meg. Az időfüggvények lényegében egy egységugrásra adott válasz és egy lineárisan növekvő jel kombinációjából tehetők össze. Bevezetve az

$$A'_0 = g_{m2}R_2 \frac{C_{12}}{C_{11} + C_{12}}$$

jelölést a rendszer egyes pontjain levő időfüggvényeket az alábbi formában írhatjuk fel:

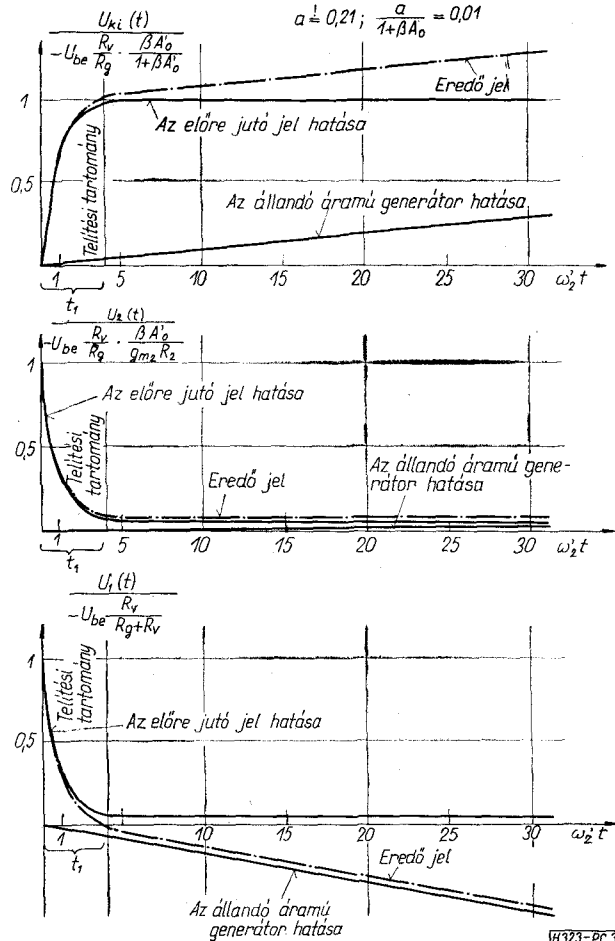
$$U_{ki}(t) = -U_{be} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'_0}{1 + \beta A'_0} [1 - \exp(-\omega_2' t)] - \frac{I_{M1}}{C_{12}} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right) \frac{\beta A'_0}{1 + \beta A'_0} \left\{ t - \frac{1}{\omega_2'} [1 - \exp(-\omega_2' t)] \right\}, \quad (9)$$

$$U_2(t) = -\frac{U_{be}}{g_{m2}R_2} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'_0}{1 + \beta A'_0} \left[ 1 + \left(\frac{\omega_2'}{\omega_2} - 1\right) \exp(-\omega_2' t) \right] - \frac{I_{M1}}{g_{m2}R_2 C_{12}} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right) \frac{\beta A'_0}{1 + \beta A'_0} \cdot \left[ t + \frac{\left[\frac{\omega_2'}{\omega_2} - 1\right]}{\omega_2'} [1 - \exp(-\omega_2' t)] \right], \quad (10)$$

$$U_1(t) = -U_{be} \frac{R_v}{R_g + R_v} + U_{ki}(t) \frac{R_g}{R_g + R_v}, \quad (11)$$

ahol  $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_{21}}$  és  $\omega_2' = \frac{1 + \beta A'_0}{R_2 C_{21}}$ .

$\beta A'_0 \cong 20$ ;  $\beta \cong \frac{1}{2}$ ;  $A_v \cong -1$   
 $a \cong 0,21$ ;  $\frac{a}{1 + \beta A_0} = 0,01$



3. ábra. Jelalakok az aktív előrecsatolási szakaszon (a végfokozat nem kerül telítésbe)

Az időfüggvények alakjából (3. ábra) megállapíthatjuk, hogy a (9) és (10) kifejezés első tagjai a gyorsan változó a második tagok pedig a lassú változását tranzienseket jelentik. Az ábrákon jelölt „a” mennyiség a túlvezérlés mértékére ad felvilágosítást:

$$a = \frac{I_{M1}}{g_{m1}} \cdot \frac{1}{U_{be} \frac{R_v}{R_v + R_g}} \cdot \frac{R_2 C_{21}}{C_{12}}, \quad (12)$$

a példaként felvett adatokat pedig az ábra felső sarkában rögzítettük.

Az áramkör a telítési tartományban  $t_1$  ideig tartózkodik. A  $t_1$  időtartama attól függ, hogy a rendszer a gyors tranziens során, tehát az előre csatolt jel hatására mennyire tudja megközelíteni a teljes visszacsatolt rendszerre vonatkozó végállapotot, tehát a lineáris működés tartományát. Ha a gyors, de kisebb hurokerősítésű rendszer végállapotában a feszültség értéke nem elegendő ahhoz, hogy az átlblokkolt fokozat telítése megszűnjön, akkor várni kell arra, hogy az állandó  $I_{M1}$  áram hatására a kimenő jel elegendő értékű legyen.

A rendszer a gyors tranziensek hatására eléri a lineáris tartományt, ha az

$$U_{be} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'_0}{1 + \beta A'_0} \geq U_{be} \frac{R_v}{R_g} - \frac{I_{M1}}{g_{m1} \beta} \quad (13)$$

egyenlőtlenség fennáll. Ez az összefüggés a második fokozat erősítésére egy

$$g_{m2} R_2 \geq \left(1 + \frac{C_{11}}{C_{12}}\right) \left(\frac{U_{be} \frac{R_v}{R_g}}{\frac{I_{M1}}{g_{m1} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right)} - 1}\right) \left(\frac{R_v + R_g}{R_g}\right) \quad (14)$$

alsó határt ad meg, mely alatt a feszültség összegzésen alapuló előrecsatolt kompenzálás kevés előnnyel jár. A hatást jól illusztrálja a  $t_1$  idő változását szemléltető 4. ábra, melyből kitűnik, hogy a túlvezérlés mértékétől függően a telítési tartományban tartózkodás időtartama jelentősen változik. Ha az a cél, hogy a kisebb pontosságú beállási idő jelentősen csökkenjen, csak olyan fokozatot szabad átblokkolni, mely után még elegendően nagy az aktív erősítés. Ez a jelenség indokolja azt, hogy az előrecsatolt jelet nem érdemes a kis erősítésű végfokozat bemenetére kapcsolni.

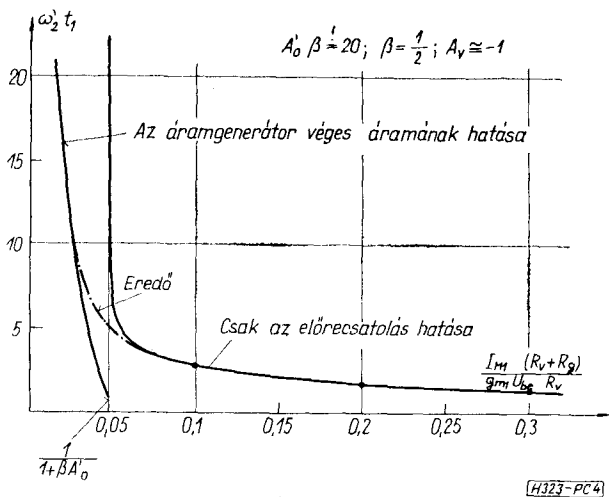
A bemenő jelet a valóságos erősítőben csak addig növelhetjük, míg a kimeneti feszültség kivezérlehetőséget túl nem lépjük, az alábbi összefüggés megadja a bemenő jel felső határát.

$$U_{beM} = U_{kim} \frac{R_g}{R_v} \frac{1 + \beta A_0}{\beta A_0} \approx U_{kim} \frac{R_g}{R_v}, \quad (15)$$

ahol  $A_0 = g_{m1} R_1 g_{m2} R_2$ .

A (15) és (14) felhasználásával a határos feszültség előrecsatolás feltétele:

$$g_{m2} R_2 > \left(1 + \frac{C_{11}}{C_{12}}\right) \left(\frac{R_v + R_g}{R_g}\right) \left[\frac{U_{kim}}{\frac{I_{M1}}{g_{m1} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right)} - 1}\right]. \quad (16)$$



4. ábra. A linearitási tartományba való visszatérés ideje a bejövő jelszint függvényében

c) A második áramkorlátozott fokozat telítési tartománya

A szokásos bemenő jelszintek és a fokozatok által feldolgozható jelek ismeretében megállapíthatjuk, hogy a gyakorlatban szinte elkerülhetetlen az, hogy az előrecsatolt jel hatására a második fokozat is telítésbe kerüljön.

A telítés az

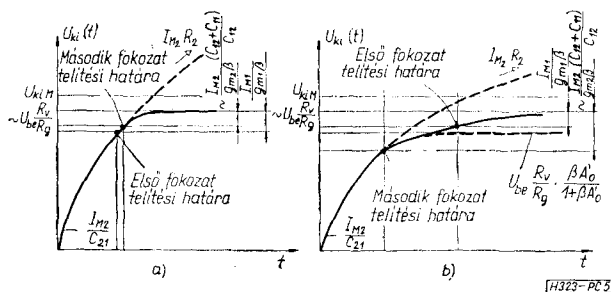
$$U_{be} = \frac{R_g + R_v}{R_v} \cdot \frac{C_{12} + C_{11}}{C_{12}} \cdot \frac{I_{M2}}{g_{m2}} \quad (17)$$

küszöbérték felett bekövetkezik, és ekkor a kimeneti jelváltozási sebesség az

$$SWR \approx \frac{I_{M2}}{C_{21}} \quad (18)$$

értékkel korlátozott.

A gyakorlati elrendezésekben tehát az erősítő slewing rate-jét a második fokozat áramkorlátozása határozza meg. A működési tartomány elemzése helyett csak utalunk a [4] irodalomra, mely azt részletesen tartalmazza. A második fokozat által okozott korlátozott jelváltozási sebesség miatt a 3. ábrán látható jelalakok ebben a tartományban nem érvényesek. A gyors tranzienstű szakaszok hossza megnövekszik és a jelmeredekség nem arányos a bejövő jellel. Az így adódó jelalakok jellegét az 5. ábrán láthatjuk. Az 5a ábrán önkényesen felté-

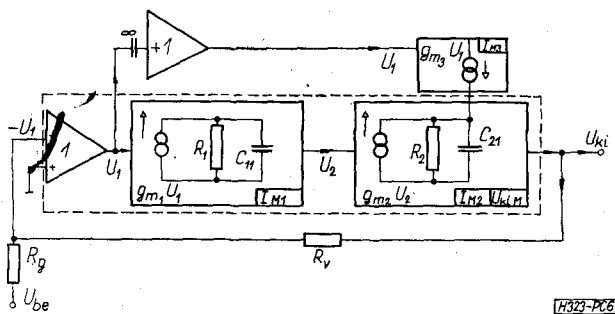


5. ábra. Közelítő jelalakok a második fokozat telítésének figyelembevételével

telezzük, hogy az első fokozat telítése rövidebb ideig tart, mint a másodiké és a második fokozat erősítése elegendően nagy, az 5b ábrán pedig azt az esetet ábrázoltuk, amikor a második fokozat igen kis erősítésű.

### 1.2. Az áram összegzés alapján működő feed-forward kompenzálás

A műveleti erősítők kimeneti maximális jelváltozási sebessége jelentősen növelhető, ha az előrecsatolással működő kompenzálást egyszerű felépítésű áramgenerátoros kimenetű fokozatokkal végezzük el. Az elrendezés lényege (6. ábra), hogy a műveleti erősítő kimenetére — a második áramkorlátozott fokozatra — váltóáramúlag csatolt áramgenerátoros kimenetű fokozattal járulékos többletáramot juttatunk a tranzienst időszakban. Ez a többlet áram,



6. ábra. Az áram összegezéses működő feed-forward kompenzálás általános helyettesítő képe

mely a lineáris tartományban arányos az  $U_1$  feszültséggel, megnöveli a kimeneti SWR értékét, lényegében megnöveli a második fokozat effektív erősítését és — mivel biztosítja azt, hogy a kisjelű tartományban egy új zérus legyen az átviteli függvényben — kompenzál is. A váltóáramú csatolásnak nincs elvi jelentősége, de a gyakorlati kivitelben azért ragaszkodunk hozzá, hogy a műveleti erősítő bemeneti bias áramát ne növeljük meg lényegesen.

Bár az 1. és a 6. ábrán bemutatott rendszerek közvetlenül nem alakíthatók át egyenértékűvé, nagyon sok szempontból azonosnak tekinthetők egymással. Az ekvivalenciákat a működési tartományok elemzésével mutatjuk be.

a) A kisjelű vezérlés, illetve a lineáris üzemmód tartománya

Amennyiben egyetlen korlátozást sem lépünk túl, azaz  $|U_{11}| < I_{M1}/g_{m1}$ ,  $I_{M3}/g_{m3}$ , valamint  $|U_{ki}| < U_{kim}$ , akkor a rendszer a lineáris tartományban működik. Ebben az elrendezésben a második áramkorlátozott fokozat ritkán vagy gyakorlatilag sohasem kerülhet telítésbe, tehát ezzel a kérdéssel nem érdemes foglalkozni.

Az erősítő kisjelű átviteli függvénye most is az (1) alapján számítható, csak az erősítés helyébe az

$$A(p) = (g_{m1}R_1g_{m2}R_2 + g_{m3}R_2) \frac{\left(1 + p \frac{C_{11}R_1g_{m3}R_2}{g_{m1}R_1g_{m2}R_2 + g_{m3}R_2}\right)}{(1 + pC_{11}R_1)(1 + pC_{21}R_2)} \quad (19)$$

kifejezést kell írni. Mivel az újonnan elhelyezett fokozat egyenáramú erősítése kisebb, mint az alap-erősítő erősítése, azaz  $g_{m3}R_2 < g_{m1}R_1g_{m2}R_2$ , az új átviteli zérus frekvenciáját az

$$\omega_z \cong \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{11}g_{m3}} \quad (20)$$

közelítéssel számolhatjuk.

b) Az első áramkorlátozott fokozat telítési tartománya

A (4) egyenlőség fennállása esetén az első erősítő fokozat a telítés határára kerül és az első áramgenerátor konstans értékű  $I_{M1}$  nagyságú áramot szolgáltat. A telítés alatt az erősítő szerepét teljes egészében a beépített segéderősítő veszi át. A segéderősítő ebben az időtartományban is a bejövő

jellel arányos jelet juttat a kimenetre, azaz az erősítés értékét az

$$A'(p) = g_{m3}R_2 \frac{1}{(1 + pC_{21}R_2)} \quad (21)$$

összefüggés adja meg. Elegendően nagy  $R_1C_{11}$  időállandó, illetve elegendő nagy  $R_1$  ellenállás esetén a rendszer egyes pontjain a feszültségeket az

$$U_{ki}(p) = -\frac{U_{be}}{p} \frac{R_v}{R_g} \frac{\beta A'(p)}{1 + \beta A'(p)} - \frac{I_{M1}}{p^2 C_{11}} \frac{g_{m2}}{g_{m3}} \left(1 + \frac{R_v}{R_g}\right) \frac{\beta A'(p)}{1 + \beta A'(p)}, \quad (22)$$

$$U_2(p) = -\frac{I_{M1}}{pC_{11}}, \quad (23)$$

$$U_1(p) = -\frac{U_{be}}{p} \frac{R_v}{R_g + R_v} - U_{ki}(p) \frac{R_g}{R_g + R_v} \quad (24)$$

egyenletrendszer segítségével állíthatjuk elő. A kifejezések alapján megállapíthatjuk, hogy ezen a szakaszon annyiban jelent javulást az előreccsatolás a nagyjelű viselkedésben, amennyire az  $g_{m3}$  meredekség nagyobb, esetleg lényegesen nagyobb a  $g_{m2}$ -nél. Az Aktív erősítés növelése nagyban növeli a beállási pontosságot (lásd 1.1.b pont).

c) A segéderősítő telítése

A segéderősítő árama az  $I_{M3}$  értékkel korlátozott. A korlátozás akkor jelentkezik, ha  $\left|U_{be} \frac{R_v}{R_g + R_v}\right| > \frac{I_{M3}}{g_{m3}}$ . Ekkor a kimeneti maximális jelváltozási sebességet az

$$SWR \cong \frac{I_{M3}}{C_{21}} \quad (25)$$

érték korlátozza.

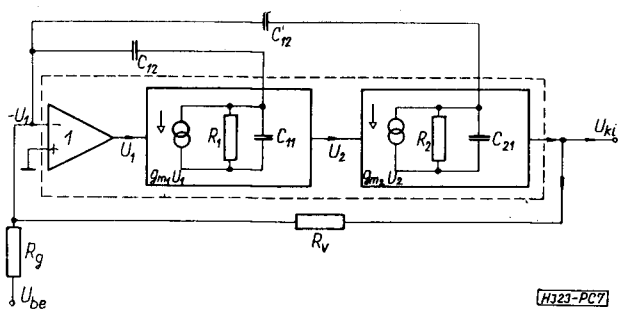
A segéderősítő beépítése általában járulékos terhelő kapacitás beépítésével is együtt jár. Ezért a (18) és (25) egyenletekben szereplő  $C_{21}$  kapacitása a gyakorlati kapcsolásokban nem azonos.

2. Az előreccsatolásos kompenzálás gyakorlati szempontjai

Ebben a fejezetben azokat a praktikus problémákat foglaljuk össze, melyek részben korlátokat jelentenek az előreccsatolás alkalmazása számára, részben pedig felvetődnek a konkrét áramkörök kivitelezésekor.

2.1. Kapacitív előreccsatolás elválasztó erősítő nélkül

A műveleti erősítőket célszerű úgy gyártani, hogy a legkevesebb külső elem felhasználásával üzembe helyezhető legyenek. Kompenzálás esetén legjobb az a megoldás, amikor csak kapacitásokat kell a műveleti erősítő kivezetéseinek csatolni. A kérdés lényegében visszavezethető a véges ellenállású pontról történő előreccsatolásra, azaz szükségessé teszi a műveleti erősítő bemenő impedanciájának vizsgálatát is.



7. ábra. Előreccatolás kompenzálás elválasztó erősítő nélkül

Az előreccatoló kapacitás (7. ábra) azonos fázisú pontra csatlakozik. A közismert Miller-effektus alapján a  $C_{12}$  kapacitás a bemeneti impedanciában negatív kapacitásként jelentkezik. Ez a negatív kapacitás az eredő generátor ellenállással gerjedésre hajlamos leosztást képez. A rendszer ilyen módon nem kompenzálható. A negatív kapacitás hatását azonban egyszerűen kompenzálni lehet egy általában igen kis értékű  $C'_{12}$  kapacitással, mely az előreccatolt fokozatot követő fázisfordító fokozat kimenetéről juttat vissza jelet az erősítő negatív bemenetére. Ez az utóbbi megoldás pozitív kapacitást transzformál az erősítő bemenetére, és ezzel az eredő bemenő kapacitást pozitívvá teszi.

A kompenzálás feltétele első közelítésben — tehát, ha a második fokozat törésponti frekvenciája lényegesen nagyobb az elsónél — a

$$C'_{12} > \frac{C_{12}}{g_{m2}R_2} \quad (26)$$

egyenlőtlenséggel adható meg. Mivel pontos kiegyenlítést a toleranciák és a nagyfrekvenciás járulékos fázistolások miatt nem lehet megvalósítani, minden esetben nagyobb  $C'_{12}$  értéket kell választani a lehetséges minimálisnál. Ez azt is jelenti, hogy a bemeneti impedancia ezekben a rendszerekben kapacitív jellegű.

A  $C'_{12}$  kapacitást abban az esetben, ha  $C_{12}$ -nél lényegesen kisebb az első fokozat és a második fokozat kimenetei közé is csatlakozhatjuk.

### 2.2. Túllövés és tetőzés az előreccatolt kompenzáciánál

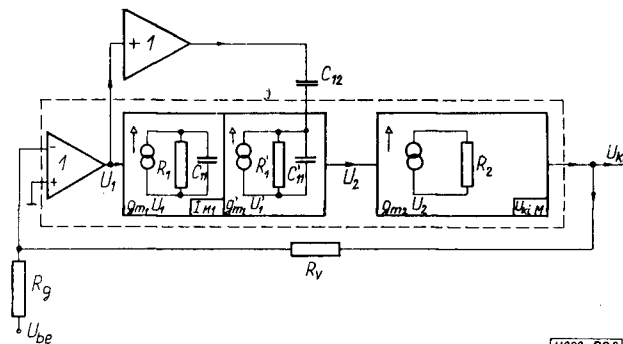
A segéderősítő kapacitív csatolása miatt az előreccatolás csak véges ideig biztosít jelet a kimeneten. Ez alatt az idő alatt az átblokkolt fokozatnak fel kell éledni ahhoz, hogy a kimenő jel tetőzéses mentes legyen. Az átmeneti tetőzés veszélye akkor áll fent elsősorban, ha az átblokkolt erősítőrészlet több pólust tartalmaz. Jól elemezhető a tetőzéses feltétele a 8. ábrán látható egyszerűsített elrendezésen.

Az erősítő mindkét frekvenciafüggő fokozatát az átblokkolt fokozat tartalmazza. Ez azt eredményezi, hogy az előreccatolás által előrejuttatott jelet csak lassan követi az első fokozat telítéséből adódó, állandó áramú generátorból származó jel. Így a kimenő jelben egy rövid szakaszon tetőzéses jelente-

zik, majd az áram hatásának megérkezése után a jel lassan emelkedni kezd. Ez a jelenség igen erőteljesen megnöveli a nagy pontosságú beállási transziens időt.

Az előreccatolós kompenzálás szinte mindig túllövést eredményez a kimenőjelben. A túllövés oka kétféle lehet. Az egyik ok az, hogy a kimeneten megjelenő, gyorsan változó jel csak késleltetés után jut vissza a bemenetre, azaz a visszacsatolás frekvenciafüggő. Az integráló jellegű, fáziskésleltető visszacsatolást a bemenő kapacitás okozza. Hatását — amennyiben nem a 7. ábrán látható  $C'_{12}$  kapacitással kapcsolatos — semlegesíteni lehet azzal, hogy a visszacsatoló  $R_g$ ,  $R_v$  ellenálláspárból és a bemeneti kapacitásból álló osztót kompenzáljuk egy kis értékű kapacitással, mely az  $R_v$  ellenállással párhuzamosan kapcsolódik. Az ilyen módon kompenzált ellenállásosztó a járulékos késleltetéseket megszünteti [14].

A túllövés másik oka az lehet, hogy az átblokkolt fokozat telítési tartományában megmaradt aktív erősítő — melynek erősítését  $A'(p)$  jelöléssel jelöltük — a benne szereplő másodlagos pólusok és a frekvenciafüggő  $\beta$  miatt visszacsatolhatatlan adott relatív stabilitás mellett. Általánosságban azt mondhatjuk, hogy a maradék aktív erősítőre, bár kisebb effektív erősítésű, ugyanazok a követelmények érvényesek, mint a teljes műveleti erősítőre, tehát domináns pólusának kell lenni és a mellékpólusok által



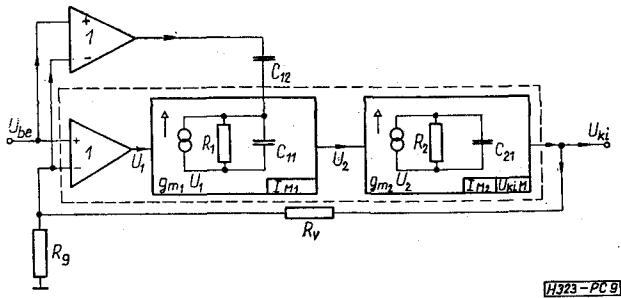
8. ábra. Előreccatolás a rendszer kimenetére

okozott járulékos fázistolás a kritikus  $|\beta A'(p)|=1$  helyen nem haladhatja meg az adott küszöbértéket. Ez a követelmény nem teljesül minden integrált erősítőnél, így a feltétel alapvetően korlátozza az előreccatolós kompenzálás felhasználhatóságát.

### 2.3. Pozitív erősítésű műveleti erősítő előreccatolása

Az eddig bemutatott számítások és példák csak a fázisfordító, virtuális földponttal rendelkező kapcsolásokra vonatkoztak. Érthetően felvetődik a kérdés: vajon lehetséges-e a fázist nem fordító fokozatokat előreccatolással kompenzálni. A válasz erre a kérdésre igen, de ez az igen olyan szigorú feltételekhez kötődik, melyeket a felhasználó nehezen tud teljesíteni.

A fázist nem fordító fokozatok előreccatolt kompenzálásának elvi vázlatát a 9. ábrán mutatjuk be.



9. ábra. Pozitív erősítésű erősítő előreccsatolásos kompenzálásának elvi vázlata

Az aszimmetrikus bemenetű elválasztó erősítő szerepét itt egy kivonó jellegű szimmetrikus bemenetű differenciál erősítő veszi át.

A kivonó erősítőre az alábbi követelményeket kell előírni:

- Egyenáramú csatolás a kivonás előtt, tehát a bemeneten (ez rontja a teljes erősítő offset és drift paramétereit).

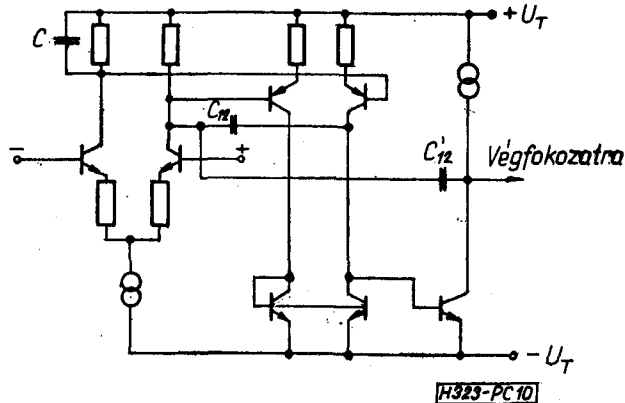
- Szélessávú, nagy maximális jelváltozási sebességű átvitel (a kis sávzélesség kedvezőtlenül hat a tranziens tartománybeli viselkedésre, a teljes rendszer így túllövással rendelkezhet vagy gerjedékeny lehet).

- Nagy bemenő ellenállás, kis bemenő kapacitás (az utóbbi rontja a tranziens átvitelt).

- Nagy közös módusú kivezérelhetőség és nagy közös módusú elnyomás (a közös módusú jel a kapacitív hatások következtében igen lassú tranzienseket okozhat).

A felsorolt tulajdonságok arra utalnak, hogy az előreccsatolás kedvéért egy viszonylag kis erősítésű, de egyébként az integrált áramkörök bemenő fokozatával azonos jellegű fokozatot kellene felépíteni. A probléma nehezen oldható meg egyszerű eszközökkel, így csak végszükség esetén érdemes ezt a megoldást választani.

A gondolat azonban némi módosítással megvalósítható az integrált áramkörökön belül [10, 13], ahol az első fokozat eleve teljesíti a fent említett feltételeket. A megoldás áramköri vázlata a 10. ábrán látható. A műveleti erősítő első fokozatát viszonylag kis erő-



10. ábra. Előreccsatolásos kompenzálás integrált áramkörön belül (LM 318)

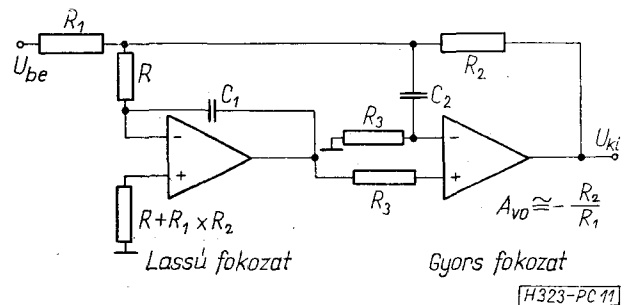
sítésűre készítik. A feed-forward kompenzálást az egyik aszimmetrikus kollektorpontról végezzük el a  $C_{12}$  és a  $C'_{12}$  kapacitások felhasználásával. Tehát az előreccsatolás a kollektorpontok közül csak az egyik oldalt érinti. A másik oldalon biztosítani kell, hogy legalább a tranziens idő alatt ne jusson jel a további fokozatokra. Ezt a feladatot a C kondenzátor végzi el, mely igen nagy értékű és a bal oldali kollektor ellenállást söntöli. Ez az elrendezés egyszerre biztosítja a szimmetrikus egyenáramú és az aszimmetrikus váltóáramú erősítést és lehetővé teszi az előreccsatolásos kompenzáláshoz még újabb fokozatokat kellene beépíteni a kapacitív kompenzálás érdekében). Az erősítő erősítésének zömét a második és harmadik fokozat adja, az átblokkolás pedig a viszonylag kis áramú és domináns pólussal kapcsolatos fokozatot érinti.

#### 2.4. Egyéb gyakorlati szempontok

a) Az előreccsatolt feszültség a bemeneti ugrásjel amplitúdójával azonos nagyságrendű, tehát néhány volt is lehet. Ez az érték a bemeneti fokozat számára elfogadható, de a többi előreccsatolásban szereplő fokozat bemenetét telítésbe vagy a letörési tartományba viheti. A letörések, illetve a tranzisztorok telítése üzemképtelenséget jelentő egyenáramú eltolódásokat okozhat. A letöréseket a műveleti erősítő bemenetei közé kapcsolt diódákkal előzhetjük meg, melyek az előrejutó jel amplitúdóját korlátozzák. A diódák kis kapacitásúak és kis feléledési idejűek legyenek.

b) A gyors műveleti erősítők fontos adata a beállási idő (settling time), amelyet a beállási pontosság függvényében szoktak megadni. Az előreccsatoló kompenzálás a kisebb pontosságú, tehát a slewing-rate-tel kapcsolatos beállási időt számottevően javítja. Korlátozó tényező a mellékpólusok által okozott járulékos berezgés, mely a tranziens időt jelentősen megnyújthatja. Általános szabály az, hogy a kis amplitúdójú gerjedéseket, illetve másodfokú tranzienseket hatékonyan csökkenti a 2.2. pontban említett kompenzált osztó kialakítás, azaz a visszacsatoló ellenállás söntölése kis értékű kapacitással.

c) Gyakran felvetődik az igénye annak, hogy nagy pontosságú egyenáramú erősítőt építsünk igen széles frekvenciasávval. A műveleti erősítők választékából köztudott, hogy ez a két követelmény egymásnak ellentmondó. Ilyenkor alkalmazható a 11. ábrán be-



11. ábra. Több műveleti erősítőt felhasználó előreccsatolásos kompenzálás (példa a gyors és pontos fázisfordító fokozatra)

mutatott elrendezés, mely az egyenáramúlag csatolt nagy pontosságú, de lassú, illetve szándékosan lesöntött erősítőt gyors váltóáramúlag csatolt erősítővel egészíti ki. A megoldás lényegében előrecsatolások kompenzálás, amely azonban teljes erősítő egységekkel működik.

### 3. Mérési eredmények

Az előbbieken ismertetett elvi leírások illusztrálására méréseket végeztünk. A műveleti erősítő kiválasztásánál a következő szempontokat tekintettük:

a) Az elektromos paraméterek tekintetében lehetőleg tipikus legyen az általános célú műveleti erősítők között.

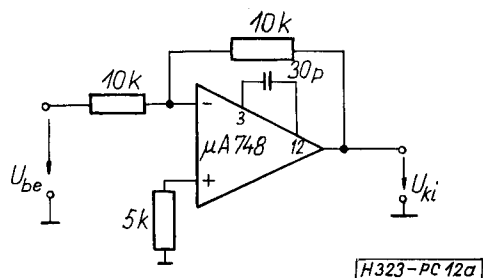
b) Lehetőség legyen a feed-forward kompenzálás több módzatának bemutatására.

A fentiek figyelembevételével a 748-as típust választottuk. A kapcsolások kialakításánál nemcsak az elvi tárgyalás illusztrálására törekedtünk, hanem arra is, hogy a gyakorlati igényeknek megfelelő „kapcsolás-család” alakuljon ki, mely devizaigényes áramköröket válthat ki.

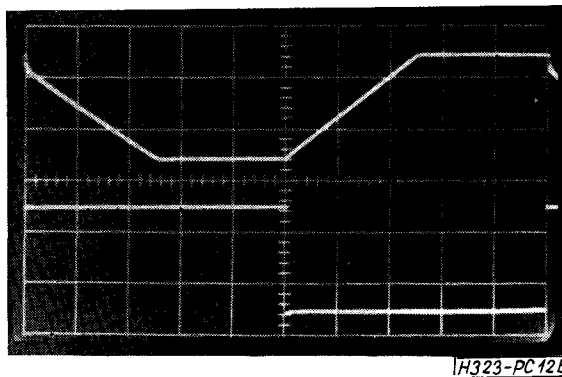
A méréseket egységnyi erősítésű invertáló kapcsolásban végeztük el. A meghajtást impulzusegenerátorról biztosítottuk, melynek impulzus felütési ideje kb. 5 nsec volt, tehát jó közelítéssel ideális vizsgálójelnek mondható.

A bemenő jel: 10 V-os pozitív impulzus. Indikálásra az EMG 1555-ös oszcilloszkópot alkalmaztuk.

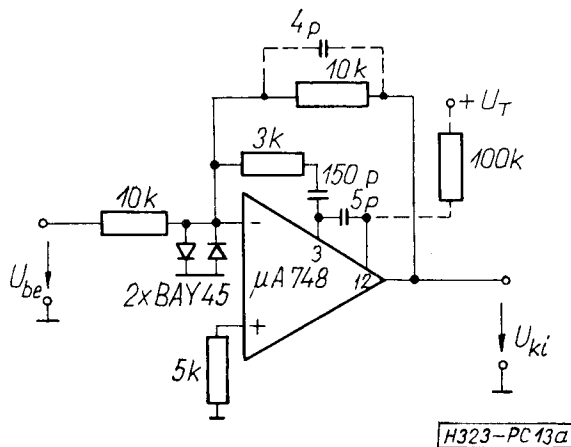
Az összehasonlítás megkönnyítésére az első mérés a hagyományos kompenzálással készült (12a és 12b ábra).



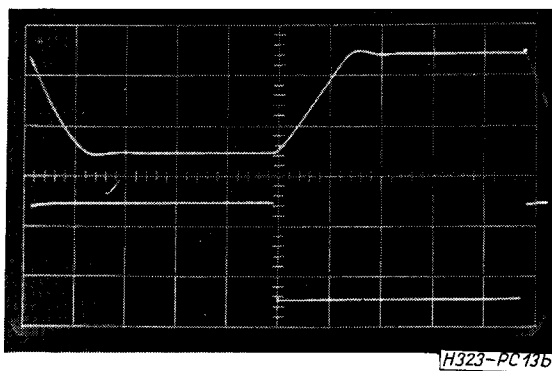
12a ábra. Kompenzálás pólus-eltolással



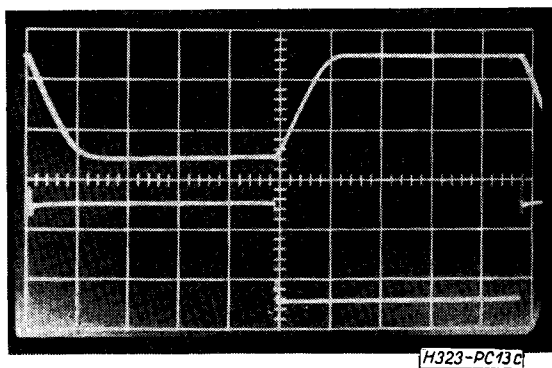
12b ábra. Fügőleges eltérés: 5V/cm, vízszintes eltérés: 10 μs/cm



13a ábra. Standard előrecsatolások kompenzálás



13b ábra. Fügőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm



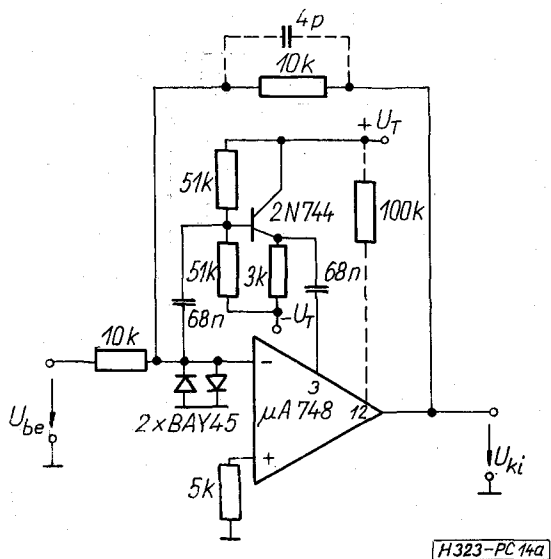
13c ábra. Fügőleges eltérés. 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm

Jól megfigyelhető a fel- és lefutásnál az áramkorlátozóit szakasz (a slew rate kb. 0,4 V/μs).

A következő összeállítás a gyári katalógus által ajánlott feed-forward kompenzálást mutatja (13b ábra). Helyettesítője a 7. ábrán látható. A bevitt zérus stabilitás növelő hatásából következően kisebb kompenzáló  $C$  szükséges, következésképpen az SWR növekszik (ld. a 18. egyenletet).

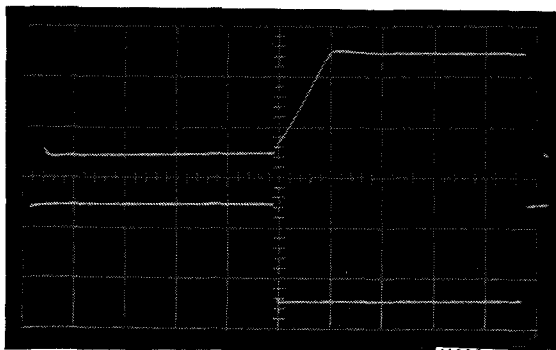
A szaggatott vonallal jelölt ellenállás a második fokozat  $I_{M2}$  áramát növeli meg, mely az előbbiekkal összhangban szintén SWR növelő hatást. Az áram növelésének a második fokozat túláramvédelme szab határt.





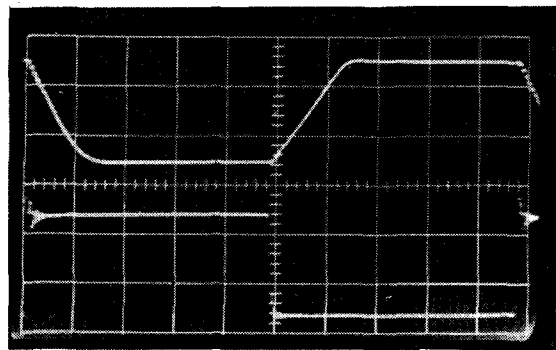
H323-PC 14a

14a ábra. Előreccatolós kompenzálás elválasztó erősítővel



H323-PC 14b

14b ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm



H323-PC 14c

14c ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,2 μs/cm

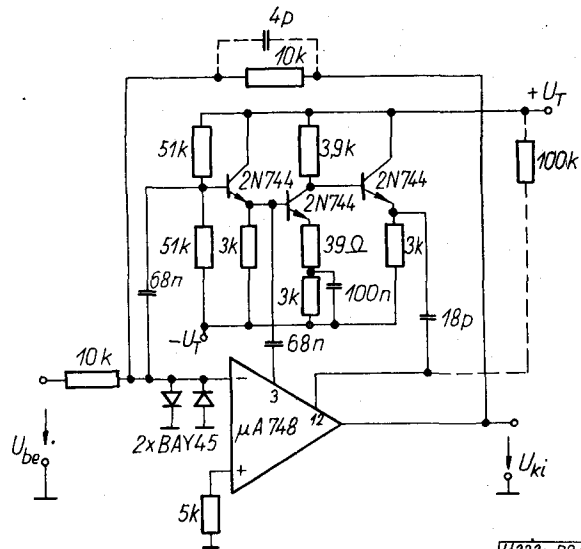
A szaggatott vonallal jelölt kapacitás a 2.2. pontban leírt túllövés kompenzálását szolgálja. A kiegészített kapcsolás jelalakján a fenti elemek hatása jól megfigyelhető (13c ábra).

Az előreccatolást egy soros RC taggal biztosítjuk. Az R értéke olyan, hogy ne keletkezessen gerjedés a kis hurokban. Ezért a kisebb hurokerősítésű alkalmazásban az értéke csökkenthető [10]. Hátrányként jelentkezik, hogy az előreccatolt jel szempontjából

integráló tagot képez a  $C_{11}$  kapacitással, így az előreccatolt jel felfutási ideje megnövekszik.

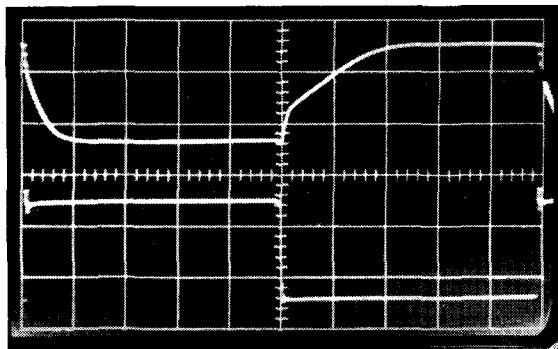
A fenti hátrányok kiküszöbölésére váltóáramúlag csatolt emitter követő alkalmas (14a ábra). A szaggatottal rajzolt ellenállás itt is  $I_{M2}$  növelését célozza (14b és 14c ábra).

Összehasonlítva a 13b és 14b, illetve a 13c és 14c ábrákat a jelalakok fel- és lefutási idejének csökkenése igazolja az előbbi megfontolásokat.



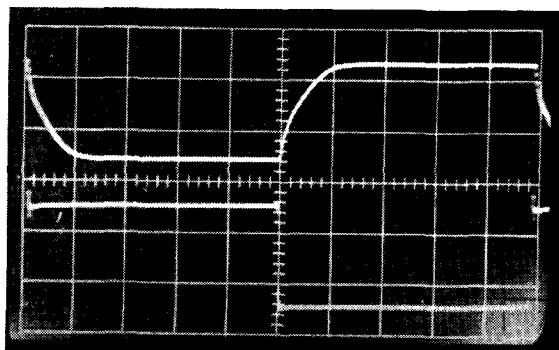
H323-PC 15a

15a ábra. Kettős előreccatolás elválasztó erősítővel (feszültségösszezés elvén)



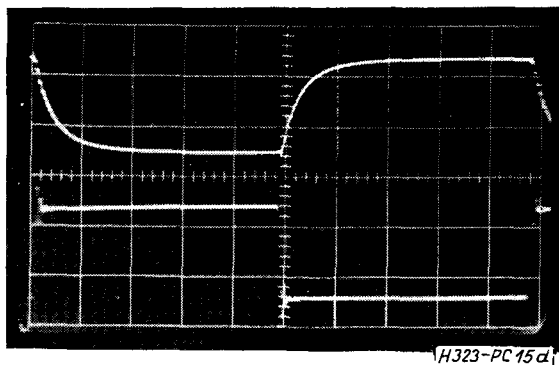
H323-PC 15b

15b ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm

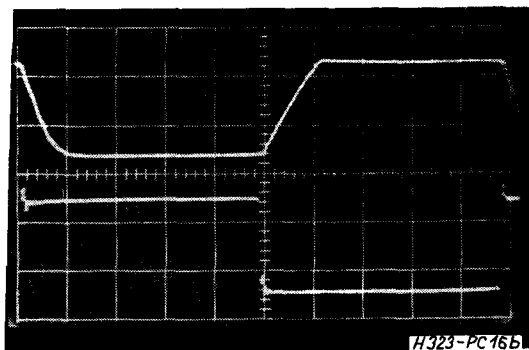


H323-PC 15c

15c ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,5 μs/cm



15d ábra. Függőleges eltérés: 0,5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,2  $\mu$ s/cm



16b ábra. Függőleges eltérés: 5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,2  $\mu$ s/cm

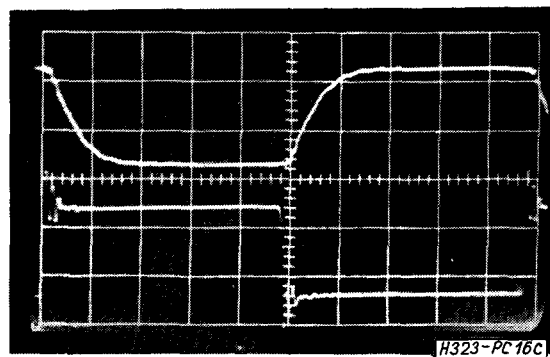
Megjegyezzük, hogy az áram növelése tranzistoros áramgenerátorral is realizálható. Hátránya, hogy a bevitt kapacitás összemérhető a  $C_{21}$  kapacitással, így nem ad jobb eredményt, mint az egyszerű ellenállással történő becsatolás.

A 15a ábra mindkét fokozatra kiterjedő előrecsatolást mutat be. A két fokozat közötti fázisfordítást a segéderősítőnél is figyelembe kell venni. Tekintettel arra, hogy így az előrecsatolás rögtön a kimenetre történik, szükség volt kb. 100-szoros erősítésre.

Jól megfigyelhető az 5b ábrán illusztrált elvi jelalak konkrét kialakulása (15b ábra), illetve a második fokozat áramnövelésének hatása (15c ábra).

A kisjelű válasz a 15d ábrán látható ( $U_{be} = 1$  V).

A feszültség és áram előrecsatolás együttes hatását a 16a ábrán látható kapcsolásban vizsgáltuk. A vezérelt áramgenerátorokat célszerű úgy beállítani, hogy ne korlátozzák feszültségben a műveleti erősítőt.



16c ábra. Függőleges eltérés 0,5 V/cm, vízszintes eltérés: 0,1  $\mu$ s/cm

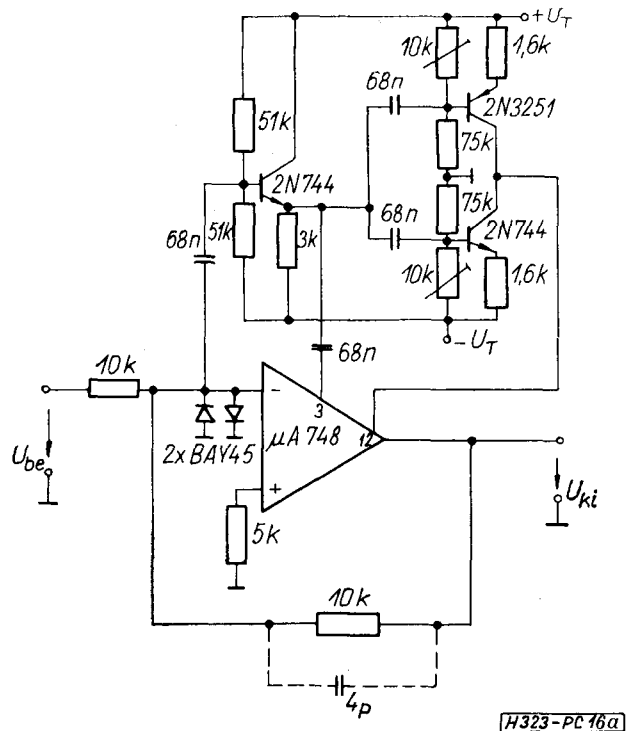
A munkaponti áramokat célszerűnek látszott — a gyártási szórásból adódó különbségek miatt — kísérletileg beállítani.

A jelalakok nagy jel esetében a 16b ábrán, kis jelnél a 16c ábrán láthatók.

### Összefoglalás

Jelen cikk a korszerű integrált műveleti erősítők előrecsatolásos (feed-forward) kompenzálásával foglalkozik. A munka áttekintést nyújt a feed-forward kompenzálás típusairól és azok elméleti alapjairól, megadja a feed-forward kompenzált erősítők egyszerűsített helyettesítő modelljét és megvizsgálja a rendszer alkalmazhatóságának korlátait. A fellelt irodalomhoz képest új szempontokat is megvizsgál és új eredményeket ad a nagyjelű nemlineáris jelenségek analizisével. A cikk végén a szerzők példa-áramkörökön mutatják be a különböző kompenzálsási típusokat és azok által elérhető eredményeket. A példaképpen kifejlesztett áramkörök önmagukban is alkalmasak drága és nehezen hozzáférhető eszközök kiváltására.

Végezetül a szerzők köszönetet mondanak dr. Barta István egyetemi tanár, intézetigazgatónak; dr. Páztornický Lajos egyetemi docens, tanszékvezetőnek, dr. Komarik József egyetemi docens, osztályvezetőnek és dr. Pápay Zsolt egyetemi adjunktus, témavezetőnek a munka során nyújtott segítségért és hasznos tanácsért.



16a ábra. Kettős előrecsatolásos kompenzálás elválasztó erősítővel (feszültség- és áramösszegezés elvén)

## IRODALOM

- [1] Dr. Házman I.: Analóg integrált áramkörök kapcsolástechnikája. Tankönyvkiadó, 1972.
- [2] K. H. Müller: Frequenzkompensierung bei monolithischen Operationsverstärkern. Internationale Elektronische Rundschau, 1968. Nr. 10. 254—257.
- [3] The application of linear microcircuits Vol. 1. Applications Engineering, Staff of SGS.
- [4] Dr. Simon Gy.—Pap L.: Maximális jelváltozási sebesség műveleti erősítőkből. Híradástechnika XXIII. évf. 12. sz. 365—372.
- [5] Gy. Simon—L. Pap: Slewing rate in operational amplifiers. Periodica polytechnica. Electrical Engineering Vol 17. No. 1. pp. 35—53.
- [6] IC-Amp beats FETs on input current. National Semiconductor AN—29.
- [7] Herpy M.: Analóg integrált áramkörök. Műszaki Könyvkiadó 1973.
- [8] R. C. Dobkin: Feedforward Compensation Speeds Op. Amp. National Semiconductor LB—2. 1969.
- [9] R. C. Dobkin: Speed up the LM 108 with feedforward compensation. National Semiconductor LB—14. November 1970.
- [10] R. C. Dobkin: LM 118 Op Amp slews  $70\text{V}/\mu\text{s}$ . National Semiconductor LB—17, Sept. 1971.
- [11] B. Welling: Add-on Network Improves Op Amp Bandwidth and Slew Rate. The Electronic Engineer Vol. 29. No. 1. January 1970. pp. 67.
- [12] The linear integrated circuits data catalog. Fairchild Semiconductor, Febr., 1973.
- [13] Linear Integrated Circuits. National Semiconductor, June 1973.
- [14] Fast settling FET operational amplifier 1025. Teledyne Philbrick,