

Értékünk AZ **EMBER**

Humánerőforrás-fejlesztési Operatív Program



Borbély Gábor

ELEKTRONIKA II.

A műveleti erősítő és kapcsolástechnikája

Készült a HEFOP 3.3.1-P.-2004-09-0102/1.0 pályázat támogatásával.

Szerző: dr. Borbély Gábor
egyetemi docens

Lektor: dr. Farkas György
egyetemi tanár

A dokumentum használata

Mozgás a dokumentumban

A dokumentumban való mozgáshoz a Windows és az Adobe Reader megszokott elemeit és módszereit használhatjuk.

Minden lap tetején és alján egy navigációs sor található, itt a megfelelő hivatkozásra kattintva ugorhatunk a használati útmutatóra, a tartalomjegyzékre, valamint a tárgymutatóra. A ◀ és a ▶ nyilakkal az előző és a következő oldalra léphetünk át, míg a Vissza mező az utoljára megnézett oldalra visz vissza bennünket.

Pozicionálás a könyvjelzőablak segítségével

A bal oldali könyvjelző ablakban tartalomjegyzékfa található, amelynek bejegyzéseire kattintva az adott fejezet/alfejezet első oldalára jutunk. Az aktuális pozíciónkat a tartalomjegyzékfában kiemelt bejegyzés mutatja.

A tartalomjegyzék és a tárgymutató használata

Ugrás megadott helyre a tartalomjegyzék segítségével

Kattintsunk a tartalomjegyzék megfelelő pontjára, ezzel az adott fejezet első oldalára jutunk.

A tárgymutató használata, keresés a szövegben

Keressük meg a tárgyszavak között a bejegyzést, majd kattintsunk a hozzá tartozó oldalszámok közül a megfelelőre. A további előfordulások megtekintéséhez használjuk a Vissza mezőt.

A dokumentumban való kereséshez használjuk megszokott módon a Szerkesztés menü Keresés parancsát. Az Adobe Reader az adott pozíciótól kezdve keres a szövegben.

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	7
2. Az ideális erősítő közelítése műveleti erősítővel.....	8
2.1. Az ideális erősítő fogalma.....	8
2.2. Az egyenfeszültség erősítők általános felépítése.....	11
2.3. A műveleti erősítők katalógusparaméterei	16
3. A műveleti erősítők típusai.....	26
3.1. CA 3095E.....	29
3.2. μ A 709 (Fairchild).....	32
3.3. μ A 741 (Fairchild).....	35
3.4. μ A 748 (Fairchild).....	39
3.5. μ A 777 (Fairchild).....	41
3.6. μ A 776 (Fairchild).....	42
3.7. LM 108 (National Semiconductors).....	45
3.8. μ A 740 (Fairchild).....	48
3.9. LF 356 (National Semiconductor).....	50
3.10. TL 071 (Texas Instruments).....	53
3.11. CA 3140 (RCA).....	56
3.12. CA 3160 (RCA).....	58
3.13. ICL 7610 (Intersil).....	60
3.14. Chopper-stabilizált műveleti erősítők	61
3.15. CA 3080 (RCA).....	63
3.16. Áramvisszacsatolt műveleti erősítők.....	67
4. Alapkapcsolások műveleti erősítővel	71
4.1. Feszültségkövető, elválasztó erősítő	71
4.2. Fázist nem fordító (nem-invertáló) alapkapcsolás	73
4.3. Fázisfordító (invertáló) alapkapcsolás.....	76
4.4. Fázisfordító összegző kapcsolás	79
4.5. Kivonó áramkör (differenciaerősítő)	80
4.6. Javított kivitelű differenciaerősítő	82
4.7. Műszererősítő (instrumentation amplifier)	84

5. Vezérelt generátorok műveleti erősítővel.....	86
5.1. Feszültségvezérelt feszültséggenerátorok.....	86
5.2. Feszültségvezérelt áramgenerátorok	86
5.3. Áramvezérelt feszültséggenerátorok	90
5.4. Áramvezérelt áramgenerátorok.....	91
6. Impedancia konverterek.....	93
6.1. Negatív impedancia konverter (NIC)	93
6.2. Girátor	94
7. Ideális dióda, diódás kapcsolások, határolók	99
7.1. Ideális dióda, csúcsfeszültség mérése.....	99
7.2. Abszolútérték-képző áramkör (egyszerű).....	103
7.3. Invertáló félhullámú egyenirányító kapcsolás	105
7.4. Abszolútérték-képző áramkör (precíziós)	107
7.5. Diódás vágóáramkör (clipper).....	109
7.6. Precíziós egyenfeszültség-források.....	111
8. Integráló és differenciáló kapcsolások.....	113
9. Logaritmikus és exponenciális erősítők	122
9.1. Logaritmikus erősítők.....	123
9.2. Nullpont-indikátor kapcsolás	128
9.3. Exponenciális erősítők.....	129
9.4. Négyzetre emelő áramkör.....	132
9.5. Analóg számológépek	133
10. Aktív R-C szűrők.....	136
10.1. Elsőfokú aktív R-C alaptagok	145
10.2. Másodfokú aktív R-C alaptagok	148
10.3. Magasabb fokszámú szűrők előállítása	156
10.4. Kettős T aktív R-C szűrők	158
10.5. Univerzális szűrőlánc	160
10.6. Mindent-áteresztő szűrő.....	161
11. R-C oszcillátorok műveleti erősítővel	163
11.1. Wien-hidas oszcillátor	166
11.2. Kettős T-szűrős oszcillátor	171
11.3. Áthidalt T-szűrős oszcillátor	172
11.4. Fázistolós oszcillátor	174

11.5. Kétfázisú oszcillátor	175
11.6. Háromfázisú oszcillátor	178
12. Komparátorok	179
12.1. Hiszterézis nélküli komparátorok.....	179
12.2. Fázisfordító Schmitt-trigger	185
12.3. Fázist nem fordító Schmitt-trigger.....	187
12.4. Ablak-komparátor két műveleti erősítővel.....	190
13. Függvénygenerátorok.....	192
13.1. Astabil multivibrátor	192
13.2. Háromszögjel-generátor	195
13.3. Háromszögjel-generátor változtatható meredekséggel.....	198
13.4. Lépcsőgenerátor.....	200
14. Tápáram-vezérelt végerősítő	202
<i>Irodalomjegyzék.....</i>	<i>206</i>
<i>Tárgymutató</i>	<i>207</i>

1. Bevezetés

A villamosmérnök-képzés elengedhetetlen része az elektronikai kapcsolások megfelelő mélységű ismerete. A ma alkalmazott analóg elektronikai áramkörök egyre nagyobb része integrált áramkörökre épül.

Az analóg integrált áramkörök ma már rendkívül széles választékban állnak a tervezők rendelkezésére. Megtaláljuk közöttük a műveleti erősítőket éppúgy, mint a funkciójában és felépítésében egyre összetettebb megoldásokat.

Az alábbi fejezetekben az integrált áramkörök legismertebb és legfontosabb képviselőjét, a műveleti erősítőt mutatjuk be. A műveleti erősítő egy nagyon lényeges építőelem. Néhány passzív alkatrészsel kiegészítve számtalan ötletes elektronikai kapcsolat készíthető vele. A planár technológiának köszönhetően több száz vagy ezer műveleti erősítőn alapuló – részfunkciókat megvalósító – áramkör integrálható egy chipre, és egyre növekszik az analóg és digitális funkciókat egyidejűleg megvalósító jelfeldolgozó processzorok száma. Ezek sem nélkülözhetik a műveleti erősítők által megvalósított kapcsolások ismeretét.

Először ismertetjük a műveleti erősítő megszületését kiváltó igényeket, továbbá a jellemzésükre használt katalógusadatokat. Majd néhány tipikusnak tekinthető műveleti erősítő belső felépítését taglaljuk érzékeltetve a fejlődés irányvonalait. Ezután rátérünk a műveleti erősítő kapcsolástechnikájára, melyben elemezni fogjuk az erősítő alapkapsolásoktól az aktív szűrőkön át a függvénygenerátorokig a legfontosabb és leggyakoribb megoldásokat.

A következőkben bemutatott kapcsolások megismeréséhez feltételezzük az olvasó jártasságát a hálózatelmélet, a villamosságtan, az elektronikai eszközök, továbbá a diszkrét elektronikai alapkapsolások területén. Ez utóbbi a szerző egy másik művében (az Elektronika I.-ben) rendszerre megtalálható. Ez a könyv tekinthető az előző mű szerves folytatásának is.

Ez a könyv tematikáját tekintve a Széchenyi István Egyetem villamosmérnök-hallgatói számára a negyedik szemeszterben oktatásra kerülő Elektronika II. tantárgy előadási anyagára épül, de ajánlható a témával foglalkozó valamennyi érdeklődő számára.

2. Az ideális erősítő közelítése műveleti erősítővel

Megelőző tanulmányaink során részletesen megismerkedtünk a bipoláris és térvezérlésű tranzisztorokkal felépített aszimmetrikus erősítő alapkapsolásokkal, a differenciálerősítővel, a fázisösszegző kapcsolással, az ellenütemű végerősítő fokozatokkal. Ismerjük az aktív terhelés fogalmát, továbbá a munkapont áramgenerátorokkal történő beállításának lehetőségét.

Elsősorban a planár technológiának köszönhetően lehetővé vált, hogy ezek a kapcsolások nagyon ésszerűen összeépítve egyetlen szilíciumlapkán készüljenek el. Ezáltal ezek a kapcsolások olyan minőségi jellemzőket értek el, melyeket diszkrét alkatrészekkel megközelíteni sem lehetett.

2.1. Az ideális erősítő fogalma

Képzeljük el, hogy megvalósíthatjuk álmaink erősítőjét! Milyen követelményeket támasztanánk a leendő áramkörrel szemben? Melyek lennének ezen ideális erősítő jellemzői? A következőkben igyekszünk felsorolni ezeket:

- Szimmetrikus bemenettel rendelkezzen. A bemenetek közül az egyik (az ún. nem-invertáló bemenet) azonos fázisban, míg a másik (az invertáló bemenet) éppen ellenkező fázisban jelenítse meg a felerősített jelet a kimeneten, mely aszimmetrikus legyen. Ebben az esetben a kimeneti jel bemenetre történő visszacsatolásával egyszerűen létrehozható lenne akár a pozitív visszacsatolás (például oszcillátorok előállítása céljából), illetve a negatív visszacsatolás (például erősítés-szabályozásra, frekvenciamenet beállítására).
- Legyen a bemeneti ellenállása (mind a szimmetrikus, mind pedig a közös jelekre nézve) végtelen nagy. Ezzel elérhetnénk, hogy ideális erősítőnk nem fogja terhelni, és ezáltal befolyásolni az előző fokozatot.

- Az előző pontból szorosan következik, hogy a kapcsolás bemeneti árama lehetőleg zérus legyen. Ez esetben eltekinthetünk a meghajtó generátor ellenállásán jelentkező feszültségesés okozta munkaponteltolódástól.
- A kapcsolás vezérlőfeszültség, illetve vezérlőáram nélkül ne jelenítsen meg semmilyen jelet a kimenetén, kimeneti jele ekkor nulla legyen. (ofszethiba)
- Legyen kimeneti ellenállása elhanyagolhatóan kicsi, értéke tartson a nullához. Ezzel jelentősen megkönnyítjük a következő fokozat, illetve a visszacsatoló hálózat tervezését.
- Szimmetrikus bemeneti jelekre nézve a kapcsolás minél nagyobb, lehetőleg végtelen nagy erősítéssel rendelkezzen. Természetesen így a kapcsolás önmagában nem lenne használható, de negatív visszacsatolással az erősítés paraméterei kitűnően kézben tarthatók lennének. Végtelen erősítés mellett egyébként a legkisebb zavarjel is azonnal a kivezérlés határára vinné az erősítőt.
- Közös bemeneti jelekre nézve a kapcsolás ne erősítsen, sőt, ha lehet, minél jobban csillapítsa ezek továbbhaladását a kimenet felé.
- Az előző két pontban felsorolt igény azt sugallja, hogy a kapcsolás diszkriminációs tényezője (a szimmetrikus és az aszimmetrikus erősítés hányadosa) tartson a végtelenhez.
- A kapcsolás fázistolása – elsősorban a stabilitás érdekében – legyen minél kisebb.
- A kapcsolás képes legyen minél nagyobb szimmetrikus és közös komponensű bemeneti jelek fogadására. Legyen védett ezekkel szemben nem várt nagyságú értékek esetén is.
- Ne fordulhasson elő, hogy adott bemeneti jeltartomány vagy jelalak esetén a kapcsolás munkapontja egy újabb bekapcsolásig végérvényesen megváltozzon. (latch up védelem)
- A kimeneti jel – széles tartományban – lehetőleg mindkét irányban a tápfeszültség-határokig kivezérelhető legyen.
- A kimeneti fokozat rendelkezzen rövidzár védelemmel, hogy egy esetleges túlterhelés esetén a kapcsolás ne menjen tönkre.
- Legyen a kapcsolás hatásfoka minél jobb.

- Lehetőleg széles tápfeszültség tartományban működjön, és paramétereit a tápfeszültség változása ne befolyásolja.
- Lehetőleg széles hőmérséklettartományban működjön, és paramétereit a hőmérséklet változása ne befolyásolja.
- Minél kisebb zajjal rendelkezzen, hogy a kimeneten valóban csak a hasznos jel jelenhessen meg, stb.

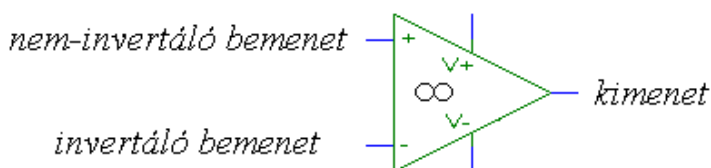
A fenti felsorolást bárki tovább bővíthetné.

Ezen kívánalmak a fejlesztőmunka eredményeinek köszönhetően ma már nagyon jól közelítik az ideális értékeket. Sajnos azonban a gyakran kitűnő értékek csak az alacsonyfrekvenciás (gyakorlatilag csak néhány Hz-es) tartományban ilyen jók, a frekvencia növekedésével a paraméterek erőteljes romlásnak indulnak. Ideális kívánalmaink közül legkevésbé azt tudjuk a valódi áramkörökkel teljesíteni, hogy a fenn felsorolt kívánalmak

frekvenciafüggetlenül

állandóan jó értéken maradjanak.

Az ideális erősítőt a gyakorlatban műveleti erősítővel közelítjük meg. Az ideális tulajdonságokra a szimbólumba rajzolt ∞ jel utal (2.1. ábra):

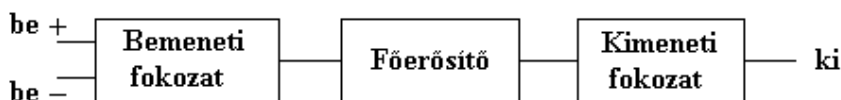


2.1. ábra. Az ideális műveleti erősítő szimbóluma

Az itt látható szimbólummal jelzett kapcsolás segítségével – mint később látni fogjuk – számtalan matematikai művelet valósítható meg. Elektronikus jelek összeadása, kivonása, invertálása, abszolút értékének képzése, differenciálása, integrálása, logaritmusának előállítás, szorzása, osztása stb. mind előállítható a fenti áramkörrel, melyet ettől kezdve **műveleti erősítő**nek hívunk.

2.2. Az egyenfeszültség erősítők általános felépítése

A műveleti erősítők a velük szemben támasztott követelményeket közvetlen-csatolt erősítőfokozatok segítségével érik el. Az egyes fokozatok között nincsenek csatolókondenzátorok. A kapcsolás az egyenáramú jeleket is erősíteni képes. A csatolókondenzátorok hiánya miatt a fokozatok munkapontjai szoros kapcsolatban állnak egymással, melyre a tervezésnél különösen ügyelni kell.



Követelmények:

✓ szimmetrikus bemenet	✓ nagy feszültség-erősítés	✓ nagy áramerősítés
✓ aszimmetrikus kimenet	✓ szinteltolás	✓ nagy teljesítmény-erősítés
✓ kis ofszet	✓ kompenzáció a stabilitás érdekében	✓ jó hatásfok
✓ kis drift		✓ kis kimeneti ellenállás
✓ nagy bemeneti ellenállás		✓ jó kivezérelhetőség
✓ nagy erősítés szimmetrikus jelekre		✓ rövidzár védelem
✓ nagy elnyomás aszimmetrikus jelekre		
✓ kis zaj stb.		

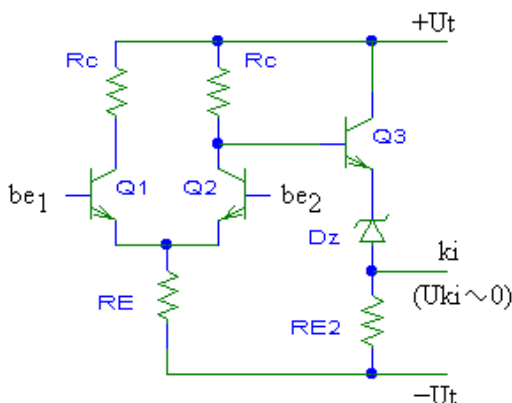
A kívánalmaknak leginkább megfelelő kapcsolás:

differenciál-erősítő (fázisösszegző kapcsolás)	közös emitteres kapcsolás	komplementer emitterkövető
---	------------------------------	-------------------------------

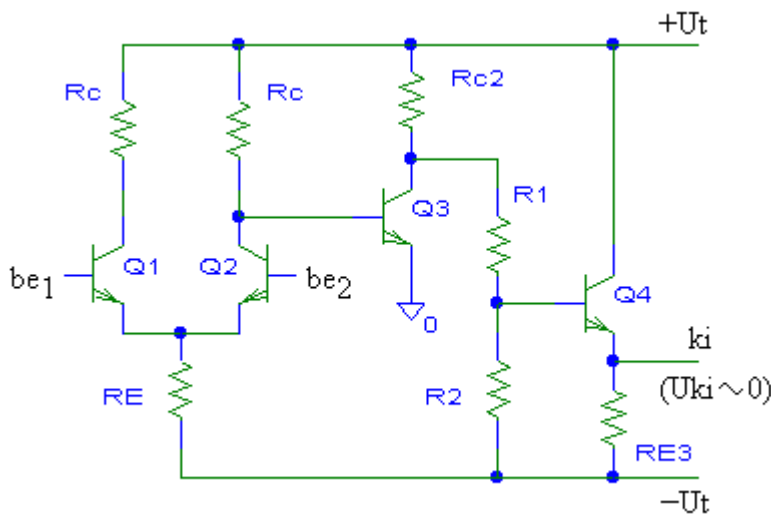
2.2. ábra. Az egyenfeszültség erősítők egyes fokozataival szemben támasztott követelmények és az azokat leginkább kielégítő kapcsolástechnikai megoldások

Az egyes fokozatok a különböző igényeket eltérő kapcsolástechnikai megoldásokkal igyekeznek teljesíteni, ahogy azt a 2.2. táblázat mutatja.

Eddigi ismereteink alapján próbáljunk meg egy nagyon egyszerű szimmetrikus bemenetű és aszimmetrikus kimenetű egyenfeszültség erősítő kapcsolást összeállítani. Használjunk differenciálerősítőt bemeneti fokozatként és az egyik kollektor ág jelét – közös kollektoros kapcsolással – illesszük a kimenethez! (2.3. ábra)



2.3. ábra. Szimmetrikus bemenetű és aszimmetrikus kimenetű egyenfeszültség erősítő M1



2.4. ábra. Egyenfeszültség erősítő M2

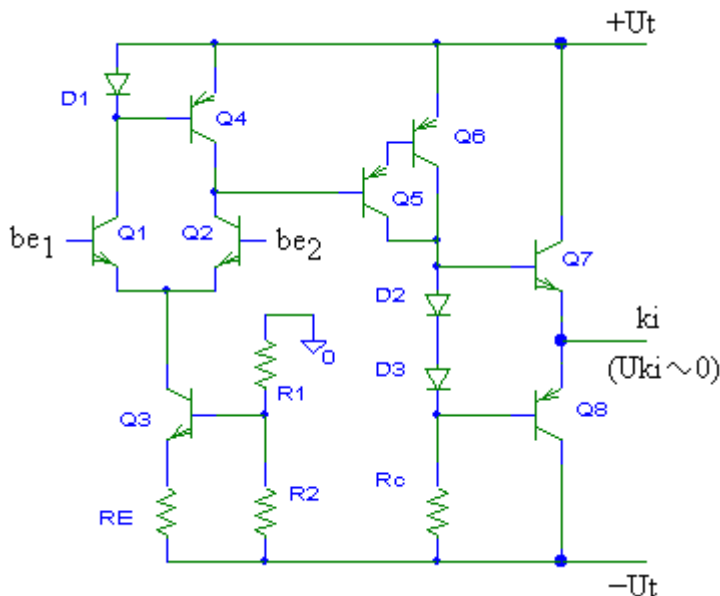
A 2.3. ábra szerinti kapcsolás több szempontból is javításra szorul. Legnagyobb hibája talán, hogy feszültségerősítése nagyon kicsi. Ezért bővítsük a kapcsolást egy közös emitteres fokozattal! Kereshetnénk a kimeneti fokozatban elhelyezett Zéner-dióda helyett más szinteltolást végző megoldást is! (2.4. ábra)

Ez a kapcsolás már valamivel jobban megfelel kívánalmainknak, de van még mit alakítani rajta. Bemeneti fokozata úgy válik aszimmetrikussá, hogy csak az egyik kollektor ág erősítését használjuk ki, a másik ágét nem. Az egyszerű differenciálerősítő kapcsolás továbbá alacsony közösjel-elnyomási tényezőt (E_k) és nem elégséges diszkriminációs tényezőt (D_u) eredményez.

Tegyünk tehát az első fokozat helyére fázisösszegző kapcsolást, mely a fenti gondokat orvosolni tudja. (Q1-Q2-Q3-Q4-D1)

A második fokozatként alkalmazott közös emitteres kapcsolás terheli az első fokozatot. Célszerű lenne az áramerősítés növelése és a második fokozat bemeneti ellenállásának növelése érdekében Darlington kapcsolást alkalmazni.

A szinteltolásként szereplő R_1 és R_2 ellenállások sajnos a hasznos jelet is leosztják, ami szintén hátrányos. Próbáljuk meg a szinteltolást pnp tranzisztorokra bízni.



2.5. ábra. Egyenfeszültség erősítő M3

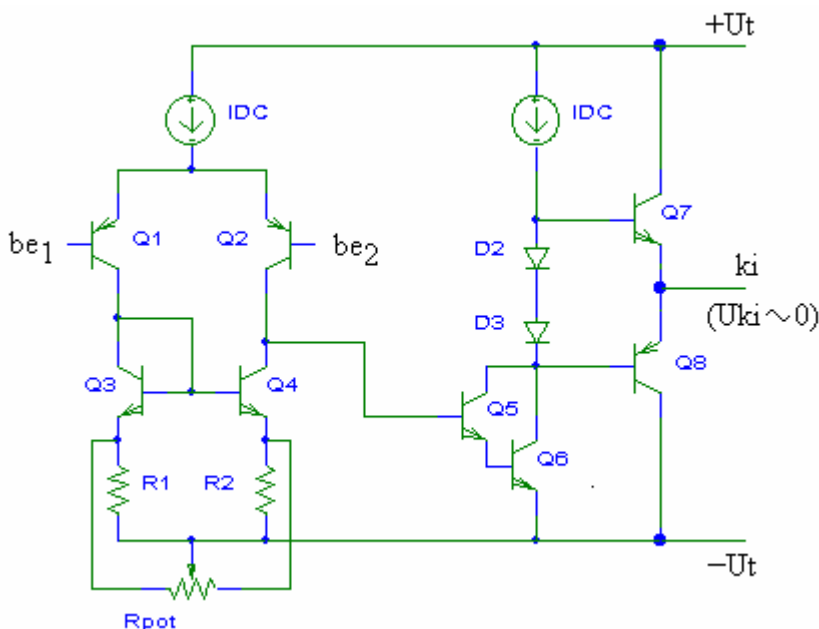
A kapcsolás végerősítő fokozata A-osztályú és kivezélhetőségével is gondok vannak. Használjunk helyette komplementer emitterkövető végfokozatot! (2.5. ábra)

Kapcsolásunk jelenlegi állapotában kb. 40 dB-es feszültség-erősítéssel, 70 dB-es közösjel-elnyomási tényezővel és 100 k Ω -os bemeneti ellenállással rendelkezik.

A 2.5. ábrán látható kapcsolás leggyengébb pontja a pnp tranzisztorokkal felépített főerősítő. Mivel az npn tranzisztorok jobb paraméterekkel rendelkeznek, ezért a főerősítő feladatát jobb lenne npn típusú tranzisztorokra bízni.

Ezzel egyidejűleg helyezzük át a szinteltolás feladatát az első fokozatra, legyenek itt a pnp tranzisztorok! A főerősítő feszültség-erősítését jelentősen megnövelhetjük aktív terhelés alkalmazásával. Építsünk tehát áramgenerátort a főerősítő kollektorkörébe!

A bemeneti fokozatba célszerű jobb áramtükröt építeni és adjunk lehetőséget az ofszet kompenzálásra is egy potenciométer segítségével! (2.6. ábra)

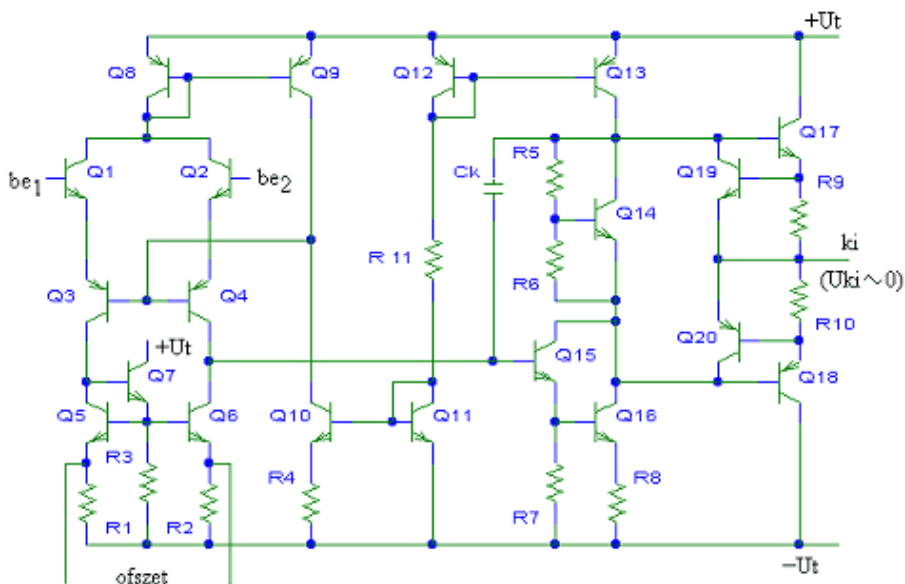


2.6. ábra. Egyenfeszültség erősítő M4

Módosított kapcsolásunk sokkal jobb az előzőnél, de gerjedékeny, érzékeny a tápfeszültség- és a hőmérsékletváltozásra, és nincs rövidzár-védelme sem.

Sajnos a bemeneten elhelyezett pnp tranzisztorok nagyfrekvenciás tulajdonságai is kívánnivalót hagynak maguk után. Ezt a hiányosságot komplementer kaskód differenciálerősítő kapcsolással védhetjük ki. Tovább javíthatunk a bemeneti fokozat áramtükörén is.

A munkapont beállítását pedig bizzuk hőkompenzált áramgenerátorra, illetve áramtükör láncre! (2.7. ábra)



2.7. ábra. Egyenfeszültségerősítő M5

A kapott kapcsolás már majdnem teljesen megegyezik egy létező integrált kivitelű műveleti erősítő kapcsolási rajzával.

Mielőtt további kapcsolások elemzésébe kezdenénk, ismerkedjünk meg alaposabban a műveleti erősítőket jellemző paraméterek definíciójával és ezek gyakorlati értékével, várható adataival!

2.3. A műveleti erősítők katalógusparaméterei

A következőkben a műveleti erősítők legfontosabb katalógusjellemzőinek definíciószerű felsorolása következik. A gyakorlati felhasználás elősegítése érdekében a szakkifejezések angol megfelelőit is felsoroljuk.

■ R_{bes} BEMENETI ELLENÁLLÁS (differential input resistance)

A műveleti erősítő szimmetrikus bemeneti ellenállása. Jellemző értéke bipoláris technológiával készült műveleti erősítők esetén néhány $M\Omega$, míg térvezérlésű tranzisztorokat alkalmazó bemeneti fokozat esetén ennél még 6 nagyságrenddel nagyobb, azaz 10^{12} ohm.

A differenciálerősítőre vonatkozó korábbi tanulmányainkból tudjuk, hogy a közös vezérlőjelekre nézve a bemeneti ellenállás a szimmetrikus vezérlésre megadott értékeknél körülbelül százszor nagyobb. A közös módusú bemeneti ellenállás nem minden esetben szerepel a katalógus-adatok között.

A bemeneti impedancia már egy tágabb fogalom. Ebbe beletartoznak a kapacitív összetevők is.

■ C_{bes} BEMENETI KAPACITÁS (differential input capacitance)

A műveleti erősítő szimmetrikus bemeneti kapacitása. A katalógus-adathoz illik megadni a mérés frekvenciáját, továbbá a hőmérsékletet is, mert ezek a paraméterek jelentősen befolyásolhatják az eredményt. Értéke néhány pF.

Ha nem hangsúlyozzák ki külön, akkor a bemeneti kapacitás alatt a szimmetrikus bemeneti kapacitást értjük, de természetesen mérhető közös vezérlőjelekre értelmezett bemeneti kapacitás is.

■ R_{ki} KIMENETI ELLENÁLLÁS (output resistance)

Az aszimmetrikus kimenetű műveleti erősítő kimeneti ellenállása. Értékét a kimeneti rövidzár elleni védelem kapcsolástechnikai megoldása döntően meghatározza. (A rövidzár védelmi megoldások valamelyest növelik a kimeneti ellenállás értékét, de jelentőségük miatt nem célsze-

rű kihagyni őket a kapcsolásból.) Aktív rövidzár védelem esetén 100 ohm alatti is lehet, míg passzív rövidzár védelmi megoldás esetén néhány 100 ohm a jellemző paraméter.

Mivel a műveleti erősítőket az esetek döntő többségében negatív feszültség-visszacsatolás mellett alkalmazzák, ezért ezek az értékek a teljes kapcsolásra nézve a hurokerősítés mértékével osztódnak. Így a műveleti erősítővel felépített kapcsolás kimeneti ellenállása akár 1 ohm alatti értéket is felvehet.

■ A_{uo} NAGYJELŰ (szimmetrikus) FESZÜLTSEGERŐSÍTÉS (large signal differential voltage gain)

Szimmetrikus bemeneti jel mellett a műveleti erősítő visszacsatolás nélkül, alacsonyfrekvencián mért feszültségerősítése terheletlen kimenet vagy adott terhelő ellenállás esetén. (A visszacsatolás hiánya alatt itt csak a külső visszacsatolásokat értjük, mert az integrált kivitelű erősítőben egyébként lehetnek visszacsatolások.)

A műveleti erősítők nagyjelű feszültségerősítése szokásosan 100-110 dB körüli érték. Ez feszültségviszonyban több százezerszeres erősítést jelent. Visszacsatolás nélkül egy néhány μV -os zavarjel is a kivezérlés határáig vezérelné a kimeneti jelet. Hasonlóan komoly gondot jelentene az ofszet feszültség is. (lásd alább) Ezért az ennél nagyobb feszültség-erősítést kívánó helyeken olyan műveleti erősítőket alkalmaznak, melyek képesek az ofszet hiba folyamatos kiegyenlítésére. Ezek az ún. chopper-stabilizált műveleti erősítők. Ilyen kapcsolásokkal elérhető a 175 dB-es nagyjelű feszültségerősítés is.

■ A_{uok} KÖZÖS MÓDUSÚ FESZÜLTSEGERŐSÍTÉS (common mode voltage gain)

Közös bemeneti jel mellett a műveleti erősítő visszacsatolás nélkül, alacsonyfrekvencián mért feszültségerősítése terheletlen kimenet vagy adott terhelő ellenállás esetén.

Értékét legtöbbször közvetve adják meg a CMRR segítségével, azaz a nagyjelű (szimmetrikus) feszültségerősítéshez viszonyítva.

■ CMRR KÖZÖS MÓDUSÚ FESZÜLTSEGELNYOMÁSI TÉNYEZŐ (common mode rejection ratio)

A közös módusú feszültségelnyomási tényező a nagyjelű (szimmetrikus) $[A_{uo}]$ és a közös módusú feszültségerősítés $[A_{uok}]$ hányadosa decibelben kifejezve. A CMRR értéke a mai korszerű műveleti erősítőkben legalább 90 dB.

■ I_b BEMENETI NYUGALMI ÁRAM (input bias current)

Közös bemeneti jel esetén a nulla kimeneti egyenfeszültséghez tartozó bemeneti egyenáramok (az invertáló és a nem-invertáló bemeneteken mért egyenáramok) átlaga. Tipikusan 100 nA bipoláris és 30 pA térvezérlésű tranzisztorokkal felépített bemeneti fokozatok esetén.

Értéke főleg FET-bemenetű műveleti erősítők esetén erősen hőmérsékletfüggő, mert a gate-en folyó szivárgási áram a hőmérséklet emelkedésével kb. tíz fokként megduplázódik.

■ U_{bo} BEMENETI OFSZET FESZÜLTSEG (input offset voltage)

Bemeneti ofszet feszültség alatt azt a bemeneti szimmetrikus egyenfeszültséget értjük, melynek hatására a műveleti erősítő kimeneti egyenfeszültsége nulla lesz. Értéke néhány mV.

A műveleti erősítők nagy feszültségerősítése miatt a bemeneti fokozat parányi aszimmetriája is érzékelhető kimeneti jelet eredményez. Bemeneti jel nélkül a kimeneti feszültség nullától különböző értéket vesz fel, ami a vezérlés során már nem választható szét a hasznos jeltől és ezért hibához vezet.

Az ofszet kiegyenlítésére gyakran a bemeneti fokozat két kivezetett pontján keresztül lehetőségünk van. A kapcsolási megoldások a különböző műveleti erősítőknél erősen eltérőek lehetnek. Míg egyes típusoknál a gyártó végzi el a beállítást, például lézeres trimmeléssel.

■ I_{bo} BEMENETI OFSZETÁRAM (input offset current)

Bemeneti ofszetáram alatt azt a bemeneti szimmetrikus egyenáramot értjük, melynek hatására a műveleti erősítő kimeneti egyenfeszültsége

nulla lesz. Értéke tipikusan néhány tíz nA bipoláris és egy-két pA térvezérlésű tranzisztorokkal felépített bemeneti fokozatok esetén.

Az ofszet feszültség és ofszet áram léte kétségtelenül hátrányos jelenség. Ne feledjük azonban, hogy a kapcsolás felélesztésekor, behangoláskor értéke finoman kinullázható. A probléma ott válik kritikussá, hogy az előzőleg kinullázott ofszet nem marad változatlan.

Az ofszet megváltozását **drift**nek nevezzük. A driftet több jelenség együtt is okozhatja. Leggyakrabban három tényező válthatja ki. Ezek a hőmérséklet (#1) és a tápfeszültség (#2) változása, valamint az áramkör öregedése (#3). (Meg kell jegyezni, hogy a drift meghatározásában a szakirodalom nem egységes.)

(#1)

A hőmérséklet változása miatt bekövetkező ofszet vándorlás oka a kapcsolást felépítő alkatrészek hőmérséklet érzékenységében keresendő. Elsősorban az aktív alkatrészek munkapontja változik meg.

A munkapontot számottevően befolyásolja többek között a bázis-emitter dióda nyitóirányú feszültségének $-2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ -os változása, a lezárt kollektor-bázis dióda záróirányú áramának exponenciális hőmérsékletfüggése, továbbá a bipoláris tranzisztorok áramerősítési tényezőjének (integrált áramköri kivétel mellett) néhány tized $\%/^\circ\text{C}$ -os növekedése. A térvezérlésű tranzisztorok (FET-ek) szintén erősen hőmérséklet érzékeny eszközök.

■ U_{do} BEMENETI HŐMÉRSÉKLETI FESZÜLTSG DRIFT
(input offset voltage drift)

Bemeneti hőmérsékleti feszültség drift alatt a bemeneti ofszet-feszültségnek a környezeti hőmérséklet hatására bekövetkező megváltozását értjük. Szokásos értéke $3\text{-}10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

(A bipoláris kapcsolások ofszetje kinullázás után az alacsonyabb drift miatt alig változik, addig az eredetileg hasonló ofszettel rendelkező térvezérlésű eszközöket alkalmazó bemeneti fokozatok – a FET-ek nagyobb hőmérséklet érzékenységéből következő nagyobb drift miatt – számottevő ofszet hibát mutathatnak a hőmérséklet megváltozása során.)

■ I_{do} BEMENETI HŐMÉRSÉKLETI ÁRAM DRIFT (input offset current drift)

Bemeneti hőmérsékleti áram drift alatt a bemeneti ofszet áramnak a környezeti hőmérséklet hatására bekövetkező megváltozását értjük. Értéke bipoláris kivitelű műveleti erősítők esetén néhány tized $nA/^\circ C$, tervezérlésű eszközökből kialakított bemeneti fokozattal rendelkező műveleti erősítőknél tíz-száz $pA/^\circ C$.

(#2)

Az ofszet-vándorlás másik oka a tápfeszültség megváltozása miatt bekövetkező munkapont-eltolódásból ered.

■ U_{dT} TÁPFESZÜLTÉS DRIFT (supply voltage sensitivity)

Tápfeszültség drift alatt az 1 V tápfeszültség változás hatására bekövetkező bemeneti ofszet feszültség változást értjük. Gyakorlati értéke 10 és 100 $\mu V/V$ közé esik.

Ez elegendően nagy lehet ahhoz, hogy kapcsolásunk hibátlanul működjön stabilizálatlan tápfeszültségről is, de nem szabad megfeledezni arról, hogy az előbbi, általában egyenfeszültségen mért érték a frekvencia növekedésével gyorsan romlik.

(#3)

A harmadik driftet okozó jelenség a kapcsolás öregedése. Általában nem találunk erre utaló katalógusjellemzőt. Az ofszet feszültség az idő függvényében nagyságrendileg 1-2 μV /hónap változást mutat.

■ U_{tmax} MAXIMÁLIS TÁPFESZÜLTÉS (maximum supply voltage)

Az a maximális tápfeszültség érték, melyet a műveleti erősítőre adva a kapcsolat nem károsodik. Az analóg áramköri technika nagyon gyakran ± 15 V-os tápellátást igényel, ezért a műveleti erősítők többsége – a biztonsági tartalék miatt – kb. ± 18 V-os maximális tápfeszültséget visel el károsodás nélkül.

Ki kell hangsúlyozni, hogy a katalógusokban megadott U_{tmax} értékek valóban határadatok, nem célszerű kísérletezni velük.

■ U_{tmin} MINIMÁLIS TÁPFESZÜLTÉSÉG (minimum supply voltage)

Az a minimális tápfeszültség érték, melynél a műveleti erősítő már üzemszerűen működik. Főleg telepes vagy akkumulátorról dolgozó kapcsolások esetén nyújt értékes információt ez az adat. Léteznek olyan CMOS technológiájú műveleti erősítők, melyek már $\pm 0,5$ V-os tápfeszültségről működnek, természetesen – elsősorban a működési sebességet illetően – erős kompromisszumokkal.

■ SVRR TÁPFESZÜLTÉSÉG ELNYOMÁSI TÉNYEZŐ (supply voltage rejection ratio)

A tápfeszültség elnyomási tényező a tápfeszültség drift és az azt létrehozó tápfeszültség változás hányadosa. Ekkor $\mu\text{V}/\text{V}$ -ban adják meg értékét, mely 100 $\mu\text{V}/\text{V}$ körüli. Amikor dB-ben látjuk kifejezve, akkor az előző érték reciprokának hússzoros logaritmusát adják meg, és ez esetben értéke hozzávetőleg 80 dB.

■ U_{kimax} MAXIMÁLIS KIMENETI FESZÜLTÉSÉG (maximum peak output voltage swing)

Meghatározott torzítás mellett terhelő ellenállás nélkül vagy adott terhelés esetén a kimeneti csúcshőfeszültség maximális értéke. Értéke a műveleti erősítők felépítéséből következően – mivel leggyakrabban komplementer emitterkövető végfokozatot alkalmaznak – általában csak 2-3 V-ra tudja megközelíteni a tápfeszültséget. Vannak azonban MOS vagy CMOS végfokozattal rendelkező olyan un. Rail to Rail áramkörök, melyek gyakorlatilag a tápfeszültség határokig kivezérrelhetők.

Ez az érték erősen függ a kimenetre kapcsolt terhelő ellenállás értékétől. A katalógusok általában grafikusán ismertetik a maximális kimeneti feszültség változását a terhelő ellenállás függvényében.

■ I_{kimax} MAXIMÁLIS KIMENETI ÁRAM (maximum output current)

A műveleti erősítők szinte kivétel nélkül védettek a kimeneti rövidzárral szemben. Ez a rövidzár védelem megakadályozza, hogy a műveleti erősítő a megnövekedett kimeneti áram okozta disszipáció miatt tönk-

remenyen. Mivel a szokásos tokozási formák 500-600 mW maximális disszipációra képesek, ezért – figyelembe véve a tápfeszültséget – a műveleti erősítők maximális kimeneti áramát kb. 20-30 mA-es értékre korlátozzák. Ekkora kimeneti áramot a kapcsolás gyakorlatilag korlátlan ideig képes károsodás nélkül elviselni.

■ SR MAXIMÁLIS (kimeneti) JELVÁLTOZÁSI SEBESSÉG
(slew rate)

A kimeneti feszültség maximális jelváltozási sebessége a műveleti erősítők egyik legfontosabb paramétere. Értékét $V/\mu\text{s}$ -ban adják meg. A gyors működésre kifejlesztett műveleti erősítők ma már 10 000 $V/\mu\text{s}$ -os slew rate értékre képesek. A kimeneti feszültség maximális jelváltozási sebessége külső kompenzálású áramkörök esetén jelentősen befolyásolható a kompenzáló elemekkel.
(Nagyon gyakran az angol megfelelőjét használjuk akár az írott, akár a beszélt szakmai nyelvben.)

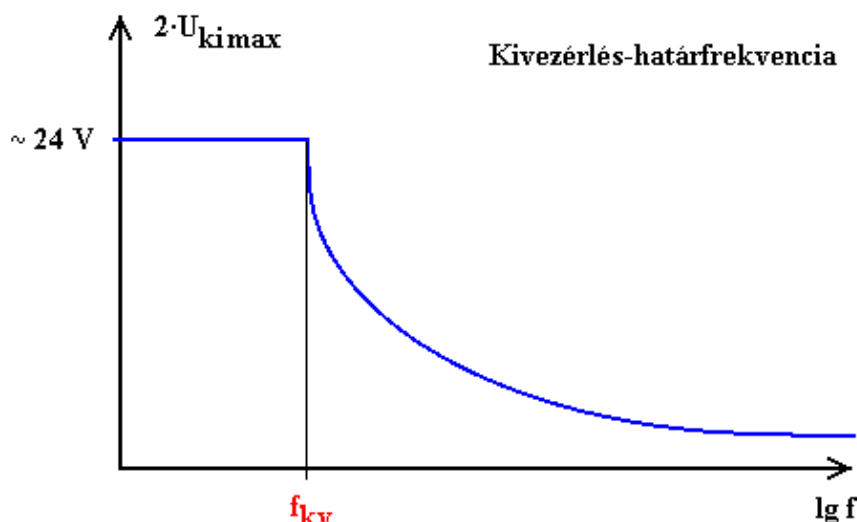
■ f_{kv} KIVEZÉRLÉS-HATÁRFREKVENCIA
(maximum output swing bandwidth)

Az a maximális frekvenciaérték, melynél a kapcsolás a maximális kimeneti feszültséget ($U_{ki\max}$) – adott torzítás mellett – még szolgáltatni képes. Értéke tipikusan néhány 100 kHz.

A műveleti erősítők maximális kimeneti feszültsége, maximális kimeneti jelváltozási sebessége és kivezérlés-határfrekvenciája szoros kapcsolatban áll egymással, ugyanis

$$SR = 2 \cdot \pi \cdot f_{kv} \cdot U_{ki\max}$$

A maximális kimeneti feszültség változását a frekvencia függvényében a 2.8. grafikon mutatja.

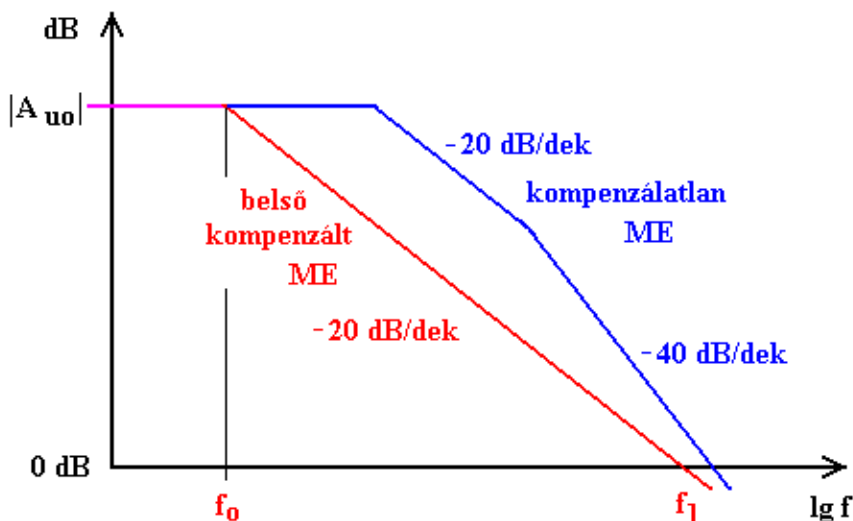


2.8. ábra. A kivezérés változása a frekvencia függvényében

A kivezérés-határfrekvenciánál gyorsabb bemeneti jelek esetén nemcsak a kimeneti jel maximális amplitúdója csökken le, hanem a kimeneti feszültség jellegzetesen torzulni is fog. Ettől a frekvenciától kezdve már a kimeneti jel a slew rate (a maximális kimeneti jelváltozási sebesség) által korlátozott sebességgel képes csak követni a vezérlőjelet, ezért a kimeneti jel fokozatosan "háromszögesedni fog".

■ f_o NYILTHURKÚ FESZÜLTSEGERŐSÍTÉS HATÁRFREKVENCIÁJA (open loop bandwidth)

Azt a frekvenciát értjük a nyílthurkú feszültségerősítés határfrekvenciáján, melynél szimmetrikus bemeneti jel mellett a műveleti erősítő visszacsatolás nélküli feszültségerősítése terheletlen kimenet vagy adott terhelő ellenállás esetén az alacsonyfrekvencián mért értékéhez képest 3 dB-lal csökken. Ez az érték gyakran meglepően alacsony, esetleg néhány Hz. (2.9. ábra)



2.9. ábra. A nyílthurkú feszültség-erősítés frekvenciamenete kompenzálatlan és belső kompenzált műveleti erősítő esetén

A kompenzálatlan (vagy külső kompenzált) műveleti erősítők visszacsatolás nélkül instabilak, gerjednek. Ahhoz, hogy a műveleti erősítő visszacsatolás nélkül is stabil maradjon, olyan frekvenciakompensációt kell alkalmazni, mely egyetlen domináns töréspontot eredményez. (Ilyenek a belső kompenzált műveleti erősítők.) A több százezerszeres nyílthurkú feszültség-erősítés mellett ezért ez a domináns töréspont nagyon alacsony frekvenciára esik.

Egyetlen domináns törésponttal rendelkező műveleti erősítő esetén a feszültség-erősítés és az ehhez tartozó határfrekvencia szorzata, az un. sávjáról állandó. Például

$$200\,000 \cdot 5\text{ Hz} = 1\,000 \cdot 1\text{ kHz} = 1 \cdot 1\text{ MHz}$$

- f_1 EGYSÉGNYI FESZÜLTÉG-ERŐSÍTÉSHEZ TARTOZÓ HATÁRFREKVENCIA (unity gain frequency)

Azt a frekvenciát értjük alatta, melynél szimmetrikus bemeneti jel mellett a műveleti erősítő visszacsatolás nélküli feszültség-erősítésének abszolút-értéke terheletlen kimenet vagy adott terhelő ellenállás esetén

egységnyire csökken. A jelenlegi áramkörök egységnyi feszültségerősítéshez tartozó határfrekvenciája a néhány száz MHz-es tartományba esik.

■ T ÜZEMI HŐMÉRSÉKLETTARTOMÁNY (operating temperature range)

Azt a hőmérséklettartományt értjük alatta, melyben a gyártó garanciát vállal arra, hogy az eszközre megadott paraméterek egy tűrésmezőn belül maradnak vagy a megadott határértéknél jobbak.

A gyakorlatban három hőmérséklettartományt definiálnak. Ezek:

- 0 °C-tól + 70 °C-ig **kommersz**, (háztartási, otthoni) használatra szánt berendezésekhez,
- 25 °C-tól + 85 °C-ig **ipari** berendezések számára és
- 55 °C-tól + 125 °C-ig **katonai**, hadiipari felhasználásra.

Sajnos minden paramétert valamennyi eszközön nem mérnek ki a gyártók, ezért különleges hőmérsékleti viszonyok között vagy nagy megbízhatósági igényekkel működő berendezések előállítása megkövetelheti a felhasználó további tesztjeit is.

Számtalan egyéb katalógusjellemző létezik még az itt felsoroltakon kívül, melyekre a terjedelmi korlátok miatt nem térhetünk ki. Adott felhasználási igények esetén ezek azonban meghatározó jelentőséggel bírhatnak, mint például a zajparaméterek, a meghibásodási arány, az eszköz tranziens viselkedése vagy torzítási paraméterei, de szintén nagyon fontos paraméter az alkatrész kiviteli formája, tokozása, lábkiosztása stb.

Végül, de nem utolsósorban, nem hagyhatjuk figyelmen kívül az alkatrész beszerzési költségeit vagy a szállítási feltételeket. És, bár ezek nem szigorúan műszaki kérdések, egy gyakorló mérnöknek ismernie kell ezeket a feltételeket is.

3. A műveleti erősítők típusai

A műveleti erősítők csoportosítása többféle szempont alapján lehetséges.

◆ Technológiai szempontból léteznek:

- tisztán bipoláris (μA 709, μA 741, μA 748, μA 776, μA 777, LM 308, LM 324, OP 37, TCA 365, NE 5539, HA 2539 stb.),
- bipoláris és j-FET vagy bifet (μA 740, LF 356, TL 071, TL 080, BB 3580, HA 5160 stb.),
- bipoláris és MOS-FET vagy bimos (CA 3130, CA 3140, CA 3160 stb.),
- csak MOS-FET (n- és p-csatornás együtt), ezért CMOS (ICL 7610, TLC 251, OP-80 stb.) és
- hibrid (AD 515, BB 3554, BB 3583, CLC 103 stb.) műveleti erősítők.

◆ Felhasználás szerint megkülönböztetünk:

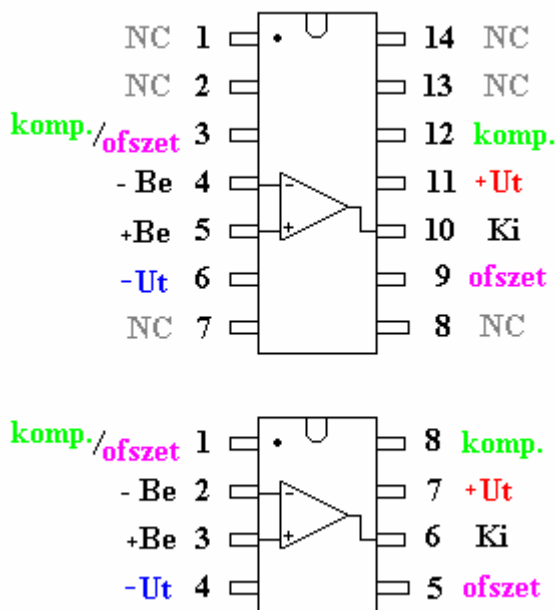
- univerzális vagy általános célú (μA 741, μA 748, LM 308, LF 356, CA 3130, CA 3160, LM 324, TL 080, OPA 27 stb.)
- kis fogyasztású (LM 324, TL 061, TLC 251, ICL 7610 stb.)
- kis ofszet feszültségű (μA 714, ICL 7600, OP 37, OPA 177 stb.)
- kis bemenő áramú (AD 515, OPA 128, OPA 129 stb.)
- kis zajú (TL 071, OPA 36 stb.)
- nagy kimenő áramú (TCA 365, BB 3571 stb.)
- nagy kimeneti feszültségű (BB 3580, BB 3583 stb.)
- a teljes tápfeszültség határig kivezérelhető (rail to rail, pl. OPA 4340)
- gyors vagy nagy sávszélességű (NE 5539, HA 2539, CLC 103, BB 3554 stb.), ezen belül
 - feszültség-visszacsatolt (VFB), illetve
 - áramvisszacsatolt (CFB), végül
- speciális célú (audio, OTA, stb.) típusokat.

Gyakran előfordul, hogy azonos típusú műveleti erősítőket különböző tokozási formákban is beszerezhetjük (kör alakú fémtokozás, DIL 14, DIL 8, DIP 8 stb.).

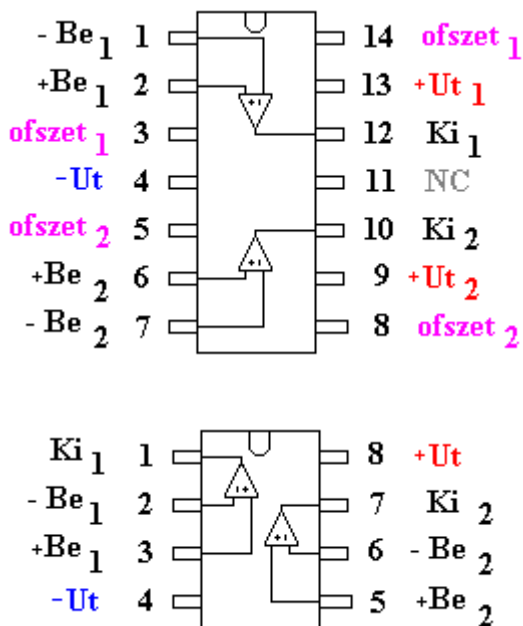
Sűrűn találkozhatunk olyan áramkörökkel is, melyeknél egyetlen tokban kettő, sőt négy műveleti erősítő is helyet foglal.

<i>egy (single)</i>	<i>kettő (dual)</i>	<i>négy (quad)</i>
μ A 741	μ A 747	
CA 3160	CA 3260	
	LM 158	LM 124
TL 071	TL 072	TL 074, TL 075
TLC 251	TLC 252	TLC 254
OPA 130	OPA 2130	OPA 4130
ICL7611	ICL 7621	ICL 7641

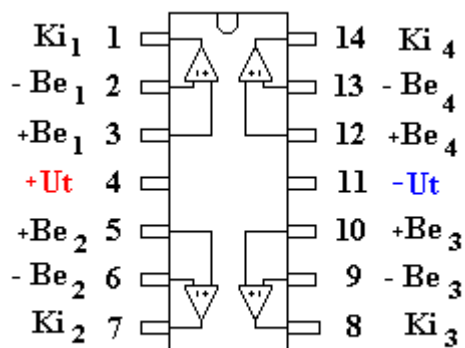
A gyakran előforduló DIL 14 , illetve DIL 8 tokozások lábkiosztását a következő ábrák mutatják (3.1, 3.2, 3.3 és 3.4. ábrák):



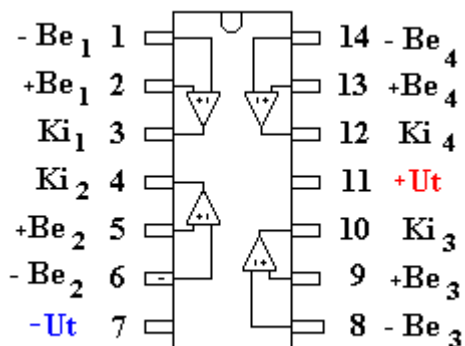
3.1. ábra. A 14, illetve a 8 lábú DIL (dual in line) tokozású, egy erősítőt tartalmazó (single) műveleti erősítők leggyakoribb lábkiosztása (NC, azaz *not connected*, magyarul „nincs bekötve”)



3.2. ábra. A 14, illetve a 8 lábú DIL (dual in line) tokozású kettős (dual) műveleti erősítők lábkiosztása (NC, azaz *not connected*, magyarul „nincs bekötve”)



3.3. ábra. A 14 lábú DIL (dual in line) tokozású, négy erősítőt tartalmazó (quad) műveleti erősítők leggyakoribb lábkiosztása



3.4. ábra. A 14 lábú DIL (dual in line) tokozású, négy erősítőt tartalmazó (quad) műveleti erősítők egy másik lehetséges láb kiosztása

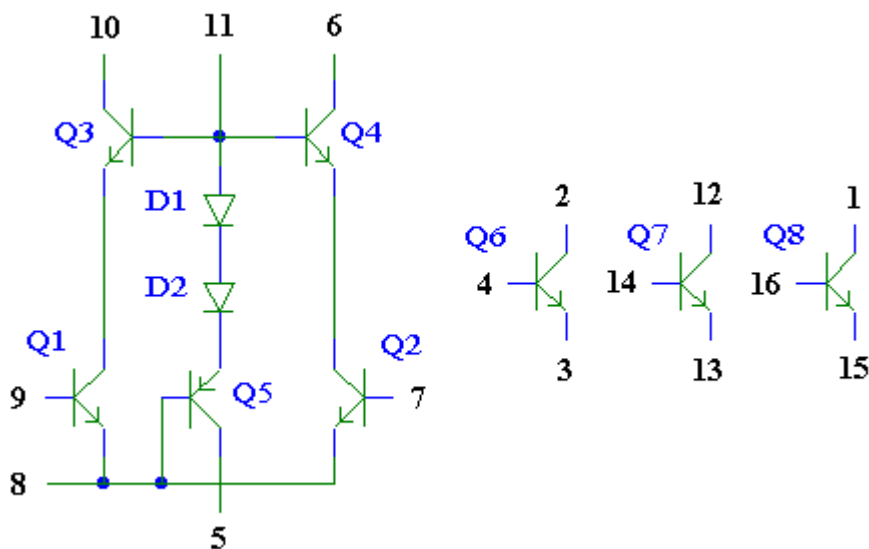
A belső kompenzált műveleti erősítők esetén a 3.1. ábrán megadott kiviteli formák esetén a *komp.* (frekvenciakompenzálásra szolgáló) kivezetések értelmüket veszítik.

A műveleti erősítők széles választékában természetesen szép számmal léteznek a fentiekől eltérő láb kiosztású erősítők is. Ezek az eszközök gyakran valamilyen egyéb tulajdonsággal rendelkeznek (például speciális frekvenciakompenzáció vagy frekvenciamenet kialakításának lehetősége, tápáram-felvétel beállítása, az eszköz letiltása stb.), melyekhez szükség volt további kivezetésekre, illetve szükségessé tették a láb kiosztás módosítását.

3.1. CA 3095E

A CA 3095E integrált tranzisztorcsoport nem tekinthető valódi műveleti erősítőnek, inkább egy kísérletnek arra vonatkozólag, hogy a félvezető elemek egy chipen történő elhelyezésével mennyiben javíthatók az erősítő paraméterei a diszkrét kivitelhez képest. A DIL 16 tokban elhelyezett alkatrészeket és a kivezetések bekötési pontjait a 3.5. ábra mutatja. Mint látható, az eszközbe nem integráltak bele egyetlen egy passzív alkatrészt sem.

A Q1 és Q2 tranzisztorok keskeny bázisszélességgel rendelkező un. szuper- β -jú tranzisztorok. Áramerősítési tényezőjük meghaladja az ezret is. Ennek a nagyon előnyös tulajdonságnak azonban vannak hátrányos következményei is. A nagyon keskeny bázisszélesség miatt a tranzisztorok normál aktív üzemmódban megszokott lezárt kollektor-bázis diódája könnyen letörik, mely az eszköz tönkremeneteléhez vezet. Olyan kapcsolási megoldást kellett alkalmazni, mely megvédi Q1 és Q2 kollektor-bázis diódáját a nagyobb záróirányú előfeszítéstől.



3.5. ábra. A CA 3095E tranzisztorcsoport

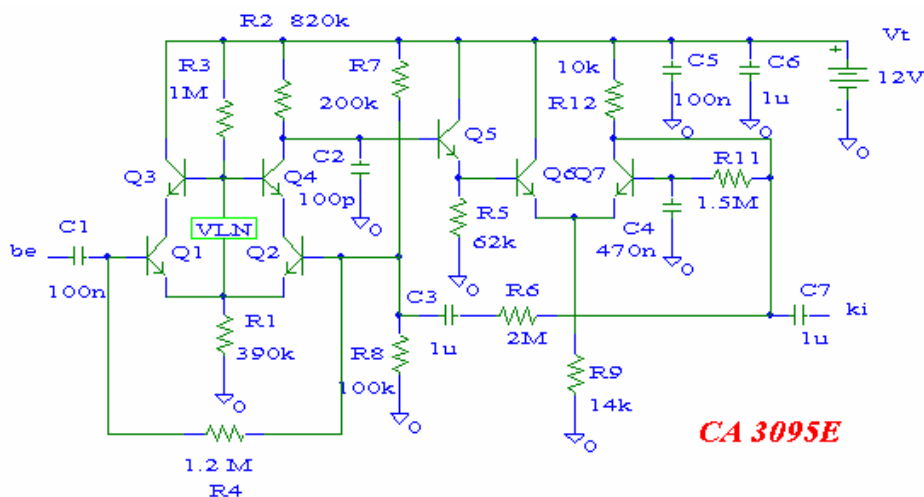
A bemeneti fokozat ezért egy kaszkód differenciálerősítő kapcsolást alkot (Q1-Q2-Q3-Q4), mely a nagyfrekvenciás tulajdonságok miatt is kedvező. A D1, D2 és Q5-ből álló feszültségghatároló kapcsolási részlet (voltage limiting network – VLN) feladata, hogy a különböző vezérlések mellett se növekedjék a Q1 és Q2 tranzisztorok kollektor feszültsége jóval a bázis feszültségek fölé és a kollektor-bázis diódák záróirányú előfeszítése ezáltal jól kézben tartható legyen.

A tokozásba integrált további tranzisztorokkal (Q6-Q7-Q8) újabb erősítő fokozatok valósíthatók meg.

Passzív elemekkel kiegészítve a fenti alkatrészekkel jó minőségű, kiszajú erősítő kapcsolást készíthetünk. Egy lehetséges összeállítást mutat a 3.6. ábra.

Ennek a kapcsolásnak a szuper- β -jú tranzisztoroknak köszönhetően nagy bemeneti ellenállása lesz, 20 és 50 $M\Omega$ közötti értékeket várhatunk. A bemeneti fokozat munkapontjának meghatározásához az R7-R8 feszültségosztóból kell kiindulnunk. Q2 bázisáramának elhanyagolása mellett Q2 bázisfeszültsége 4 V körüli. Így Q1 és Q2 közös emitter feszültsége ennél egy nyitott bázis-emitter diódányi feszültséggel alacsonyabb. Az R1 ellenálláson ezért 8,5 μA -es áram alakul ki.

A kaszkód differenciálerősítő egyik-egyik ágán kb. 4-4 μA fog folyni. Q1 és Q2 legalább ezres áramerősítési tényezője esetén ezen tranzisztorok bázisárama kisebb lesz 4 nA-nél! A nagyon alacsony munkaponti áramok mellett a tranzisztorok meredeksége is kicsi lesz. Ahhoz, hogy az erősítés mégse csökkenjen jelentősen, nagy kollektor ellenállást – R2-t – kellett alkalmazni, ez esetben 820 k Ω -t.



3.6. ábra. Erősítő kialakítása a CA 3095E tranzisztorcsoport elemeinek felhasználásával

A bemeneti fokozat kimeneti ellenállása R2 miatt nagy, ezért a következő fokozat egy közös kollektoros impedancia illesztő kapcsolás, Q5 tranzisztorral. Ennek feszültségerősítése közel egységnyi. A jel innét a Q6-Q7 tranzisztorokra kerül, mely aszimmetrikusan vezérelt differenciálerősítőnek tekinthető. A kimenet a Q7-es közös bázisú tranzisztor kollektora lesz.

A kapcsolás kimeneti ellenállása a negatív soros feszültségvisszacsatolás miatt 400 ohm alatti. A kapcsolás feszültségerősítését is az R6-R7-R8 visszacsatoló hálózat határozza meg, mely

$$[2 \text{ M}\Omega + (100 \text{ k}\Omega \times 200 \text{ k}\Omega)] / (100 \text{ k}\Omega \times 200 \text{ k}\Omega) = 31,3$$

Ez kb. 30 dB-es feszültség erősítésnek felel meg. Az erősítő határfrekvenciája 50 kHz.

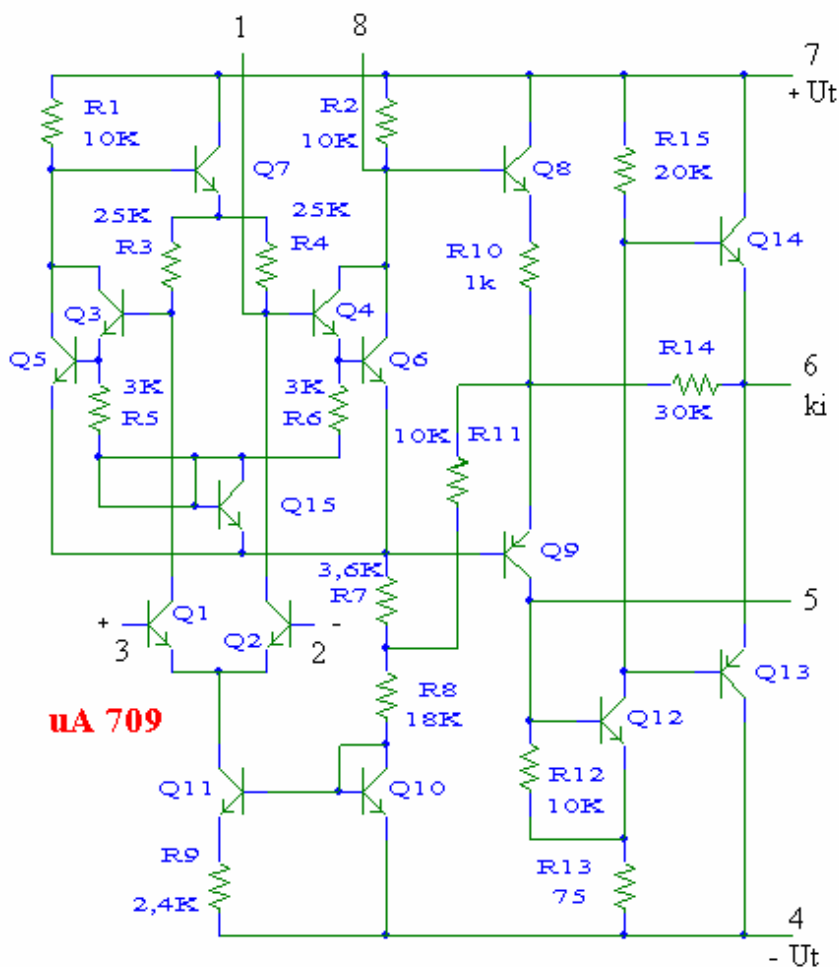
3.2. $\mu\text{A 709}$ (Fairchild)

Az első integrált műveleti erősítőket a Texas Instruments (SN 521, 1962-ben) és a Fairchild ($\mu\text{A 702}$, 1963-ban) hozta létre. Az 1965-ben megjelent $\mu\text{A 709}$ a $\mu\text{A 702}$ továbbfejlesztett változata. Míg a $\mu\text{A 702}$ kizárólag npn tranzisztorokkal készült, a $\mu\text{A 709}$ már két pnp tranzisztort is tartalmazott. Az egyik egy laterális pnp tranzisztor (Q9), a másik pedig vertikális kialakítású (Q13). A $\mu\text{A 709}$ kapcsolási rajzát a 3.7. ábra mutatja.

A kapcsolás bemeneti fokozata a Q1 és Q2 tranzisztorokból felépülő differenciálerősítő. Ennek áramgenerátora a Q11-es tranzisztorból és az R9-es ellenállásból áll. A differenciálerősítő terhelését az R3 és R4 ellenállások alkotják a következő fokozat bemeneti ellenállásával együtt. A fokozat feszültségerősítése kb. 15.

Az első differenciálerősítőt egy újabb, de már Darlington tranzisztor-párokból kialakított differenciálerősítő követi. Tagjai a Q3-Q5 és a Q4-Q6 tranzisztorok. Áramgenerátorként a Q10-es tranzisztor szolgál R7 és R8 ellenállásokon keresztül.

Q10 a Q11-es tranzisztor áramtükör párja, azonban az R9 ellenállás miatt Q11 kevésbé van nyitva, mint Q10, ezért az első differenciálerősítő kisebb árammal dolgozik. Ez a nagyobb bemeneti ellenállás miatt lényeges.

3.7. ábra. A μA 709-es műveleti erősítő

Az első differenciálerősítő kis munkaponti áramát és az ezzel járó alacsony meredekséget nagy kollektor ellenállásokkal igyekeztek pótolni a megfelelő feszültségerősítés elérése érdekében. A nagy kollektor-ellenállások azonban megnövelték a fokozat kimeneti ellenállását. Ezt a hátrányt csak Darlington kialakítású és ezért nagy bemeneti ellenállású következő fokozattal lehetett kiküszöbölni. A diódának kapcsolt Q15-ös tranzisztor hőkompenzáló szerepet tölt be. Ez a fokozat kb. százszoros erősítéssel bír.

A második differenciálerősítő Q7-tel együtt fázisösszegzőként viselkedik, melynek kimeneti jele a Q8-as, egyszeres erősítésű közös kollektoros, impedancia illesztő kapcsolásra kerül. Q8 emitteréről a jel Q9 laterális pnp tranzisztorra jut, mely közös bázisú beállításban hajtja meg a Q12-es közös emitteres tranzisztort. Innen jelentős feszültségerősítés után a B-osztályban működő komplementer végfokozatra kerül a jel, melyet a Q13 és Q14 tranzisztorok alkotnak.

A B-osztályú beállítás miatt a kimenet két bázis-emitter diódányi holtzónával rendelkezik, de ez az R14-es ellenállással megvalósított negatív párhuzamos feszültség-visszacsatolás miatt 50 mV-ra csökken.

A kimeneti fokozat nagyon rövid ideig (egy-két másodpercig) elviseli a kimeneti rövidzárat, de a kimeneti tranzisztorok fokozott melegedése miatt az eszköz gyorsan tönkremehet.

A kapcsolást a stabil működés érdekében frekvenciakompenzációval kell ellátni. Erre három lehetőség is kínálkozik:

- az 1-es és 8-as kivezetések közé kötött kapacitással vagy R-C körrel,
- az 5-ös és a 6-os kivezetések közé kapcsolt kapacitással, és/vagy
- a bemenettel párhuzamosan (2-es és 3-as kivezetések közé) kapcsolt R-C elemekkel.

Az összefüggések részletes megadása meghaladja e jegyzet kereteit.

A $\mu\text{A} 709$ főbb katalógusadatait az alábbi táblázat tartalmazza:

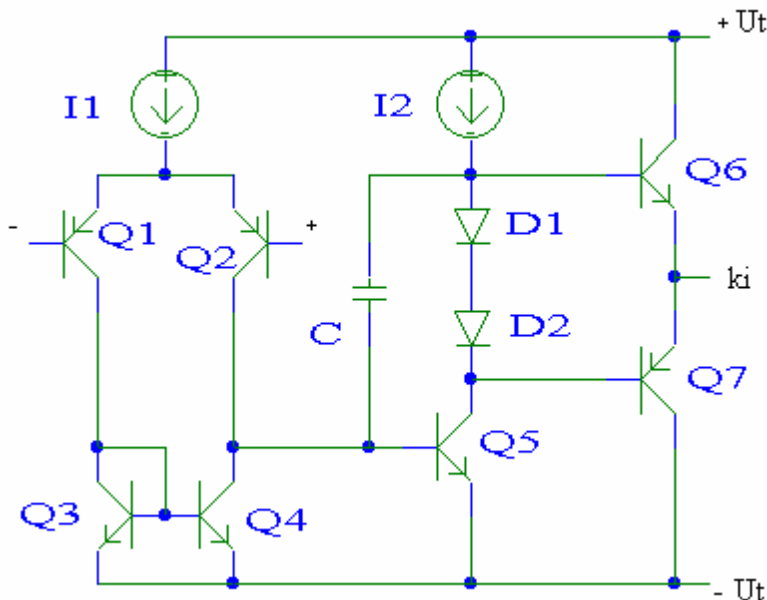
R_{bes}	R_{ki}	A_{uo}	U_{bo}	SR	f_{kv}
400 k Ω	150 Ω	92 dB	1 mV	0,25 V/ μs	4 kHz

A táblázatban megadott maximális kimeneti jelváltozási sebesség (SR, slew rate) és a kivezélés határfrekvencia (f_{kv}) adatok a visszacsatolt, egyszeres feszültségerősítés esetére értendők. Ezek az adatok a kapcsolás frekvencia-kompenzációjával jelentősen javíthatók.

A $\mu\text{A} 709$ -ben ofszet nullázásra nincs lehetőség. Nagy hátránya még, hogy feszültségkövetőként alkalmazva – amikor a kimenet közvetlenül az invertáló bemenetre kapcsolódik – reteszeldés következik be (latch up).

3.3. $\mu\text{A 741}$ (Fairchild)

A 3.8. ábrán a $\mu\text{A 741}$ -es műveleti erősítő elvi felépítését láthatjuk. A kapcsolás három részegységre bontható: a fázisösszegző bemeneti fokozatra, a közös emitteres főerősítő fokozatra és a komplementer emitterkövető végfokozatra. Ez a kialakítás sok későbbi műveleti erősítő mintájául szolgált.



3.8. ábra. A $\mu\text{A 741}$ elvi felépítése

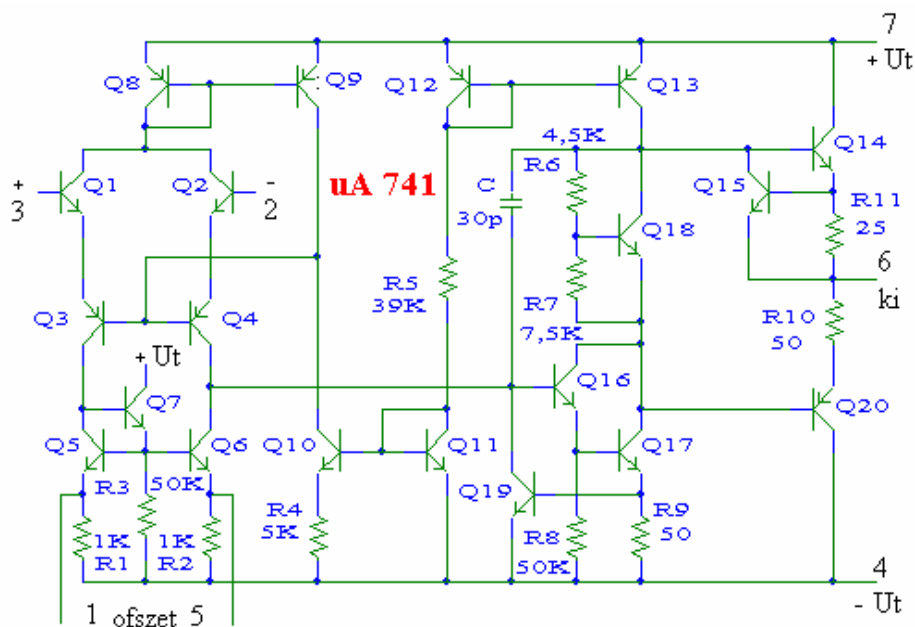
A $\mu\text{A 741}$ részletesebb kapcsolási rajzát a 3.9. ábra mutatja. A bemeneti fokozat a Q1-Q8 tranzisztorokból épül fel. Q1 és Q2 npn tranzisztorok közös kollektoros beállításban működnek. Szerepük elsősorban a nagy áramerősítés a nagy bemeneti ellenállás kialakítása mellett. Róluk a jel a Q3, illetve a Q4-es pnp tranzisztorok emitterére kerül, melyek közös bázisú alapkapcsolások. (Ezek valójában az áramerősítési tényező stabilizálása miatt ún. szegmensvisszacsatolt laterális pnp tranzisztorok.)

Összességében a Q1-Q3 és a Q2-Q4 tranzisztorpárok komplementer kaszkód kapcsolások, melyekről tudjuk, hogy nagyfrekvenciás tulajdonságaik jobbak, mint az egyszerű közös emitteres kapcsolásnak.

E két pár tranzisztorból áll a bemeneti differenciálerősítő, mely ebben a formájában a szinteltolás feladatát is ellátja. (Egyenfeszültség erő-

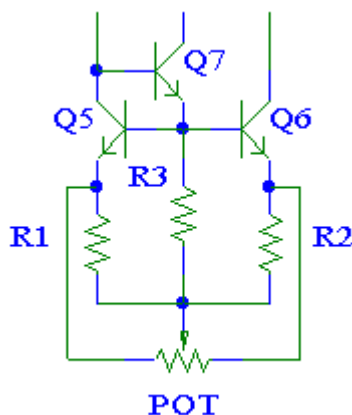
sítónek csak npn tranzisztorokat alkalmazva – és egymás után sorba kötve őket – a kimeneti potenciál egyre pozitívabb lenne, ezért valahol szinteltolásra lenne egyébként szükség.)

A komplementer kaszkód differenciálerősítő (Q1-Q2-Q3-Q4) áramgenerátora a Q8-as, diódának kötött tranzisztor. (A Q8-Q9 áramtükörre még visszatérünk.) A bemeneti differenciálerősítőnek több $M\Omega$ differenciális ellenállású aktív terhelése van (Q5-Q6-Q7), mely egyben egy precíz kivitelű áramtükör is. Így a Q8 áramgenerátor, a Q1-Q2-Q3-Q4 differenciálerősítő és a Q5-Q6-Q7 áramtükör együtt fázisösszegző kapcsolást alkotnak.



3.9. ábra. A μA 741 műveleti erősítő belső kapcsolási rajza

A bemeneti fokozat lehetőséget teremt az ofszet hiba kiegyenlítésére a Q5, illetve Q6 tranzisztorok emitter körében elhelyezett $1\text{ k}\Omega$ -os ellenállások segítségével. A kapcsolási megoldást a 3.10. ábra mutatja. Az alkalmazott potenciométer értéke általában az emitter ellenállások tízszerese. Az R3 ellenállásra azért van szükség, mert egyébként a Q7-es tranzisztor nagyon alacsony munkaponti árama bizonytalanná tenné az áramtükör működését.



3.10. ábra. Az ofszet hiba kiegyenlítése a μA 741 esetén

A jel útját tovább követve a Q4-Q6 közös kollektoráról a Q16-Q17 Darlington tranzisztorpárra jutunk. Ez a megoldás nagy bemeneti ellenállásával biztosítja, hogy az első fokozat terhelése kedvezőbb legyen (ne legyen terhelve). A Q16-Q17 tranzisztorpár tekinthető a kapcsolás főerősítőjének. Az alapvetően közös emitteres kialakítás aktív terhelésre dolgozik, mely a Q13-as áramgenerátorból áll.

A μA 741-nél jelenik meg először a chipre integrált kompenzáló kapacitás. Mivel a kondenzátor kialakítása a chip felületén nagyon sok helyet foglal el (tehát költséges), ezért igyekeztek, hogy kapacitását és frekvenciamenetre gyakorolt hatását minél jobban kihasználják. Ebben a második, nagy feszültségerősítésű fokozatban a bemeneti és a kimeneti pont közé kapcsolt 30 pF – Miller-kondenzátorként viselkedve – több százszorosára transzformálódik. Hatására a teljes kapcsolás frekvenciamenete egyetlen törésponttal rendelkezik majd, mely biztosítja egyszeres feszültségerősítés mellett is a stabil működést.

Ez a kapacitás azonban korlátozza a kapcsolás kimeneti feszültségének maximális jelváltozási sebességét, a "slew rate"-et. Vezérlés nélküli állapotban a bemeneti differenciálerősítő egyik-egyik ágán kb. 10-10 μA folyik.

A fázisösszegzés miatt a teljesen egyik oldalára billentett fokozat maximálisan kb. 20 μA -rel képes tölteni a kompenzáló 30 pF-os kapacitást.

A második fokozat kimeneti feszültségváltozása ezért maximálisan

$$20 \mu\text{A} / 30 \text{ pF} \approx 0,6 \text{ V} / \mu\text{s}$$

lesz legjobb esetben. Gyakorlatilag ez jelenik meg a teljes erősítő kimenetén is, mert a végfokozat feszültséget már nem, csak áramot erősít.

A jel útja a második, főerősítő fokozatról a komplementer emitterkövető végfokozatra vezet, melyet a Q14-es npn és a Q20-as pnp tranzisztorok alkotnak. A fokozat AB-osztályú munkapont beállításáról a Q18-as tranzisztor gondoskodik az R6 és R7-es ellenállásokkal együtt. Ez a megoldás holtzóna nélkül, jó hatásokkal képes szolgáltatni a kimeneti jelet, mely közel szimmetrikus kivezélhetőség mellett a terheléstől függetlenül 2-3 V-ra képes megközelíteni a tápfeszültséget.

A végtranzisztorok a kimeneti rövidzárral szemben védettek. Ha Q14-es emitter árama veszélyesen megnőne, akkor ez az R11-es ellenálláson olyan feszültségesést eredményezne, mely elérve a Q15-ös tranzisztor nyitófeszültségét, nyitásra vezérelné Q15-öt. Így Q14-es bázisáramának egy része Q15-ön folyrna keresztül és megakadályozná Q14 további áramnövekedését, ezáltal melegeledését és tönkremenetelét. A másik végtranzisztor, Q20-as védelméről – közvetve – a Q19-es tranzisztor és az R9-es ellenállás gondoskodik. Ezek megakadályozzák a főerősítő fokozat túlvezérlését és ezáltal Q20 túlmelegedését.

A teljes kapcsolás erőteljes kísérletet tesz arra, hogy csökkentsük a passzív elemek számát és növeljük az aktív elemek mennyiségét. A korábbi áramkörökben általában nagyszámú, olcsó passzív elemet és kevés, drága aktív eszközt láthatunk. Ez jellemzi az elektroncsövek és a diszkrét aktív elemek korszakát is.

Jelentős változást hozott azonban a planár technológia bevezetése, mert itt a passzív elemek relatíve magasabb költséggel állíthatók elő, mint az aktív alkatrészek. Ugyanebbe az irányba hatott, hogy a passzív alkatrészek integrált kivitelben csak erősen korlátozott értéktartományt vehettek fel, és paramétereik is erősen szórtak. (Relatív, egymáshoz viszonyított értékeik általában jók voltak, de valódi értékük gyakran 20 %-nál is jobban eltért a névlegestől.) Az aktív alkatrészek azonban, mivel egyazon technológiai lépéssorozatban készültek, nagyon hasonló paramétereket mutattak. Mindez együttvéve oda vezetett, hogy a műveleti erősítők munkapontját áramtükör-láncokkal igyekeztek beállítani.

A μA 741 munkaponti áramait döntően a diódának kapcsolt Q12 és Q11 tranzisztorok és az R5-ös ellenállás határozzák meg. Az R5-ön eső feszültség éppen két bázis-emitter dióda nyitófeszültségével kisebb, mint a

tápfeszültség tartomány. ± 15 V-os tápfeszültséget feltételezve ezért a rajta folyó áram kb. 700 μA lesz.

Q12 továbbá Q13 áramtükör-párja is, így a főerősítő fokozat szintén kb. 700 μA árammal jár.

Q10 és Q11 szintén áramtükör pár, de áttételük nem egy az egyes. Q10 bázis-emitter feszültsége kisebb az R4 ellenálláson eső feszültség miatt, ezért Q10 kevésbé nyitott, kollektor árama kisebb lesz, csak kb. 20 μA . Gyakorlatilag ez az áram folyik Q9-es és ezért Q8-on is.

A munkaponti áramokkal kapcsolatos a bemeneti fokozat egy további érdekes tulajdonsága is. Tételezzük fel, hogy a bemenetekre növekvő feszültségű közös vezérlést adunk! Ekkor Q1 és Q2 a nyitás irányába halad, rajtuk nagyobb áram szeretne folyni. Ez csak úgy lehetséges, ha Q3 és Q4 árama is nőne, ami feltételeznél ezen – egyébként alacsony áramerősítési tényezővel rendelkező – tranzisztorok bázisáramának a növekedését is. Ez viszont csak Q9 áramának a rovására nőhetne meg, mivel Q10 áramgenerátor. Q9 áramának csökkenése viszont Q8 áramának a csökkenéséhez vezet, ami Q1 és Q2 áramát is csökkenteni igyekeznek. Ez a negatív visszacsatolás a közös vezérlőjelek hatásának erőteljes elnyomását idézi elő, tehát jobb CMRR értéket eredményez.

A μA 741 műveleti erősítő legfontosabb katalógusadatait az alábbi táblázat foglalja össze:

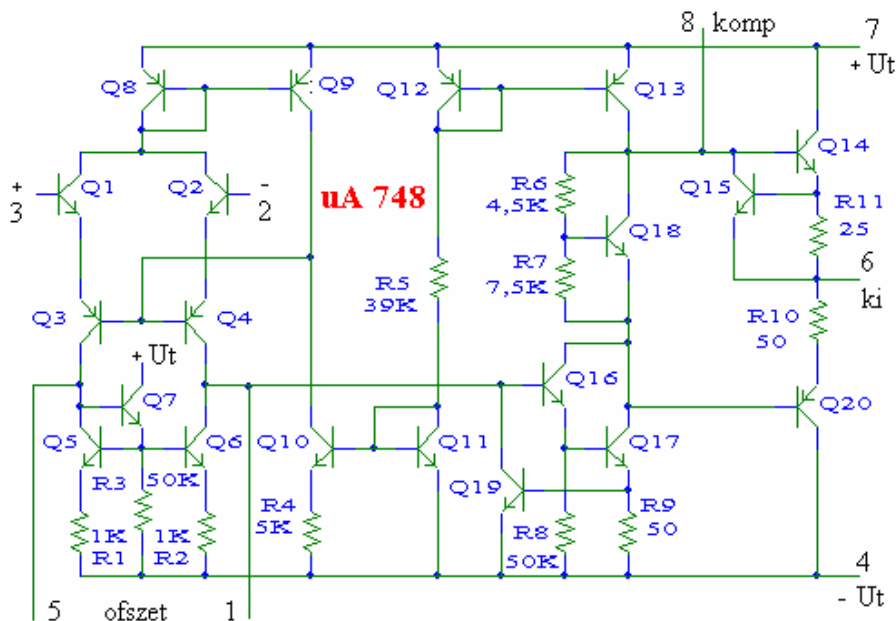
R_{bes}	R_{ki}	A_{uo}	U_{bo}	SR	f_{kv}
2 M Ω	75 Ω	106 dB	1 mV	0,5 V/ μs	6,1 kHz

3.4. μA 748 (Fairchild)

A μA 748-as műveleti erősítő a μA 741-es kapcsolás belső kompenzáló kapacitás nélküli párja. A belső frekvenciakompenzálás megkíméli ugyan a felhasználót a kompenzáló hálózat elkészítésétől, de gyakran feleslegesen korlátozza a kapcsolás sebességét (slew rate-jét) és erősítését a magasabb frekvenciatartományokban.

A belső kompenzáló kapacitás hiánya szükségessé tette a külső kompenzálás lehetőségének megteremtését, azaz két új kivezetést az eszköz tokozásán. Ez a korábbi lábakkal együtt már kilenc kivezetést jelentett volna, mely nem illeszthető a gyakran alkalmazott DIL 8 tokozási formába. Ezért a $\mu\text{A} 741$ -nél megismert ofszet-kompenzáció módosításával itt három kivezetés szolgál az ofszet- és a frekvenciakompenzálás külső alkatrészeinek csatlakoztatására.

Ez azzal a jelentős hátránnyal járt, hogy az ofszet kompenzálás a jel útjába került és csak nagyimpedanciás potenciométer használható hozzá, mely járulékos zajforrásként viselkedik.



3.11. ábra. A $\mu\text{A} 748$ belső kapcsolási rajza

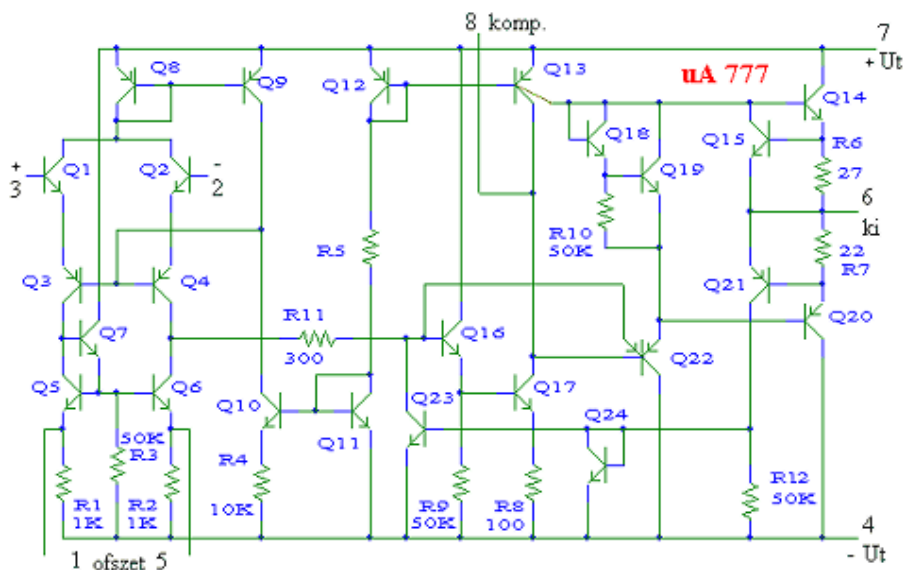
A $\mu\text{A} 748$ katalógusadatai megegyeznek a $\mu\text{A} 741$ -ével azzal a különbséggel, hogy a különböző külső frekvenciakompenzálási megoldásokkal a kapcsolás sávszélessége és maximális kimeneti jelváltozási sebessége (slew rate-je) javítható.

3.5. $\mu\text{A 777}$ (Fairchild)

A $\mu\text{A 777}$ -es műveleti erősítő a $\mu\text{A 748}$ -as továbbfejlesztett változata. Felépítését a 3.12. ábrán láthatjuk.

A bemeneti fokozat csak a kapcsolási rajzon egyezik meg, valójában Q1 és Q2 tranzisztorok precízebb kialakításával – kisebb munkaponti áramokkal – nagyobb bemeneti ellenállást és kisebb ofszet és drift paramétereket sikerült elérni.

További jelentős változás, hogy a bemeneti fázisösszegző kapcsolást (Q1-től Q8-ig) egy közös kollektoros impedancia leválasztó fokozat követi (Q16). Ezután a jel a Q17-es aktív terheléses (Q13) közös emitteres főerősítő fokozatra kerül.



3.12. ábra. A $\mu\text{A 777}$ belső kapcsolási rajza

Ezt a fokozatot egy újabb, de itt már pnp tranzisztoros közös kollektoros kapcsolás (Q22) illeszti a komplementer végfokozathoz (Q14-Q20). Ezzel a megoldással tovább növekedett a kapcsolás feszültség-erősítése.

A Q22-es multiemitteres tranzisztornak ezen kívül más feladata is van. Második emitter-bázis diódája megakadályozza a főerősítő fokozat (Q17) telítésbe kerülését egy esetleges túlvezérlés által.

A kapcsolás végfokozatának AB-osztályú munkapont beállítását Q18-Q19-R10 komplexum végzi.

Q14 rövidzár védelmét Q15-R6 látja el, míg a Q20-as tranzisztort a Q21-R12-Q24-Q23 lánc védi meg egy esetleges túlmelegedés miatti tönkremeneteltől.

A $\mu\text{A 777}$ műveleti erősítő legfontosabb katalógusadatait az alábbi táblázat foglalja össze:

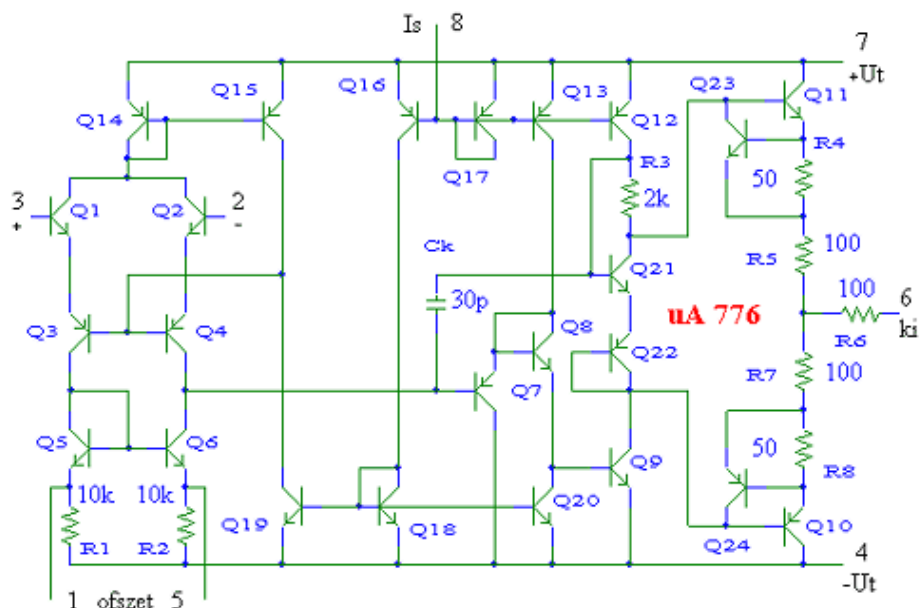
R_{bes}	R_{ki}	A_{uo}	U_{bo}	SR	f_{kv}
10 M Ω	100 Ω	108 dB	0,7 mV	0,5 V/ μs	6,1 kHz

Nem árt ha tudjuk, hogy a gyártók a $\mu\text{A 777}$ -nek szánt, de annak paramétereit (mindenben) teljesíteni nem tudó példányokat $\mu\text{A 748}$ -ként forgalmazzák, ha egyébként a $\mu\text{A 748}$ -ra előírt feltételeknek megfelel.

3.6. $\mu\text{A 776}$ (Fairchild)

A $\mu\text{A 741}$ univerzális kialakítása és alkatrész készletének teljes integrálása nem adott módot a kapcsolásban rejlő lehetőségek teljes körű kihasználására. Ehhez hozzá kellett volna férni a kapcsolás belső részeihez, elsősorban a munkapont beállításához. Ezt az igényt igyekezett kielégíteni a $\mu\text{A 741}$ alkatrész készletére épülő $\mu\text{A 776}$ -os műveleti erősítő. Kapcsolási rajzát a 3.13. ábra mutatja.

A leglényegesebb eltérés az eddigi kapcsolásokhoz képest, hogy a 8-as lábon hozzáférhetünk a kapcsolás ágáramait meghatározó áramtükörláncához. A 8-as lábat egy ellenálláson keresztül a földre kapcsolva szabadon szabályozhatjuk a kapcsolás számtalan nagyon fontos paraméterét, mint a bemeneti ellenállást, a nyílthurkú feszültségerősítést, a kimeneti feszültség maximális jelváltozási sebességét (a slew rate-et), a sáv szélességet, a tápáram felvételt és ezzel a kapcsolás fogyasztását stb. Sőt, a tápáram megszüntetésével analóg kapcsolót is kialakíthatunk, és analóg multiplexert építhetünk segítségével.



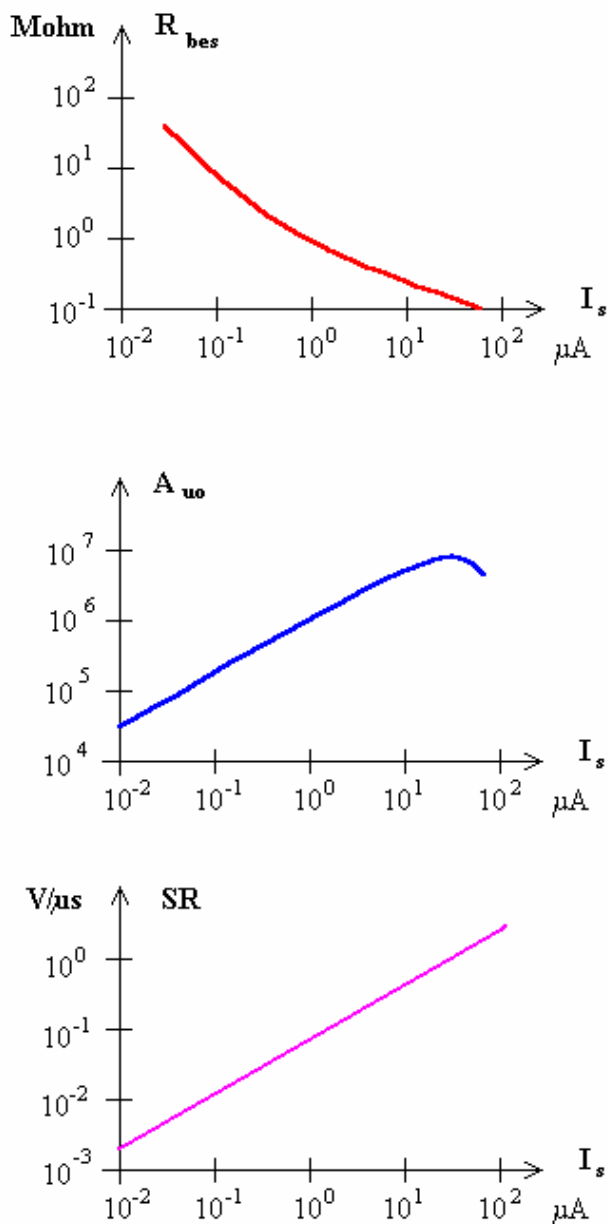
3.13. ábra. A $\mu\text{A 776}$ -os műveleti erősítő

A $\mu\text{A 776}$ bemeneti fokozata a már jól ismert komplementer kaszkód differenciálerősítő kapcsolás, melyet a Q1-Q3-Q2-Q4-Q5-Q6 és Q14-es tranzisztorok alkotnak. Az áramtükör kialakítása itt nem annyira precíz, mint az előző két kapcsolás esetében.

A jel a fázisösszegző kimenetéről a Q7-es közös kollektoros impedancia illesztő tranzisztorra kerül, majd a Q8-as szinteltoló dióda segítségével a Q9-es főerősítőre jut. Q9 aktív terhelésre (Q12) dolgozó közös emitteres kapcsolás nagy feszültségerősítéssel. A Miller-elvet kihasználva itt történik a frekvenciakompenzálás is.

A megfelelő szintre erősített jel a Q9 kollektoráról a komplementer emitterkövető végfokozatra kerül. Az AB-osztályú munkapont beállítása a Q21-Q22 és R3 alkatrészek feladata, melyek hőkompenzált feszültség-generátort képeznek.

A végfokozat mind aktív (Q23-R4, illetve Q24-R8), mind passzív (R5-R6-R7) rövidzár védelemmel rendelkezik. Természetesen a passzív rövidzár védelem jelentősen megnöveli a kapcsolás kimeneti ellenállását.



3.14. ábra. A μA 776 műveleti erősítő szimmetrikus bemeneti ellenállásának (a), nyílthurkú feszültségerősítésének (b) és slew rate-jének (c) változása az I_s áram függvényében

A 8-as láb és a föld közé kapcsolt ellenálláson a pozitív tápfeszültségnél egy bázis-emitter diódányival (Q17) kevesebb feszültség fog esni. Q17 árama Q13 áramtükör páron keresztül jut az impedancia illesztő és szinteltoló Q7-Q8 tranzisztorokhoz, és Q12 szintén áramtükör páron át a főerősítőhöz (Q9). Q16 is ebbe az áramtükör-lánca kapcsolódik és árama Q18-Q19-Q15 tranzisztorokon át határozza meg a bemeneti fokozat Q14-es áramgenerátorának munkapontját.

A 8-as lábon beállított I_s áram a 3.14/a, b és c ábrákon látható módon befolyásolja a kapcsolás szimmetrikus bemeneti ellenállását, nyílt-hurkú feszültségerősítését és slew rate-jét.

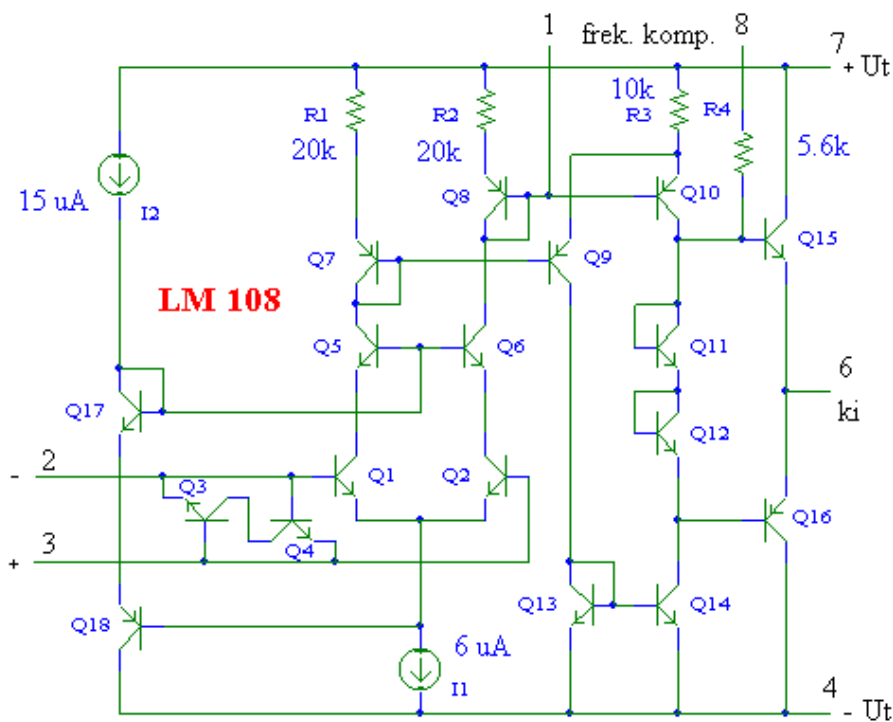
A kisebb munkaponti áramok mellett a bipoláris tranzisztorok bázis-emitter diódáinak differenciális ellenállása nő ($r_e = U_T / I_E$), ezért a tranzisztorok h_{11} paraméterei ($h_{11} = r_{BB} + [\beta + 1] \cdot r_e$) is nagyobb értéket vesznek fel. Ez maga után vonja a bemeneti differenciálerősítő szimmetrikus bemeneti ellenállásának növekedését is. Ez látható a 3.14/a ábrán.

A nagyobb munkaponti áramok a bipoláris tranzisztorok meredekségét növeli ($g_m = \alpha \cdot I_E / U_T$), ez pedig egyre nagyobb feszültség-erősítést eredményez, mert mind a közös emitteres (hidegített), mind a közös bázisú kapcsolások feszültségerősítése egyenesen arányos a g_m -mel. Ez a folyamat egy meghatározott munkaponti áram mellett maximumot ér el, ahogy azt a 3.14/b ábrán láthatjuk.

A munkaponti áram értéke erősen befolyásolja a kapcsolás kimeneti feszültségének jelváltozási sebességét is. Ezt mutatja a 3.14/c ábra. A szinte teljesen lineáris kapcsolatot az magyarázza, hogy a munkaponti áram növekedésével együtt nő a kompenzáló kapacitás töltésére szolgáló áram értéke is, mely a slew rate-t döntően meghatározza. ($SR \approx I_o / C_{komp}$)

3.7. LM 108 (National Semiconductors)

A műveleti erősítők bemeneti ellenállását úgy is növelni lehet, hogy a bemeneti fokozatot un. keskenybázisú tranzisztorokkal indítjuk, melyek áramerősítési tényezője a több ezret is elérheti. Az ilyen tranzisztorokat szuper- β -ú tranzisztoroknak is hívjuk. Egy erre az ötletre épített műveleti erősítőt, az LM 108-at láthatjuk a 3.15. ábrán.



3.15. ábra. Szuper- β -ú tranzisztorokat (Q1, Q2 és Q17) alkalmazó LM 108 műveleti erősítő

Ahogy a mérnöki gyakorlatban megszokhattuk, az előnyös tulajdonságok sajnos gyakran más paraméterek romlásához vezetnek, vagy nem várt problémákat vetnek fel. Ez a helyzet ezzel a műveleti erősítővel is. A Q1 és Q2 szuper β -ú tranzisztorokból kialakított bemeneti differenciálerősítő kis munkaponti áramok (kb. 3-3 μA áganként) mellett minden korábbinál kedvezőbb bemeneti ellenállással rendelkezik, mely névlegesen 70 M Ω .

Q1 és Q2 nagyon keskeny bázisvastagsága elég komoly feladat elé állította a technológusokat is, de a fő gondot mégsem ez jelentette. A keskeny bázis miatt ezek a tranzisztorok nagyon érzékenyek a kollektor-bázis dióda záróirányú előfeszítésének értékére. Egy, esetleg néhány V elegendő lehet a tranzisztor tönkremeneteléhez. Ezért kellett a kapcsolási rajzon látható összetett megoldást alkalmazni.

Q1 a Q5-tel, míg Q2 a Q6-os tranzisztorral kaszkód kapcsolást ad, négyen együtt pedig kaszkód differenciálerősítőt alkotnak. A Q1-Q2 közös emittora és a Q5-Q6 közös bázisa közé kapcsolt Q17 (szuper- β -ú) és Q18 pnp tranzisztorok – a CA 3095E kapcsoláshoz hasonlóan – feszültségátviteli szerepet töltenek be. Ennek köszönhető, hogy Q1 és Q2 kollektorai csak pár 10 mV-ra távolodhatnak el Q1, illetve Q2 bázisfeszültségétől, ezért ezeknek a diódáknak a letörésétől nem kell tartani. A normál aktív működéshez szükséges pozitívabb kollektor feszültséget a Q17 és Q18 tranzisztorokon átfolyó nagyobb áram (kb. 15 μ A), és ezáltal a rajtuk eső nagyobb feszültségesés biztosítja.

A szimmetrikus bemeneti jelekkel szemben ez a megoldás nem nyújt védelmet, ezért ezt a feladatot a Q3 és Q4-es tranzisztorok látják el. (Az már újabb problémát jelent, hogy ezek a tranzisztorok is védelemre szorulnak egy-egy soros ellenállással, ha a rajtuk átfolyó áram meghaladná a 10 mA-t.)

A kis áramok miatt a bemeneti fokozattól nem várhatunk nagy erősítést. A jel a Q5-ös és Q6-os tranzisztorok kollektoráról szimmetrikusan megy tovább. Q7 a Q9-cel, míg Q8 a Q10-es tranzisztorral alkot áramtükrös párt, ezért ezeken keresztül a jel a Q9-Q10 második differenciálerősítőre jut. Ennek közös emitter áramát az R3 ellenállás szolgáltatja, miközben ennek a differenciálerősítőnek aktív áramtükrös terhelése van Q13 és Q14 tranzisztorokkal. A teljes második fokozat ezért fázisösszegző kapcsolásként viselkedik. Itt van lehetőségünk a kapcsolás frekvenciamevetésének beállítására is a Q10 bázis-kollektor körébe kívülről elhelyezett kompenzáló kapacitással.

A kapcsolás végfokozata a már ismert komplementer emitterkövető Q15 és Q16 tranzisztorokkal, melyek a Q11 és Q12 diódának kötött tranzisztorok által meghatározott AB-osztályú munkapontban üzemelnek. A 3.15. ábrán ugyan nem látható, de a kapcsolás aktív rövidzár védelemmel rendelkezik, mely kb. 5 mA-re korlátozza a maximális kimeneti áramát az erősítőnek.

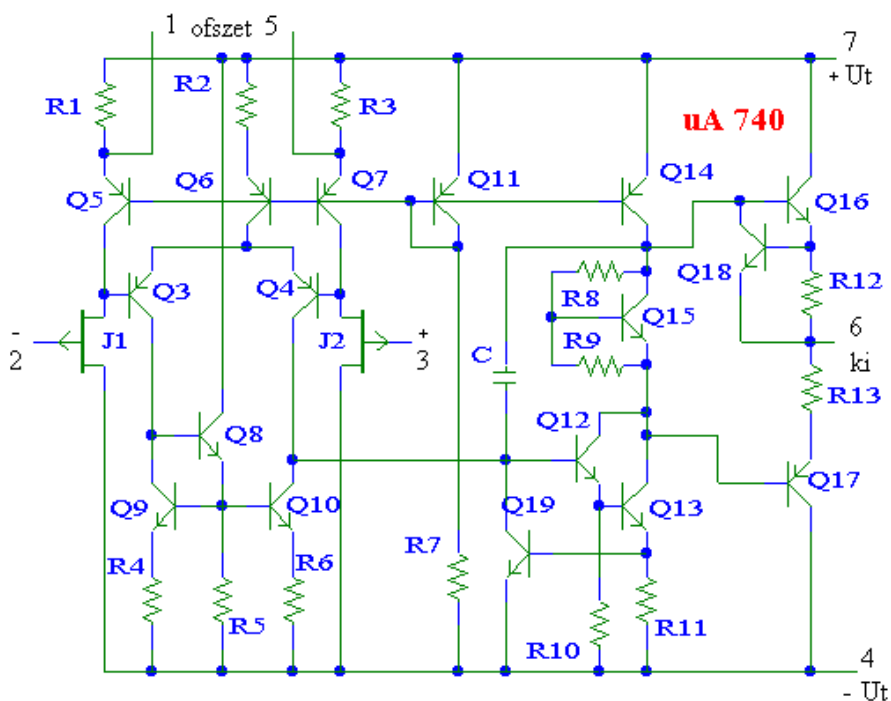
Ugyanilyen felépítésű az LM 108 két "testvére", az LM 208 és az LM 308 is. A különbség abban mutatkozik, hogy az LM 108 a rá előírt katalógusadatoknak a teljes -55°C -tól $+125^{\circ}\text{C}$ -ig terjedő hőmérséklet-tartományban megfelel és ezért katonai alkalmazásokra ajánlott. Az LM 208 ezeket a paramétereket csak -25°C -tól $+85^{\circ}\text{C}$ -ig teljesíti, és ezért ipari berendezésekben célszerű használni őket. Míg az LM 308 a rá jellemző eleve gyengébb paramétereket is csak a 0 – 70°C -os tartományban mutatja, ezért csak kommersz célokra ajánlott.

Az LM 108 műveleti erősítő legfontosabb katalógusadatait az alábbi táblázat foglalja össze:

R_{bes}	R_{ki}	A_{uo}	U_{bo}	SR	f_{kv}
70 M Ω	500 Ω	110 dB	0,8 mV	0,2 V/ μ s	2 kHz

3.8. μ A 740 (Fairchild)

A μ A 740 volt az első nagy szériában gyártott műveleti erősítő, melynek bemenetét p-csatornás j-FET-ek segítségével alakították ki. Megjelenésekor nagy misztikum övezte, hiszen egyes paramétereit korábban elképzelhetetlenül jó értékeket mutattak. Kapcsolási rajzát a 3.17. ábrán láthatjuk.



3.16. ábra. A μ A 740-es műveleti erősítő belső felépítése

A μA 740 felépítése nagyon hasonlít a μA 741-es erősítő kapcsolásra. A főerősítő, a frekvenciakompenzálás és a végerősítő kapcsolási megoldása teljesen a μA 741-ből lett átvéve. A különbség a bemeneti kör kialakításában azonban jelentős.

A vezérlőjelet a J1 és J2 záróréteges térvezérlésű tranzisztorok (j-FET-ek) fogadják, melyek közel egységnyi erősítésű közös drain-ű beállításban üzemelnek. A bemeneteken található lezárt p-n átmenetek 10 pA nagyságrendű szivárgási árama miatt a kapcsolat szimmetrikus bemeneti ellenállása 10^{12} ohm, ami 1 millió $\text{M}\Omega$! Ekkora értéket bipoláris tranzisztorokkal még álmodni sem lehetett. A j-FET-ek aktív source-ellenállása a Q5 és Q7 áramgenerátorok.

A FET-ek source-éről a jel egy differenciálerősítőre kerül (Q3 és Q4), melyek közös áramgenerátora Q6, aktív terhelése pedig a Q8-Q9-Q10 tranzisztorokból kialakított precíziós áramtükör. Így ez a fokozat tulajdonképpen egy fázisösszegző kapcsolat, melynek kimenete vezérli a már ismert főerősítő fokozatot.

Ennek a fázisösszegző fokozatnak a munkaponti árama már semmilyen hatással nincs a bemeneti ellenállásra, ezért annak nagy értéken való tartása miatt nem kell alacsony munkaponti áramokkal dolgoznia. A megnövelt áramok jelentősen felgyorsították az áramkör működését és megnövelték a fokozat feszültségerősítését is.

Kb. 90-100 μA áram folyik a differenciálerősítő egyik-egyik ágán, azaz tízszer akkora, mint a μA 741 esetében. Mivel a kompenzáló kapacitás nem változott, a kapcsolat slew rate-je éppen egy nagyságrenddel nőtt, 6 V/ μs lett. ($\text{SR} = I_o/C_{\text{komp}} \approx 180 \mu\text{A}/30 \text{ pF} = 6 \text{ V}/\mu\text{s}$). A teljes műveleti erősítő nyílthurkú feszültségerősítése pedig 10 dB-lel lett magasabb.

Sajnos a j-FET-ek alkalmazása hátrányos tulajdonságokkal is együtt járt. Az előnyös nagy bemeneti ellenállás és nagyon kicsi bemeneti áram mellett – a bemeneti fokozat (elsősorban a j-FET-ek) aszimmetriája miatt – romlott a közösjel-elynyomási tényező, egy nagyságrenddel nagyobb lett az ofszet, és – szintén a j-FET-ek nagyobb hőmérsékletfüggése miatt – 5-10-szeresére nőtt a drift is.

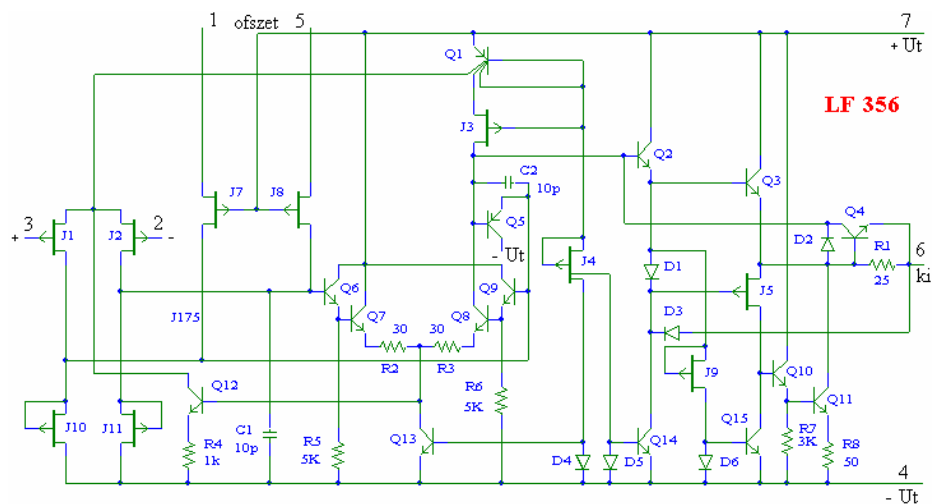
Az ofszet hiba kiegyenlítése a bemeneti j-FET-ek áramgenerátorainak source körében található R1 és R3 ellenállások párhuzamos söntölésével végezhető el. Ezért a potenciométer középleágazását itt a pozitív tápfeszültségre kell kötni.

A $\mu\text{A} 740$ műveleti erősítő legfontosabb katalógusadatait az alábbi táblázat foglalja össze:

R_{bes}	R_{ki}	A_{uo}	U_{bo}	SR	f_{kv}
$10^{12} \Omega$	75Ω	120 dB	10 mV	$6 \text{ V}/\mu\text{s}$	60 kHz

3.9. LF 356 (National Semiconductor)

Az LF 356 szintén j-FET bemenetű műveleti erősítő. Nagy slew rate-je miatt a '80-as évek kedvelt áramköre volt. Felépítését a 3.17. kapcsolási rajz mutatja.



3.17. ábra. Az LF 356 műveleti erősítő belső kapcsolási rajza

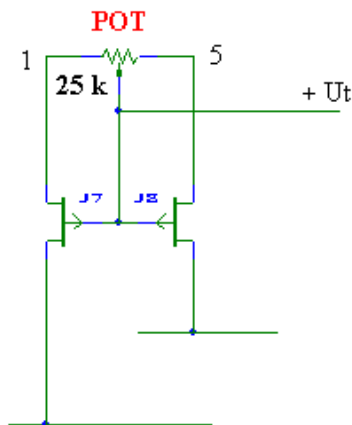
A bemeneti differenciálerősítőt J1 és J2 p-csatornás j-FET-ek alkotják. Közös áramgenerátoruk Q1 multikollektoros tranzisztor, terhelésük J10 és J11 szintén p-csatornás j-FET-ek, melyek áramgenerátorként vannak kapcsolva ($U_{\text{GS}} = 0 \text{ V}$). A FET-ek alkalmazásával a szimmetrikus bemeneti ellenállás itt is 10^{12} ohm. A munkaponti áramokat a bemeneti ellenállástól függetlenül állíthatják nagyobbra (áganként 60-60 μA -re), mely a kapcsolást jól érzékelhetően felgyorsította.

A jel szimmetrikusan halad tovább a Q6 és a Q9 közös kollektoros impedancia illesztő tranzisztorokra, majd a Q7 és Q8 tranzisztorokból álló második differenciálerősítőre. Ennek közös áramgenerátora a Q13-as tranzisztor. (Q12 szerepe a közösjel-elnyomási tényező növelése.) Fázisösszegzést itt sem találunk. A jel Q8 kollektoráról aszimmetrikusan halad tovább a végfokozat felé.

Q2-es közös kollektoros kapcsolásban működő tranzisztor vezérli a Q3-as speciális kvázikomplementer végfokozat felső tagját. A gyengébb minőségű pnp tranzisztorok kiváltása érdekében p-csatornás j-FET-et (J5-öt) használtak, mely vezérlés szempontjából pnp-jellegűvé teszi a J5-Q10-Q11 láncot. D1 az AB-osztályú munkapont beállítása miatt szükséges. J9 áramgenerátor D6-Q15 áramtükör segítségével a J5 FET áramát szolgáltatja. A teljes kapcsolás munkapontjának beállításában még a J4 FET, továbbá a D4-Q13 és a D5-Q14 áramtükörök segítenek.

A kimenettel sorba kapcsolt 25 ohmos ellenállás a Q4-es tranzisztorral együtt a rövidzár védelemről gondoskodik. Lezárják Q2-t, ha a kimeneti áram által az R1-en ejtett feszültség nagyobb lenne Q4 bázis-emitter diódájának nyitófeszültségénél. Ez $I_{ki} \approx 25\text{-}30\text{ mA}$ -es értékénél következik be.

A kapcsolás ofszet hibájának kiküszöbölésére a J7 és J8 FET-ek szolgálnak. Gate-jük a pozitív tápfeszültségre kapcsolódik, míg source-uk a tokozás 1-es és 5-ös kivezetésén hozzáférhető. (3.18. ábra) A gate-source feszültségek egy 25 k Ω -os potencióméterrel állíthatók be. (A potencióméter középleágazása a pozitív tápfeszültségre kell, hogy kapcsolódjon.)



3.18. ábra. Az LF 356 ofszet hibájának kiegyenlítése

Az LF 356 műveleti erősítő legfontosabb katalógusadatait az alábbi táblázat foglalja össze:

R_{bes}	R_{ki}	A_{uo}	U_{bo}	SR	f_{kv}
$10^{12} \Omega$	$x \Omega$	106 dB	3 mV	12 V/ μ s	200 kHz

Az LF 356 műveleti erősítő valójában egy teljes áramkörcsalád egyik tipikus képviselője. Valamennyiükre jellemző az alacsony zaj, a kis drift- és ofsztetfeszültség.

	kis tápáram	nagy "slew rate"	nagy sávszélesség
katonai	LF 155	LF 156	LF 157
ipari	LF 255	LF 256	LF 257
kereskedelmi	LF 355	LF 356	LF 357

Az első sorban felsorolt típusok (LF 15x) katonai célú felhasználásra is alkalmasak, mert az előírt paramétereket széles hőmérséklettartományban (-55°C-tól +125°C-ig) képesek teljesíteni. Természetesen ezek a legdrágábbak. Az ipari kivitel (LF 25x) ugyanezeket az előírásokat már csak a -25°C – +85°C-os tartományban garantálja. A kereskedelmi forgalomra szánt egyedek (LF 35x) 0 – 70°C között teljesítik az előírásokat. Ezek lényegesen olcsóbban az előző két csoport tagjainál.

Ez persze nem jelenti azt, hogy e harmadik csoportbeli áramkörök nem lennének használhatók a szélesebb hőmérséklettartományban is, de ilyenkor mindig tekintetbe kell venni a paraméterek romlásából eredő változásokat, és mérlegelni kell hatásukat a kapcsolás működésére. A paraméterek alulméretezése hibás működéshez vezet, míg a paraméterek felesleges szigorítása jelentős költségekkel jár. A tervező feladata helyesen dönteni a lehetséges kompromisszumok között.

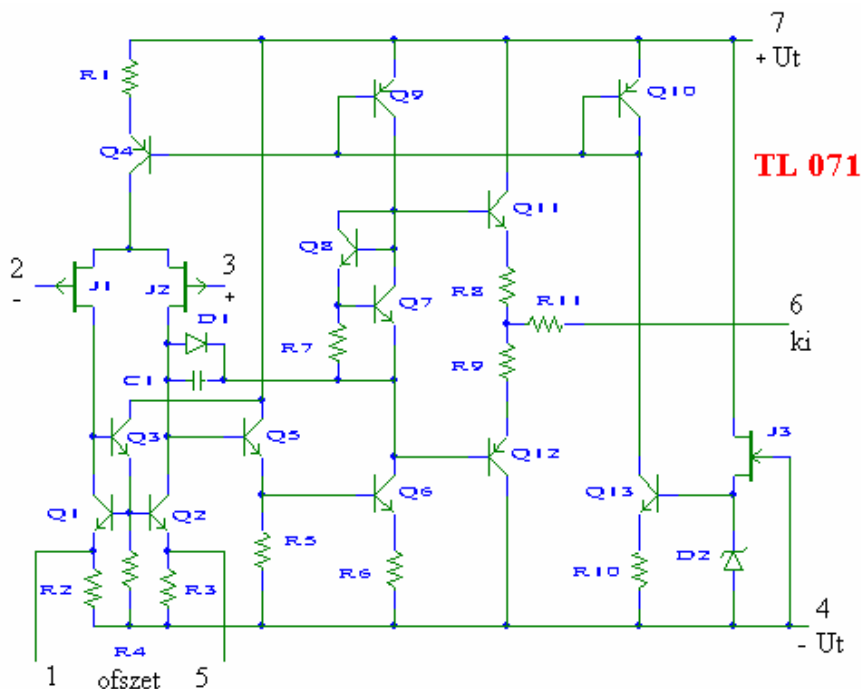
A gyártó természetesen igyekszik, hogy valamennyi általa készített eszköz az első csoportba kerüljön. Mondhatni úgy is, hogy csak ilyet gyárt. Tesztelés után azonban lesznek olyanok, melyek nem felelnek meg ugyan az első csoport szigorúbb előírásainak, de teljesítik a második csoport kö-

vetelményeit. Ezek lesznek a 2. csoport tagjai. Amelyek itt is alulmaradnak, de még paramétereik elérik a kereskedelmi forgalomra előírt követelményeket, azok kerülnek a 3. csoportba. A többi selejt lesz.

Ha nincs kifejezetten igényünk a nagy sávzélességre és a nagy slew rate-re, de kisebb fogyasztású eszközt szeretnénk, akkor az LF x55 oszlop tagjai közül célszerű választanunk. Ezek tápáram felvétele 5 mA helyett csak 2 mA, de ezért cserébe egy lassúbb működésű áramkört kapunk. Ennek a kapcsolásnak a slew rate-je tipikusan $5 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Lehet olyan igényünk is, hogy a minden körülmények közötti stabilitást áldozzuk fel a gyorsabb működés érdekében úgy, hogy elhagyjuk a kapcsolásból a kompenzáló kapacitást. (Valójában C_1 -et 10 pF-ról 5 pF-ra, míg C_2 -t 10 pF-ról 2 pF-ra csökkentjük.) Ekkor jutunk az LF x57-es sorozathoz, melynek slew rate-je tipikusan $50 \text{ V}/\mu\text{s}$, sávzélessége pedig 20 MHz.

3.10. TL 071 (Texas Instruments)



3.19. ábra. A TL 071 műveleti erősítő belső felépítése

A Texas Instruments a jól bevált kapcsolási elvekre építve készítette el saját, j-FET bemenetű műveleti erősítőit. Ennek egyik tipikus képviselője a TL 071, melynek kapcsolási rajzát a 3.19. ábra mutatja.

A kapcsolat bemeneti fokozata egy p-csatornás j-FET-ekkel (J1 és J2) felépített differenciálerősítővel indul, mely biztosítja a 10^{12} ohm nagyságrendű szimmetrikus bemeneti ellenállást, továbbá elvégzi a szinteltolás feladatát is. A differenciálerősítő áramgenerátora a Q4 pnp tranzisztorból és az R1 ellenállásból álló kapcsolat. A differenciálerősítő terhelése a Q1-Q2-Q3 npn tranzisztorokból felépített precíziós áramtükör. Az áramgenerátor, a differenciálerősítő és az áramtükör együtt fázisösszegző kapcsolást alkot, melynek kimeneti jele már aszimmetrikusan vezérli a Q5-ös tranzisztort.

Az áramkör ofszet nullázása a már ismert módon az 1-es és 5-ös kivezetések közé kapcsolt, középleágazását tekintve a negatív tápfeszültségre kötött potenciométerrel elvégezhető.

A fázisösszegző jelét a Q5-ös, közös kollektoros, impedancialeválasztó tranzisztor fogadja, majd annak emitteréről a Q6-os, közös emitteres főerősítőre kerül a jel. A nagy feszültségerősítést a Q9 áramgenerátor, mint a közös emitteres kapcsolat aktív terhelése biztosítja.

A feszültséget tekintve már a kimeneti szintre erősített jelet a komplementer emitterkövető végfokozat (Q11 és Q12) juttatja a kimenetre. Ennek AB-osztályba történő beállítása a Q7-Q8-as tranzisztorokkal, valamint az R7-es ellenállással történik. A kapcsolat rövidzár védelmét – R8, R9 (64-64 ohmos) és R11 (128 ohmos) ellenállásokkal – passzív úton oldották meg. Ez nyilván jócskán megnövelte a kimeneti ellenállást, ezért ennek értékéről a katalógus szemérmesen hallgat.

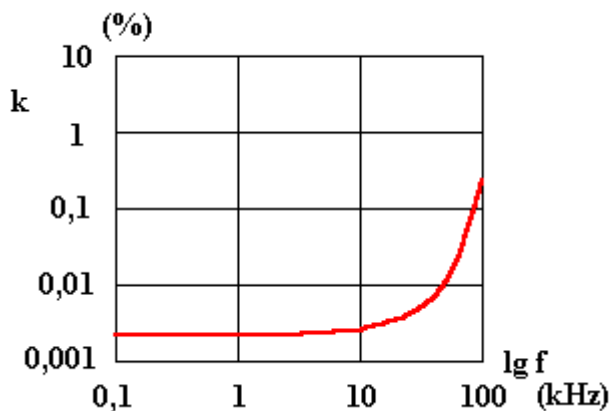
A kapcsolat munkapontjának beállítására egy nagyon precíz referencia-feszültségforrást alakítottak ki. A J3-as n-csatornás j-FET gate-source feszültségét egy Zéner-dióda állítja be, ezáltal a FET-en átfolyó áram nagyon stabil lesz. Ugyanakkor ez a stabil áram a Zéner-diódán jól meghatározott feszültséget hoz létre, mely egyben a FET gate-source feszültsége is.

Ez a kapcsolási részlet határozza meg a további munkapont beállító tranzisztoroknak, azaz Q13-nak, Q10-nek, Q9-nek és Q4-nek is az áramát. A bemeneti differenciálerősítőt kiszolgáló Q4 áramgenerátor árama kisebb, mert Q4 bázis-emitter feszültsége az R1 ellenállás miatt kisebb, ezért ez a tranzisztor kevésbé nyitott Q9 és Q10 áramtükör párjainál.

A kapcsolat frekvenciamenetét és így stabilitását is – a főerősítő feszültségerősítését kihasználva – a C_1 Miller-kapacitással állították be.

A D1 dióda feladata, hogy megakadályozza a főerősítő telítésbe kerülését, annak esetleges túlvezérlésekor.

A TL 071 nagyon sok előnyös tulajdonsággal rendelkezik. Bemeneti impedanciája, sávszélessége, slew rate-je tiszteletreméltó. Ami mégis kiemeli a többi műveleti erősítő közül, az a kapcsolás kis zaja és nagyon alacsony harmonikus torzítása. (lásd 3.20. ábra) Ezen tulajdonságai miatt ez a műveleti erősítő nagyon népszerű a hangfrekvenciás áramkörök nagy gonddal építő és megszállott hangzáshűsége törekvők között.



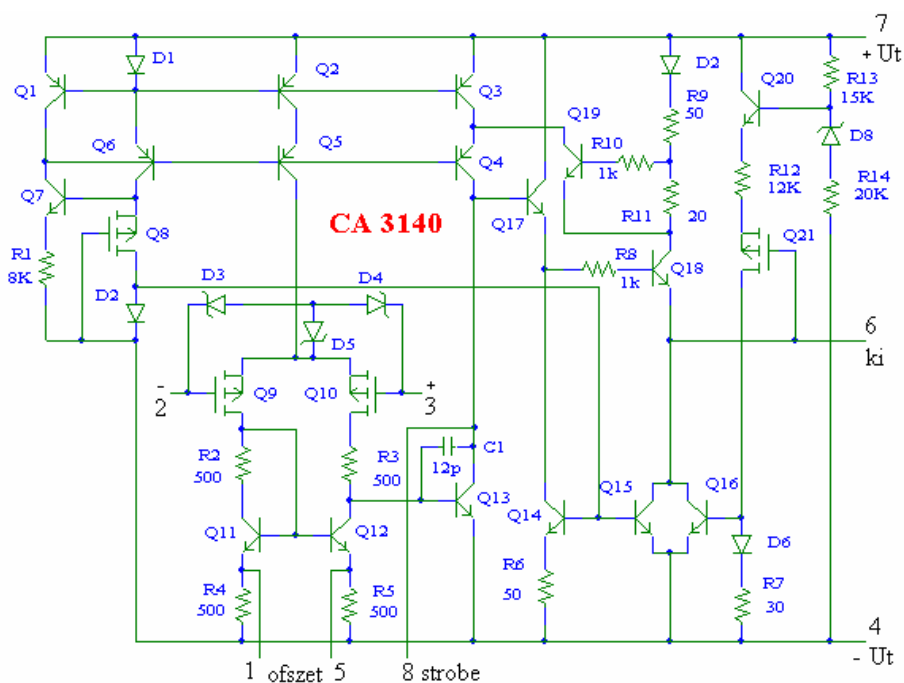
3.20. ábra. A TL 071 harmonikus torzítása a frekvencia függvényében

A TL 071 műveleti erősítő legfontosabb katalógusadatait az alábbi táblázat foglalja össze:

R_{bes}	R_{ki}	A_{uo}	U_{bo}	SR	f_{kv}
$10^{12} \Omega$	nincs adat	106 dB	3 mV	13 V/ μ s	100 kHz

3.11. CA 3140 (RCA)

A nagy bemeneti ellenállás elérése és a gyengébb minőségű pnp tranzisztorok kiváltása nem csak p-csatornás j-FET-ekkel lehetséges. Ehhez persze meg kellett oldani a p-csatornás MOS-FET-ek integrálhatóságát a bipoláris planár technológiával együtt. Ez elsőként az RCA-nak sikerült. Több típus közül itt kettőt mutatunk be. Elsőként a CA 3140-nel ismerkedünk meg, melynek kapcsolási rajza a 3.21. ábrán látható.



3.21. ábra. A CA 3140 MOS-FET bemenetű műveleti erősítő kapcsolási rajza

A kapcsolás két darab, differenciálerősítőnek kapcsolt p-csatornás MOS-FET-tel kezdődik, melyek Q9 és Q10 tranzisztorok. Ezekben az eszközökben a gate és a drain-source csatorna közé nagyon vékony szilícium-dioxid van integrálva, mely szinte szakadást biztosít az $1,5 \text{ T}\Omega$ ($1,5 \cdot 10^{12}$ ohm) ellenállásával.

A sztatikus töltések okozta átütésektől és ezáltal az eszköz azonnali tönkremenetelétől a D3, D4 és D5 Zéner-diódák védik meg a gate-ket. A differenciálerősítő áramát a Q2-Q5 kaszkód áramgenerátor szolgáltatja, melynek differenciális ellenállása minden eddig bemutatott megoldásnál nagyobb. Ezzel nagyon jó közösjel-elynyomási tényezőt sikerült elérni. A differenciálerősítő terhelését a Q11-es és Q12-es tranzisztorokkal kialakított áramtükör adja. (Ezek emitterkörében van lehetőség – a szokott módon – az ofszet kinullázására.)

A bemeneti fokozat tehát itt is egy fázisösszegző kapcsolás, mely a nagy munkaponti áramok (áganként kb. 100-100 μA) ellenére mindössze 10-szeres erősítéssel rendelkezik. Ennek oka a MOS-FET-ek kicsi mereksége.

A fázisösszegző bemeneti fokozatról a jel a főerősítőre kerül, mely szintén egy közös emitteres kapcsolás Q13-as npn tranzisztorral. Az aktív terhelés gyanánt szolgáló Q3 és Q4-es kaszkód áramgenerátor hatalmas differenciális ellenállása miatt azonban ez a fokozat önmagában közel tízezerszeres (!) erősítést produkál. Igaz, ehhez szükség volt egy, a főerősítő a végfokozat felé illesztő közös kollektoros kapcsolás beiktatására is, Q17-es tranzisztorral. A frekvenciakompenzációt a főerősítő látja el a Miller-elv kihasználásával a C1 = 12 pF-os kapacitás segítségével.

A kapcsolás végfokozata, melynek feszültségerősítése egységnyi, teljesen mellőzi a pnp tranzisztorokat. A Q18-as tranzisztor nyitáskor a kimenet pozitív irányba mozdul el. A Q18-on folyó áram lesz ekkor a műveleti erősítő kimeneti árama. A befelé mutató áram elnyelésére azonban Q18 nem alkalmas. A kimenetről az áramkörbe befolyó áramot 2 mA-ig a Q15-ös tranzisztor vezeti el. A Q15-ös tranzisztor tulajdonképpen egy 2 mA-es áramgenerátorként funkcionál. Nagyobb áramok esetén Q16 is besegít, melyet a D6 diódán (áramtükör Q16-tal) keresztül a Q21-es p-csatornás MOS-FET vezérel. Q21 akkor nyit, ha gate feszültsége – mely egyben a kimeneti feszültsége is a kapcsolásnak – 0 V alá csökken, vagyis ha a kimenet negatív lesz.

A kimeneti fokozat rövidzár védelmét a Q19-es tranzisztor látja el.

A kapcsolás munkaponti áramainak beállítását a 3.21. ábra bal felső sarkában látható komplexum végzi. Ez szabályozza mind a Q2-Q5, mind pedig a Q3-Q4 áramgenerátorok áramát. Ennek köszönhető, hogy a kapcsolás nyílthurkú feszültségerősítése a $\pm 2\text{ V} - \pm 22\text{ V}$ tartományban gyakorlatilag független a tápfeszültségtől.

A kimeneti jel a "STROBE" kivezetésen keresztül letiltható.

A CA 3140 műveleti erősítő legfontosabb katalógusadatait az alábbi táblázat foglalja össze:

R_{bes}	R_{ki}	A_{uo}	U_{bo}	SR	f_{kv}
1,5 TΩ	60 Ω	100 dB	0,8 - 5 mV	7 V/μs	100 kHz

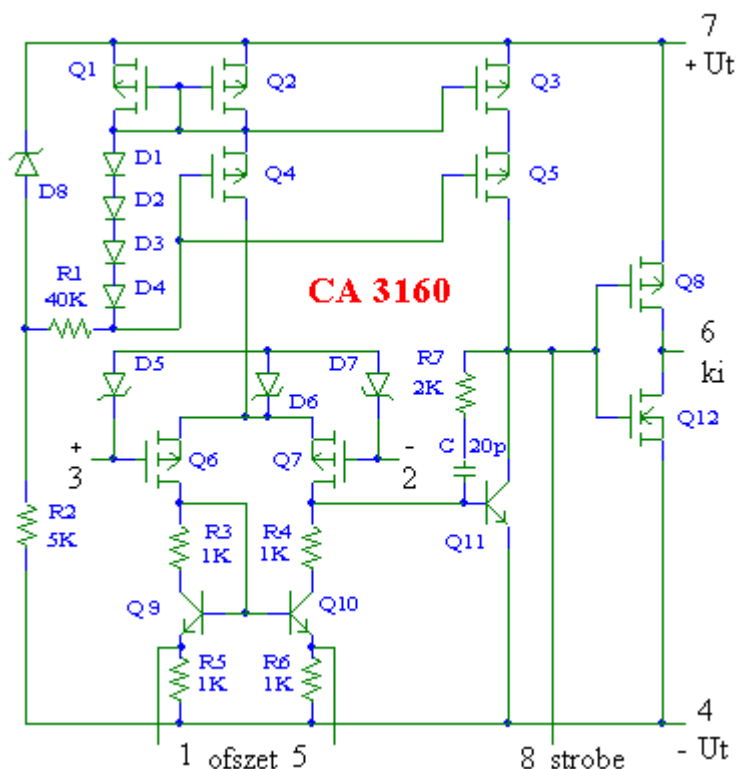
3.12. CA 3160 (RCA)

A CA 3160 műveleti erősítő egyesíti a bipoláris és a MOS technológia előnyeit. Áramkörkészsletéből teljesen hiányzik a pnp bipoláris tranzistor, viszont megtalálható benne a MOS-FET-ek mindkét típusa, az n- és a p-csatornás is. Felépítése sok tekintetben hasonlít a CA 3140-re, de végfokozata egészen új megoldást alkalmaz. Kapcsolási rajzát a 3.22. ábra mutatja.

Bemenete p-csatornás MOS-FET-ekből kialakított differenciál-erősítővel kezdődik (Q6 és Q7), melyek szintén védettek a sztatikus áttüésekkel szemben (D5, D6 és D7 által). Áramgenerátora, mely kb. 200 μA áramot szolgáltat, két darab kaszkód kialakítású p-csatornás MOS-FET-ből áll (Q2 és Q4). A Q9 és Q10 áramtükörpárral együtt a bemeneti differenciálerősítő fázisösszegző fokozat alkot, melynek feszültségerősítése a FET-ek alacsony meredeksége miatt mindössze ötszörös. Ofszet nullázásra itt is van lehetőség.

A Q11-es közös emitteres npn tranzistor viszont önmagában kb. 6000-szeres feszültségerősítésre képes. Aktív terhelése a Q3 és Q5 p-csatornás MOS-FET-ekből álló nagy differenciális ellenállású áramgenerátor. A frekvenciakompenzálás itt R-C taggal történik szintén kihasználva a Miller-elvet.

A kapcsolat legérdekesebb része a kimeneti fokozat. Nem a megszokott komplementer emitterkövető megoldást választották. A kimeneten látható Q8 p-csatornás és Q12 n-csatornás MOS-FET-ek kimenete ugyanis a közös drain, tehát ezek a tranzistorok közös source-ú kapcsolatban dolgoznak és ezért feszültségerősítésük sem egységnyi, hanem kb. 30.



3.22. ábra. A CA 3160 műveleti erősítő belső felépítése

A kimenet másik érdekessége a rövidzár védelmi megoldás. Első ránézésre nem látunk sem passzív, sem aktív védelmet, a rövidzár mégsem teszi tönkre a kapcsolást. A FET-ek drain-source csatornaellenállása ugyanis úgy lett kialakítva, hogy azok néhány száz ohmos ellenállásán csak korlátozott áram kb. 20-30 mA folyhat maximálisan. Az ez által termelt hőt pedig képes a tokozás károsodás nélkül eldisszipálni.

A kapcsolás munkaponti áramainak beállítását a 3.22. ábra bal felső sarkában látható kapcsolási részlet végzi. A D1-D2-D3-D4 diódaláncon kb. 2,4 V esik. A Q1 FET gate-source feszültsége kicsit kevesebb 2 V-nál. Mivel a D8 Zéner-dióda 8,3 V-os, ezért az R1 40 k Ω -os ellenállásra kb. 4 V esik. A rajta átfolyó áram így kb. 100 μ A. Ekkora áram folyik át Q1-en is. Mivel Q2 csatornaszélessége éppen kétszerese a Q1-ének (miközben gate-source feszültségük azonos), ezért Q2-n 200 μ A fog folyni. Ez folyik

át Q4-en is, tehát ekkora lesz a bemeneti differenciálerősítő áramgenerátorának az árama. Hasonló megfontolásból szintén 200 μA lesz a főerősítő (Q11) munkaponti árama is.

A CA 3160 műveleti erősítő legfontosabb katalógusadatait az alábbi táblázat foglalja össze:

R_{bes}	R_{ki}	A_{uo}	U_{bo}	SR	f_{kv}
1,5 T Ω	n x 100 Ω	110 dB	0,8 - 6 mV	10 V/ μs	100 kHz

Két CA 3160 egy tokba építve CA 3260 típuszámmal szerezhető be, míg a CA 3160 külső kompenzált párja a CA 3130 típusjelű műveleti erősítő.

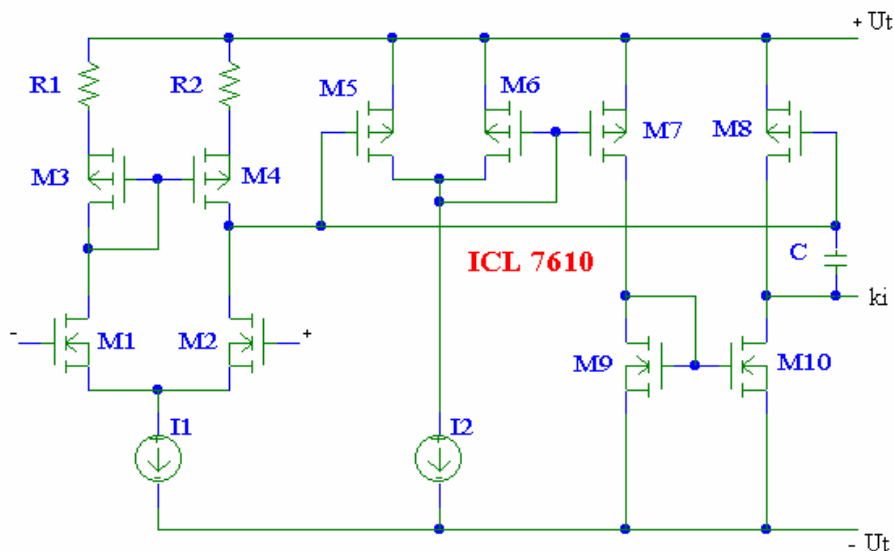
3.13. ICL 7610 (Intersil)

A bipoláris tranzisztorok nagy sűrűségben nehezen integrálhatók, mert szükség van a tranzisztorokat egymástól elválasztó szigetek kialakítására, mely helyigényes. A MOS eszközöket nem kell egymástól elszigetelni, a kapcsolás nagyon kis helyen elfér. Mindez lehetővé teszi az integráltsági fok növelését és egyidejűleg több tíz-száz műveleti erősítő felhasználását bonyolultabb integrált áramkörökben. A C-MOS technológia jól illeszthető a digitális kapcsolástechnikához is, mint például az analóg-digitál (ADC), digitál-analóg (DAC) konverterek, vagy a digitális jelfeldolgozó processzorok (DSP) esetén. A C-MOS kapcsolások ezen felül alacsony fogyasztással széles tápfeszültség tartományban üzemeltethetők.

Most egy olyan műveleti erősítővel ismerkedünk meg, mely teljesen C-MOS technológiára épül. Ilyen az Intersil által gyártott ICL 7610, melynek kapcsolási rajza a 3.23. ábrán látható.

Az ICL 7610 műveleti erősítő bemeneti fokozata egy fázisösszegző kapcsolás, mely M1, M2 n-csatornás MOS-FET differenciálerősítőből, I1 áramgenerátorból és M3, M4 p-csatornás MOS-FET áramtükörből áll.

Aszimmetrikus kimeneti jele az M5 és M8 FET-ek gate-jeit vezérli. I2 áramgenerátor miatt M5 és M6 áramainak összege állandó, vagyis amennyivel nő M5 árama, M6-é annyival kell, hogy csökkenjen. Így M5 és M6 vezérlése ellentétes. Ebből következik, hogy az M6-M7, illetve az M9-M10 áramtükörökön keresztül M8 és M10 vezérlése is ellentétes lesz.



3.23. ábra. Az ICL 7610-es műveleti erősítő

Az M8 p-csatornás és az M10 n-csatornás végtranzisztorok közös source-ú kapcsolásban dolgoznak és közös drain-jük egyben a kapcsolás kimenete. A C kapacitásnak frekvenciakompenzáló szerepe van.

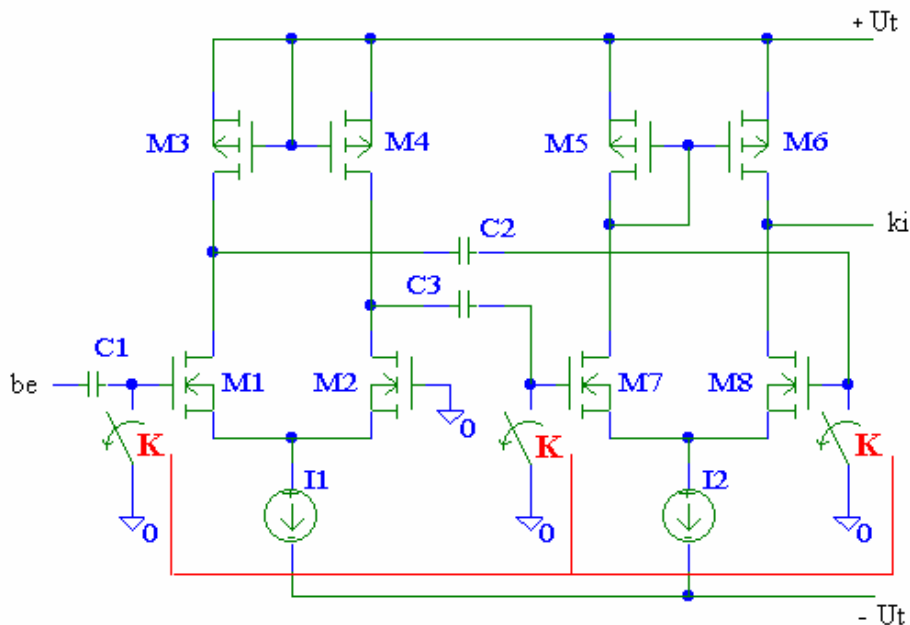
Az ICL 7610 már $\pm 0,5$ V-os tápfeszültség mellett működőképes, ami telepes táplálás esetén nagyon előnyös lehet. Igaz a kapcsolás ekkor nagyon lassú, csak $0,016$ V/ μ s maximális kimeneti jelváltozási sebességre képes.

3.14. Chopper-stabilizált műveleti erősítők (folyamatos ofsztet-kiegyenlítés)

A 3.24. ábrán látható kapcsolás szintén C-MOS technológiájú. Jellegzetessége az automatikus ofsztet-hiba-kiegyenlítés, melyet a kapcsolási rajzon látható három kapcsoló egyidejű, periodikus zárásával érnek el. A zárás pillanatában a kondenzátorok olyan értékre töltődnek fel, melyek biztosítják az ofsztet mentes kimeneti feszültséget. Ezzel a megoldással a kapcsolás hőmérsékleti driftje nagyon alacsony lett, ofsztetje csak $0,01$ μ V-

ot változik fokenként. (Egy átlagos műveleti erősítő hőmérsékleti driftje $1-10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.)

A kapcsolók típusától függően néhány száz Hz - néhány kHz frekvenciával záródnak, mely éles intenzitással jelentkezik a kapcsolás zajspektrumában. Emiatt ez a megoldás hangfrekvenciás erősítőkben nem ajánlott.



3.24. ábra. Műveleti erősítő automatikus ofszerhiba-kiegyenlítéssel

Chopper-stabilizált műveleti erősítő például az ICL 7600, az SN 72088, a HA 2905, a Philbrick 1340, vagy a TL 089 is. Ez utóbbi erősítő különlegessége még a rendkívül nagy, 175 dB-es nyílthurkú feszültségerősítés. Ekkora erősítés ofszetkiegyenlítés nélkül egyébként értelmetlen lenne.

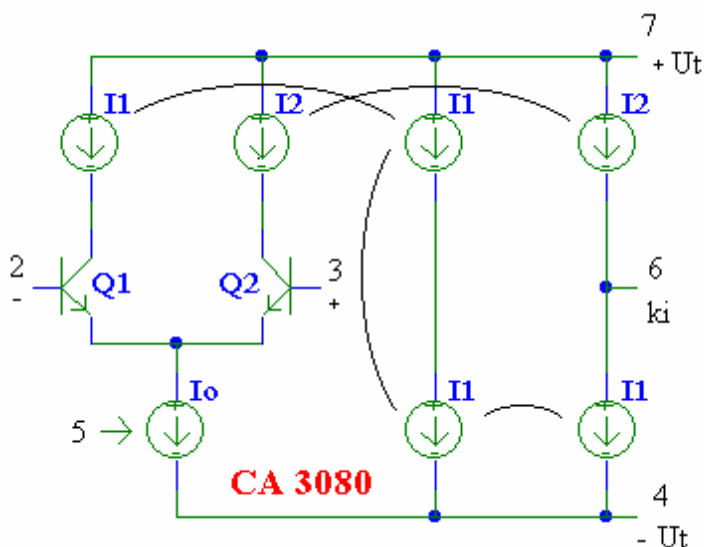
3.15. CA 3080 (RCA)

(műveleti meredekség erősítő, OTA)

A műveleti erősítők egyik különleges csoportját alkotják azok az integrált áramkörök, melyek az eddig megszokott feszültség-bemenet és feszültség-kimenet helyett feszültség-bemenettel, de áram-kimenettel rendelkeznek. Ezeknek az áramköröknek a legjellegzetesebb paramétere tehát nem a feszültségerősítése lesz, hanem a kimeneti áram és a bemeneti feszültség hányadosa, azaz a transzfer admittanciája, ha úgy tetszik meredeksége. Elnevezésük is erre utal: *műveleti meredekség erősítők*. Angol nevük rövidítése alapján gyakran OTA (operational transconductance amplifier) néven említjük őket.

A műveleti meredekség erősítők legismertebb képviselője a CA 3080-as integrált áramkör. Működésének jobb megértése érdekében tekintsük először a 3.25. ábrán látható egyszerűsített helyettesítő képet.

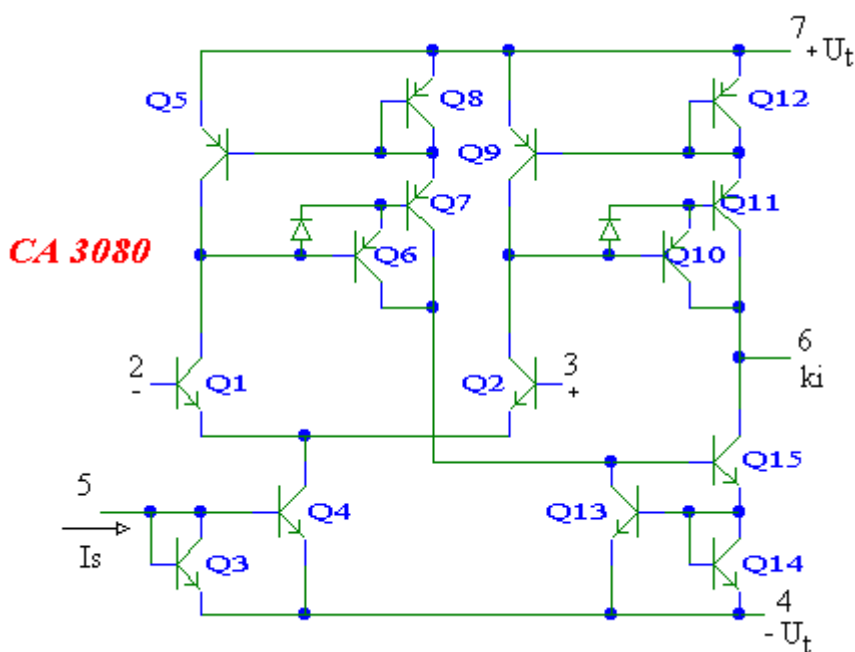
A kapcsolás itt is egy differenciálerősítő fokozattal indul. Ennek közös emitterkörüi áramgenerátorának árama azonban kívülről vezérelhető.



3.25. ábra. A CA 3080 műveleti meredekség erősítő egyszerűsített helyettesítő képe

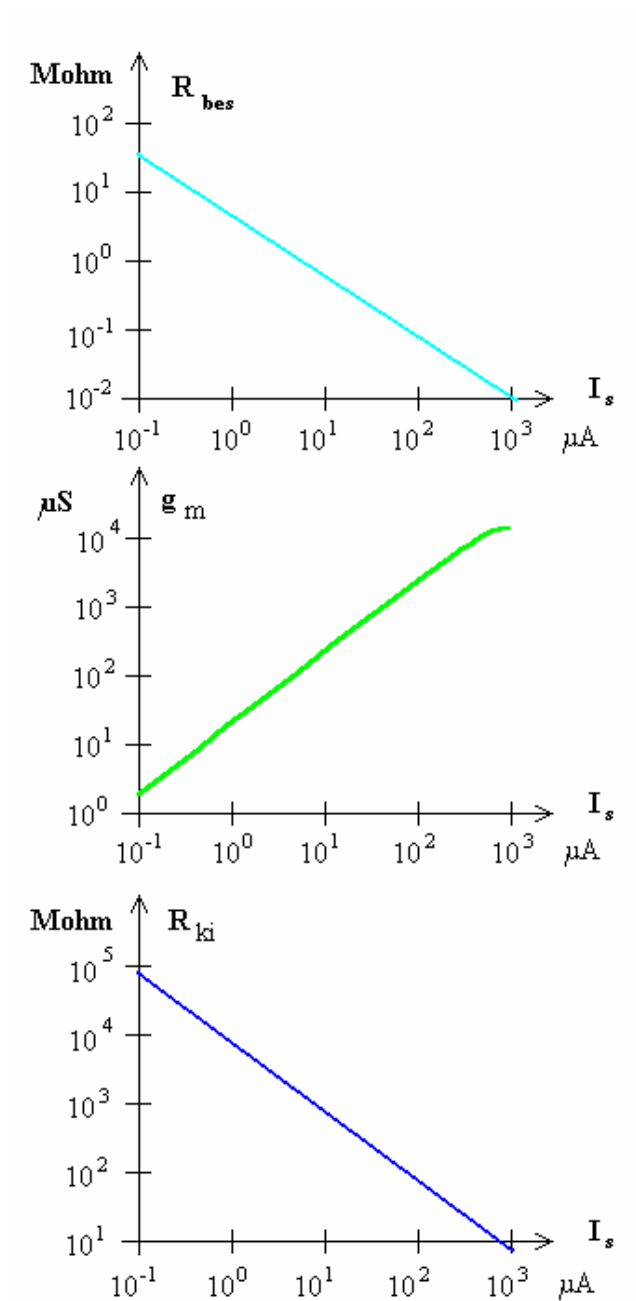
A differenciálerősítő aktív terhelését jelentő áramgenerátorok áramai – többszörös tükrözés után – egy fázisösszegző kapcsolásban végződnek.

A részletesebb kapcsolási rajz a 3.26. ábrán található. A bemeneti differenciálerősítőt a Q1 és Q2 tranzisztorok alkotják. Q4 áramgenerátor Q3 tranzisztorral áramtükröt alkot. Q3 diódának kötött tranzisztor áramát külső elemekkel állíthatjuk be, például ellenállással a föld vagy a pozitív tápfeszültség irányába, tekintetbe véve, hogy Q3-on egy bázis-emitter diódányi feszültség esik, illetve Q3 áramát akár külső kapcsolással vezérelhetjük is.



3.26. ábra. A CA 3080 műveleti meredekségerősítő belső felépítése

A folyamatos szabályozás (hasonlóan a μA 776 műveleti erősítőhöz) kihatással van a kapcsolás szinte összes paraméterére. Ezek közül a legfontosabbak a *bemeneti ellenállás*, mely a munkaponti áramok növekedésével csökken, a *meredekség*, mely a munkaponti áramok növekedésével közel lineárisan nő, a *maximális kimeneti áram*, mely szintén arányosan nő a munkaponti árammal és a *kimeneti ellenállás*, melynek értéke a munkaponti áramok függvényében csökken, viszont több nagyságrendnyi esés után is legalább 10 M Ω (!) nagyságrendű. (3.27. ábra)



3.27. ábra. A CA 3080-as műveleti meredekség erősítő paramétereinek változása a munkaponti áram függvényében

Q3 folyamatos szabályozásával analóg szorzóáramkör alakítható ki a CA 3080-as integrált áramkörrel, mely modulátorokban, demodulátorokban tette elterjedté alkalmazását.

Q3 tranzisztor áramának ki-be kapcsolása lehetővé teszi a CA 3080-as analóg kapcsolóként való alkalmazását, mely széleskörű felhasználhatóságot eredményez az analóg multiplexerek, mintavevő-tartó áramkörök, analóg-digitál és digitál-analóg konverterek területén is.

Q1 tranzisztor aktív terhelése a Q5-Q6-Q7-Q8 tranzisztorokból álló precíziós áramtükör bal oldali ága. A jobb oldali ág árama egy újabb precíziós áramtükört vezérel, melynek tagjai Q13-Q14-Q15. Q2 aktív terhelése a Q1-éhez hasonlóan a Q9-Q10-Q11-Q12 precíziós áramtükör bal oldali ága. A jobb oldali ág árama tehát megegyezik Q2 áramával, miközben az alsó (Q13-Q14-Q15) áramtükör jobb oldali ága Q1 áramával azonos. A kimenet felé ezért az áramkör fázisösszegző kapcsolásként viselkedik.

Mivel a differenciálerősítő S meredeksége

$$S_o = \frac{\alpha \cdot I_0}{4 \cdot U_T},$$

ezért a fázisösszegzés miatt a teljes kapcsolás meredeksége

$$S_o = \frac{\alpha \cdot I_0}{2 \cdot U_T}$$

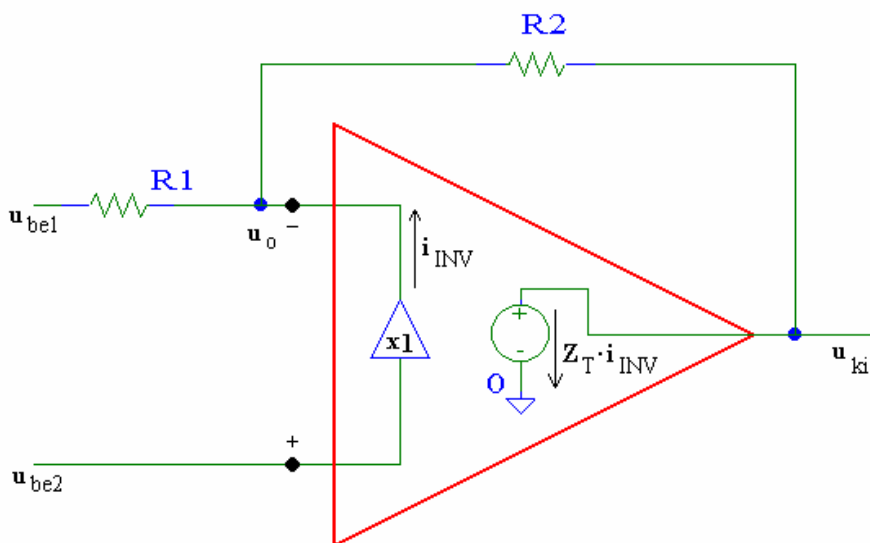
lesz. Adott fogyasztó (R_f) esetén tehát a kapcsolás feszültségerősítése az alábbi képlettel számolható:

$$A_{uo} = \frac{\alpha \cdot I_0}{2 \cdot U_T} \cdot R_f$$

Műveleti meredekség erősítő még a CA 3060 (3 db CA 3080-as), az LM 13600, a VA703, az NE5517 stb.

3.16. Áramvisszacsatolt műveleti erősítők (current feedback, CFB)

Az elmúlt évtized egyik nagy kapcsolástechnikai újdonsága az áramvisszacsatolt műveleti erősítők megjelenése volt. Az áramvisszacsatolt műveleti erősítő elvi modellje a 3.28. ábrán látható.



3.28. ábra. Az áramvisszacsatolt (CFB) műveleti erősítő elvi modellje

Az áramvisszacsatolt műveleti erősítők belső felépítése lényegesen eltér az előzőekben részletesen tárgyalt feszültség-bemenetű és feszültség-kimenetű műveleti erősítőktől. Ennek ellenére az így kialakult kapcsolásokat gyakorlatilag ugyanolyan áramkörü környezetben lehet és kell használni, mint az előző műveleti erősítőket.

Legnagyobb előnye ennek az új kapcsolástechnikának a lényegesen nagyobb sávzélesség, a nagy kimeneti jelváltozási sebesség (slew rate) és a nagyon gyors időbeli viselkedés (beállási idők, felfutás, lefutás stb.). Ilyen áramkörök alkalmazása mellett nem ritka a $10\,000\text{ V}/\mu\text{s}$ -os, azaz $10\text{ V}/\text{ns}$ -os slew rate sem.

Az áramvisszacsatolt műveleti erősítők nem-invertáló bemenete nagy impedanciával fogadja az ide érkező jelet, melyet egységnyi erősítéssel, kis impedancián megjelenít az invertáló bemeneten.

Az invertáló bemeneten megjelenő i_{INV} áram vezérli a kapcsolás feszültségvezérelt kimenetét, azaz a teljes kapcsolás tekinthető áramvezérelt, feszültség-kimenetű erősítőnek. Ennek jellemző paramétere a transzfer impedancia, Z_T . Ideális esetben ez végtelen nagy értéket vesz fel. Gyakorlatilag, főleg alacsonyfrekvencián, tekinthetjük a kapcsolást ilyenek.

Az egyszeres feszültségerősítés miatt u_o megegyezik u_{be2} -vel. A közel végtelen nagy transzfer impedancia miatt, véges kimeneti feszültség esetén, i_{INV} lényegesen kisebb lesz, mint az R_1 vagy az R_2 ellenálláson folyó áram. Ebből következően az R_1 -en befolyó (i_-) és az R_2 -n visszacsatolt (i_v) áram között a következő kapcsolat írható fel az invertáló bemenetre alkalmazott csomóponti törvény értelmében:

$$i_- + i_v + i_{INV} = 0, \text{ de mivel } i_{INV} \ll i_v \text{ és } i_{INV} \ll i_-$$

$$i_- + i_v \approx 0, \text{ azaz } i_- \approx -i_v$$

Aszimmetrikus vezérlés esetén, amikor $u_{be2} = 0$

$$\frac{u_{be1}}{R_1} \approx -\frac{u_{ki}}{R_2} \text{ vagyis}$$

$$A_{uv} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \approx -\frac{R_2}{R_1}$$

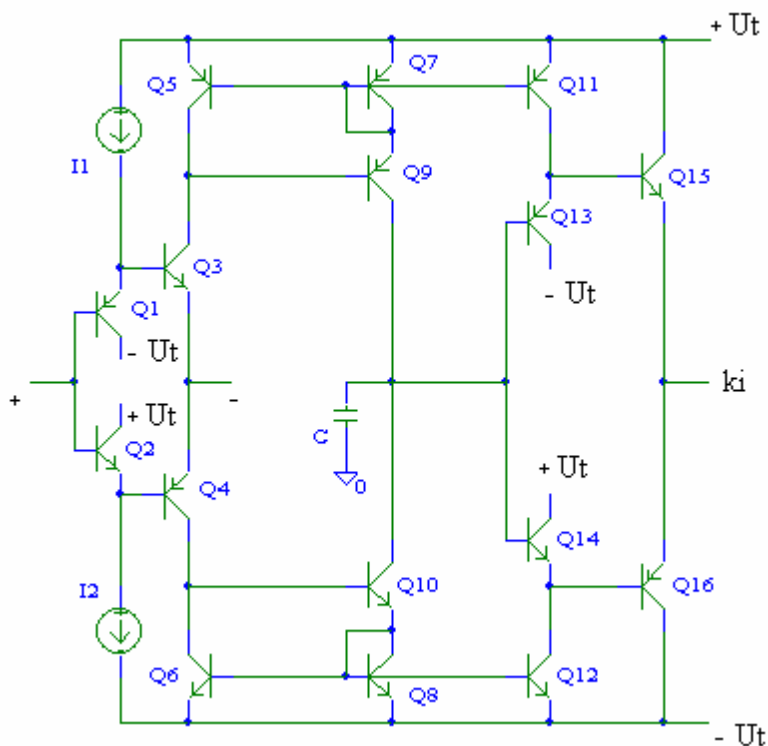
A kapott eredmény teljesen azonos a (következő fejezetben részletezett) invertáló alapkapsolással, melyet a feszültség-bemenetű műveleti erősítőkre kaphatunk.

Egy áramvisszacsatolt műveleti erősítő egyszerűsített belső kapcsolási rajzát a 3.29. ábra mutatja.

A kapcsolás nem-invertáló bemenete kettős és emellett dupla közös kollektoros kapcsolásnak tekinthető az invertáló bemenet irányába. A felső ágon a Q1-Q3, míg az alsó ágon a Q2-Q4 kettős látható emitterkövető beállításban. Feszültségerősítésük egységnyi. A nem-invertáló bemenet bemeneti ellenállása a közös kollektoros kapcsolások miatt nagy,

viszont az invertáló bemenet nagyon alacsony impedanciás lesz. Az i_{INV} áram, tehát az invertáló bemeneten kifolyó áram, a Q3-as és a Q4-es tranzisztorok emitter áramának különbsége lesz.

Vegyük észre, hogy a Q5-Q7-Q9 pnp, valamint a Q6-Q8-Q10 npn tranzisztorok precíziós (un. Wilson-) áramtükröt alkotnak. Ezért Q9 tranzisztor árama meg fog egyezni Q3-éval és Q10 árama azonos lesz Q4-ével.



3.29. ábra. Az áramvisszacsatolt műveleti erősítő belső kapcsolási rajza

Q13 és Q14 közös bázispontján ennek a két áramnak a különbsége jelenik meg, ami nem más, mint i_{INV} . Ez az áram fogja vezérelni a kapcsolás kimeneti fokozatát. Q13 és Q14 közös kollektoros kapcsolások, akár csak a kimeneti Q15 és Q16 komplementer emitterkövető végfokozat tranzisztorai. A teljes lánc feszültségerősítése tehát egységnyi, de a parányi i_{INV} nagy kimeneti feszültséget eredményez, azaz ez a kapcsolási részlet nagy transzfer impedanciával rendelkezik.

A kapcsolás frekvenciamenetét lényegében meghatározó C kapacitás a tranzisztorok bázis-kollektor kapacitásának az összege, mely a Q9 és Q10 tranzisztorok kimeneti ellenállásával, valamint a Q13 és Q14 tranzisztorok bemeneti ellenállásával kapcsolódik párhuzamosan. Mivel ezek az értékek 100 k Ω nagyságrendűek, a négy tranzisztor bázis-kollektor kapacitásának eredője pedig mindössze néhány pF, ezért az általuk meghatározott töréspont néhány 100 kHz-re esik.

Ez azonban a visszacsatolás nélküli határfrekvencia, mely a visszacsatolás mértékében jelentősen emelkedik. Ezért van az, hogy ezek a kapcsolások nagyon gyors működésűek és sávjóságuk (mely a feszültségerősítés és a hozzá tartozó maximális átviteli frekvencia szorzata) több GHz is lehet.

Áramvisszacsatolt műveleti erősítők például az EL 2022, a CLC 404, a CLC 300, az AD 9610, vagy az OPA 658 integrált áramkörök.

Természetesen a műveleti erősítők teljes típusválasztékát lehetetlen volna e jegyzet keretein belül felsorolni. Az itt vázolt erősítők inkább tendenciájukban jellemzik ezen áramkörök fontosabb fejlődési irányait.

További nagyon fontos kiegészítés, hogy az ebben a fejezetben ismertetett kapcsolások inkább csak egyszerűsített helyettesítő képeknek, esetleg a könnyebb megértést segítő funkcionális vázlatoknak tekinthetők. A valódi kapcsolást és technológiai leírást gyakran a gyártó szigorú titokként kezeli. Ha lenne is pontos kapcsolási rajza az áramkörnek, annak részletekbe menő funkcionális analizálása lehetetlen lenne a technológia ismerete nélkül és viszont. A műveleti erősítőt alkatrészként kezelő tervezőmérnök számára azonban sokat segíthet a belső felépítés ismerete, mert ennek birtokában képes a maximumot kihozni az áramkörből.

Habár ennyire magas követelményeket nem minden esetben támasztunk a készülő áramkörrel szemben, nagyon fontos, hogy a felhasználás előtt a kiválasztott műveleti erősítők katalógusadatait aprólékosan elemezzük, és a megadott katalógusadatokat mérési körülményeit is tisztázzuk.

Fel kell hívni a figyelmet arra is, hogy egy adott típus kiválasztása mellett nem csak műszaki paraméterek, hanem gazdasági tényezők mérlegelésére is szükség van vagy lehet.

4. Alapkapcsolások műveleti erősítővel

A következőkben, ha erre nem hívjuk fel külön a figyelmet, mindig ideális műveleti erősítőt tételezünk fel a kapcsolások elemzése során. Az ideális tulajdonságok közül itt kettő nagyon lényeges. Ezek:

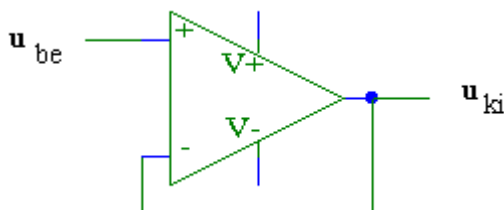
- ✦ ha a kapcsolat ideális, akkor bemeneti ellenállása végtelen nagy, ebből pedig következik, hogy a bemeneti áram elhanyagolhatóan kicsi. Azaz sem az invertáló (-), sem a nem-invertáló (+) bemeneten áram a műveleti erősítőbe nem folyik.
- ✦ ideális esetben a műveleti erősítő feszültségerősítése végtelen nagy. Ha a kimeneti feszültség véges, akkor ebből következően az invertáló és a nem-invertáló bemenetek között feszültségkülönbség nem lehet, vagyis azonos potenciálon lesznek.

(Kicsit gyakorlati szemmel, de műszakilag pongyolábban fogalmazva ez azt jelenti, hogy a műveleti erősítő igyekszik a kimenetét úgy beállítani, hogy a bemenetek között ne alakuljon ki feszültségkülönbség. Természetesen erre csak megfelelő negatív visszacsatolás és adott paramétertartományok mellett képes.)

E két szabályt szem előtt tartva a műveleti erősítővel kialakított kapcsolások jelentős része követhető, működése megérthető.

4.1. Feszültségkövető, elválasztó erősítő

A műveleti erősítő kimeneti jelét összekötve az invertáló bemenettel és vezérlésre a nem-invertáló bemenetet használva egy nagy bemeneti ellenállású és nagyon kicsi kimeneti ellenállású egységnyi erősítésű kapcsolást kapunk. (4.1. ábra)



4.1. ábra. Feszültségkövető, elválasztó erősítő

Mivel a visszacsatolás miatt

$$u_- = u_{ki}$$

és a nagyon nagy erősítés miatt

$$u_+ = u_-$$

ezért

$$u_+ = u_{ki}$$

vagyis a kapcsolás feszültségerősítése egy.

Az erőteljes visszacsatolás jelentősen megsokszorozza a bemeneti szimmetrikus ellenállás értékét, ezért a közös bemeneti ellenállás már nem lesz elhanyagolható a pontos számítások esetén. Mindez azonban összességében akkora bemeneti ellenállást eredményez, melyet gyakorlatilag végtelennek tekinthetünk. Soha ne felejtsük el azonban, hogy egyrészt a valódi műveleti erősítők csak egészen alacsony frekvenciákon tekinthetők közel ideálisnak, másrészt valójában bemeneti impedanciáról kellene beszélnünk, mely a bemeneti kapacitást is magában foglalja.

A kimeneti ellenállás – szintén a feszültség-visszacsatolás miatt – nagyon alacsony lesz, értéke a tized ohm nagyságrendjébe esik.

Ez a kialakítás kitűnő elválasztást eredményez két fokozat között. Gyakran alkalmazzuk olyan esetekben, amikor csak nagy impedanciával lehet egy szűrőáramkör, oszcillátor stb. kapcsolás kimeneti jelét a következő fokozat felé továbbítani, mert például a terhelő ellenállás erősen módosítaná a szűrő frekvenciamenetét vagy az oszcillátor rezgési frekvenciáját.

4.2. Fázist nem fordító (nem-invertáló) alapkapcsolás

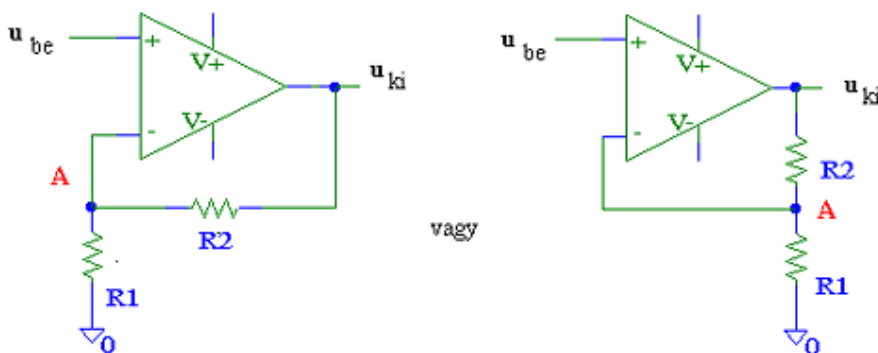
A fázist nem fordító (nem-invertáló) alapkapcsolás a 4.2. ábrán látható.

Ideális műveleti erősítőt feltételezve a végtelen nagy erősítés miatt

$$u_+ = u_- \quad \text{és} \quad u_{be} = u_A$$

Az erősítő bemenete a végtelen nagy bemeneti ellenállás miatt szakadásnak tekinthető, ezért az A pont feszültsége az alábbi feszültségosztó képlettel adható meg:

$$u_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki}$$



4.2. ábra. Fázist nem fordító (nem-invertáló) alapkapcsolás

A fenti egyenletekből a visszacsatolt feszültségerősítés (A_u^*) már kifejezhető:

$$u_{be} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki}, \quad \text{melyből}$$

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad \text{így}$$

$$A_u^* = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Az R_1 és R_2 ellenállások *negatív soros feszültség-visszacsatolást* valósítanak meg, aminek kihatása van a kapcsolás bemeneti és kimeneti ellenállására is. A nem-invertáló alapkapcsolás bemeneti ellenállása az

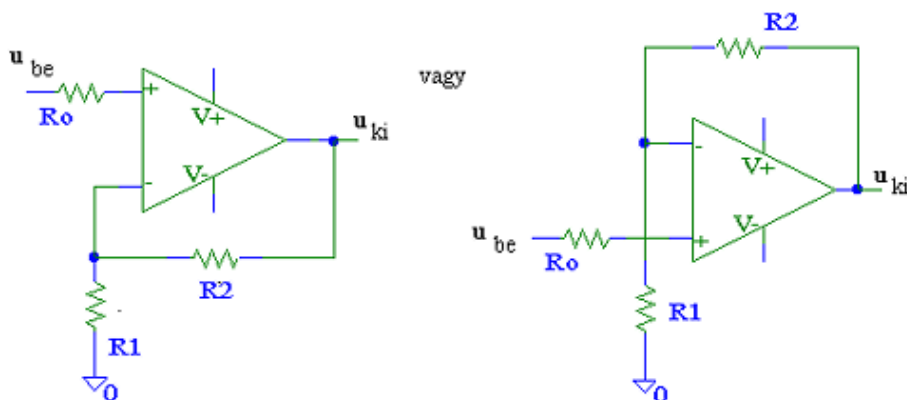
$$R_{be}^* = 2 \cdot R_{bek} \times (R_{bes} \cdot (1 + H))$$

képlettel adható meg, ahol H a hurokerősítés. A műveleti erősítők közös bemeneti ellenállása legalább két nagyságrenddel nagyobb, mint a szimmetrikus bemeneti ellenállás, ezért az R_{be}^* értéke bipoláris bemenetű műveleti erősítőt alkalmazva is 10^8 ohm nagyságrendjébe várható.

A kimeneti ellenállás a feszültség-visszacsatolás miatt a műveleti erősítő eredetileg kb. 100 ohm nagyságrendű kimeneti ellenállását a hurokerősítés arányában csökkenti, ezért ennek értéke gyakran a tized ohmot sem éri el.

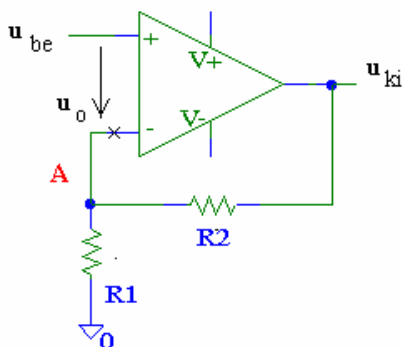
$$R_{ki}^* = \frac{R_{ki_ME}}{1 + H}$$

Az ofszet és a drift csökkentése miatt célszerű olyan kialakítást alkalmazni, melynél a műveleti erősítő két bemenete azonos generátor-ellenállásokat lát. (Ilyen kapcsolást mutat a 4.3. ábra.) Ez akkor teljesül, ha $R_0 = R_1 \times R_2$.



4.3. ábra. Az ofszet csökkentése R_0 ellenállással

Abban az esetben, ha a műveleti erősítő nyílthurkú feszültség-erősítése valamilyen okból már nem tekinthető végtelennek (de a bemeneti ellenállás még az), akkor a nem-invertáló és az invertáló bemenetek között u_o feszültségkülönbség lesz. (lásd 4.4. ábra)



4.4. ábra. A véges feszültségerősítésből eredő hiba

$$u_{be} - u_o = u_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki} \quad \text{és} \quad u_{ki} = A_u \cdot u_o$$

E két egyenletből

$$u_{be} - \frac{u_{ki}}{A_u} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki}$$

$$(R_1 + R_2) \cdot u_{be} = R_1 \cdot u_{ki} + \frac{R_1 + R_2}{A_u} \cdot u_{ki}$$

$$(R_1 + R_2) \cdot u_{be} = u_{ki} \cdot \left(R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_u} \right)$$

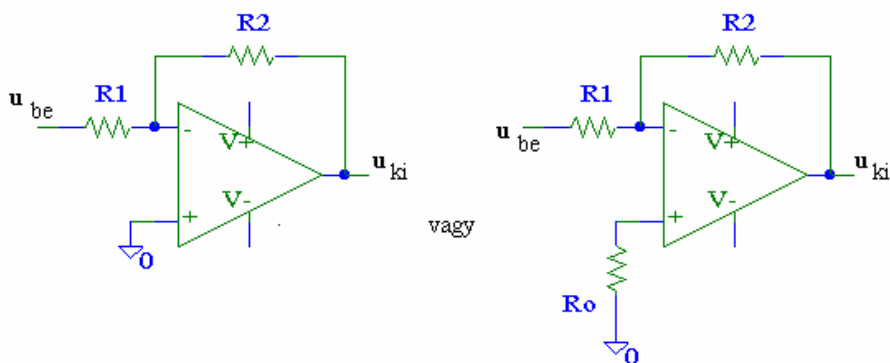
$$A_u^* = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A_u}}$$

A fenti képlet $A_u \rightarrow \infty$ esetén visszaadja az ideális esetre meghatározott összefüggést.

Abban a speciális esetben, ha az $R_1 \rightarrow \infty$ és $R_2 \rightarrow 0$, akkor a nem-invertáló alapkapcsolásból a feszültségkövető, elválasztó erősítőt (lásd. 4.1. ábra) kapjuk vissza.

4.3. Fázisfordító (invertáló) alapkapcsolás

Az invertáló alapkapcsolást a 4.5. ábrán láthatjuk.



4.5. ábra. A fázisfordító (invertáló) alapkapcsolás

Ideális műveleti erősítő esetén a végtelen nagy erősítés miatt az invertáló és a nem-invertáló bemenetek között feszültségkülönbség nem lesz. Ugyanakkor abból az ideális tulajdonságból, hogy az erősítő bemeneti ellenállása végtelen nagy, az következik, hogy a műveleti erősítő invertáló és nem-invertáló bemenetére áram nem folyik. (R_0 -on áram nem folyik, rajta feszültségesés sem tapasztalható, u_+ feszültsége 0 V lesz.) Mindebből következően az invertáló bemenet virtuális földpontnak tekinthető.

Ekkor az invertáló bemenetre felírt csomóponti törvény értelmében:

$$i_1 + i_2 = 0$$

Mivel $i_1 = \frac{u_{be}}{R_1}$ és $i_2 = \frac{u_{ki}}{R_2}$, ezért

$$\frac{u_{be}}{R_1} + \frac{u_{ki}}{R_2} = 0$$

$$u_{ki} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_{be}$$

$$A_u^* = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Ideális esetben tehát a kapcsolás feszültségerősítését – az erősítő paramétereitől függetlenül – az R_1 és R_2 ellenállások határozzák meg.

Az R_2 -es ellenállás *negatív párhuzamos feszültség-visszacsatolást* valósít meg, mely kiegészül az R_1 ellenállás bemeneti feszültséget árammá alakító hatásával.

Az invertáló alapkapcsolás bemeneti ellenállása gyakorlatilag R_1 , mert az invertáló bemenet virtuális földpont.

$$R_{be}^* = R_1$$

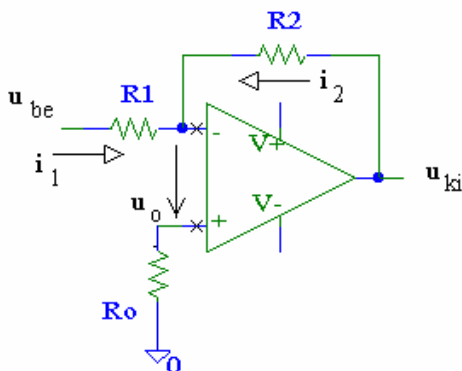
A pontosabb számításokhoz (véges erősítő, de végtelen bemeneti ellenállás esetén) R_2 Miller-transzformációjával jutunk. Ekkor

$$R_{be}^* = R_1 + \frac{R_2}{1 + A_u}$$

R_1 növelésének határt szab a kapcsolás ofszet hibájának növekedése és zajparamétereinek romlása, továbbá a – kényszerből nagy értékűre választott R_2 -es ellenállás következtében kialakuló – gerjedékenység, ezért az invertáló alapkapcsolás bemeneti ellenállása sok esetben alacsony lesz, és számottevően terhelni fogja a megelőző fokozatot.

Az invertáló alapkapcsolás kimeneti ellenállása a párhuzamos feszültség-visszacsatolás miatt – hasonlóan a nem-invertáló esethez – nagyon alacsony, néhány tízed ohm.

A következőkben vizsgáljuk meg, milyen erősítési hibát okoz, ha a műveleti erősítő nyílthurkú feszültségerősítése véges. (lásd 4.6. ábra)



4.6. ábra. Az erősítési hiba számítása

A kapcsolás vezérlése esetén véges erősítés, de végtelen bemeneti ellenállás mellett:

$$u_- - u_+ = u_o \quad u_+ = 0 \quad \text{és} \quad u_{ki} = A_u \cdot u_o$$

i_1 és i_2 az alábbi alakban írható fel:

$$i_1 = \frac{u_{be} - u_o}{R_1} \quad i_2 = \frac{u_{ki} - u_o}{R_2}$$

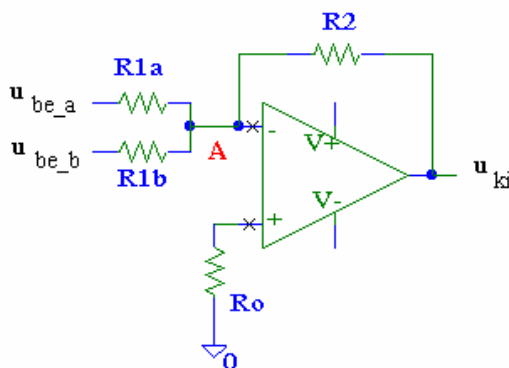
Az invertáló bemenetre felírt csomóponti törvény értelmében:

$$\begin{aligned} \frac{u_{be} - u_o}{R_1} &= \frac{u_o - u_{ki}}{R_2} \\ R_2 \cdot u_{be} - R_2 \cdot u_o &= R_1 \cdot u_o - R_1 \cdot u_{ki} \\ u_{be} \cdot R_2 &= -u_{ki} \cdot \left(R_1 - \frac{R_1 + R_2}{A_u} \right) \\ A_u^* &= \frac{u_{ki}}{u_{be}} = - \frac{R_2}{R_1 - \frac{R_1 + R_2}{A_u}} \end{aligned}$$

Eredményünk $A_u \rightarrow \infty$ esetén visszaadja az ideális esetre kapott összefüggést.

4.4. Fázisfordító összegző kapcsolás

Az invertáló alapkapcsolásból több bemenet kialakításával könnyedén feszültségösszegző kapcsolást hozhatunk létre. Kihhasználva, hogy az invertáló bemenet virtuális földponton van, a bemeneti feszültségek árammá alakíthatók és összegezhetők. (4.7. ábra)



4.7. ábra. Fázisfordító összegző kapcsolás

Ideális műveleti erősítő esetén az A pontra felírt csomóponeti törvény alkalmazásával:

$$\frac{u_{be_a}}{R_{1a}} + \frac{u_{be_b}}{R_{1b}} + \frac{u_{ki}}{R_2} = 0, \text{ melyből}$$

$$u_{ki} = - \left(\frac{R_2}{R_{1a}} \cdot u_{be_a} + \frac{R_2}{R_{1b}} \cdot u_{be_b} \right)$$

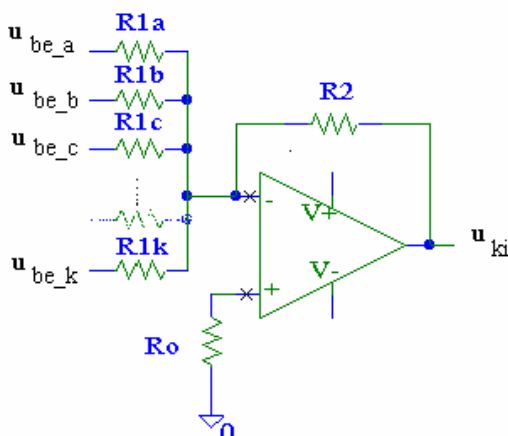
Kimeneti feszültségként a bemeneti feszültségek súlyozott összegét kapjuk (fordított fázis mellett). $R_{1a} = R_{1b} = R_1$ esetén

$$u_{ki} = - \frac{R_2}{R_1} (u_{be_a} + u_{be_b}).$$

Az áramkör további bővítésével kettőnél több bemeneti jel összegzésére is lehetőségünk van. Ilyen kapcsolást mutat a 4.8. ábra. A kimeneti feszültség ekkor:

$$u_{ki} = - \left(\frac{R_2}{R_{1a}} \cdot u_{be_a} + \frac{R_2}{R_{1b}} \cdot u_{be_b} + \frac{R_2}{R_{1c}} \cdot u_{be_c} + \dots + \frac{R_2}{R_{1j}} \cdot u_{be_j} \right)$$

$$u_{ki} = -R_2 \cdot \sum_{j=1}^k \frac{1}{R_{1j}} \cdot u_{be_j}, \text{ illetve azonos } R_{1j}\text{-k esetén } u_{ki} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \sum_{j=1}^k u_{be_j}$$

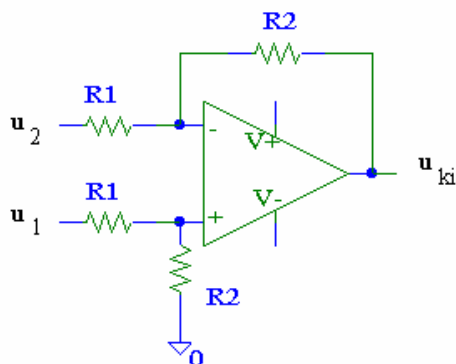


4.8. ábra. Több-bemenetű fázisfordító összegző kapcsolás

4.5. Kivonó áramkör (differenciaerősítő)

Műveleti erősítő segítségével feszültségek különbsége (differenciája) is előállítható és tovább erősíthető. Ehhez nézzük meg a 4.9. ábrán vázolt erősítő kapcsolást.

A kimeneti feszültség meghatározásához hívjuk segítségül a szuperpozíció elvét. Kössük először az u_1 -es bemenetet földre, majd vezéreljük a kapcsolást az u_2 -es bemeneten. Ekkor a kapcsolás úgy viselkedik, mint egy invertáló alapkapcsolás. Ezután fordítsuk meg a vezérlést. Legyen $u_2 = 0$ és kapcsoljunk vezérlő jelet u_1 -re.



4.9. ábra. Differenciaerősítő

Áramkörünk ilyenkor nem-invertáló alapkapcsolásként működik, melynek bemeneti jele egy feszültségosztó után jut a nem-invertáló bemenetre. A kimeneti feszültség általános vezérlés mellett a két különböző beállítással kapott kimeneti jel összege lesz.

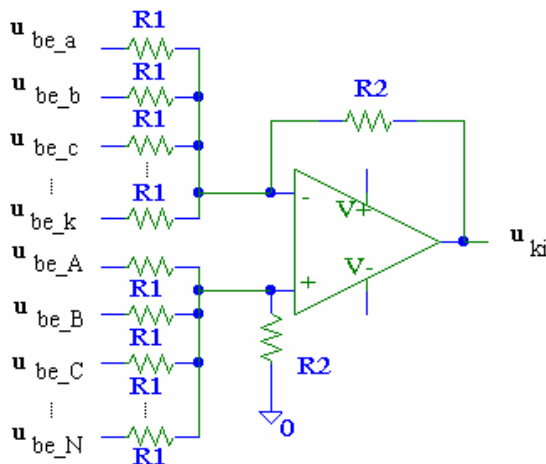
$$u_{ki} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_2 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_2 + \frac{R_2}{R_1} \cdot u_1$$

$$u_{ki} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (u_1 - u_2)$$

A kimeneti feszültség tehát a bemeneti feszültségek különbségével lesz arányos. A különbségképzésben hiba jelentkezik, ha

- ⊕ a bemeneti feszültségek különbsége olyan kicsi, hogy az összemérhető az offsetfeszültséggel,
- ⊕ a közösmódusú jelelnyomási tényező értéke alacsony,
- ⊕ az R_2/R_1 arányok nem pontosan azonosak a két ágban.

A kapcsolás mindkét bemenete tovább osztható és több-bemenetűvé alakítható. Ekkor egy univerzális összegző-kivonó kapcsoláshoz jutunk, ahogy azt a 4.11. kapcsolás mutatja.



4.10. ábra. Univerzális összeadó-kivonó áramkör

A kapott kapcsolás kimeneti feszültsége az alábbi alakban adható meg:

$$u_{ki} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(\sum_{j=1}^N u_{be-j} - \sum_{j=1}^k u_{be-j} \right)$$

Tovább általánosítható a kapcsolás abban az esetben, ha a bemenetekre kötött R_1 ellenállások értékét különbözővé tesszük. Ekkor lehetőségünk nyílik súlyozott összegek és különbségek képzésére is.

4.6. Javított kivitelű differenciaerősítő

Az előbbi differenciaerősítő legnagyobb hibája, hogy bemeneti ellenállása (főleg az invertáló bemeneten) nagyon kicsi. Ezt a hibát igyekszik csökkenteni a 4.11. ábrán látható kapcsolás.

A kapcsolásban szereplő R ellenállások $M\Omega$ nagyságrendűek (ahol $R_{bes} = 2R$), miközben R_1 és R_2 ennél két nagyságrenddel kisebbek. Ebből következően az R ellenállásokon folyó áramok elhanyagolhatóan kicsik az R^1 -en és az R_2 -n tapasztalható áramokhoz képest. Ezért

$$u_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki}$$

A műveleti erősítő feltételezett végtelen nagy bemeneti ellenállása miatt a bemeneteken befolyó áramok elhanyagolásával írhatjuk, hogy

$$u_+ = \frac{R}{R+R} \cdot u_1 = \frac{u_1}{2} \quad \text{és} \quad u_- = \frac{u_2 + u_o}{2}$$

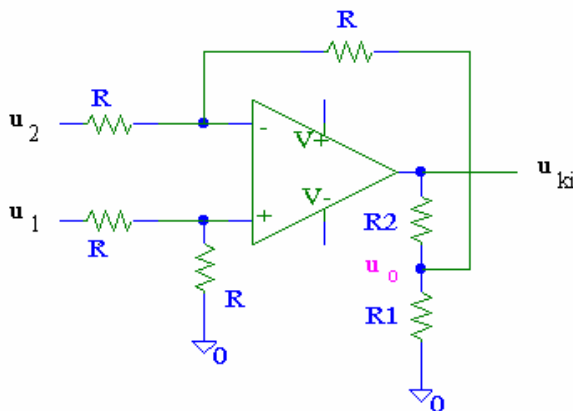
Az idealizált erősítő végtelen nagy feszültségerősítése miatt a műveleti erősítő bemenetei azonos potenciálon lesznek, tehát

$$u_+ = u_-$$

$$u_1 = u_2 + u_o$$

$$u_1 - u_2 = u_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki}$$

$$u_{ki} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot (u_1 - u_2)$$

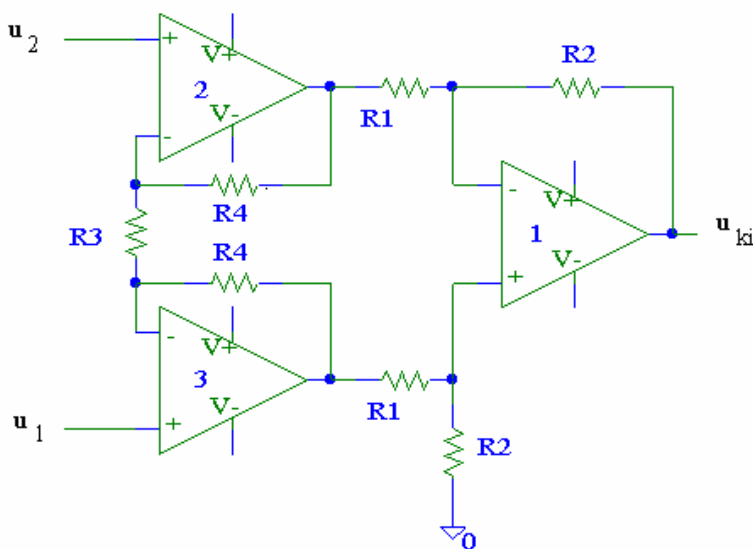


4.11. ábra. Javított bemeneti ellenállású differenciaerősítő

A kapcsolat a javított kivétel ellenére sem rendelkezik azonban a precíz mérésekhez szükséges nagy bemeneti ellenállással és továbbra is érzékeny az ellenállások értékészórására.

4.7. Műszererősítő (instrumentation amplifier)

Az előző hiányosságok három műveleti erősítő alkalmazásával jelentősen csökkenthetők. Precíziós célokra is hatékonyan felhasználható differenciaerősítő kapcsolási rajzát mutatja a 4.12. ábra.



4.12. ábra. Műszererősítő (precíziós differenciaerősítő)

A kapcsolat kimeneti feszültsége a két erősítőfokozat (első: a 2. és 3. számú műveleti erősítő, második: az 1. számú műveleti erősítő) erősítésének a szorzata.

Szimmetrikus vezérlőjelekre az első fokozat erősítése

$$A_{us1} = 1 + \frac{R_4}{R_3/2}$$

mert ekkor R_3 középpontja virtuális földnek tekinthető, miközben a fokozat egy nem-invertáló alapkapcsolásként viselkedik. A második fokozat a már ismert differenciaerősítő, melynek szimmetrikus erősítése

$$A_{us2} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Így a kapcsolat szimmetrikus erősítése

$$A_{us} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_4}{R_3} \right) \quad \text{és} \quad u_{ki} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_4}{R_3} \right) \cdot (u_1 - u_2)$$

Közös jelekre az első fokozat erősítése egységnyi, míg a második fokozaté (ideális esetben) nulla. A véges közösjel-elnyomási tényező miatt azonban a közös komponensek nem tűnnek el teljesen. Az ebből eredő hiba csökkenthető, ha a második fokozat erősítését alacsonyabbra (például egységnyire), az első fokozat erősítését pedig nagyra választjuk.

A műszererősítő kialakításához használt három műveleti erősítő gyakran ugyanazon technológiai lépésben, egyetlen chipre integrálva készül, és egy integrált áramköri tokozásban kerül kiserelésre.

5. Vezérelt generátorok műveleti erősítővel

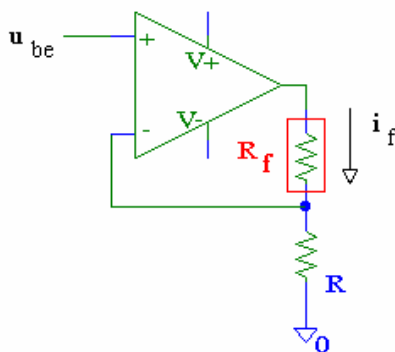
A következőkben megvizsgáljuk, miként lehet feszültség- vagy áramvezérelt feszültség- vagy áramgenerátorokat műveleti erősítő felhasználásával építeni.

5.1. Feszültségvezérelt feszültséggenerátorok

A 4.2, valamint a 4.3. fejezetekben elemzett nem-invertáló és invertáló alkapcsolások feszültségvezérelt feszültséggenerátoroknak is tekinthetők.

5.2. Feszültségvezérelt áramgenerátorok

A nem-invertáló alkapcsolás visszacsatoló ágában levő ellenállást egy R_f fogyasztóval helyettesítve a rajta átfolyó áram a kapcsolás bemeneti feszültségével vezérelhető, mégpedig a fogyasztó ellenállásától függetlenül. (5.1. ábra)



5.1. ábra. Feszültségvezérelt áramgenerátor (nem-invertáló alkapcsolásból kialakítva)

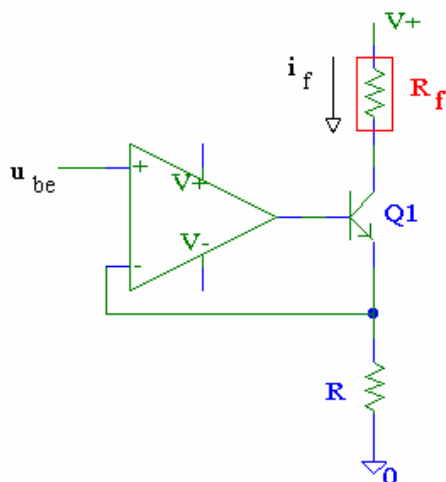
A műveleti erősítő kimenete olyan feszültségértéket igyekszik felvenni, hogy az R ellenálláson eső feszültség megegyezzen az u_{be} bemeneti feszültséggel. Ekkor lesz a műveleti erősítő nem-invertáló és invertáló bemenete között a feszültségkülönbség nulla. Végtelen nagy tekinthető bemeneti ellenállás esetén ekkor a fogyasztón

$$i_{ki} = \frac{u_{be}}{R}$$

nagyságú áram halad át, mely független a fogyasztó – esetleg változó – ellenállásától.

Az így felépített áramgenerátornak természetesen vannak korlátai. Árama nem lehet nagyobb, mint a műveleti erősítő maximális kimeneti árama, mely általában a rövidzár védelem által korlátozott 20-30 mA körüli érték. Hasonlóan hibás működést eredményez, ha a műveleti erősítő kimeneti feszültsége a kivezérlés korlátaiba ütközik.

A fogyasztó árama tranzisztor közbeiktatásával növelhető. Erre mutat kapcsolási megoldást az 5.2. ábra.



5.2. ábra. Megnövelt áramú feszültségvezérelt áramgenerátor

Pozitív bemeneti feszültség esetén a műveleti erősítő kimenete úgy vezérli a $Q1$ tranzisztort, hogy annak emitter árama által az R ellenálláson létrehozott feszültségesés miatt a műveleti erősítő két bemenete azonos

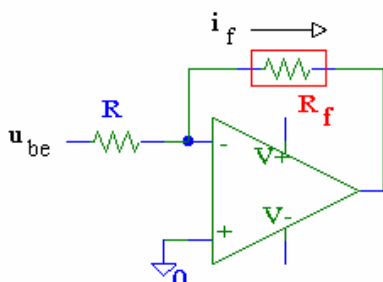
potenciálra kerüljön. Eltekintve a műveleti erősítő invertáló bemenetén befolyó parányi áramtól, ekkor Q1 tranzisztor emitter árama u_{be}/R nagyságú lesz. A fogyasztón áthaladó áram értéke pedig

$$i_f = \alpha \cdot \frac{u_{be}}{R}$$

A fogyasztón létrehozható maximális áram a műveleti erősítő rövidzárási áramkorlátjának β -szorosa lehet. Hasonló kapcsolás térvezérlésű tranzisztorral is felépíthető. (α és β a szokásos tranzisztorparaméterek)

Az invertáló alapkapsolás segítségével is készíthetünk feszültségvezérelt áramgenerátort abban az esetben, ha a visszacsatoló ellenállás lesz maga a fogyasztó. (lásd 5.3. ábra)

Ideális műveleti erősítő esetén a fogyasztó árama $i_f = \frac{u_{be}}{R}$ lesz.



5.3. ábra. Feszültségvezérelt áramgenerátor invertáló alapkapsolásból

Az előző áramgenerátorok sajnos egy adott ág áramát határozták meg. Nagyon gyakran szükség van azonban olyan megoldásra, amikor a terhelés a földpotenciálra kapcsolódik. Ilyen igényeknek is megfelelő kapcsolást mutat az 5.4. ábra.

Ideális műveleti erősítőt feltételezve $u_+ = u_- = u_o$, továbbá végtelen nagy bemeneti ellenállás esetén a csomóponti törvény alkalmazásával:

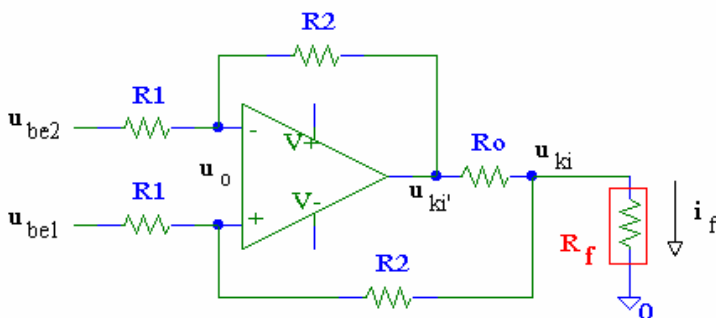
$$\frac{u_{be2} - u_o}{R_1} + \frac{u_{ki} - u_o}{R_2} = 0 \quad \text{és} \quad \frac{u_{be1} - u_o}{R_1} + \frac{u_{ki} - u_o}{R_2} = 0$$

A két egyenletet egymásból kivonva kapjuk, hogy

$$\frac{u_{be2} - u_{be1}}{R_1} + \frac{u_{ki'} - u_{ki}}{R_2} = 0$$

$$u_{ki'} - u_{ki} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (u_{be1} - u_{be2}) \quad / R_o$$

$$\frac{u_{ki'} - u_{ki}}{R_o} = \frac{R_2}{R_o \cdot R_1} \cdot (u_{be1} - u_{be2})$$



5.4. ábra. Földelt terhelésre dolgozó feszültségvezérelt áramgenerátor

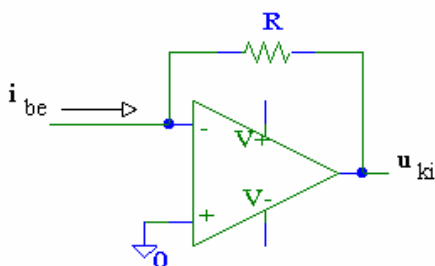
Vegyük észre, hogy az alkalmazott $R_o \ll R_1$ és $R_o \ll R_2$ ellenállások esetén az egyenlet bal oldala gyakorlatilag a fogyasztón átfolyó árammal lesz egyenlő, mert a visszacsatoló R_2 -es ellenállásokon elhanyagolhatóan kicsi áramok lesznek.

$$i_f = \frac{R_2}{R_o \cdot R_1} \cdot (u_{be1} - u_{be2})$$

A kapcsolás felhasználása során tekintettel kell lenni a műveleti erősítő maximális kimeneti áramának korlátjára éppúgy, mint a maximális kimeneti feszültség határra.

5.3. Áramvezérelt feszültséggenerátorok

Áramvezérelt feszültséggenerátor legegyszerűbben az 5.5. ábra szerinti kapcsolással készíthető műveleti erősítő felhasználásával.

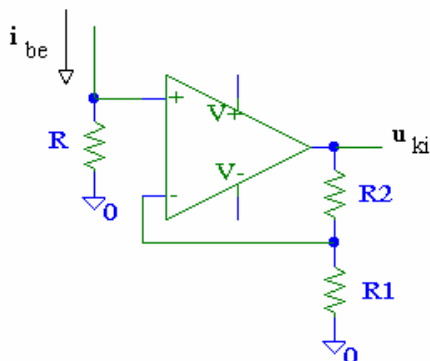


5.5. ábra. Áramvezérelt feszültséggenerátor

Feltételezve a műveleti erősítő ideális tulajdonságait, a kimeneti feszültség és a bemeneti vezérlőáram között az alábbi kapcsolat adható meg:

$$u_{ki} = -R \cdot i_{be}$$

Egy ellenálláson eső feszültséggel vezérelve áramvezérelté tehetjük a nem-invertáló alkapcsolást is. Ezt mutatja az 5.6. ábra.



5.6. ábra. Áramvezérelt feszültséggenerátor nem-invertáló alkapcsolásból

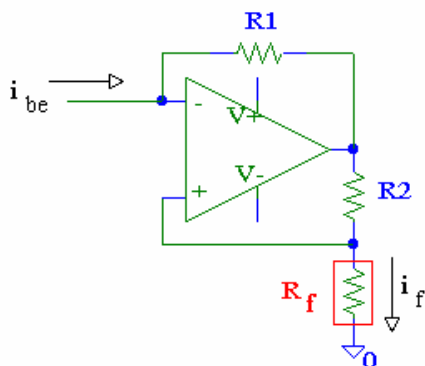
Az i_{be} áram hatására az R ellenálláson eső $R \cdot i_{be}$ feszültség vezérli a műveleti erősítőt. $u_+ = u_-$ felhasználásával

$$R \cdot i_{be} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki}$$

melyből
$$u_{ki} = R \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot i_{be}$$

5.4. Áramvezérelt áramgenerátorok

Az 5.7. ábra egy áramvezérelt áramgenerátor kapcsolási rajzát mutatja.



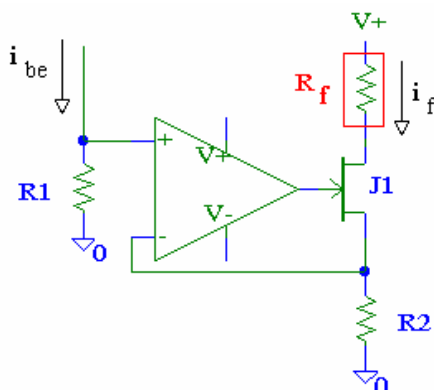
5.7. ábra. Áramvezérelt áramgenerátor kialakítása

A műveleti erősítő kimeneti árama miatt i_{be} és i_f áramok különbözőek lesznek. A műveleti erősítő kimeneti feszültsége igyekszik olyan értéket felvenni, melynek hatására bemenetei között feszültség-különbség nem alakul ki. Ennek teljesülése esetén

$$R_1 \cdot i_{be} = -R_2 \cdot i_f \quad \text{vagyis} \quad i_f = -\frac{R_1}{R_2} i_{be}$$

A pozitív visszacsatoló ág könnyen összerajcszíti a kapcsolást abban az esetben, ha a vezérlő áramot szolgáltató generátor belső ellenállása nem elég nagy.

Az 5.1. ábrán látható kapcsolás is – egy R ellenálláson ejtett i_{be} feszültséggel vezérelve – áramvezérelt áramgenerátorrá tehető. Hasonló átalakítással az 5.2. ábra is ide sorolható. Ennek most egy j-FET-tel kialakított változatát láthatjuk az 5.8. ábrán.



5.8. ábra. Megnövelt áramú áramvezérelt áramgenerátor

Az n-csatornás j-FET miatt a műveleti erősítő kimeneti feszültsége olyan (negatív) gate-source feszültséget alakít ki, hogy az R_2 -es ellenálláson eső feszültség megegyezzen a bemeneti áramnak az R_1 ellenálláson létrehozott feszültségével ($u_- = u_+$).

FET-ek esetén a drain- és a source-áram gyakorlatilag megegyezik, ezért a fogyasztó árama

$$i_f = \frac{R_1}{R_2} \cdot i_{be}$$

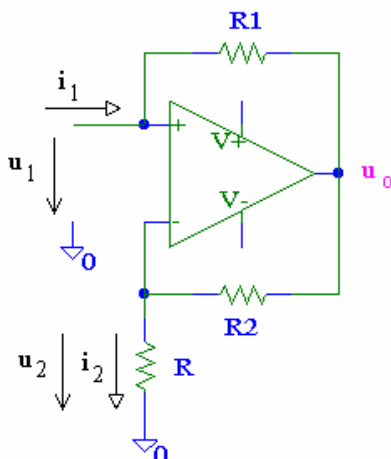
A kapcsolás beállításakor ügyeljünk a FET munkapontjára és kerüljük el annak telítésbe kerülését.

6. Impedancia konverterek

Műveleti erősítővel létrehozhatók olyan kapcsolások, melyek adott impedanciákkal lezárva a kapcsolás bemenete felől nézve más jellegű impedanciákat valósítanak meg. Ezek közül itt a negatív impedancia konvertert és a girátort tárgyaljuk.

6.1. Negatív impedancia konverter (NIC)

Vizsgáljuk meg az alábbi, 6.1. ábrán látható, műveleti erősítővel felépített kapcsolás bemeneti ellenállását!



6.1. ábra. Negatív impedancia konverter

Ehhez írjuk fel a műveleti erősítő nem-invertáló és invertáló bemeneteire a csomóponti törvényt, feltételezve, hogy a műveleti erősítő bemeneteire nem folyik áram:

$$i_1 = \frac{u_1 - u_o}{R_1} \quad \text{és} \quad i_2 = \frac{u_o - u_2}{R_2}$$

Fejezzük ki ezekből u_1 és u_2 feszültségeket!

$$u_1 = R_1 \cdot i_1 + u_o \quad \text{és} \quad u_2 = u_o - R_2 \cdot i_2$$

Ideális esetben a műveleti erősítő két bemenete között nem lesz feszültségkülönbség, tehát

$$u_1 = u_2$$

$$i_1 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot i_2$$

A kapcsolás bemeneti ellenállása ezért

$$R_{be} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_2}{-\frac{R_2}{R_1} \cdot i_2} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{u_2}{i_2} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot R$$

A kapott eredményből az következik, hogy a kapcsolás negatív ellenállást valósít meg. A rajta fellépő feszültség és az áram iránya ellentétes. (Passzív ellenállás esetén a kettő iránya azonos.)

A számítások során feltételeztük, hogy a kapcsolás stabil. Ez azonban csak akkor igaz, ha a műveleti erősítő kimenetéről a bemenetek felé visszacsatolt jel a nem-invertáló oldalon kisebb, azaz

$$\frac{R_g}{R_g + R_1} < \frac{R}{R + R_2}$$

A fenti feltétel teljesül $R_g = 0$ esetén is. Így stabil marad az áramkör. Ellenben nagy bemeneti ellenállású generátor vagy szakadás esetén gerjedni fog. Ha azonban az a célunk, hogy a kapcsolás ilyen esetekben legyen stabil, akkor csak a műveleti erősítő bemeneteit kell felcserélnünk.

Érdeemes összevetni a kapcsolást az előzőekben már tárgyalt áramvezérelt áramgenerátorral (5.4. fejezet és 5.7. ábra)

6.2. Girátor

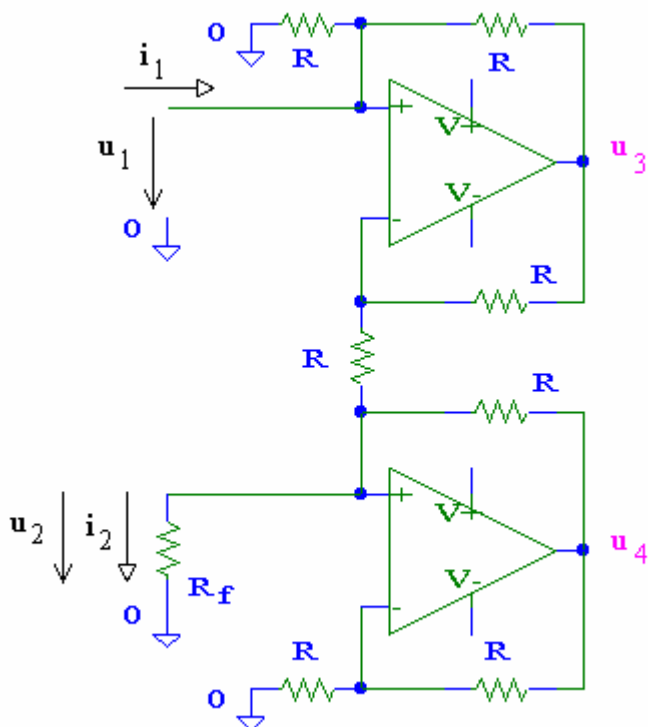
Kapcsoljunk össze most két negatív impedancia konvertert a 6.2. ábrán látható módon.

Zárjuk le a kapcsolás kimenetét egy R_f fogyasztóval és vizsgáljuk meg a teljes kapcsolásra a bemeneti ellenállás értékét!

Ideális műveleti erősítőket feltételezve ($i_{bc+} = i_{bc-} = 0$ és $u_+ = u_-$) a csomóponti törvény alapján

$$\frac{0 - u_1}{R} + \frac{u_3 - u_1}{R} + i_1 = 0$$

$$\frac{u_3 - u_1}{R} + \frac{u_2 - u_1}{R} = 0$$



6.2. ábra. Girátor kialakítása két negatív impedancia konverterből

$$\frac{u_1 - u_2}{R} + \frac{u_4 - u_2}{R} - i_2 = 0$$

$$\frac{0 - u_2}{R} + \frac{u_4 - u_2}{R} = 0$$

A fenti egyenleteket egymásból kivonva (elsőből a másodikat, és a harmadikból a negyediket), majd rendezve a kapott egyenleteket

$$u_2 = R \cdot i_1 \quad \text{és} \quad u_1 = R \cdot i_2$$

összefüggéseket kapjuk. Kihhasználva, hogy

$$R_{be} = \frac{u_1}{i_1} \quad \text{és} \quad R_2 = \frac{u_2}{i_2}$$

végeredményül az alábbi egyenletet vezethetjük le

$$R_{be} = \frac{R^2}{R_2}$$

Ez az összefüggés általános impedanciák esetén is érvényes, azaz

$$Z_{be} = \frac{R^2}{Z_2}$$

Ebből az egyenletből látható igazán a girátor széles felhasználási lehetősége. Ha ugyanis egy C kondenzátorral zárjuk le a kapcsolást, akkor egy $R^2 \cdot C$ nagyságú induktivitást állítottunk elő a bemeneti oldalon.

Tudjuk jól, hogy az induktivitások csak nagy értékszórással és körülményesen készíthetők el. Emellett egymásra hatásuk és a többi alkatrész mágneses térrel való szórása rengeteg problémát okoz alkalmazásuk során. Nagy értékű induktivitás pedig – melyre a hangfrekvenciás áramkörökben szükség lenne – nem, vagy csak nagy helyigénnyel készíthető el.

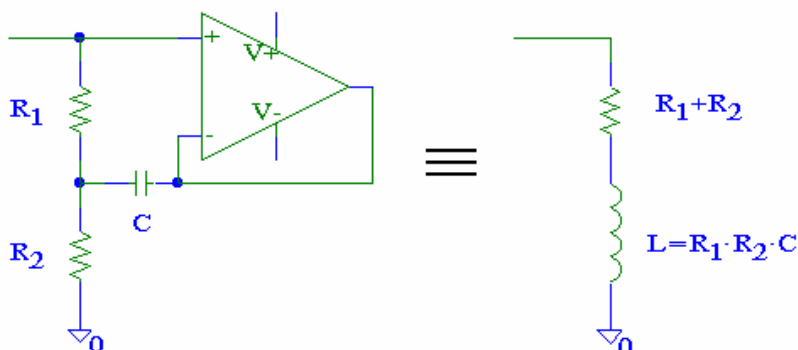
Mindezek a problémák kiküszöbölhetők, ha műveleti erősítő és kondenzátor felhasználásával állítjuk elő őket. Sőt, az így szimulált induktivitások segítségével akár rezgőkörök is kialakíthatók.

A girátornak többféle kapcsolástechnikai kialakítása lehetséges. Egy gyakran alkalmazott megoldást mutat a 6.3. ábra.

A fenti műveleti erősítő kapcsolással tehát egy

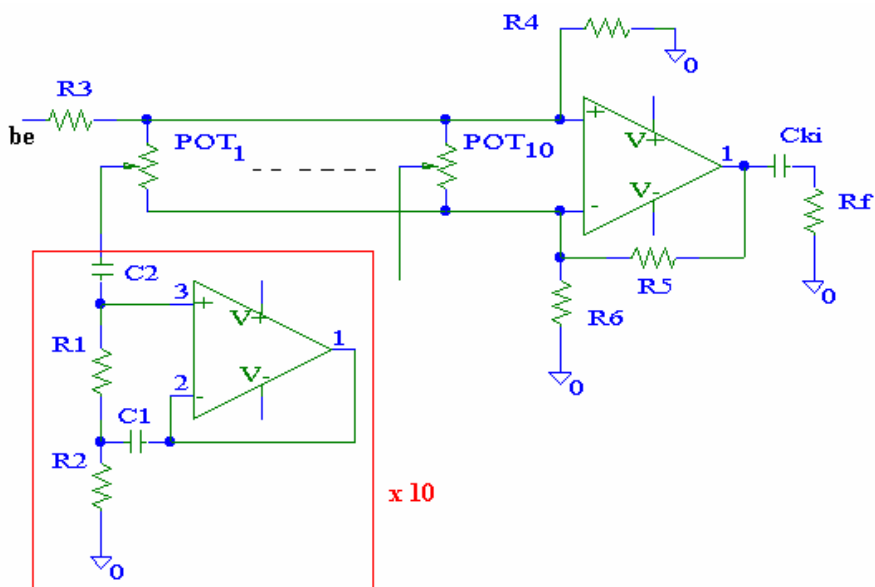
$$Z = R_1 + R_2 + s \cdot (C \cdot R_1 \cdot R_2)$$

nagyságú impedanciát hoztunk létre. Ez az impedancia egy kondenzátorral sorba kötve jól beállítható jósági tényezőjű soros rezgőkört alkot, melyek kitűnően használhatók hangszín-szabályozási feladatokra. Tíz ilyen rezgőkörrel már equaliser is megvalósítható. (6.4. és 6.5. ábrák)

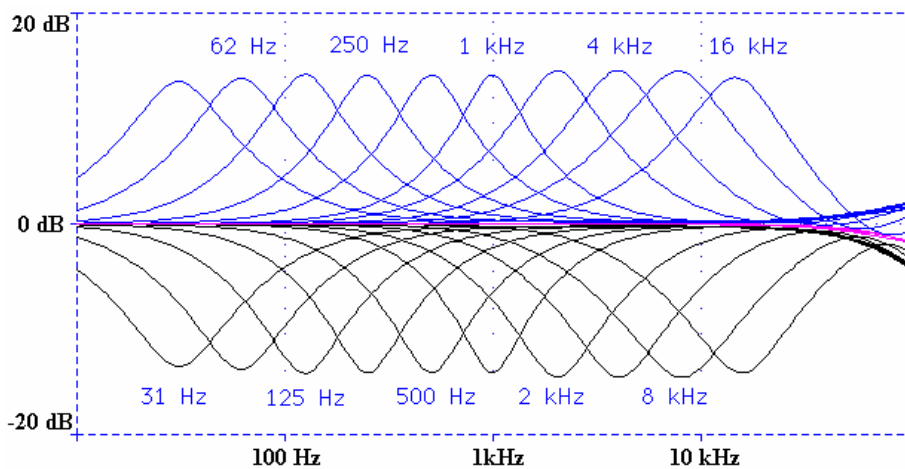


6.3. ábra. Induktivitás előállítása girátoros kapcsolástechnikával

Ne feledjük azonban, hogy a fenti áramkörök csak addig a frekvenciatartományig képesek induktivitást szimulálni, ameddig a műveleti erősítők paraméterei ezt lehetővé teszik, azaz gyakorlatilag csak a hangfrekvenciás tartományban.



6.4. ábra. Girátoros hangszínszabályozó



6.5. ábra. Girátoros hangszínszabályozó általa megvalósítható frekvenciamenetek

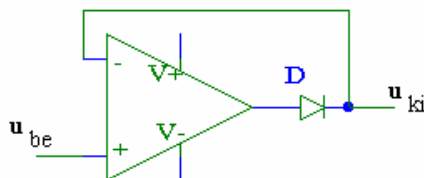
7. Ideális dióda, diódás kapcsolások, határolók

A következőkben műveleti erősítővel és diódával kialakított jellegzetes kapcsolásokat vizsgálunk.

A diódák exponenciális karakterisztikáját kihasználó exponenciális és logaritmikus erősítővel egy külön fejezet foglalkozik.

7.1. Ideális dióda, csúcsfeszültségek mérése

A 7.1. ábrán egy diódával kiegészített követő erősítőt látunk, melynek kimeneti jele negatív bemenet esetén nulla, pozitív bemeneti jelre pedig nagyon jó közelítéssel megegyezik azzal.



7.1. ábra. Diódával kiegészített követő erősítő

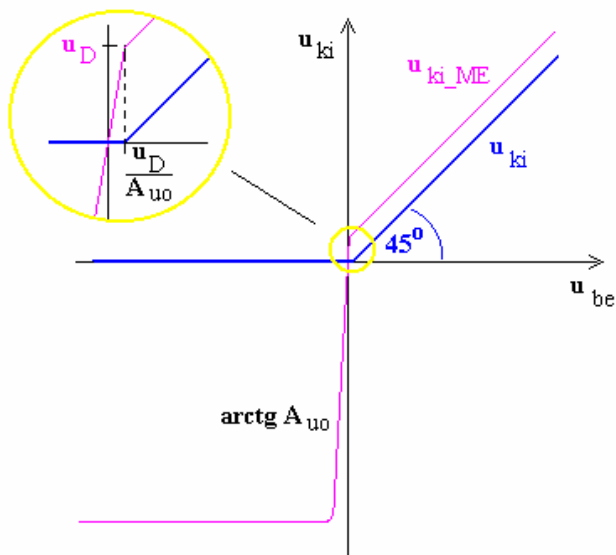
Pozitív bemeneti feszültségek esetén a kapcsolás valóban követő erősítőként viselkedik. Negatív bemeneti jelek mellett azonban a műveleti erősítő kimeneti feszültsége a lehető legalacsonyabb értékét veszi fel, azaz a negatív tápfeszültség felé közelít. Ekkor a dióda lezárt állapotba kerül. A kapcsolás kimeneti feszültsége nulla lesz. (7.2. ábra)

A dióda lezárt állapotában a visszacsatolás megszűnik, ezért a műveleti erősítő a nyílthurkú feszültségerősítésnek megfelelően – nagyon meredeken – követi a bemeneti jelet.

Amikor a bemeneti jel negatívról pozitívrá vált a dióda nem nyit ki azonnal. Csak amikor már a műveleti erősítő kimeneti jele elérte a dióda nyitófeszültségét, u_D -t, akkor kezd a kapcsolás kimeneti feszültsége emelkedni. Ez u_D/A_{uo} nagyságú bemeneti jelnél következik be, mely nagyság-

rendileg kb. $0,6 \text{ V} / 200\,000 = 3 \mu\text{V}$. Ekkora lesz az így előállt kapcsolás "nyitófeszültsége". A dióda r_D differenciális ellenállása is kb. kétszáz ezred-résére csökken.

A kapcsolás egyik hátránya, hogy a nyitótartományban a kimeneti feszültség nem emelkedik meredekebben, ahogy azt ideális esetben egy kapcsolótól várnánk.



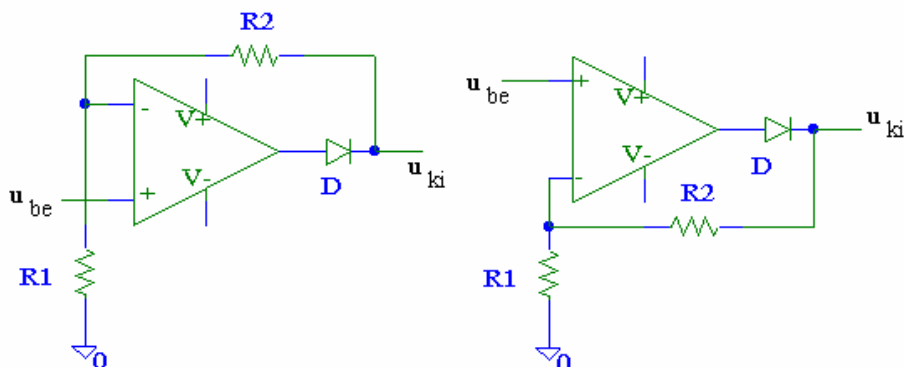
7.2. ábra. A 7.1. ábrán látható kapcsolás átviteli karakterisztikája

A 7.3. ábrán látható megoldással az áramkör visszacsatolt állapotában tetszőlegesen beállítható emelkedést érhetünk el.

u_D/A_{uo} -nál nagyobb bemeneti feszültségek esetén az $u_{be}-u_{ki}$ kapcsolatot az A_{uv} visszacsatolt erősítés határozza meg, melyet az R_1 és R_2 ellenállásokkal változtathatunk.

$$A_{uv} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Az így megvalósított kapcsolás az alacsonyfrekvenciás tartományban jól közelíti az ideális dióda karakterisztikáját.



7.3. ábra. Az ideális dióda közelítése műveleti erősítővel (a két kapcsolás megegyezik)

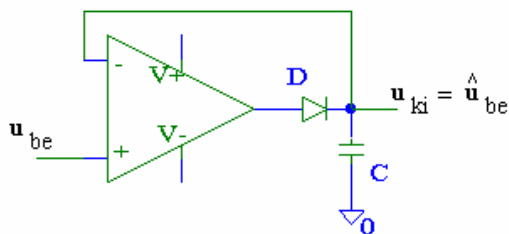
A kapcsolat hátránya, hogy a műveleti erősítő frekvencia korlátai miatt csak kb. néhány száz kHz-ig alkalmazható jelentős torzítás nélkül. A negatív bemeneti jelek esetén a kapcsolat erőteljes túlvezérlésbe kerül, mely lassítja a kapcsolat működését. További nehézséget jelent a műveleti erősítő véges kimeneti jelváltozási sebessége (slew rate-je), mert az origó közelében közel $-U_{T-}$ -ről nagyon gyorsan kell $+u_{D-}$ -re váltani, és ezt magasabb frekvenciájú jeleknél a slew rate erősen korlátozza. A slew rate-t a visszacsatolt erősítésnek megfelelő frekvencia kompenzáció is csökkenti. Szintén hiba forrása lehet a műveleti erősítő offset feszültsége, mely az elméletileg a kapcsolásra kapott néhány μV -os nyitófeszültségnél gyakran több nagyságrenddel is nagyobb.

Az előzőekben megismert kapcsolatunk további áramköri megoldások alapja lehet. A 7.4. ábrán egy, a bemeneti jel csúcsértékét mérő kapcsolást láthatunk.

A kapcsolat kimeneti kondenzátorán a bemeneti jel csúcsértéke jelenik meg.

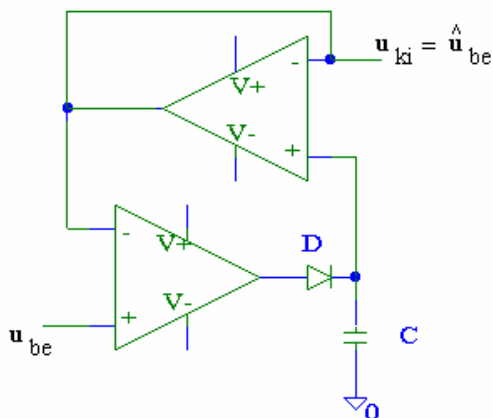
Ideális esetben ezt a feszültséget a kondenzátor meg is őrzi, mert a lezárt dióda, illetve a műveleti erősítő invertáló bemenete felé nem folyik áram. Valódi áramkörök esetén ezek nem hanyagolhatók el és nem szabad figyelmen kívül hagyni a következő fokozat bemeneti ellenállását és a kondenzátor önkisülését sem.

Korlátozást jelent még a műveleti erősítő véges maximális kimeneti árama, mely főleg rövid impulzusok esetén nem képes kellő sebességgel tölteni a kondenzátort.



7.4. ábra. Csúcsértékmérő

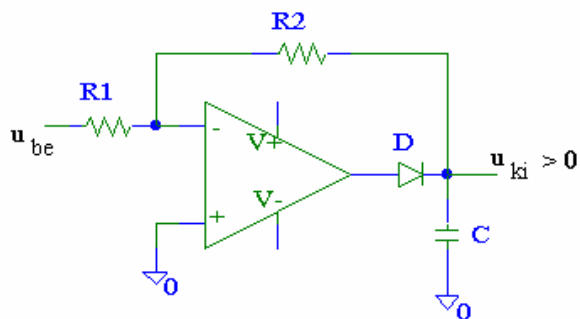
A fenti nehézségeket egy újabb műveleti erősítő beiktatásával csökkenteni lehet. Ezt mutatja a 7.5. ábra.



7.5. ábra. Gyors működésű csúcsértékmérő kapcsolás

Ennél a megoldásnál a C kondenzátort a következő fokozat felé egy feszültségkövető erősítő kapcsolás illeszti. Ezért a C kondenzátor kisebb értékű lehet. Ezáltal a kondenzátor töltődése és a kapcsolás működése felgyorsul.

A bemeneti jel negatív csúcspontjainak érzékelésére alkalmas megoldást láthatunk a 7.6. ábrán.



7.6. ábra. Mérőkapcsolás negatív csúcspontok érzékelésére

Pozitív bemeneti jelek esetén a műveleti erősítő kimenete a negatív tápfeszültség közelébe kerül, és a dióda lezár. Negatív bemeneti jelek mellett a műveleti erősítő kimenete pozitívvá vált és a visszacsatolásnak megfelelően

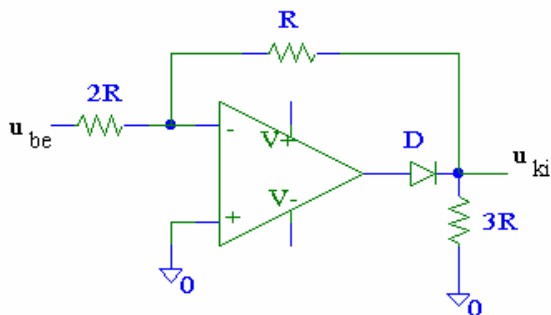
$$u_{ki} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_{be}, \text{ ha } u_{be} < 0$$

jelet állítja elő a kimeneten. Ennek csúcspontját őrzik meg a kondenzátor, ami tehát a bemeneti jel minimális értékének $-R_2/R_1$ -szerese lesz.

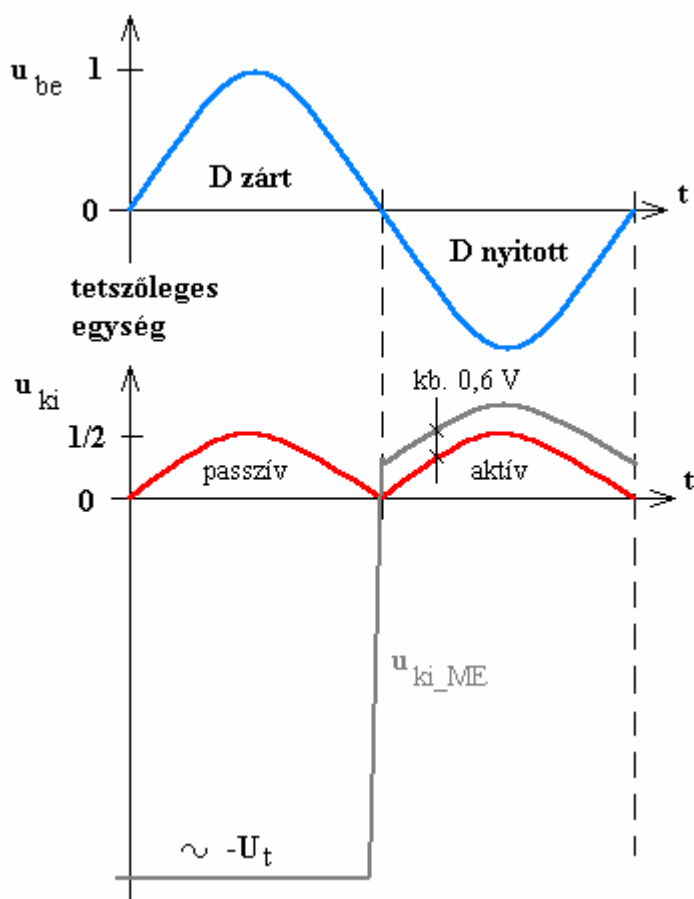
A kapcsolás hiányossága a műveleti erősítő nem ideális tulajdonságain túl, hogy az R_2 -es ellenálláson keresztül el nem hanyagolható áram folyhat, mely a kondenzátor feszültségét módosítja. Feltételezve egy, a kondenzátoron már kialakult u_c feszültséget, ennél nagyobb pozitív bemeneti jelek esetén tölti a kondenzátort, kisebb pozitív és negatív jelek esetén kisüti azt. A kondenzátor töltődése – a műveleti erősítő által – csak az újabb negatív bemeneti csúcspontnál következik be.

7.2. Abszolútérték-képző áramkör (egyszerű)

A 7.6. ábrán látható kapcsolás kis módosításával érdekes áramkörhöz jutunk. Cseréljük ki a kondenzátort egy $3R$ nagyságú ellenállásra, miközben R_2 legyen R , R_1 pedig $2R$ nagyságú, ahogy azt a 7.7. ábra mutatja.



7.7. ábra. Egyszerű abszolútérték-képző áramkör



7.8. ábra. Az abszolútérték-képző áramkör idődiagramjai

Ha pozitív bemeneti jelet kapcsolunk az áramkörre, akkor a műveleti erősítő kimenete u_{ki_ME} a negatív tápfeszültség közelébe esik le, és a dióda lezárt állapotba kerül. Ekkor a kapcsolás egy passzív $3R-3R$ -es feszültségosztóvá válik. A kimeneten megjelenik a bemeneti jel fele.

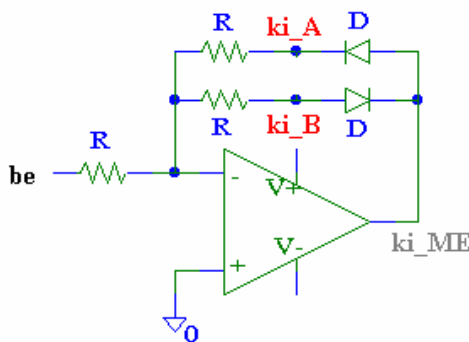
Ha a bemenetre negatív jel érkezik, akkor a visszacsatolás helyreáll és a kimeneten a bemeneti jel invertáltja $R/2R$ "erősítéssel" áll elő. Összességében tehát a kimeneti jel a bemeneti jel abszolút értékének a felét adja bármilyen polaritású a vezérlés.

Egy periódusra a 7.8. ábra mutatja a bemeneti és a kimeneti jel közötti kapcsolatot.

A kapcsolás legnagyobb hátránya, hogy nem terhelhető, mert a passzív félperiódusban az osztási arány elromlik.

7.3. Invertáló félhullámú egyenirányító kapcsolás

A 7.9. ábra egy olyan kapcsolást mutat, mely a bemeneti jel pozitív vagy negatív félperiódusát egyenirányítja.



7.9. ábra. Invertáló félhullámú egyenirányító kapcsolás

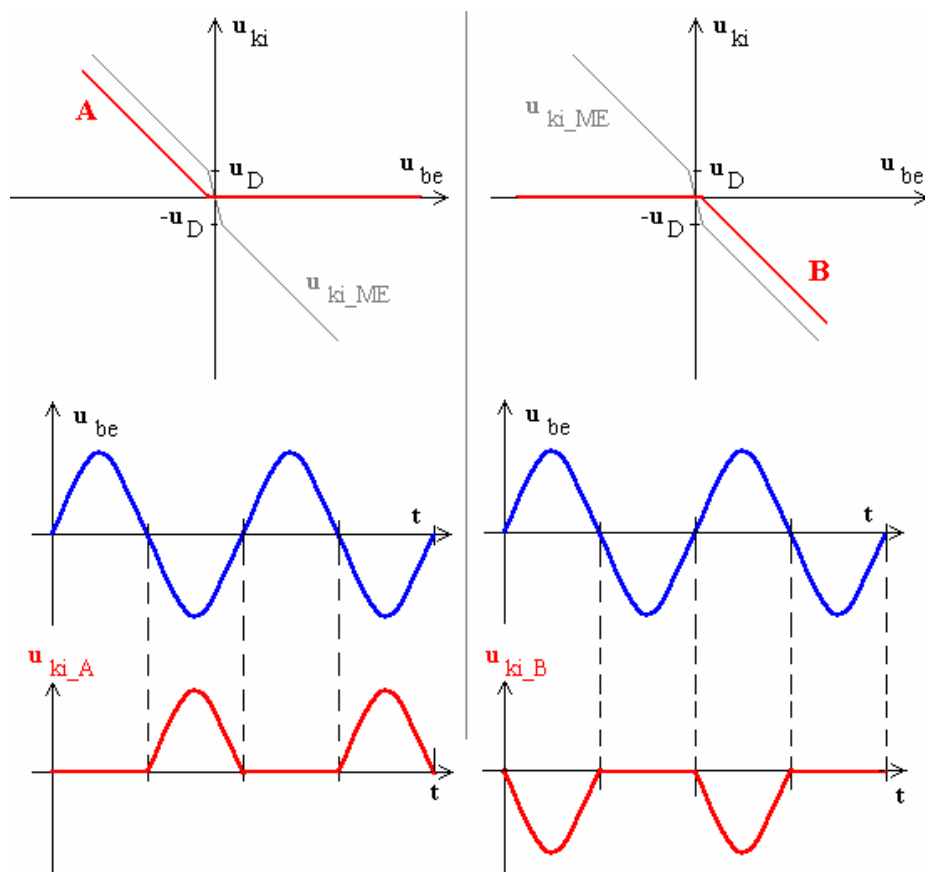
A kapcsolás megértéséhez először határozzuk meg a műveleti erősítő kimeneti jelét! Amíg a műveleti erősítő kimeneti jele el nem éri a diódák egyikének nyitófeszültségét, addig a műveleti erősítő nyílthurkú feszültség-erősítéssel dolgozik. Kimenete nagyon meredeken követi a bemeneti jel változását.

Ha az erősítő kimenete már meghaladta $\pm u_D$ -t, akkor a visszacsatolásnak megfelelően éppen egy u_D -nyi feszültségkülönbséggel és egységnyi meredekséggel követi a bemeneti jel invertáltját.

A műveteli erősítő kimenete az A pontot csak pozitív irányba tudja mozdítani, a B pontot pedig csak negatív irányba.

Pozitív bemeneti jeleknél az erősítő kimenete negatív és az A oldali diódája zárt. Az invertáló bemenet virtuális földnek tekinthető, ezért ekkor az A pont feszültsége nulla.

Negatív bemeneti jeleknél az A oldali dióda kinyit, mert az erősítő kimenete pozitív. Ekkor az A pont feszültsége az erősítő kimeneti feszültsége alatt marad, éppen egy dióda nyitóirányú feszültségével, kb. 0,6 V-al.



7.10. ábra. A kapcsolat feszültség- és idődiagramjai

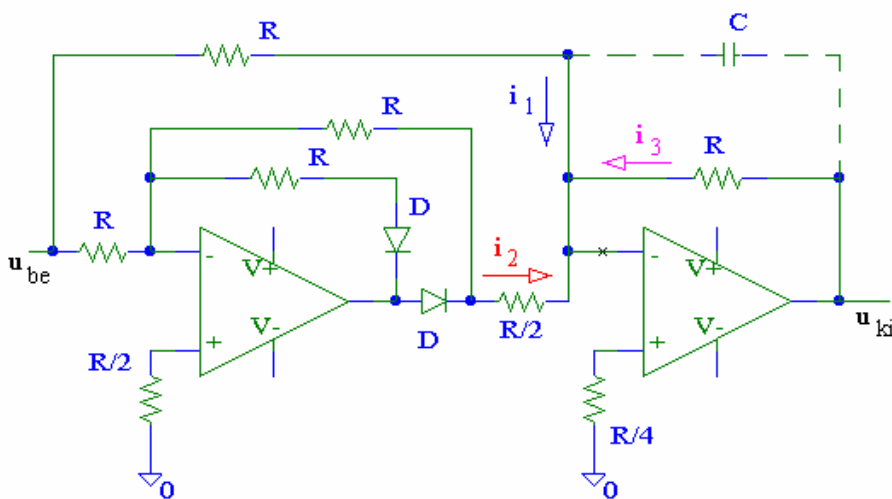
Tehát pozitív bemeneti jelekre az A pont feszültsége nulla, negatív bemeneti jelekre pedig a bemeneti jelek invertáltja, azaz pozitív. (7.10. ábra)

A B pont feszültsége – hasonló megfontolásból – pozitív bemeneti jelekre invertálja azokat és negatív lesz, míg negatív bemeneti jelekre nullát ad.

Az invertáló félhullámú egyenirányító kapcsolás, mivel mindkét félperiódusban visszacsatolt, elkerüli a telítéses állapotot, ezért működése valamivel gyorsabb lehet az ideális dióda kapcsolásnál. A kapcsolást számtalan felhasználási területen alkalmazzák. Ezek közül mutat be egyet a következő fejezet.

7.4. Abszolútérték-képző áramkör (precíziós)

Az invertáló félhullámú egyenirányító kapcsolás csekély kiegészítésével nagypontosságú, kétutas egyenirányítót, azaz abszolútérték-képző áramkört hozhatunk létre. Felépítését a 7.11. ábra mutatja.



7.11. ábra. Precíziós abszolútérték-képző kapcsolás

A kapcsolat első műveleti erősítője egy félhullámú egyenirányító kapcsolat, mely a pozitív bemeneti jelekre nem reagál, míg negatív bemeneti jel esetén, kimenetén előállítja annak invertáltját.

A második műveleti erősítő súlyozott összegzőként viselkedik. Invertáló bemenetén az i_3 árammal ellensúlyozza i_1 és i_2 összegét. Az i_1 áram értéke mindegyik félperiódusban

$$i_1 = \frac{u_{be}}{R}$$

Az i_2 áram a pozitív bemeneti jelekre 0, míg a negatív félperiódusban

$$i_2 = \frac{-u_{be}}{R/2} = 2 \cdot \frac{-u_{be}}{R} > 0$$

A két áram összege csak pozitív félperiódusokból áll, ezért a kimeneti feszültségjelet csak negatív félperiódusok alkotják, ahogy azt a 7.12. ábra szemlélteti.

Kondenzátor beiktatásával a kimeneti feszültség időben átlagolódik.

$$u_{ki} = -\frac{1}{T} \int_0^T |u_{be}(t)| dt$$

Nagyon sok mérőműszer a fenti elven méri a bemeneti jel effektív értékét. Meg kell azonban jegyezni, hogy az abszolút érték időbeli átlaga csak egyenfeszültség esetén egyezik meg az effektív értékkel.

$$u_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u^2(t) dt}$$

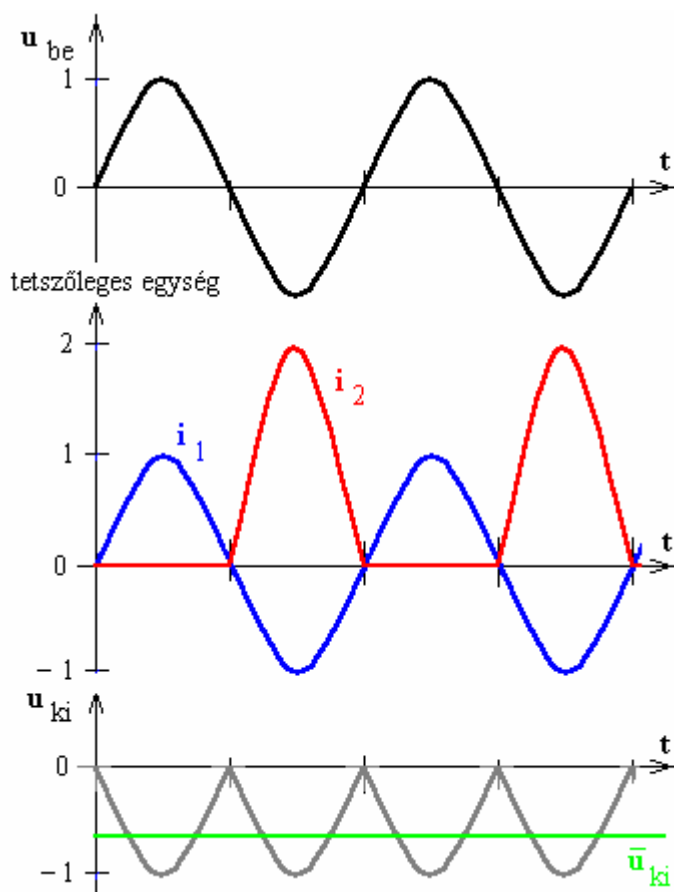
Váltakozó áramú jelek esetén a jel alakjától függő formátényezővel szokás az abszolút érték időátlagát szorozni.

Színuszos jelekre

$$u_{eff} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \overline{|u|}$$

Háromszögjelre

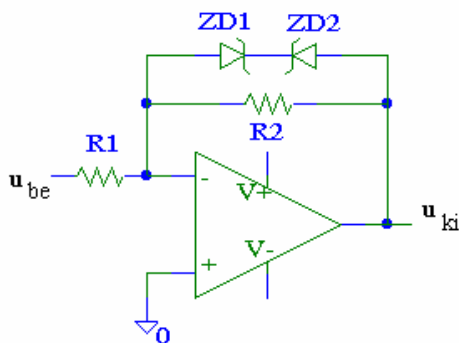
$$u_{eff} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \overline{|u|}$$



7.12. ábra. A precíziós abszolútérték-képző kapcsolás idődiagramjai

7.5. Diódás vágóáramkör (clipper)

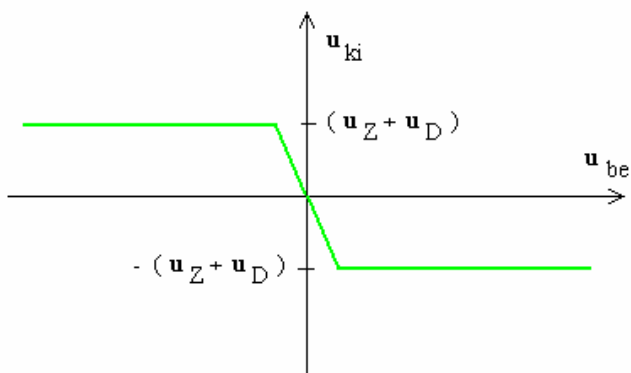
Gyakran előfordul, hogy az erősítő áramkörök bemeneti jelének feszültség szintjét korlátozni kell. Erre mutat megoldást a következő kapcsolás. (7.13. ábra)



7.13. ábra. Zéner-diódás feszültségátároló kapcsolás

A fenti kapcsolás $(u_Z + u_D)$ -nél kisebb abszolút értékű bemeneti jelekre az invertáló alapkapsolásnál megismert $-R_2/R_1$ -szeres erősítéssel válaszol. Ennél nagyobb bemeneti jelek esetén a kimeneti feszültség szint határolódik $+(u_Z + u_D)$ vagy $-(u_Z + u_D)$ értéken. (7.14. ábra)

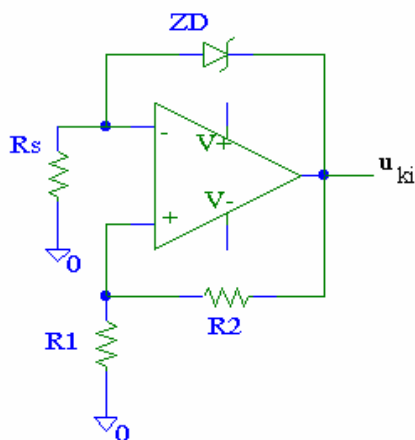
R_2 elhagyásával az origó környéki átmeneti tartomány a közel nyílthurkú feszültség erősítés miatt nagyon keskeny tehető.



7.14. ábra. Zéner-diódás határoló áramkör transzfer karakterisztikája

7.6. Precíziós egyenfeszültség-források

Műveleti erősítő segítségével nagy pontosságú referencia feszültség-források készíthetők. Erre mutat két példát a 7.15. ábra.



7.15. ábra. Referencia feszültségforrás

A kimeneti feszültség felírásához használjuk ki, hogy a műveleti erősítő invertáló és nem-invertáló bemenetei azonos feszültségre állnak be.

$$u_{ki} - u_Z = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki}$$

Az egyenlet rendezésével

$$u_{ki} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot u_Z$$

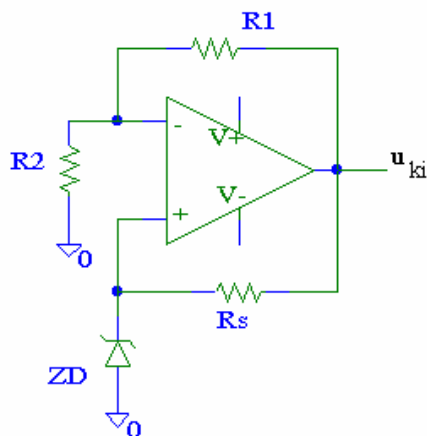
Hasonló kialakítást láthatunk a következő, 7.16. ábrán is. Ebben az esetben

$$u_Z = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki}$$

melyből

$$u_{ki} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot u_Z$$

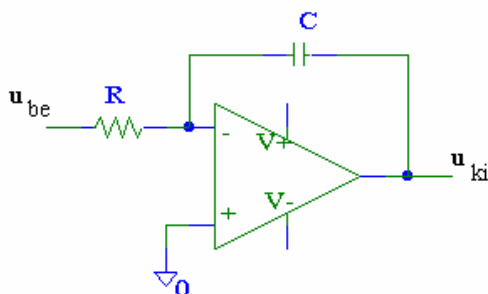
Mindkét kapcsolás a bekapcsolási folyamatok függvényében segéd-áramköröket igényelhet a helyes munkapont beállításához.



7.16. ábra. Referencia feszültségforrás egy másik kialakítási lehetősége

8. Integráló és differenciáló kapcsolások

Vizsgáljuk meg az alábbi kapcsolás bemeneti és kimeneti jele közötti kapcsolatot! (8.1. ábra)



8.1. ábra. Integráló alapkapcsolás

Írjuk fel a csomóponti törvényt a műveleti erősítő invertáló bemenetére!

$$\frac{u_{be}}{R} + C \cdot \frac{du_{ki}}{dt} = 0$$

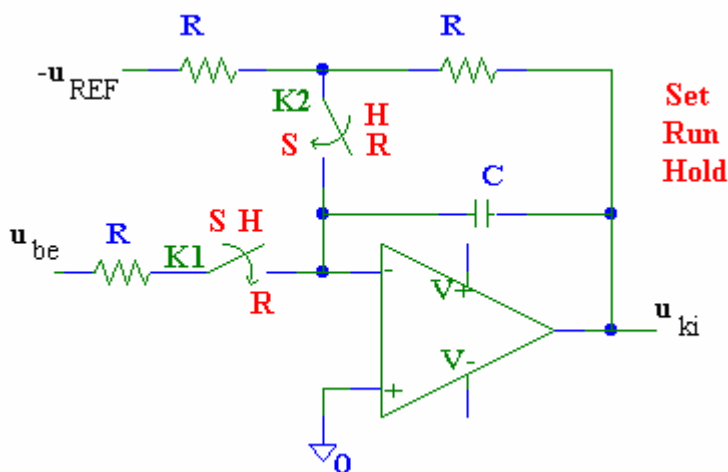
$$\frac{du_{ki}}{dt} = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot u_{be}$$

$$u_{ki} = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t u_{be}(t) \cdot dt + u_{ki}(t=0)$$

A kimeneten a bemeneti jel idő szerinti integráltja jelenik meg. A kezdeti feltétel – a kimeneti jel értéke az integrálás kezdetekor, $u_{ki}(t=0)$ – a kapcsolás kis átalakításával előre beállítható. Ehhez két kapcsolóra is szükségünk van, ahogy azt a 8.2. ábra szemlélteti.

A kapcsolók megfelelő zárásával a kapcsolás három különböző állapotba hozható. (A negyedik lehetőségnek itt nincs jelentősége) Ezek:

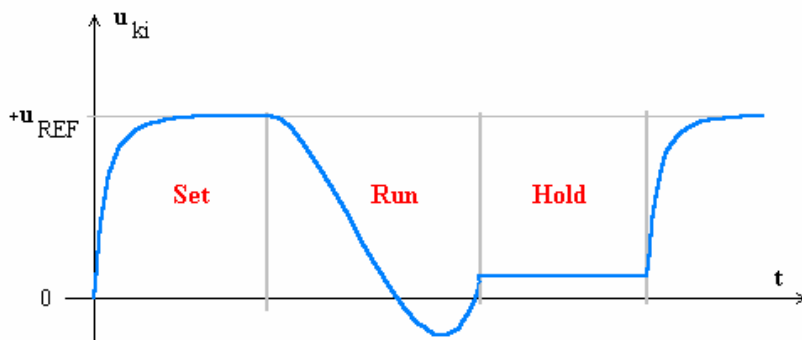
	K 1	K 2
Kezdeti feltétel beállítása (Set)	nyitva	zárva
Integrálás (Run)	zárva	nyitva
Tartás (Hold)	nyitva	nyitva



8.2. ábra. Kezdeti feltétel beállítása kapcsolók segítségével

- ✦ *Set:* Az u_{ki} kezdeti értékének beállításakor a kapcsolás invertáló erősítőként viselkedik. A kondenzátor a negatív referenciafeszültség abszolút értékére töltődik fel.
- ✦ *Run:* Az integrálási üzemmódban a kimeneti jel a bemeneti jel időbeli integrálja lesz, ahogy azt az előbbi képlet mutatja.
- ✦ *Hold:* Ebben az állapotban a kimeneti jel megőrzi az integrálás befejezésekor felvett értékét.

Egy lehetséges integrálási ciklust láthatunk a 8.3. ábrán.



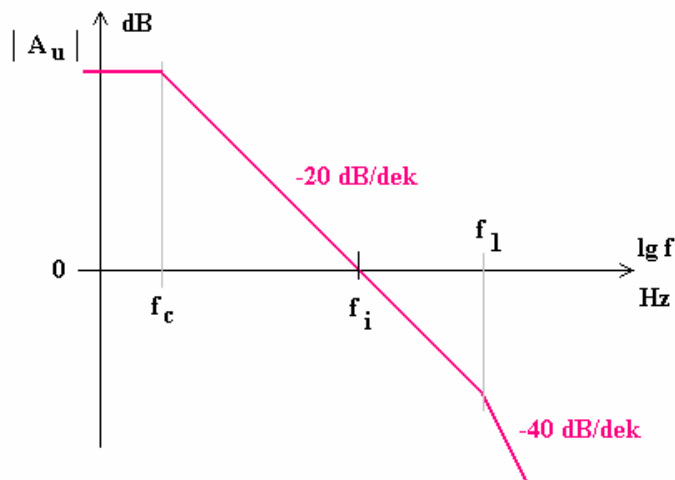
8.3. ábra. Az integrátor három állapota

A kapcsolat valódi működése több ok miatt is eltérhet az ideálistól. Egészen alacsony frekvencián a kondenzátor szivárgási árama, a műveleti erősítő véges bemeneti ellenállása, offset feszültsége, véges erősítése, továbbá a kapcsolók (analóg félvezető kapcsolókra gondoljunk) nyitott állapotban is létező szivárgási árama okoz gondot. Magasabb frekvencián a műveleti erősítő tulajdonságai fokozatosan romlanak, ezért a gyors működés eléréséhez ebben a frekvenciatartományban is kielégítő paramétereket szolgáltatató műveleti erősítőre van szükség.

Az integrátor frekvenciamenete ideális esetben 20 dB/dekáddal esik a frekvencia növekedésével. A valóságos kapcsolások frekvenciamenete ettől egészen alacsony frekvencián (10^{-6} Hz-en), továbbá a műveleti erősítő egységnyi feszültségerősítéséhez tartozó frekvencián (kb. 10 MHz-en) különbözik. Az ideálistól való alacsonyfrekvenciás és nagyfrekvenciás eltérést a 8.4. ábra mutatja. (Az integrátor frekvenciamenete hasonló egy alul-áteresztő szűrő frekvenciamenetéhez.)

Az f_c frekvenciaértéket döntően a kondenzátor szivárgási árama által okozott kisülés időállandója határozza meg. Az f_1 a $\tau = R \cdot C$ integrálási időállandónak megfelelő frekvencia. A második töréspont, melytől kezdve a frekvenciamenet már 40 dB/dekáddal esik, a műveleti erősítő egységnyi erősítéséhez tartozó f_1 érték.

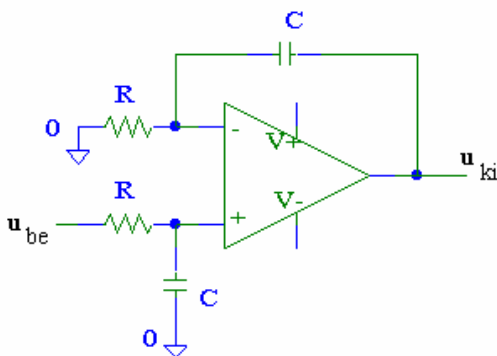
A kapcsolat integrátorként a -20 dB/dekádos frekvenciatartományban használható.



8.4. ábra. Az integrátor frekvenciamenete

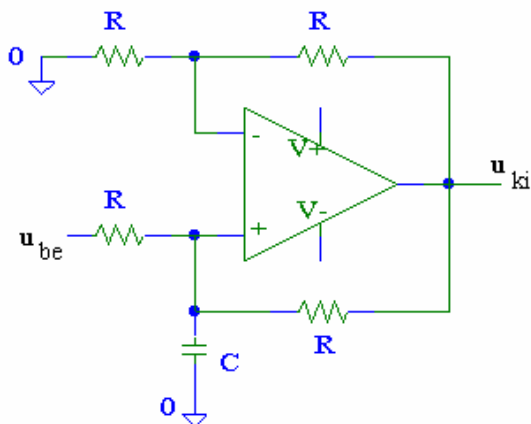
Az integrátornak számtalan megvalósítási formája van. A 8.5. ábrán látható kapcsolat un. *fázist nem fordító integrátor*. Átvitelét a következő képlettel határozhatjuk meg:

$$u_{ki} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t u_{be}(t) \cdot dt + u_{ki}(t=0)$$



8.5. ábra. Fázist nem fordító integrátor

Hasonlóan integrátorként viselkedik a 8.6. ábrán látható kapcsolás is.



8.6. ábra. A fázist nem fordító integrátor egy másik kiviteli formája

Működésének megértéséhez használjuk ki, hogy az invertáló bemenet feszültsége a kimenet fele lesz.

$$u_- = \frac{u_{ki}}{2}, \quad \text{továbbá} \quad u_{ki} = 2 \cdot u_- = 2 \cdot u_+$$

A nem-invertáló bemenetre felírt csomóponti törvény szerint

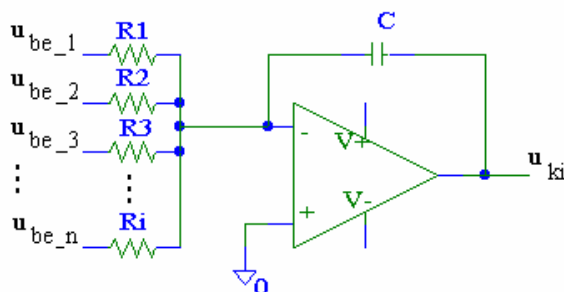
$$\frac{u_{ki} - u_+}{R} + \frac{u_{be} - u_+}{R} - C \cdot \frac{du_+}{dt} = 0$$

$$\frac{du_{ki}}{dt} = \frac{2}{R \cdot C} \cdot u_{be}$$

melyből

$$u_{ki} = \frac{2}{R \cdot C} \cdot \int_0^t u_{be}(t) \cdot dt + u_{ki}(t=0)$$

Az invertáló alapkapsolás tulajdonságát kihasználva képezhetjük több bemeneti jel súlyozott összegét időben integráló áramkört is. Ezt a kapcsolási megoldást a 8.7. ábrán láthatjuk.

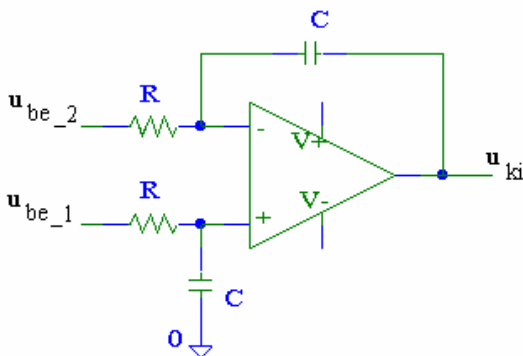


8.7. ábra. Összegző integrátor

A 8.7. ábra kapcsolásának kimeneti feszültségét az alábbi képlettel adhatjuk meg:

$$u_{ki} = -\frac{1}{C} \cdot \int_0^t \sum_{i=1}^n \frac{u_i(t)}{R_i} dt + u_{ki}(t=0)$$

A 8.8. ábra egy *differenciálintegrátort* mutat, mely a 8.5. ábrán szereplő kapcsolat kiterjesztésének is tekinthető, mivel itt az invertáló bemenetet szintén felhasználjuk vezérlésre.



8.8. ábra. Differenciálintegrátor

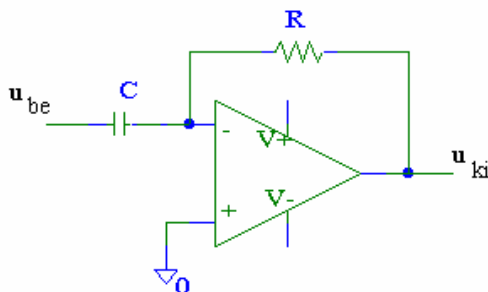
A differenciálintegrátor kimeneti jelét az alábbi összefüggés írja le:

$$u_{ki} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t (u_{be_1}(t) - u_{be_2}(t)) \cdot dt + u_{ki}(t=0)$$

vagy

$$u_{ki} = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t (u_{be_2}(t) - u_{be_1}(t)) \cdot dt + u_{ki}(t=0)$$

A következőkben vizsgáljuk meg, milyen áramkört kapunk akkor, ha a 8.1. ábrán látható kapcsolás R és C elemeit felcseréljük! Azonnal beláthatjuk, hogy ekkor egy differenciáló áramkörhöz jutunk. (8.9. ábra)



8.9. ábra. Differenciáló áramkör (elvi felépítés)

Az invertáló bemenetre felírt csomóponti törvény alapján:

$$C \cdot \frac{du_{be}}{dt} + \frac{u_{ki}}{R} = 0$$

melyből

$$u_{ki} = -R \cdot C \cdot \frac{du_{be}}{dt}$$

A kapcsolás kimenetén a bemeneti jel idő szerinti deriváltja jelenik meg. A gyakorlati megvalósítás során azonban problémák lépnek fel.

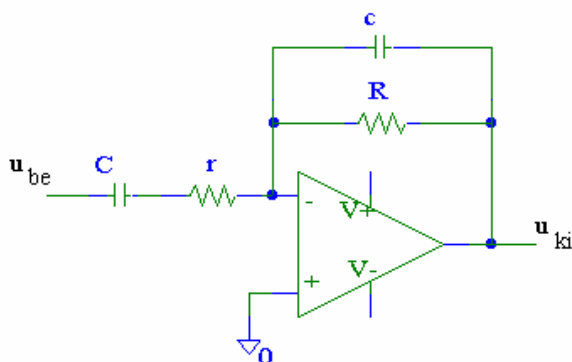
- Egyrészt a kapcsolás erősítése az invertáló alapkapsolásra meghatározott összefüggés alapján

$$A_u = -\frac{R}{\frac{1}{j\omega C}} = -j\omega RC$$

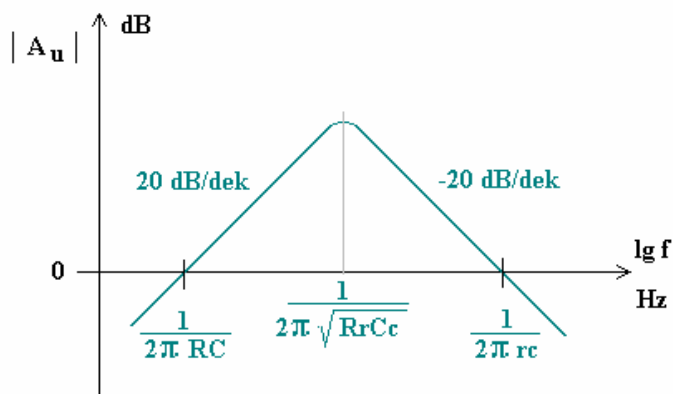
ami a frekvencia növekedésével végtelen nagy erősítéshez vezet. Ez nyilvánvalóan lehetetlen.

- Másodsorban a kondenzátor impedanciája a frekvencia növekedésével a rövidzár irányába tart, és ezzel a kapcsolás bemeneti ellenállása is tart a zérushoz.
- A harmadik nehézséget a kapcsolás fázistolása jelenti, mely instabillá teszi a kapcsolás működését, az áramkör ebben a formájában gerjedni fog.

Mіндеzen hibák kiküszöbölhetők akkor, ha további r és c elemmel egészítjük ki az előző kapcsolást úgy, ahogy azt az alábbi ábra mutatja:



8.10. ábra. Differenciáló áramkör (gyakorlati megvalósítás)



8.11. ábra. A differenciáló áramkör frekvenciamenete

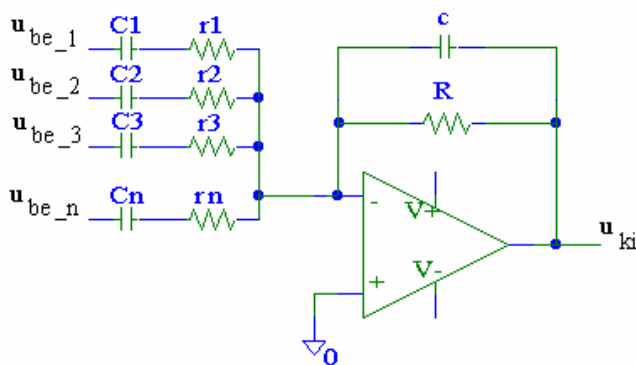
A kapcsolat frekvenciamenete az elvileg 20 dB/dekádos folyamatos emelkedés helyett az új elemek alkalmazása miatt letörik, és -20 dB/dekádos eséssel éri el a 0 dB-es tengelyt. (8.11. ábra)

A 8.10. ábrán látható kapcsolat stabilitása akkor biztosítható, ha a műveleti erősítő egységnyi erősítéshez tartozó f_1 frekvenciája magasabb, mint az r és c elemek által meghatározott törésponti frekvencia, azaz

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot c} < f_1$$

Ilyen feltételek mellett a +20 dB/dekádos frekvenciatartományban használható a kapcsolat, differenciáló áramkörként.

A bemeneti többszörözésével – kihasználva, hogy az invertáló bemeneten áramösszegzés jön létre – az előző kapcsolatunk *összegző differenciáló áramkörre* alakítható. Ennek kapcsolási rajza látható a 8.12. ábrán.



8.12. ábra. Összegző differenciáló erősítő

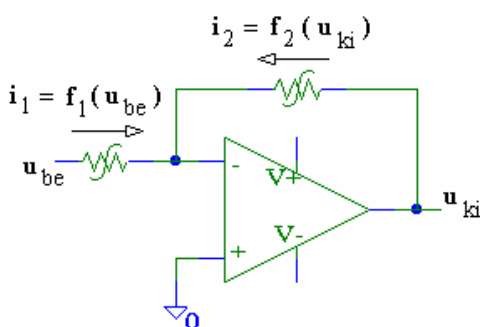
Megfelelően alacsony frekvenciákon – a frekvenciamenet 20 dB/dekádos szakaszán – a kimeneti feszültség a következő alakban adható meg:

$$u_{ki} = -R \cdot \sum_{i=1}^n C_i \cdot \frac{du_{be-i}}{dt}$$

Ha a differenciálást ennél magasabb frekvenciájú jelekre kell megvalósítani, akkor vissza kell térni a passzív R-C tagos négypólushoz.

9. Logaritmus és exponenciális erősítők

A műveleti erősítővel felépített invertáló alkapcsolás kitűnő lehetőséget ad nemlineáris karakterisztikájú áramkörök megvalósítására. Általános esetben legyen mindkét ellenállás nemlineáris feszültség-áram karakterisztikájú.



9.1. ábra. Nemlineáris karakterisztika előállítás

Ideális műveleti erősítőt feltételezve

$$i_1 + i_2 = 0$$

$$f_1(u_{be}) = -f_2(u_{ki})$$

$$u_{ki} = f_2^{-1}[-f_1(u_{be})]$$

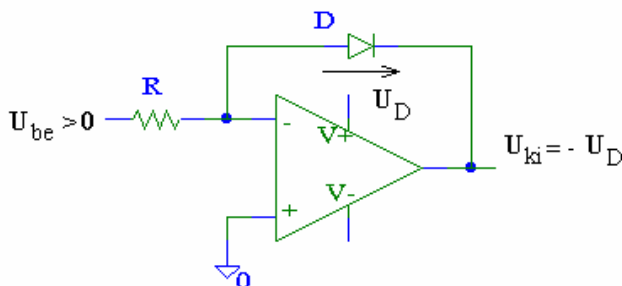
Ismereteink bővítéséhez nemlineáris alkatrészként válasszunk félvezető p-n átmenetet, azaz diódát.

9.1. Logaritmikus erősítők

A félvezető dióda árama (I_D) és feszültsége (U_D) között az alábbi kapcsolat áll fenn nyitóirányú előfeszítés esetén:

$$I_D = I_s \cdot (e^{\frac{U_D}{m \cdot U_T}} - 1)$$

ahol I_s az elméleti záróirányú visszáram, U_T a termikus feszültség ($U_T = \frac{k \cdot T}{q}$), m pedig 1 és 2 közé eső tapasztalati érték, mely döntően az előállítási technológia függvénye. Kössük be ezt a nemlineáris karakterisztikájú diódát a műveleti erősítő visszacsatoló ágába! Ekkor a következő kapcsoláshoz jutunk:



9.2. ábra. Logaritmikus erősítő diódával

Amennyiben a diódán eső feszültség kb. 100 mV feletti, akkor a fenti képlet (-1)-es tagja elhanyagolható és ekkor a bemeneti és a kimeneti jel között az alábbi kapcsolat írható fel:

$$\frac{U_{be}}{R} = I_s \cdot e^{\frac{U_D}{m \cdot U_T}}$$

$$m \cdot U_T \cdot \ln \frac{U_{be}}{R \cdot I_s} = U_D = -U_{ki}$$

$$U_{ki} = -m \cdot U_T \cdot \ln \frac{U_{be}}{R \cdot I_s}$$

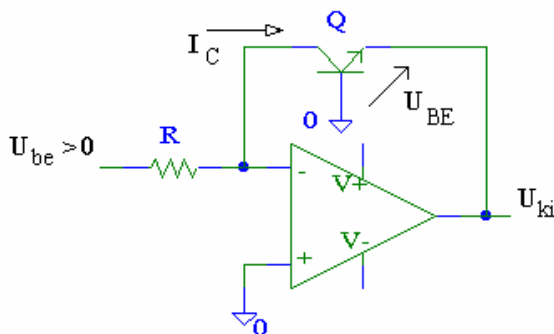
Eredményünk alapján a kimeneti feszültség a bemeneti jel logaritmusával lesz arányos. Sajnos a logaritmus kapcsolatot csak egy-két dekád alatt tekinthető elegendően pontosnak. A hibát a dióda nagyobb áramoknál fellépő soros ellenállása és az m paraméter áramfüggése idézi elő.

Az előző nehézségek egy része csökkenthető, ha bipoláris tranzisztorral helyettesítjük a diódát, ahogy azt a 9.3. ábrán láthatjuk.

A bipoláris tranzisztor kollektor árama és bázis-emitter feszültsége közötti kapcsolat alapján

$$I_C = \alpha \cdot I_s \cdot (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1) \approx I_s \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

a kimeneti feszültség az alábbi alakban adható meg:



9.3. ábra. Logaritmus erősítő bipoláris tranzisztorral

$$\frac{U_{be}}{R} = I_C = I_s \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

$$U_T \cdot \ln \frac{U_{be}}{R \cdot I_s} = U_{BE} = -U_{ki}$$

$$U_{ki} = -U_T \cdot \ln \frac{U_{be}}{R \cdot I_s}$$

Ez a kapcsolat 1 %-os pontossággal fenntartható abban az esetben, ha

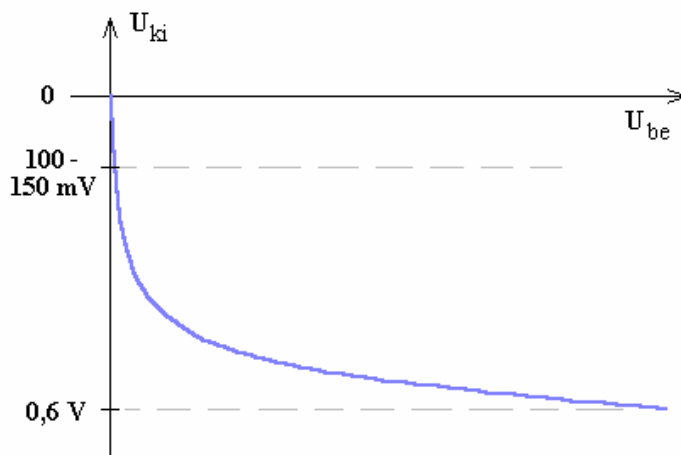
- a kollektor áram a 0,5 nA és 0,5 mA közötti tartományban marad. Ez a diódás megvalósításnál elérhető egy-két dekáddal szemben ötdekádos átfogást jelent(!), továbbá
- a tranzisztor bázis-emitter feszültsége nagyobb, mint kb. 100 mV (4-6-szorosa U_T -nek),
- a tranzisztor áramerősítési tényezője nagy, és ezzel α jó közelítéssel egynek tekinthető,
- $r_{BB'}$ kicsi (és mellette I_B is az), mert ekkor $r_{BB'} \cdot I_B \ll U_{BE}$, valamint
- $U_{BC} \approx 0$.

Ez utóbbi feltétel a kapcsolás felépítéséből következik, mivel a tranzisztor kollektora (a műveleti erősítő invertáló bemenete) virtuális földpont.

A kimenet változását a bemeneti feszültség függvényében a 9.4. ábrán rajzoltuk fel.

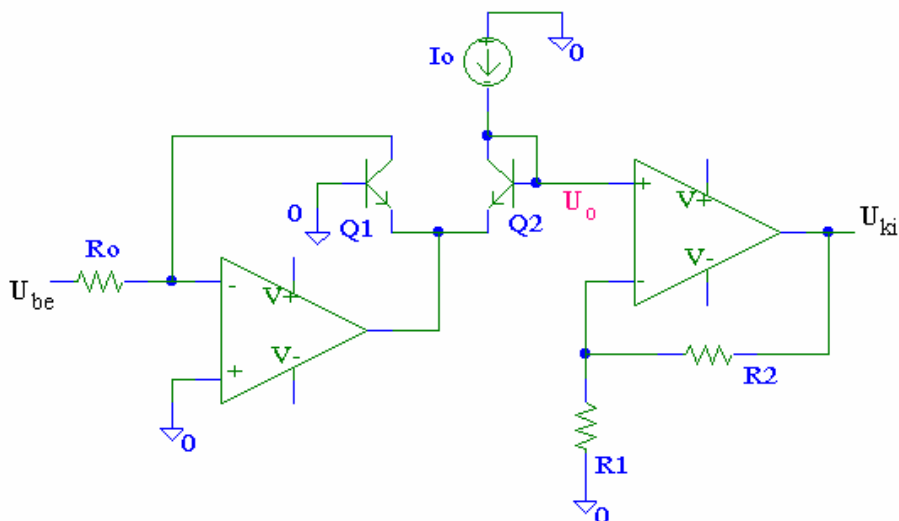
A kapcsolás pontos működését zavarja a műveleti erősítő ofszet hibája. Gondot jelent az ofszet feszültség éppúgy, mint a nem nulla ofszet áram.

A legnagyobb probléma azonban a nagy hőmérsékletérzékenység. Ennek oka mind U_T , mind I_S erőteljes hőfokfüggésében keresendő.



9.4. ábra. A logaritmusos erősítő átvitele

A hőmérsékletérzékenység részbeni kompenzálása két tranzisztor bázis-emitter feszültségének különbségét képezve megoldható. A logaritmus erősítő hőmérsékletkompenzált áramköri kialakítása a 9.5. ábrán látható:



9.5. ábra. Hőmérsékletkompenzált logaritmus erősítő

A második, Q2-es tranzisztor U_o bázisfeszültsége, mely egyben a második műveleti erősítővel kialakított nem-invertáló erősítő bemeneti feszültsége is lesz, a következőképpen számítható ki:

$$U_o = U_{BE2} - U_{BE1} = U_{T2} \cdot \ln \frac{I_o}{I_{s2}} - U_{T1} \cdot \ln \frac{U_{be}}{R_o \cdot I_{s1}}$$

Ha a két tranzisztor paraméterei azonosak, akkor termikus feszültségük és záróirányú visszáramuk egyformának tekinthető. Ennek a nagyon fontos feltételnek legkönnyebben úgy lehet megfelelni, hogy a két tranzisztort teljesen egyforma technológiai lépésekkel, egy chipen, egymás mellett állítják elő, majd közös tokozásba helyezik őket. Ekkor

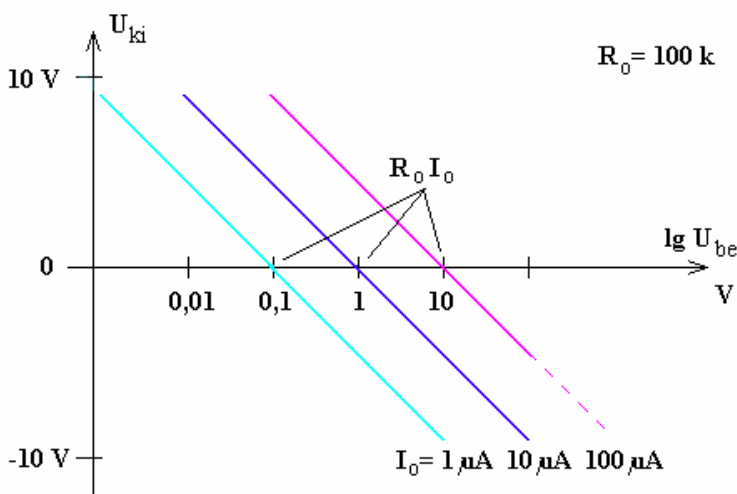
$$U_o = -U_T \cdot \ln \frac{U_{be}}{R_o \cdot I_o}$$

Ez pedig már független I_s -tól. U_T hőmérsékletfüggését az R_1 - R_2 ellenállások segítségével lehet hatástalanítani, amennyiben megfelelő termikus állandójú hőmérsékletfüggő ellenállásokat alkalmazunk. Emellett $A_{U_2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ -re azért is szükség van, mert az $|U_o|$ feszültség gyakran kezelhetetlenül kicsi.

A 9.5. ábra kimeneti jele így a következő lesz:

$$U_{ki} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_T \cdot \ln \frac{U_{be}}{R_o \cdot I_o}$$

A kimeneti jel nagysága R_1 -gyel, R_2 -vel, illetve R_o és I_o értékeivel állítható be, akár a ± 10 V-os tartományba is.

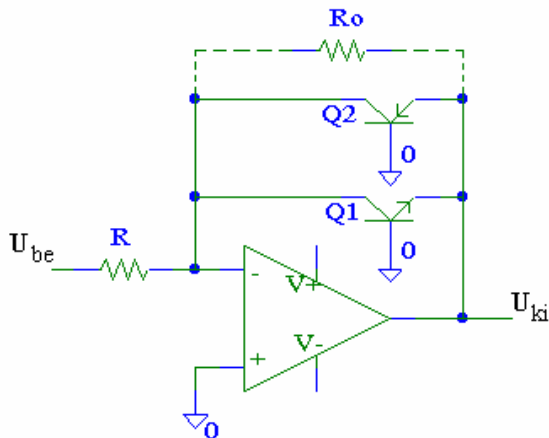


9.6. ábra. A hőmérsékletkompenzált logaritmus erősítő kimeneti jele (U_{be} logaritmus tengelyen ábrázolva)

A karakterisztikák meredekségét a nem-invertáló erősítőként működő második fokozat erősítése határozza meg.

9.2. Nullpont-indikátor kapcsolás

A 9.3. ábrán szereplő kapcsolás kis továbbfejlesztésével a nullátmeneteket figyelő áramkört hozhatunk létre. Kapcsolási rajzát a 9.7. ábra mutatja.



9.7. ábra. Nullpont-indikátor

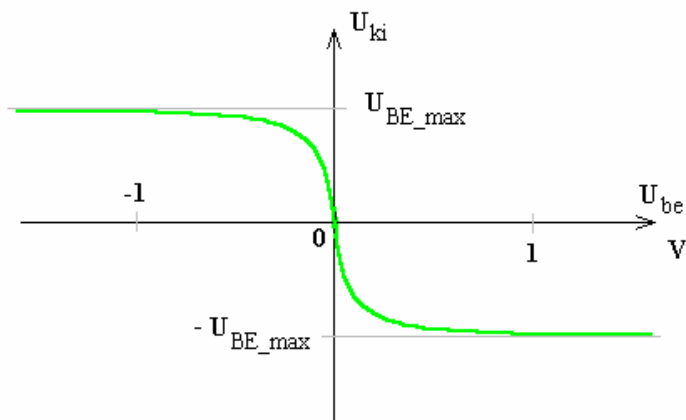
Áramkörünk pozitív bemeneti jelekre a logaritmusos erősítőnél megismert választ adja. Ekkor a Q2-es pnp tranzisztor bázisáram hiányában lezárva marad.

Negatív vezérlés esetén a Q1 marad zárva és Q2 valósít meg logaritmusos kimeneti jelet, mely ekkor pozitív lesz. A nullátmenet közelében – ahol még egyik tranzisztor sem üzemel – a műveleti erősítő nyílthurkú feszültségerősítéssel dolgozik és nagyon meredeken váltja át kimeneti jelének polaritását.

Ha minden pillanatban szeretnénk kézben tartani az áramkör erősítését, akkor egy R_o ellenállással ez megtehető, mert a nullátmenetek közelében akkor $-R_o/R$ lesz a kapcsolás feszültségerősítése.

A kapcsolás akár határoló áramkörként is alkalmazható. A kimenetre párhuzamosan kötött két bázis-emitter dióda miatt a kimeneti feszültség nem nőhet kb. $\pm 0,7$ V fölé.

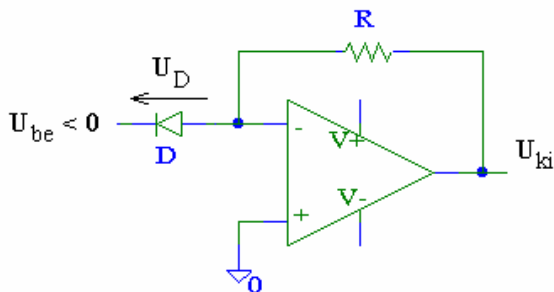
A nullpont-indikátor be- és kimeneti jele közötti kapcsolatot a 9.8. ábrán követhetjük nyomon.



9.8. ábra. A nullpont-indikátor működése

9.3. Exponenciális erősítők

A további nemlineáris karakterisztikák előállításához cseréljük fel a 9.2. ábrán szereplő kapcsolásban a dióda és az ellenállás helyét! Ekkor a 9.9. ábrán bemutatott kapcsoláshoz jutunk:



9.9. ábra. Exponenciális erősítő diórával

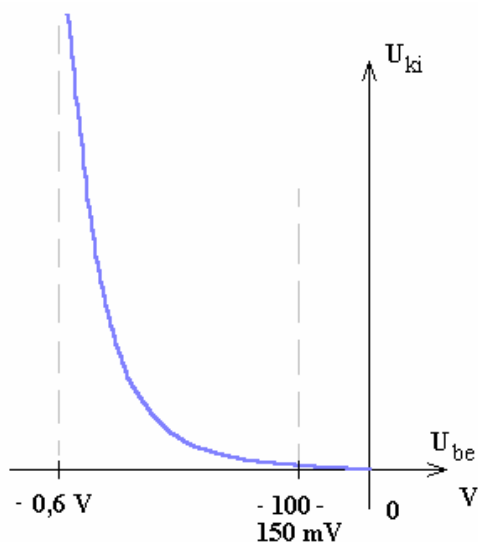
A visszacsatoló ellenálláson átfolyó áram a dióda áramával fog megegyezni (ideális műveleti erősítőt feltételezve), ezért a kimeneti feszültség az alábbi alakú lesz:

$$U_{ki} = R \cdot I_D = R \cdot I_s \cdot e^{\frac{U_D}{m \cdot U_T}}$$

mivel $U_{be} = -U_D$ ezért

$$U_{ki} = R \cdot I_s \cdot e^{\frac{-U_{be}}{m \cdot U_T}}$$

A kimeneti feszültség itt a bemeneti jel exponenciális függvénye lett, ahogy ezt a 9.10. ábra mutatja:

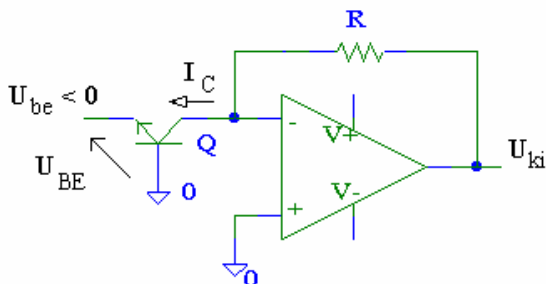


9.10. ábra. Az exponenciális erősítő karakterisztikája

A diódás logaritmus erősítőre vonatkozó korlátozások ennél a kapcsolásnál is behatárolják az áramkör felhasználási körét. Bipoláris tranzistorral helyettesítve a diódát, jelentősen kiterjeszthetjük az exponenciális karakterisztika határait. (lásd 9.11. ábra)

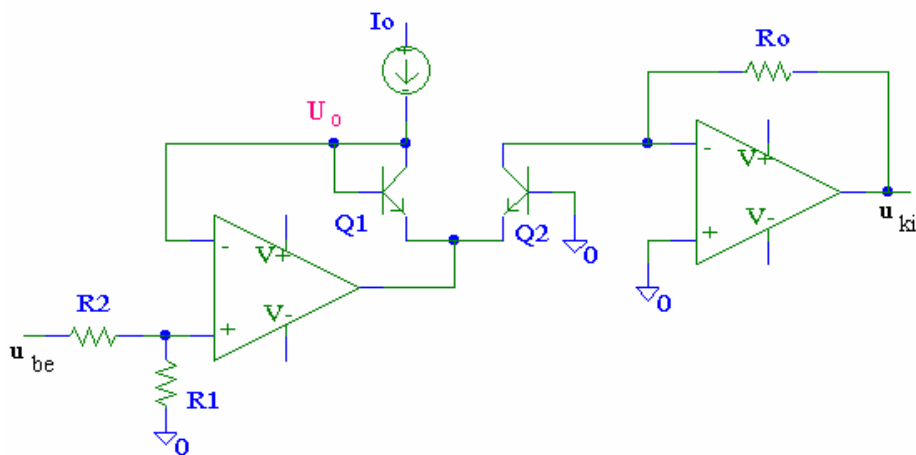
A 9.3. ábrához kötődő és ott részletesen felsorolt peremfeltételek mellett ez a kapcsolás is 1 %-nál kisebb eltéréssel közelíti az elméleti görbét, mely képletszerűen az alábbi alakban írható fel:

$$U_{ki} = R \cdot I_C = R \cdot I_s \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} = R \cdot I_s \cdot e^{\frac{-U_{be}}{U_T}}$$



9.11. ábra. Exponenciális erősítő bipoláris tranziszttal

Mint a képlet is mutatja, ez a kapcsolás szintén nagyon érzékeny a hőmérsékletváltozásra. Az előzőekhez hasonló módon – két tranziszttor bázis-emitter feszültségének különbségét képezve – a záróirányú vissz-áramtól, I_s -tól való függés teljesen kiküszöbölhető. R_1 és R_2 ellenállások helyett hőfokfüggő elemek alkalmazásával a termikus feszültség hatása is csökkenthető. (lásd 9.12. ábra)



9.12. ábra. Hőmérsékletkompenzált exponenciális erősítő

A kimeneti feszültséget az alábbi összefüggések alapján határozhatjuk meg.

$$U_0 - U_{BE1} + U_{BE2} = 0$$

$$U_o = U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{s1}} - U_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{s2}} = -U_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

$$-\frac{U_o}{U_T} = \ln \frac{\frac{u_{ki}}{R}}{I_o} = \ln \frac{u_{ki}}{I_o \cdot R}$$

$$u_{ki} = R \cdot I_o \cdot e^{\frac{U_o}{U_T}}$$

mivel

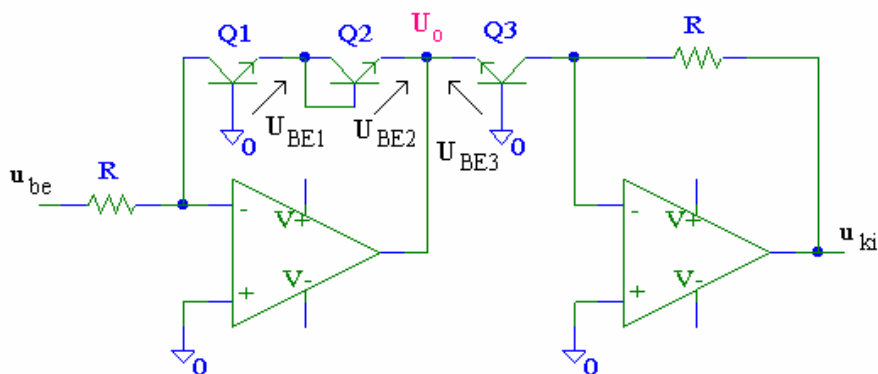
$$U_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{be}$$

ezért

$$u_{ki} = R \cdot I_o \cdot e^{\frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{u_{be}}{U_T}}$$

9.4. Négyzetre emelő áramkör

A logaritmus és az exponenciális erősítő kombinálásával már számtalan további művelet valósítható meg. Ezek közül most egy olyan kapcsolással ismerkedünk meg, mely a bemeneti feszültséggel négyzetével arányos kimeneti jelet szolgáltat. Az áramkör kapcsolási rajza a következő ábrán látható:



9.13. ábra. Négyzetre emelő áramkör

A kapcsolás működésének megértéséhez először írjuk fel az U_o feszültséget a Q1 és Q2-es tranzisztorok bázis-emitter feszültségének a segítségével:

$$U_o = -(U_{BE1} + U_{BE2}) = -(U_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{s1}} + U_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{s2}})$$

$$U_o = -U_T \cdot \ln \frac{I_{C1} \cdot I_{C2}}{I_{s1} \cdot I_{s2}} \cong -U_T \cdot \ln \frac{u_{be}^2}{R^2 \cdot I_s^2}$$

A második fokozat számára, mely egy exponenciális erősítőt valósít meg, ez lesz a vezérlőjel, tehát:

$$u_{ki} = I_{s3} \cdot R \cdot e^{\frac{-U_o}{U_T}} = I_{s3} \cdot R \cdot \frac{u_{be}^2}{R^2 \cdot I_s^2} \cong \frac{u_{be}^2}{R \cdot I_s}$$

A számítás levezetése során több közelítéssel is éltünk. Legfontosabb ezek közül a három tranzisztor paramétereinek azonossága. A művelet pontos végrehajtásához a 9.3. ábrához kötődő és ott részletesen felsorolt peremfeltételek mindegyikére szükség van.

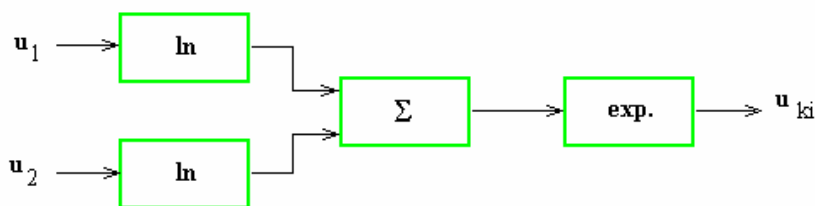
A kimeneti jel U_T -től független, de I_s -en keresztül továbbra is érzékenyen függ a hőmérséklettől. A kapcsolásnak természetesen létezik hőmérsékletkompenzált kiviteli formája is, de annak ismertetése meghaladja e jegyzet kereteit.

9.5. Analóg számológépek

A logaritmus és az exponenciális erősítő további bővítése összeadó és kivonó áramkörökkel lehetővé teszi a *szorzás*, az *osztás* és a *hatványozás* matematikai műveleteinek áramköri megvalósítását. Ezen ismeretek birtokában pedig már összetettebb műveletek is végrehajthatók, sőt analóg számológépek is készíthetők. A digitális technika megjelenése és térhódítása előtt, elsősorban a '60-as és '70-es években üzemcsarnokok és gyárak sora használta vezérlésre az analóg technikával megvalósított számológépeket. Ezeknek a megoldásoknak gyors működésük miatt ma is van létjogosultsága, ha un. real time (gyakorlatilag késleltetési idő nélkül) szeretnénk felhasználni az eredményt.

Szorzás:

A szorzás művelete két logaritmikus érték összeadásán alapul. A művelet végrehajtásának folyamatábráját a 9.14. ábrán láthatjuk.



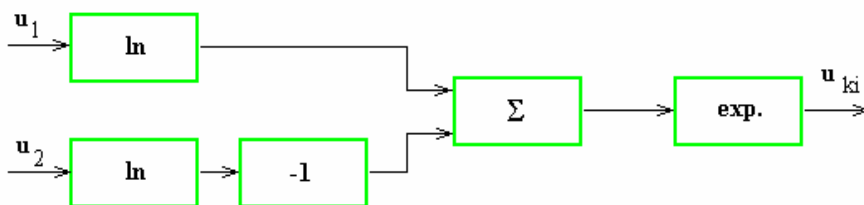
9.14. ábra. Az analóg szorzó működési elve

$$u_{ki} = e^{(\ln u_1 + \ln u_2)} = e^{\ln u_1} \cdot e^{\ln u_2} = u_1 \cdot u_2$$

Feszültségek analóg elven történő szorzására más módszer is lehetséges. A differenciálerősítő továbbfejlesztéséből létrejött áramkörök nélkülözhetetlen egységei a legkülönbözőbb rádiótechnikai áramköröknek, modulátoroknak.

Osztás:

Az osztást két logaritmikus érték egymásból történő kivonásán alapszik. Folyamatábrája a következő:

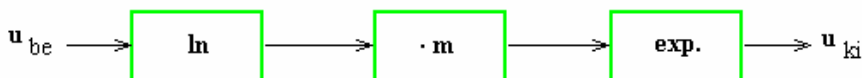


9.15. ábra. Analóg osztás megvalósítása

$$u_{ki} = e^{(\ln u_1 - \ln u_2)} = \frac{e^{\ln u_1}}{e^{\ln u_2}} = \frac{u_1}{u_2}$$

Hatványozás:

A hatványozás a logaritmusos érték konstanssal való szorzása alapján végezhető el. Ezt mutatja a 9.16. ábra:



9.16. ábra. Analóg hatványozás (gyökvonás)

$$u_{ki} = e^{m \cdot \ln u_{be}} = u_{be}^m$$

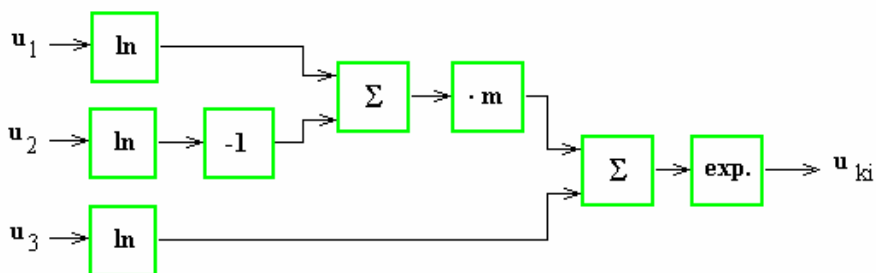
Az m kitevő értékére semmilyen megkötés nincs, ezért m értéke akár egynél kisebb is lehet. Ezzel $m = 1/2$ esetén például négyzetgyökvonást valósíthatunk meg.

Egy példa:

Valósítsuk meg az alábbi függvényt:

$$u_{ki} = u_3 \cdot \left(\frac{u_1}{u_2} \right)^m$$

Megoldás:



9.17. ábra. A fenti függvény megvalósítása

10. Aktív R-C szűrők

A műveleti erősítők megjelenése óriási változást idézett elő a szűrőáramkörök építésében. Az analóg elektronikának talán nincs is még egy olyan területe, melyre a műveleti erősítők ekkora hatással lettek volna. A korábban nehézkesen vagy egyáltalán meg sem oldható szűrési feladatokra számtalan megoldási lehetőséget kínáltak az aktív elemekkel kiegészített R-C szűrők.

A sok gonddal és csak nagy értéksszórással előállítható tekercsek, melyeknek egymásra és a szomszédos alkatrészre gyakorolt zavaró hatása rengeteg kellemetlenség forrása volt, szinte eltűntek a kapcsolásokból. A fejlesztőmérnökök asztalán pedig sorra jelentek meg az újabb és újabb megoldások, melyek mára a bőség zavarával ejtik rabul a kezdő felhasználót.

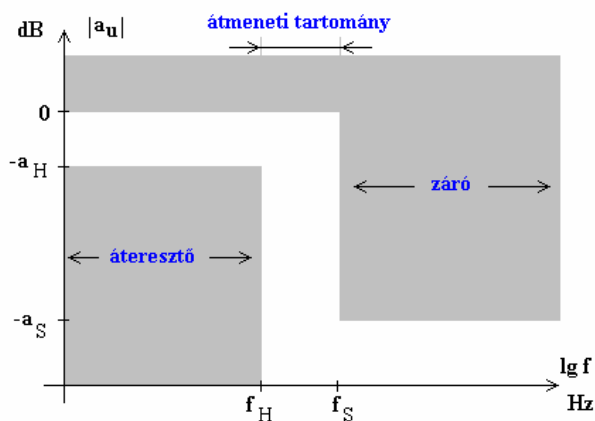
A szűrők – vagy szelektív erősítők – elsősorban abban térnek el a korábban megszokott erősítő áramköreinktől, hogy a frekvenciasávnak mind az áteresztő, mind a záró tartományára megkötéseink vannak. Ezen áramkörök nem is biztos, hogy erősítenek, alkalmazásuknak nem ez a célja. Feladatuk a bemeneti jel különböző frekvenciájú komponenseiből egyeseket erősíteni vagy változtatás nélkül átengedni, míg másokat csak nagy vagy előírt csillapítással továbbítani.

Mivel a frekvenciamenet szoros kapcsolatban áll a fázisemenettel, ezért a frekvenciamenet módosítása kihatással lesz a szűrőt elhagyó különböző frekvenciájú komponensek fázisviszonyaira is. Ahol ez kritikus probléma, ott a fázisemenet – adott frekvenciatartományon belüli – helyreállítása érdekében mindent-áteresztő szűrőket alkalmazunk.

Az aktív szűrőknek is – akárcsak passzív alkatrészekből készített testvéreiknek – az alábbi típusai vannak:

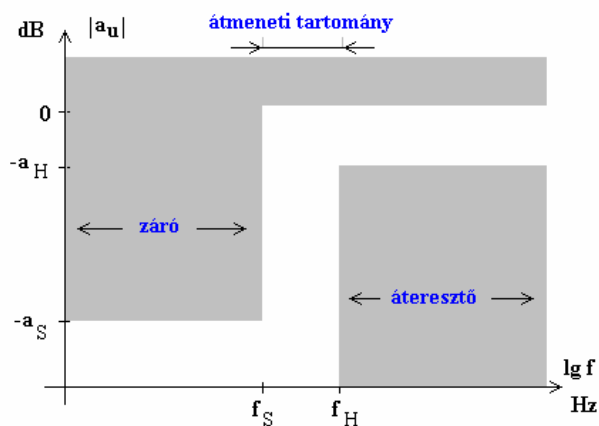
- *alul-áteresztő szűrők,*
- *felül-áteresztő szűrők,*
- *sáv-áteresztő szűrők,*
- *sávzáró szűrők* és
- (mindent-áteresztő szűrők).

A sáv-áteresztő és a sávzáró szűrők közül azokat, melyek relatív sáv szélessége ($\Delta f/f_0$) már egy századnál is kisebb, gyakran lyukszűrőként említjük.



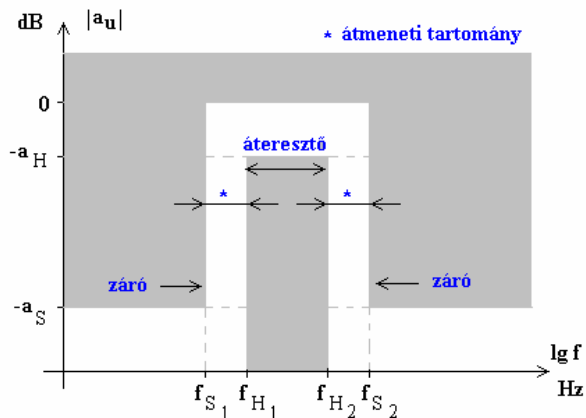
10.1. ábra. Alul-áteresztő szűrő

elsőfokú $A_u(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_o}}$ másodfokú $A_u(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\Omega \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$



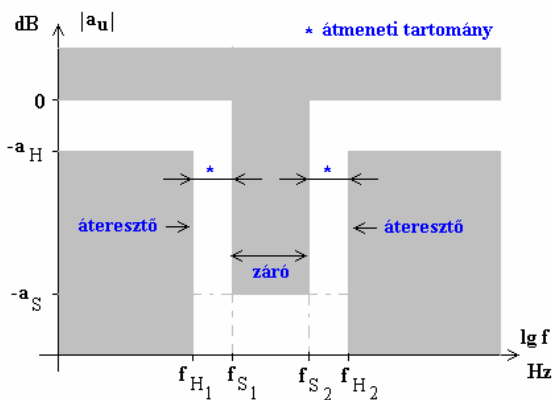
10.2. ábra. Felül-áteresztő szűrő

elsőfokú $A_u(s) = \frac{s}{\omega_o + s}$ másodfokú $A_u(s) = \frac{s^2}{\omega_o^2 + \frac{s}{\Omega \cdot \omega_o} + s^2}$



10.3. ábra. Sáv-áteresztő szűrő

$$A_u(s) = \frac{s}{\Omega \cdot \omega_o} \frac{1}{1 + \frac{s}{\Omega \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$



10.4. ábra. Sávzáró szűrő

$$A_u(s) = \frac{1 + \frac{s^2}{\omega_o^2}}{1 + \frac{s}{\Omega \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

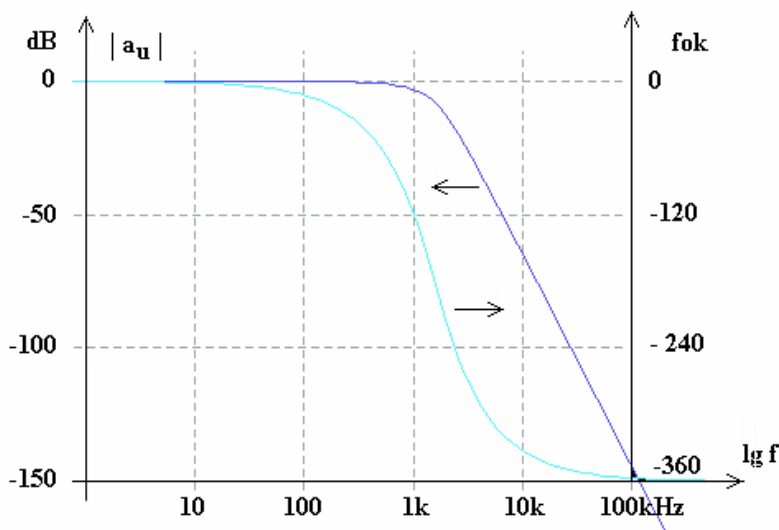
A különböző szűrők sematikus frekvenciamenete a 10.1, 10.2, 10.3 és a 10.4. ábrákon látható. Az ábrák alatt pedig a legegyszerűbb esetekre az átviteli függvényt találjuk.

A szűrők pontos meghatározása átviteli függvényük pólus-zérus képezés alapján történik. Pólusoknak hívjuk az átviteli függvény nevezőjének a gyökeit, míg a zérusok az átviteli függvény számlálójának a gyökei. A pólusok és zérusok elhelyezkedése egyértelműen jellemzi a szűrőt és tetszőleges pólus-zérus képhez – jól meghatározott algoritmusokkal – előállítható a hozzá tartozó hálózat vagy áramkörü megoldás. Ez gyakran táblázatokkal történik, de ma már számtalan számítógépes tervezőprogram segíti a mérnökök munkáját.

Bár az átviteli függvények, illetve a pólus-zérus elrendezések között folyamatos az átmenet, mégis meghatározott tulajdonságok alapján többféle karakterisztikájú szűrőt különböztetünk meg. Ezek a tulajdonságok egy adott szempontból a szűrőt optimálissá teszik. Ez az optimum lehet a frekvenciamenetre, a fázismenetre vagy esetleg a szűrő impulzusátvitelére stb. vonatkozó paraméter.

Tekintsük át röviden ezeket:

◆ Lineáris fázismenetű, vagy Bessel szűrők:



10.5. ábra. Negyedfokú Bessel szűrő amplitúdó és fázismenete

A Bessel szűrők lineáris fázismenetű szűrők, melyeket gyakran futási idejüket tekintve maximálisan lapos szűrőknek is neveznek. Ennek következtében az áteresztő tartományban a különböző frekvenciájú jelek a szűrőn közel azonos késleltetéssel haladnak át – a csoportfutási idő közel állandó –, tehát az impulzusátvitel nagyon jó lesz. Az optimális impulzusátvitel mellett azonban ezeknek a szűrőknek nem elég meredeken esik az amplitúdó karakterisztikájuk. Átviteli függvényük nevezőjét az un. Bessel-polinom írja le.

◆ Maximálisan lapos vagy Butterworth szűrők:

Frekvenciamenetük az áteresztő tartományban maximálisan lapos és változása egyirányú, azaz monoton. Átviteli függvényük nevezőjében a Butterworth-polinom szerepel. Pólusaik egy kör mentén helyezkednek el függetlenül a szűrő fokszámától. Impulzusátvitelük közepesen jó, mert a fokszám emelkedésével a túllövés nő.

◆ Butterworth-Thomson szűrők:

Folyamatos átmenetet képviselnek a Bessel és Butterworth szűrők között. Impulzusátvitelük nagyon jó, miközben amplitúdó-karakterisztikájuk mindvégig monoton marad.

◆ Egyenletes ingadozású vagy Csebisev szűrők:

Frekvenciamenetük az áteresztő tartományban egyenletesen ingadozik, melynek mértéke jól meghatározható. Az ingadozások számát a szűrő fokszáma határozza meg. A törésponti frekvenciától kezdve a csillapításmenet meredeken esik és monoton. Ugyanolyan fokszám mellett nagyobb szelektivitás érhető el vele, vagy az előírt specifikációk kisebb fokszámú szűrővel teljesíthetők, mint az előbb felsorolt szűrők esetében. Ugyanakkor fázismenetük erősen változó, aminek következménye a gyenge impulzusátvitel. Tranziens átvitele jelentős túllövést mutat. Átviteli függvényének nevezőjét Csebisev-polinom írja le.

◆ Inverz Csebisev szűrők:

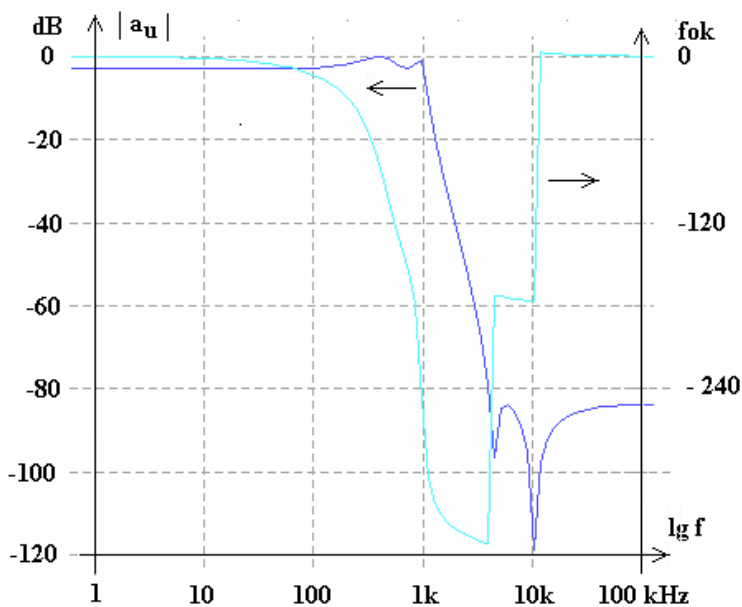
Frekvenciamenetük a záró tartományban egyenletes ingadozású, miközben az áteresztő tartományban monoton. Egyéb tulajdonságai megegyeznek a Csebisev szűrőkével.

◆ Legendre szűrők:

Átmenetet képviselnek a Butterworth és a Csebisev szűrők között. Ingadozásuk az áteresztő tartományban kisebb, mint a Csebisev szűrőknél. Csillapítás-menetük nem olyan meredek, mint a Csebisev szűrőké, de jobb, mint a Butterworth szűrők esetén. Tranziens tulajdonságaik rosszabbak a Butterworth szűrőkénél, de jobbakké a Csebisev szűrőkhöz képest.

◆ Cauer szűrők:

A Cauer szűrők a legszelektívebb szűrők. Frekvenciamenetük mind az áteresztő-, mind a zárósávban egyenletesen ingadozik. A zárótartományban ez egy adott csillapítás érték és a $-\infty$ között van. Az ingadozások számát a szűrő fokszáma befolyásolja. Fázismenetük erősen változó, ezért tranziens átvitelük nagyon rossz.

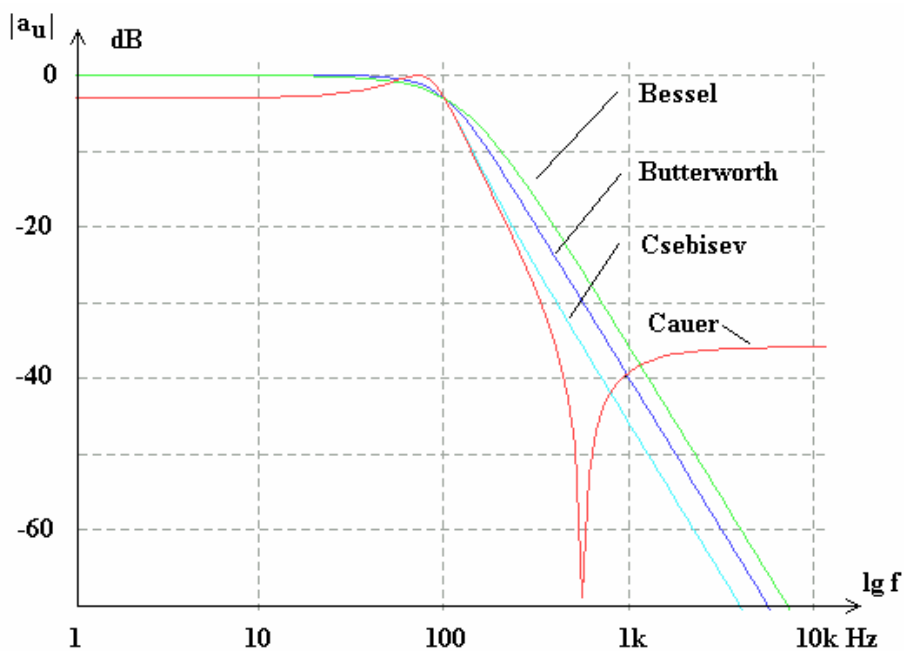


10.6. ábra. Negyedfokú Cauer szűrő amplitúdó és fázismenete

Az aktív R-C szűrők könyvtárnyi szakirodalmában számtalan további szűrőtípusra lelhetünk. Az azonban már az eddigiekből is látszik, hogy a szűrők tervezése komoly kompromisszumra kényszeríti a mérnököket.

A két egymásnak ellentmondó követelmény a szelektív, meredek amplitúdó karakterisztika és a minél jobb, lehetőleg túllövés-mentes impulzusátvitel. Ahogy javítani szeretnénk az egyik paraméteren, úgy rontunk a másikon és viszont.

Példaként álljon itt a legismertebb négy szűrő amplitúdó menete – melyek valamennyien másodfokúak – egy grafikonban ábrázolva. Könnyen lehet, hogy az adott célra egy másodfokú Bessel, vagy Butterworth szűrő nem elég szelektív, miközben talán egy másodfokú Cauer szűrő kielégítené a feltételeket.



10.7. ábra. Különböző (másodfokú) alul-áteresztő szűrők levágási meredeksége

A szűrő szükséges fokszámának meghatározásához a frekvencia-mentet alapul véve alapvető összefüggésként az alábbiakat vegyük figyelembe:

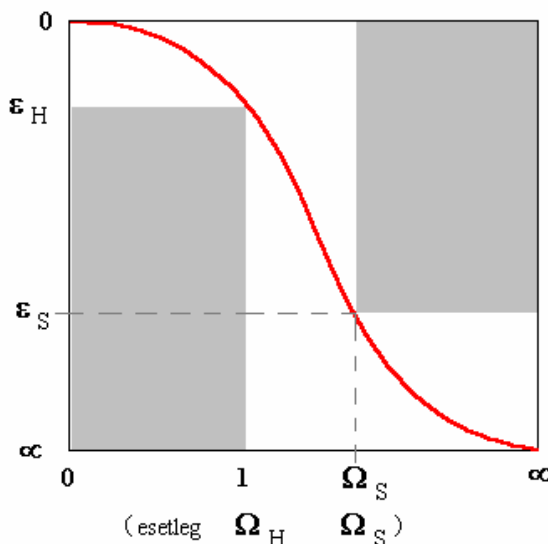
A szűrő fokszáma annál magasabb lesz,

- minél kisebb az áteresztő sávban megengedhető ingadozás mértéke,
- minél nagyobb a zárósávban minimálisan előírt csillapítás értéke, és
- minél keskenyebb az átmeneti frekvenciatartomány.

Természetesen szűrőnk annál összetettebb és bonyolultabb lesz, minél magasabb fokszámmal vagyunk kénytelenek a feladatot megoldani. A szűrők tervezése során, bármilyen szűrőről is legyen szó, minden esetben egy *referencia alul-áteresztő szűrő*re vezetjük vissza a problémát. (Ennek részletes leírása meghaladja e jegyzet kereteit.) Mind a frekvenciára, mind az alkatrészekre normalizált értékeket vezetünk be, és alkalmazzuk a szükséges transzformációkat.

A frekvenciaegység minden esetben f_H , azaz az áteresztő tartomány határa. Ezért ennek normalizált értéke, Ω_H mértékegység nélkül egységnyi lesz.

Ennek eredményeként a következő szűrőhöz jutunk:



10.8. ábra. Referencia alul-áteresztő szűrő

A legfontosabb összefüggések a 10.1. és a 10.8. ábrák között az alábbiak:

$$\varepsilon_H = \sqrt{\frac{1}{a_H^2} - 1} \quad \text{és} \quad \varepsilon_S = \sqrt{\frac{1}{a_S^2} - 1}$$

illetve a_H és a_S dB-ben történő megadása esetén

$$\varepsilon_H = \sqrt{10^{\frac{a_H}{10}} - 1} \quad \text{és} \quad \varepsilon_S = \sqrt{10^{\frac{a_S}{10}} - 1}$$

ahol ε_H és ε_S az un. **ingadozás-paraméterek**. Táblázatosan megadva

a_H (dB)	0,1	0,3	0,5	1	3
ε_H	0,153	0,267	0,35	0,509	0,998

a_S (dB)	10	20	40	60	80	100
ε_S	3	9,95	99,99	1000	10 000	100 000

Továbbá

$$\Omega_S = \frac{f_S}{f_H} = \frac{\omega_S}{\omega_H}$$

Most érkeztünk oda, hogy a szűrő szükséges (minimális) fokszáma meghatározásra kerüljön. Ugyanis

Butterworth

Chebisev

Cauer

szűrő esetén az

$$n \geq \frac{\lg \frac{\varepsilon_S}{\varepsilon_H}}{\lg \Omega_S}$$

$$n \geq \frac{\text{arch} \frac{\varepsilon_S}{\varepsilon_H}}{\text{arch} \Omega_S}$$

$$n \geq \frac{2}{\pi^2} \cdot \ln 4 \cdot \frac{\varepsilon_S}{\varepsilon_H} \cdot \ln \frac{8}{\Omega_S - 1}$$

meglehetősen összetett képletek felhasználásával a kívánt amplitúdó karakterisztika megvalósításához minimálisan szükséges szűrő fokszáma, n megadható. (n csak egész szám lehet.) Különböző szűrőtípusokat választva ugyanarra a feladatra – az előírt amplitúdó-menet elérésére – különböző fokszámú szűrőket kaphatunk.

Példaként legyen az áteresztő tartomány határa 1 kHz, a záró tartomány kezdete 2 kHz, az áteresztő tartományban megengedhető maximális ingadozás 1 dB, és a záró tartományban szükséges minimális csillapítás 40 dB. Ekkor

szűrő típusa	számított n érték	fokszám
Butterworth	7,618	8
Csebisev	4,536	5
Cauer	2,809	3

Tehát a fenti feltételeknek megfelelő szűrő egy legalább 8-adfokú Butterworth, 5-ödfokú Csebisev vagy 3-adfokú Cauer szűrővel realizálható. A választást ezek ismeretében további paraméterek mérlegelésével tehetjük meg. Ezek lehetnek akár a tranziensjellemzők, de lehet a megvalósításhoz szükséges műveleti erősítők száma, esetleg a kapcsolás összetettsége, hangolhatósága stb.

A szűrőt megépítés előtt célszerű egy áramkör-szimulációs program (DesignLab, PSpice) segítségével tesztelni, frekvencia- és fázismenetét ellenőrizni, négyszögjel-átvitelét elemezni. Lyukszűrő esetén a pontos behangoláshoz és az alkatrészek értékének kiválasztásához is segíthet a szimuláció.

A következőkben megismerkedünk a legegyszerűbb (első- és másodfokú) műveleti erősítővel felépített aktív RC-szűrőkkel, melyek akár összetettebb, magasabb fokszámú szűrők alaptagjai is lehetnek.

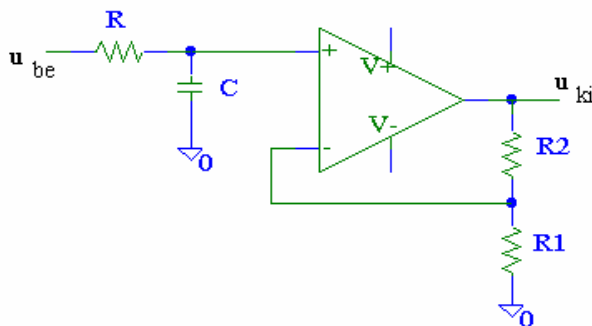
10.1. Elsőfokú aktív R-C alaptagok

10.1.1. Elsőfokú alul-áteresztő alaptagok

Nem-invertáló alapkapsolással:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad A_o = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

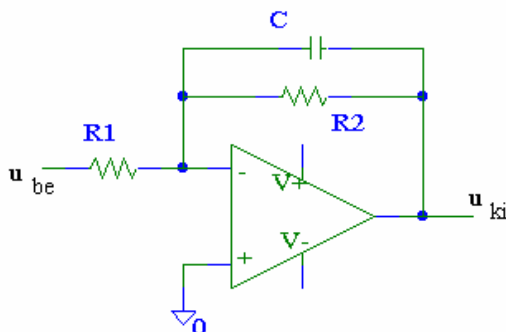
(f_o a szűrő határfrekvenciáját, A_o pedig az áteresztő sávban mérhető feszültségerősítést jelenti.)



10.9. ábra. Elsőfokú alul-áteresztő szűrő nem-invertáló alapkapsolással

Invertáló alapkapsolással:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C} \quad A_o = -\frac{R_2}{R_1}$$

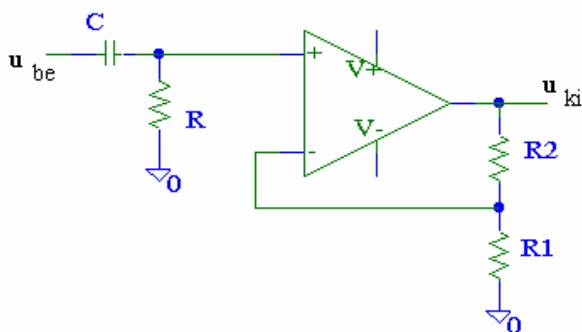


10.10. ábra. Elsőfokú alul-áteresztő szűrő invertáló alapkapsolással

10.1.2. Elsőfokú felül-áteresztő alaptagok

Nem-invertáló alapkapsolással:

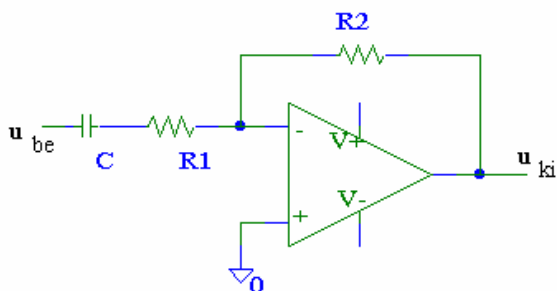
$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad A_o = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



10.11. ábra. Elsőfokú felül-áteresztő szűrő nem-invertáló alapkapsolással

Invertáló alapkapsolással:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C} \quad A_o = -\frac{R_2}{R_1}$$



10.12. ábra. Elsőfokú felül-áteresztő szűrő invertáló alapkapsolással

Felül-áteresztő szűrőknél fontos kihangsúlyozni, hogy a műveleti erősítő véges határfrekvenciája miatt az átviteli tartomány nem terjed az elméleti végtelen frekvenciáig. Ezért ezeknek a kapcsolásoknak a frekvenciamenete előbb vagy utóbb szintén hanyatlani kezd a frekvencia növekedésével. Külön meg kell fontolni azt, hogy ez a töréspont kellően magasan helyezkedik-e el ahhoz, hogy az átviteli tartomány számunkra lényeges frekvenciájú komponenseit ne zavarja.

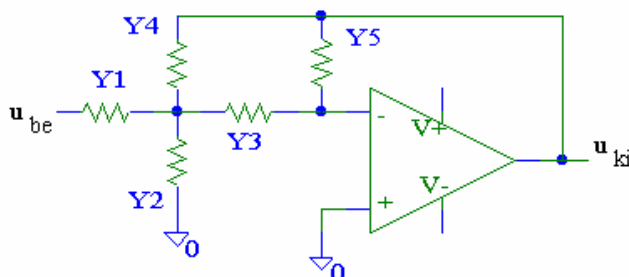
10.2. Másodfokú aktív R-C alaptagok

Másodfokú szűrő alaptagok kialakítására számtalan részletesen kidolgozott módszer létezik. Ezeket a tervezési segédletek a legapróbb részletekig tartalmazzák. Ezek az alaptagok döntően a műveleti erősítő közel végtelen erősítését vagy vezérelhető feszültséggenerátor jellegét használják ki. A kapcsolás lehet negatív vagy pozitív, egyszeres vagy többszörös visszacsatolású. Emellett több olyan megoldás is létezik, melyekben a műveleti erősítő negatív impedancia konverterként vagy girátorként működik. Ezek összetettebb kapcsolások és ezért kevésbé elterjedtek.

A közel száz lehetőség közül példaként tekintsük meg először a végtelen erősítésű technika többszörös negatív visszacsatolású esetét.

10.2.1. Végtelen erősítésű technika többszörös negatív visszacsatolású esete

Általános felépítése az alábbi:



10.13. ábra. A végtelen erősítésű technika többszörös negatív visszacsatolású esete

A kapcsolás átviteli függvénye általános esetben:

$$A_u(s) = - \frac{Y_1 \cdot Y_3}{Y_5 \cdot (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 \cdot Y_4}, \quad \text{ahol}$$

$$Y_R = \frac{1}{R} \quad \text{és} \quad Y_C = s \cdot C$$

● *Másodfokú alul-áteresztő szűrő:*

Ahhoz, hogy ebből másodfokú alul-áteresztő alaptag váljék, a következő választások szükségesek (lásd 10.1. ábra alatti képlet):

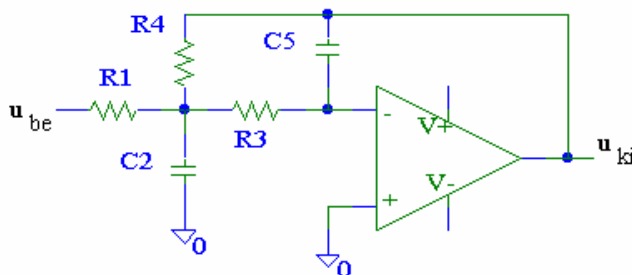
először: $Y_1 = \frac{1}{R_1}$ és $Y_3 = \frac{1}{R_3}$, mert ekkor a számláló valós szám lesz,

másodszor: $Y_5 = sC_5$, mert ekkor lesz csak a nevezőben s^2 -es tag,

harmadszor: $Y_4 = \frac{1}{R_4}$, mert ekkor lesz s nélküli komponens a nevezőben,

negyedszer: $Y_2 = sC_2$, mert így lesz a nevezőben s a második hatványon.

Eredményül a következő másodfokú alul-áteresztő kapcsolást kapjuk:



10.14. ábra. Másodfokú alul-áteresztő alaptag (végtelen erősítésű technika többszörös negatív visszacsatolása esete)

Az így előállt szűrő átviteli függvénye:

$$A(s) = -\frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C_5 \cdot R_3 \cdot R_4 \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + s^2 \cdot C_2 \cdot C_5 \cdot R_3 \cdot R_4}$$

melyből

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_2 \cdot C_5 \cdot R_3 \cdot R_4}} \quad \text{és}$$

$$A_o = -\frac{R_4}{R_1}$$

Az alkatrészek értékének átgondolt megválasztásával ez a másodfokú alul-áteresztő szűrő – a kívánt pólus-zérus képpel – a tervezett típusúvá alakítható.

 *Másodfokú felül-áteresztő szűrő:*

A 10.13. ábrából kiindulva másodfokú felül-áteresztő szűrőt is tervezhetünk. Ennek feltétele (lásd 10.2. ábra alatti képlet):

először: $Y_1 = sC_1$ és $Y_3 = sC_3$, mert ekkor a számlálóban lesz s^2 tag,

másodszor: $Y_5 = \frac{1}{R_5}$, mert ekkor lesz csak a nevezőben s nélküli tag,

harmadszor: $Y_4 = sC_4$, mert ekkor lesz s^2 komponens a nevezőben,

negyedszer: $Y_2 = \frac{1}{R_2}$, mert így lesz a nevezőben s nélküli tag.

Az így előállt szűrő átviteli függvénye:

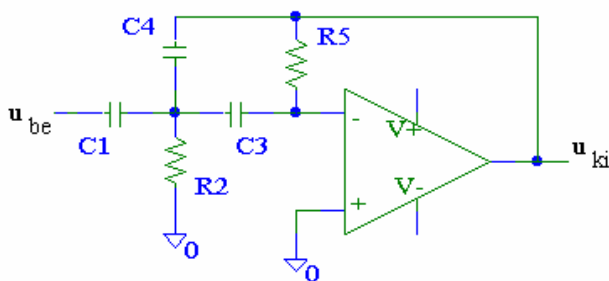
$$A(s) = -\frac{C_1}{C_4} \cdot \frac{s^2 \cdot R_2 \cdot R_5 \cdot C_3 \cdot C_4}{1 + s \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_3 + C_4) + s^2 \cdot R_2 \cdot R_5 \cdot C_3 \cdot C_4}$$

melyből

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_2 \cdot R_5 \cdot C_3 \cdot C_4}} \quad \text{és}$$

$$A_o = -\frac{C_1}{C_4}$$

Eredményül a következő másodfokú felül-áteresztő kapcsolást kapjuk:



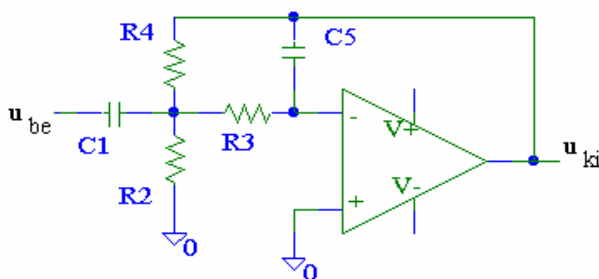
10.15. ábra. Másodfokú felül-áteresztő alaptag (végtelen erősítésű technika többszörös negatív visszacsatolású esete)

🟢 *Másodfokú sáv-áteresztő szűrő:*

Ismét induljunk ki a 10.13. ábrából! Ebből a 10.3. ábra alatti képlet alapján két megoldás is lehetséges. Az első esetben

$$Y_1 = sC_1 \quad Y_3 = \frac{1}{R_3} \quad Y_4 = \frac{1}{R_4} \quad Y_5 = sC_5$$

(R_2 vagy C_2 választása közömbös a kapcsolás szempontjából, itt most válasszunk ellenállást.) Az ennek megfelelő szűrőkapcsolást a 10.16. ábra mutatja.

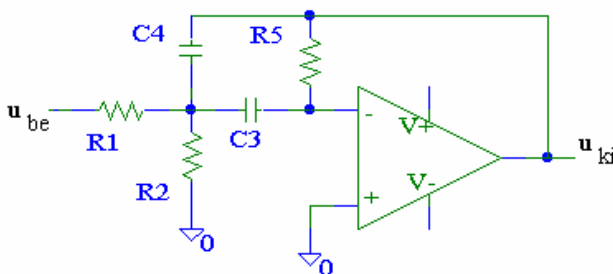


10.16. ábra. Másodfokú sáv-áteresztő alaptag I. (végtelen erősítésű technika többszörös negatív visszacsatolású esete)

A második megoldás szerint

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \quad Y_3 = sC_3 \quad Y_4 = sC_4 \quad Y_5 = \frac{1}{R_5}$$

(Mivel Y_2 választása közömbös, legyen R_2 . Gyakran azért választunk ellenállást, mert értékük pontosabb, mint a kondenzátoroké.) A kapcsolást a 10.17. ábrán láthatjuk.



10.17. ábra. Másodfokú sáv-áteresztő alaptag II. (végtelen erősítésű technika többszörös negatív visszacsatolású esete)

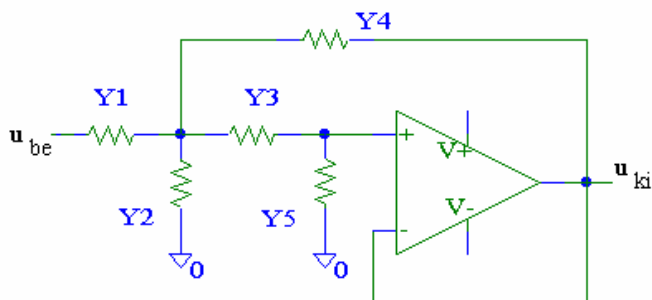
🌱 Másodfokú sávzáró szűrő:

A végtelen erősítésű technika többszörös negatív visszacsatolású esete nem alkalmas sávzáró szűrő megvalósítására. Nincs olyan alkatrész összeállítási lehetőség, mellyel a sávzáró szűrő átviteli függvényét (annak számológóját) meg tudnánk oldani.

Következésképpen ilyen feladat megoldására más kapcsolást kell választani.

10.2.2. Egyszeres pozitív visszacsatolású vezérelt feszültséggenerátoros technika

A másik nagyon gyakran alkalmazott másodfokú alaptag-kapcsolás az egyszeres pozitív visszacsatolású vezérelt feszültséggenerátoros technika. Ennek általános felépítését a 10.18. ábrán mutatjuk be:



10.18. ábra. Egyszeres pozitív visszacsatolású vezérelt feszültséggenerátoros technika

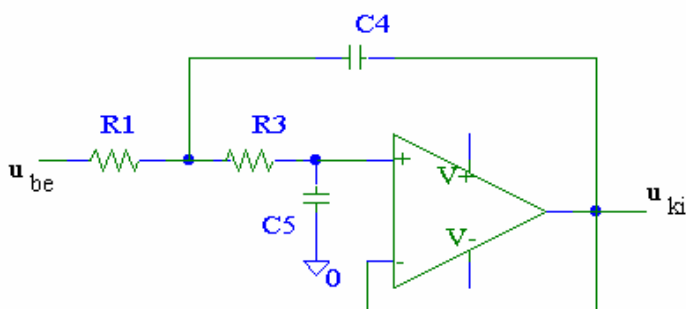
A kapcsolás átviteli függvénye általános esetben:

$$A_u(s) = \frac{Y_1 \cdot Y_3}{Y_5 \cdot (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_1 \cdot Y_3},$$

ahol az előzőekhez hasonlóan

$$Y_R = \frac{1}{R} \quad \text{és} \quad Y_C = s \cdot C$$

● *Másodfokú alul-áteresztő szűrő:*



10.19. ábra. Másodfokú alul-áteresztő kapcsolás (egyszeres pozitív visszacsatolású vezérelt feszültséggenerátoros technika)

A másodfokú alul-áteresztőkre jellemző átviteli függvény létrehozásához:

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \quad Y_3 = \frac{1}{R_3} \quad Y_4 = sC_4 \quad Y_5 = sC_5$$

(R_2 vagy C_2 nem feltétlenül szükséges, ezért kihagyjuk a kapcsolásból.)

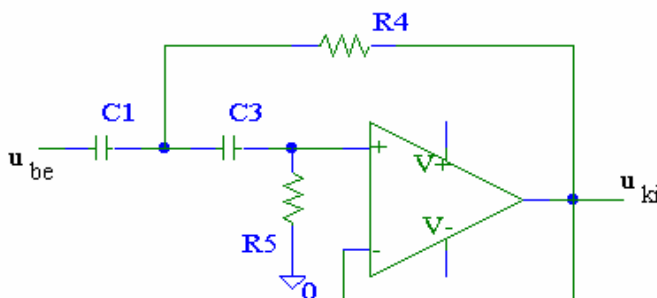
Az így előállt szűrő átviteli függvénye:

$$A(s) = \frac{1}{1 + s \cdot C_5 \cdot (R_1 + R_3) + s^2 \cdot R_1 \cdot R_3 \cdot C_4 \cdot C_5}$$

melyből

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_3 \cdot C_4 \cdot C_5}} \quad \text{és} \quad A_o = 1$$

🌐 *Másodfokú felül-áteresztő szűrő:*



10.20. ábra. Másodfokú felül-áteresztő kapcsolás (egyszeres pozitív visszacsatolású vezérelt feszültséggenerátoros technika)

Az egyszeres pozitív visszacsatolású vezérelt feszültséggenerátoros technikával másodfokú felül-áteresztő alaptag is készíthető. (A pozitív visszacsatolás és a felül-áteresztő jelleg miatt ennél a kapcsolásnál fokozottabban ügyelni kell a szűrő stabilitására.)

Másodfokú felül-áteresztő szűrőhöz a következő helyettesítéseket kell választani:

$$Y_1 = sC_1 \quad Y_3 = sC_3 \quad Y_4 = \frac{1}{R_4} \quad Y_5 = \frac{1}{R_5}$$

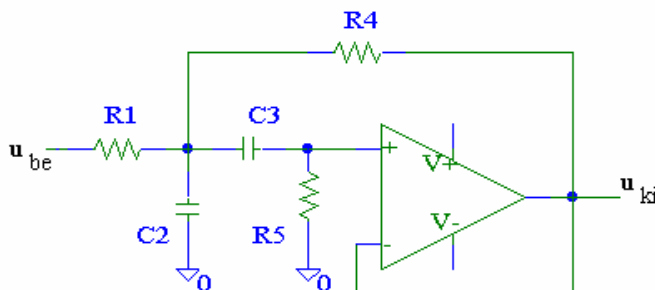
(R_2 vagy C_2 nem feltétlenül szükséges, ezért kihagyjuk a kapcsolásból.)
Megvalósításra szánt kapcsolásunkat a 10.20. ábrán láthatjuk. Az így előállt szűrő átviteli függvénye:

$$A(s) = \frac{s^2 \cdot R_4 \cdot R_5 \cdot C_1 \cdot C_3}{1 + s \cdot R_4 \cdot (C_1 + C_3) + s^2 \cdot R_4 \cdot R_5 \cdot C_1 \cdot C_3}$$

melyből

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_4 \cdot R_5 \cdot C_1 \cdot C_3}} \quad \text{és} \quad A_o = 1$$

🟢 *Másodfokú sáv-áteresztő szűrő:*



10.21. ábra. Sáv-áteresztő szűrő (egyszeres pozitív visszacsatolású vezérelt feszültséggenerátoros technika)

Az elemek megfelelő megválasztásával ez a technika is alkalmas sáv-áteresztő jellegű szűrő összeállítására. Egy lehetséges megoldás, ha

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \quad Y_2 = sC_2 \quad Y_3 = sC_3 \quad Y_4 = \frac{1}{R_4} \quad Y_5 = \frac{1}{R_5}$$

A könnyebb kivitelezhetőség érdekében válasszunk (közel) azonos alkatrészeket. Legyen

$$R_1 = R_4 = R \quad R_5 = 2 \cdot R \quad C_2 = C_3 = C$$

A fenti alkatrészértékek mellett a sávközépi frekvencia és erősítés az alábbi egyszerű képletekkel adható meg:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad \text{és} \quad A_u = \frac{1}{2}$$

🟢 *Másodfokú sávzáró szűrő:*

Az egyszeres pozitív visszacsatolású vezérelt feszültséggenerátoros technika sem alkalmas sávzáró szűrő megvalósítására.

10.3. Magasabb fokszámú szűrők előállítás

Ha a kívánt szelektivitás már másodfokú szűrővel nem valósítható meg, akkor kénytelenek vagyunk magasabb fokszámú szűrőt választani. Persze a harmad-, negyed-, ötöd- stb. fokszámú szűrők készítése még több matematikai háttérrel és áramkör-építési tapasztalatot igényel. A legtöbb esetben ilyenkor igyekszünk a feladatot kaszkádba (egymás után) kapcsolt első- vagy másodfokú szűrők segítségével megoldani.

A legnagyobb egyszerűsítési lehetőséget, de egyben gondot is az jelenti, hogy az eredő átviteli függvény a tagok átviteli függvényének szorzata lesz. Ezért négy azonos, mondjuk másodfokú szűrő összekapcsolásával egy egészen más törésponttal rendelkező és – nagy valószínűséggel – az eredetitől eltérő típusú szűrőt kapunk, bár a végeredmény valóban nyolcadfokú szűrő lesz.

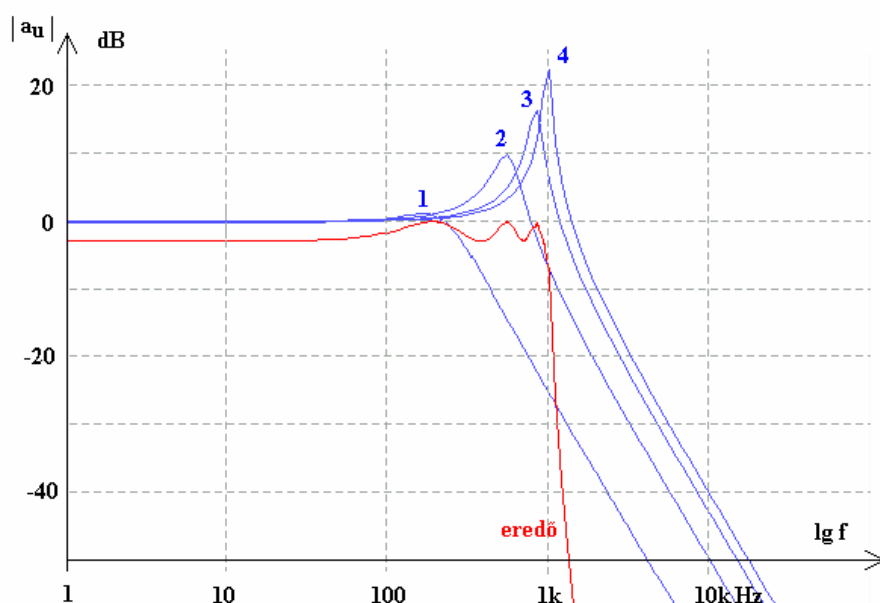
A kívánt magasabb fokszámú szűrő eléréséhez szükséges alacsonyabb fokszámú alaptagok méretezését a szakirodalom részletesen megadja. Általában ezek az alaptagok teljesen eltérő törésponti frekvenciával és frekvenciamenettel rendelkeznek. A lényeg azonban az eredő hatásuk lesz.

Példaként álljon itt egy nyolcadfokú alul-áteresztő Csebisev típusú szűrő négy másodfokú alaptagból kialakítva. Az eredő Csebisev szűrő 3 dB-es áteresztő sávi ingadozása, 1 kHz-es töréspontú legyen, míg a záró tartomány 2 kHz-nél kezdődjön és itt legalább 80 dB-t csillapítson.

Ekkor az alaptagok törésponti frekvenciája (f_o) és jósági tényezője (Ω) az alábbi:

alptag	1	2	3	4
f_o (Hz)	224	566	839	987
Ω	1,03	3,08	6,82	22,87

A négy darab másodfokú alptag és az eredő alul-áteresztő szűrő frekvenciamenetét a 10.22. ábrán láthatjuk:



10.22. ábra. Nyolcadfokú 3 dB ingadozású Csebisev szűrő és az azt megvalósító négy alptag frekvenciamenete

Az egymás után kapcsolt alptagok sorrendje elméletileg bármilyen lehet, mégis gyakorlati megfontolások szükségesek az adott célra legalkalmasabb sorrend kiválasztásához. Itt is több egymásnak ellentmondó követelményt kellene egyidejűleg kielégíteni.

A minél kisebb zaj miatt célszerű lenne a legalacsonyabb törésponttal rendelkező alptagot a szűrőlánc végére helyezni, hogy minél jobban elnyomja a többi alptag által keltett zajt is.

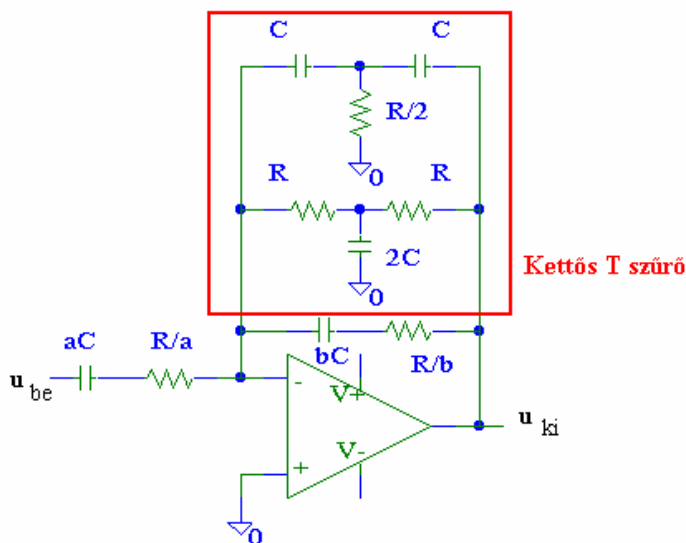
Ugyanakkor a kivezérés szempontjából ezt – a legalacsonyabb törésponttal rendelkező alaptagot – a szűrőlánc legelejére kellene tenni.

Tovább bonyolítja az amúgy sem egyszerű helyzetet, ha a szűrő impulzusátvittele vagy fázismenete is lényeges paraméter. A konkrét megvalósítás előtt célszerű a kapcsolás viselkedéséről számítógépes áramkör-szimulációval meggyőződni.

10.4. Kettős T aktív R-C szűrők

A rezonanciafrekvencián szakadásnak tekinthető aszimmetrikus bemenetű és aszimmetrikus kimenetű kettős T szűrő kitűnő lehetőséget ad – a műveleti erősítő megfelelő visszacsatoló ágában elhelyezve – sáváteresztő, illetve sávzáró szűrők megvalósítására.

10.4.1. Sáv-áteresztő szűrő



10.23. ábra. Sáv-áteresztő kapcsolás kettős T szűrővel

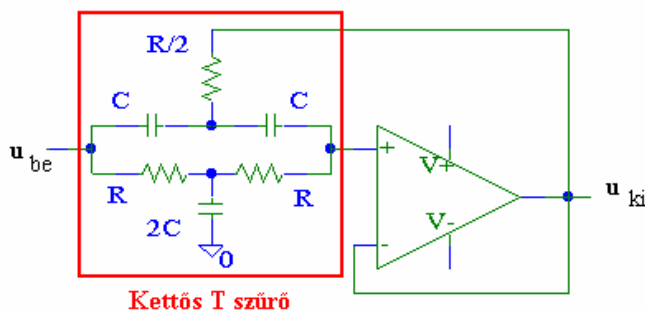
Ha a kettős T szűrőt a műveleti erősítő negatív visszacsatoló ágában helyezük el, akkor a rezonanciafrekvencián a negatív visszacsatolás

megszűnik (vagy nagymértékben csökken), ezért rezonanciafrekvencián jelentős kiemelést kapunk, miközben a frekvenciatartomány többi részén a közel teljes negatív visszacsatolás miatt a feszültségerősítés egységnyi marad. Ilyen kapcsolási megoldást láthatunk a 10.23. ábrán.

A visszacsatoló ágban a kettős T szűrővel párhuzamosan elhelyezett $(bC+R/b)$ R-C tag biztosítja az $f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ rezonanciafrekvencián is kézben tartható feszültségerősítést. Ekkor a műveleti erősítő az invertáló alkapcsolás miatt $A_u(f = f_o) = -\frac{a}{b}$ erősítéssel dolgozik.

10.4.2. Sávszűrő szűrő

Ha a kettős T szűrőt a műveleti erősítő pozitív visszacsatoló ágába illesztjük, akkor a rezonanciafrekvenciától távol, ahol a kettős T szűrő átvitele egységnyi, a bemeneti jel változtatás nélkül vezérli a műveleti erősítőt. Rezonanciafrekvencián nem jut vezérlőjel a műveleti erősítőre, ezért a kimeneti jel nulla lesz. A kapcsolat tehát sávszűrő szűrőként viselkedik. (lásd. 10.24. ábra)

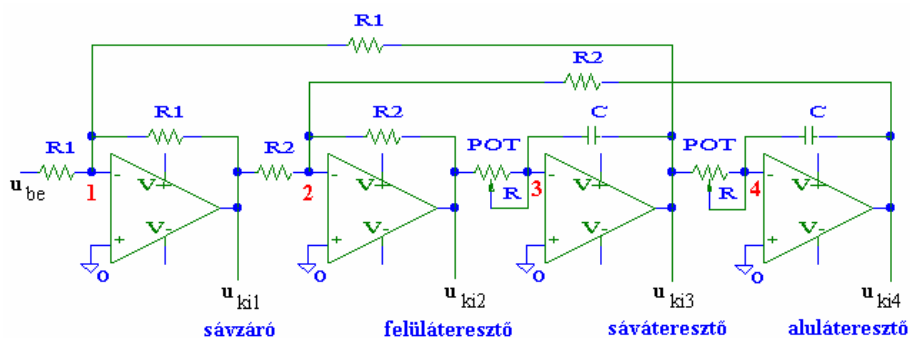


10.24. ábra. Sávszűrő kapcsolat kettős T szűrővel

A szűrő rezonanciafrekvenciája továbbra is $f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$, ahol nincs kimeneti jel. Ettől eltérő (kellően távoli) frekvenciákon a szűrő $A_u(f \neq f_o) = 1$ átvittel rendelkezik.

10.5. Univerzális szűrőlánc

Négy műveleti erősítővel és kevés számú passzív alkatrésszel – egyszerű kapcsolástechnikával – univerzális szűrőláncot hozhatunk létre. A kapcsolást a 10.25. ábrán követhetjük nyomon.



10.25. ábra. Univerzális szűrőlánc

Működésének megértéséhez írjuk fel a csomóponti törvényt a műveleti erősítők invertáló bemeneteire, feltételezve, hogy a műveleti erősítők ideálisak.

$$\begin{aligned}
 1., \quad & \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_{be}}{R_1} + \frac{u_3}{R_1} = 0 & 2., \quad & \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_1}{R_2} + \frac{u_4}{R_2} = 0 \\
 3., \quad & \frac{u_2}{R} + \frac{1}{sC} = 0 & 4., \quad & \frac{u_3}{R} + \frac{1}{sC} = 0
 \end{aligned}$$

A fenti egyenletek alapján:

$$\begin{aligned}
 u_1 &= -u_{be} - u_3 & u_2 &= -u_1 - u_4 \\
 u_3 &= -\frac{u_2}{sRC} & u_4 &= -\frac{u_3}{sRC}
 \end{aligned}$$

Az egyenletekből kifejezve az u_{ki}/u_{be} feszültségátviteli tényezőket:

$$A_{u1} = -\frac{1 + s^2 R^2 C^2}{1 + sRC + s^2 R^2 C^2},$$

ezért az 1. számú kimenet sávzáró szűrőként viselkedik.

$$A_{u2} = \frac{s^2 R^2 C^2}{1 + sRC + s^2 R^2 C^2},$$

tehát a 2. számú kimenet felül-áteresztő szűrő lesz.

$$A_{u1} = -\frac{sRC}{1 + sRC + s^2 R^2 C^2},$$

amiből az következik, hogy a 3. számú kimenet sáv-áteresztő.

$$A_{u1} = -\frac{1}{1 + sRC + s^2 R^2 C^2},$$

ami alapján a 4. számú kimenet alul-áteresztő szűrő lesz.

Valamennyi szűrő törésponti frekvenciája $f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$. Ez a törésponti frekvencia az R-R kettős potenciométerrel kb. egy dekád átfo-gással folyamatosan beállítható. A kapcsolás integrált kivitelben is létezik és nagyon népszerű.

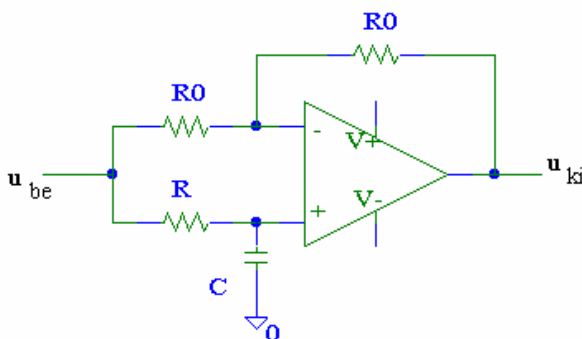
10.6. Mindent-áteresztő szűrő

Az eddig vizsgált szűrők jelentősége a frekvenciafüggő erősítésük-ben-csillapításukban rejlett, és bár nem hangsúlyoztuk, de ez mindig együtt járt a fázismenet megváltozásával is. A mindent-áteresztő szűrők a frekvenciamenetet nem befolyásolják, viszont előre meghatározható mértékben befolyásolják a fázismenetet.

Az alakhű jelátvitelnek ugyanis csak az egyik feltétele az egyenletes amplitúdó-menet. Ha például egy átviendő négyszögjel nagyszámú Fourier komponense nem azonos időben ér a kapcsolás kimenetéhez, akkor a kimeneti jelalak torzul. Tehát a másik nagyon fontos követelmény a valamennyi frekvenciára azonos kéréltetés.

A mindent-áteresztő szűrők legfontosabb feladata éppen a megfelelő késleltetés és fáziskorrektió beállítása.

A 10.26. ábra kapcsolása egy elsőfokú mindent-áteresztő szűrőt mutat.



10.26. ábra. Elsőfokú mindent-áteresztő szűrő

A fenti kapcsolás alacsonyfrekvencián egységnyi erősítésű. Magasabb frekvenciákon invertáló alapkapsolássá válik, és – egységnyi erősítés mellett – megfordítja a bemeneti jel fázisát. (Belátható, hogy erősítésének abszolút értéke a köztes frekvenciákon is egységnyi marad.)

Fázisforgatása tehát az alacsonyfrekvenciás tartományban közel 0° -tól a frekvencia növekedésével a -180° -ig terjed. (Valójában a műveleti erősítő nem ideális jellege nagyfrekvencián további fázisforgatást eredményez.)

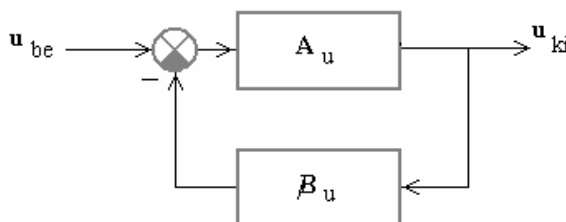
A kapcsolás fázisfogatása képletszerűen:

$$\varphi = -2 \cdot \arctg 2\pi fRC$$

11. R-C oszcillátorok műveleti erősítővel

Az oszcillátoroknak számtalan fajtája létezik. Tágabb értelemben ide soroljuk a periodikus jeleket előállító valamennyi kapcsolást. Nem lebecsülve a különböző háromszög-, négyszög-, fűrészjel- stb. generátorok jelentőségét, melyek inkább impulzustechnikai áramkörök, ebben a fejezetben szűkítjük ezt a kört és kifejezetten **szinuszos kimeneti jelet adó oszcillátorokról** beszélünk. Ezek alapvető feladata stabil f_0 frekvenciájú, U_0 amplitúdójú, kis torzítású kimeneti jel(ek) előállítása.

A visszacsatolás elméletéből ismert, hogy a visszacsatolt erősítő paraméterei megváltoznak.



11.1. ábra. Visszacsatolt erősítő

Erősítése

$$A_u^* = \frac{A_u}{1 + A_u \cdot \beta_u}$$

értékű lesz, mely a $H = A_u \cdot \beta_u$ hurokerősítés mértékétől függően lehet nagyobb és kisebb is, mint a visszacsatolás-mentes erősítőé. $H = -1$ esetén, a visszacsatolt hálózat bemeneti jel nélkül is produkál kimeneti jelet, vagyis oszcillál. Ez egyben tehát az **oszcilláció feltétele** is.

Mind az erősítő, mind visszacsatoló hálózat átvitele amplitúdójára és fázisára nézve sem tekinthető állandónak. Ezért

$$H = A_u \cdot \beta_u = |A_u| e^{j\varphi_A} \cdot |\beta_u| e^{j\varphi_\beta} = |A_u| \cdot |\beta_u| \cdot e^{j(\varphi_A + \varphi_\beta)} = -1$$

Ezt az egyenlőséget gyakran szétbontva amplitúdó-

$$|A_u| \cdot |\beta_u| = 1$$

és fázisfeltételként

$$\varphi_A + \varphi_\beta = (2k + 1) \cdot \pi$$

szokták meghatározni.

Az alkalmazott erősítő általában a kimeneti jel függvényében szabályozott erősítéssel rendelkezik. Erősít, mert a visszacsatoló hálózat csillapítása miatt csak így teljesíthető az **amplitúdó-feltétel** által előírt követelmény.

Ha ennek az erősítésnek a szabályozása a jel pillanatértékére nézve lineáris áramkörü egységgel (kvázi-lineáris erősítővel) történik, akkor lineáris oszcillátorról beszélünk. Nagyon gyakran azonban ezt a feladatot nemlineáris elemekre, legtöbbször diódákra, Zéner diódákra bízják. Ekkor a kapcsolást nemlineáris oszcillátornak hívjuk.

Az erősítő fázismenete az oszcillációs frekvencia közelében közel állandónak tekinthető. Ez úgy érhető el, hogy az erősítő felső és alsó határfrekvenciáját jóval magasabbra helyezik, mint az oszcillációs frekvencia.

Az oszcillátor készülhet bipoláris tranzisztoros, UJT-s, FET-es, műveleti erősítő, esetleg a mikrohullámú tartományban Gunn-diódás aktív eszközzel. A rádiótechnika fejlődésével számtalan oszcillátor-kapcsolás látott napvilágot, mint például a Miller-, Clapp-, Collpits-, Hartley-, Meissner-, Pierce- stb. oszcillátorok. Ezek jelentős részének kapcsolástechnikája az elektroncsövek korszakában alakult ki. (Ebben a fejezetben csak a műveleti erősítővel felépített legismertebb oszcillátorokkal foglalkozunk.)

A **fázisfeltételt** a legtöbb esetben a visszacsatoló hálózatra bízják, mely döntően passzív alkatrészekből épül fel. Csillapít, és szűrő jellegéből következően csak egy adott frekvencián biztosítja a fázisfeltételt.

Az oszcillációs frekvencia ingadozását – angol terminológiával élve – gyakran *jitter*-ként említjük.

A kellően stabil rezgési frekvenciához ezért olyan visszacsatoló hálózatra van szükség, melynek minél meredekebb nullátmenete van. Ennek

a szelektív hálózatnak a függvényében beszélünk L-C, R-C, kvarc-oszcillátorokról.

Elvileg készíthető R-L oszcillátor is, de a gyakorlati nehézségek, elsősorban a tekercs elkészítése miatt nem szívesen alkalmazzák ezt az oszcillátorfajtát. A kapcsolóüzemű tápegységek széleskörű elterjedése azonban új megvilágításba helyezi az induktivitásokat tartalmazó megoldásokat.

Az L-C oszcillátorokat a 10^4 - 10^{10} Hz frekvenciatartományban alkalmazzák. Hangolhatóságuk $1:\sqrt{10}$. Frekvenciastabilitásuk $(\Delta f/f_0)$ 10^{-2} - 10^{-5} körüli érték.

Az R-C oszcillátorok alkalmazási területe a 10 - 10^7 Hz frekvenciatartományba esik. Hangolhatóságuk körülbelül egy dekád, azaz $1:10$ -hez. Frekvencia stabilitásuk 10^{-2} - 10^{-4} .

Ugyan az R-L oszcillátorok frekvenciastabilitása a leggyengébb, de sajnos az L-C és R-C oszcillátorok frekvenciastabilitása sem kielégítő. Nagyon sok felhasználási terület szigorúbb feltételeket követel. Ilyen esetekben már kvarc-oszcillátorra van szükség. Kvarc-oszcillátorokkal minden nehézség nélkül elérhető a 10^{-6} -os frekvenciastabilitási érték, de – például termosztátba építve az oszcillátort, és ezáltal működési hőmérsékletét állandó értéken tartva – 10^{-9} - 10^{-10} -es pontosság is elérhető.

Egyes távközlési, mérés-technikai, vagy például műholdas helymeghatározási feladatok esetén 10^{-13} -os pontosságra is igény van. Ekkora pontosság atomórák felhasználásával érhető el, de a fizikusok által kifejlesztett rekorderek a 10^{-15} -es pontosságot is elérik.

A rezonanciafrekvencia kvarc-oszcillátor esetén csak nagyon kis mértékben – pár milliomodnyit – hangolható el. A kvarckristály pontos behangolását ezért nagyon gyakran a gyártó végzi el.

Maximálisan több száz MHz is lehet a kvarc-oszcillátor rezonanciafrekvenciája, melyet gyakran ún. overtone (a harmadik, ötödik stb. felharmonikusra történő) hangolással érnek el.

A kvarckristály soros rezonanciafrekvencián rezegve kis ellenállást képvisel. Párhuzamos rezonancián közel szakadás. Fázismenete mindkét esetben éles nullátmenettel rendelkezik. A nagyobb stabilitás miatt a soros rezonanciát használják a kritikus helyeken, de szép számmal találunk párhuzamos rezonancián működő kvarc-oszcillátor is.

A tápfeszültség bekapcsolásakor sok esetben külön segédáramkörrel biztosítani kell az oszcilláció beindulását. Ez úgy oldható meg, hogy a hurokerősítést az oszcilláció beindulásakor (-1)-nél kisebbre állítjuk be. Ekkor növekvő amplitúdójú kimeneti jelet kapunk.

A szabályozott (A_u) erősítéssel csak a kívánt amplitúdó érték mellett lesz a hurokerősítés éppen (-1)-gyel egyenlő. Ha valamilyen zavaró hatás miatt a kimeneti amplitúdó nagyobb lenne a szükségesnél, akkor a hurokerősítés (-1)-nél nagyobb lesz (lecsengő amplitúdójú pozitív visszacsatolás esete), mely csökkentve a hurokerősítést visszaállítja a normál kimeneti jelet. Ha ez a szabályozás nem működik megfelelően, akkor általában a tápfeszültség korlátozza le a kimeneti jel amplitúdóját. Ilyen esetekben a kimeneti jelalak erősen torzult lesz.

A mai korszerű áramkörök egyre ritkábban alkalmaznak klasszikus oszcillátorokat. A szigorúbb feltételek miatt a különböző frekvenciájú, főleg digitális jelek előállítására inkább frekvencia-szintézereket vagy ún. PLL-t, magyarul fáziszárt hurkot használnak. Ezeket nagy pontosságú, gyakran helyileg egészen távol lévő, referencia időalapot szolgáltató jelekkel szinkronizálnak.

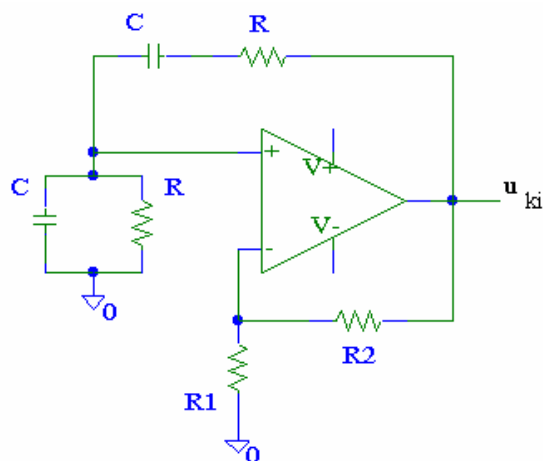
11.1. Wien-hidas oszcillátor

A jól ismert passzív Wien-Robinson-híd, mint sáv-áteresztő szűrő fázismenete a frekvencia függvényében $+90^\circ$ -tól -90° -ig változik. Középponti frekvencián,

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \cdot n$$

a fázistolás pontosan 0° . (Szimmetrikus Wien-Robinson-hídat feltételezve, azaz $R_1=R_2$ és $C_1=C_2$.) A nullátmenet közelében a fázismenet nagy meredekségű. Ezen tulajdonságai kedvező feltételeket biztosítanak oszcillátorban való alkalmazására. Az f_o frekvencián a Wien-Robinson-híd átvitele $1/3$.

Ha egy műveleti erősítő pozitív visszacsatoló ágába – tehát a kimenet és a nem-invertáló bemenet közé – kötjük be a Wien-Robinson-szűrőt, és a negatív visszacsatoló ág segítségével biztosítjuk az erősítő 3-szoros erősítését, akkor szinuszos kimeneti jelű oszcillátort kapunk.



11.2. ábra. A Wien-oszcillátor elvi felépítése

A kis torzítású kimeneti jel érdekében az

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 3, \quad \text{azaz} \quad R_2 = 2 \cdot R_1$$

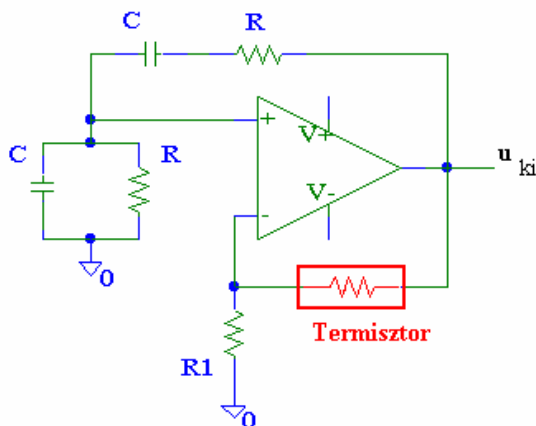
feltételt nagyon pontosan kell beállítani és akkor is tartani kell, ha a külső körülmények – tápfeszültség, hőmérséklet, stb. – megváltozik. Ehhez automatikus erősítésszabályozást kell beépíteni az áramkörbe. Ennek többféle megoldása lehetséges.

1. NTC-vel történő amplitúdó-szabályozás:

Helyezzünk az R_2 -es ellenállás helyére negatív hőmérsékleti együtthatójú (Negative Temperature Coefficient, NTC) alkatrészt, például termisztort. Ennek ellenállása nagy amplitúdójú kimeneti jelek mellett – az alkatrész hőmérsékletének emelkedése miatt – csökkenni fog. Ezért az R_2/R_1 arány romlani fog, és ez az erősítés csökkenéséhez vezet.

A kimeneti amplitúdó csökkenésekor fordított a helyzet. A termisztor lehűlése miatt ellenállása növekszik, mely az erősítés növekedését vonja maga után. Ilyen összeállításban a termisztor alkalmas lesz az amplitúdó-szabályozásra.

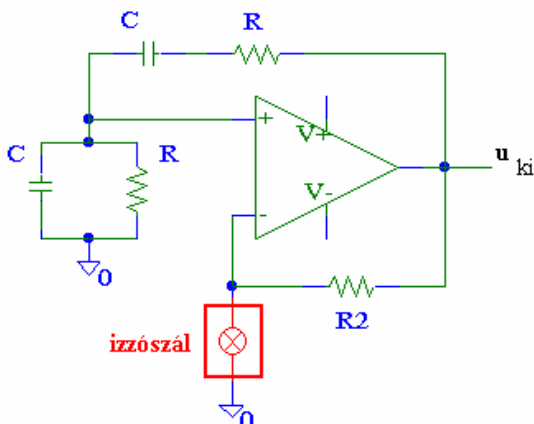
A kapcsolást a 11.3. ábrán láthatjuk.



11.3. ábra. Wien-oszcillátor amplitúdó-szabályozása termisztorral

2. PTC-vel történő amplitúdó-szabályozás:

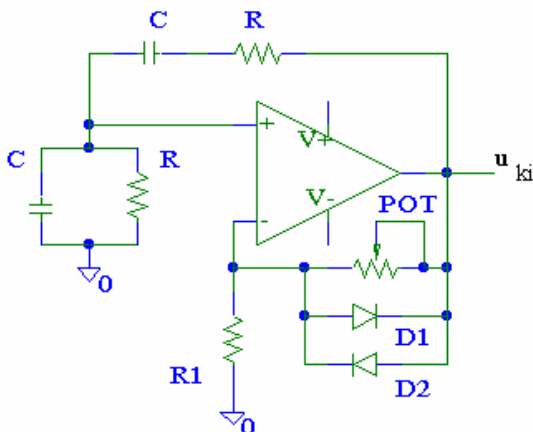
Az izzólámpák ellenállása a hőmérséklet emelkedésével nő. Ezek pozitív hőmérsékleti állandójú (PTC) alkatrészek. A 11.2. ábra R_1 ellenállása helyett egy kisteljesítményű izzót beépítve szintén stabilizálható a kimeneti amplitúdó.



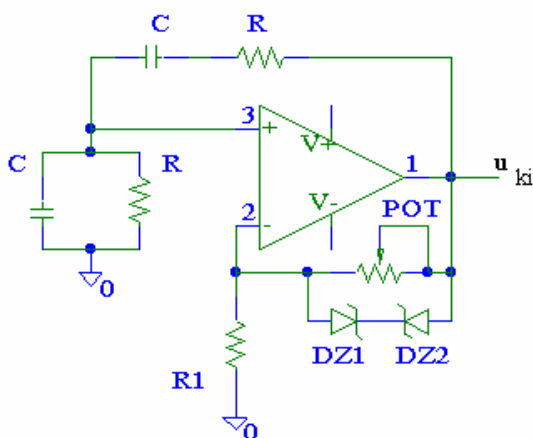
11.4. ábra. Wien-oszcillátor amplitúdó-szabályozása kisteljesítményű izzóval

Nagyobb kimeneti feszültség esetén az izzó fényesebben világít. Hőmérséklete magasabb lesz, és ezzel ellenállása megnő. Az R_2/R_1 arány csökken, és vele egyidejűleg kisebb lesz az erősítés is. A kimeneti amplitúdó lecsökken. A kimeneti jel csökkenésével a folyamat fordítottja zajlik le.

3. Diódás amplitúdó-szabályozás:



11.5. ábra. Wien-oszcillátor amplitúdó-szabályozása diódákkal

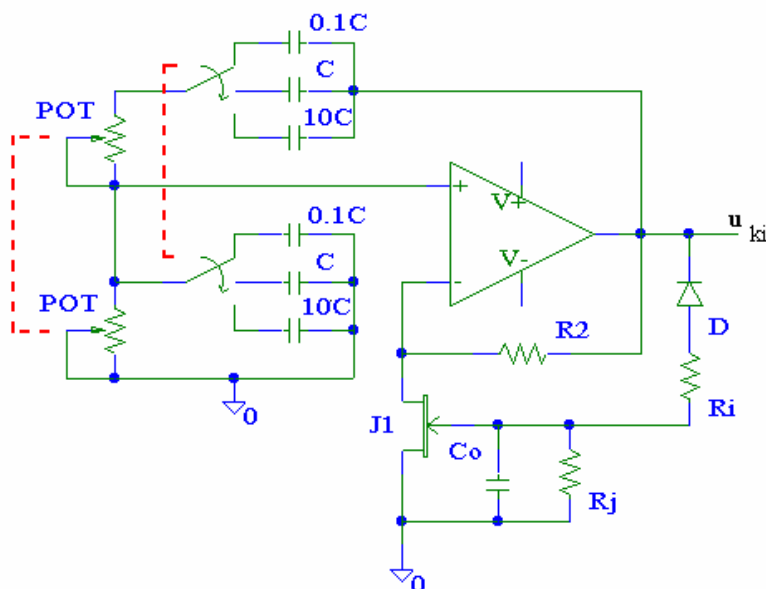


11.6. ábra. Wien-oszcillátor amplitúdó-szabályozása Zéner diódákkal

A diódákkal történő amplitúdó-szabályozás azt használja ki, hogy a megnövekedett kimeneti jel kinyitja a diódákat, melyek ellenállása emiatt csökkenni fog. Ezért a diódákat – a termisztorhoz hasonlóan – az R_2 -es ellenállás helyére kell kapcsolni. A szimmetria miatt vagy antiparalel kötünk két normál diódát (11.5. ábra), vagy sorba – egymással szembe fordítva – két Zéner diódát (11.6. ábra). Az első esetben a kimeneti amplitúdó csúcstól-csúcsig mért értéke kb. $2 \cdot U_D$, a második esetben kb. $2 \cdot (U_Z + U_D)$ lesz.

4. FET-es amplitúdó-szabályozás:

A diódás amplitúdó-szabályozás nagy hibája, hogy a csúcsertékek vágásával nem elhanyagolható torzítást okoz. Ez elkerülhető, ha egy j-FET drain-source ellenállását változtatjuk a kimeneti feszültség függvényében. Ilyen felépítésű oszcillátort mutat a 11.7. kapcsolás.



11.7. ábra. Wien-hidas oszcillátor j-FET-es amplitúdó-szabályozással és frekvencia-beállítási lehetőséggel

A negatív kimeneti csúcsok hatására a C_o kondenzátor és ezzel az n-csatornás j-FET gate-source feszültsége negatív értéket vesz fel.

Növekvő kimeneti amplitúdó esetén a FET zárásba vezérlődik, és ellenállása megnő. Emiatt az erősítés lecsökken és visszaszabályozza a megnövekedett kimeneti jelet. A csökkenő kimeneti amplitúdó pozitívabb gate feszültséget és kisebb drain-source ellenállást eredményez. Ezzel a megnövekedett erősítés következtében a kimeneti feszültség ismét növekedni fog. (11.7. ábra)

Együttlutó kettős potencióméterek és kapcsolók segítségével az oszcillációs frekvencia akár több dekádon keresztül is módosítható. A kapcsolók a kondenzátorok cseréjével a frekvenciatartomány dekadikus változtatására adnak lehetőséget, míg a potencióméterekkel egy-egy dekádon belül állíthatjuk be a kívánt kimeneti frekvenciát.

A torzítás minimalizálása érdekében a potencióméterek ellenállása nem csökkenthető tetszőlegesen, ezért soros ellenállások beiktatásával egy dekádra szokták korlátozni az általuk beállítható frekvenciatartományt.

11.2. Kettős T-szűrős oszcillátor

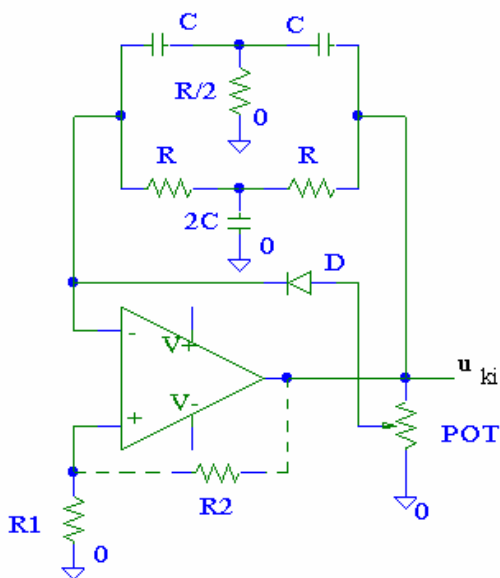
A műveleti erősítővel felépített oszcillátorok másik kedvelt típusa a kettős T-szűrős oszcillátor. A kettős T-szűrő sávzáró jellegű frekvencia-menettel rendelkezik. Elméletileg – pontos alkatrészek alkalmazásával – a középponti

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

frekvencián nincs kimeneti jel, míg minden más esetben a kimeneti jel véges.

A kimeneti jel teljes hiánya gondot jelent a szabályozás folyamatossága szempontjából, ezért kis mértékben – valamelyik alkatrész változtatásával – megbontják a tökéletes szimmetriát. Ekkor az f_o frekvencián is kapunk nagyon kicsi, de véges kimeneti jelet. A műveleti erősítők nagy erősítése miatt azonban gyakran az alkatrészek szórása is elegendő a rezonancia kialakulásához.

Rezonanciafrekvencián a negatív visszacsatolás erősen lecsökken, és a nagy pozitív visszacsatolás elindítja az oszcillációt. A kimeneti amplitúdót vagy az előzőekhez hasonlóan az R_2 és R_1 ellenállások amplitúdófüggő szabályozásával érhetjük el, vagy a 11.8. ábrán látható megoldással.



11.8. ábra. Kettős T oszcillátor

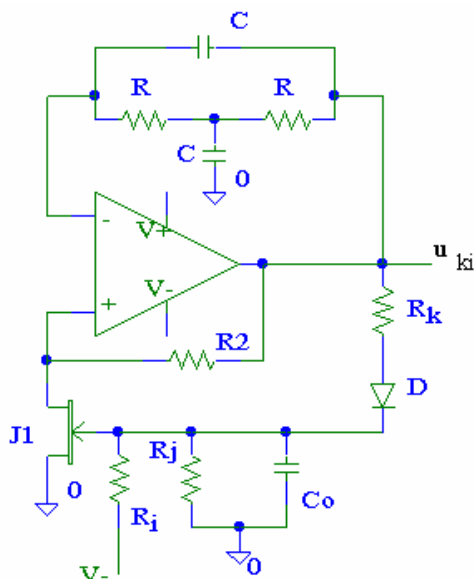
Ha a kimeneti jel akkorára nő, melynél a dióda nyitni kezd, akkor ezzel egy erőteljes negatív visszacsatolást idézünk elő, mely korlátozni fogja a kimeneti amplitúdót. Ilyen áramköri kialakítás mellett R_2 elhagyható a kapcsolásból.

A kettős T oszcillátornak előnyei és hátrányai is vannak a Wien oszcillátorral szemben. Legnagyobb hátránya, hogy hangolhatósága csak nehezen oldható meg, hiszen ehhez legalább három és emellett nem is azonos értékű alkatrész egyidejű módosítására volna szükség. Ha nem feltétel a hangolhatóság, akkor viszont kárpótol bennünket a lényegesen kisebb torzítási tényező, mellyel a kettős T oszcillátor rendelkezik.

11.3. Áthidalt T-szűrős oszcillátor

Az áthidalt T szűrő szintén sávzáró jellegű kapcsolás. Átvitele az alacsony- és a nagyfrekvenciás tartományban egységnyi, miközben a középponti f_0 frekvencián (melynek számítása az előzőekkel megegyezik) $2/3$. Ezt a műveleti erősítő negatív visszacsatoló ágába helyezve és a pozí-

tív visszacsatoló ágban szabályozva a kialakuló 1,5-szeres erősítést, szintén oszcillátorhoz jutunk. (11.9. ábra)



11.9. ábra. Áthidalt T oszcillátor

A bekapcsolás után a FET gate feszültsége az R_i és R_j ellenállások, valamint a negatív tápfeszültség által meghatározott

$$U_{GS} = -\frac{R_j}{R_i + R_j} \cdot V_-$$

értéket veszi fel, mert ekkor még a kimeneti jel nulla. U_{GS} -t úgy kell beállítani, hogy ezzel a FET lezárt állapotba kerüljön. A pozitív visszacsatoló ágban ekkor

$$\frac{R_{DS}}{R_{DS} + R_2} > \frac{2}{3},$$

ami növekvő amplitúdójú oszcillációt idéz elő $|H| > 1$ miatt. A kimeneti jel növekedésével azonban a FET gate feszültsége pozitív irányba mozdul el, U_{GS} csökken és a FET nyitni fog, drain-source ellenállása lecsökken. Ez a folyamat a $|H| = 1$ beállásáig tart, amikor

$$\frac{R_{DS}}{R_{DS} + R_2} = \frac{2}{3}$$

lesz.

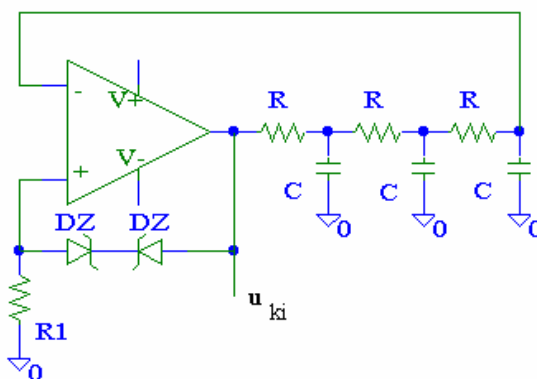
11.4. Fázistolós oszcillátor

Ha az oszcillátorral szemben támasztott igények nem túl magasak, megengedhető az amplitúdó és a rezonanciafrekvencia kis mértékű ingadozása és a torzítási paraméterek sem kritikusak, akkor választhatjuk a fázistolós oszcillátort is. Ebben három vagy négy egymás után kötött R-C vagy C-R tag gondoskodik a szükséges fázistolásról, mely leggyakrabban 180° . A 180° -os fázistoláshoz tartozó csillapítás értéke három tag esetén $1/29$ -ed, négy tag mellett pedig $1/18,36$. Megfelelő erősítésszabályozással tehát 29-szeres, illetve 18,36-szoros erősítést kell a műveleti erősítőnek biztosítania a folyamatos oszcilláció fenntartásához.

Az R-C tagokból felépített fázistolót a műveleti erősítő negatív visszacsatoló ágába kell kötni, miközben az erősítést a pozitív visszacsatoló ágon szabályozhatjuk be. Három tag esetén a rezonanciafrekvencia

$$f_o = 2,45 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

A kapcsolás kialakítását a 11.10. ábra mutatja.



11.10. ábra. Háromelemű R-C tagos fázistolós oszcillátor

Négytagú R-C fázistoló esetén a rezonancia helye az

$$f_o = 1,19 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

értékre kerül.

C-R elemek alkalmazásával a hálózat 180°-hoz tartozó csillapítási értékei nem változnak meg, de a rezonanciafrekvenciák igen. Három tag esetén

$$f_o = 0,408 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C},$$

négy tagra pedig

$$f_o = 0,837 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}.$$

A C-R hálózatot ekkor a pozitív visszacsatoló ágba kellene kötni, és biztosítani kellene a negatív visszacsatoló ágban – az erősítésszabályozáson túl – egy további 180°-os fázisforgatást. Ezért ezt a megoldást összetettsége miatt ritkábban használják.

A nagyszintű kimeneti jelet a műveleti erősítő kimenetéről vehetjük le, de nem árt tudni, hogy ez a jel lényegesen nagyobb torzítással rendelkezik, mint a fázistoló hálózat végén található kisszintű és ezért nehezebben kezelhető jel.

Az eddigi gondolatmenetünkben nem vettük számításba a műveleti erősítő saját fázistolását, mely a magasabb frekvenciák felé jelentősen módosíthatja az előbb említett képet.

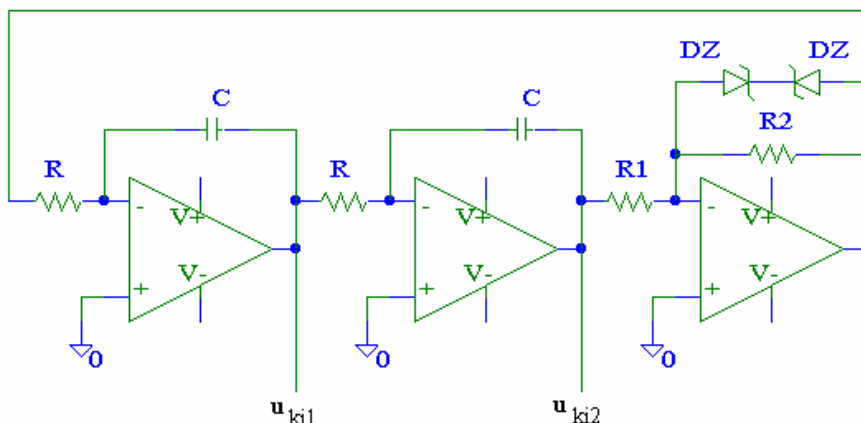
11.5. Kétfázisú oszcillátor

A kétfázisú oszcillátorokat gyakran kvadratura-oszcillátoroknak is nevezik. Felépítésük lényege, hogy két integrátort (melyek egyenként 90°-os fázistolást mutatnak) és egy invertáló kapcsolást egyetlen visszacsatoló hurokba kapcsolunk.

Az így kialakuló 90° + 90° + 180° biztosítja a rezonancia fázisfeltételét. A rezgési frekvencia

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Az amplitúdó-feltétel kialakítása és folyamatos szabályozása a legtöbb esetben az invertáló erősítő feladata. (lásd 11.11.ábra)



11.11. ábra. Kétfázisú oszcillátor I.

A kétfázisú oszcillátor érdekessége, hogy a két kimeneti jel között éppen 90° -os fáziskülönbség van. Eszerint

$$u_{ki1} = u_o \cdot \sin \omega t \quad \text{és} \quad u_{ki2} = u_o \cdot \cos \omega t$$

A kapcsolás egészen alacsony, 1 Hz alatti frekvenciákon is működőképes. Kimeneti jele az eddig vizsgált megoldások közül a legkisebb torzítással rendelkezik.

A bekapcsolás után azonban nem minden esetben indul el azonnal az oszcilláció. Ehhez gyakran további áramköri egységek beépítésére van szükség.

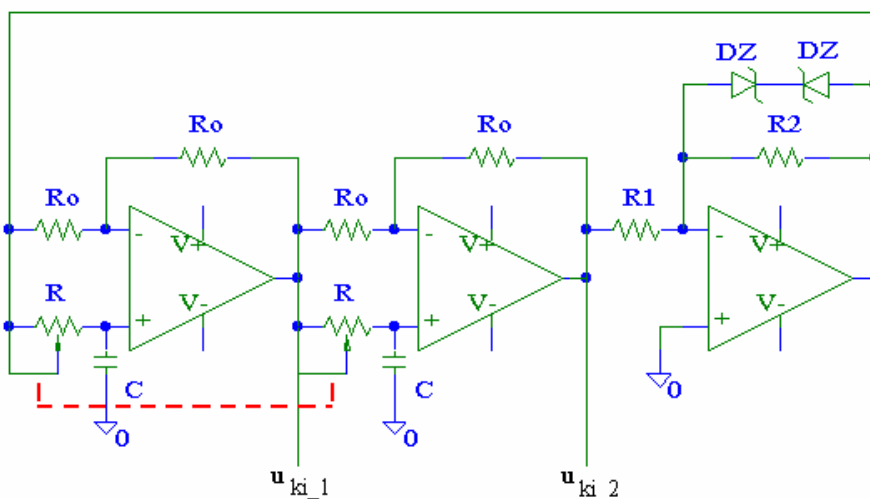
Egy másik gyakran alkalmazott megoldást láthatunk a 11.12. ábrán. Ebben a kapcsolásban az első erősítő kimeneti jele szinuszos, míg a második erősítő koszoszos időfüggvény szerint változik.

A fázisfeltétel úgy alakul ki, hogy az első és a második műveleti erősítő 90° - 90° -os, a harmadik pedig 180° -os fázisforgatással rendelkezik, hasonlóan az előző esethez.

Az oszcilláció fenntartásához szükséges $|H| = 1$ értéket a harmadik fokozat segítségével állíthatjuk be. Az első és a második fokozat vala-

mivel kevesebb, mint egységnyi erősítést a harmadik tag R_2/R_1 arányával korrigálhatjuk.

Az oszcilláció beindulásához $R_2/R_1 > 1$ értéket kell választani. A kívánt kimeneti amplitúdó elérésekor a Zéner diódák ellenállása párhuzamosan kapcsolódva az R_2 -es ellenállással lecsökkenti a harmadik fokozat erősítését közel az egységnyi értékre, és ezzel biztosítja a megfelelő nagyságú kimeneti jelet és egyben az oszcilláció amplitúdó-feltételét.



11.12. ábra. Kétfázisú oszcillátor II.

Ez a kapcsolás is

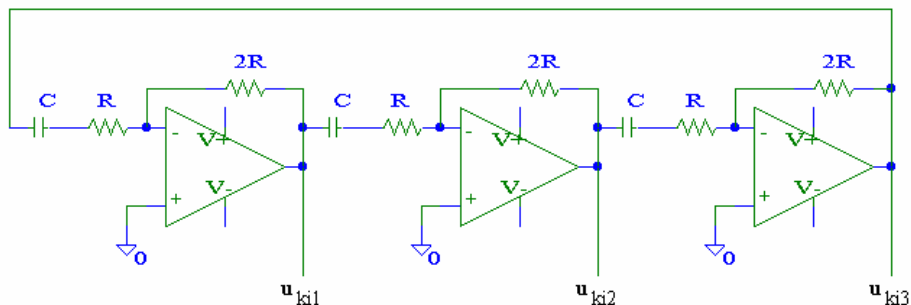
$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

rezonanciafrekvenciával rendelkezik, melyet az R-R kettős potencióméterrel hangolhatunk be. Nagyon fontos, hogy a két ellenállás együtt fusson. Különböző értékek esetén felborul a pontosan 90° -os fáziseltérés az első és a második fokozat között.

Hasonló problémát okoz magasabb frekvenciákon a műveleti erősítők nem ideális jellegéből adódó többlet fázistolás, mely a rezonanciafrekvencia elméleti értékét számottevően módosíthatja.

11.6. Háromfázisú oszcillátor

A háromfázisú oszcillátor három teljesen azonos egységből épül fel. Ezek mindegyike 120° -os fázistolást idéz elő rezonanciafrekvencián. Ezért az egyes egységek műveleti erősítőinek kimeneti jele 120° -os fáziskülönbséget mutat.



11.13. ábra. Háromfázisú oszcillátor

A 11.13. ábrán látható háromfázisú oszcillátor rezonanciafrekvenciája az alábbi képlettel számolható ki:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{3} \cdot R \cdot C}$$

A fenti ábra csak elvi kapcsolásnak tekinthető. Nem tartalmazza az oszcilláció beindításához szükséges áramköri részleteket és hiányzik az amplitúdó-szabályozás is.

Természetesen számtalan további kapcsolás is létezik műveleti erősítőknek oszcillátorként való alkalmazására. A további jól ismert kapcsolások azonban gyakran olyan áramköri elemeket tartalmaznak, melyek mélyebb elektronikai ismereteket feltételeznek, és további előtanulmányokat igényelnek.

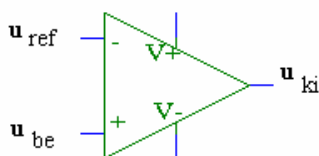
Valamennyi műveleti erősítővel felépített oszcillátor talán legnagyobb problémája, hogy a kimeneti feszültség maximális jelváltozási sebessége korlátozott. Ezért nagyobb, néhány V-os amplitúdójú kimeneti jel csak néhányszor 100 kHz maximális frekvenciáig vehető ki a kapcsolásokból.

12. Komparátorok

A műveleti erősítő felépítésénél fogva nagyon jól használható különböző feszültség szintek figyelésére, összehasonlítására. Ehhez elsősorban nagy feszültségerősítése nyújt lehetőséget.

12.1. Hiszterézis nélküli komparátorok

Első lépésben vizsgáljuk meg a műveleti erősítő viselkedését visszacsatolás nélkül. Legyen az invertáló bemenet egy U_{ref} referenciafeszültségre kapcsolva és vezéreljük a műveleti erősítőt a nem-invertáló bemenetén keresztül. (lásd 12.1. ábra)



12.1. ábra. Feszültség-komparátor műveleti erősítővel

Ekkor a kimeneti jel a következők szerint fog változni:

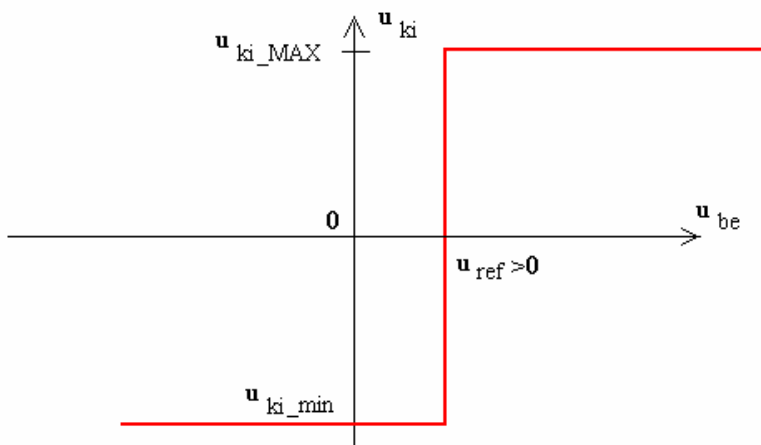
$$u_{be} < u_{ref} \qquad u_{ki} = u_{ki_min}$$

$$u_{be} > u_{ref} \qquad u_{ki} = u_{ki_MAX}$$

A bemeneti és a kimeneti jel közötti kapcsolatot a 12.2. grafikon mutatja abban az esetben, ha $u_{ref} > 0$.

A műveleti erősítő kimeneti feszültségének minimális értéke általában a negatív tápfeszültség felett van 1,5-3 V-tal. A kimeneti feszültség maximális értéke pedig a pozitív tápfeszültség alatt található kb. ugyanennyivel.

Ezek az értékek természetesen függenek a terheléstől és a műveleti erősítő kimeneti fokozatának kialakításától. Ma már léteznek a tápfeszültség határokig is kivezérelhető műveleti erősítő típusok.



12.2. ábra. A feszültség-komparátor transzfer karakterisztikája

Az u_{ref} közelében a műveleti erősítő a rá jellemző nyílthurkú feszültségerősítéssel vált át az u_{ki_min} -ről az u_{ki_MAX} -ra és viszont. Ezért az

$$u_{ref} - \frac{u_{ki_min}}{A_{uo}} \quad \text{és az} \quad u_{ref} + \frac{u_{ki_MAX}}{A_{uo}}$$

közötti bemeneti feszültségtartományban a karakterisztika valójában nem függőleges, csak közelítően az. Ebben a tartományban a meredekséget a nyílthurkú feszültségerősítés A_{uo} értéke határozza meg.

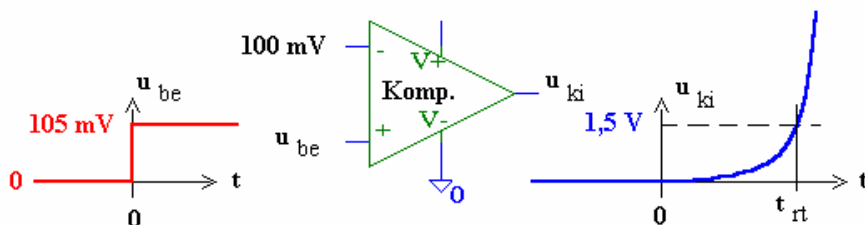
A kimeneti feszültség ebben a tartományban akár 25-30 V-ot is változhat. A műveleti erősítő véges maximális kimeneti jelváltozási sebessége miatt ehhez több-kevesebb időre van szükség. Egy néhány V/ μ s-os slew rate-tel rendelkező műveleti erősítőnek ehhez kb. 10 μ s-nyi időre van szüksége. Ez néha elegendően rövidnek tekinthető, de gyors, 100 kHz feletti jelek esetén azonban biztosan nem.

Tovább rontja a helyzetet, hogy a műveleti erősítő ebben az alkalmazásban erősen túlvezérlődik. A túlvezérlés utáni feléledési idő szintén lassítja a kapcsolás működését.

Ha a megoldandó komparálási feladat az olcsó, de viszonylag gyengébb paraméterekkel rendelkező műveleti erősítővel nem oldható meg, akkor választhatunk a tipikusan ilyen alkalmazásokra készült *integrált*

kivitelű komparátorok közül. Ezek nagy slew rate-tel, telítésgátlással, gyors tranzienst viselkedéssel és a digitális logikai szintekhez illesztett kimenettel rendelkeznek.

A komparátorok jellemzésére leggyakrabban a válaszidőt (response time) használjuk. Mérési definíciója a 12.3. ábrán látható.

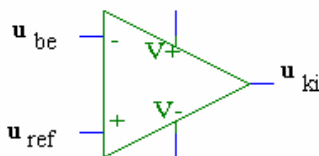


12.3. ábra. A válaszidő mérése

A méréshez az invertáló bemenetet 100 mV-ra kötik, és 105 mV-os egységugrást adnak a nem-invertáló bemenetre. Azt az időt nevezzük válaszidőnek, amikor a kimenet ennek hatására eléri az 1,5 V-ot.

Az általános célú műveleti erősítők válaszideje nagyságrendileg 10 μ s körül van, míg az erre a célra kifejlesztett komparátoroké ns (!) nagyságrendű. E néhány összehasonlító adat után, mivel nem célunk a komparátorok részletes ismertetése, térjünk vissza a műveleti erősítők megoldásaira.

Vizsgáljuk most meg azt a lehetőséget, amikor a nem-invertáló bemenetet kapcsoljuk referenciafeszültségre, miközben a vezérlés az invertáló bemenetre érkezik. (lásd 12.4. ábra)



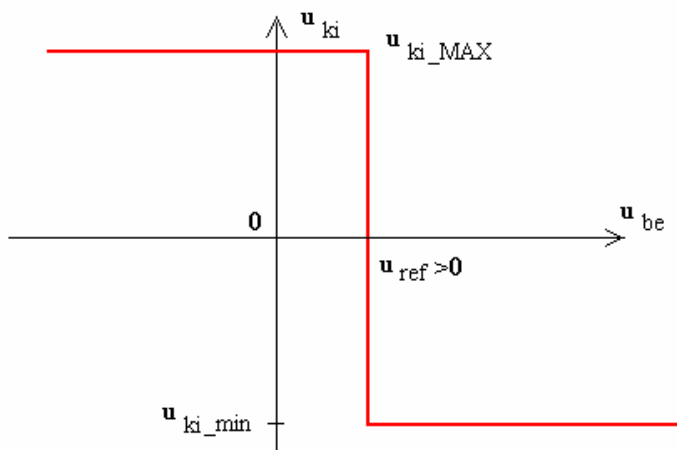
12.4. ábra. Az invertáló komparátor

Ekkor a kimeneti jel a következők szerint fog változni:

$$u_{be} < u_{ref} \qquad u_{ki} = u_{ki_MAX}$$

$$u_{be} > u_{ref} \qquad u_{ki} = u_{ki_min}$$

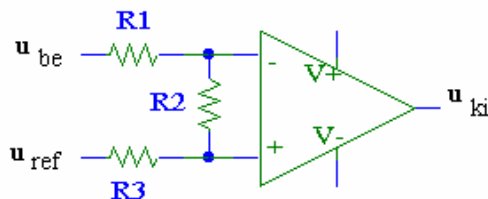
A transzfer karakterisztikát a 12.5. ábrán láthatjuk:



12.5. ábra. Az invertáló komparátor transzfer karakterisztikája

Előző megállapításaink, mint például a kimeneti kivezérrelhetőség, a karakterisztika meredeksége (ellenkező előjellel), jelváltozási sebesség maximuma stb. erre a kapcsolásra is érvényesek.

Ha az u_{ref} közelében előírt meredekségű transzfer karakterisztikára lenne szükségünk, akkor ezt három ellenállás közbeiktatásával egyszerűen megoldhatjuk. (lásd 12.6. ábra)

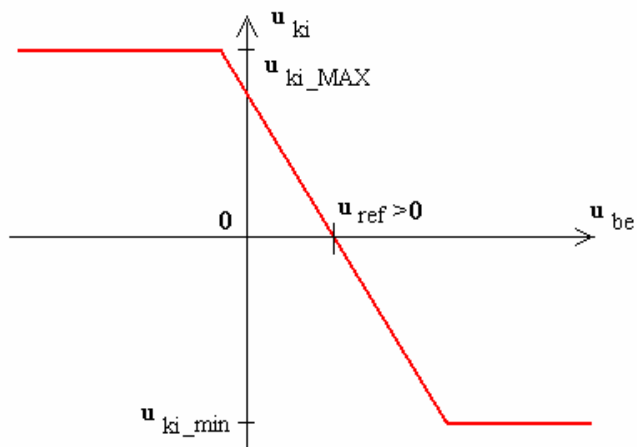


12.6. ábra. Előírt meredekség megvalósítása

Az így előállt kapcsolás transzfer karakterisztikájának meredeksége:

$$-\frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot A_{uo}$$

ahogy azt a 12.7. ábrán láthatjuk:

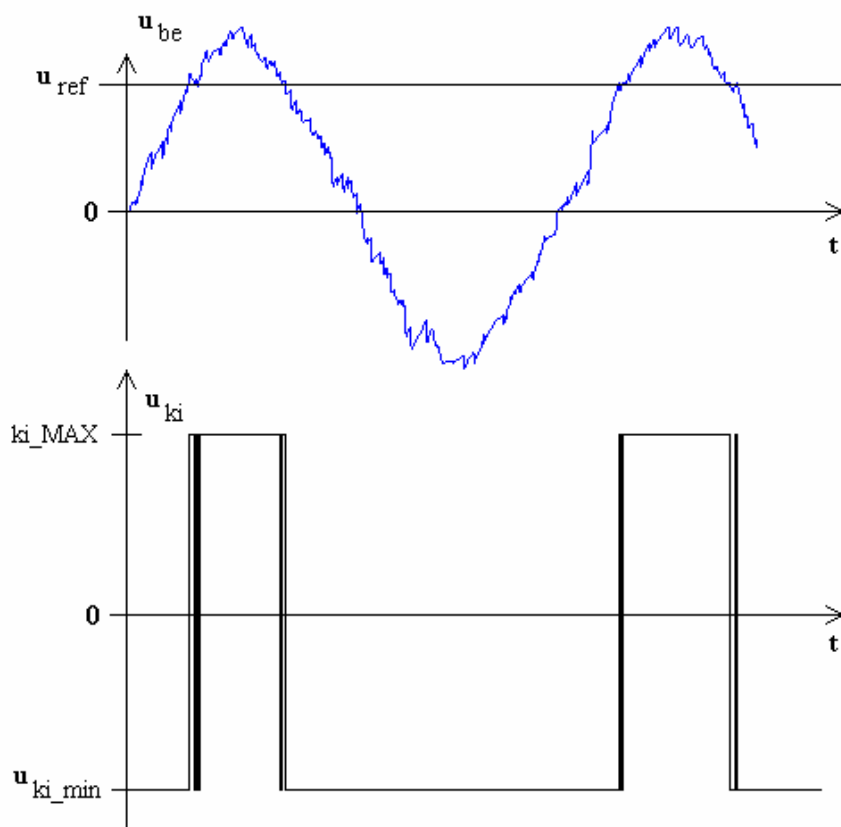


12.7. ábra. A fenti kapcsolás transzfer karakterisztikája

A bemenetek felcserélésével a meredekség a pozitív irányba is tetszőlegesen változtatható. A referenciafeszültség hasonlóan állítható, és $u_{ref} = 0$ esetén nullkomparátorra egyszerűsödik a kapcsolás.

Az előző komparátorok legfontosabb hibája, hogy ha a bemeneti jel a referenciafeszültség közelében tartózkodik, akkor főleg lassú és zajos jelek esetén a kimenet többször gyors váltásra kényszerül. Ez például számlálók esetében megengedhetetlen álimpulzusokat eredményez, és hibás működéshez vezet. A 12.8. ábrán a 12.2. ábrának megfelelő komparátor bemeneti és kimeneti jele közötti kapcsolatot láthatjuk egy ilyen esetben.

A probléma megoldására hiszterézises komparátorokat, idegen szakkifejezéssel Schmitt-triggerreket használunk.



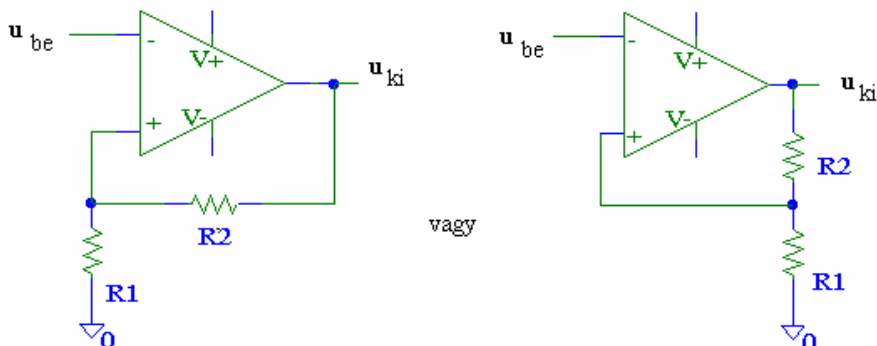
12.8. ábra. Többszörös impulzusok keletkezése zajos bemeneti jel esetén

A Schmitt-triggereknél az átbillenési küszöb és a visszabilenési küszöb nem azonos. Műveleti erősítővel – nagyon egyszerű kapcsolástechnikával – megvalósíthatók az ilyen tulajdonságokkal rendelkező kapcsolások. Ehhez nem kell mást tenni, mint – az előzőekben már megismert nem-invertáló és invertáló erősítő alapkapsolásoknál, (lásd 4.2. és 4.3. pontok) – a bemeneteket felcserélni, és ezzel a negatív visszacsatolást pozitív visszacsatolássá változtatni.

A bemenetek felcserélésével a lineáris erősítőkből Schmitt-triggerek lesznek, ezért az invertáló és nem-invertáló bemenetek helyes bekötésére mindig különös gondot kell fordítani.

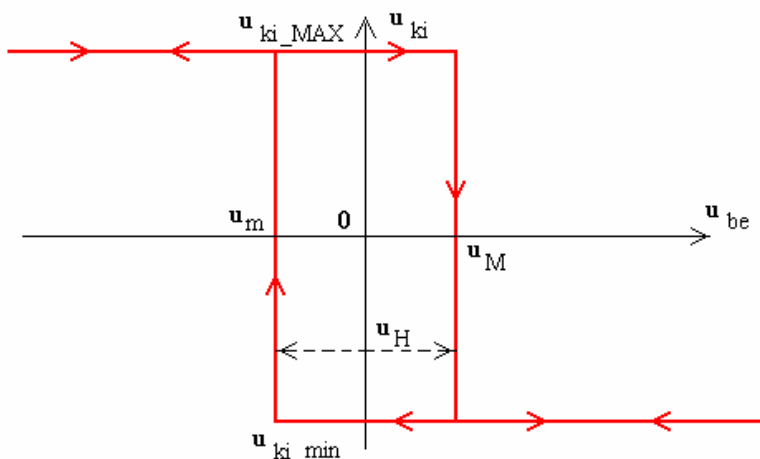
12.2. Fázisfordító Schmitt-trigger

A nem-invertáló alapkapcsolás bemeneteit felcserélve az alábbi áramkörhöz jutunk:



12.9. ábra. Fázisfordító Schmitt-trigger (a két kapcsolás azonos)

A kimeneti és a bemeneti jel közötti kapcsolatot a 12.10. ábrán láthatjuk:

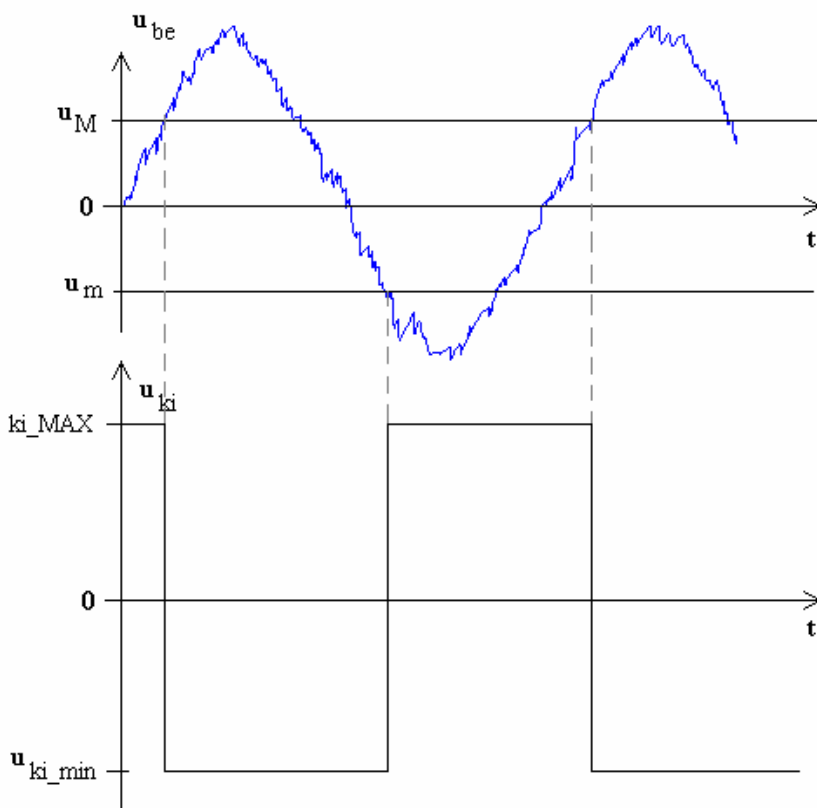


12.10. ábra. A fázisfordító Schmitt-trigger bemeneti és kimeneti jele közötti kapcsolat

Az u_M és u_m billenési küszöbök az alábbi képletekkel határozhatók meg:

$$u_M = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki_MAX} \quad u_m = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki_min}$$

A bekapcsolási tranziens lezajlása után tételezzük fel, hogy a műveleti erősítő kimenete a pozitív tápfeszültség közelében lévő lehetséges maximumra, u_{ki_MAX} -ra áll be. Ekkor a nem-invertáló bemenet u_M feszültségen lesz a feszültségosztás miatt. Ez lesz tehát az átbillenés küszöbfeszültsége. A kimenet mindaddig ezen az értéken marad, ameddig a bemeneti jel ezt meg nem haladja.



12.11. ábra. A fázisfordító Schmitt-trigger idődiagramja

Ha ez bekövetkezik, akkor a kimenet a kapcsolástól elvárható legnagyobb sebességgel a negatív tápfeszültség közelében lévő u_{ki_min} értéket veszi fel. Ezzel megváltozik a nem-invertáló bemenet feszültsége is u_m -re. Ez egyben új küszöbfeszültséget is jelent, mert mindaddig nem történik változás a kimeneten, ameddig a bemenet ez alá nem esik. Abban a pillanatban, amikor a bemeneti feszültség kisebb lesz mint u_m , a kimeneti feszültség ismét u_{ki_MAX} -ra vált. Ezzel a folyamat kezdődhet előlről.

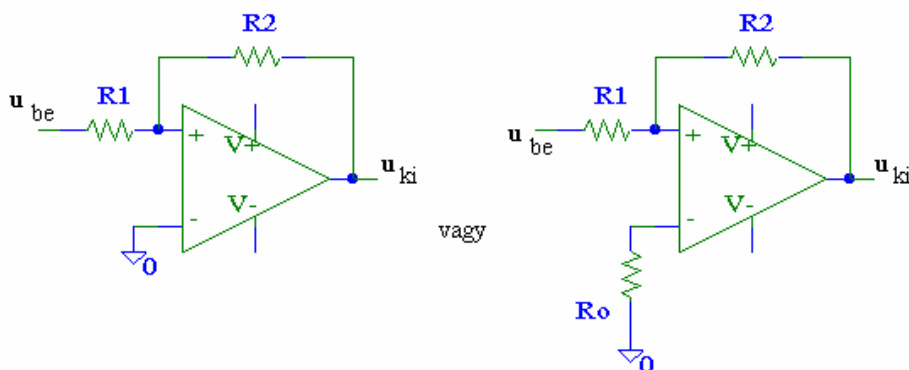
(Ha a kimenet a bekapcsolási tranziens miatt az első pillanatban esetleg u_{ki_min} -ra állna be, akkor az első u_m -nél kisebb bemeneti feszültség u_{ki_MAX} -ra késztené a kimenetet, és ezzel helyreállítaná az előbb részletezett ciklust.)

Az u_M és az u_m feszültség szintek (küszöbök) közötti különbséget hiszterézisnek hívjuk, u_H . Értéke ebben a kapcsolásban

$$u_H = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (u_{ki_MAX} - u_{ki_min})$$

12.3. Fázist nem fordító Schmitt-trigger

Az invertáló erősítő bemeneteinek felcserélésével egy másik hiszterézises komparátorhoz jutunk. Kapcsolási rajza a 12.12. ábrán látható:



12.12. ábra. A fázist nem fordító Schmitt-trigger

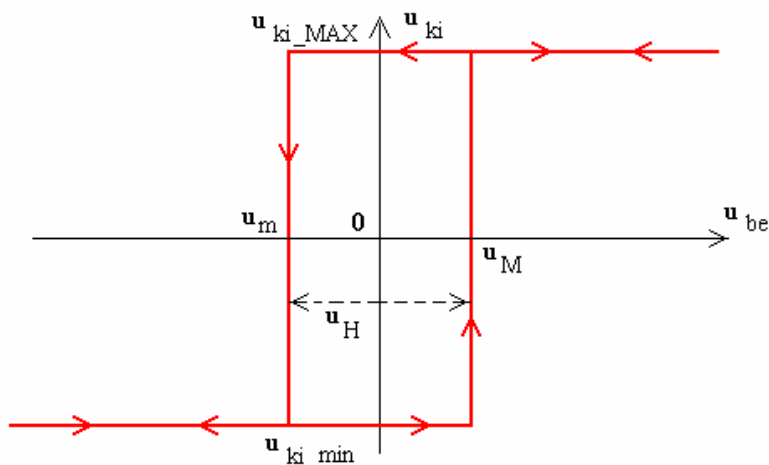
A fázist nem fordító Schmitt-trigger küszöbszintjei:

$$u_M = -\frac{R_1}{R_2} \cdot u_{ki_min} \qquad u_m = -\frac{R_1}{R_2} \cdot u_{ki_MAX}$$

A kapcsolás működését a 12.13. ábra szemlélteti. A kimeneti feszültség mindaddig u_{ki_MAX} marad, ameddig a bemeneti jel u_m szintje alá nem csökken. Ekkor a kimenet u_{ki_min} -ra vált át és mindaddig ott is marad, ameddig a bemeneti jel u_M -t meg nem haladja. Lásd 12.14. grafikon.

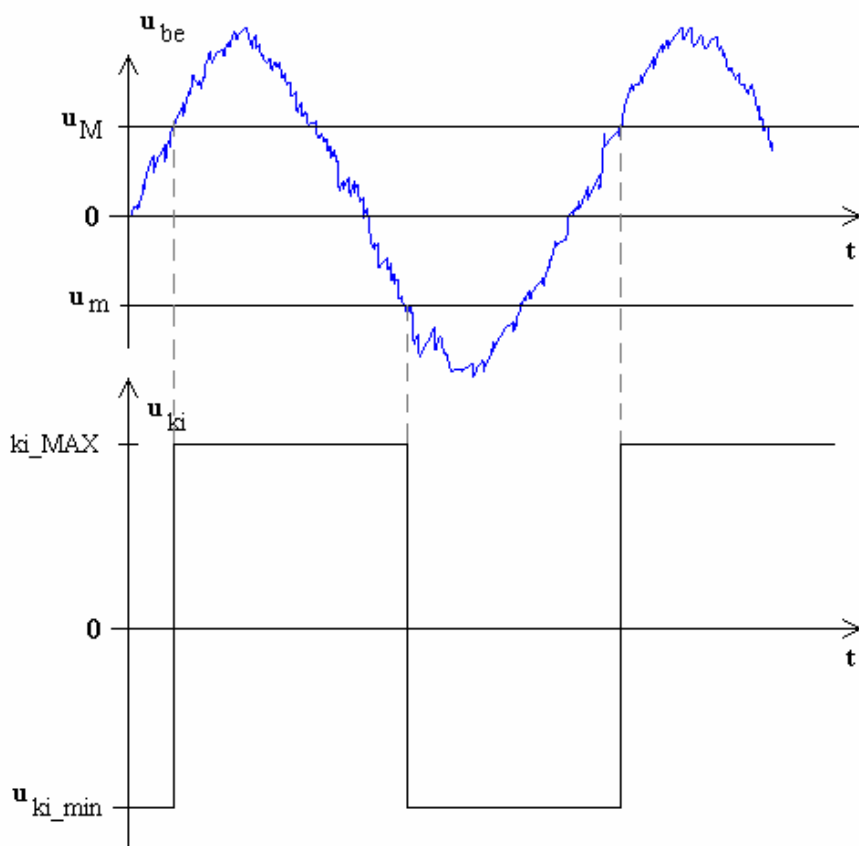
A hiszterézis-feszültség értéke ennél a kapcsolásnál:

$$u_H = \frac{R_1}{R_2} \cdot (u_{ki_MAX} - u_{ki_min})$$



12.13. ábra. A fázist nem fordító Schmitt-trigger bemeneti és kimeneti jele közötti kapcsolat

Mindkét Schmitt-trigger kapcsolásnál u_{ki_MAX} és u_{ki_min} értéke tápfeszültség-függő, és nagy valószínűséggel változik a különböző típusú műveleti erősítők cseréjével. Ennek a problémának az áthidalására, illetve a kimeneti feszültségszintek pontosabb beállítására a kimenetre diódá(ka)t vagy Zéner diódá(ka)t kapcsolunk. Ezekkel rögzíteni lehet a kimeneti feszültség értékét. De nem csak azt. Hiszen ezzel a megoldással a kimenet által meghatározott u_M és u_m feszültségek szintje is stabilá válik.



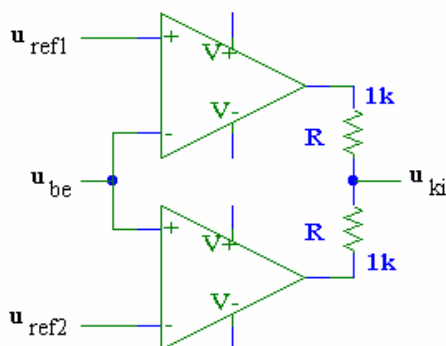
12.14. ábra. A fázist nem fordító Schmitt-trigger idődiagramja

A fenti komparátorok felhasználási területét és lehetőségeit tovább bővíthetjük azzal, ha a hiszterézis-ablak közepét az origóból tetszőleges bemeneti feszültségek irányában elmozdítjuk. Ez mindössze azzal a kapcsolástechnikai módosítással jár, hogy a műveleti erősítő nem vezérelt bemenetét a földpotenciál helyett egy referenciafeszültségre kapcsoljuk.

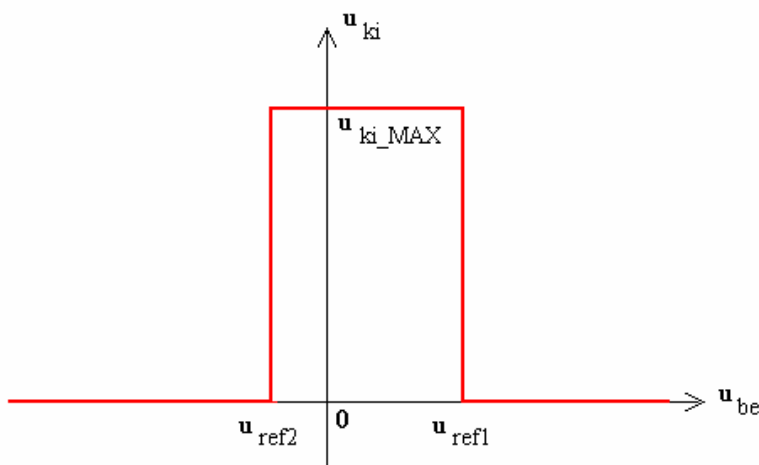
Ha a referenciafeszültség nem lesz már egyenlő nullával, akkor viszont számolnunk kell azzal a nehézséggel, hogy a hiszterézis-ablak nem lesz a továbbiakban szimmetrikus a referenciafeszültségre nézve.

12.4. Ablak-komparátor két műveleti erősítővel

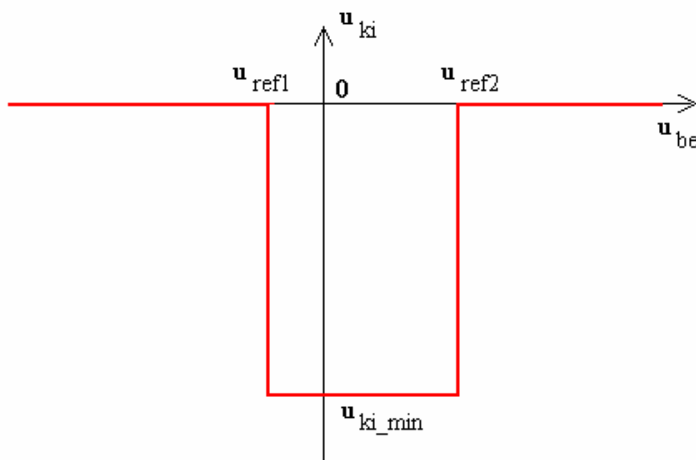
Két műveleti erősítő felhasználásával ablak-komparátort készíthetünk. Az egyik egy u_{ref1} , a másik egy u_{ref2} referenciafeszültséghez képes figyeli a bemeneti jelet, tehát nem a kimeneti jel határozza meg a billenési küszöbököt. Összekötött kimenetük valójában egy logikai "és" kapcsolatot valósít meg.



12.15. ábra. Ablak-komparátor két műveleti erősítővel



12.16. ábra. A két műveleti erősítés ablak-komparátor transzfer karakterisztikája $u_{ref1} > u_{ref2}$ esetén



12.17. ábra. A két műveleti erősítés ablak-komparátor transzfer karakterisztikája $u_{ref1} < u_{ref2}$ esetén

A 12.15. ábrán látható ablak-komparátor kimeneti jele a két referenciafeszültség viszonyától függ. Amennyiben $u_{ref1} > u_{ref2}$, akkor a 12.16. ábrán látható kimeneti jelet kapjuk. Ha $u_{ref1} < u_{ref2}$, akkor a 12.17. ábra lesz az irányadó karakterisztika.

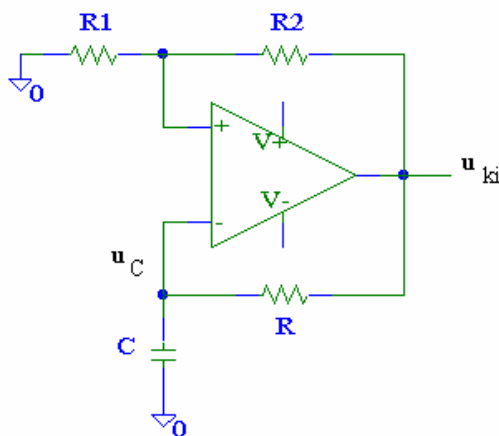
A kapcsolás az "és" művelet megvalósításában nem teljesen korrekt. A referenciaszintek között nincs akkora probléma, mert a kimenetek ekkor azonos szinten vannak. Ettől eltérő bemeneti feszültségeknél azonban a műveleti erősítők kimenetei u_{ki_MAX} -on, illetve u_{ki_min} -on állnak. Feszültséggenerátorok párhuzamos kapcsolása nem megengedhető, ezért szükségesek az R-R ellenállások. A kimeneti jel közel nulla értéke csak akkor biztosítható, ha a kimeneti kivezérelhetőség mindkét irányban azonos.

13. Függvénygenerátorok

A függvénygenerátorok periodikus, de nem elsősorban szinuszos kimeneti jelet adó kapcsolások. Leggyakrabban négyszögjel, háromszögjel, fűrészel és különböző impulzusjelek előállítására használják. Sok esetben egyidejűleg több kimenettel is rendelkeznek, melyek más-más kimenő-függvényt valósítanak meg. A diszkrét elemekből felépített függvénygenerátorokkal szemben a műveleti erősítős kapcsolások egyszerűbb felépítésűek, pontosabbak mind a hullámforma, mind a frekvencia tekintetében. Alkalmazásuk azonban 100 kHz feletti frekvenciákon – főként a műveleti erősítők véges kimeneti jelváltozási sebessége és fázistolása miatt – már körültekintést igényel. Ma már léteznek akár 10 MHz felett működő integrált kivitelű megoldások is.

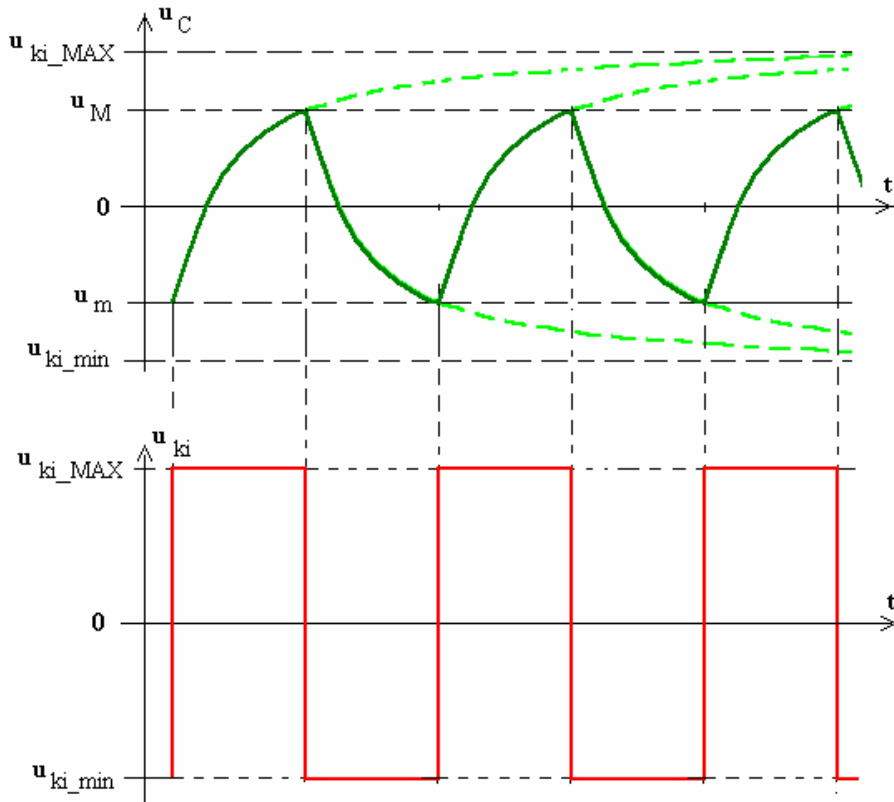
13.1. Astabil multivibrátor

Az előző fejezetben ismertetett fázisfordító Schmitt-trigger kis átalakításával astabil multivibrátort készíthetünk. Ehhez a negatív visszacsatoló ágba kell csak beépíteni egy R-C tagot az alábbi ábrán látható módon:



13.1. ábra. Astabil multivibrátor

A kapcsolást a kondenzátor feszültsége fogja vezérelni. A kondenzátor $\tau = R \cdot C$ időállandóval igyekszik felvenni a műveleti erősítő kimeneti feszültségét. Amennyiben a kimenet u_{ki_MAX} értéken van, a kondenzátor feszültsége nő és ezzel az invertáló bemenet feszültsége is emelkedik.



13.2. ábra. Az astabil multivibrátor kondenzátorának és kimeneti jelének idődiagramja

Ez a folyamat addig tart, ameddig u_C el nem éri a nem-invertáló bemeneten ekkor található

$$u_M = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki_MAX}$$

feszültséget. Ebben a pillanatban ugyanis a kimeneti feszültség u_{ki_min} -re vált át és elkezdődik a kondenzátor kisülési folyamata. Ez szintén $\tau = R \cdot C$ időállandóval, de most már u_{ki_min} -hoz tart. A kondenzátor feszültségének csökkenése az

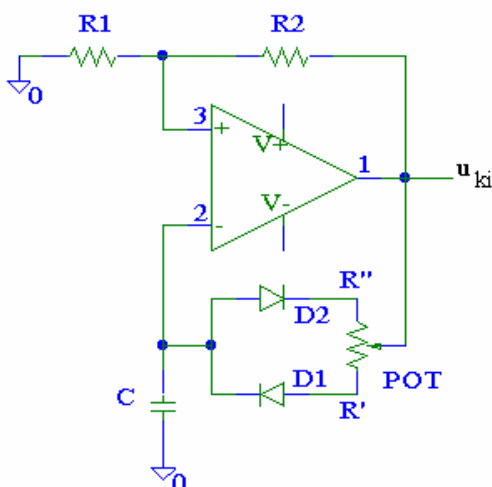
$$u_m = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ki_min}$$

értékig folytatódik, ahol a műveleti erősítő kimenete ismét visszabilen az u_{ki_MAX} feszültségre. A folyamat, melyet a 13.2. ábrán követhetünk nyomon, ezek után kezdődik előlről.

Feltéve, hogy a műveleti erősítő kimeneti kivezélhetősége szimmetrikus, a kimeneti négyszögjel periódusideje:

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right)$$

Érdeemes megfigyelni, hogy ez a periódusidő független a műveleti erősítő kimeneti feszültségétől. A kimeneti négyszögjel kitöltési tényezője $\gamma = 50\%$. Ha a kitöltési tényező értékén változtatni szeretnénk, akkor a kondenzátor töltődési és kisütési folyamatát külön kell választani. Erre mutat megoldást a 13.3. ábra:



13.3. ábra. Változtatható kitöltési tényezőjű astabil multivibrátor

A töltődés ekkor a potenciométer R' ágán D1 diódán keresztül

$$T_1 = R' \cdot C \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right)$$

ideig fog történni, és eddig marad a kimeneti jel u_{ki_MAX} értéken. A kondenzátor kisütése alatt, mely a D2 diódán és R'' ellenálláson keresztül játszódik le, a kimenet u_{ki_min} értéket vesz fel. Ennek időtartama:

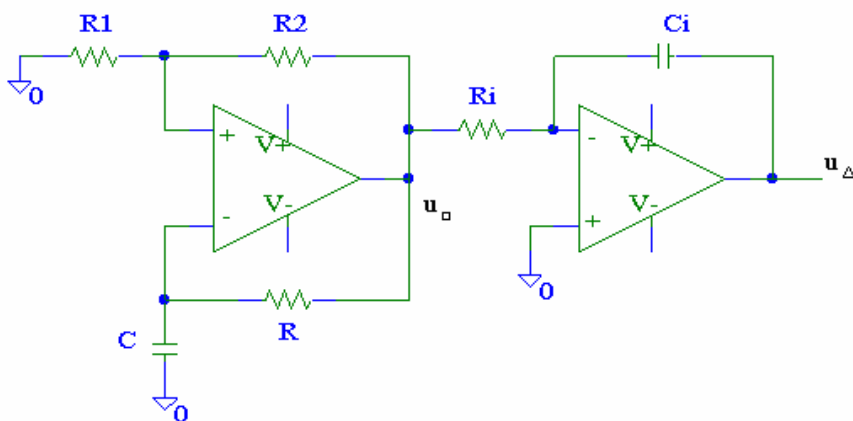
$$T_2 = R'' \cdot C \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right)$$

Ideális esetben a periódusidő a kitöltési tényezőtől független lesz, mert:

$$T = T_1 + T_2 = (R' + R'') \cdot C \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right)$$

13.2. Háromszögjel-generátor

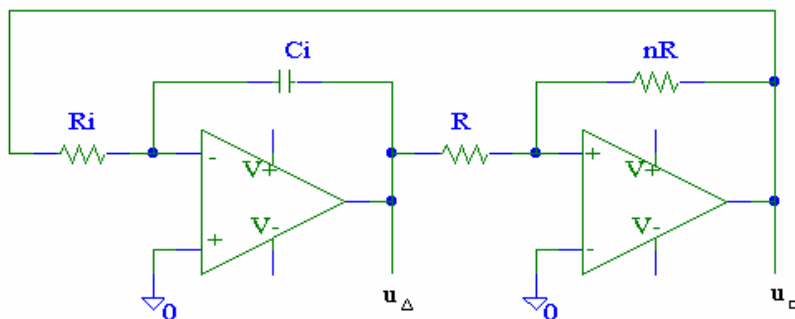
Az előző kapcsolás kimeneti négyzetjelét integrálva háromszögjellet kapunk. Ezt az áramkörti megoldást a 13.4. ábrán láthatjuk:



13.4. ábra. Háromszögjel-generátor

Amikor az első műveleti erősítő kimenete u_{ki_MAX} értéken tartózkodik, akkor az integrátor C_i kondenzátorát $\frac{u_{ki_MAX}}{R_i}$ nagyságú konstans áram tölti. Ennek hatására a kondenzátor feszültsége lineárisan nő és vele a második műveleti erősítő kimeneti feszültsége lineárisan csökken. $T/2$ idő után az első fokozat kimeneti jele u_{ki_min} -ra vált, és az R_i -n átfolyó áram iránya megfordul, a második fokozat kimeneti feszültsége lineárisan nőni fog.

Háromszögjel előállítására más megoldással még ennél is kevesebb alkatrészből megvalósítható. Külön előnye a kapcsolásnak, hogy emellett a négyszögjel-kimenetről sem kell lemondanunk. A kapcsolást a 13.5. ábrán láthatjuk.



13.5. ábra. Háromszög- és négyszögjel egyidejű előállítás

A kapcsolás megértéséhez induljunk ki abból, hogy a második fokozat kimeneti feszültsége u_{ki_MAX} . Ennek hatására az első fokozat kimeneti feszültsége lineárisan csökkeni fog. Ez a csökkenés addig tart, ameddig el nem éri az

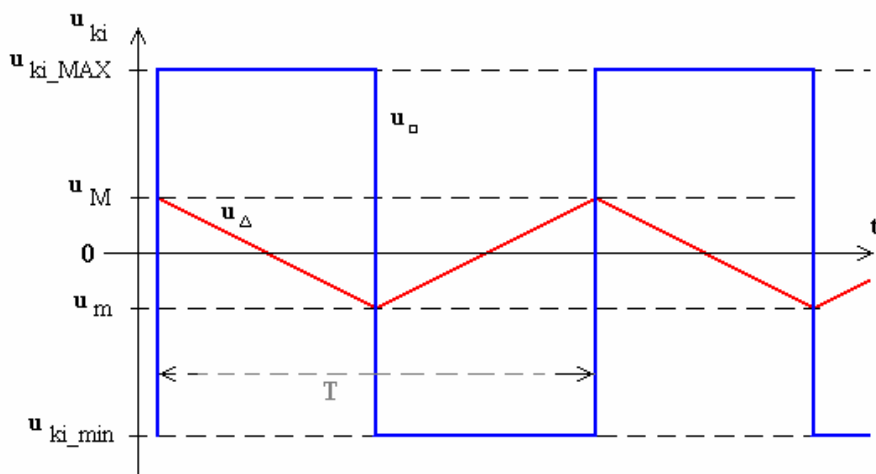
$$u_m = -\frac{R}{n \cdot R} \cdot u_{ki_MAX} = -\frac{u_{ki_MAX}}{n}$$

értéket. Ekkor a második fokozat átbillen és kimeneti jele u_{ki_min} lesz. Ez fogja ettől kezdve vezérelni az integrátornak tekinthető első fokozatot.

Az integrátor kimeneti feszültsége ennek hatására ismét emelkedni kezd. A folyamat addig tart, ameddig az első fokozat kimenete el nem éri az

$$u_M = -\frac{R}{n \cdot R} \cdot u_{ki_min} = -\frac{u_{ki_min}}{n} > 0$$

feszültséget. Ebben a pillanatban a második fokozat visszabillen és kezdődik a folyamat előlről. A két kimeneti jel idődiagramját egy koordináta-rendszerben a következő 13.6. ábra mutatja:



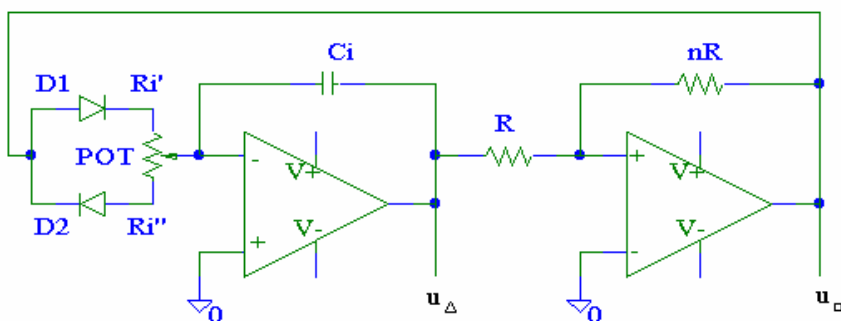
13.6. ábra. A fenti kapcsolás kimeneti jeleinek idődiagramja

Feltételezve, hogy a műveleti erősítők kivezélrelhetősége mindkét irányban ugyanakkora, a kimeneti jelek periódusideje

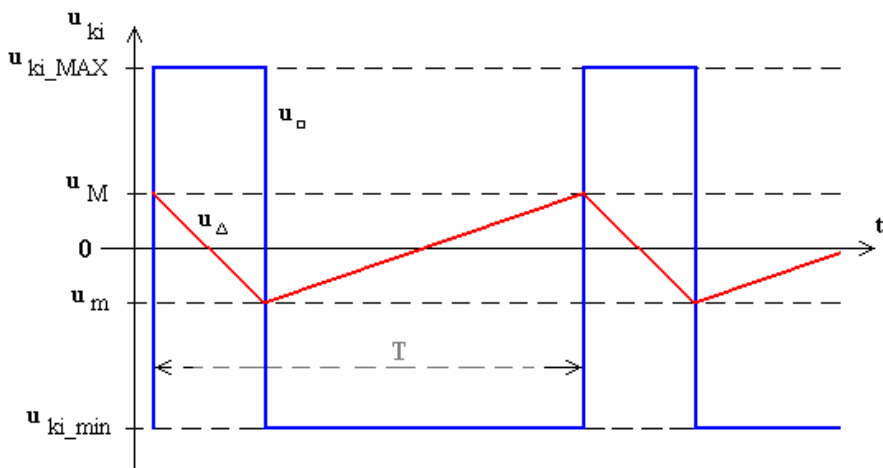
$$T = 4 \cdot R_i \cdot C_i \cdot \frac{R}{n \cdot R} = \frac{4 \cdot R_i \cdot C_i}{n}$$

13.3. Háromszögjel-generátor változtatható meredekséggel

Az előző kapcsolás kondenzátorának töltése és kisütése diódák alkalmazásával szintén elkülöníthető. Ezzel a négyszögjel-kimenetünk kitöltési tényezője is módosítható és lehetőségünk nyílik a háromszögjel emelkedő és lefutó ágán a meredekség beállítására is. A kapcsolást a 13.7. ábra, a kimeneti jelek időfüggvényét a 13.8. ábra mutatja.



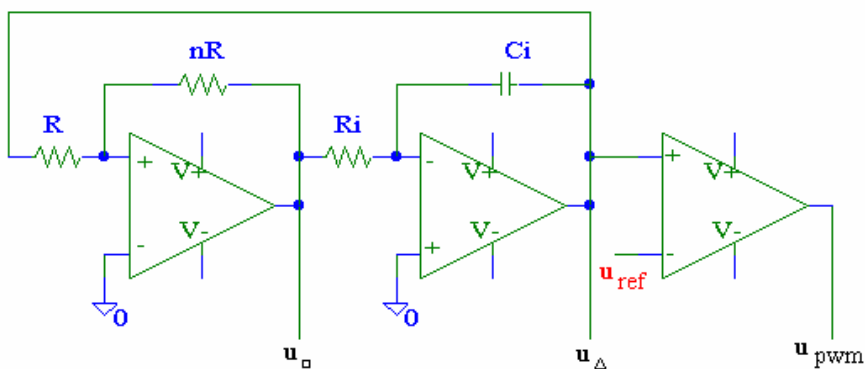
13.7. ábra. Háromszögjel-generátor változtatható meredekséggel



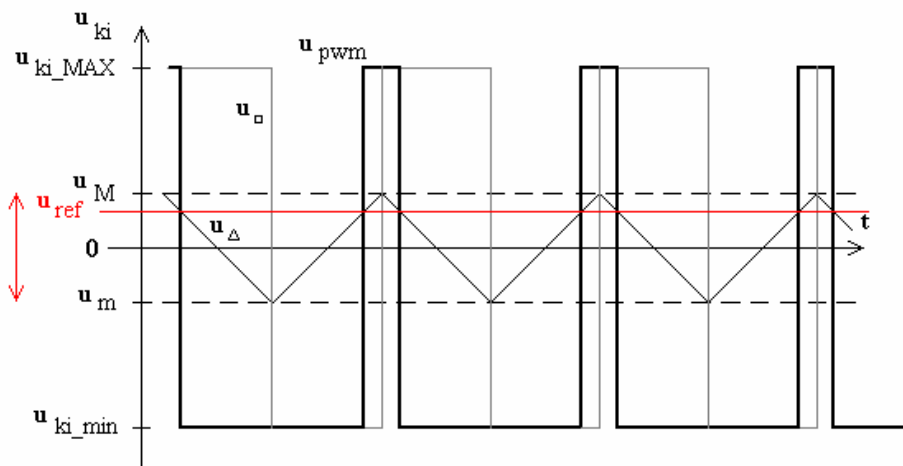
13.8. ábra. A fenti kapcsolás kimeneti feszültségeinek idődiagramja

Impulzus-szélesség modulátor

Ha a 13.5. ábrán látható kapcsolás kimeneti jelét egy komparátor segítségével összehasonlítjuk egy változó u_{ref} referenciafeszültséggel, akkor impulzus-szélesség modulátort kapunk.



13.9. ábra. Impulzus-szélesség modulátor (pwm)



13.10. ábra. Az impulzus-szélesség modulátor jeleinek idődiagramja

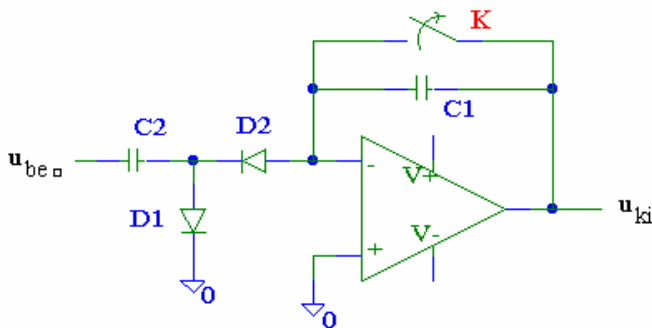
A működés feltétele, hogy

$$u_m < u_{ref} < u_M$$

legyen. Ekkor azonos frekvenciájú, de különböző kitöltési tényezőjű négyszögjelet kapunk. A kapcsolás az u_{ref} által vezérelt impulzus-szélesség modulátor lesz, ahol a kitöltési tényező u_{ref} függvénye.

13.4. Lépcsőgenerátor

A négyszög- és háromszögjelek további számtalan alkalmazás felé nyitják meg a lehetőséget a tervezőmérnökök számára. Ebben a szakaszban egy négyszögjelből lépcső-függvényt előállító kapcsolást ismerhetünk meg. (lásd 13.11. ábra)

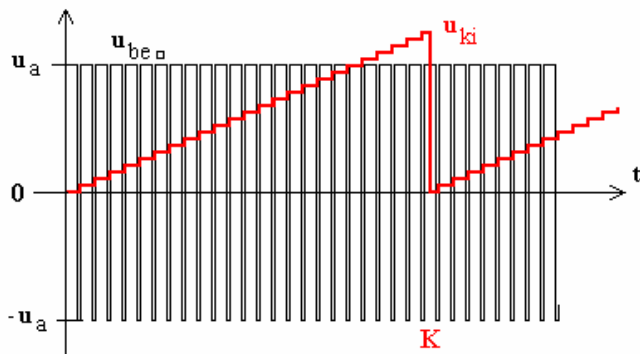


13.11. ábra. Bemeneti négyszögjelből lépcsőszerűen emelkedő kimeneti feszültséget előállító generátor

A bemeneti négyszögjel pozitív értékeinél a C2 kondenzátor feltöltődik. D1 nyitott, D2 zárt állapotban van. A C2-es kondenzátor feszültsége egy diódányi feszültséggel kevesebb, mint a bemeneti négyszögjel pozitív csúcserőteke. Amikor a bemeneti négyszögjel negatív értéket vesz fel, akkor D2 nyit és D1 zárni fog. A D2-n keresztül folyó áram hatására a C1 kondenzátor feszültsége emelkedni fog. Mivel a műveleti erősítő invertáló bemenete virtuális földpont, ezért a kimeneti feszültség szintén nő.

A D2-n átfolyó áram a C2-ben tárolt töltésmennyiség függvénye. Ha elegendő idő áll rendelkezésre, akkor C2 most ellenkező polaritással

egy diódányira közelíti meg a bemeneti négyszögjel negatív csúcsértékét. Az egész folyamat periodikusan ismétlődik azzal a különbséggel, hogy C1 feszültsége egyre nagyobb értéket vesz fel és ezzel a kimeneti feszültség minden egyes periódussal egy kicsivel nagyobb lesz. Ezt láthatjuk a 13.12. ábrán.



13.12. ábra. A lépcsőfeszültség kialakulása

A K kapcsoló zárásával a kondenzátor feszültsége nullázható. Nagyon sok alkalmazásban a kapcsolót analóg módon, például egy FET-el valósítják meg, melynek vezérlésére akár a kimeneti feszültséget is használhatják.

A kimeneti lépcsőfeszültség a valóságban sok tűimpulzustól terhelt, melynek kiszűrésére a további fokozatok helyes működése szempontjából külön gondot kell fordítani.

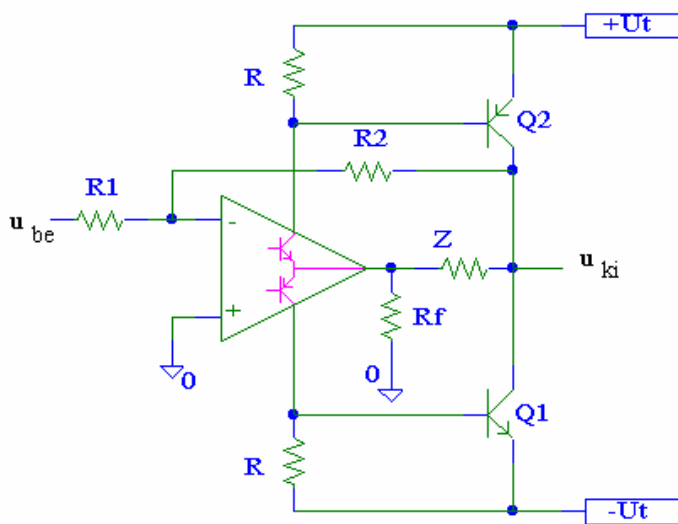
Az előző kapcsolásban a diódák megfordításával negatív irányba haladó lépcsőfeszültség is készíthető.

14. Tápáram-vezérelt végerősítő

A műveleti erősítő egy nem szokványos, inkább ötletes felhasználási lehetőségével ismerkedünk meg ebben a fejezetben. A műveleti erősítő korai generációi meglehetősen lassúak voltak, slew rate-jük még az $1\text{V}/\mu\text{s}$ -t sem érte el. Elsősorban ennek a paraméternek a javítására született meg az ún. tápáram-vezérelt végerősítő.

A kapcsolás alapötletét az adja, hogy a műveleti erősítő által a tápegység felől felvett áram döntő részét a végfokozat veszi fel. Mivel a végfokozat árama arányos a vezérlőjellel, ezért a tápvezetékbe sorosan beépített R ellenálláson eső feszültség vezérlőjelként is felhasználható. Az esetleges nemlinearitások pedig megfelelő visszacsatolással jelentősen csökkenthetők.

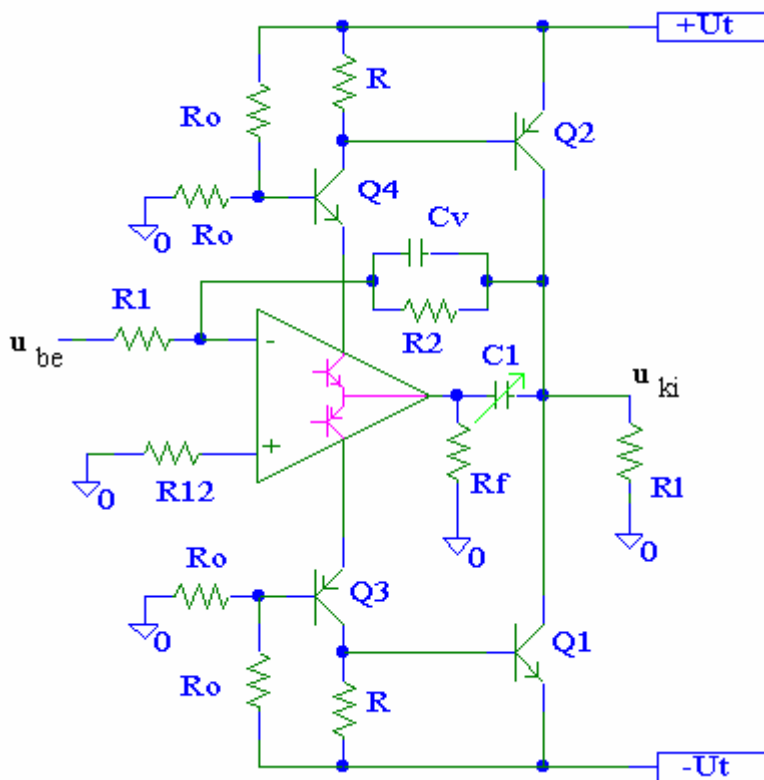
Az R ellenállásból a kettős tápfeszültség miatt kettőre van szükség. Az ellenállásokon eső feszültségek egy-egy bipoláris tranzisztor bázis-emitter diódáját vezérlik. A kapcsolást alapesetben a 14.1. ábrán láthatjuk.



14.1. ábra. Tápáram-vezérelt végerősítő fokozat

Azonnal felmerül a kérdés, nem okoz-e működési rendellenességet a műveleti erősítőben a saját tápfeszültségének ingadozása. Szerencsére nem, mert a műveleti erősítők tápfeszültség-elynyomási tényezője nagyon magas, 90 dB-t meghaladó érték.

Ezzel a kapcsolási megoldással a műveleti erősítő – eredetileg komplementer emitterkövető, tehát egységnyi erősítésű – végtranzistorai hidegítetlen közös emitteres kapcsolássá váltak, és számottevő kb. tízszeres feszültség erősítéssel rendelkeznek. Ezért ugyanakkora kimeneti jelhez kisebb feszültség szintekre van szükség a műveleti erősítőn belül, mely így lineárisabb és gyorsabb működésű lesz. A műveleti erősítő eredeti slew rate-je (SR), kivezérzés-határfrekvenciája (f_{kv}) és egységnyi feszültség-erősítéshez tartozó határfrekvenciája (f_1) körülbelül ugyanolyan mértékben nőnek, mint amennyit a műveleti erősítő végtranzistorai erősítenek.



14.2. ábra. Javított kivitelű tápfaram-vezérelt végerősítő

A kapcsolás linearitása negatív soros feszültség-visszacsatolással (R_f és Z) tovább javítható. Z impedanciát első közelítésben forgókondenzátorral helyettesítjük. A bemenetet négyszögjellel vezérelve optimalizálhatjuk a kimeneti jelalakot ennek a kapacitásnak a függvényében.

Ismeretes, hogy a kaszkód kapcsolás nagyfrekvenciás tulajdonságai kedvezőbbek, mint a közös emitteres kapcsolásé. Egy-egy (újabb) tranzisztor (Q_3 és Q_4) beépítése a műveleti erősítő végtranzisztorjaival kaszkód kapcsolást eredményez, mellyel további minőségjavulás érhető el. (lásd 14.2. ábra)

Ez a kapcsolás lehetővé teszi a műveleti erősítőre megadott maximális tápfeszültségnél nagyobb tápfeszültség alkalmazását is a teljes kapcsolásra, mert a közös bázisú Q_3 és Q_4 tranzisztorok miatt a műveleti erősítő ennek csak kb. a felét kapja. Ezzel a kapcsolásból kivehető maximális teljesítmény tovább növelhető.

A kapcsolás feszültségerősítését az

$$A_u = -\frac{R_2}{R_1}$$

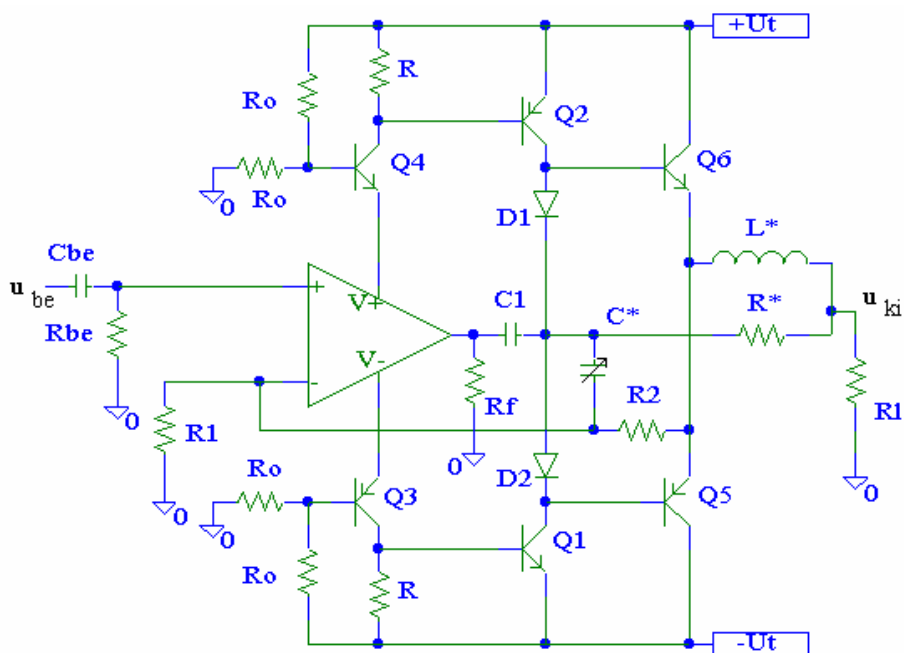
összefüggéssel közelíthetjük. Az egyébként belső kompenzált és stabilnak tekinthető műveleti erősítő ebben a kialakításban hajlamos lehet a gerjedésre. Ezért szükséges az R_2 -es ellenállással párhuzamosan egy C_v kapacitás beépítése.

A végtranzisztorok áramerősítési tényezője nagy kimeneti áramok esetén erősen lecsökkenhet. Ez az érték akár 10 alá is mehet. Előfordulhat, hogy a meghajtó fokozat nem lesz képes már ekkora áramigényt ellátni. Ennek elkerülése érdekében szükség esetén Darlington-tranzisztorpárokkal helyettesítsük a Q_1 és Q_2 tranzisztorokat.

A kapcsolás egy további fokozattal és egy komplex kimeneti híd-kapcsolással akár stúdióminőségűvé tehető. Ezt a megoldást láthatjuk a 14.3. ábrán.

A kapcsolás ± 30 V-os tápfeszültség mellett 100 W feletti teljesítmény leadására képes 4 ohmos terhelés esetén. Megfelelő beállítás mellett torzítása a maximális kimeneti teljesítmény felénél még csak ezred %-ban mérhető. Erősítése a nem-invertáló jelleg miatt

$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$



14.3. ábra. Nagyteljesítményű, kis torzítású tápáram-vezérelt végfokozat

Irodalomjegyzék

1. Hainzman-Varga-Zoltai: *Elektronikus áramkörök*. Tankönyvkiadó, Budapest, 1992.
2. Dieter Nührmann: *Professionelle Schaltungstechnik I-IV*. Franzis'-Verlag GmbH, München, 1994.
3. S. Soclof: *Design and Applications of Analog Integrated Circuits*. Prentice Hall Int. Ed. 1991.
4. G. B. Clayton- Steve Winder: *Operational amplifiers* (fifth edition). Elsevier, New York, 2003
5. U. Tietze- Ch.Schenk: *Analóg és digitális áramkörök*. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1990.
6. I.E. Shepherd: *Műveleti erősítők*. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1985.
7. Sergio Franco: *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits* (third edition). McGraw-Hill, New York, 2001.
8. Szabó Zsolt: *Tervezési segédlet III*. J-19-443. Tankönyvkiadó, Budapest, 1992.
9. Szabó Zsolt: *Tervezési segédlet VI*. J-19-572. Tankönyvkiadó, Budapest, 1992.
10. Molnár- Zsom: *Elektronikus áramkörök II/A I-II. kötet*. KKMF-1044.
11. Molnár-Zsom: *Elektronikus áramkörök*, Példatár. KKMF-1095.
12. Walt Jung: *Op Amp Applications Handbook (Analog Devices Technical Bookstore)*. Newnes, 2004.
13. Ben G. Streetman: *Solid State Electronic Devices*. Prentice-Hall International Editions, London 1990.
14. S. M. Sze: *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley, New York 1981.
15. S. M. Sze: *VLSI Technology*. McGraw-Hill, New York 1988

továbbá az IEEE különböző folyóiratai, mint

IEEE Circuits and Devices
IEEE Transactions on Electron Devices
IEEE Spectrum
IEEE Journal of Quantum Electronics
Proceedings of the IEEE

és természetesen az internet rendkívül széles választéka.

Tárgymutató

A, Á

- AB-osztályú munkapontbeállítás 38
- abszolútérték-képző áramkör
 - egyszerű 103
 - precíziós 107
- aktív R-C szűrő 136
 - elsőfokú alaptagok 145
 - kettős-T 158
 - másodfokú alaptagok 148
 - univerzális 160
- analóg számológép 133
- astabil multivibrátor 192
- aszimmetrikus kimenet 12

B

- bemeneti nyugalmi áram 18
- bemeneti ofszet feszültség 18

C

- clipper 109

Cs

- csúcserétkmérő kapcsolás 102

D

- differenciaerősítő 80
 - javított 82
- differenciálerősítő 12
- differenciálintegrátor 118
- differenciáló áramkör 119
 - gyakorlati kivitel 120
- diszkriminációs tényező 13
- domináns töréspont 24
- drift 19

E, É

- egyenfeszültség erősítő 11, 12
- equaliser 96
- exponenciális erősítő
 - bipoláris tranzisztorttal 131
 - diódával 129
 - hőkompenzált 131

F

- fázisösszegző kapcsolás 13, 36
- feszültségkövető kapcsolás 71
- főerősítő 14
- függvénygenerátor 192
 - háromszögjel-generátor 195
 - négyszögjel-generátor 194, 196

G

- girátor 94

H

- háromszögjel-generátor *Lásd*
 - függvénygenerátor
- hőkompenzált áram-generátor 15

I, Í

- ideális dióda 99
 - közelítése 101
- ideális erősítő 8
- impedancia konverterek 93
- impedanciaillesztő kapcsolás 71
- impulzus-szélesség modulátor 199
- ingadozás-paraméterek 144
- integráló alapkapsolás 113
 - fázist nem fordító 116
 - összegző 118
- invertáló alapkapsolás 76

invertáló félhullámú egyenirányító
kapcsolás 105

K

katalógusparaméterek 16
kimeneti ellenállás 16
kivezélés határfrekvencia 22
kivonó áramkör 80
komparátor 179
ablakkomparátor 190
hiszterézis nélküli 179
hiszterézises 183
kompenzáló kapacitás 37
komplementer emitterkövető
végfokozat 38
komplementer kaszkód
differenciálerősítő 36
közös módusú
feszültségelnyomási tényező 18
közösjel-elnyomási tényező 13

L

latch up védelem 9
laterális pnp tranzisztor 32
lépcsőgenerátor 200
logaritmikus erősítő 123
bipoláris tranzisztorral 124
diódával 123
hőkompenzált 126

M

maximális kimeneti jelváltozási
sebesség 22
Miller-kondenzátor 37
mindent-áteresztő szűrő 161
műszererősítő 84
műveleti erősítő 10, 15
áram-visszacsatolt, CFB 67
chopper-stabilizált 61

C-MOS 60
csoportosítás 26
kompenzálatlan 24
kompenzált 24
tokozási formák 27
műveleti meredekség erősítő,
OTA 63

N

nagyjelű szimmetrikus
feszültség erősítés 17
negatív impedancia konverter 93
négyjel-generátor *Lásd*
függvénygenerátor
nem-invertáló alapkapsolás 73
nemlineáris karakterisztika 122
nullpont-indikátor kapcsolás 128

O, Ó

ofszet kompenzáció 14
ofszethiba 9
oszcilláció feltétele 163
oszcillátor
áthidalt T 172
fázistoló 174
háromfázisú 178
kétfázisú 175
kettős T 171
Wien 166

Ö, Ó

összegző kapcsolás 79

R

R-C oszcillátor 163
referencia aluláteresztő szűrő 143
referencia feszültségforrás 111

S

Schmitt-trigger *Lásd* hiszterézises
komparátor
fázisfordító 185
fázist nem fordító 187
slew rate SR 22

Sz

szimmetrikus bemenet 12
szimmetrikus bemeneti ellenállás
16
szinteltolás 13
szuper- β -jú tranzisztor 30, 45
szűrő fokszáma 143
szűrők fokszáma
Butterworth 144
Cauer 144

Csebisev 144

szűrőkarakterisztikák 137
szűrőtípusok 139

T

tápáram-vezérelt végerősítő 202
javított 203
nagyteljesítményű 205
tápfeszültség elnyomási tényező
21

Ü, Ű

üzemi hőmérséklettartomány 25

V

vertikális pnp tranzisztor 32
vezérelt generátorok 86